

---

# Acionamento de Máquinas a Relutância Variável

Alexandre Cunha Oliveira

Tese de Doutorado submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande - Campus de Campina Grande como parte dos requisitos necessários para obtenção do grau de Doutor em Ciências no Domínio da Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Processamento da Energia

Antonio Marcus Nogueira Lima, Dr.  
Universidade Federal de Campina Grande

Cursino Brandão Jacobina, Dr. Ing.  
Universidade Federal de Campina Grande

Orientadores

Campina Grande, Paraíba, Brasil  
©Alexandre Cunha Oliveira, Setembro de 2003



048a

Oliveira, Alexandre Cunha

Acionamento de maquinas a relutancia variavel /  
Alexandre Cunha Oliveira. - Campina Grande, 2003.  
244 f.

Tese (Doutorado em Engenharia Eletrica) - Universidade  
Federal de Campina Grande, Centro de Ciencias e Tecnologia.

1. Relutancia Variavel 2. Controle Preditivo 3.  
Estimacao de Indutancia 4. Tese - Engenharia Eletrica I.  
Lima, Antonio Marcus Nogueira II. Jacobina, Cursino Brandao  
III. Universidade Federal de Campina Grande - Campina  
Grande (PB)

CDU 621.313.13:537.621.2(043)

SISTEMA DE ACIONAMENTO DE MÁQUINAS A RELUTÂNCIA VARIÁVEL

ALEXANDRE CUNHA OLIVEIRA

Tese Aprovada em 19.09.2003

PROF. ANTONIO MARCUS NOGUEIRA LIMA, Dr., UFCG

  
Orientador


PROF. CURSINO BRANDÃO JACOBINA, Dr.Ing., UFCG

  
Orientador

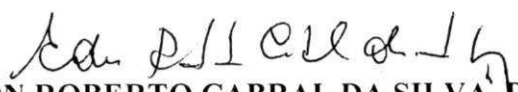
LUIS GUIHERME BARBOSA ROLIM, Dr.-Ing., UFRJ

  
Componente da Banca


DARIZON ALVES DE ANDRADE, Ph.D., UFU

  
Componente da Banca

EDISON ROBERTO CABRAL DA SILVA, Dr.Ing., UFCG

  
Componente da Banca

WELLINGTON SANTOS MOTA, Ph.D., UFCG

  
Componente da Banca

CAMPINA GRANDE – PB  
SETEMBRO - 2003

## Dedicatória

Ao meu pai, José Carlos de Oliveira (*in memoriam*) e a minha mãe, Maria do Socorro Cunha Oliveira, cuja dedicação e garra me proporcionaram estar escrevendo esta dedicatória.



## Agradecimentos

A minha mãe, dona Socorro, pelo amor, paciência, compreensão e doação.

Ao meu irmão, Otaviano, pelo seu companherismo.

As minhas tias, Antonieta, Zenóbia, Guiomar, Elita e Francisca, minhas segundas mães.

Aos Professores Antonio Marcus e Cursino, não apenas pela orientação valiosa, indispensável a realização deste trabalho, mas também pela confiança.

Ao Professor Edison Roberto, pelas sugestões, orientações e pelo tratamento sempre cordial.

Aos Professores Talvanes e Benedito Luciano, pelas discussões sempre úteis.

Ao meu grande amigo Reginaldo, pelo incentivo em momentos difíceis.

A todos os companheiros do LEIAM - Laboratório de Eletrônica Industrial e Acionamento de Máquinas.

A todos os companheiros do LIEC - Laboratório de Instrumentação Eletrônica.

Aos funcionários da COPELE e em especial a secretária Angela, pela dedicação e presteza.

Aos funcionários do Departamento de Engenharia Elétrica.

Ao Centro Federal de Educação Tecnológica do Maranhão - CEFET/MA, pelo apoio no programa de capacitação docente.

Ao CNPq que proporcionou o suporte financeiro, para realização deste trabalho.

A empresa EMERSON, que gentilmente nos forneceu a máquina a relutância variável com a qual foi desenvolvido o trabalho.

## Resumo

A utilização das máquinas a relutância variável de forma viável teve que aguardar pelo desenvolvimento de sistemas de acionamento capazes de satisfazer seus requisitos de operação, que exigem a rápida comutação de corrente entre as fases da máquina, além da necessidade de conhecimento da posição do eixo da mesma.

Apesar de apresentar características favoráveis como simplicidade de construção, concentração dos enrolamentos elétricos no estator, melhor relação conjugado/volume, baixa inércia e capacidade de operação em velocidades elevadas, apresenta uma elevada oscilação de conjugado, decorrente de sua estrutura de dupla saliência e dos efeitos de chaveamento de corrente entre fases, que a afastam inicialmente de aplicações de alto desempenho, como robótica. A dificuldade de gerar conjugado com minimização da oscilação é contornada pelo uso de estratégias que controlam a forma e os instantes de aplicação de corrente às fases da máquina, baseadas nas curvas características de indutância e derivada de indutância $\times$ posição da mesma. O preciso conhecimento destas curvas permite implementar sistemas de alto desempenho. Neste trabalho serão analisados alguns procedimentos que permitam obter estas curvas de uma forma mais rápida, mantendo-se a precisão do método de estimação baseado nas curvas de fluxo $\times$ corrente $\times$ posição.

A malha de controle de corrente é uma das mais importantes em um sistema de acionamento baseado em máquinas a relutância variável. Entre os controladores mais comumente utilizados, destacam-se os controladores por histerese e PWM, sendo este último implementado com reguladores PI ou PID. O controlador por histerese é indicado para operações em alta velocidade enquanto os controladores PI ou PID, são mais eficientes em baixas e médias velocidades. Uma alternativa aos controladores anteriores é o controlador preditivo, o qual é proposto neste trabalho. Será mostrado que o uso deste tipo de controlador para regulação da corrente de fase da máquina a relutância variável, além de tecnicamente viável é simples e robusto com relação a variações paramétricas

A implementação da ação de controle é realizada a partir do comando das chaves de potência de um inversor, geralmente de tensão. Como as máquinas a relutância variável podem operar com correntes unidirecionais, isto torna o projeto do inversor mais simples, permitindo inclusive o uso de inversores com apenas uma chave por fase, apesar deste impor severas restrições de operação à máquina. O uso de estruturas integradas de inversores, como o inversor ponte trifásica completa, se mostram como alternativas ao acionamento

das máquinas a relutância variável. Nesta linha, serão apresentadas neste trabalho alterações a forma como estas estruturas tem sido utilizadas que as permite atingir desempenho equivalente ao do inversor meia ponte assimétrica.

Para concluir, serão analisados os efeitos da compensação do tempo morto em inversores ponte trifásica completa. Será mostrado que apesar da simplicidade e eficiência das estratégias de compensação baseadas na modificação dos tempos dos pulsos de comando das chaves do inversor, estas devem ser monitoradas para evitar que os tempos de comando compensados extrapolem os limites superior e inferior do período de chaveamento, situação que pode causar distorção na tensão sintetizada pelo inversor.

# Abstract

The use of variable reluctance machines (VRM) as viable system have been waited for the development of suitable motor drive systems. These systems must be able to accomplish operational requirements as fast current commutation among the phases and also the knowledge of the axis position.

In spite of VRM favorable inner characteristics as construction simplicity, concentration of the electric windings of the stator, better torque/volume relationship, low inertia and operation capability at high speeds, the VRM presents high torque ripple due to its double saliency structure and switching current effects among phases, that moves it away of high performance applications, as robotics. The difficulty of generating torque with low ripple is outlined by the use of strategies that control the form and the instants of current application for the phases of the machine based on the characteristic curves of inductance and derived of inductance versus position of it. The accurate knowledge of these curves allows implementing high performance systems. In this work, it will be analyzed some procedures that allow to obtain these curves in a faster way, keeping the precision of the estimation method based on the flux x current x position curves

The current loop control is one of the most important loops in a drive system based on variable reluctance machines. Among the more commonly used controllers, stand out the hysteresis control and PWM, usually implemented with PI or PID regulator. The first controller is indicated for operations in high-speed while the second one is more efficient in low and medium speeds. An alternative to the previous controllers is the predictive controller, which is proposed in this work. It will be shown that the use of this type of controller for regulation of the variable reluctance machine phase current is technically viable and simple and robust to parametric variations as well.

The implementation of the control action is accomplished by the inverter switches command that is usually for a voltage source inverter. The variable reluctance machines can operate with unidirectional currents simplifying the project of the inverter and allowing the use of inverter with just a switch for each phase, but imposing severe operation restrictions to the machine. The use of the inverter with integrated structures, as the three phase bridge inverter are shown as alternatives to drive variable reluctance machines. Following this direction, it will be presented alterations in the form as these structures have been used allowing them to reach equivalent performance to the half bridge inverter.

To conclude, the effects of the dead time compensation will be analyzed in three phase bridge inverters. In spite of the simplicity and efficiency of the compensation strategies

based on the modification of the inverter switches command pulses, it will be shown that the strategies should be monitored to avoid that the command compensated times extrapolate the up or down limits of the sample time. This situation can cause distortion in the synthesized voltage by the inverter.

# Conteúdo

<b>1</b>	<b>Introdução</b>	<b>1</b>
1.1	Sistemas de Acionamento de Máquinas Elétricas: Visão Geral . . . . .	1
1.2	Contribuições do Trabalho . . . . .	7
1.3	Revisão Bibliográfica . . . . .	9
1.3.1	Fontes de Tensão PWM . . . . .	9
1.3.2	Topologia de inversores . . . . .	13
1.3.3	Controle de corrente . . . . .	17
1.3.4	Estimação da posição rotórica . . . . .	21
1.4	Organização do Trabalho . . . . .	27
<b>2</b>	<b>Máquina a Relutância Variável (MRV)</b>	<b>29</b>
2.1	Introdução . . . . .	29
2.2	Modelo Matemático . . . . .	30
2.3	Operação da Máquina a Relutância Variável como Motor . . . . .	34
2.3.1	Operação na região linear . . . . .	35
2.3.2	Operação na região saturada . . . . .	43
2.4	Operação da Máquina a Relutância Variável como Gerador . . . . .	56
2.4.1	Dualidade entre a operação como motor e como gerador . . . . .	57
2.4.2	Excitação da máquina a relutância variável operando como gerador . . . . .	58
2.4.3	Controle da máquina a relutância variável operando como gerador . . . . .	64
2.5	Conclusão . . . . .	65
<b>3</b>	<b>Controle de Corrente</b>	<b>67</b>
3.1	Introdução . . . . .	67
3.2	Controlador de Corrente . . . . .	68
3.2.1	Controlador PI . . . . .	69
3.2.2	Controlador Preditivo . . . . .	71

3.3	Resultados Experimentais . . . . .	72
3.3.1	Controlador PI . . . . .	73
3.3.2	Controlador Preditivo . . . . .	81
3.3.3	Comparação de desempenho dos controladores . . . . .	92
3.4	Conclusão . . . . .	95
<b>4</b>	<b>Identificação das Curvas Características de uma MRV</b>	<b>98</b>
4.1	Introdução . . . . .	98
4.2	Modelagem do Inversor . . . . .	100
4.3	Determinação da curva característica $L_k(\theta, i) \times \theta$ : Identificação simplificada.	101
4.3.1	Determinação da resistência dos enrolamentos da máquina: $r_s$ . . . . .	108
4.3.2	Procedimento experimental - Identificação simplificada . . . . .	111
4.4	Determinação da curva característica $L_k(\theta, i) \times \theta$ : Identificação completa. .	115
4.4.1	Acionamento por meios próprios . . . . .	119
4.5	Sistema autocomissionado . . . . .	125
4.6	Conclusão . . . . .	126
<b>5</b>	<b>Topologia de Inversores</b>	<b>129</b>
5.1	Introdução . . . . .	129
5.2	Acionamento com inversor ponte trifásica . . . . .	130
5.2.1	Alternativas de Chaveamento . . . . .	132
5.2.2	Topologia Modificada . . . . .	140
5.2.3	Ligação estrela . . . . .	145
5.2.4	Ligação Estrela: Circuito simplificado . . . . .	162
5.2.5	Falhas das Estruturas Ponte Trifásica . . . . .	170
5.2.6	Análise de custo . . . . .	171
5.3	Conclusão . . . . .	174
<b>6</b>	<b>Efeitos do Tempo Morto em Inversores Fonte de Tensão PWM</b>	<b>176</b>
6.1	Introdução . . . . .	176
6.2	Efeitos do Tempo Morto . . . . .	177
6.3	Compensação do Tempo Morto . . . . .	180
6.3.1	Compensação escalar . . . . .	182
6.3.2	Compensação vetorial . . . . .	210
6.3.3	Compensação no cruzamento da corrente por zero . . . . .	215
6.4	Conclusão . . . . .	223

<b>7</b>	<b>Conclusões e Trabalhos Futuros</b>	<b>227</b>
7.1	Conclusões . . . . .	227
7.2	Proposta de futuros estudos . . . . .	231
	<b>Bibliografia</b>	<b>233</b>



# Lista de Símbolos e Abreviaturas

# Simbologia

- $A_k$  Amplitude da k-ésima harmônica de um sinal
- $A_1$  Amplitude da fundamental de um sinal
- $C_e$  Conjugado eletromagnético gerado pela máquina a relutância variável
- $\overline{C_e}$  Conjugado eletromagnético médio
- $C_m$  Conjugado mecânico acoplado ao eixo da máquina a relutância variável
- $\overline{DT}$  Ciclo de trabalho médio do sinal PWM
- $EC$  Coeficiente de eficiência
- $e_k(n)$  Força contraeletromotriz na k-ésima fase da máquina a relutância variável no n-ésimo instante de amostragem
- $E_{dc}$  Tensão do barramento “DC”
- $f, h$  Coeficientes do modelo discretizado da máquina a relutância variável
- $i_k$  Corrente na k-ésima fase da máquina a relutância variável
- $i_k(n)$  Corrente na k-ésima fase da máquina a relutância variável no n-ésimo instante de amostragem
- $I_m$  Corrente de saturação
- $J$  Momento de inércia da máquina a relutância variável
- $J_c(n)$  Função de custo para determinação da lei de controle preditiva
- $k_p$  Ganho proporcional do controlador PI
- $k_i$  Ganho do integrador do controlador PI

- $L_k(\theta, i)$  Indutância própria da k-ésima fase da máquina, função da posição angular do eixo da máquina,  $\theta$  e da corrente de fase  $i$
- $l_k(\theta, i)$  Indutância incremental da k-ésima fase da máquina, função da posição angular do eixo da máquina,  $\theta$  e da corrente de fase  $i$
- $L_{kn}(\theta, i_n)$  Indutância mútua entre a k-ésima e n-ésima fase da máquina a relutância variável
- $L_a$  Indutância na posição alinhada
- $L_u$  Indutância na posição desalinhada
- $l_c$  Valor de indutância em que as curvas de  $L(\theta) \times \theta$  de duas fases se interceptam quando a terceira está no seu valor máximo
- $\xi$  Relação  $\frac{L_a}{L_u}$
- $ml_e$  Coeficiente de inclinação do segmento de crescimento da curva  $L(\theta) \times \theta$  linearizada em função do ângulo elétrico
- $ml_m$  Coeficiente de inclinação do segmento de crescimento da curva  $L(\theta) \times \theta$  linearizada em função do ângulo mecânico
- $\Gamma$  Coeficiente de inclinação da curva de indutância  $\times$  posição
- $m$  Índice de modulação do sinal PWM
- $\mu$  Coeficiente de distribuição de roda livre
- $q$  Número de fases da máquina a relutância variável
- $N_r$  Número de pólos do rotor da máquina a relutância variável
- $p_i$  Potência instantânea entregue a máquina a relutância variável pela fonte
- $p_{gap}$  Potência do entreferro
- $r_k$  Resistência da k-ésima fase da máquina a relutância variável
- $e_{sw}$  Queda de tensão em duas chaves de um braço do inversor meia ponte assimétrica
- $e_{swd}$  Queda de tensão em uma chave e um diodo de um braço do inversor meia ponte assimétrica
- $a_{swk}$  Resistência dinâmica de condução das chaves de potência

- $b_{swk}$  Queda de tensão de limiar de duas chaves
- $a_{swdk}$  Resistência dinâmica de condução de uma chave e um diodo de potência
- $b_{swdk}$  Queda de tensão de limiar de uma chave e um diodo
- $r_l$  Tempo de aplicação de roda livre
- $t_s$  Período de amostragem
- $T$  Período do ciclo PWM
- $T_1$  Período do ciclo PWM modificado para comportar pulsos PWM com compensação do tempo morto
- $T_{en}$  Período de energização das fases da máquina a relutância variável
- $T_L$  Constante de tempo carga RL
- $t_{s1}$  Tempo de aplicação de sinal de comando a chave superior do braço de inversor que alimenta a fase 1 de uma máquina
- $\overline{t_{s1}}$  Tempo de aplicação de sinal de comando a chave inferior do braço de inversor que alimenta a fase 1 de uma máquina
- $t_{dt}$  Tempo morto
- $t_{si}(k)$  Tempo de aplicação de sinal de comando a chave superior da  $i$ -ésima fase da máquina no  $k$ -ésimo período PWM
- $\overline{t_{si}}(k)$  Tempo de aplicação de sinal de comando a chave inferior da  $i$ -ésima fase da máquina no  $k$ -ésimo período PWM
- $t_{si1}(k)$  Tempo de aplicação do sinal de comando, com compensação do tempo morto, da chave superior da  $i$ -ésima fase da máquina no  $k$ -ésimo período PWM
- $t_i(k)$  Tempo de aplicação de sinal de comando a chave superior da  $i$ -ésima fase da máquina no  $k$ -ésimo período PWM
- $t_{i1}(k)$  Tempo de aplicação do sinal de comando, com compensação do tempo morto, da chave superior da  $i$ -ésima fase da máquina no  $k$ -ésimo período PWM
- $t_f$  Intervalo do período da onda modulante em que a compensação do tempo morto é incompleta

- $u_k(n)$  Esforço de controle para minimização da função de custo  $J_c(n)$
- $v_k$  Tensão na  $k$ -ésima fase da máquina a relutância variável
- $v_{sio}^*$  Tensão de referência de pólo da  $i$ -ésima fase
- $v_{si}^*(k)$  Tensão de referência da  $i$ -ésima fase de uma máquina no  $k$ -ésimo período PWM
- $v_{si}(k)$  Tensões estatóricas trifásicas, com  $i = 1, 2, 3$
- $v_{si}^*(k)$  Tensões estatóricas trifásicas de referência, com  $i = 1, 2, 3$
- $\widehat{v}_{si}(k)$  Tensões estatóricas médias, com  $i = 1, 2, 3$
- $\widehat{v}_{sio}(k)$  Tensões de pólo médias, com  $i = 1, 2, 3$
- $v_{dt}$  Tensões geradas pelo tempo morto
- $v_k^*$  Tensão de referência da  $k$ -ésima fase de uma máquina a relutância variável
- $v_{ci}$  Tensão nos capacitores do barramento CC
- $v_h$  Tensão homopolar
- $v_{on}$  Tensão entre o ponto central da ligação estrela das fases da máquina trifásica e o ponto central dos capacitores
- $\widehat{v}_{on}$  Tensão média entre o ponto central da ligação estrela das fases da máquina trifásica e o ponto central dos capacitores
- $v_{sM}^*$  Máxima valor entre as tensões de fase de referência
- $v_{sm}^*$  Mínimo valor entre as tensões de fase de referência
- $i_{ci}$  Corrente de carga descarga dos capacitores do barramento CC
- $\overline{v_k}$  Tensão média aplicada aos enrolamentos da máquina a relutância variável
- $v_{cd}$  Tensão do capacitor sendo carregado durante ciclo de energização de uma fase da máquina a relutância variável
- $v_{cc}$  Tensão do capacitor sendo descarregado durante ciclo de energização de uma fase da máquina a relutância variável

- $v_k(n)$  Tensão na k-ésima fase da máquina a relutância variável no n-ésimo instante de amostragem
- $V_{ret}$  Tensão na saída do retificador trifásico
- $V_p$  Máxima tensão instantânea de saída do inversor
- $\omega$  Velocidade angular elétrica
- $w$  Energia
- $W_{campo}$  Energia armazenada no campo
- $\beta$  Fator de relação entre o tempo morto e o período do ciclo PWM
- $\beta_s$  Comprimento pólo do estator
- $\beta_r$  Comprimento pólo do rotor
- $\alpha_s$  Distância entre dois pólos consecutivos do estator
- $\alpha_r$  Distância entre dois pólos consecutivos do rotor
- $\theta_1$   $\theta_1 = \alpha_r - \beta_r - \beta_s$
- $\varepsilon_k(n)$  Erro de corrente da k-ésima fase da máquina a relutância variável no n-ésimo instante de amostragem
- $\epsilon$  Coeficiente de ponderação para o esforço de controle
- $\lambda_k(\theta, i)$  Fluxo concatenado da k-ésima fase da máquina a relutância variável
- $\theta_{on}$  Ângulo de energização de uma fase da máquina a relutância variável
- $\theta_{off}$  Ângulo de desenergização de uma fase da máquina a relutância variável
- $\theta_e$  Ângulo de extinção
- $\tau_k$  Tempo de aplicação de sinal de comando da chave superior de inversor meia ponte operando no modo “soft-chopping” ou de ambas as chaves de um braço operando no modo “hard-chopping”
- $\omega$  Velocidade angular elétrica
- $(\theta_{on}, \theta_{off})$  Contante de proporcionalidade entre a corrente média gerada e a tensão nos capacitores do barramento CC

# Lista de Tabelas

4.1	Valores de resistência de fase . . . . .	111
4.2	Coefficientes das curvas de indutância . . . . .	114
4.3	Valores máximos e mínimos das indutâncias próprias de fase . . . . .	116
4.4	Valores máximos e mínimos das indutâncias próprias de fase . . . . .	123
5.1	Custo estimado inversor meia ponte assimétrica . . . . .	171
5.2	Custo estimado inversor ponte trifásica com tiristores. (1) Diodo para 1200V e 350A, (2) Preços cotados em real e convertidos para dolar americano a taxa de U\$1 = R\$ 2,90, (3) Foi repetido o mesmo diodo rápido no lugar do diodo padrão pois o preço obtido para este era superior ao do diodo rápido, (4) Tiristor para 1200V e 650A. . . . .	172
5.3	Custo estimado inversor meia ponte assimétrica - baixa potência . . . . .	172
5.4	Custo estimado inversor ponte trifásica com tiristores e chaves discretas - baixa potência. (1) Diodo para 600V/37A, (2) Diodo para 600V/60A, (3) Tiristor para 600V/55A. . . . .	173
5.5	Custo estimado inversor "Split" . . . . .	173
5.6	Custo estimado inversor ponte trifásica com enrolamentos ligados em estrela. (1) Associação de capacitores de 10000 $\mu$ F/100V para obter uma capacitância resultante de 2500 $\mu$ F/800V (400V para cada metade dos capacitores), (2) Associação de capacitores de 10000 $\mu$ F/100V para obter uma capacitância resultante de 2500 $\mu$ F/1600V (800V para cada metade dos capacitores), (3)Diodo para 1200V e 350A, (4) Tiristor para 1200V e 650A, (5) Foi repetido o mesmo diodo rápido no lugar do diodo padrão pois o preço obtido para este era superior ao do diodo rápido	173

# Lista de Figuras

1.1	Inversor do tipo meia ponte assimétrica para acionamento de motores a relutância variável. . . . .	5
1.2	Inversor ponte trifásica acionando motor a relutância variável. . . . .	7
2.1	Seção transversal de uma máquina a relutância variável. . . . .	30
2.2	Característica teórica fluxo $\times$ corrente $\times$ posição. . . . .	34
2.3	Perfil idealizado de $L_k(\theta) \times \theta$ . . . . .	36
2.4	Pulso ideal de corrente com MRV acionado por inversor fonte de corrente. . .	36
2.5	Curvas de corrente e tensão com MRV acionado por inversor fonte de tensão: (a) Regulação da corrente, (b) regulação da corrente no fim do período e (c) pulso único. . . . .	38
2.6	Modos de chaveamento da tensão CC do barramento: (a)“soft chopping ” e (b)“hard chopping”. . . . .	41
2.7	Trajectoria no plano $\lambda_k \times i_k$ para pulso de corrente ideal. . . . .	44
2.8	Trajectoria no plano $\lambda_k \times i_k$ para pulso de corrente ideal aplicado a uma máquina linear e outra saturada. . . . .	45
2.9	Trajektorias no plano $\lambda_k \times i_k$ para pulso de corrente ideal aplicado a uma máquina linear e outra saturada, com produção de mesma quantidade de trabalho. . . . .	45
2.10	Curvas Volt-Ampere com alimentação a partir de pulso de corrente ideal : (a) máquina linear e (b) máquina saturada. . . . .	46
2.11	Trajektorias no plano $\lambda_k \times i_k$ de uma máquina linear operando nos modos: (a) “hard chopping ” e (b) “soft chopping”. . . . .	47
2.12	Perfis de indutância: Região linear e saturada. . . . .	50
2.13	Trajektorias no plano $\lambda_k \times i_k$ com acionamento a partir de inversor fonte de corrente. . . . .	52
2.14	Trajektorias no plano $\lambda_k \times i_k$ com acionamento a partir de inversor fonte de tensão. . . . .	54



2.15	Correntes para MRV funcionando como motor e gerador. . . . .	57
2.16	Sistema básico de geração baseado em MRV. . . . .	58
2.17	Corrente de excitação e de geração com a MRV operando no modo de pulso único. . . . .	59
2.18	Sistema de geração baseado em MRV, com excitação independente. . . . .	61
2.19	Sistema de geração baseado em MRV, com excitação independente e recupe- ração de energia para a fonte de excitação. . . . .	62
2.20	Gerador CA monofásico baseado em MRV. . . . .	63
3.1	Diagrama de blocos do controlador PI com anti_windup e compensação da força contraeletromotriz . . . . .	71
3.2	Sistema de acionamento da máquina a relutância variável. . . . .	73
3.3	Corrente regulada com controlador PI sem compensação da força contraeletro- motriz e sem “anti-windup”. Velocidade 964 RPM. . . . .	74
3.4	Corrente regulada com controlador PI sem compensação da força contraeletro- motriz e sem “anti-windup”. Velocidade 1970 RPM . . . . .	74
3.5	Corrente regulada com controlador PI com compensação da força contraeletro- motriz e sem “anti-windup”. Velocidade 842 RPM. . . . .	75
3.6	Corrente regulada com controlador PI com compensação da força contraeletro- motriz e sem “anti-windup”. Velocidade 1761 RPM . . . . .	75
3.7	Corrente regulada com controlador PI com compensação da força contraeletro- motriz e com “anti-windup”. Velocidade 840 RPM. . . . .	76
3.8	Corrente regulada com controlador PI com compensação da força contraeletro- motriz e com “anti-windup”. Velocidade 1766 RPM . . . . .	77
3.9	Efeito da saturação do inversor quando a máquina opera em alta velocidade. . . . .	77
3.10	Fluxo estimado para o controle de corrente PI com compensação da força contraeletromotriz e com “anti-windup”. . . . .	78
3.11	Velocidade de operação da máquina: (a) $\lambda_{ref} = 0.045Wb$ e (b) $\lambda_{ref} = 0.050Wb$ . . . . .	79
3.12	Controlador PI operando com condução simultânea de corrente em fases ad- jacentes. Velocidade 888 RPM. . . . .	80
3.13	Controlador PI operando com condução simultânea de corrente em fases ad- jacentes. Velocidade 1661 RPM . . . . .	80
3.14	Corrente regulada com controlador preditivo. Velocidade 889 RPM. . . . .	81
3.15	Corrente regulada com controlador preditivo. Velocidade 1788 RPM . . . . .	82
3.16	Corrente regulada com controlador preditivo considerando saturação da fonte de alimentação. Velocidade 970 RPM. . . . .	83

3.17	Corrente regulada com controlador preditivo considerando saturação da fonte de alimentação. Velocidade 1977 RPM . . . . .	83
3.18	“Overshoot” de corrente no início do ciclo de energização. . . . .	84
3.19	Sequência de operações da rotina de controle da máquina a relutância variável. . . . .	85
3.20	Corrente regulada com controlador preditivo considerando saturação da fonte de alimentação e minimização de “overshoot”. Velocidade 1005 RPM. . . . .	86
3.21	Corrente regulada com controlador preditivo considerando saturação da fonte de alimentação e minimização de “overshoot”. Velocidade 2042 RPM . . . . .	87
3.22	Coeficientes “ <i>f</i> ” e “ <i>h</i> ” do controlador preditivo. . . . .	87
3.23	Corrente regulada com controlador preditivo considerando saturação da fonte de alimentação, minimização de “overshoot” e atualização dos coeficientes. Velocidade 969 RPM. . . . .	88
3.24	Corrente regulada com controlador preditivo considerando saturação da fonte de alimentação, minimização de “overshoot” e atualização dos coeficientes. Velocidade 2000 RPM . . . . .	89
3.25	Efeito da força contraeletromotriz quando a máquina opera a 2000 RPM. . . . .	89
3.26	Corrente regulada com controlador preditivo com condução simultânea de corrente em fases adjacentes. Velocidade 953 RPM. . . . .	90
3.27	Corrente regulada com controlador preditivo com condução simultânea de corrente em fases adjacentes. Velocidade 1804 RPM . . . . .	90
3.28	Corrente regulada com controlador preditivo comp parâmetros desconfigurados. Operação em baixa velocidade. . . . .	91
3.29	Corrente regulada com controlador preditivo com parâmetros desconfigurados. Operação em alta velocidade. . . . .	92
3.30	Correntes geradas com o uso dos reguladores PI e Preditivo. . . . .	93
3.31	Correntes reguladas com controladores PI e preditivo. Operação com $E_{dc} = 100V$ . . . . .	94
4.1	Curvas representado a diferença entre a tensão no barramento e nas fases da máquina. . . . .	102
4.2	Curvas de interpolação da diferença de tensão. . . . .	103
4.3	Curvas de tensão reversa e respectivas curvas de interpolação. . . . .	104
4.4	Curvas de tensão reversa medidas e calculadas. . . . .	105
4.5	Perfil de Indutancia × Posição da máquina utilizada nos ensaios. . . . .	106
4.6	Efeitos da saturação nas curvas de Fluxo × Corrente. . . . .	108
4.7	Efeitos da saturação no valor da indutância na posição alinhada. . . . .	109

4.8	Efeitos da saturação no valor da indutância na posição desalinhada. . . . .	109
4.9	Curvas de tensão para determinação de $r_s$ . . . . .	110
4.10	Curvas de corrente para determinação de $r_s$ . . . . .	111
4.11	Tensão e corrente para determinação de $l_c$ . . . . .	112
4.12	Corrente nas fases alinhada e desalinhada. . . . .	113
4.13	Efeitos da saturação sobre a curva $L_k(\theta, i) \times \theta$ . . . . .	113
4.14	Correntes de referência e medida, fases 1, 2 e 3 respectivamente. . . . .	114
4.15	Indutância própria das fases da máquina ensaída. . . . .	117
4.16	Curva de indutância sem envoltória. . . . .	117
4.17	Fluxo resultante dos pulsos de teste para estimação da indutância. . . . .	118
4.18	Correntes de fase para estimação da indutância. . . . .	118
4.19	Curva de $\frac{dL_k(\theta, i)}{d\theta}$ obtida a partir das curvas da figura 4.15. . . . .	119
4.20	Correntes de fase para estimação da indutância com auto-acionamento. . . . .	121
4.21	Corrente das fases 1 e 2 durante período de condução simultânea. . . . .	121
4.22	Corrente das fases 1 e 3 durante período de condução simultânea. . . . .	122
4.23	Curva de indutância sem envoltória. . . . .	123
4.24	Fluxo resultante dos pulsos de teste para estimação da indutância. . . . .	123
4.25	Indutância própria das fases da máquina. . . . .	124
4.26	Curva de $\frac{dL_k(\theta, i)}{d\theta}$ obtida a partir das curvas da figura 4.25. . . . .	125
5.1	Inversor ponte trifásica acionando motor a relutância variável com enrolamentos ligados em delta. . . . .	130
5.2	Energização da fase 2 da máquina a relutância variável acionada com inversor ponte trifásica. . . . .	131
5.3	Sequência de desenergização: (a) aplicação de tensão reversa e (b) aplicação de tensão nula. . . . .	131
5.4	Curvas características da máquina: (a) curvas de indutância e (b) curvas de $dL/d\theta$ . . . . .	132
5.5	Correntes de fase: máquina acionada por inversor meia ponte assimétrica e ponte trifásica. . . . .	133
5.6	Configurações durante comutação: (a) início da comutação, (b) desligamento de CH6 para controle da corrente, (c) comutação do diodo D2 e (d) aplicação de tensão reversa as fases F1 e F2. . . . .	134
5.7	Correntes de fase: máquina acionada por inversor meia ponte assimétrica e ponte trifásica com comutação pela chave superior e inferior. . . . .	135

5.8	Configurações durante comutação: (a) início da comutação, (b) desligamento de CH3 e CH6 para controle da corrente, (c) comutação do diodo D2 e (d) aplicação de tensão reversa as fases F1 e F2. . . . .	137
5.9	Correntes de fase: máquina acionada por inversor meia ponte assimétrica e ponte trifásica com comutação pela chave superior, inferior e em ambas as chaves. . . . .	138
5.10	Conjugado instantâneo: operação com inversor ponte trifásica e meia ponte assimétrica. . . . .	139
5.11	Derivada da indutância X posição . . . . .	139
5.12	Inversor ponte trifásica acionando motor a relutância variável com enrolamentos ligados em delta com tiristores. . . . .	140
5.13	Configurações de operação do inversor ponte trifásica com tiristores: (a) início de desenergização da fase F1, (b) condução da chave CH3 e (c) desligamento da chave CH6. . . . .	142
5.14	Resultado experimental - Tensão e corrente no momento de desligamento da fase utilizando inversor ponte trifásica com diodos na ligação delta. . . . .	143
5.15	Resultado experimental - Tensão e corrente no momento de desligamento da fase utilizando inversor ponte trifásica com tiristores na ligação delta. . . . .	144
5.16	Resultado experimental - Correntes de fase da máquina:(i) curvas em linha cheia, inversor com diodos e (ii) curvas em linha tracejada, inversor com tiristores. . . . .	144
5.17	Inversor ponte trifásica acionando motor de indução. . . . .	145
5.18	Inversor ponte trifásica acionando máquina a relutância variável com enrolamentos ligados em estrela. . . . .	146
5.19	Inversor ponte trifásica com MRV ligado em estrela: (a) energização da fase F1 pela chave superior e (b) roda livre. . . . .	147
5.20	Inversor ponte trifásica com MRV ligado em estrela: (a) energização da fase F1 pela chave inferior e (b) roda livre. . . . .	148
5.21	Correntes da máquina acionada com inversor ponte trifásica, ligação estrela e inversor meia ponte assimétrica. . . . .	151
5.22	Tensão nos capacitores superior e inferior. . . . .	151
5.23	Conjugado gerado pela máquina, acionada por inversor ponte trifásica, ligação estrela e inversor meia ponte assimétrica. . . . .	152

5.24	Operação em regime a 200 RPM com carga de 50% do conjugado nominal: (a) tensão nos capacitores superior ( $C_1$ ) e inferior ( $C_2$ ) e (b) corrente nas fases da máquina. . . . .	152
5.25	Resultado experimental - Operação em regime a 112 RPM em vazio: (a) tensão nos capacitores superior ( $C_1$ ) e inferior ( $C_2$ ) e (b) corrente nas fases da máquina. . . . .	153
5.26	Tensão nos capacitores superior e inferior: (a) capacitância de $3300\mu F$ e (b) capacitância de $10000\mu F$ . . . . .	154
5.27	Inversor ponte trifásica com MRV ligado em estrela e relé de partida. . . . .	154
5.28	Partida da máquina em vazio: (a) tensão nos capacitores superior ( $C_1$ ) e inferior ( $C_2$ ) e (b) corrente nas fases da máquina. . . . .	155
5.29	Partida da máquina com conjugado de carga = 50% $C_e$ nominal: (a) tensão nos capacitores superior ( $C_1$ ) e inferior ( $C_2$ ) e (b) corrente nas fases da máquina. . . . .	156
5.30	Curvas experimentais de partida da máquina em vazio: (a) tensão nos capacitores superior ( $C_1$ ) e inferior ( $C_2$ ) e (b) corrente nas fases da máquina. . . . .	157
5.31	Curvas experimentais - Correntes de fase: (a) capacitor em curto, (b) capacitores carregando e (c) tensão dos capacitores equalizada . . . . .	157
5.32	Inversor ponte trifásica com MRV ligado em estrela e circuito de energização dos capacitores reestruturado. . . . .	158
5.33	Curvas características da máquina: (a) curvas de indutância e (b) curvas de $dL/d\theta$ . . . . .	160
5.34	Curvas de corrente da MRV, utilizando técnica de equalização da tensão dos capacitores por condução simultânea de fases. . . . .	161
5.35	Curvas de tensão nos capacitores do barramento CC, utilizando técnica de equalização da tensão por condução simultânea de fases. . . . .	162
5.36	Inversor ponte trifásica com MRV ligado em estrela: Circuito simplificado. . . . .	163
5.37	Correntes da máquina acionada com inversor ponte trifásica simplificado, ligação estrela e inversor meia ponte assimétrica. . . . .	163
5.38	Tensão nos capacitores superior e inferior, inversor ponte trifásica simplificado. . . . .	164
5.39	Conjugado gerado pela máquina, acionada por inversor ponte trifásica simplificado, ligação estrela e sua oscilação. Conjugado gerado pelo inversor meia ponte assimétrica. . . . .	164
5.40	Operação em regime a 200 RPM: (a) tensão nos capacitores superior ( $C_1$ ) e inferior ( $C_2$ ) e (b) corrente nas fases da máquina. . . . .	165

5.41	Curvas experimentais em regime de tensão dos capacitores e corrente de fase. Estrutura simplificada. . . . .	166
5.42	Inversor ponte trifásica simplificado com MRV ligado em estrela e relés de partida. . . . .	166
5.43	Partida da máquina em vazio: (a) tensão nos capacitores superior (C1) e inferior (C2) e (b) corrente nas fases da máquina. . . . .	168
5.44	Partida da máquina com conjugado de carga = 50% $C_e$ nominal: (a) tensão nos capacitores superior (C1) e inferior (C2) e (b) corrente nas fases da máquina. . . . .	169
5.45	Curvas experimentais da partida da máquina em vazio: (a) tensão nos capacitores superior (C1) e inferior (C2) e (b) corrente nas fases da máquina. . .	169
6.1	Braço de inversor ponte. . . . .	178
6.2	Sequência de desligamento de CH1 e ativação de CH4, com a intercalação do tempo morto e corrente positiva. . . . .	178
6.3	Sequência de desligamento de CH4 e ativação de CH1, com a intercalação do tempo morto e corrente positiva. . . . .	179
6.4	Sequência de desligamento de CH1 e ativação de CH4, com a intercalação do tempo morto e corrente negativa. . . . .	180
6.5	Sequência de desligamento de CH4 e ativação de CH1, com a intercalação do tempo morto e corrente negativa. . . . .	180
6.6	Alteração do tempo do sinal de comando das chaves em função do tempo morto. . . . .	181
6.7	Compensação do tempo morto pela modificação dos pulsos de comando originais. . . . .	181
6.8	Compensação incompleta do tempo morto. . . . .	183
6.9	Compensação completa do tempo morto, com modificação da frequência de chaveamento. . . . .	184
6.10	Efeitos do chaveamento da tensão na corrente da carga RLE. . . . .	185
6.11	Oscilação da corrente $\times \beta \times \tau$ . . . . .	186
6.12	Oscilação da corrente $\times \beta \times \frac{T_{min}}{T_L}$ . . . . .	187
6.13	Oscilação da corrente $\times \beta \times \frac{t_{dt} v_{sio}(k) }{T_L V_p}$ . . . . .	188
6.14	Distorção da corrente devido a compensação incompleta do tempo morto: (a) sem compensação ( $m = 0.65$ ), (b) com compensação ( $m = 0.65$ ) e (c) com compensação ( $m = 1.0$ ). . . . .	189
6.15	Erro na tensão de pólo do inversor devido ao efeito do tempo morto. . . . .	190



6.16	Erro de tensão devido a compensação incompleta do tempo morto ( $m = 1.0$ ).	191
6.17	Diagrama de blocos do modulador PWM com frequência variável. . . . .	192
6.18	Aplicação do tempo morto na borda de descida do sinal de comando da chave inferior. . . . .	193
6.19	Aplicação do tempo morto na borda de descida do sinal de comando da chave superior. . . . .	194
6.20	Pulsos gerados pelo modulador PWM. . . . .	194
6.21	Efeito da ação do tempo morto em um pulso PWM muito estreito (sinal de comando da chave superior). . . . .	195
6.22	Pulsos gerados pelo modulador PWM. . . . .	196
6.23	Efeito da ação do tempo morto em um pulso PWM muito estreito (sinal de comando da chave inferior do braço). . . . .	196
6.24	THD $\times \beta$ . . . . .	197
6.25	Variação da frequência de chaveamento em função da tensão de fase, para diferentes valores de $\beta$ . . . . .	198
6.26	Frequência de chaveamento instantânea para diferentes valores de $\beta$ . . . . .	198
6.27	Correntes estatóricas de uma fase da máquina para diferentes valores de $\beta$ . . . . .	199
6.28	Corrente estatórica de uma fase da máquina: (a) método com frequência de chaveamento variável e (b) método com frequência de chaveamento fixa. . . . .	199
6.29	THD $\times \beta \times$ Índice de Modulação ( $m$ ) com frequência variável. . . . .	200
6.30	THD $\times \beta \times$ Índice de Modulação ( $m$ ), com o termo $\beta$ definindo frequências fixas. . . . .	200
6.31	Valor RMS da tensão fundamental - Técnica de compensação a frequência fixa.	201
6.32	Valor RMS da tensão fundamental - Técnica de compensação a frequência variável. . . . .	202
6.33	Compensação efetiva do tempo morto. . . . .	203
6.34	Período insuficiente para compensação do tempo morto. . . . .	204
6.35	Novos período de chaveamento, pulso de comando compensado e roda livre. . . . .	204
6.36	Compensação efetiva do tempo morto. . . . .	205
6.37	Largura de pulso mínima insuficiente para compensação de tempo morto. . . . .	206
6.38	Novos período de chaveamento, pulso de comando compensado e roda livre. . . . .	206
6.39	Curvas de tensão de fase obtidas: (a) sem compensação do tempo morto, (b) compensação com frequência fixa e (c) compensação com frequência variável. . . . .	207

5.41	Curvas experimentais em regime de tensão dos capacitores e corrente de fase. Estrutura simplificada. . . . .	166
5.42	Inversor ponte trifásica simplificado com MRV ligado em estrela e relés de partida. . . . .	166
5.43	Partida da máquina em vazio: (a) tensão nos capacitores superior (C1) e inferior (C2) e (b) corrente nas fases da máquina. . . . .	168
5.44	Partida da máquina com conjugado de carga = 50% $C_e$ nominal: (a) tensão nos capacitores superior (C1) e inferior (C2) e (b) corrente nas fases da máquina. . . . .	169
5.45	Curvas experimentais da partida da máquina em vazio: (a) tensão nos capacitores superior (C1) e inferior (C2) e (b) corrente nas fases da máquina. . .	169
6.1	Braço de inversor ponte. . . . .	178
6.2	Sequência de desligamento de CH1 e ativação de CH4, com a intercalação do tempo morto e corrente positiva. . . . .	178
6.3	Sequência de desligamento de CH4 e ativação de CH1, com a intercalação do tempo morto e corrente positiva. . . . .	179
6.4	Sequência de desligamento de CH1 e ativação de CH4, com a intercalação do tempo morto e corrente negativa. . . . .	180
6.5	Sequência de desligamento de CH4 e ativação de CH1, com a intercalação do tempo morto e corrente negativa. . . . .	180
6.6	Alteração do tempo do sinal de comando das chaves em função do tempo morto. . . . .	181
6.7	Compensação do tempo morto pela modificação dos pulsos de comando originais. . . . .	181
6.8	Compensação incompleta do tempo morto. . . . .	183
6.9	Compensação completa do tempo morto, com modificação da frequência de chaveamento. . . . .	184
6.10	Efeitos do chaveamento da tensão na corrente da carga RLE. . . . .	185
6.11	Oscilação da corrente $\times \beta \times \tau$ . . . . .	186
6.12	Oscilação da corrente $\times \beta \times \frac{T_{\min}}{T_L}$ . . . . .	187
6.13	Oscilação da corrente $\times \beta \times \frac{t_{dt} v_{sig}^*(k) }{T_L V_p}$ . . . . .	188
6.14	Distorção da corrente devido a compensação incompleta do tempo morto: (a) sem compensação ( $m = 0.65$ ), (b) com compensação ( $m = 0.65$ ) e (c) com compensação ( $m = 1.0$ ). . . . .	189
6.15	Erro na tensão de pólo do inversor devido ao efeito do tempo morto. . . . .	190



6.40	Curvas de THD x tempo morto para os casos: sem compensação do tempo morto (método 1) , compensação com frequência fixa (método 2) e compensação com frequência variável (método 3). . . . .	208
6.41	Curvas de tensão RMS x tempo morto para os casos: sem compensação do tempo morto (método 1) , compensação com frequência fixa (método 2) e compensação com frequência variável (método 3). . . . .	208
6.42	Período de chaveamento instantâneo . . . . .	209
6.43	Circuito para geração do PWM centrado. . . . .	210
6.44	Tempo de pulso de comando para a chave superior de um braço de inversor com índice de modulação “m”: (a) m=0,7, (b) m=0,9 e (c) m=1. . . . .	213
6.45	Método de compensação modificado. Tempo de pulso de comando para a chave superior de um braço de inversor com índice de modulação “m”: (a) m=0.7, (b) m=0.9 e (c) m=1. . . . .	214
6.46	Alteração do termo de compensação próximo a corrente nula. . . . .	216
6.47	Curvas de THD da tensão para os três métodos de compensação do tempo morto. . . . .	218
6.48	Amplitude da fundamental da tensão, obtida a partir do método: (a) sem compensação, (b) com compensação fixa e (c) com compensação variável. . . .	219
6.49	Tensão instantânea nas fases da máquina: (a) sem compensação, (b) com compensação fixa e (c) com compensação variável. . . . .	220
6.50	Corrente instantânea nas fases da máquina: (a) sem compensação, (b) com compensação fixa e (c) com compensação variável. . . . .	221
6.51	Curvas de THD da corrente para os três métodos de compensação do tempo morto. . . . .	222
6.52	THD - Tensão × Frequência do sinal modulante (sem compensação do tempo morto). . . . .	223
6.53	Amplitude da tensão fundamental em p.u. sem compensação do tempo morto.	224
6.54	$\frac{THD \text{ compens. variável (comp. var)}}{THD \text{ sem compensação}}$ e $\frac{THD \text{ compens. fixa (comp. fix)}}{THD \text{ sem compensação}}$ . . . . .	224
6.55	Tensão de fase ( $\div 50$ ) e corrente de fase (frequência = 5Hz). . . . .	225
6.56	Tensão de fase ( $\div 350$ ) e corrente de fase (frequência = 40Hz). . . . .	225

# Capítulo 1

## Introdução

### 1.1 Sistemas de Acionamento de Máquinas Elétricas: Visão Geral

Nas últimas décadas, os sistemas de acionamento de máquinas elétricas evoluíram de forma rápida, apresentando significativos avanços em termos de eficiência, precisão e potência convertida. Na esteira destes avanços, novas máquinas passaram a fazer parte do conjunto de alternativas aplicáveis a sistemas de acionamento com velocidade variável. Dentro deste novo conjunto destacamos as Máquinas a Relutância Variável (MRV), que se caracterizam por sua robustez e simplicidade construtiva.

Os sistemas de acionamento para as máquinas a relutância variável apresentam a mesma estrutura dos sistemas de acionamento baseados em máquinas de indução ou máquinas de corrente contínua. Sua estrutura compõe-se basicamente de um conversor de energia, um sistema de controle e um sistema de medição de grandezas elétricas e/ou mecânicas. Apenas 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 e reduzir o custo de seu sistema de acionamento.

As máquinas a relutância chaveada operam segundo o princípio de máxima energia armazenada no circuito magnético, ou seja, mínima relutância, assim, quando uma determinada fase da máquina é energizada, os pólos do rotor mais próximos aos pólos da fase energizada, tendem a alinhar-se com estes. Uma mudança cíclica na energização das fases, fará com que o rotor da máquina acompanhe a sequência de energização das mesmas, desta forma, o rotor girará sincronamente à energização das fases do estator.

Observa-se neste modo de operação a necessidade do conhecimento da posição do rotor

para determinação dos instantes de comutação da corrente entre as fases da máquina. Do conversor utilizado para acionar a máquina, exige-se a capacidade de aplicação de corrente aos enrolamentos da máquina em intervalos de tempo bem definidos. A extrapolação destes intervalos, leva a um aumento nas oscilações do conjugado gerado pela máquina, quando operando como motor, e conseqüente perda de rendimento. Este aspecto restritivo da operação das máquinas a relutância variável, foi o responsável pelo adiamento da utilização das mesmas por pelo menos dois séculos.

A determinação da posição rotórica no acionamento com máquinas a relutância variável pode empregar sensores de posição, absolutos ou incrementais, ou técnicas de estimação sem sensor de posição. A utilização de sensores de posição representa para o sistema aumento de custo, peso e volume, fatores desfavoráveis as potenciais áreas de aplicação das máquinas a relutância variável. A substituição dos sensores de posição por técnicas capazes de determinar de forma indireta a posição do eixo da máquina tem sido exaustivamente pesquisadas. Várias soluções já foram propostas, as quais podem ser agrupadas de uma forma ampla como indicado a seguir Nagel (1998).

#### 1. Técnicas que utilizam fases energizadas

- Análise da forma de onda da corrente;
- Fluxo concatenado  $\times$  corrente.

#### 2. Técnicas que utilizam fases desenergizadas

- Pulsos de teste;
- Injeção de sinais de alta frequência;
- Medição da força contraeletromotriz.

Todas estas técnicas consideram o conhecimento do perfil  $L(\theta) \times \theta$  da máquina a relutância variável. Há outras técnicas que não se enquadram nestas duas categorias, mas que também tem sido investigados, como por exemplo, técnicas de medição da tensão induzida devido a indutância mútua Husain e Ehsani (1994b) e técnicas baseadas em observadores de estado A.Lumsdaine e Lang (1990).

A técnica de fluxo  $\times$  corrente, utiliza as correntes e tensões obtidas dos circuitos de medição já integrados ao sistema de acionamento da máquina a relutância variável. Em

baixa velocidade, a técnica sofre influência dos efeitos de variação da resistência dos enrolamentos de fase da máquina e do “offset” nos sinais de corrente e tensão, que associados aos maiores tempos de integração, produzem estimativas deficientes de fluxo. Esta técnica é mais indicada para operações em média e alta velocidade, onde os efeitos dos fatores apontados anteriormente são minimizados. Outra técnica indicada para operação em média e alta velocidade é a que utiliza a medição da força contraeletromotriz. Em baixa velocidade a amplitude da força contraeletromotriz é baixa o que dificulta o uso da técnica.

As técnicas baseadas na análise da forma de onda da corrente, pulsos de teste e injeção de sinais, fazem uso de circuitos auxiliares utilizados para detecção de níveis de tensão, corrente ou frequência de referência, os quais indicam uma determinada posição. Além do aumento da complexidade do sistema de acionamento, estas técnicas sofrem forte influência da força contraeletromotriz, daí porque não são indicadas para operação em velocidades mais elevadas.

O conjugado gerado pelas máquinas a relutância variável, quando operada como motor, é determinado pelo binômio (corrente, indutância). A qualidade do conjugado é fortemente influenciada pela estrutura de dupla saliência da máquina (pólos tanto no estator quanto no rotor), que leva a geração de conjugado com elevado nível de oscilação. Através de um eficiente controle da corrente e a partir da aplicação de perfis de corrente pré-calculados, é possível minimizar fortemente o nível de oscilação do conjugado, viabilizando o uso das máquinas a relutância variável em sistemas de alto desempenho, como em robótica, por exemplo. Várias técnicas que visam minimizar as oscilações do conjugado tem sido estudadas, onde podemos agrupá-las segundo a consideração ou não da saturação magnética da máquina Nagel (1998).

#### 1. Técnicas baseadas em modelos magnéticos não lineares

- Alteração da geometria da máquina;
- Controle não linear;
- Mapeamento do conjugado  $\times$  posição  $\times$  corrente.

#### 2. Técnicas baseadas em modelos lineares

- Controle dos ângulos de comutação;
- Controle vetorial da máquina.

A não consideração da saturação nas técnicas baseadas em modelos lineares, explica-se pelo fato de que mesmo havendo saturação nas bordas dos dentes dos pólos magnéticos de estator e rotor, quando estes estão desalinhados, ainda assim a máquina a relutância variável pode ser operada sem que haja saturação na posição de total alinhamento. A saturação na posição de desalinhamento, ocorre pela diminuição da área de seção transversal do circuito magnético formado pelos dentes dos pólos do estator e rotor, provocando uma saturação localizada, mesmo para pequenos níveis de fluxo.

Com exceção da técnica de alteração da geometria da máquina, que passa pelo projeto de novas máquinas, as demais técnicas atuam sobre corrente de fase e ângulos de energização e desenergização durante a operação da máquina, além disso, podem ser aplicadas à máquinas já existentes. Nas técnicas de controle não linear, a carga computacional tende a ser bastante alta, por exemplo, quando utiliza-se técnicas de linearização por realimentação, modos deslizantes ou mesmo redes neurais. Por outro lado, técnicas que empregam lógica fuzzy, são menos intensivas, porém suas funções membro ou são obtidas por tentativa e erro ou precisam de adaptação “on-line” Nagel (1998). A técnica de mapeamento do conjugado baseia-se em curvas estáticas de máquinas específicas, que permanecem armazenadas em tabelas, ou são aproximadas por segmentos de funções lineares. As curvas obtidas para uma máquina não são aproveitadas para uma outra máquina. Além disso, esta técnica torna-se impraticável para máquinas grandes. Na técnica de controle de comutação, busca-se produzir conjugado em mais de uma fase, ajustando-se as respectivas contribuições individuais de cada fase, de modo que o conjugado resultante permaneça constante. No controle vetorial, a energização de todos os enrolamentos apesar de produzir um conjugado suave, impõe uma elevada perda operacional a máquina, pela produção inevitável de conjugado resistente em uma ou mais fases da mesma.

A operação correta e eficiente de uma máquina a relutância variável, além da utilização de uma técnica adequada de controle e uma precisa informação de posição, também exige um controle de corrente eficaz. As correntes de fase de uma máquina a relutância variável geralmente são obtidas a partir de uma fonte de tensão controlada associada a um controlador de corrente operando em malha fechada. Entre as estratégias de controle utilizadas podemos citar o controle por histerese Rim, Kim e Cho (2001), Bianco, Tonielli e Filicori (1996), controle PI com ou sem malha de linearização por realimentação (“Feedback Linearization”) Rahman e Schulz (2001), Hwu e Liaw (2000), Bae (2000), controles “Sliding Mode”, controladores baseados em lógica Fuzzy, entre outros. O controle por histerese é de simples implementação, no entanto, dependendo da banda de histerese definida para o controlador, pode impor elevadas frequências de chaveamento ao inversor ou elevado nível

de oscilação na corrente. O controle PI, também de simples implementação, permite a operação do inversor em frequência fixa, no entanto, dada a variabilidade da indutância própria das fases da máquina, pode levar a uma perda de desempenho do controlador caso não se realize algum procedimento de adaptação nos parâmetros do mesmo durante a operação da máquina. Os controladores Fuzzy, "Feedback Linearization" e "Sliding Mode" são mais complexos e/ou exigem um preciso conhecimento do modelo dinâmico da máquina. Independente do tipo de controle utilizado, os sinais de comando gerados são referências de tensão a serem sintetizadas pelo inversor, este, no entanto, apresenta não linearidades decorrentes da queda resistiva e tensão de "threshold" das chaves e também dos tempos mortos associados aos sinais de comando. Estas não linearidades fazem com que haja uma discrepância entre a tensão de referência e a tensão real sintetizada, que mesmo sendo compensada pelos controladores de corrente, impede o uso da tensão de referência para propósito de estimação, como por exemplo, estimação de fluxo. Para contornar este problema, estratégias de compensação de tempo morto e levantamento de modelos para o inversor tem sido utilizados.

As máquinas a relutância variável são operadas com correntes unipolares o que a princípio simplifica o projeto do conversor utilizado em seu acionamento. Várias topologias de conversores foram desenvolvidas ao longo dos anos, as quais atendem esta condição, entre estas topologias a que permite maior flexibilidade no acionamento de máquinas a relutância variável é a representada pela meia ponte assimétrica, apresentada na Figura 1.1. Esta topologia requer duas chaves por fase para controlar a corrente. Apesar do maior número de chaves, se comparado a outras topologias, este inversor permite regenerar a energia das fases que são desligadas. Também permite o acionamento independente das fases da máquina, possibilitando acionar qualquer número de fases.

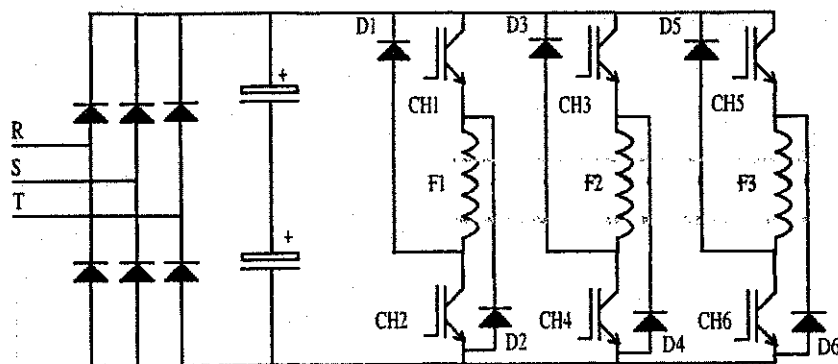


Figura 1.1: Inversor do tipo meia ponte assimétrica para acionamento de motores a relutância variável.

A geometria da máquina a relutância variável (número de pólos do estator e rotor), que define o máximo ângulo de condução de corrente em uma fase e a capacidade de energizar

mais de uma fase da máquina simultaneamente (sobreposição de corrente), afeta a escolha do tipo de inversor Vukosavić e Stefanović (1991). O último critério, quando analisado ao longo da faixa de velocidade de operação da máquina, pode ser utilizado como critério de maior peso na escolha do tipo de inversor mais adequado a uma aplicação. Uma vez definida a topologia mais adequada, os valores nominais de corrente e tensão do inversor podem ser definidos em função do conjugado de partida e da velocidade de operação, respectivamente

Enquanto a estrutura da máquina a relutância indica a topologia mais adequada de inversor, sua operação define algumas características que devem ser satisfeitas pelo inversor Vukosavić e Stefanović (1991), as quais listamos abaixo :

- Capacidade de controlar a tensão aplicada aos enrolamentos da máquina, quando a mesma opera em baixa velocidade, de modo a limitar a corrente dos enrolamentos;
- Fornecer tensão suficiente à máquina para um rápido estabelecimento da corrente nos enrolamentos da mesma (alto  $di/dt$ ). Este fator torna-se crítico em altas velocidades devido a diminuição do tempo de aplicação da corrente ( o tempo de aplicação de corrente é inversamente proporcional a velocidade de operação da máquina);
- Fornecer tensão que permita uma rápida desenergização da fase da máquina. A rápida anulação da corrente de uma fase que esteja sendo desligada, evita a produção de conjugado resistente com conseqüente diminuição da oscilação deste. Além disso, possibilita um aumento no ângulo de condução de corrente;
- Permitir controle independente das correntes de fase, de modo a satisfazer a necessidade de aplicação simultânea de corrente a mais de uma fase da máquina. Esta característica possibilita transferir energia de uma fase que está sendo desligada para uma sendo energizada;
- Capacidade de realizar uma eficiente recuperação de energia durante os intervalos de desenergização das fases. Este fator é determinante para a eficiência do inversor, já que há um grande número de ciclos de troca de energia entre máquina e inversor;
- Evitar que os altos  $di/dt$  solicitados durante a operação da máquina operando como motor, afetem a estabilidade do barramento CC do inversor. O uso de retificadores trifásicos garantem esta estabilidade, mesmo sob condições severas de operação.

Muitas das topologias de inversores utilizadas para acionamento de máquinas a relutância variável são construídas a partir de dispositivos discretos, chaves de potência (sem diodo

de roda livre em antiparalelo) e diodos de roda livre, desta forma, não se beneficiam da compactação já obtida por módulos para acionamentos CA, além de estarem mais susceptíveis aos efeitos de interferência eletromagnética e de indutâncias parasitas. Alguns trabalhos que utilizam inversores do tipo ponte trifásica para acionamento de máquinas a relutância variável trifásicas tem sido apresentados na literatura Clothier e Mecrow (1997), Mecrow (1998), Clothier e Mecrow (1999), nestes, a máquina tem seus terminais conectados em *delta*, com adição de diodos, que definem a circulação da corrente em um único sentido, impondo correntes unipolares as fases da máquina, como apresentado na Figura 1.2. Uma desvantagem desta estrutura é o aumento no tempo de desenergização das fases, que pode provocar a geração de conjugado resistente se a corrente não se anular até a posição de máximo alinhamento. Quando isto ocorre há um aumento na oscilação do conjugado gerado pela máquina.

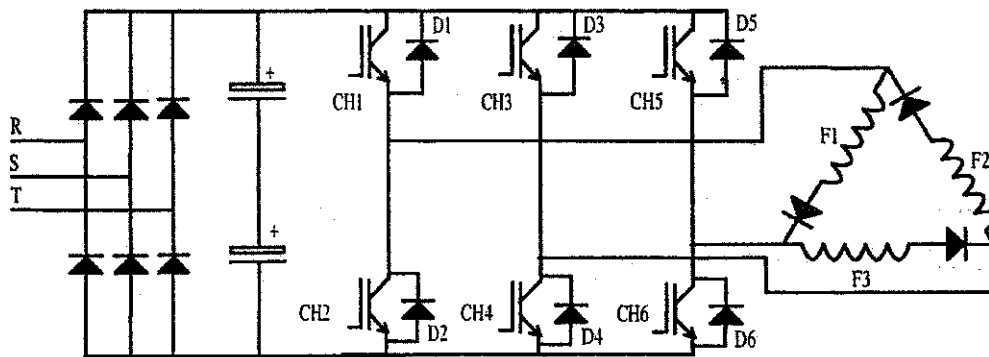


Figura 1.2: Inversor ponte trifásica acionando motor a relutância variável.

## 1.2 Contribuições do Trabalho

Baseado na discussão anterior a respeito da operação da máquina a relutância variável e nas características que devem ser satisfeitas pelo sistema de acionamento da mesma, pode-se enumerar os seguintes pontos que tem efeito determinante no desempenho global do sistema:

- Precisão e capacidade da fonte de tensão que alimenta a máquina;
- Capacidade de regulação de corrente do controlador de corrente utilizado;
- Tipo de topologia do inversor;
- Conhecimento do comportamento da indutância em função da posição angular do rotor.



As contribuições apresentadas neste trabalho são sumarizadas a seguir e referem-se aos quatro pontos indicados acima.

1. Fonte de Tensão: São analisados os efeitos do tempo morto quando os inversores operam próximos de índices de modulação unitários em estratégias PWM e nos pontos de cruzamento da corrente por zero. A partir das análises realizadas, são propostas modificações à técnica de compensação do tempo morto a partir da alteração dos pulsos PWM, por ciclo de chaveamento, de modo a minimizar os efeitos de compensações errôneas nas transições da corrente por zero e quando operando com índices de modulação próximos ao valor unitário;
2. Topologia de Inversores: São propostas novas formas de chaveamento para as chaves do inversor ponte trifásica, quando este alimenta a máquina a relutância variável trifásica conectada em *delta*, objetivando diminuir a duração do tempo de desenergização das fases da máquina. Também utilizando esta configuração, propõe-se uma substituição dos diodos conectados aos enrolamentos conectados em *delta* por tiristores, sendo estes disparados com os próprios sinais de comando das chaves inferiores da ponte trifásica. Com esta modificação, elimina-se as correntes de cauda, com o inversor passando a operar sob condições equivalentes ao inversor meia ponte assimétrica. Ainda utilizando o inversor ponte trifásica, propõe-se a operação da máquina a relutância variável com as fases conectadas em estrela e ligadas ao ponto central dos capacitores do barramento CC. Esta configuração assemelha-se ao inversor "Split", distinguindo-se deste por permitir a operação com número ímpar de fases. Nesta topologia, utiliza-se a capacidade de alimentar as fases da máquina com correntes unipolares de qualquer polaridade para manter a tensão entre os capacitores equalizada. Prosseguindo nesta linha são discutidas variações da configuração anterior, com número reduzido de chaves e com capacidade de operação em baixa velocidade.
3. Controlador de Corrente: É proposta uma estratégia de controle de corrente preditiva para regulação das correntes de fase da máquina. Estudos são realizados considerando o controlador a parâmetros fixos e com adaptação paramétrica em função da variação da indutância da fase da máquina.
4. Caracterização do Perfil de Indutância da Máquina: É proposto um conjunto de procedimentos que permitam obter informações dos perfis de indutância da máquina em função da posição. Os procedimentos propostos visam tornar o levantamento o mais automatizado possível e capaz de ser implementado a partir de uma estrutura de acionamento básica para máquinas a relutância variável.

## 1.3 Revisão Bibliográfica

Um sistema genérico para acionamento de uma máquina elétrica é formado por uma fonte controlada de tensão ou corrente, um módulo de controle e medidores de grandezas elétricas e/ou mecânicas (corrente, tensão, velocidade, posição, etc). As pesquisas nesta área tem buscado desenvolver estratégias de controle cada vez mais eficientes e robustas, que permitam manter seu melhor desempenho sob quaisquer condições de operação da máquina.

A eficiência e robustez do controle não precisa implicar em aumento da complexidade dos circuitos eletro/eletrônicos do sistema de acionamento, de fato, as pesquisas apontam na direção contrária a isto, tentando sempre que possível, manter um conjunto mínimo de sensores, sem depreciação do rendimento do sistema. A tendência dos sistemas de acionamento tem sido transferir para os rápidos processadores digitais de sinais as tarefas de estimação de grandezas utilizadas em malhas fechadas de controle. Ainda na linha de simplificação dos sistemas, tem-se buscado topologias de inversores fonte de corrente e tensão com menor número de chaves de potência, com maior ênfase no inversor fonte de tensão. Topologias que apresentem características de redundância, que permitam acionar uma máquina, mesmo sob condições de falta, também tem sido pesquisadas. A seguir, será apresentada uma revisão suscinta das pesquisas desenvolvidas na área de acionamento de máquinas a relutância variável e de inversores fonte de tensão PWM, abordando os tópicos fonte de tensão PWM, com ênfase ao aspecto de compensação do tempo morto, topologia de inversores, controle de corrente e estimação de posição.

### 1.3.1 Fontes de Tensão PWM

Os inversores fonte de tensão PWM tem sido amplamente utilizados em sistemas de acionamento de máquinas elétricas. Construídos a partir de chaves eletrônicas de potência, sintetizam em seus terminais tensões variáveis em amplitude e frequência. A forma de onda e características da tensão gerada, são determinadas pelos sinais de comando das chaves de potência, utilizando técnicas PWM na sua geração. Devido as não linearidades das chaves que compõem o inversor, a tensão obtida em sua saída difere das tensões de referência. A discrepância verificada torna-se proporcionalmente maior quando as tensões geradas são de baixa amplitude. Além das características não lineares das chaves, em alguns regimes de operação e para algumas topologias de inversores, faz-se necessário intercalar sinais de atraso entre o comando das chaves de um mesmo braço do inversor. Este sinal, denominado de **tempo morto**, tem por finalidade garantir que não será provocado um curto circuito no barramento CC da fonte que alimenta o inversor. O valor do tempo morto é ajustado

a partir do máximo tempo de armazenamento de carga da chave de potência empregada, adicionando-se a este um percentual de margem de segurança. A introdução do tempo morto, além de contribuir com o aumento da discrepância entre tensão de referência e tensão sintetizada, também gera harmônicos. A discrepância na tensão devido ao efeito do tempo morto é avaliada em termos da queda na tensão sintetizada pelo inversor, pela distorção harmônica total da tensão ou corrente da carga e também a partir da corrente no barramento CC do inversor, onde o tempo morto provoca picos negativos Chan, Chau e Li (1997).

A compensação das distorções na tensão gerada pelo inversor fonte de tensão, abre a perspectiva de utilização das tensões de referência em estratégias de controle que utilizem a informação de tensão para fins de controle ou estimação Panda e Ramanarayanan (2000c, 2000a), Lyons, MacMinn e Preston (1991), Holtz e Quan (2001), Oliveira, Jacobina e Lima (1993), Oliveira, Lima e Jacobina (1995, 2002a), Ramanarayanan, Venkatesha e Panda (1996), Yu, Dunnigan e Williams (2000). O comportamento não linear das chaves de potência e diodos que compõem a estrutura dos inversores são fatores que contribuem para que a tensão gerada divirja das tensões de referência. Assim, as chaves de potência e diodos de roda livre podem ser modelados de forma simples e eficiente por uma fonte de tensão contínua, que representa a queda de tensão observada nas junções PN dos dispositivos semicondutores, em série com uma resistência Holtz e Quan (2001). Esquemas mais elaborados modelam os tempo "turn-on" e "turn-off" das chaves de potência, além do modelo da carga considerada como sendo uma máquina de indução Kim, Kim e Youn (2001). Outros esquemas determinam as características de atraso e o comportamento de histerese do inversor. A partir destas características são definidos blocos de compensação, que associados ao modelo do inversor, reproduzem o comportamento ideal de um inversor (comportamento do tipo réle) Lin (2002).

Associado a não linearidade dos dispositivos de potência do inversor, o tempo morto alocado entre os instantes de comutação das chaves superior e inferior dos braços dos inversores ponte completa, também provoca distorções entre as tensões sintetizadas pelo inversor e de referência. Várias técnicas tem sido propostas para a compensação do tempo morto, com variável nível de complexidade e eficiência Blaabjerg, Pedersen e Thøgersen (1997). Em Murai (1992), Y. Murai e Iwaski (1987) é utilizado um circuito eletrônico para medição da diferença entre a largura dos pulsos PWM, gerados a partir das tensões de referência  $v^*$ , e o pulso PWM efetivamente aplicado as chaves do inversor, a diferença é somada ao pulso PWM seguinte. A necessidade de circuitos adicionais aumenta a complexidade do sistema e além disso, a detecção dos pulsos aplicados a chave podem sofrer a interferência do

chaveamento de altas frequências do inversor.

A forma como o tempo morto afeta a tensão sintetizada pelo inversor depende da polaridade da corrente. Quando a corrente é positiva (corrente saindo do inversor) a tensão sintetizada é menor que a de referência e quando a corrente é negativa (corrente entrando no inversor) a tensão sintetizada é maior que a de referência. Este fato torna importante o conhecimento da polaridade da corrente para que seja realizada uma exata compensação do tempo morto, no entanto, a identificação da polaridade da corrente a partir da sua medição é susceptível a erros quando a mesma muda de polaridade Choi e Sul (1994). Devido a esta dificuldade, alguns métodos de compensação do tempo morto realizam uma estimativa antecipada da corrente para determinar os instantes de seu cruzamento por zero, evitando assim os erros de determinação a partir da medição. Além disso, é possível evitar que o cruzamento ocorra durante o tempo morto, quando apenas os diodos de roda livre estiverem conduzindo, o que provocaria uma descontinuidade na corrente devido a comutação espontânea dos diodos Munoz e Lipo (1999). Uma desvantagem deste método é a sua aplicação apenas quando as correntes são senoidais. Uma alternativa a estimativa da corrente é o uso de bandas de histerese na região de cruzamento da corrente por zero, definidas em função da oscilação de corrente. Quando a corrente entra na banda de histerese a compensação é mantida inalterada até a saída da corrente no limite oposto da banda, quando a polaridade da corrente pode ser determinada com precisão Ben-Brahim (1998). A manutenção da compensação entre os limites da banda de histerese provoca distorções na tensão gerada na região de cruzamento da corrente por zero. Além da corrente, o fator de potência da carga amplia os efeitos do tempo morto na tensão gerada pelo inversor Jeong (1988), Jeong e Park (1991).

Durante os semiciclos positivo e negativo de corrente as chaves inferior e superior, respectivamente, dos braços do inversor não conduzem, mesmo recebendo sinais de comando. Este comportamento permite restringir a geração de sinais de comando para as chaves, gerando sinais apenas para as chaves superiores durante o semiciclo positivo da corrente e apenas para as chaves inferiores durante o semiciclo negativo da corrente. Numa zona próxima ao cruzamento da corrente por zero são gerados sinais para ambas as chaves. Este procedimento é utilizado como técnica de compensação do tempo morto Choi (1999), já que a geração de sinal de comando para apenas uma chave, por semiciclo da corrente, desobriga o uso do tempo morto, no entanto, o método está sujeito aos efeitos de erro de compensação quando a corrente cruza o zero, quando são gerados sinais de comando para ambas as chaves e há a intercalação do tempo morto.

Em algumas técnicas de compensação do tempo morto são empregadas malhas de con-

trole com realimentação da tensão sintetizada pelo inversor. O erro entre a tensão medida e a de referência passa por um controlador e o sinal obtido na saída do controlador é usado para gerar sinais de comando para as chaves do inversor Pande, Jin e Joos (1997) ou para alterar o tempo de aplicação dos sinais de comando Choi, Yong e Sul (1994), Choi e Sul (1995). Nestes métodos é necessário medir a tensão na carga ou a tensão de pólo do inversor.

Em geral, as discussões de tempo morto estão associadas ao acionamento de máquinas de indução alimentadas a partir de inversores ponte trifásica. A relação entre máquina, inversor e o tempo morto levou a elaboração de estratégias de compensação do tempo morto, onde o termo de compensação já é associado às expressões de cálculo da tensão de referência que deve ser aplicada aos enrolamentos da máquina. Isto permite utilizar as tensões calculadas para estimação de velocidade e/ou fluxo estatórico no acionamento de um motor de indução Liu e Chen (1998). A possibilidade de representação vetorial do problema de acionamento de máquinas a indução também é explorada por técnicas de compensação do tempo morto, permitindo o desenvolvimento de técnicas de compensação no referencial  $dq$  Kim (1998), Oh, Kim e Kim (1995).

A técnica de compensação do tempo morto baseada na modificação das larguras dos pulsos PWM, além de sua simplicidade, permite gerar tensões sem atraso de fase. Nesta técnica, os pulsos são previamente alterados antes de serem aplicados aos circuitos responsáveis pela introdução do tempo morto, desta forma, o pulso de comando da chave terá a mesma largura que o calculado a partir da tensão de referência Lo e Chen (1996), Attaianese, Capraro e Tomasso (2001b), Cardenas, Horta e Echavarria (1996), Dodson (1990), Leggate e Kerkman (1997). A alteração na largura dos pulsos ocorre de acordo com a polaridade da corrente.

A técnica pode ser encontrada implementada por software ou mesmo implementada fisicamente por meio de circuitos integrados dedicados Attaianese e Tomasso (2001), Attaianese, Capraro e Tomasso (2001a).

Uma análise geral das técnicas citadas mostra que de fato o que as difere é a forma como é calculado o termo de compensação, o uso ou não de malhas de realimentação, a introdução de circuitos auxiliares e se a variável observada para verificação das distorções é a corrente ou tensão. Uma vez definido o termo de compensação, este é adicionado ou subtraído dos pulsos PWM de comando gerados a partir de uma implementação digital da modulação PWM. No caso de uma implementação analógica, baseada na comparação de uma onda modulante com uma portadora senoidal, a tensão correspondente de compensação será adicionada ou subtraída da onda modulante.

As técnicas de compensação por ciclo de chaveamento, apesar de sua eficiência, requerem certa atenção quando a compensação ocorre nas regiões de cruzamento da corrente por zero, onde pode haver uma determinação incorreta da polaridade da corrente, que pode levar a uma compensação errada. Também devem ser observados os limites de aumento e diminuição dos pulsos de comando, impostos pelo período de chaveamento e pelo tempo morto.

### 1.3.2 Topologia de inversores

O desenvolvimento de novas topologias de inversores, para acionamento de máquinas a relutância variável, tem buscado tornar as estruturas mais simples em termos de diminuição do número de dispositivos de potência utilizados, sem com isto perder as características de eficiência e flexibilidade, encontradas em circuitos como o meia ponte assimétrica. A combinação destes fatores, no entanto, pode tornar-se conflitante em função da máquina a ser acionada e do tipo de regime de trabalho desejado. A estrutura geométrica da máquina e as exigências de acionamento, são critérios determinantes na escolha da melhor topologia de inversor para uma dada aplicação. Este fato evidencia a não generalidade dos sistemas de acionamento destas máquinas, diferentemente dos acionamentos com máquinas de indução, onde inversores do tipo ponte trifásica representam a solução padrão.

Muitas topologias de inversores para acionamento de máquinas a relutância variável tm sido desenvolvidas, entre as quais podem ser destacadas as do tipo: i) Ponte Assimétrica, ii) Miller, iii) Buck-Boost, iv) C-Dump, v) Sood e vi) 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 inversor, potência dos dispositivos semicondutores e custo relativo dos sistemas de acionamento Vukosavić e Stefanović (1991), Barnes e Pollock (1998). O uso de topologias com número de chaves por fase inferior a duas tem sido investigadas de forma ampla. Há nestas pesquisas o objetivo claro de diminuição de custo das estruturas dos inversores. Algumas das estruturas desenvolvidas compartilham uma mesma chave entre duas fases da máquina, exigindo a elaboração de procedimentos de comando destas chaves, onde os ângulos de energização e desenergização das fases são definidos Pollock e Williams (1990a). Um exemplo deste tipo de topologia é o apresentado em Pollock e Williams (1990b), onde um inversor com apenas 4 chaves é usado para acionar uma máquina tetrafásica. Apesar de obter um ganho no aspecto do número de chaves, o inversor apresenta um aumento no tempo de decaimento da corrente, que pode se reverter numa deterioração da qualidade do conjugado gerado pela máquina.

A rápida energização e desenergização das fases de uma máquina a relutância variável é uma característica que deve ser atendida pelos inversores utilizados no acionamento destas máquinas. A dificuldade de efetuar uma rápida desenergização de uma dada fase da máquina a relutância variável, decorre do fato de que esta ação ocorre em uma posição angular do eixo da máquina onde a indutância da respectiva fase pode encontrar-se próximo de seu valor máximo, o que dificulta a rápida queda da corrente. Em geral, as topologias de inversores implementam a desenergização através de uma recuperação da energia nos enrolamentos da máquina de volta para a fonte do barramento CC, esta recuperação ocorre a partir da aplicação de uma tensão com polaridade invertida à fase sendo desenergizada. No caso do inversor meia ponte assimétrica o valor desta tensão corresponde a tensão total do barramento. No caso de um inversor tipo "Split", esta será igual a metade da tensão do barramento. Para aumentar o valor da tensão reversa aplicada as fases sendo desenergizadas são utilizados capacitores extras nas topologias meia ponte assimétrica MA (2000) e "Split" Omar (1995), desta forma, a energia armazenada nos enrolamentos da máquina elevam temporariamente a tensão do barramento CC, acelerando a desenergização da fase, bem como, acelerando o crescimento da corrente na fase sendo energizada, caso os dois procedimentos ocorram simultaneamente.

Após estabelecer a corrente inicial de referência, a mesma pode ser mantida neste patamar ou seguir um perfil de corrente predeterminado, definido por uma estratégia de controle relacionada a posição angular do eixo da máquina. A regulação da corrente é realizada a partir da variação do tempo de condução das chaves do inversor 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", ou tensão positiva e zero, "soft-chopping". O primeiro método produzirá maior oscilação na corrente do que o segundo, além de provocar maior perda por chaveamento. Uma forma de minimizar o efeito do "hard-chopping", verificado em várias topologias de inversores com número reduzido de chaves, é diminuir o número de comutações realizadas pelas chaves do inversor. A diminuição das comutações pode ser conseguida a partir do controle da tensão do barramento CC que alimenta o inversor 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 e Lee (1994), para regular a tensão do barramento CC. Topologias utilizando circuitos tipo "Buck-Frontend" e "C-Dump" e tendo inversores com  $(n+1)$  chaves, conseguem operar no modo pulso único, reduzindo as perdas por chaveamento Tseng e 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.

Entre as topologias de inversores com número reduzido de chaves, uma das mais simples é a do inversor tipo "Split". Entre as vantagens apresentadas por esta topologia, podem ser citadas a sua capacidade de comando independente das fases da máquina e utilização de apenas uma chave por fase. Entre as desvantagens desta topologia há o fato de que a mesma só pode ser utilizada com máquinas com número par de fases, de forma a manter equilibrada a tensão nos capacitores do barramento CC; necessidade de procedimentos de partida que evitem o total descarregamento de um dos capacitores e a redução da tensão reversa aplicada as fases a serem desenergizadas a metade da tensão do barramento CC. Algumas modificações, em nível de circuito e em nível de operação do inversor, tem sido propostas com o objetivo de minimizar os efeitos dos pontos negativos observados no inversor "Split", entre estas modificações estão a utilização de estratégias de operação que permitem a equalização da tensão nos capacitores, durante operação em regime, a partir da aplicação de corrente a fases simétricas da máquina Huang, Zhou e Jiang (1997) e também estratégias que permitem partir a máquina, mantendo a tensão dos capacitores equalizada, a partir da condução simultânea de duas fases da máquina, sendo estas energizadas por uma chave superior e inferior, ou vice-versa, do inversor "Split" Liu e Pillay (1999). Em nível de circuito, a partir da adição de um par de chaves e diodos à estrutura original do inversor "Split", é possível fazer com que durante a desenergização de uma fase, seja aplicada sobre a mesma, a tensão resultante da soma das tensões em ambos os capacitores do barramento CC Ryoo (1998).

A restrição de utilização do inversor "Split" em máquinas com número par de fases também é observada em outras topologias de inversores derivadas de inversores tipo meia ponte assimétrica Jang (2001), que apresentam um número menor de chaves, se comparado a este último, mas maior que o inversor "Split" se for considerado o circuito da fonte CC do barramento. A topologia apresentada preserva a capacidade de energização individual de cada fase da máquina, como o inversor meia ponte assimétrica de que tem origem.

Apesar das topologias de inversores que permitam recuperação da energia durante os períodos de desenergização das fases de uma máquina a relutância variável sejam sempre preferíveis, já que durante a operação da máquina há um elevado número de ciclos de energização/desenergização, o uso de inversores dissipativos pode se justificar em aplicações de baixo custo e desempenho. Entre as topologias de inversores deste grupo, o de dupla constante de tempo é um dos mais investigados Jang, Husain e Ehsani (1994). Nesta topologia é introduzido um resistor no caminho de desenergização das fases, onde a energia



armazenada nos enrolamentos da máquina é dissipada. Para tornar sua operação menos dissipativa, foram desenvolvidas versões onde é utilizada uma chave eletrônica em paralelo com o resistor de dissipação, que matém o resistor curto circuitado após o período de desenergização de cada umas das fases da máquina Jang, Husain e Ehsani (1995).

Devido as características particulares da máquina a relutância variável, que se refletem na forma de acioná-la, em geral são utilizados inversores especificamente projetados para o acionamento da mesma. Apesar disso, o uso de inversores tipo ponte trifásica foi analisado no acionamento de máquinas a relutância variável trifásicas com enrolamentos que completamente preenchem as ranhuras dos pólos do estator, denominados enrolamentos "Fully-Pitch" e com máquinas cujos enrolamentos não preenchem as ranhuras, "Short-Pitch". A análise foi feita em termos da indutância mútua e sua influência na produção de conjugado Mecrow (1998). Para utilização do inversor ponte trifásica no acionamento das máquinas a relutância variável, estas tem suas fases conectadas em delta e em cada fase é adicionado um diodo para impor um único sentido de corrente Clothier e Mecrow (1999, 1997). Uma desvantagem observada no uso do inversor é o longo tempo de cauda da corrente, devido a forma de operação do inversor, que não permite impor a tensão total do barramento CC, com polaridade invertida, àquelas fases sendo desenergizadas.

Na mesma linha de pesquisa de inversores com controle da tensão do barramento CC, que permite diminuir o número de comutações e assim reduzir as perdas por chaveamento, há também os inversores com comutação suave, de tensão Rim, Kim e Cho (1996), Cho (1997), onde também consegue-se diminuir as perdas por chaveamento.

Os inversores 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 inversores fonte de corrente pode 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).

Do que foi apresentado acima, podemos concluir que a necessidade de correntes unidirecionais para o acionamento de uma máquina a relutância variável permite que sejam utilizados inversores com apenas uma chave por braço, no entanto, a necessidade de rápida desenergização das fases limita o uso destas topologias a sistemas de acionamento de baixa velocidade, com exceção do inversor "Split", que apresenta uma chave por fase, tempos de desenergização curtos, mas que se restringe a máquinas com número par de fases. Estruturas como o inversor meia ponte assimétrica, permitem operação com períodos de desenergização

bastante curtos e capacidade de acionar as fases independentemente. Sua desvantagem é o uso de duas chaves por fase, o mesmo número de chaves do inversor ponte trifásica que pode ser utilizado no acionamento de máquinas a relutância variável trifásicas. O uso dos inversores ponte trifásica abre a possibilidade de utilização de módulos encapsulados, diferentemente das estruturas montadas dos inversores comumente usadas no acionamento de máquinas a relutância variável, no entanto, melhorias nas técnicas de chaveamento e/ou modificações nas estruturas propostas são necessárias para diminuição do tempo de desenergização das fases (tempo de cauda da corrente).

### 1.3.3 Controle de corrente

O desempenho de um sistema de acionamento baseado em máquinas a relutância variável é fortemente influenciado pela corrente que circula pelos enrolamentos de fase da máquina, principalmente com relação a oscilação desta e sua forma de onda. Em vista disso, muitos dos sistemas de acionamento de máquinas a relutância variável utilizam em suas estruturas de controle malhas de corrente. Entre os controladores mais amplamente utilizados encontramos 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 windup”, entre outras, também são utilizadas.

Os controladores por histerese são os de mais fácil implementação, além de não requerem o conhecimento dos parâmetros da máquina. O modo de operação “ON-OFF” destes controladores impõe variações à frequência de chaveamento do inversor, determinadas pela: i) variação na indutância da máquina, ii) banda de histerese, que tem impacto na oscilação da corrente e iii) tensão do barramento CC. Estas variações podem elevar a frequência de chaveamento a valores que podem ultrapassar o limite de operação das chaves do inversor e também aumentar as perdas de chaveamento. De modo a minimizar o alto valor da frequência de chaveamento, quando são utilizados controladores por histerese em sistemas de acionamento de máquinas de indução ou máquinas síncronas a imã permanente, o erro de corrente é tratado vetorialmente. Desta forma, é possível definir uma região de tolerância para o vetor erro de corrente, cuja posição dentro da região e a última sequência de chaveamento aplicada ao inversor, definem a nova sequência de chaveamento. Esta nova sequência deve minimizar o número de comutações, diminuindo assim a frequência de chaveamento Rim, Kim e Cho (2001).

No acionamento de máquinas a relutância variável as grandezas são tratadas de forma escalar, salvo alguns casos Liu, Chen e Lin (1995), Matsui, Akao e Wakino (1991) onde

as correntes são controladas vetorialmente. Desta forma, estratégias como a apresentada em Rim, Kim e Cho (2001), para diminuir a frequência de chaveamento quando utiliza-se controladores de corrente por histerese, não são aplicáveis aos sistemas de acionamento das máquinas a relutância variável. No caso do controle por histerese escalar é possível definir duas bandas de histerese centradas em torno da corrente de referência. A banda externa serve para determinação do sinal da força contraeletromotriz durante a aplicação de tensão nula aos enrolamentos da máquina, enquanto a banda mais interna identifica os instantes de aplicação das tensões  $(+E_{dc}, 0)$  ou  $(-E_{dc}, 0)$ , quando a força contraeletromotriz for positiva ou negativa, respectivamente Bianco, Tonielli e Filicori (1996). Com a aplicação da tensão nula, reduz-se o número de chaveamentos e conseqüentemente a frequência de chaveamento. Uma segunda alternativa, que também introduz a aplicação de tensão nula entre os instantes de aplicação da máxima tensão direta/reversa as fases da máquina, utiliza duas bandas de histerese simétricas, uma para erros de corrente positivos e outra para erros de corrente negativos. Assim, quando o erro de corrente atinge o limite superior da banda de erro positivo ou negativo de corrente, é aplicada a tensão apropriada a fase da máquina para zerar o erro. Quando o erro se anula, é aplicada a tensão nula até que o erro atinja novamente o limite de uma das bandas de erro Rossi (1991).

Os controladores do tipo modulação delta, como os controladores por histerese, também não necessitam do conhecimento dos parâmetros da máquina, diferindo destes por permitir um controle sobre a máxima frequência de chaveamento Park (2001). O controle da frequência de chaveamento é feito a partir de um sinal de relógio que define os instantes em que pode haver a troca de estado das chaves do inversor. A limitação da máxima frequência de chaveamento, no entanto, pode impor maiores oscilações à corrente.

Os controladores PWM do tipo PI e PID permitem operar o inversor em uma frequência fixa, realizando o controle da corrente a partir da variação do tempo de condução das chaves do inversor, por ciclo de chaveamento. Apesar do aspecto positivo de manter fixa a frequência de chaveamento, sua resposta no domínio do tempo é de difícil otimização se nenhuma técnica de adaptação "on-line" de seus parâmetros é utilizada. Isto se deve ao caráter variável da indutância própria das fases da máquina a relutância variável. Para o controlador a parâmetros constantes, estes são ajustados para que o sistema seja estável em toda a faixa da constante de tempo do sistema. Para qualquer ponto em que a resposta seja otimizada, haverá pontos em que a mesma será sub ou sobre amortecida.

A variação da indutância da máquina a relutância variável durante sua operação e seu comportamento não linear dificultam o projeto e a sintonia de um controlador PWM (PI ou PID), que apresente um desempenho uniforme em toda faixa de operação da máquina.

Para contornar estes problemas, controladores que embutem mecanismos de “anti windup”, termos de compensação (força contraeletromotriz), mecanismos de adaptação dos ganhos do controlador em função da posição rotórica e do modo de condução de corrente nas fases da máquina e malhas de realimentação que linearizam a planta tem sido empregados Rahman e Schulz (2001), Hwu e Liaw (2000), Bae (2000), no entanto, estas estruturas exigem um carga computacional maior que as implementações dos controladores simples e também de controladores por histerese e delta.

Além da variação paramétrica e o comportamento não linear da máquina a relutância variável, o acoplamento magnético entre as fases da máquina, quando são adotadas estratégias de acionamento em que duas ou mais fases são energizadas simultaneamente, aponta para o uso de controladores que além de compensação e linearização, devem efetuar o desacoplamento entre as fases. O acoplamento devido a indutância mútua entre fases pode provocar oscilações no conjugado da ordem de 6% a 10% do valor de referência Bae e Krishnan (2000). Outro fator a ser considerado no projeto dos controladores PWM são os atrasos incorporados aos sinais de corrente medidos, após sua passagem pelos filtros de “anti-aliasing”. O atraso do filtro pode ser incluído nas expressões do controlador ou pode ser utilizada estratégia de medição da corrente sincronizada com os sinais PWM de comando das chaves do inversor. Nesta técnica, os pulsos PWM de comando das chaves do inversor são centrados com relação ao período de chaveamento e a corrente é medida sempre na metade do ciclo de chaveamento. Desta forma, minimiza-se a oscilação na corrente medida permitindo eliminar o uso dos filtros de “anti-aliasing” Blaabjerg (1999) ou então elevar sua frequência de corte.

A análise de desempenho dos controladores de corrente, utilizados em sistemas de acionamento de máquinas a relutância variável, são baseadas na resposta transitória, oscilação do conjugado, produção de ruído e vibração mecânica. Entre os fatores que interferem no desempenho dos controladores podem ser citados o efeito da força contraeletromotriz, a velocidade e a indutância mútua Blaabjerg (1999). A análise de desempenho de controladores de corrente por histerese e PI, com relação a resposta transitória e a produção de ruído e vibração, sofre o efeito da velocidade. Estudos tem revelado que o primeiro é indicado para operação em alta velocidade, enquanto o segundo em baixa e média velocidade Gallegos-Lopez, Walters e Rajashekara (2001). Os resultados podem ser justificados pelo fato de que em baixa e média velocidade a força contraeletromotriz interfere com menor amplitude na regulação da corrente, além do que, a variação na indutância ocorre de forma mais lenta, permitindo ao controlador absorver o efeito da variação paramétrica. Já o controlador por histerese, apresenta em baixa velocidade um elevado nível de oscilação na corrente, princi-

almente nas posições angulares onde a indutância atinge seu valor máximo. Em velocidades baixas e médias, o eixo da máquina permanece nesta posição e em sua vizinhança por tempos longos, degradando assim a corrente e por conseguinte o conjugado gerado. A utilização de controladores por histerese com banda ajustável, cuja largura é definida em função da indutância e força contraeletromotriz, permite reduzir as oscilações de corrente observadas no controlador de banda fixa, no entanto, a implementação da técnica requer considerável esforço computacional para implementação em tempo real Henao (1998).

Em alta velocidade, o efeito da força contraeletromotriz se acentua, além de haver um aumento na taxa de mudança da indutância. Estes fatores degradam a resposta do controlador PI e beneficiam o controlador por histerese que passa a apresentar um desempenho melhor Blaabjerg (1999). Com o uso combinado dos dois controladores Krishnan (1996a), em faixas de velocidade distintas, é possível obter um desempenho homogêneo em toda a faixa de velocidade. Efeitos semelhantes da força contraeletromotriz são observados nos acionamentos de máquinas assíncronas Lee, Sul e Park (1993).

Na quase totalidade dos sistemas de acionamento o inversor utilizado para acionar a máquina é um inversor fonte de tensão. Em vista deste fato, estratégias de controle que tenham como variável de saída do controlador diretamente uma tensão de referência podem ser implementadas de forma simples. Nas máquinas a relutância variável é possível estabelecer uma relação linear entre fluxo e  $dv/dt$ , desprezando a queda resistiva, ou considerando-a como um distúrbio a ser compensado pelo controlador. Neste sentido, foi desenvolvida a estratégia de controle de fluxo concantenado, cujo desempenho tem apresentado resultados superiores as estratégias clássicas, baseadas em controle de corrente a partir de controladores de histerese e PID Barrass e Mecrow (1998). A análise de desempenho foi estendida a cargas com indutância variável e com saturação magnética, que aproximam o comportamento das máquinas a relutância variável. Apesar de mais complexos que os controladores clássicos por histerese e PID, o controlador de fluxo é de implementação mais simples que controladores adaptativos baseados em lógica fuzzy, apresentado desempenho equivalente a estes Lovatt (1993).

O uso de controladores preditivos no acionamento de máquinas a relutância variável tem sido incipiente, mesmo este tipo de controlador apresentando robustez a variações paramétricas e simplicidade de implementação. Seu uso tem sido mais observado no acionamento de máquinas de indução Abu-Rub (2001) e máquinas de corrente contínua Oliveira, Jacobina e Lima (1993).

Muitos trabalhos relacionados ao controle de máquinas a relutância variável utilizam o controle por histerese para regulação da corrente. Sua simplicidade de implementação e

independência com relação aos parâmetros da máquina explicam o seu grande uso, mesmo solicitando que o inversor opere com elevadas frequências de chaveamento. A definição de bandas de histerese com três níveis, tem sido utilizada para diminuir a variação na frequência de chaveamento e limitar a mesma, mesmo assim, dependendo da banda definida para variação da corrente, altas frequências de chaveamento podem ser atingidas ou níveis elevados de oscilação da corrente.

Apesar do desempenho em alta velocidade ser superior ao dos controles PWM, o controle por histerese não é a melhor opção quando se vai operar em baixas e médias velocidades, pois a oscilação de corrente gerada pelo seu modo de operação produz maiores oscilações de conjugado e também maior ruído. Nesta condição de operação, o controle PI apresenta melhor desempenho, mesmo tendo uma resposta transitória mais lenta. Estruturas de controle PI, com termos de compensação, malhas de realimentação para linearização da planta e técnicas que evitem a saturação do ramo de integração do controlador, são utilizadas para melhorar o seu desempenho, no entanto, seu uso aumenta a complexidade de implementação do controlador.

As fases de uma máquina a relutância variável podem ser consideradas cargas RLE a parâmetros variáveis, desacopladas, se desprezarmos as indutâncias mútuas. Sendo assim, um modelo discreto pode facilmente ser obtido e dele derivar-se um controle preditivo Oliveira, Lima e Jacobina (2002a). A inter-relação do controlador preditivo com o modelo da máquina exige que se verifique como o mesmo comporta-se em termos de variações paramétricas. Também deve-se verificar a capacidade do controlador em compensar a perturbação representada pela força contraeletromotriz e acoplamento mútuo entre fases.

### 1.3.4 Estimação da posição rotórica

O acionamento de máquinas a relutância variável a partir de técnicas que dispensam o uso de sensores de posição é atualmente uma das áreas de mais intensa pesquisa relacionadas a este tipo de máquina. O interesse nesta área segue uma tendência dos sistemas de acionamento, onde busca-se eliminar ao máximo componentes de medição, principalmente os mecânicos, como os sensores de posição ou velocidade, que representam além de custo, peso e volume, um item a mais de falha.

Os métodos de detecção da posição angular rotórica sem sensor de posição utilizam o fato das máquinas a relutância variável apresentarem uma relação unívoca entre fluxo, corrente e posição. Sobre esta característica, várias técnicas tem sido desenvolvidas, as quais se aproximam mais ou menos das características de uma técnica de detecção de posição ideal, que seriam a utilização apenas das grandezas terminais da máquina, sem que seja necessário

acrescentar novos circuitos e manter-se precisa ao longo de toda faixa de velocidade de operação da máquina.

As técnicas baseadas na análise da forma de onda da corrente, buscam determinar a posição do rotor da máquina a partir da determinação de uma quantidade  $\Delta i$  de variação da corrente em uma fase, ocorrida em um tempo  $\Delta t$ , ou vice versa. Quando é utilizada a variação de tempo para monitorar a posição angular do eixo da máquina, o  $\Delta t$  calculado é comparado com um  $\Delta t^*$  e quando este é alcançado, é gerado um sinal para que seja realizada a comutação da corrente entre fases. A técnica pode ser aplicada utilizando-se fases não energizadas Acarnley, Hill e Hooper (1985), bem como fases energizadas. Neste último caso a técnica é convenientemente usada em conjunto com controle por histerese, onde as bandas de histerese já servem para balizar o patamar de corrente que deve ser atingido dentro da variação de tempo  $\Delta t^*$ . Quando é utilizada a variação de corrente,  $\Delta i$ , para monitoração da posição angular, podem ser utilizadas fases não energizadas para realizar a monitoração da posição. Neste caso, são aplicados pulsos de tensão de duração fixa a uma fase não energizada e a corrente resultante é monitorada e comparada a um valor  $i^*$ . Quando o pulso atinge ou ultrapassa este valor é gerado o comando para comutação da corrente entre fases Dunlop e Marvally (1987), MacMinn (1992). A fase usada para teste deve estar preferencialmente em quadratura com a fase sendo energizada. Quando isto é possível (máquinas tretrafásicas), limita-se a interferência devido a indutância mútua Mvungi, Lahoud e Stephenson (1990).

Além das técnicas baseadas na variação da corrente ou tempo, também é possível utilizar a variação de fluxo para determinação da posição angular do eixo da máquina Mvungi, Lahoud e Stephenson (1990). Neste caso, a corrente resultante dos pulsos de tensão aplicados as fases não energizadas da máquina e a própria tensão são usados para cálculo do fluxo. Como a máquina a relutância variável pode ser caracterizada pelas curvas de corrente  $\times$  posição e fluxo  $\times$  posição, mantido constante o fluxo e a corrente, respectivamente, é possível utilizar a variação do fluxo ou corrente para otimizar a estimação, já que as curvas apresentam graus de sensibilidade distintos ao longo da faixa de variação da posição angular, sendo a curva de corrente mais sensível na região próximo a indutância mínima.

As técnicas baseadas na variação de tempo ou corrente são afetadas pela força contraeletromotriz, indutância mútua e pela tensão do barramento CC Panda e Amaratunga (1991, 1990, 1993a, 1993b). O efeito da força contraeletromotriz altera os tempos de crescimento da corrente, além de diminuir os picos de corrente. Assim, a utilização das técnicas em fases energizadas não é eficiente quando a velocidade de operação da máquina aumenta, no entanto, sua implementação utilizando as fases não energizadas ainda é viável. Quando são utilizadas as fases não energizadas, é possível fazer a detecção da posição aplicando-se

pulsos de corrente de teste de pequena amplitude, que produzem força contraeletromotriz e conjugado de frenagem desprezíveis.

O efeito da força contraeletromotriz sobre a corrente das fases energizadas é aproveitado em técnicas de detecção da posição angular do eixo da máquina Mondal (1998), Mondal, Saxena e Bhadra (1998). Como a força contraeletromotriz tende a se igualar a tensão-CC do barramento com o aumento da velocidade, as correntes nas fases utilizadas para gerar conjugado (fases energizadas) passam a ter taxas de crescimento cada vez menores, com tendência de inversão de seu sinal, inicialmente positivo. Assim, se a máquina apresenta uma curva de  $\frac{dL(\theta)}{d\theta}$  crescente até a região próxima a indutância máxima da respectiva fase, mesmo com aplicação de toda tensão do barramento CC à fase energizada, sua corrente tende a cair. Esta queda pode ser então detectada e servir assim para realizar a comutação da corrente entre as fases. De forma semelhante, pode ser utilizado o sinal de  $\frac{di}{dt}$  para promover a comutação da corrente entre as fases da máquina Gallegos-Lopez, Kjaer e Miller (1998). As técnicas baseadas na força contraeletromotriz não são eficientes quando opera-se em baixa e média velocidade, devido aos baixos valores da força contraeletromotriz, além disso, máquinas com curva  $\frac{dL(\theta)}{d\theta}$  com tendência de queda na medida em que a indutância se encaminhe para seu ponto de máximo, podem não provocar a mudança desejada no valor de  $\frac{di}{dt}$  ou em seu sinal, comprometendo a eficácia das técnicas.

As máquinas a relutância variável apresentam uma relação unívoca entre fluxo, corrente e posição, desta forma, é possível determinar a posição do rotor a partir dos valores de fluxo e corrente. Para utilizar esta característica da máquina a relutância variável para detecção da posição é necessário conhecer as respectivas curvas a priori. Para determinação da curva característica fluxo  $\times$  corrente  $\times$  posição o método clássico utilizado é o de manter o rotor da máquina fixo em uma posição, aplicar uma tensão conhecida a fase a ser testada, calcular o fluxo a partir da integração do termo  $(v - ri)$  e repetir o procedimento para todas as posições angulares cuja característica seja desejada Ramanarayanan, Venkatesha e Panda (1996). Procedimento mais simples pode ser aplicado a máquinas tetrafásicas, porém, neste caso é possível caracterizar uma posição específica da curva fluxo  $\times$  corrente  $\times$  posição da máquina Panda e Ramanarayanan (2000c).

Uma vez caracterizada a máquina e suas curvas armazenadas em tabelas, seu uso na determinação da posição angular rotórica é possível. No processo de detecção utilizando as técnicas que utilizam as curvas de fluxo  $\times$  corrente  $\times$  posição, define-se um valor de corrente e para a posição desejada determina-se o fluxo correspondente a partir dos dados tabelados. Durante a operação da máquina a corrente de fase e o fluxo são medidos e calculados, respectivamente, e uma vez que o fluxo atinja o valor previamente determinado,



na corrente especificada, esta posição corresponde a posição desejada. A estimação a partir desta técnica é mais precisa na parte central da curva fluxo  $\times$  corrente  $\times$  posição, onde a sensibilidade a erros de medição da corrente são menores Lyons, MacMinn e Preston (1991), Panda e Ramanarayanan (2000a).

Além da sensibilidade a erros de medição, outros fatores interferem na precisão da técnica de detecção da posição angular a partir da curva característica de fluxo  $\times$  corrente  $\times$  posição, entre os quais podem ser citados: "offset" nos sinais de corrente/tensão, erro de quantização da amostragem, variações da resistência de fase, indutância mútua, "eddy current", etc, cujos efeitos são reportados em vários trabalhos Panda e Ramanarayanan (2000b), Ramanarayanan, Venkatesha e Panda (1996), Panda e Ramanarayanan (1999). Entre as soluções para minimizar as distorções provocadas pelos fatores acima, na determinação da posição angular rotórica, está o uso de um observador de posição, que avalia a posição estimada a partir de posições previamente determinadas, do fluxo e da corrente da máquina Gallegos-Lopez, Kjaer e Miller (1999). Deve ser notado que o observador proposto utiliza dados tabelados da curva característica de fluxo  $\times$  corrente  $\times$  posição da máquina, ficando sujeito aos erros destes dados. Além disso, o mesmo utiliza o mesmo processo de integração numérica para cálculo do fluxo, estando sujeito a problemas de "offset", erros de medição, erros de quantização e variações na resistência de fase.

A injeção de sinais de alta frequência nas fases energizadas ou não da máquina também tem sido investigadas com o objetivo de estimação da posição. Os sinais injetados são modulados em função do movimento do rotor da máquina, que pode alterar a amplitude, frequência, fase ou uma combinação destas características do sinal de teste. De acordo com a(s) característica(s) alterada(s) do sinal injetado, podem ser utilizadas técnicas de modulação em amplitude, frequência ou fase para extrair a informação de posição Suresh (1998), Ehsani (1994). Em geral, os sinais são injetados em fases não energizadas da máquina, no entanto, técnicas que utilizam fases energizadas também tem sido investigadas, como a apresentada em Nagel (1998), onde um sinal de alta frequência é sobreposto as correntes utilizadas para produção de conjugado. Para evitar que o sinal perturbe a ação do controlador de corrente que regula a corrente de fase, o sinal medido é filtrado por meio de um filtro passa alta que extrai a corrente de alta frequência, cuja componente de sequência negativa contém a informação de posição.

O valor instantâneo da indutância e a corrente são variáveis que afetam o comportamento do conjugado gerado pelas máquinas a relutância variável. Apesar de haver uma relação entre a posição e a indutância da máquina, a partir da qual a maioria das estratégias de detecção da posição angular sem sensor se baseiam, variações nesta relação durante a

operação da máquina não são detectadas por estas estratégias. Tal fato é explicado pelo fato de que a curva característica fluxo  $\times$  corrente  $\times$  posição da máquina é determinada por procedimentos estáticos a priori Ramanarayanan, Venkatesha e Panda (1996). Além de poder variar ao longo do tempo de utilização da máquina, a curva característica fluxo  $\times$  corrente  $\times$  posição pode ser diferente entre máquinas de um mesmo lote de fabricação, não apresentar simetria entre fases, não ser simétrica em relação ao ponto de máximo, entre outros fatores.

A medição da indutância instantânea pode ser realizada a partir de técnicas como modulação FM ou PM, pulsos de teste entre outras. Com esta informação é possível determinar o instante em que deve haver a comutação da corrente entre fases a partir da relação entre a indutância no ponto de comutação desejado e a indutância na posição alinhada no respectivo segmento do perfil da curva  $L(\theta) \times \theta$  Ehsani e Ramani (1996). Observa-se que não é necessário converter a indutância medida em informação de posição para o processo de comutação, além de ser possível acompanhar as variações na indutância em nível de fase.

Aproveitando-se do comportamento não linear das máquinas a relutância variável, vários trabalhos propõem técnicas de estimação baseadas em lógica fuzzy para detecção de posição sem o uso de sensor. Fatores como a não necessidade de um modelo complexo para representação da máquina, menor quantidade de memória requerida para armazenamento das características dos modelos propostos e o fato dos modelos fuzzy serem adequados a representação de sistemas não lineares, são apontados por alguns autores como características atrativas a utilização de lógica fuzzy com o propósito de estimação de posição Cheok e Ertugrul (1998, 1999). Para comprovar a eficiência das técnicas apresentadas, as mesmas são submetidas a condições de operação onde os sinais utilizados para estimação da posição são corrompidos com níveis de ruído variáveis, além de baixas taxas de amostragem e erros de "offset". Para atingir um elevado grau de eficiência, algumas técnicas incorporam algoritmos que permitem determinar a melhor fase a ser utilizada para estimação da posição Zhongfang Wang Cheok (2001). Outras, incorporam procedimentos que evitam comportamentos errôneos na partida de uma máquina a relutância variável Ertugrul e Cheok (1998).

Além das técnicas já discutidas, outras baseadas na representação do perfil de indutância da máquina em série de Fourier Suresh (1999), nas tensões induzidas devido a indutância mútua Husain e Ehsani (1994b), na força contraeletromotriz e em expressões desenvolvidas para a indutância incremental Salmasi (2002) ou que simplesmente determinam a melhor fase para partida de uma máquina a relutância variável Gao, Salmasi e Ehsani (2001) são discutidas na literatura. Dentro de um universo tão vasto de opções, devem ser definidos critérios relacionados a máquina e a sua forma de operação para que se possa selecionar a

melhor técnica para uma determinada aplicação. Assim, a geometria da máquina e o ponto de operação na curva conjugado  $\times$  velocidade onde a mesma vai operar são escolhidos como os principais critérios de seleção. A partir destes e avaliando-se vantagens, desvantagens e dificuldades de implementação de cada técnica Ehsani e Fahimi (2002), Krishnan (2001a) é possível selecionar a que permita obter o melhor desempenho para o sistema.

O desempenho de um sistema de acionamento baseado em máquinas a relutância variável depende fortemente de um correto posicionamento das correntes de fase com relação a posição do rotor da máquina. A precisão com que a posição angular é determinada é afetada pela precisão da técnica de determinação da posição angular adotada e pela velocidade em que a máquina opera. Para analisar o impacto de uma incorreta determinação da posição no desempenho da máquina a relutância variável, podemos dividir a faixa de velocidade em regiões de baixa, média e alta. As duas primeiras regiões estão na região de conjugado constante, ou seja, abaixo da velocidade base da máquina, onde é possível controlar o valor da corrente com tensão nominal. Já a faixa de alta velocidade está na região de potência constante, onde a máquina opera no modo pulso único e o conjugado pode ser mantido o mais alto possível a partir do ajuste do ângulo de condução.

Um parâmetro para avaliação da eficiência no acionamento da máquina a relutância variável é a relação entre a potência transformada em trabalho e a máxima potência média, a partir desta relação observa-se que a eficiência cai linearmente com o erro de posição, quando a velocidade é baixa. Comportamento de queda quase linear também é observado em médias velocidades. Estes resultados refletem o fato de que é possível elevar de forma rápida a corrente ao seu valor de referência, quando a máquina opera na região de conjugado constante, mesmo que no pior caso, nesta região, seja necessário antecipar o ângulo de energização da corrente de fase. Para velocidades altas, quando a máquina opera na região de potência constante, a janela de tempo para crescimento da corrente é bastante curta, a desenergização da fase deve ocorrer ainda na zona de crescimento da indutância da fase sendo energizada e a obtenção do máximo conjugado é controlado apenas pelo ângulo de condução, por todos estes fatores, pequenos erros na informação de posição podem se traduzir em quedas de eficiência acentuadas Husain e Ehsani (1994a).

O erro na determinação da posição angular do rotor, quando são utilizadas técnicas de detecção sem sensor, é resultado do erro de quantização da posição em cada instante de amostragem e do erro devido a taxa de amostragem Husain e Ehsani (1994a). O erro devido a taxa de amostragem é o mais significativo e sofre influência direta da velocidade de operação da máquina. Assim, o limite de precisão na determinação da posição angular determinará a máxima velocidade que a máquina poderá operar e um aumento na velocidade

só pode ser obtido a partir de um aumento da taxa de amostragem, o que pode não ser tecnicamente possível. Um exemplo claro do erro de amostragem é o verificado na técnica de detecção da posição angular onde são utilizados pulsos de tensão para produzir pulsos de corrente em fases não energizadas Dunlop e Marvelly (1987), MacMinn (1992). Devido ao processo de amostragem é possível que o pulso de corrente ultrapasse o valor de referência,  $i^*$ , entre dois instantes consecutivos de amostragem, desta forma, o instante de comutação estará deslocado do instante correto para ocorrer a comutação da corrente entre fases.

Podemos notar pela discussão acima que a velocidade é fator determinante na definição de qual estratégia de estimação é mais apropriada para uma determinada aplicação. A influência da velocidade ocorre: i) pelo aumento da força contraeletromotriz, que é proporcional a velocidade e que tem impacto sobre aquelas estratégias baseadas na observação da forma de onda da corrente, ii) pela diminuição do período de comutação entre fases, que restringe o tempo de aplicação de pulsos de teste ou a injeção de sinais de alta frequência em fases não energizadas e iii) pelo alongamento dos períodos de integração das estratégias de estimação baseadas na característica  $\text{fluxo} \times \text{corrente} \times \text{posição}$ , quando a máquina opera em baixa velocidade, que associado aos "offsets" presentes nos sinais de corrente e tensão, leva a estimações corrompidas do fluxo, deteriorando a qualidade da estimação.

A utilização conjugada de mais de uma estratégia de estimação pode ser uma alternativa para obtenção de uma boa estimação de posição em toda a faixa de velocidades de operação da máquina. Estratégias como pulsos de teste em fases não energizadas e aquelas baseadas na curva característica de  $\text{fluxo} \times \text{corrente} \times \text{posição}$  podem ser utilizadas, respectivamente, para partida/baixa velocidade e alta velocidade.

## 1.4 Organização do Trabalho

Este trabalho está organizado em sete capítulos. Neste primeiro capítulo foi apresentada uma visão geral dos desenvolvimentos já conseguidos nas áreas de compensação das distorções geradas pelas não linearidades dos inversores fonte de tensão e na área de acionamento de máquinas a relutância variável. Na sequência foram indicadas as contribuições geradas ao longo do trabalho, relacionadas tanto ao acionamento de máquinas de indução quanto ao acionamento de máquinas a relutância variável e fechando o capítulo foi apresentada uma sucinta revisão bibliográfica relacionada aos temas abordados

No capítulo 2, intitulado Máquina a Relutância Variável, são apresentados o modelo da máquina, a forma de geração de conjugado e a operação da mesma como motor, com uma rápida análise dos efeitos da saturação magnética. Para concluir é apresentada uma breve

discussão da utilização da máquina a relutância variável na geração de energia.

No capítulo 3, intitulado Controle de Corrente, é apresentado o uso do controlador de corrente preditivo no acionamento da máquina a relutância variável. Compara-se o desempenho e sensibilidade a variações paramétricas com o controle PI.

No capítulo 4, intitulado Identificação das Curvas Características de uma MRV, são apresentados procedimentos para determinação das curvas  $L(\theta)/\theta$  e  $dL(\theta)/d\theta$  da máquina a relutância variável e descreve-se de forma sucinta os requisitos de uma sistema autocomissionado para uma máquina a relutância variável.

No capítulo 5, intitulado Topologia de Inversores, é apresentado o uso de inversores ponte trifásica para acionamento de máquinas a relutância variável. Discute-se formas de aumentar a eficiência no uso desta topologia de inversor.

No capítulo 6, intitulado Fonte de Tensão PWM, são apresentadas técnicas que permitem compensar os efeitos de distorção nas tensões geradas pelos inversores fonte de tensão, devido a não linearidade das chaves de potência e a inclusão do tempo morto para proteção contra curto circuito no barramento CC.

No capítulo 7, intitulado Conclusões e Perspectivas, é apresentada uma síntese dos assuntos discutidos ao longo do trabalho, são salientadas as contribuições do mesmo e são indicadas as propostas de continuidade das pesquisas iniciadas neste trabalho.

## Capítulo 2

# Máquina a Relutância Variável (MRV)

### 2.1 Introdução

As máquinas elétricas podem ser classificadas em função da forma como as mesmas geram conjugado. Baseado neste critério, temos o grupo de máquinas que gera conjugado a partir da interação de campos magnéticos mutuamente acoplados, gerados no estator e rotor da máquina e o grupo de máquinas cujo conjugado é resultante da variação de relutância no seu entreferro. No primeiro grupo encontram-se as máquinas CC, de indução e síncronas. A máquina a relutância variável (MRV) faz parte do segundo grupo. Neste tipo de máquina, quando um enrolamento do estator é energizado um conjugado de relutância faz com que a parte móvel da máquina mova-se para a posição onde o circuito magnético apresente a menor relutância para o campo magnético gerado no estator Miller (1993). Nas máquinas girantes, o rotor gira acompanhando a sequência de chaveamento da corrente entre as fases da máquina. O movimento de giro do rotor e a geometria de dupla saliência, provocam variações na relutância do circuito magnético da máquina, que resultam em variações na indutância dos enrolamentos das fases da mesma. Este comportamento da máquina justifica o fato da mesma ser também denominada de máquina a relutância chaveada. Na Figura 2.1 é apresentada uma vista em corte do rotor e estator de uma máquina a relutância variável com geometria 8/6. Na Figura também são indicadas algumas medidas geométricas da máquina.

As máquinas a relutância variável são talvez as máquinas de mais simples construção, onde todos os enrolamentos elétricos estão concentrados no estator, sendo o rotor construído a partir do empilhamento de lâminas de aço. Apesar da simplicidade mecânica a máquina apresenta algumas desvantagens, como a necessidade de um conversor para seu acionamento e uma característica magnética fortemente não linear devido a sua geometria de dupla

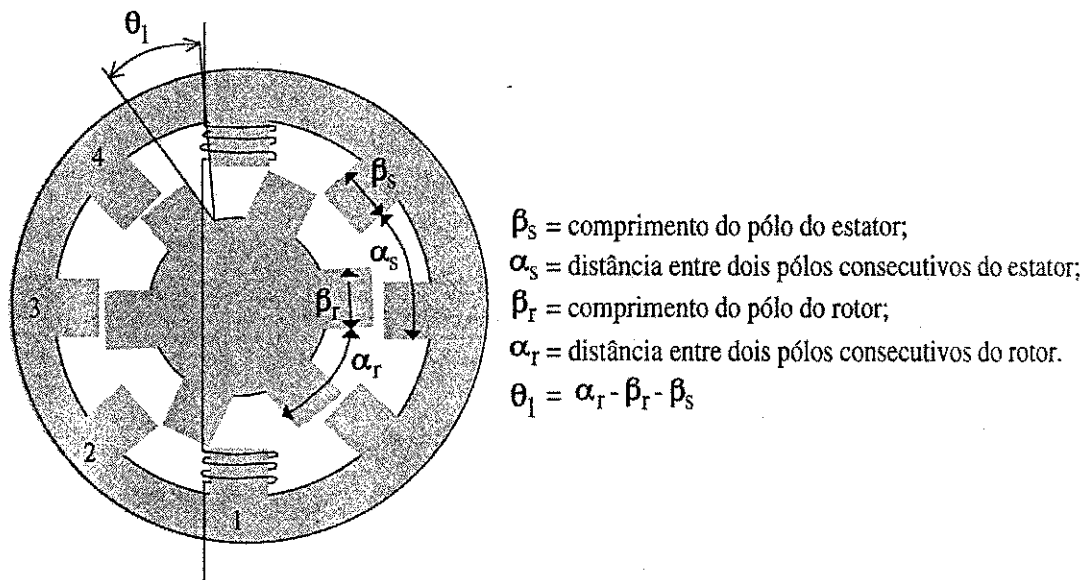


Figura 2.1: Seção transversal de uma máquina a relutância variável.

saliência. Estes fatores, associados a bem sedimentada e confiável planta de sistemas de acionamento baseados em máquinas CC e de indução, tem inibido uma maior utilização das máquinas a relutância variável em sistemas de acionamento a velocidade variável em aplicações industriais. No entanto, a abertura de novas áreas de aplicação de acionamentos a velocidade variável fez surgir uma demanda por sistemas, cujas características são bem atendidas pelas máquinas a relutância variável. Além disso, o barateamento dos dispositivos semicondutores de potência e de processadores digitais, tem permitido reduzir de forma significativa o custo dos sistemas de acionamento baseados nestas máquinas.

## 2.2 Modelo Matemático

Em uma máquina a relutância variável a tensão aplicada a uma fase é igual a soma da queda de tensão resistiva nos enrolamentos da fase mais a taxa de variação do fluxo. A expressão para a tensão e as equações mecânicas do modelo da máquina são dadas por:

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

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{C_e - C_l}{J} \quad (2.2)$$

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega \quad (2.3)$$

onde:

$v_k$  é a tensão na  $k$ -ésima fase da máquina;

$r_k$  é a resistência dos enrolamentos da  $k$ -ésima fase;

$i_k$  é a corrente circulando nos enrolamentos da  $k$ -ésima fase da máquina;

$\omega$  é a velocidade mecânica da máquina;

$C_e$  é o conjugado eletromagnético gerado;

$C_l$  é o conjugado de carga;

$J$  é o momento de inércia da máquina;

$\lambda_k(\theta, i)$  é o fluxo total enlaçado pelos enrolamentos da  $k$ -ésima fase da máquina expresso por:

$$\lambda_k(\theta, i) = \sum_{n=1}^q L_{kn}(\theta, i_n) i_n \quad (2.4)$$

onde  $q$  representa o número de fases da máquina. Se a indutância mútua é desprezada Miller (1993), a expressão do fluxo total é simplificada e expressa na forma abaixo,

$$\lambda_k(\theta, i) = L_k(\theta, i_k) i_k. \quad (2.5)$$

Devido a geometria de dupla saliência e também aos efeitos da saturação magnética, o fluxo enlaçado pelos enrolamentos da máquina varia em função da posição rotórica e da corrente de fase, assim, a expressão (2.1) pode ser reescrita como

$$v_k = r_k i_k + \left( L_k(\theta, i_k) + i_k \frac{\partial L_k(\theta, i_k)}{\partial i_k} \right) \frac{di_k}{dt} + \omega i_k \frac{\partial L_k(\theta, i_k)}{\partial \theta}. \quad (2.6)$$

Os termos que compõem a tensão da fase são uma queda de tensão resistiva  $r_k i_k$ , um termo de queda de tensão indutiva  $\left( L_k(\theta, i_k) + i_k \frac{\partial L_k(\theta, i_k)}{\partial i_k} \right) \frac{di_k}{dt}$ , através de uma indutância incremental e o terceiro termo,  $\omega i_k \frac{\partial L_k(\theta, i_k)}{\partial \theta}$ , é a força contraeletromotriz, que é proporcional a corrente, velocidade e taxa de variação da indutância. Esta expressão é equivalente a obtida para uma máquina CC com excitação série.

Multiplicando a expressão (2.6) por  $i_k$  obtém-se a expressão (2.7) que representa a potência instantânea entregue a máquina,

$$p_i = v_k i_k = r_k i_k^2 + \left( L_k(\theta, i_k) i_k + i_k^2 \frac{\partial L_k(\theta, i_k)}{\partial i_k} \right) \frac{di_k}{dt} + \omega i_k^2 \frac{\partial L_k(\theta, i_k)}{\partial \theta}. \quad (2.7)$$

A expressão (2.7) pode ser representada de forma simplificada por (2.8) se a saturação magnética for desconsiderada,

$$\begin{aligned} p_i &= v_k i_k = r_k i_k^2 + L_k(\theta) i_k \frac{di_k}{dt} + \omega i_k^2 \frac{\partial L_k(\theta)}{\partial \theta} \\ &= r_k i_k^2 + L_k(\theta) i_k \frac{di_k}{dt} + i_k^2 \frac{dL_k(\theta)}{dt}. \end{aligned} \quad (2.8)$$



O termo  $L_k(\theta) i_k \frac{di_k}{dt}$  pode ser obtido a partir da derivada da energia armazenada nos enrolamentos da máquina,

$$\frac{d}{dt} \left( \frac{1}{2} L_k(\theta) i_k^2 \right) = L_k(\theta) i_k \frac{di_k}{dt} + \frac{1}{2} i_k^2 \frac{dL_k(\theta)}{dt}. \quad (2.9a)$$

Substituindo a expressão (2.9a) em (2.8), temos:

$$p_i = r_k i_k^2 + \frac{d}{dt} \left( \frac{1}{2} L_k(\theta) i_k^2 \right) + \frac{1}{2} i_k^2 \frac{dL_k(\theta)}{dt}. \quad (2.10a)$$

A expressão (2.10a) indica que a potência de entrada é a soma das perdas resistivas,  $r_k i_k^2$ , mais a taxa de variação da energia no campo magnético,  $\frac{d}{dt} \left( \frac{1}{2} L_k(\theta) i_k^2 \right)$ , mais a potência no entreferro,  $p_{gap}$ , identificada pelo termo  $\frac{1}{2} i_k^2 \frac{dL_k(\theta)}{dt}$ . A potência no entreferro é igual ao produto do conjugado eletromagnético e da velocidade,

$$p_{gap} = \omega C_e = \frac{1}{2} i_k^2 \frac{dL_k(\theta)}{dt}. \quad (2.11)$$

Substituindo os termos de tempo na expressão (2.11) pela sua relação em função de posição e velocidade,

$$t = \frac{\theta}{\omega}$$

a mesma pode ser reescrita na forma,

$$p_{gap} = \frac{1}{2} i_k^2 \frac{dL_k(\theta)}{dt} = \frac{1}{2} i_k^2 \frac{dL_k(\theta)}{\partial \theta} \frac{\partial \theta}{\partial t} = \frac{1}{2} i_k^2 \frac{dL_k(\theta)}{\partial \theta} \omega. \quad (2.13)$$

Assim, a expressão para o conjugado pode ser obtida a partir de (2.11) e (2.13) e é representada por:

$$C_e = \frac{1}{2} i_k^2 \frac{dL_k(\theta)}{\partial \theta} \quad (2.14)$$

A expressão (2.14) representa de forma simplificada o conjugado gerado pela máquina a relutância variável considerando a hipótese de que não há saturação. Na sua forma mais geral, e levando-se em consideração a saturação magnética, o conjugado pode ser determinado a partir da variação da co-energia (2.15)

$$C_e = \frac{\partial}{\partial \theta} \int L_k(\theta, i_k) i_k di_k. \quad (2.15)$$

A partir da expressão (2.14) as seguintes observações podem ser feitas Krishnan (2001a):

1. O conjugado é proporcional ao quadrado da corrente, o que permite trabalhar com correntes unipolares. A possibilidade da 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;

2. O conjugado é proporcional a inclinação da curva característica de indutância  $\times$  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;
3. 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;
4. A operação como gerador é possível, desde que operando na rampa de descida da curva de indutância  $\times$  posição;
5. A direção de rotação pode ser invertida apenas com a mudança na sequência de energização das fases da máquina;
6. Devido as características apontadas nos itens 1,4 e 5 as máquinas a relutância variável são convenientes para operação nos 4 quadrantes;
7. 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;
8. Controle de conjugado e velocidade podem ser obtidos a partir do controle do conversor que alimenta a máquina;
9. 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;
10. Como a corrente pode ser unipolar para todos os quadrantes de operação da máquina, as topologias de inversores utilizadas no acionamento destas máquinas tem em geral 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.

### 2.3 Operação da Máquina a Relutância Variável como Motor

A estrutura de uma máquina a relutância variável é apresentada na Figura 2.1. Sua operação pode ser explicada considerando a energização da fase 1 da máquina. Quando uma corrente circula pelos enrolamentos da fase 1, o campo gerado faz com que os pólos do rotor, próximos aos pólos da fase energizada, alinhem-se com estes. No caso da Figura 2.1, este processo provoca um deslocamento do eixo da máquina no sentido anti horário, convertendo energia elétrica em energia mecânica. Para provocar um movimento contínuo do rotor é necessário energizar sequencialmente as fases da máquina.

A máquina a relutância variável pode ser representada a partir de sua característica magnética, que relaciona fluxo, corrente e posição do rotor. Um modelo da característica magnética para uma das fases da máquina apresentada na Figura 2.1 é apresentado na Figura 2.2. O modelo divide o plano  $\lambda \times i$  em uma região linear e saturada, respectivamente de acordo com o nível de corrente. A região linear corresponde aos valores de corrente entre 0 e  $I_m$ , denominada corrente de saturação, enquanto a região saturada corresponde a todos os valores de corrente superiores a corrente de saturação.

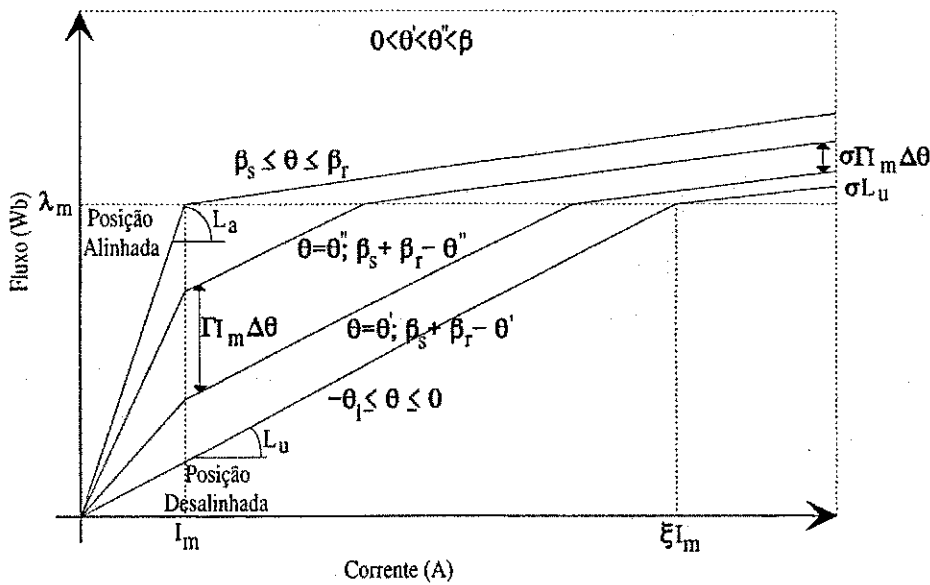


Figura 2.2: Característica teórica fluxo x corrente x posição.

Uma análise bastante detalhada da operação da máquina a relutância variável em ambas as regiões magnéticas, linear e saturada, foi apresentada em Buja e Valla (1991, 1994). A seguir, serão reproduzidos alguns dos resultados destas análises.

### 2.3.1 Operação na região linear

Quando a máquina opera na região linear sua característica magnética é representada por:

$$\lambda_k(\theta) = L_k(\theta) i_k \quad (2.16)$$

onde o perfil idealizado da indutância em função da posição é apresentado na Figura 2.3. A curva de indutância de cada fase pode ser dividida em 4 segmentos, correspondendo aos intervalos:  $-\theta_1 \leq \theta < 0$ ,  $0 \leq \theta < \beta_s$ ,  $\beta_s \leq \theta < \beta_r$  e  $\beta_r \leq \theta < \beta_r + \beta_s = \alpha_r - \theta_1$ , onde  $\beta_s$  representa a largura do pólo do estator,  $\beta_r$  representa a largura do pólo do rotor,  $\alpha_s$  representa o a distância entre dois pólos consecutivos do estator,  $\alpha_r$  representa o a distância entre dois pólos consecutivos do rotor e  $\theta_1 = \alpha_r - \beta_r - \beta_s$ .

O primeiro intervalo corresponde ao segmento em que os pólos do rotor e estator estão totalmente desalinhados e a indutância é mínima, representada por  $L_u$ . O segundo intervalo corresponde ao segmento em que há o crescimento da indutância, quando os pólos estão se alinhando. O terceiro intervalo corresponde ao segmento em que a máxima indutância foi atingida, representada por  $L_a$ . A manutenção da máxima indutância por um determinado intervalo angular ocorre apenas quando os arcos dos pólos do estator e rotor possuem dimensões distintas. O quarto e último intervalo corresponde ao segmento em que a indutância diminui em função do desalinhamento entre os pólos do estator e rotor. Uma representação matemática para o perfil de indutância é dada por:

$$L_k(\theta) = \begin{cases} L_u, & -\theta_1 \leq \theta < 0 \\ L_u + \Gamma\theta, & 0 \leq \theta < \beta_s \\ L_a, & \beta_s \leq \theta < \beta_r \\ L_u - \Gamma(\theta - \beta_r - \beta_s), & \beta_r \leq \theta \leq \beta_r + \beta_s \end{cases} \quad (2.17)$$

onde  $\Gamma$  é o coeficiente de inclinação da curva característica de  $L_k(\theta) \times \theta$  no intervalo em que a indutância cresce. Seu valor é calculado por:

$$\Gamma = \frac{L_a - L_u}{\beta_s} \quad (2.18)$$

Substituindo a expressão (2.3) na expressão (2.14), podemos determinar o valor instantâneo do conjugado em cada segmento da curva do perfil de indutância (2.19)

$$C_e = \begin{cases} 0, & -\theta_1 \leq \theta < 0 \\ \frac{1}{2}\Gamma i_k^2, & 0 \leq \theta < \beta_s \\ 0, & \beta_s \leq \theta < \beta_r \\ -\frac{1}{2}\Gamma i_k^2, & \beta_r \leq \theta \leq \beta_r + \beta_s. \end{cases} \quad (2.19)$$

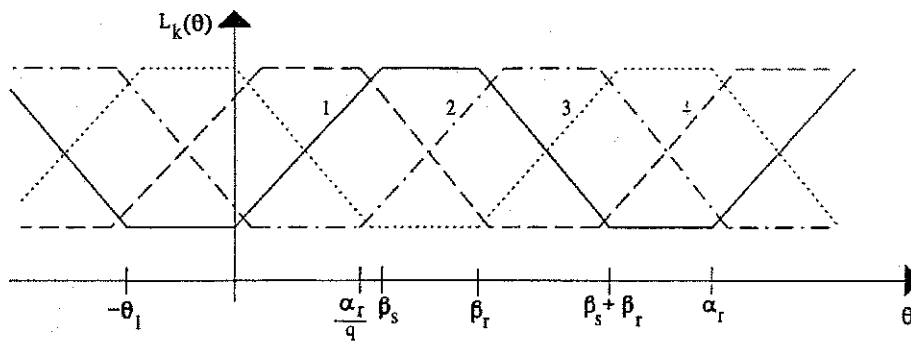


Figura 2.3: Perfil idealizado de  $L_k(\theta) \times \theta$ .

O deslocamento angular compreendido pelo segmento onde a indutância cresce, deve ser maior que o deslocamento angular entre os pólos de duas fases adjacentes. Desta forma, garante-se a produção de conjugado em qualquer posição do eixo.

**Acionamento com inversor fonte de corrente: região linear**

A corrente para geração de conjugado pode ser fornecida por um inversor fonte de corrente ou de tensão. Quando são utilizados inversores fonte de corrente, as grandezas utilizadas para controlar o nível de conjugado gerado pela máquina são: a amplitude da corrente  $i_k$ , o ângulo de energização, também denominado de  $\theta_{on}$  e o ângulo de desligamento da fase, também denominado de  $\theta_{off}$ . Na Figura 2.4 é apresentada uma curva típica de corrente, com a máquina operando como motor. Se for desprezada a queda de tensão resistiva e

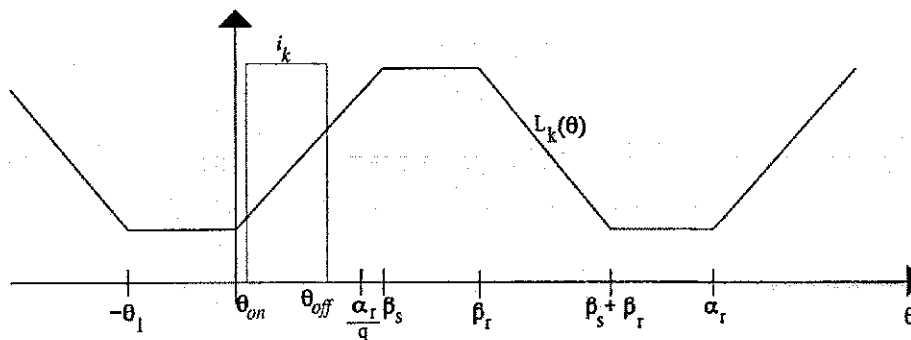


Figura 2.4: Pulso ideal de corrente com MRV acionado por inversor fonte de corrente.

também o eventual pico de corrente em  $\theta_{on}$ , a tensão nos terminais da máquina será igual a força contraeletromotriz, expressa por:

$$v_k = \Gamma \omega i_k. \tag{2.20}$$

O conjugado médio gerado em um ciclo elétrico completo é calculado por:

$$\overline{C}_e = \frac{q}{\alpha_r} \int_{-\theta_1}^{\alpha_r - \theta_1} C_e d\theta = \frac{q\Gamma}{2\alpha_r} i_k^2 (\theta_{off} - \theta_{on}), \quad (2.21)$$

onde  $q$  representa o número de fases da máquina. Sem perda de generalidade podemos considerar que  $\theta_{on} = 0$ . Isto permite reescrever a expressão (2.21) na forma

$$\overline{C}_e = \frac{q\Gamma}{2\alpha_r} i_k^2 \theta_{off}. \quad (2.22)$$

Para obter o máximo valor de conjugado na região linear a fase deve ser energizada com a corrente máxima,  $I_m$ , durante o intervalo  $\theta_{off} - \theta_{on} = \frac{\alpha_r}{q}$ . Substituindo estes termos na expressão (2.21), temos:

$$\overline{C}_{e\max} = \frac{1}{2} \Gamma I_m^2. \quad (2.23)$$

A expressão (2.22) indica que o conjugado médio, quando a máquina a relutância variável é alimentada a partir de um inversor fonte de corrente, é uma função quadrática da corrente e linear do ângulo de desligamento. O máximo conjugado pode ser obtido quando a tensão de fase da máquina atinge o seu valor nominal,  $V_n$ , que ocorre na velocidade

$$\omega_n = \frac{V_n}{\Gamma I_m}. \quad (2.24)$$

Acima desta velocidade a corrente deve ser diminuída para que a tensão de fase não exceda a tensão nominal da máquina. Assim, a expressão para a máxima corrente na máquina será:

$$i_{k\max} = \begin{cases} I_m & \omega \leq \omega_n \\ \frac{\omega_n}{\omega} I_m & \omega > \omega_n. \end{cases} \quad (2.25)$$

Substituindo os valores da expressão (2.25) na expressão (2.21) e considerando  $\theta_{off} - \theta_{on} = \frac{\alpha_r}{q}$ , pode-se definir a característica conjugado  $\times$  velocidade para a máquina a relutância variável, sob as condições de acionamento já identificadas. As expressões matemáticas que representam a característica são dadas por:

$$\overline{C}_{e\max} = \begin{cases} \frac{1}{2} \Gamma I_m^2 & \omega \leq \omega_n \\ \frac{1}{2} \Gamma I_m^2 \left(\frac{\omega_n}{\omega}\right)^2 & \omega > \omega_n. \end{cases} \quad (2.26)$$

Observa-se a partir da expressão (2.26) que a máquina pode operar com conjugado constante até a velocidade nominal. Acima desta, o conjugado cai com o quadrado da velocidade. Nesta região a máquina pode operar com potência constante.

Acionamento com inversor fonte de tensão: região linear

No acionamento da máquina a relutância variável a partir de um inversor fonte de tensão o valor da tensão de fase é definido pelo inversor e não mais pela força contraeletromotriz, como observado no caso do acionamento com inversor fonte de corrente. As curvas apresentadas na Figura 2.5 mostram o comportamento da corrente de acordo com o nível de tensão aplicado aos enrolamentos de fase da máquina. Observa-se no caso da alimentação por tensão a aplicação de uma tensão reversa aos enrolamentos de fase. Esta tensão tem a mesma amplitude,  $E_{dc}$ , da tensão aplicada durante a energização da fase e é a responsável por levar a corrente a zero.

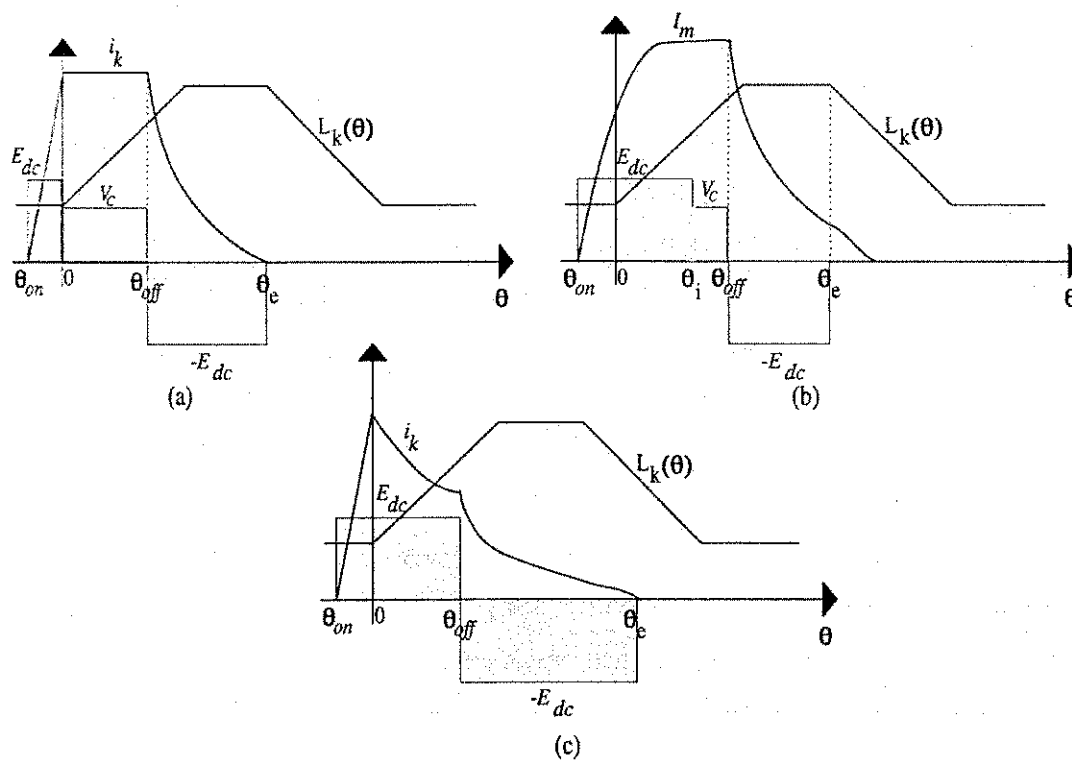


Figura 2.5: Curvas de corrente e tensão com MRV acionado por inversor fonte de tensão: (a) Regulação da corrente, (b) regulação da corrente no fim do período e (c) pulso único.

O modo de operação do inversor fonte de tensão durante o intervalo de energização, que inicia em  $\theta_{on}$  e vai até  $\theta_{off}$ , é definido pelo valor da força contraeletromotriz. Quando a tensão do barramento CC do inversor,  $E_{dc}$ , é maior do que a força contraeletromotriz, a corrente é regulada pela comutação das chaves de potência do inversor que alimentam a respectiva fase da máquina. Quando a força contraeletromotriz é maior ou igual a tensão do barramento CC do inversor, as chaves são acionadas em  $\theta_{on}$  e desligadas apenas em  $\theta_{off}$ , sendo aplicada toda tensão do barramento CC ao longo do intervalo de energização da fase.

O limite entre os dois modos de operação é determinado pela expressão

$$i_k \omega = I_m \omega_n. \quad (2.27)$$

É possível haver comutação das chaves para regulação da corrente quando a máquina opera acima da velocidade base, desde que  $i_k < I_m \frac{\omega_n}{\omega}$ .

O intervalo de desenergização inicia em  $\theta_{off}$  e estende-se até  $\theta_e$ . Neste intervalo, é aplicada sobre a fase da máquina toda a tensão do barramento CC do inversor, com a polaridade invertida, até que a corrente seja anulada. Quando o ângulo de extinção avança sobre o segmento em que a indutância cai, um conjugado de frenagem é gerado. A aplicação da tensão total do barramento CC do inversor aos enrolamentos da máquina durante a desenergização depende da topologia do inversor utilizado, havendo circuitos onde a tensão aplicada é menor que a do barramento, maior que a tensão do barramento ou zero.

De modo semelhante ao acionamento com o inversor fonte de corrente, a amplitude da corrente e os ângulos  $\theta_{on}$  e  $\theta_{off}$  são utilizados para controlar a operação da máquina a relutância variável. Os limites teóricos para os ângulos  $\theta_{on}$  e  $\theta_{off}$  podem ser obtidos a partir da Figura 2.3, seus valores são, respectivamente,  $\theta_1 < \theta_{on} < \beta_s$  e  $\theta_{on} < \theta_{off} < \beta_s$ . O valor de  $\theta_{off}$  deve ser escolhido de modo que o ângulo de extinção  $\theta_e$  seja menor que  $\alpha_r + \theta_{on}$ , caso contrário, a corrente não será extinta antes da fase ser novamente energizada.

Quando a máquina a relutância variável é acionada com um inversor fonte de tensão, a corrente que alimenta a máquina não possui a forma do pulso de corrente apresentado no caso do acionamento com inversor fonte de corrente. Devido as limitações da fonte de tensão a corrente é estabelecida conforme apresentado nas curvas da Figura 2.5. A corrente não possui uma expressão única que determine seu valor desde a energização até a desenergização, assim, a mesma é representada por segmentos através das expressões abaixo.

$$i_k = \begin{cases} \frac{E_{dc}(\theta - \theta_{on})/\omega}{L_k(\theta)}, & \theta_{on} \leq \theta < \theta_i \\ I_s = i_k(\theta_i), & \theta_i \leq \theta < \theta_{off} \\ \frac{i(\theta_{off})L_k(\theta_{off}) - E_{dc}(\theta - \theta_{off})/\omega}{L_k(\theta)}, & \theta_{off} \leq \theta \leq \theta_e. \end{cases} \quad (2.28)$$

No intervalo compreendido entre  $\theta_i \leq \theta \leq \theta_{off}$ , a corrente é mantida constante em  $I_s$  a partir do controle da tensão nos terminais da máquina entre 0 e  $E_{dc}$ . Se for desconsiderada a queda de tensão resistiva, a tensão neste intervalo, definida como  $V_c$ , é expressa por:

$$V_c = \Gamma I_s \omega. \quad (2.29)$$

Com a variação da corrente durante o intervalo de energização da fase da máquina, o conjugado médio gerado pode ser dividido em três componentes,



$$\overline{C}_{e1} = \frac{q\Gamma}{2\alpha_r} \int_0^{\theta_{off}} i_k^2 d\theta \quad (2.30)$$

$$\overline{C}_{e2} = \frac{q\Gamma}{2\alpha_r} \int_{\theta_{off}}^{\beta_s} i_k^2 d\theta \quad (2.31)$$

$$\overline{C}_{e3} = -\frac{q\Gamma}{2\alpha_r} \int_{\beta_r}^{\theta_e} i_k^2 d\theta \quad (2.32)$$

$$\overline{C}_e = \overline{C}_{e1} + \overline{C}_{e2} + \overline{C}_{e3} \quad (2.33)$$

onde as componentes  $\overline{C}_{e2}$  e  $\overline{C}_{e3}$  dependem fortemente do valor da corrente em  $\theta_{off}$ ,  $i_k(\theta_{off})$  e da velocidade da máquina Buja e Valla (1991). A contribuição de cada componente varia de acordo com o modo de operação da máquina, os quais são representados pelas curvas da Figura 2.5. A Figura 2.5(a) representa o modo de operação onde a corrente  $i_k$  é controlada na amplitude desejada desde 0 até  $I_m$ , se a máquina opera abaixo da velocidade base, e de 0 até  $\frac{\omega_n}{\omega} I_m$ , se a máquina opera acima da velocidade base. Neste modo, a amplitude da corrente e o ângulo  $\theta_{off}$  são utilizados para controlar a operação da máquina, sendo que este último varia de 0 a  $\beta_s$ . O ângulo  $\theta_{on}$  é calculado de modo que em  $\theta = 0$  a corrente já tenha atingido a amplitude de referência  $I_s$ , assim, o valor de  $\theta_{on}$  pode ser determinado por:

$$\theta_{on} = -\frac{I_s L_u \omega}{E_{dc}} \quad (2.34)$$

O menor valor de  $\theta_{on}$  ocorre quando  $I_s \omega = I_m \omega_n$ .

Com a corrente regulada em  $I_s$  durante o período de energização, a componente  $\overline{C}_{e1}$  pode ser expressa por (2.22). Adicionando as três componentes de conjugado médio (2.33), a componente  $\overline{C}_{e1}$  predomina sobre as outras duas, desta forma,  $\overline{C}_e$  ainda pode ser aproximado por uma função quadrática da corrente e uma função linear do ângulo  $\theta_{off}$ , podendo ser representado por (2.22). A contribuição de  $\overline{C}_{e2}$  e  $\overline{C}_{e3}$  torna-se importante apenas em altas correntes, com  $\theta_{off}$  em torno de  $\frac{\alpha_r}{q}$ .

Para regular a corrente no valor de referência podem ser utilizados dois modos de chaveamento da tensão do barramento CC. No primeiro modo são aplicadas as tensões  $+E_{dc}$  e  $-E_{dc}$  a fase da máquina, conforme mostrado na Figura 2.6(b) e no segundo modo são aplicadas a tensão  $+E_{dc}$  e 0, conforme mostrado na Figura 2.6(a). O primeiro modo é denominado de “hard chopping” e o segundo de “soft chopping”. Percebe-se das curvas de corrente uma maior oscilação quando o modo “hard chopping” é utilizado.

A Figura 2.5(b) representa o modo de operação onde a corrente  $i_k$  não é regulada, exceto quando a mesma atinge  $I_m$ . Neste modo, os ângulos  $\theta_{on}$  e  $\theta_{off}$  são utilizados para controlar a operação da máquina. O ângulo  $\theta_{on}$  varia de valores negativos, maiores que  $-\theta_1$  a valores

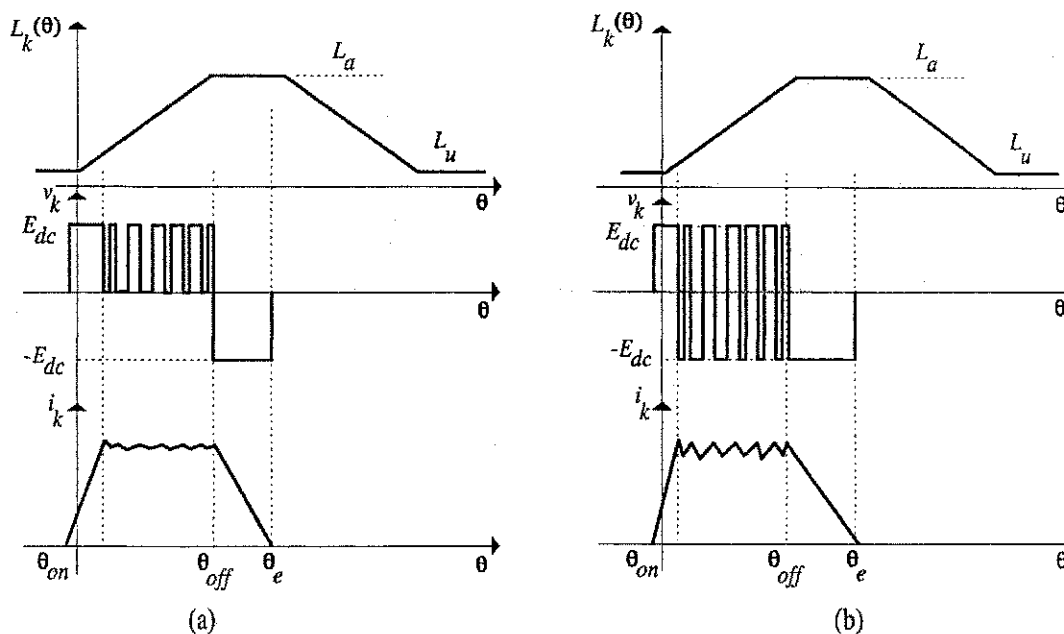


Figura 2.6: Modos de chaveamento da tensão CC do barramento: (a)“soft chopping ” e (b)“hard chopping”.

menores que  $\beta_s$ . Seu valor é determinado a partir da expressão (2.34). O ângulo  $\theta_{off}$  varia entre 0 e  $\beta_s$ , quando  $\theta_{on} < 0$  e entre  $\theta_{on}$  e  $\beta_s$ , quando  $\theta_{on} > 0$ . O comportamento do conjugado médio em função das variáveis de controle demonstra que é possível controlá-lo a partir do ângulo  $\theta_{on}$ , no entanto, a relação entre  $\bar{C}_e$  e  $\theta_{on}$  se modifica em função da velocidade de operação, indo desde de uma relação linear, quando  $\omega \approx 0$ , a relações mais complexas e não lineares quando  $\omega$  aumenta Buja e Valla (1991).

A Figura 2.5(c) representa o modo de operação em que a força contraeletromotriz é maior do que a tensão do barramento CC do inversor. Novamente são utilizados os ângulos  $\theta_{on}$  e  $\theta_{off}$  para controle da operação da máquina. O ângulo  $\theta_{on}$  varia desde  $-\theta_1$  até o valor máximo determinado por (2.34), quando  $I_s\omega = I_m\omega_n$ . A amplitude da corrente quando  $\theta = 0$  é limitada pela condição de que  $\theta_{on} \geq -\theta_1$  e pela velocidade da máquina. Para que a corrente em  $\theta = 0$  atinja o valor máximo  $I_m$ , a velocidade deve corresponder ao valor determinado por:

$$\omega_{\max} = -\frac{E_{dc}\theta_1}{L_u I_m}. \quad (2.35)$$

O ângulo  $\theta_{off}$  varia de 0 até um valor máximo que deve atender a restrição de que a corrente deve ser anulada antes que a fase volte a ser energizada. Como neste modo de operação o intervalo de energização é igual ao intervalo de desenergização, já que a mesma tensão é aplicada em ambos os casos, é possível obter a expressão (2.36), que determina o máximo

ângulo  $\theta_{off}$ :

$$\theta_{off \max} = \frac{\alpha_r}{2} + \theta_{on} \quad (2.36)$$

O valor de  $\theta_{off}$  reflete-se no comportamento das componentes de conjugado médio  $\overline{C_{e2}}$  e  $\overline{C_{e3}}$ , que neste modo de operação, apresentam comportamento semelhante ao observado no modo de operação em que a corrente é regulada durante todo o período de energização. Isto ocorre pelo fato de que neste modo, como no modo de corrente controlada, o intervalo de extinção da corrente aumenta com o ângulo  $\theta_{off}$  e com o produto  $i_k \omega$ . De forma equivalente ao modo anterior, a componente  $\overline{C_{e1}}$  continua sendo predominante, determinando a relação entre conjugado e o ângulo  $\theta$ .

Uma comparação entre os modos de operação com o acionamento a partir do inversor fonte de tensão, demonstra que o máximo conjugado médio é obtido em velocidades abaixo da velocidade base, quando a corrente da máquina é regulada em  $I_m$  durante todo o intervalo de energização. Para velocidades superiores a velocidade base, o máximo conjugado é garantido quando  $i_k(\theta = 0) = I_m$  Buja e Valla (1991).

O modo de operação e o tipo de inversor usado determinam as variáveis de controle que podem ser utilizadas para controlar a operação da máquina, as quais são selecionadas entre a amplitude da corrente e os ângulos  $\theta_{on}$  e  $\theta_{off}$ . No caso do acionamento com inversor fonte de tensão, uma forma eficiente de controlar a operação da máquina é utilizar a corrente para estabelecer o valor do conjugado médio desejado e ajustar o ângulo  $\theta_{off}$  para maximizar este conjugado, para cada valor de corrente e nível de velocidade. Para satisfazer a restrição do máximo ângulo de extinção, sem diminuir a capacidade de produção de conjugado em grande parte da faixa de velocidade, o valor de  $\theta_{off}$  pode ser selecionado a partir das expressões abaixo,

$$\theta_{off}^* = \begin{cases} \frac{(\alpha_r/q) - \beta_s \omega}{\omega_n} + \beta_s, & 0 \leq \omega < \omega_n \\ \frac{\alpha_r}{q}, & \omega_n \leq \omega < \omega_c \\ \frac{\alpha_r}{q} - \frac{I_m L_u \omega}{E_{dc}}, & \omega_c \leq \omega < \omega_{\max} \\ \frac{\alpha_r}{2} - \theta_1, & \omega > \omega_{\max} \end{cases} \quad (2.37)$$

onde  $\omega_c$  é obtida substituindo (2.36) em (2.34) e resolvendo a expressão para  $I_s = I_m$  e  $\theta_{off \max} = \frac{\alpha_r}{q}$ , que resulta em,

$$\omega_c = \frac{E_{dc} \alpha_r}{L_u I_m} \left( \frac{1}{2} - \frac{1}{q} \right). \quad (2.38)$$

Com  $\theta_{off}$  escolhido a partir de (2.37) é possível obter aproximadamente conjugado médio nominal em qualquer velocidade.

### 2.3.2 Operação na região saturada

A análise do efeito da saturação magnética em máquinas de dupla saliência, como a máquina a relutância variável, tem gerado um conjunto de afirmações, cuja aceitação entre os pesquisadores não é total. Abaixo, são citadas três das afirmações mais controversas:

- **Afirmção 1** - Uma máquina idealmente saturada produz duas vezes mais trabalho que uma máquina não saturada;
- **Afirmção 2** - Em uma máquina idealmente saturada toda a energia elétrica recebida poder ser transformada em energia mecânica, enquanto uma máquina não saturada atinge um máximo de 50% de transformação da energia elétrica recebida em energia mecânica, sendo os outros 50% dissipado ou retornado a fonte;
- **Afirmção 3** - É conveniente introduzir regiões de saturação na face dos pólos do estator e/ou rotor.

As condições em que as afirmações acima são válidas são bastante restritas e a falta de um claro entendimento das mesmas conduz a interpretações equivocadas dos efeitos que causam, levando a afirmações como as citadas acima Stephenson e El-Khazendar (1989).

Como descrito no início do capítulo, o conjugado nas máquinas a relutância variável é gerado pela tendência do seu rotor de se alinhar com o pólos da fase do estator que está energizada. Quando a máquina desloca-se da posição desalinhada para a posição alinhada, as variáveis fluxo e corrente descrevem uma trajetória fechada no plano  $\lambda_k \times i_k$  ao longo das curvas características de fluxo  $\times$  corrente  $\times$  posição da máquina, como mostrado na Figura 2.7.

Para a trajetória  $0ab0$  na Figura 2.7 foi considerada a aplicação de um pulso ideal de corrente, representado por um degrau de corrente no instante em que a máquina está na posição desalinhada, permanece constante ao longo de todo o deslocamento até a posição alinhada e cai a zero instantaneamente no momento em que a posição alinhada é alcançada. A área delimitada pelos vértices  $0abc0$ , representa a energia que a fonte forneceu a máquina ao longo do deslocamento. A área  $0ab0$ , representa a parcela de energia que foi transformada em trabalho mecânico. A diferença entre as duas áreas, representada pela área  $0bc0$ , é a energia que foi armazenada no campo da máquina e que será dissipada ou retornada a fonte ao fim do ciclo. A relação entre a área  $0ab0$  e a área  $0abc0$ , define a eficiência na conversão de energia, sendo expressa por:

$$EC = \frac{0ab0}{0abc0} \quad (2.39)$$

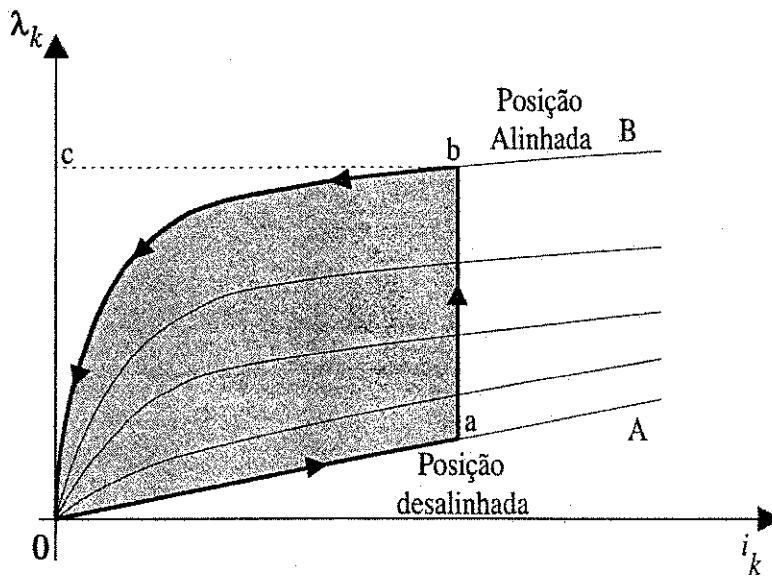


Figura 2.7: Trajetória no plano  $\lambda_k \times i_k$  para pulso de corrente ideal.

Na Figura 2.8 são apresentadas as trajetórias no plano  $\lambda_k \times i_k$  geradas a partir da aplicação de um pulso de corrente ideal a uma máquina linear e uma segunda máquina saturada. A máquina saturada é obtida a partir da máquina linear, introduzindo-se material magneticamente saturado na face dos pólos da máquina linear. A localização do material saturado na face do pólo, permite a geração de conjugado ao longo de todo deslocamento angular entre as posições desalinhada e alinhada Stephenson e El-Khazendar (1989). No caso da máquina linear, não foi feita qualquer restrição quanto ao nível de densidade de fluxo do circuito magnético da mesma. Esta restrição é geralmente feita quando comparando uma máquina linear e uma saturada, com o argumento de que apenas nestas condições a comparação entre as máquinas é justa. Eliminada a restrição, observa-se a partir da Figura 2.8, que a máquina linear, para o mesmo nível de corrente, produz mais trabalho do que a máquina saturada, ou seja, a área  $0abf0$  (MS) é menor que a área  $0ae0$  (ML).

A conclusão anterior contradiz a afirmação de que uma máquina linear não pode gerar mais trabalho do que uma saturada, no entanto, esta afirmação se restringe ao caso em que os fluxos são considerados iguais. Uma vez que a restrição de igualdade dos fluxos tenha sido abolida, deve-se observar o comportamento da característica tensão-corrente entre as duas máquinas. Para analisar esta característica, considerou-se a situação em que ambas as máquinas produzem o mesmo trabalho mecânico, que é representado pela Figura 2.9, onde as áreas  $0abf0$  e  $0de0$  são iguais. Nas Figuras 2.10(a) 2.10(b) são mostradas as curvas de tensão e corrente para as máquinas linear e saturada, respectivamente. A análise das curvas leva as seguintes conclusões Stephenson e El-Khazendar (1989):

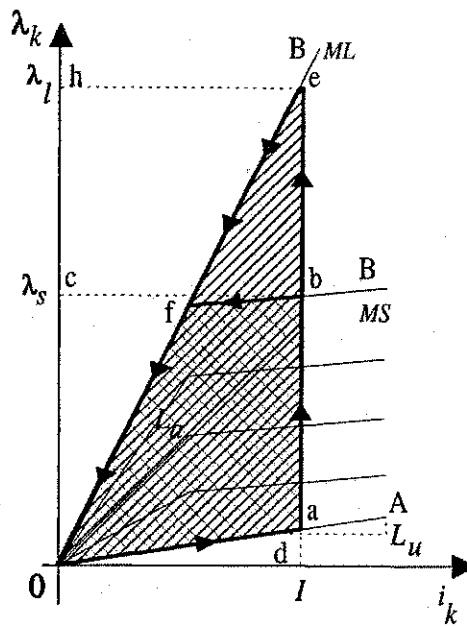


Figura 2.8: Trajetória no plano  $\lambda_k \times i_k$  para pulso de corrente ideal aplicado a uma máquina linear e outra saturada.

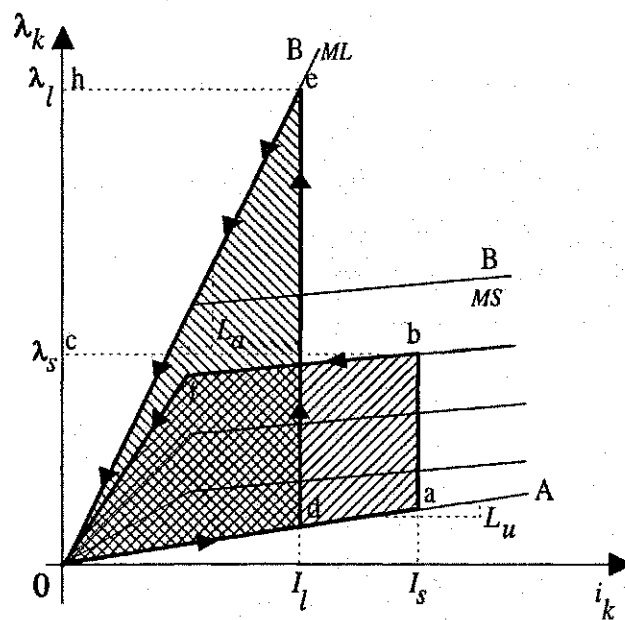


Figura 2.9: Trajetórias no plano  $\lambda_k \times i_k$  para pulso de corrente ideal aplicado a uma máquina linear e outra saturada, com produção de mesma quantidade de trabalho.

1. Para o mesmo conjugado de saída a máquina linear requer mais volts/segundos do que a máquina saturada;
2. A energia fornecida pela fonte a máquina linear é aproximadamente o dobro da que é fornecida a máquina saturada.

O fato de que a máquina linear demanda aproximadamente o dobro da energia que recebe a máquina saturada, para produzir o mesmo conjugado de saída, é consistente com a afirmação de que o  $EC$  desta máquina está em torno de 50%.

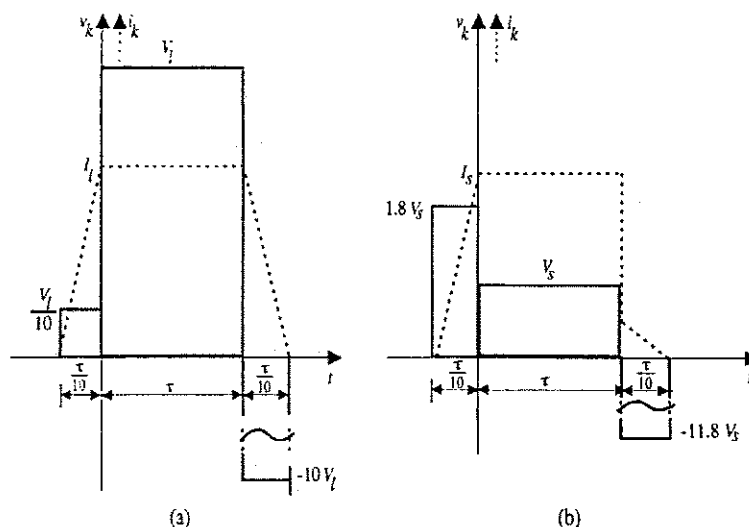


Figura 2.10: Curvas Volt-Ampere com alimentação a partir de pulso de corrente ideal : (a) máquina linear e (b) máquina saturada.

Nas análises anteriores as máquinas foram alimentadas a partir de pulsos de corrente ideais, no entanto, na prática, a corrente é regulada a partir da comutação das chaves do inversor, no modo “soft chopping” ou “hard chopping”. A ação de chaveamento controla a tensão que alimenta a máquina e afeta o fluxo de energia entre a fonte e a máquina, reduzindo a eficiência na conversão de energia.

Para analisar os efeitos do modo de chaveamento empregado, será considerado que a máquina é acionada a partir de um inversor meia ponte assimétrica e que a corrente é regulada a partir de um controle por histerese, com banda  $\pm \delta i$ . Se for utilizado o modo “hard chopping” para controlar a corrente, no momento em que as chaves são abertas é aplicada a fase da máquina uma tensão negativa. Esta tensão provoca uma queda no fluxo e parte da energia absorvida da fonte é retornada para a mesma. Se é utilizado o modo “soft chopping” apenas uma chave é desligada e a corrente circula pela chave que permanece fechada e pelo diodo de roda livre. Neste caso, é aplicada a fase uma tensão 0 e a queda

no fluxo é função apenas da queda de tensão resistiva e nos dispositivos de potência. Desta forma, quando o modo “soft chopping” é utilizado uma maior parte da energia armazenada no campo é convertida em energia mecânica.

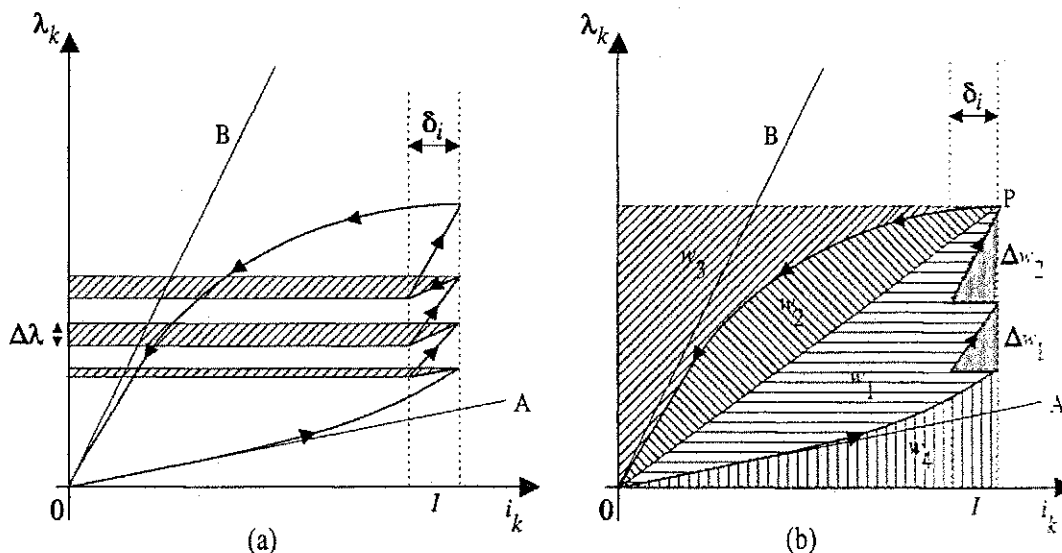


Figura 2.11: Trajetórias no plano  $\lambda_k \times i_k$  de uma máquina linear operando nos modos: (a) “hard chopping ” e (b) “soft chopping”.

Na Figura 2.11(a) as áreas hachuradas representam a energia que retorna a fonte em função do modo de chaveamento “hard chopping”, que justifica a queda na eficiência de conversão de energia pela máquina linear. Na Figura 2.11(b), que representa a operação no modo “soft chopping”, não são observados estes ciclos de troca de energia entre a fonte e a máquina. A partir da Figura 2.11(b) a eficiência de conversão de energia pode ser calculada por:

$$EC = \frac{w_1 + w_2}{w_1 + w_2 + w_3} \quad (2.40)$$

É facilmente observado a partir da Figura 2.11(b) que o  $EC$  de uma máquina linear pode se tornar maior que 0.5 se,

$$w_2 > \left\{ w_4 + \sum_{n=1}^N \Delta w_n \right\} \quad (2.41)$$

onde  $N$  é o número de ciclos de chaveamento ao longo do período de energização. A condição expressa em (2.41) pode ser alcançada se:

1. A máquina linear for construída com um valor pequeno de  $L_u$ ;
2. A banda de histerese for pequena;



3. O desligamento da fase ocorrer próximo a posição de máximo alinhamento, aumentando a área  $w_2$ .

Ciclos de energização equivalentes aos apresentados nas Figuras 2.11(a) e 2.11(b) podem ser obtidos para a máquina saturada, no entanto, com uma frequência de chaveamento maior para a mesma amplitude de corrente Stephenson e El-Khazendar (1989).

Quando a máquina opera em velocidades elevadas o nível da corrente deixa de ser controlado. Nesta condição de operação as chaves do inversor são ativadas no início do ciclo de energização e desligadas apenas no fim deste. A amplitude da corrente é limitada pela força contraeletromotriz, que tende a diminuir a amplitude da corrente mesmo durante o período em que as chaves estão ligadas. Como não há controle da amplitude da corrente, os ângulos  $\theta_{on}$  e de condução, passam a ser as variáveis de controle utilizadas para definir o valor do conjugado gerado pela máquina. Várias combinações distintas destes ângulos podem gerar o mesmo conjugado, assim, a escolha deve levar em consideração os limites nominais dos componentes dos circuitos de potência que estarão submetidos as variadas formas de onda de corrente, em função da escolha dos ângulo de condução e  $\theta_{on}$ .

Além das análises apresentadas, outras foram realizadas por simulação com o objetivo de confirmar os resultados de comparação obtidos para as máquinas linear e saturada e expandir a análise a máquinas reais (protótipo construído a partir de laminas de ferro-silício), com diferentes níveis de dopagem da face dos pólos da máquina com material magneticamente saturado Stephenson e El-Khazendar (1989). As conclusões obtidas ao fim do estudo são:

1. Em termos da máxima potência de saída:

- (a) Uma máquina construída com material com alta permeabilidade magnética e com entreferro mínimo é capaz de gerar uma potência de saída maior que uma máquina real ou uma máquina com a face dos pólos saturada. A comparação leva em consideração o acionamento das máquinas com mesma corrente RMS, operando em baixa velocidade no modo "soft chopping" e em alta velocidade;
- (b) A saturação da face dos pólos da máquina é melhor do que aumentar a relutância do seu núcleo;
- (c) É conveniente manter a relutância a menor possível e a relação entre a indutância máxima e mínima a maior possível. Além disso, não se deve restringir a área da seção reta de aço dos pólos da máquina, exceto quando for desejado dar uma forma específica para a curva de conjugado estático  $\times$  posição da máquina.

Constringir a área do pólo se reflete numa diminuição da capacidade de geração da potência de saída da máquina.

2. Em termos da relação Tensão-Corrente e da conservação de energia:

- (a) Em uma máquina linear, alimentada com corrente constante durante todo o período de energização, metade da energia recebida da fonte é convertida em trabalho, no entanto, este fator pode ser aumentado quando a máquina trabalha no modo "soft-chopping";
- (b) Quando operando em alta velocidade, uma máquina não saturada pode atingir uma eficiência de conversão de energia igual a 90%, comparativamente superior a uma máquina saturada ideal operando com a mesma corrente RMS e gerando a mesma potência mecânica. Para atingir esta eficiência a máquina exige um inversor com uma maior capacidade Volt-Ampere;
- (c) A máquina linear atinge máxima eficiência de conversão de energia numa potência de saída inferior a sua máxima potência nominal.

A conclusão 1(a) se contrapõe a afirmação 1, as conclusões 2(a) e 2(b) se contrapõem a afirmação 2 e a conclusão 1(c) se contrapõe a afirmação 3. Os resultados apresentados em Stephenson e El-Khazendar (1989) não indicam que as afirmações de 1 a 3 são falsas, mas sim, que as mesmas são verdadeiras apenas sob restritas condições e portanto não podem ser generalizadas.

Apesar da saturação limitar a densidade de fluxo que pode ser obtida para um determinado valor de corrente, e com isso, limitar o valor do conjugado gerado pela máquina a relutância variável, a grande maioria das máquinas comerciais operam em regime saturadas Fitzgerald (1992). Na Figura 2.2 é apresentada a característica fluxo  $\times$  corrente  $\times$  posição para uma máquina que apresenta saturação a partir da corrente  $I_m$ . Cada segmento da característica fluxo  $\times$  corrente pode ser representado a partir das equações abaixo, de acordo

com a região angular em que está situado.

$$\begin{aligned} \theta_1 &\leq \theta < 0 \\ \lambda_k(\theta, i_k) &= \begin{cases} L_u i_k, & \lambda_k(\theta, i) \leq \lambda_m \\ \sigma L_u i_k + (1 - \sigma) L_a I_m, & \lambda_k(\theta, i) > \lambda_m \end{cases} \end{aligned} \quad (2.42)$$

$$\begin{aligned} 0 &\leq \theta < \beta_s \\ \lambda_k(\theta, i_k) &= \begin{cases} (L_u + \Gamma\theta) i_k, & i_k \leq I_m \\ L_u i_k + \Gamma I_m \theta, & i_k > I_m; \lambda_k(\theta, i) \leq \lambda_m \\ \sigma L_u i_k + \sigma \Gamma I_m \theta + (1 - \sigma) L_a I_m, & i_k > I_m; \lambda_k(\theta, i) > \lambda_m \end{cases} \end{aligned} \quad (2.43)$$

$$\begin{aligned} \beta_s &\leq \theta < \beta_r \\ \lambda_k(\theta, i_k) &= \begin{cases} L_a i_k, & \lambda_k(\theta, i) \leq \lambda_m \\ \sigma L_u i_k + (L_a - \sigma L_u) I_m, & \lambda_k(\theta, i) > \lambda_m \end{cases} \end{aligned} \quad (2.44)$$

$$\begin{aligned} \beta_r &\leq \theta < \beta_r + \beta_s \\ \lambda_k(\theta, i_k) &= \begin{cases} L_u i_k = \Gamma(\beta_r + \beta_s - \theta) i_k, & i_k \leq I_m \\ L_u i_k + \Gamma I_m (\beta_r + \beta_s - \theta), & i_k > I_m; \lambda_k(\theta, i) \leq \lambda_m \\ \sigma L_u i_k + \sigma \Gamma I_m (\beta_r + \beta_s - \theta) \\ \quad + (1 - \sigma) L_a I_m, & i_k > I_m; \lambda_k(\theta, i) > \lambda_m \end{cases} \end{aligned} \quad (2.45)$$

Na Figura 2.12 são apresentados os perfis teóricos da indutância em uma fase da máquina na região linear e na região saturada. O efeito da saturação provoca uma diminuição no valor da indutância na posição de alinhamento,  $L_a$ , bem como no fator de crescimento da indutância, ou seja, no coeficiente  $\Gamma$ . Os valores de  $\Gamma$  nas zonas de baixa e alta saturação são dados por:

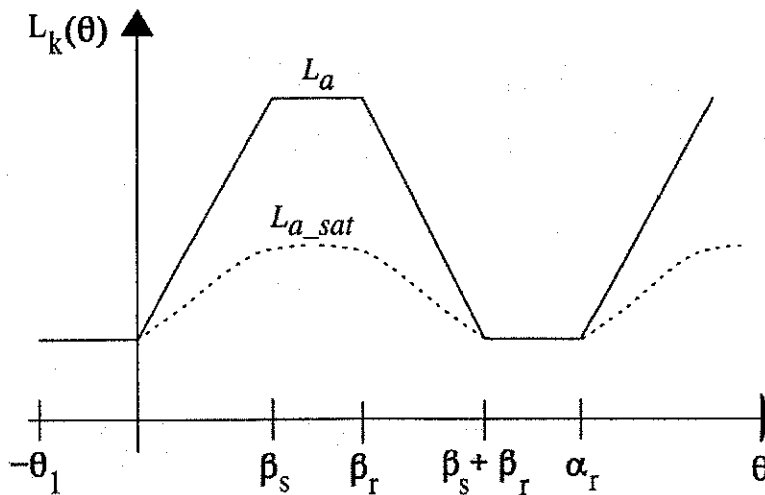


Figura 2.12: Perfis de indutância: Região linear e saturada.

$$\Gamma_{baixa}^{sat} = \Gamma \frac{I_m}{i_k}, \quad i_k > I_m ; \lambda_k(\theta, i) \leq \lambda_m \quad (2.46)$$

$$\Gamma_{alta}^{sat} = \sigma \Gamma \frac{I_m}{i_k}, \quad i_k > I_m ; \lambda_k(\theta, i) > \lambda_m \quad (2.47)$$

O valor da indutância pode ser obtido a partir da expressão do fluxo (2.44) e é calculada a partir da expressão

$$L_{a\_sat} = \sigma L_u + (L_a - \sigma L_u) \frac{I_m}{i_k}. \quad (2.48)$$

Devido a saturação magnética, a expressão (2.14) não representa o conjugado instantâneo gerado pela máquina. O cálculo do conjugado instantâneo pode ser determinado a partir do balanço de energia em cada ciclo de energização. A energia elétrica entregue a máquina pode ser decomposta em três componentes: a energia armazenada no campo, as perdas elétricas e mecânicas e a parcela que é convertida em trabalho. Uma representação matemática do somatório das componentes é expresso por:

$$i_k d\lambda_k = dW_{campo} + C_e d\theta \quad (2.49)$$

onde  $i_k d\lambda_k$  é a energia entregue a máquina, já descontadas as perdas ôhmicas,  $dW_{campo}$  é a energia absorvida pelo campo magnético, incluindo as perdas no campo e  $C_e d\theta$  é a parcela de energia transformada em trabalho. Quando o eixo da máquina desloca-se ao longo de um período completo da curva de indutância, que corresponde a deslocar-se de  $-\theta_1$  a  $\alpha_r - \theta_1$ , o trabalho realizado corresponde a área delimitada pelo caminho descrito pelo par ordenado  $(\lambda_k, i_k)$  no plano  $\lambda_k \times i_k$ , cujo valor pode ser calculado a partir da integral de linha desta área, determinada por:

$$\oint i_k d\lambda_k = \int_{-\theta_1}^{\alpha_r - \theta_1} C_e d\theta. \quad (2.50)$$

Para o cálculo anterior foi considerado que as perdas no campo são desprezíveis. Se multiplicarmos ambos os lados pela constante  $\frac{1}{\alpha_r}$ , não alteramos a igualdade e o termo a direita do sinal de igual corresponderá ao conjugado médio gerado pela  $k$ -ésima fase da máquina,  $\overline{C_{ek}}$ , logo, o conjugado médio total pode ser calculado a partir do conjugado médio por fase, multiplicado pelo número de fases, o que leva a expressão (2.51),

$$\begin{aligned} \frac{1}{\alpha_r} \oint i_k d\lambda_k &= \frac{1}{\alpha_r} \int_{-\theta_1}^{\alpha_r - \theta_1} C_e d\theta = \overline{C_{ek}} \\ \overline{C_e} &= q \overline{C_{ek}} = \frac{q}{\alpha_r} \int_{-\theta_1}^{\alpha_r - \theta_1} C_e d\theta = \frac{q}{\alpha_r} \oint i_k d\lambda_k \\ \overline{C_e} &= \frac{q}{\alpha_r} \oint i_k d\lambda_k. \end{aligned} \quad (2.51)$$

A expressão (2.51) indica que o conjugado médio gerado pela máquina é proporcional a área da superfície fechada delimitada pela trajetória descrita pelos pontos  $(\lambda_k, i_k)$  no plano  $\lambda_k \times i_k$ .

**Acionamento com inversor fonte de corrente: região saturada**

Na Figura 2.13 são apresentadas as trajetórias descritas pelos pontos  $(\lambda_k, i_k)$  quando a máquina é acionada a partir de um inversor fonte de corrente. Em ambos os casos a corrente  $I_s$  é maior que a corrente  $I_m$ , que é a corrente a partir da qual a máquina apresenta saturação. Os ângulos  $\theta_{on}$  e  $\theta_{off}$  são diferentes para os dois casos, entretanto, o ângulo de condução foi considerado o mesmo. O atraso na aplicação da corrente, apresentado na Figura 2.13(b), faz com que a trajetória avance mais para dentro da região de alta saturação. Isto provoca uma diminuição na área envolvida pela trajetória e conseqüente diminuição do conjugado gerado pela máquina. Isto sugere que o ângulo  $\theta_{on}$  seja mantido fixo em 0, que a corrente seja utilizada para controlar o conjugado e que o ângulo  $\theta_{off}$  seja utilizado para maximizar o conjugado.

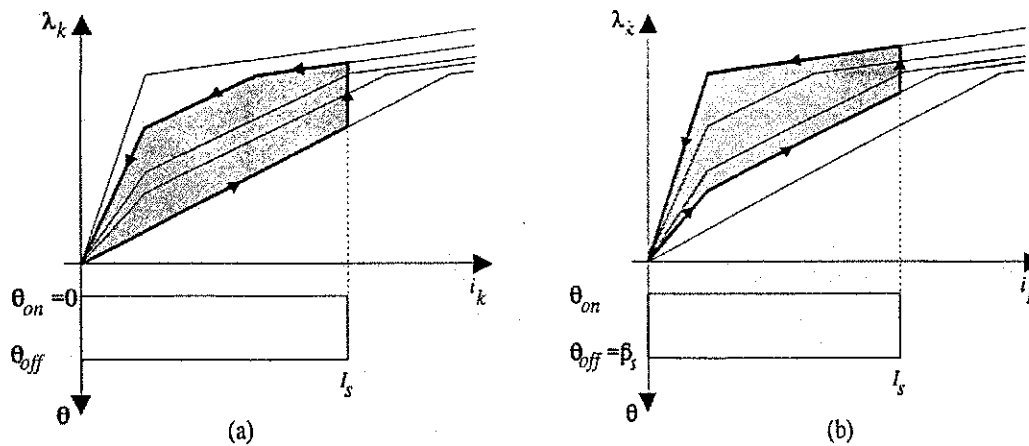


Figura 2.13: Trajetórias no plano  $\lambda_k \times i_k$  com acionamento a partir de inversor fonte de corrente.

A corrente que é injetada nos enrolamentos de fase da máquina pelo inversor fonte de corrente provoca o surgimento de uma tensão no terminais, cujas expressões são:

$$v_k = \begin{cases} \Gamma I_s \omega, & I_s \leq I_m \\ \Gamma I_m \omega, & I_s > I_m; \lambda_k \leq \lambda_m \\ \sigma \Gamma I_m \omega, & I_s > I_m; \lambda_k > \lambda_m \end{cases} \quad (2.52)$$

onde foram desconsideradas as quedas resistivas. O conjugado médio gerado pela corrente  $I_s$  pode ser determinado graficamente a partir das áreas delimitadas pelas trajetórias apresen-

tadas na Figura 2.13. As expressões (2.53) determinam o valor do conjugado para diferentes valores de corrente e fluxo.

$$\overline{C}_e = \begin{cases} \frac{q\Gamma}{2\alpha_r} I_s^2 \theta_{off}, & I_s \leq I_m \\ \frac{q\Gamma}{2\alpha_r} \left( I_m I_s - \frac{I_m^2}{2} \right) \theta_{off}, & I_s > I_m; \lambda_k(\theta_{off}) \leq \lambda_m \\ \frac{q\Gamma}{2\alpha_r} \left\{ \sigma I_m I_s - \frac{I_m^2}{2} + (1-\sigma) \left\{ \frac{\xi I_m^2}{2} - \frac{L_u}{\Gamma \theta_{off}} \left[ \frac{(\xi I_m - I_s)^2}{2} + \frac{1}{2} \left( \frac{\Gamma \theta_{off} I_m}{L_u} \right)^2 \right] \right\} \right\} \theta_{off}, & I_s > I_m; \lambda_k(\theta_{off}) > \lambda_m \end{cases} \quad (2.53)$$

onde  $\xi = \frac{L_a}{L_u}$ .

As expressões (2.53) indicam que o conjugado é uma função quadrática da corrente e linear do ângulo  $\theta_{off}$ , quando a corrente é menor que a corrente de saturação  $I_m$ . Quando a corrente é maior que a corrente de saturação  $I_m$  e o fluxo no instante de desligamento da fase é menor que o fluxo de saturação  $\lambda_m$ , o conjugado passa a ser uma função linear da corrente e do ângulo  $\theta_{off}$ . Por último, quando a corrente é maior que a corrente de saturação e o fluxo no instante de desligamento da fase maior que o fluxo de saturação, o conjugado volta a ser uma função quadrática da corrente e permanece uma função linear de  $\theta_{off}$ .

O máximo conjugado é obtido quando a corrente aplicada aos enrolamentos da fase da máquina é igual a sua corrente nominal,  $I_n$ , e quando  $\theta_{off}$  é igual ao deslocamento angular entre duas fases adjacentes

$$\theta_{off\_M} = \frac{\alpha_r}{q}. \quad (2.54)$$

O máximo conjugado pode ser gerado para velocidades inferiores a

$$\omega = \frac{V_n}{\Gamma I_m}, \quad (2.55)$$

o que garante que a força contraeletromotriz gerada é menor que a tensão nominal da máquina. Acima desta velocidade a corrente deve ser reduzida, assim, a expressão para a máxima corrente na máquina será:

$$i_{k\max} = \begin{cases} I_n & \omega \leq \omega_n \\ \frac{\omega_n}{\omega} I_m & \omega > \omega_n. \end{cases} \quad (2.56)$$

A partir das expressões (2.53) e (2.56), a característica de conjugado  $\times$  velocidade da máquina acionada com um inversor fonte de corrente pode ser determinada (2.57).

$$\overline{C}_{e\max} = \begin{cases} \frac{1}{2} \Gamma \left\{ \sigma I_m I_n - \frac{I_m^2}{2} + (1-\sigma) \left\{ \frac{\xi I_m^2}{2} - \frac{L_u}{\Gamma \theta_{off}} \left[ \frac{(\xi I_m - I_n)^2}{2} + \frac{1}{2} \left( \frac{\Gamma \alpha_r I_m}{q L_u} \right)^2 \right] \right\} \right\}, & \omega \leq \omega_n \\ \frac{1}{2} \Gamma I_m^2 \frac{\omega_n^2}{\omega}, & \omega > \omega_n \end{cases} \quad (2.57)$$

**Acionamento com inversor fonte de tensão: região saturada**

As trajetórias descritas no plano  $\lambda_k \times i_k$  pelos pontos  $(\lambda_k, i_k)$ , quando a máquina a relutância variável é acionada a partir de um inversor fonte de tensão, podem ser determinadas a partir da expressão,

$$d\lambda_k = \frac{v_k}{\omega} d\theta. \tag{2.58}$$

Como no caso linear, há dois modos de operação para a máquina, definidos em função da força contraeletromotriz. Nas Figuras 2.14(a) e 2.14(b) são apresentadas as trajetórias no plano  $\lambda_k \times i_k$  no modo em que a força contraeletromotriz é menor que a tensão do barramento CC do inversor,  $E_{dc}$ , que corresponde a máxima tensão que pode ser fornecida a máquina. Neste modo, a corrente pode ser mantida regulada ao longo de todo o intervalo de energização da fase, Figura 2.14(a) ou apenas após atingir a corrente de saturação  $I_m$ , Figura 2.14(b). Na Figura 2.14(c) é apresentada a trajetória no plano  $\lambda_k \times i_k$  no modo de operação em que a força contraeletromotriz supera a tensão do barramento CC do inversor.

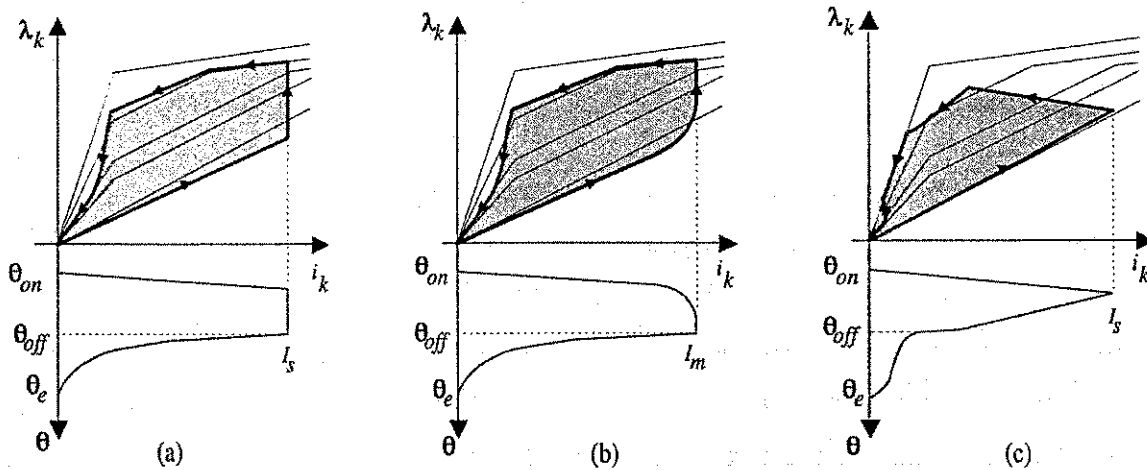


Figura 2.14: Trajetórias no plano  $\lambda_k \times i_k$  com acionamento a partir de inversor fonte de tensão.

O modo de operação da máquina determina se o conjugado será controlado a partir da amplitude da corrente e do ângulo  $\theta_{off}$  ou a partir dos ângulos  $\theta_{on}$  e  $\theta_{off}$ , como ocorreu no caso de operação da região linear. Os intervalos de variação das grandezas são:  $\theta_{on} \geq -\theta$ ,  $\theta_{off} \leq \min(\beta_s, \theta_{off\_M})$ , onde  $\theta_{off\_M}$  é o limite imposto pela restrição de que  $\theta_e < \alpha_r + \theta_{on}$  e  $0 \leq i_k \leq I_n$ .

A trajetória ao longo da qual o conjugado é gerado pode ser dividida em 5 segmentos, cujos limites são:  $[\theta_1 \leq \theta < 0]$ ,  $[0 \leq \theta < \theta_{off}]$ ,  $[\theta_{off} \leq \theta < \beta_s]$ ,  $[\beta_s \leq \theta < \beta_r]$  e  $[\beta_r \leq \theta \leq \theta_e]$ . Observando a Figura 2.12, nota-se que nos segmentos  $[\theta_1 \leq \theta < 0]$  e  $[\beta_s \leq \theta < \beta_r]$  não há

produção de conjugado já que a indutância permanece constante, neste caso, se aplicado um pulso de corrente em qualquer destes segmentos, a trajetória gerada não delimitará uma área no plano  $\lambda_k \times i_k$ . Em vista deste resultado, o conjugado médio gerado pode ser determinado a partir das três componentes de conjugado abaixo, calculadas para os três segmentos restantes.

$$\overline{C}_{e1} = \frac{q}{\alpha_r} \oint i_k d\lambda_k, \quad 0 \leq \theta < \theta_{off} \quad (2.59)$$

$$\overline{C}_{e2} = \frac{q}{\alpha_r} \oint i_k d\lambda_k, \quad \theta_{off} \leq \theta \leq \beta_s \quad (2.60)$$

$$\overline{C}_{e3} = \frac{q}{\alpha_r} \oint i_k d\lambda_k, \quad \beta_r \leq \theta \leq \theta_e \quad (2.61)$$

As componentes de conjugado  $\overline{C}_{e1}$  e  $\overline{C}_{e2}$  descrevem trajetórias no plano  $\lambda_k \times i_k$  no sentido anti-horário, que corresponde a um conjugado positivo (motor). A componente  $\overline{C}_{e3}$  descreve uma trajetória no sentido horário, já que a mesma representa o conjugado no segmento em que a indutância cai, que é um conjugado de frenagem.

A análise do comportamento do conjugado médio total, determinado a partir da soma das três componentes  $\overline{C}_{e1}$ ,  $\overline{C}_{e2}$  e  $\overline{C}_{e3}$ , em função das variáveis de controle, corrente e ângulos  $\theta_{on}$  e  $\theta_{off}$ , e do modo de operação da máquina, resulta nas seguintes conclusões:

1. Força contraeletromotriz menor que a tensão do barramento CC do inversor com regulação da amplitude da corrente: Neste modo de operação a corrente é utilizada para controlar o valor do conjugado e varia de 0 a  $I_n$ . O ângulo  $\theta_{on}$  é determinado a partir da expressão (2.34), de modo que a corrente em  $\theta = 0$  tenha atingido seu valor de referência e o ângulo  $\theta_{off}$  é selecionado entre 0 e  $\beta_s$ . A curva de conjugado em função da corrente apresenta uma característica aproximadamente quadrática quando a máquina opera abaixo da corrente de saturação,  $I_m$ . Na região saturada esta relação torna-se aproximadamente linear Buja e Valla (1994);
2. Força contraeletromotriz menor que a tensão do barramento CC do inversor sem regulação da amplitude da corrente: Neste modo de operação a corrente apenas é regulada se atingir  $I_n$  antes de  $\theta_{off}$ . Os ângulos  $\theta_{on}$  e  $\theta_{off}$  são utilizados para controlar o conjugado. A faixa de variação de  $\theta_{on}$  vai do seu valor mínimo, determinado a partir da expressão (2.34) e considerando  $I_s = I_n$ , até  $\beta_s$ . A faixa de variação de  $\theta_{off}$  vai de 0 até  $\beta_s$ . Resultados de simulação numérica demonstram que a relação entre o conjugado e o ângulo  $\theta_{on}$  é linear em velocidade zero e aproximadamente linear nas outras faixas de velocidade Buja e Valla (1994);



3. Força contraeletromotriz maior que a tensão do barramento CC do inversor: Como no modo anterior, os ângulos  $\theta_{on}$  e  $\theta_{off}$  são utilizados para controlar o conjugado. A faixa de variação de  $\theta_{on}$  vai de  $-\theta_1$  a 0, enquanto a faixa de variação de  $\theta_{off}$  estende-se de 0 até um valor máximo determinado a partir da expressão (2.36), que satisfaça a restrição de que  $\theta_e < \alpha_r + \theta_{on}$ . Resultados de simulação numérica demonstram que a relação entre o conjugado e o ângulo  $\theta_{on}$  apresenta um comportamento não linear na região saturada Buja e Valla (1994).

Como no caso da operação na região linear, é possível definir expressões para uma escolha de  $\theta_{off}$  que permita obter conjugado próximo ao nominal da máquina em qualquer faixa de velocidade. As expressões são derivadas a partir de (2.37) substituindo a corrente  $I_m$  por  $I_n$ .

$$\theta_{off}^* = \begin{cases} \frac{(\alpha_r/q) - \beta_s}{\omega_n} \omega + \beta_s, & 0 \leq \omega < \omega_n \\ \frac{\alpha_r}{q}, & \omega_n \leq \omega < \omega_c \\ \frac{\alpha_r}{q} - \frac{I_n L_u \omega}{E_d}, & \omega_c \leq \omega < \omega_{max} \\ \frac{\alpha_r}{2} - \theta_1, & \omega > \omega_{max}. \end{cases} \quad (2.62)$$

## 2.4 Operação da Máquina a Relutância Variável como Gerador

A utilização da máquina a relutância variável como gerador em aplicações como fonte de energia de veículos aeroespaciais MacMinn e Jones (1989), MacMinn e Sember (1989), Cameron e Lang (1993), como motor de partida/gerador em veículos automotores híbridos e em sistemas de geração de energia eólica Torrey (1993), Cardenas, Ray e Asher (1995), tem ganho importante impulso. Os fatores que explicam o crescente interesse na utilização deste tipo de máquina nas aplicações apontadas acima são:

1. Ausência de enrolamentos e imãs acoplados ao eixo da máquina. Isto permite operar a máquina em velocidades elevadas e altas temperaturas. Além disso, como todos os enrolamentos estão concentrados no estator da máquina, o seu resfriamento torna-se mais simples;
2. A característica de operação chaveada a torna compatível com qualquer aplicação que exija operação a velocidade variável;
3. A independência elétrica e magnética entre as fases da máquina, que permitem a manutenção máquina em operação caso uma das fases entre em curto ou sofra outro tipo de defeito e tenha que ser desligada do sistema;

4. A não sobreposição dos enrolamentos do estator, como ocorre por exemplo nas máquinas de indução, que facilita a manutenção da máquina, resfriamento dos enrolamentos e elimina a possibilidade de um curto entre fases.

As aplicações nas áreas aeroespacial e automotiva exigem da máquina a capacidade de operação em uma grande faixa de velocidades e em velocidades elevadas, com o rotor da máquina podendo estar diretamente conectado ao eixo do motor ou turbina. No caso das turbinas eólicas, a capacidade de operar com velocidade variável permite extrair mais energia da turbina com um menor desgaste mecânico do sistema Torrey (2002).

### 2.4.1 Dualidade entre a operação como motor e como gerador

O gerador a relutância variável é o dual do motor a relutância variável MacMinn e Sember (1989). Quando a máquina a relutância variável opera como gerador, a forma de onda da corrente equivale a corrente resultante da operação da mesma como motor, rebatida em relação a posição de total alinhamento entre os pólos do estator e rotor, conforme pode ser visto na Figura 2.15. A consideração de que a corrente de operação como motor e como

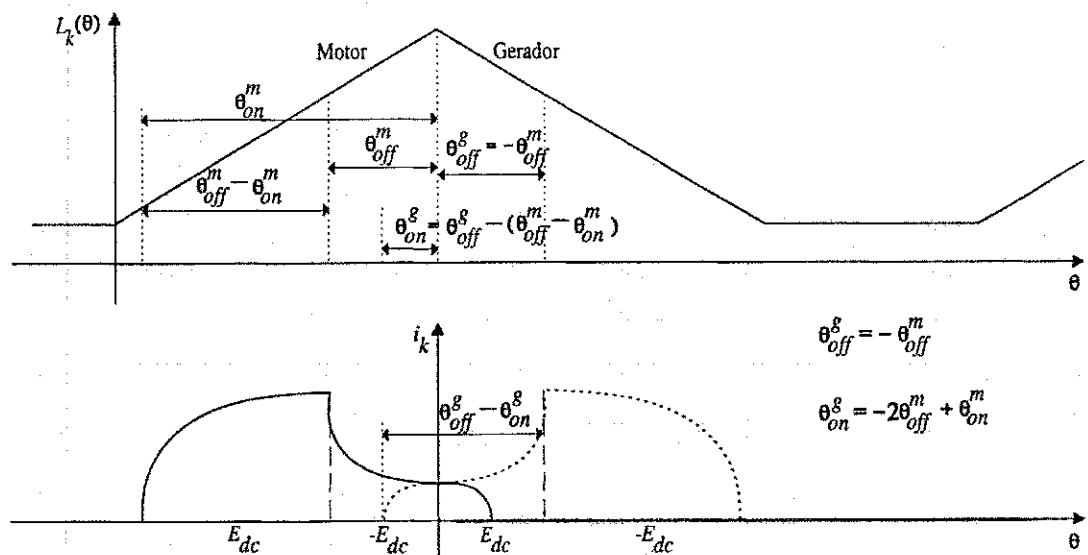


Figura 2.15: Correntes para MRV funcionando como motor e gerador.

gerador são uma o reflexo da outra, em torno da posição de máximo alinhamento, pode ser provada de forma simples, considerando a queda resistiva nula Radun (1994). Esta consideração, no entanto, não invalida a afirmação com relação a equivalência das correntes nas máquinas reais, onde a equivalência é observada.

### 2.4.2 Excitação da máquina a relutância variável operando como gerador

Na operação como gerador a máquina a relutância variável necessita de um inversor que forneça excitação para que a mesma possa gerar energia. Vários dos inversores utilizados para operação da máquina como motor podem ser utilizados na operação como gerador, entre estes, o inversor meia ponte assimétrica. Na Figura 2.16 é apresentada a estrutura básica de um sistema de geração, utilizando o inversor meia ponte assimétrica. O sistema é auto-excitado, já que a corrente que alimenta a máquina durante o período de excitação é proveniente do mesmo barramento CC que recebe a energia gerada.

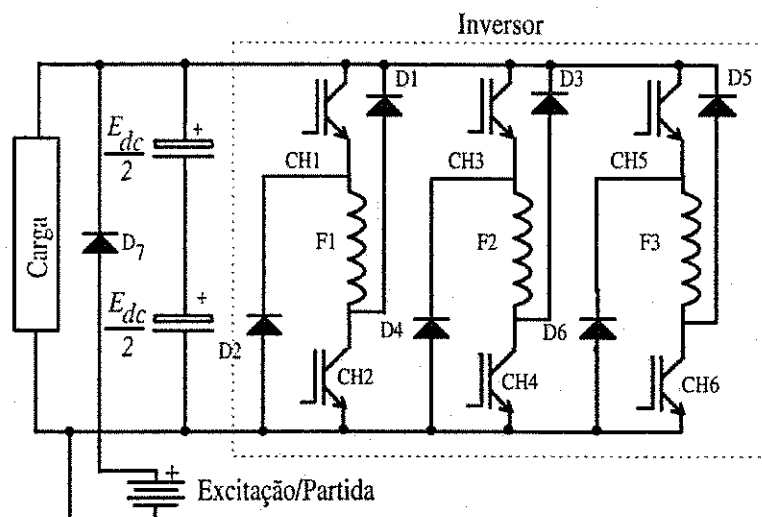


Figura 2.16: Sistema básico de geração baseado em MRV.

O modo de operação do sistema é determinado pela velocidade com que a fonte primária de potência opera e pela tensão CC gerada. Quando a força contraeletromotriz é igual ou maior que a tensão CC gerada, a máquina opera no modo de pulso único, onde as chaves em cada braço do inversor meia ponte são ativadas e desligadas apenas uma vez por ciclo de geração. Este modo de operação inicia a partir da velocidade base da máquina, que corresponde a velocidade onde a força contraeletromotriz é igual a tensão CC gerada. O valor da velocidade base para a máquina operando como gerador difere do valor da velocidade base para operação como motor devido ao sinal da queda de tensão resistiva.

A faixa de operação acima da velocidade base corresponde a região de operação da máquina a potência constante. A operação abaixo da velocidade base é possível, no entanto, nesta condição de operação a corrente deve ser regulada a partir da comutação das chaves do inversor. Esta região de operação corresponde a região de conjugado constante, onde a

potência gerada pela máquina a relutância variável diminui linearmente com a diminuição da velocidade Radun (1994).

Na Figura 2.17 é apresentado um esboço do comportamento da corrente com a máquina a relutância variável operando como gerador no modo de pulso único. Durante o período em que as chaves estão ligadas,  $t_{on}$ , a máquina retira energia do barramento CC o que faz com que a corrente aumente. Como as chaves são ativadas próximo a posição de máxima indutância e a força contraeletromotriz é elevada, o crescimento inicial da corrente é pequeno, no entanto, como as chaves são mantidas ligadas além do ponto de máxima indutância e a partir desta posição a força contraeletromotriz muda de sinal, o crescimento da corrente é amplificado. A mudança no sinal da força contraeletromotriz é função da mudança no sinal da derivada da indutância que se torna negativo.

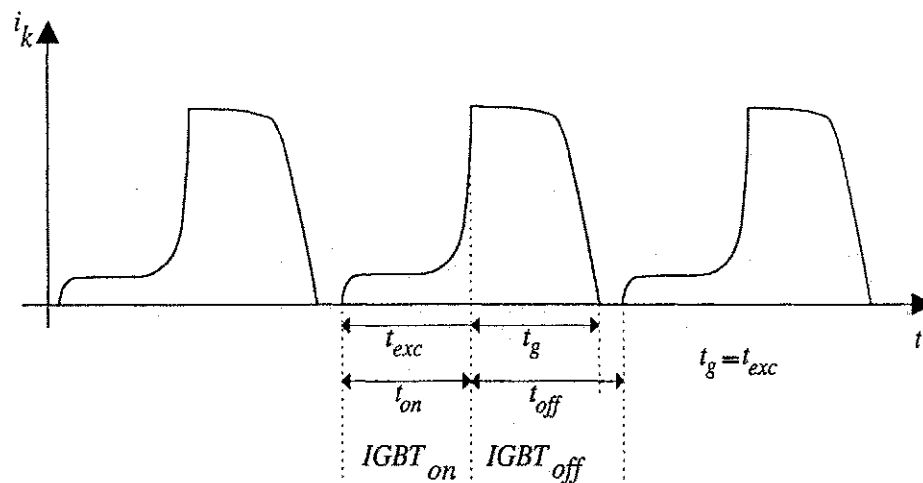


Figura 2.17: Corrente de excitação e de geração com a MRV operando no modo de pulso único.

Após o desligamento das chaves, a energia armazenada no campo magnético da máquina é transferida para o barramento CC através dos diodos de roda livre. A quantidade de energia que retorna ao barramento é superior a energia que foi retirada do mesmo durante o período de excitação, quando as chaves estavam ligadas. O excedente de energia foi obtido da fonte primária que aciona o eixo da máquina a relutância variável. Esta fonte experimenta um crescimento no conjugado de carga, representado pelo gerador a relutância variável, quando a posição do eixo deste ultrapassa o ponto de máxima indutância.

Para que a operação do sistema auto-excitado, descrito na Figura 2.16, não se torne instável é necessário controlar o valor dos ângulos  $\theta_{on}$  e  $\theta_{off}$  de ativação e desligamento das chaves do inversor, respectivamente. A instabilidade do sistema pode ser explicada a partir de uma análise simples de como o mesmo se comportaria face a uma suave mudança

na tensão do barramento CC, com os ângulos  $\theta_{on}$  e  $\theta_{off}$  mantidos fixos. Neste cenário, no próximo ciclo de excitação a corrente de excitação gerada será superior a corrente de excitação anterior, desta forma, a energia acumulada na máquina e posteriormente transferida ao barramento também aumenta o que provoca um aumento da tensão do barramento CC. Se a carga não absorve este aumento da tensão, o barramento tende a crescer a cada ciclo de geração, levando o sistema a instabilidade.

Para uma avaliação analítica da potencial instabilidade do sistema Radun (1994) pode ser considerado que a corrente média gerada para um determinado par de valores  $(\theta_{on}, \theta_{off})$  é proporcional a tensão do capacitor do barramento CC.

$$\bar{i} = \kappa(\theta_{on}, \theta_{off}) V_c = \frac{V_c}{R_\kappa}. \quad (2.63)$$

Assim, a variação da tensão no capacitor do barramento CC pode ser expressa por:

$$\frac{dV_c}{dt} + \left( \frac{1}{R_\kappa C} - \frac{1}{R_L C} \right) V_c = 0 \quad (2.64)$$

onde a constante de proporcionalidade  $\kappa(\theta_{on}, \theta_{off})$  depende dos ângulos  $\theta_{on}$  e  $\theta_{off}$ , da velocidade da máquina e potencialmente da tensão  $V_c$  Radun (1994). A expressão (2.64) deixa evidente a instabilidade se  $R_\kappa < R_L$ . Isto provocaria um crescimento exponencial da tensão do barramento CC. Por outro lado, se  $R_\kappa > R_L$ , a tensão do barramento CC diminuirá até se anular. Esta situação pode ser representada por um curto circuito na carga. Neste caso a impedância da carga cai praticamente a zero, isto provoca um processo degenerativo de queda na tensão do barramento CC, levando-a a zero. Mesmo que haja um controle dos ângulos  $\theta_{on}$  e  $\theta_{off}$ , a falha pode levar o controlador do sistema a ajustar os valores destes ângulos em seus valores máximos e ou mínimos possíveis, mantendo-os fixos nestes valores. Para evitar que a tensão do barramento e de excitação se anule em um eventual problema na carga, um sistema auxiliar de energia, que pode ser implementado por baterias, deve ser utilizado.

Para operar com corrente média constante, o fator de proporcionalidade  $\kappa(\theta_{on}, \theta_{off})$  deve variar de forma inversamente proporcional a tensão do barramento CC, expressa pela tensão no capacitor  $V_c$ . Esta relação pode ser obtida a partir da expressão (2.64), escrevendo a constante de proporcionalidade  $\kappa(\theta_{on}, \theta_{off})$  em função da corrente média e da tensão  $V_c$  Radun (1994).

$$\kappa(\theta_{on}, \theta_{off}) = \frac{\bar{i}}{V_c} \quad (2.65)$$

O sistema auto-excitado apresenta uma dificuldade operacional relacionada ao fato de que o barramento CC é compartilhado para as ações de geração e excitação do gerador. Este

compartilhamento limita a capacidade operacional do gerador ao atendimento de cargas que não levem a tensão do barramento a zero, no entanto, estas cargas são menores do que a carga nominal que pode ser atendida pela máquina a relutância variável. Para contornar esta limitação, podem ser usados sistemas com barramento de excitação independente do barramento que recebe a energia gerada, como o mostrado na Figura 2.18.

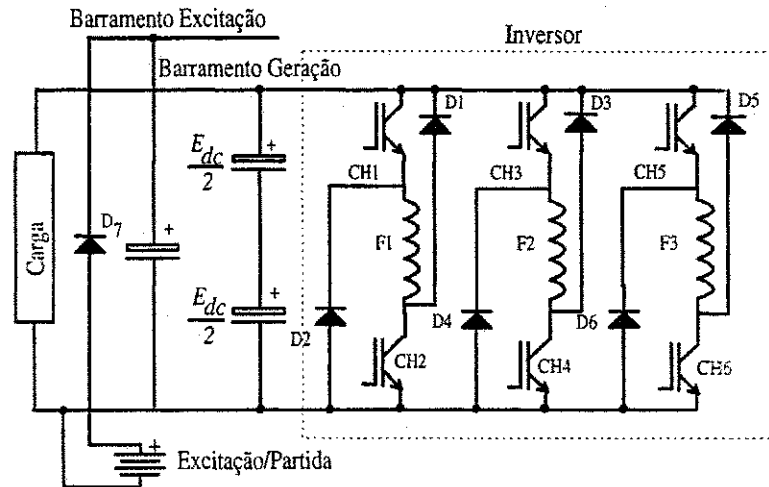


Figura 2.18: Sistema de geração baseado em MRV, com excitação independente.

No circuito da Figura 2.18, toda a energia necessária para excitar a máquina é retirada da fonte independente que alimenta o barramento de excitação. Tipicamente a quantidade de energia necessária para excitar a máquina representa em torno de 30% da energia entregue a carga Radun (1994). Este valor elevado decorre do fato de que a energia retirada da fonte de excitação durante o período em que as chaves estão ligadas, é transferida para carga no período de geração. Este comportamento do circuito acima sugere o uso de topologias de circuito em que parte da energia transferida para a carga durante a geração, possa ser devolvida a fonte de excitação. O circuito da Figura 2.19 permite a regeneração da energia de volta a fonte de excitação, sem os problemas apresentados pelo circuito auto-excitado Radun (1994).

No circuito da Figura 2.19, o inversor está conectado à carga através dos tiristores  $T_1$ ,  $T_2$  e  $T_3$ . Considerando que no início da operação a tensão no capacitor do barramento de excitação é nula, o controle do circuito deve então elevar a tensão do barramento até a tensão de trabalho. Como não há energia no capacitor do barramento de excitação, o circuito inicia a operação com a energia da fonte de partida/excitação. Após iniciar a operação, o capacitor do barramento de excitação começa a se carregar, passando a fornecer energia para os ciclos seguintes de geração e liberando a fonte de partida/excitação, que é bloqueada pelo diodo  $D_7$  logo que a tensão no capacitor do barramento de excitação ultrapassa a sua tensão. Os

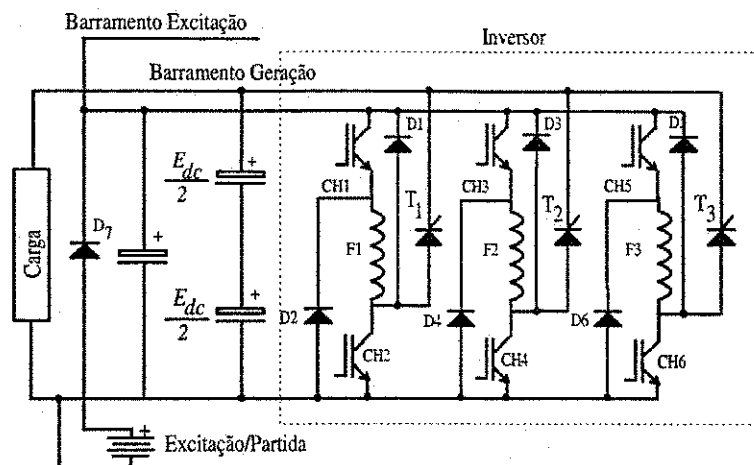


Figura 2.19: Sistema de geração baseado em MRV, com excitação independente e recuperação de energia para a fonte de excitação.

tiristores são mantidos desligados até que a tensão no capacitor do barramento de excitação atinja o nível de trabalho, desta forma, a carga vista pelo gerador corresponde apenas ao circuito do barramento de excitação, o que garante o crescimento da tensão do capacitor deste circuito. Uma vez que a tensão de trabalho do barramento de excitação tenha sido atingida, nos ciclos seguintes de geração os tiristores podem ser disparados, fornecendo energia a carga.

O controlador do sistema apresentado na Figura 2.19 deve disparar os tiristores com um  $\Delta\theta$  de atraso com relação ao fim do ciclo de excitação. Durante este  $\Delta\theta$ , a energia gerada serve para manter a tensão do barramento de excitação equalizada no seu valor nominal. Segundo este modo de operação, a tensão do barramento de excitação pode ser variada de acordo com as condições de operação do gerador, por exemplo, a velocidade com que o mesmo gira.

Durante a fase de geração, as chaves  $CH_1$  a  $CH_6$  estão desligadas e o fluxo de corrente é direcionado pelos diodos  $D_1$  a  $D_6$ . Com o disparo adequado dos tiristores  $T_1$  a  $T_3$ , a tensão do barramento de excitação é aplicada a carga. Deve ser observado que a tensão na carga não deve ser superior a tensão do barramento de excitação, caso isto ocorra, haverá o desligamento dos tiristores e o corte de energia para a carga. Considerando que a tensão da carga sempre é menor que a tensão do barramento de excitação, pode-se garantir o desligamento dos tiristores comandando de forma adequada as chaves de potência  $CH_1$  a  $CH_6$ . O controlador deve comandar as chaves de modo a forçar a corrente a zero no fim do ciclo de geração.

As máquinas a relutância variável operam com correntes unidirecionais, logo, este tipo de

máquina é naturalmente um gerador CC. A obtenção de sistemas de geração CA a partir das máquinas a relutância variável pode ser conseguido conectando-se em cascata um gerador CC, que incorpora a máquina, e um inversor CA. Outras alternativas de circuito, como o apresentado na Figura 2.20, que permite obter um gerador CA monofásico, podem ser implementadas com apenas um estágio de potência Radun (1994).

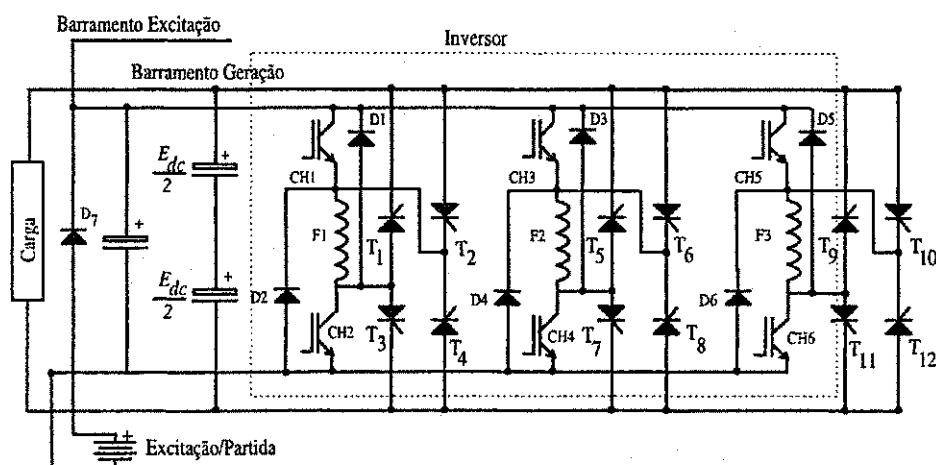


Figura 2.20: Gerador CA monofásico baseado em MRV.

A operação deste circuito é praticamente igual a do circuito apresentado na Figura 2.19. A diferença está no fato de que de acordo com o padrão de disparo dos tiristores  $T_1$  a  $T_{12}$  é possível variar o valor médio da tensão fornecida a carga, por ciclo de energização, inclusive com a mudança de polaridade desta. O circuito para um gerador CA trifásico baseado na estrutura da Figura 2.19 é obtido conectando em um ponto comum as cargas de cada um dos circuitos Radun (1994), equivalente a uma ligação estrela. A estrutura trifásica exige uma máquina a relutância variável com nove fases. Utilizando-se uma estrutura com gerador CC em cascata com um inversor trifásico, é possível obter um sistema equivalente a partir de uma máquina com menor número de fases.

A utilização do comportamento ressonante de circuitos RLC é uma alternativa para geração de tensão CA monofásica e trifásica Radirnov, Ben-Hail e Rabinovici (2003). Com esta técnica, nenhuma fonte de excitação é necessária após o sistema entrar em regime. Além disso, a tensão gerada é senoidal não necessitando de um conversor CC-CA Radun (1994). Apesar das vantagens evidentes da técnica, se considerarmos que a componente R que forma o circuito RLC, corresponde a carga sendo alimentada, variações no seu valor exigirão variações no valor da capacitância, de modo a manter a velocidade constante; variações na velocidade com que o eixo da máquina gira, que deve ser próxima a da frequência ressonante do circuito RLC Radirnov, Ben-Hail e Rabinovici (2003), ou mesmo variação da capacitância



e da velocidade em conjunto.

### 2.4.3 Controle da máquina a relutância variável operando como gerador

A estrutura de controle de um sistema de geração empregando uma máquina a relutância variável é equivalente a de um sistema de controle para operar a máquina como motor. As malhas de controle mais rápidas são responsáveis pelo controle da amplitude da corrente e dos ângulos  $\theta_{on}$  e  $\theta_{off}$ . As malhas mais lentas, controlam a velocidade da máquina e/ou a quantidade de energia gerada Torrey (2002).

Para o desenvolvimento de um controlador capaz de atender eficientemente as demandas de um sistema de geração baseado em máquinas a relutância variável, aspectos operacionais como os apresentados a seguir devem ser observados:

1. Quando a máquina a relutância variável opera como gerador, no modo de pulso único e em uma velocidade acima da velocidade base, não é possível determinar a posição onde a corrente atingirá seu valor de pico. Nesta condição de operação a força contraeletromotriz gerada supera a tensão da fonte que alimenta a máquina, assim, quando as chaves são desligadas, já na região em que a indutância cai, a força contraeletromotriz tem sinal positivo e amplitude superior a tensão da fonte. A diferença positiva de tensão mantém o crescimento da corrente. Em vista disso, há várias combinações de  $\theta_{on}$  e do ângulo de condução,  $\theta_e - \theta_{on}$ , que geram a mesma potência de saída;
2. Para velocidades abaixo da velocidade base é necessário regular a corrente de fase;
3. Os ângulos  $\theta_{on}$  e  $\theta_{off}$  devem ser antecipados para manter a operação da máquina na região de potência constante, quando a mesma opera acima da velocidade base.

Os aspectos operacionais listados acima e o fato de que os sistemas de geração baseados em máquinas a relutância variável tendem a ser instáveis em malha aberta além de serem sistemas altamente não lineares, tornam o projeto do controlador uma tarefa complexa.

Entre os blocos do controlador um dos mais exigidos é o responsável pela definição dos ângulos  $\theta_{on}$  e  $\theta_{off}$ . Na operação do gerador a relutância variável, ambos os ângulos contribuem para a definição da corrente de pico. A seleção destes ângulos pode ser realizada segundo critérios de otimização, entre eles, o de minimização da corrente RMS da fase. Quando a corrente RMS é minimizada, também o são: as perdas ôhmicas na máquina, as perdas ôhmicas no inversor, o pico do fluxo e por conseguinte as perdas no núcleo da

máquina. Outros efeitos causados pela minimização da corrente RMS são a redução na oscilação do conjugado e redução no valor RMS da corrente do barramento CC. A oscilação no conjugado é reduzida pela diminuição do conjugado positivo gerado na fase de excitação em função da diminuição dos picos de corrente. Esta redução na oscilação do conjugado proporciona uma queda na corrente RMS drenada do barramento CC Torrey (2002).

## 2.5 Conclusão

Neste capítulo foi apresentado o modelo matemático que representa a máquina a relutância variável, complementado com uma discussão relativa aos efeitos da saturação magnética sobre a operação da máquina. Também foi discutida a operação da máquina como motor e como gerador.

Devido a sua estrutura simples, onde há enrolamentos apenas no estator da máquina, o modelo matemático que a representa resume-se a expressão da tensão de fase e a expressão de conjugado. Sob algumas hipóteses simplificadoras, independência magnética entre as fases e operação na região linear, o conjugado gerado pela máquina é uma função quadrática da corrente, assim, correntes unipolares podem ser utilizadas para operação da máquina.

As máquinas a relutância variável reais são projetadas para operação na região saturada quando em condições nominais. A análise dos efeitos da saturação magnética demonstram que há uma perda na capacidade de geração de potência mecânica, quando comparada a uma máquina linear. No entanto, se forem considerados aspectos como a capacidade nominal dos dispositivos de potência do inversor que aciona a máquina, uma máquina saturada apresenta uma conversão de energia mais eficiente que uma máquina linear, para uma mesma relação Volt-Ampere. A saturação também afeta a relação entre as grandezas de controle comumente utilizadas para controlar o conjugado gerado pela máquina e o próprio conjugado, fazendo a relação variar entre linear, quadrática e outras mais complexas.

O tipo de inversor e o modo de controle das suas chaves de potência tem importante influência na operação das máquinas a relutância variável. O modo de controlar as chaves do inversor permite aumentar ou diminuir a eficiência de conversão de energia de uma máquina, principalmente no caso das máquinas saturadas. Sobre este aspecto o modo "soft chopping" é o mais indicado, neste modo não há retorno de energia para a fonte nos ciclos de chaveamento dentro de um ciclo de energização de fase, logo, há mais energia para converter em energia mecânica ao longo do ciclo de energização.

A velocidade de operação da máquina é determinante na escolha da estratégia de controle a ser empregada para comandar a máquina. Quando a operação ocorre abaixo da velocidade

base da máquina, em geral são reguladas a amplitude da corrente e o ângulo de desligamento  $\theta_{off}$ . Quando a máquina opera acima da velocidade base, os ângulos  $\theta_{on}$  e  $\theta_{off}$  são utilizados para controle. Acima da velocidade base a máquina opera no modo de pulso único, quando as chaves do inversor são acionadas e desligadas apenas uma vez durante todo o período de energização. Neste modo de operação, o elevado valor da força contraeletromotriz limita o crescimento da corrente.

A força contraeletromotriz apresenta sinais distintos nos segmentos de crescimento e decaimento da indutância em função da posição. Aproveitando este comportamento as máquinas a relutância variável podem ser utilizadas para geração de energia. A operação como gerador é o dual da operação como motor, inclusive com a corrente de geração sendo um reflexo da corrente de motorização, rebatida em relação a posição de máximo alinhamento. Na operação como gerador a máquina é excitada aplicando-se uma corrente as suas fases em posições próximas a posição de máxima indutância. A corrente é mantida e até cresce quando o rotor se desloca para a região de decaimento da indutância, quando a fase de excitação cessa e inicia a fase de geração. Características como robustez e capacidade de operar em velocidade variável tem atraído o interesse para o uso das máquinas a relutância variável como gerador.

# Capítulo 3

## Controle de Corrente

### 3.1 Introdução

Em geral, os sistemas de acionamento baseados em máquinas a relutância variável empregam malhas de controle das correntes de fase, exceção são os sistemas que utilizam controle de fluxo Barrass e Mecrow (1998). Mesmo quando operando no modo de pulso único, ainda é necessário controlar o tempo de aplicação dos pulsos de corrente. Assim, as malhas de corrente nos sistemas que empregam máquinas a relutância variável, tem um impacto significativo no desempenho destes, principalmente no tocante a qualidade do conjugado gerado e níveis de ruído.

Os principais tipos de controle de corrente empregados nos sistemas de acionamento com máquinas a relutância variável são: (i) controle por histerese, (ii) controle delta e (iii) controle PWM, com reguladores PI ou PID. Em Gallegos-Lopez, Walters e Rajashekara (2001) foi realizada uma análise detalhada das três estratégias, sob o ponto de vista de resposta transitória, erro de regime permanente, nível de oscilação no conjugado gerado e ruído. Todos os controladores foram submetidos a modos de operação “soft chopping” e “hard chopping”. O resultado das análises indica que o controlador PWM com regulador PI, operando no modo “soft chopping”, representa a melhor solução enquanto a força contraeletromotriz for baixa, ou seja, aplica-se bem em baixas velocidades. Em altas velocidades o melhor desempenho foi obtido pelo controlador por histerese, também operando no modo “soft chopping”. Nas conclusões finais sugere-se a utilização de um controlador híbrido, formado por ambos os controles, como solução ótima para o controle da corrente em toda a faixa de velocidade de operação da máquina.

Os controles por histerese são facilmente implementados, não requerem o conhecimento dos parâmetros da máquina e o esforço computacional para sua implementação é baixo, no

entanto, a variabilidade da frequência é o seu principal ponto negativo. Os controladores PWM com regulador PI e outros, permitem operar o inversor em uma frequência fixa, no entanto, como os parâmetros da máquina variam significativamente ao longo de um ciclo elétrico, seu desempenho é degradado. Vários trabalhos tem abordado as deficiências dos controladores por histerese e PWM, entre as soluções propostas a utilização de bandas de histerese em três níveis Bianco, Tonielli e Filicori (1996) ou o uso de bandas simétricas para erros positivos e negativos Rossi (1991), tentam limitar a variação da frequência de chaveamento gerada pelos controladores por histerese.

Com relação aos controladores PWM, o uso de malhas de realimentação para linearização do modelo da máquina Hwu e Liaw (2000) Bae (2000) Bae e Krishnan (2000), a adição de termos de compensação a estrutura do controlador Rahman e Schulz (2001), a eliminação de filtros da realimentação da corrente Blaabjerg (1999), a integração de controladores por histerese a estrutura do controlador PWM Krishnan (1996a), são modificações apresentadas para melhorar o desempenho destes controladores. Todas as alternativas levam a um aumento na complexidade de implementação do controlador PWM.

O controlador preditivo, que teoricamente conduz a grandeza controlada para o valor de referência no instante  $n + 1$  de amostragem, pode ser uma solução viável ao controle de corrente em máquinas a relutância variável, que agregue uma rápida resposta dinâmica, erro de regime permanente nulo e frequência de operação fixa Oliveira, Lima e Jacobina (2002a). Para investigar a sua adequação ao uso com estas máquinas, foi implementado um controlador preditivo de corrente. Análises teóricas e experimentais são realizadas em termos de resposta transitória, erro de regime e sensibilidade a variações paramétricas. Estudos comparativos com relação a um controlador PI a parâmetros fixos são apresentados para verificação do desempenho do controlador preditivo proposto.

## 3.2 Controlador de Corrente

Os controladores de corrente foram desenvolvidos a partir do modelo da máquina a relutância variável, sem a consideração da saturação magnética, expresso por (3.4), (3.5) e (3.6). A desconsideração da saturação se deu principalmente pelo fato da máquina a relutância variável utilizada experimentalmente operar na região linear, mesmo sob condições nominais. As expressões de tensão terminal (2.6), fluxo (2.4) e conjugado (2.15), são reproduzidas a seguir.

$$v_k = r_k i_k + \left( L_k(\theta, i_k) + i_k \frac{\partial L_k(\theta, i_k)}{\partial i_k} \right) \frac{di_k}{dt} + \omega i_k \frac{\partial L_k(\theta, i_k)}{\partial \theta} \quad (3.1)$$

$$\lambda_k(\theta, i_k) = \sum_{n=1}^q L_{kn}(\theta, i_n) i_n \quad (3.2)$$

$$C_e = \frac{\partial}{\partial \theta} \int L_k(\theta, i_k) i_k di_k \quad (3.3)$$

onde  $L_{kn}$  é a indutância mútua entre a  $k$ -ésima e  $n$ -ésima fases da máquina e  $q$  representa o número de fases da máquina. Um modelo simplificado, onde desconsidera-se o efeito da indutância mútua Miller (1993) e considera-se a operação na região linear, nos permite escrever (3.1), (3.2) e (3.3) nas formas:

$$v_k = r_k i_k + L_k(\theta) \frac{di_k}{dt} + \omega i_k \frac{\partial L_k(\theta)}{\partial \theta} \quad (3.4)$$

$$\lambda_k(\theta, i) = L_k(\theta) i_k \quad (3.5)$$

$$C_e = \frac{1}{2} i_k^2 \frac{dL_k(\theta)}{d\theta} \quad (3.6)$$

Se a taxa de amostragem for suficientemente alta, de modo que se possa considerar as perturbações constantes ao longo do período de amostragem, a expressão (3.4) pode ser discretizada a partir do método de Euler de 1ª ordem, obtendo-se:

$$i_k(n+1) = f i_k(n) + h[v_k(n) - e_k(n)] \quad (3.7)$$

onde

$$f = \exp\left(-\frac{r_k}{L_k(\theta)} T\right) \text{ e } h = \frac{(1-f)}{r_k} \quad (3.8)$$

e

$$e_k(n) = \omega i_k \frac{\partial L_k(\theta)}{\partial \theta} \quad (3.9)$$

é o termo de força contraeletromotriz.

### 3.2.1 Controlador PI

O projeto do controlador PI baseia-se na expressão (3.4), com os ganhos determinados de modo a compensar a constante de tempo dominante,  $T_a = \frac{L(\theta)}{r}$ . Como a indutância é função da posição e portanto se altera ao longo do tempo, foi considerado para efeito de projeto do controlador o seu valor médio  $l_{av} = (l_{max} + l_{min})/2.0$ . Assim, a constante de tempo a ser compensada será calculada por  $T_a = \frac{l_{av}}{r}$ . O desempenho do controlador foi definido pelo critério de amortecimento ótimo Bülher (1983).

O controlador discreto foi obtido a partir da expressão do controlador contínuo utilizando-se a aproximação bilinear Aström e Wittenmark (1990).

$$s' = \frac{2}{t_s} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \quad (3.10)$$

onde os termos em  $S$  da função de transferência do controlador são substituídas pela expressão (3.10). Esta aproximação foi escolhida por garantir que sistemas contínuos estáveis são transformados em sistemas discretos estáveis. Assim, a expressão do controlador é dada por

$$v_k^*(n) = v_k(n-1) + k_t \varepsilon_k(n) + k_r \varepsilon_k(n-1) \quad (3.11)$$

onde:  $k_t = k_i \frac{t_s}{2} + k_p$ ,  $k_r = k_i \frac{t_s}{2} - k_p$ ,  $\varepsilon_k = i_k^* - i_k$ ,  $k_p$  é o ganho proporcional,  $k_i$  é o ganho integral e  $t_s$  é o período de amostragem. Todos os ganhos são para o controlador discreto.

Os resultados experimentais obtidos com o controlador definido pela expressão (3.11), demonstraram que a sua regulação é degradada com o aumento da velocidade e em todos os regimes de operação o mesmo apresenta um “overshoot” em sua resposta dinâmica. A degradação da regulação com o aumento da velocidade, deve-se ao aumento do efeito da força contraeletromotriz, que é considerado no projeto do controlador como uma perturbação que o mesmo deve compensar. Se a curva  $\frac{dL(\theta)}{d\theta} \times \theta$  da máquina for conhecida, é possível fazer uma estimação da força contraeletromotriz e então utilizá-la como um fator de compensação na expressão do controlador, a qual passaria a ser expressa por:

$$v_k^*(n) = v_k(n-1) + k_t \varepsilon_k(n) + k_r \varepsilon_k(n-1) + e_k(n) \quad (3.12)$$

Com a compensação, o erro de regulação da corrente em regime foi minimizado ao custo de um pequeno aumento na oscilação da corrente.

O efeito do “overshoot”, observado nas implementações anteriores do controlador PI, é função da não limitação da ação integral do controlador, que não considera a limitação da máxima tensão de saída que pode ser gerada pelo inversor fonte de tensão. Assim, mesmo o erro tendo sido reduzido na entrada do controlador, sua saída mantém valores elevados de tensão de referência por um período longo, causando o “overshoot”. Uma forma de contornar este problema é limitando a saída do integrador do controlador, como pode ser observado no diagrama de blocos apresentado na figura 3.1. Neste caso, o termo de integração é dado pelo produto do erro de corrente pelo ganho integral do controlador,  $k_i \varepsilon_i$ , somado ao produto da diferença entre a tensão de referência e a tensão de saída do inversor pelo ganho  $k_t$ . A malha de controle que realimenta o erro entre a tensão de referência gerada pelo controlador PI e a tensão gerada pelo inversor,  $\varepsilon_v$ , tenta zerá-lo quando o inversor está saturado. A tensão de saída do inversor é estimada a partir da tensão do barramento CC,  $E_{dc}$ , subtraindo-se as quedas de tensão nas chaves de potência, e do tempo condução das mesmas.

A expressão do controlador apresentado no diagrama de blocos da figura 3.1 é dada por:

$$v_k^*(n) = \frac{k_a v_k^*(n-1) + k_t \varepsilon_k(n) + k_r \varepsilon_k(n-1) + k_b [v_k(n) + v_k(n-1)]}{k_c} + e_k(n) \quad (3.13)$$

onde:  $k_a = 1 - k_t \frac{t_s}{2}$ ,  $k_b = k_t \frac{t_s}{2}$  e  $k_c = 1 + k_t \frac{t_s}{2}$ .

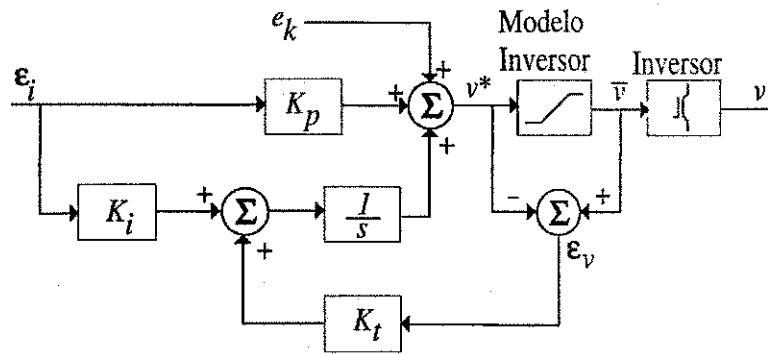


Figura 3.1: Diagrama de blocos do controlador PI com anti\_windup e compensação da força contraeletromotriz

### 3.2.2 Controlador Preditivo

No controlador preditivo considera-se que o valor da corrente  $i_k(n+1)$  deverá ser igual ao valor da referência  $i_k^*(n+1)$ , no  $(n+1)$ -ésimo intervalo de amostragem. Assim, deve-se aplicar à fase da máquina no instante  $n$  de amostragem a tensão (3.14), para que a corrente  $i_k(n+1)$  atinja seu valor de referência.

$$v_k^*(n) = \frac{1}{h} i_k^*(n+1) - \frac{f}{h} i_k(n) + e_k(n) \quad (3.14)$$

A implementação da lei de controle expressa por (3.14) exige o conhecimento do termo de força contraeletromotriz  $e_k(n)$ . Considerando que a força contraeletromotriz não varia significativamente durante um período de amostragem, a partir de algumas manipulações matemáticas, a mesma pode ser eliminada da expressão (3.14), resultando na expressão para tensão dada por:

$$v_k^*(n) = v_k^*(n-1) + \frac{1}{h} i_k^*(n+1) - \frac{f+1}{h} i_k(n) + \frac{f}{h} i_k(n-1) \quad (3.15)$$

A lei de controle preditiva anterior pressupõe que a fonte de tensão é ideal. A mesma é obtida a partir da minimização da função de custo (3.16) em relação ao esforço de controle  $u_k(n)$ .

$$J_c(n+1) = \frac{1}{2} [i_k(n+1) - i_k^*(n+1)]^2 \quad (3.16)$$

Para considerar as limitações da fonte, é necessário alterar a função de custo (3.16), para

$$J_c(n+1) = \frac{1}{2} [i_k(n+1) - i_k^*(n+1)]^2 + \frac{\epsilon}{2} u_k^2(n) \quad (3.17)$$

substituindo (3.7) em (3.17), temos

$$J_c(n+1) = \frac{1}{2} [f i_k(n) + h[v_k(n) - e_k(n)] - i_k^*(n+1)]^2 + \frac{\epsilon}{2} u_k^2(n) \quad (3.18)$$



considerando  $u_k(n) = v_k(n) - e_k(n)$ , a expressão (3.18) pode ser reescrita na forma

$$J_c(n+1) = \frac{1}{2} [f i_k(n) + h u_k(n) - i_k^*(n+1)]^2 + \frac{\epsilon}{2} u_k^2(n) \quad (3.19)$$

Derivando (3.19) com relação a  $u_k$  e igualando o resultado a zero, temos

$$\frac{d[J_c(n+1)]}{d[u_k]} = h [f i_k(n) + h u_k(n) - i_k^*(n+1)] + \epsilon u_k(n) = 0 \quad (3.20)$$

$$u_k(n) = \frac{h [i_k^*(n+1) - f i_k(n)]}{h^2 + \epsilon} = \frac{[i_k^*(n+1) - f i_k(n)]}{h + \frac{\epsilon}{h}} \quad (3.21)$$

onde a expressão (3.21) representa o valor de  $u_k$  que minimiza a função de custo (3.17). A expressão da lei de controle obtida a partir da lei de custo acima é dada por (3.22).

$$v_k^*(n) = \frac{1}{h + \frac{\epsilon}{h}} i_k^*(n+1) - \frac{f}{h + \frac{\epsilon}{h}} i_k(n) + e_k(n) \quad (3.22)$$

Considerando que a força contraeletromotriz não varia significativamente durante um período de amostragem, obtém-se a expressão (3.23) para o controlador preditivo.

$$v_k^*(n) = v_k^*(n-1) + \frac{i_k^*(n+1) - (f+1)i_k(n) + f i_k(n-1)}{h + \frac{\epsilon}{h}} \quad (3.23)$$

Os coeficientes “ $f$ ” e “ $h$ ” do controlador preditivo de corrente foram determinados considerando a mesma indutância média utilizada para determinação dos ganhos do controlador PI.

### 3.3 Resultados Experimentais

Os resultados apresentados a seguir foram obtidos a partir da implementação dos controles de corrente PI e preditivo. Os resultados mostram uma boa adequação do controlador preditivo ao acionamento da máquina a relutância variável. Foram considerados para análise resultados obtidos com a máquina operando em velocidades abaixo de 1000 RPM e acima de 1500 RPM. Em ambos os casos a comutação da corrente entre fases é determinada por uma estratégia de fluxo  $\times$  corrente. Inicialmente a corrente é aplicada individualmente em cada fase, na forma de um pulso retangular de amplitude 1.5A. Na sequência, os controladores são testados com condução simultânea de duas fases.

A plataforma experimental utilizada é composta por um inversor meia ponte assimétrica, construído a partir de IGBT's de potência, modelo IRG4PC30U, sendo acionados a partir de circuitos de gatilho para IGBT/MOSFET, CI's IR2125. A máquina utilizada é um Motor EMERSON, modelo H55BMBJL, trifásico, 12/8, com corrente nominal de 2.5A e

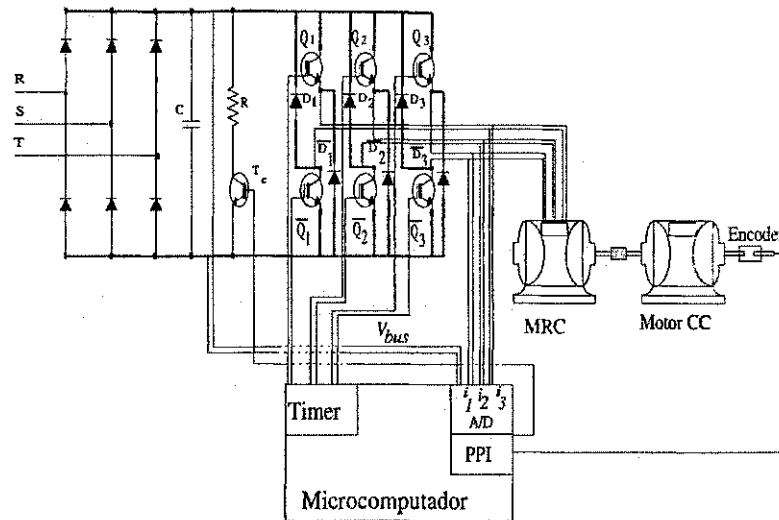


Figura 3.2: Sistema de acionamento da máquina a relutância variável.

tensão nominal de 120V. O sistema de medição é formado por sensores de corrente e tensão LA-25NP e LV-25P, respectivamente. São utilizados conversores A/D de 12 bits para discretização dos sinais analógicos de corrente e tensão. Os pulsos de comando PWM são gerados a partir de contadores digitais de 16 bits e frequência de “clock” de 10MHz. Um encoder que gera código Gray de 9 bits é utilizado para fornecer informação de posição, utilizada para cálculo da velocidade. Um esquema do sistema é apresentado na figura 3.2.

### 3.3.1 Controlador PI

#### Condução individual das fases

Nossa análise tem início pelos resultados obtidos utilizando-se o controlador PI sem compensação da força contraeletromotriz e sem “anti-windup”. Nas figuras 3.3 e 3.4, são apresentadas as correntes nas fases da máquina e respectivas referências. Pode-se observar um pequeno “overshoot” nas correntes no momento em que as fases são acionadas. Na figura 3.4 percebe-se que além do “overshoot” há um erro de regime, causado sobretudo pelo aumento do efeito da força contraeletromotriz com o aumento da velocidade. Nas figuras 3.5 e 3.6, são apresentadas as correntes quando é adicionada a compensação da força contraeletromotriz ao sinal de saída do controlador PI.

Comparando as figuras 3.4 e 3.6, que apresentam o comportamento do controlador de corrente em velocidades acima de 1600 RPM, observa-se uma recuperação da capacidade de regulação da corrente quando é utilizada a compensação da força contraeletromotriz. No entanto, há um aumento no “overshoot” e também no nível de oscilação da corrente, como

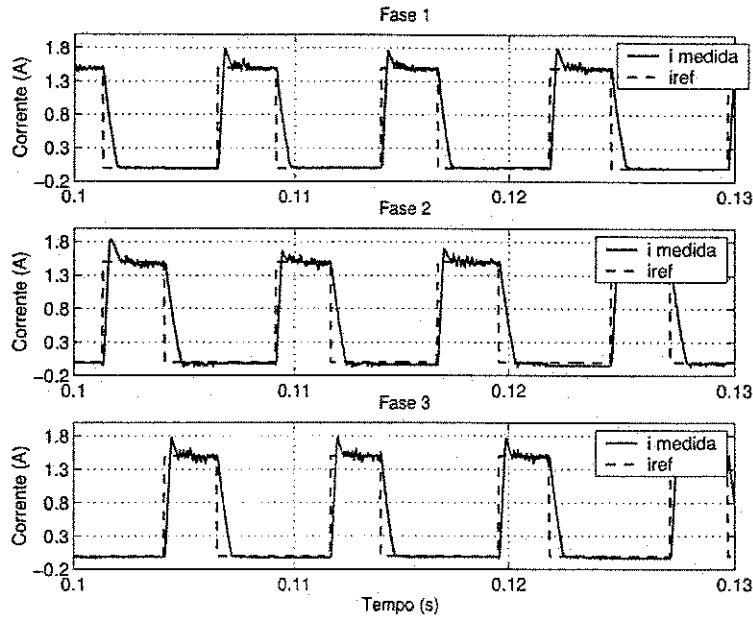


Figura 3.3: Corrente regulada com controlador PI sem compensação da força contraeletromotriz e sem “anti-windup”. Velocidade 964 RPM.

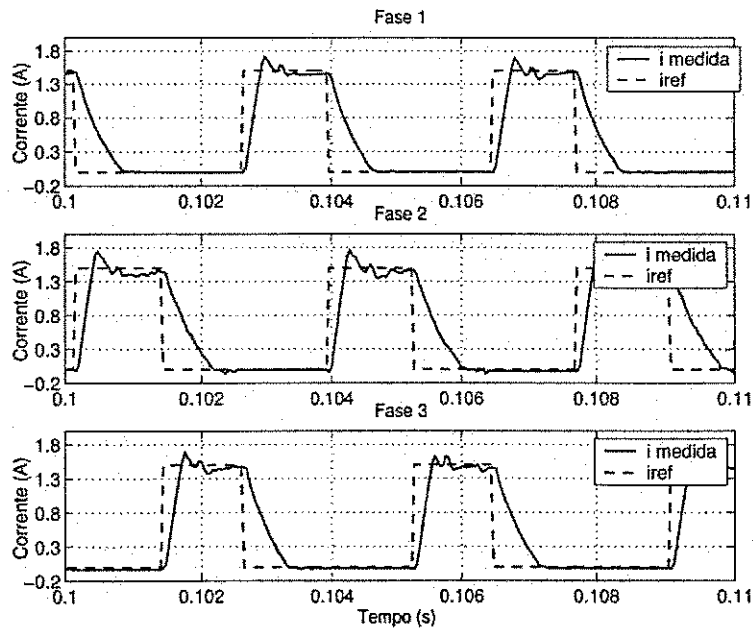


Figura 3.4: Corrente regulada com controlador PI sem compensação da força contraeletromotriz e sem “anti-windup”. Velocidade 1970 RPM

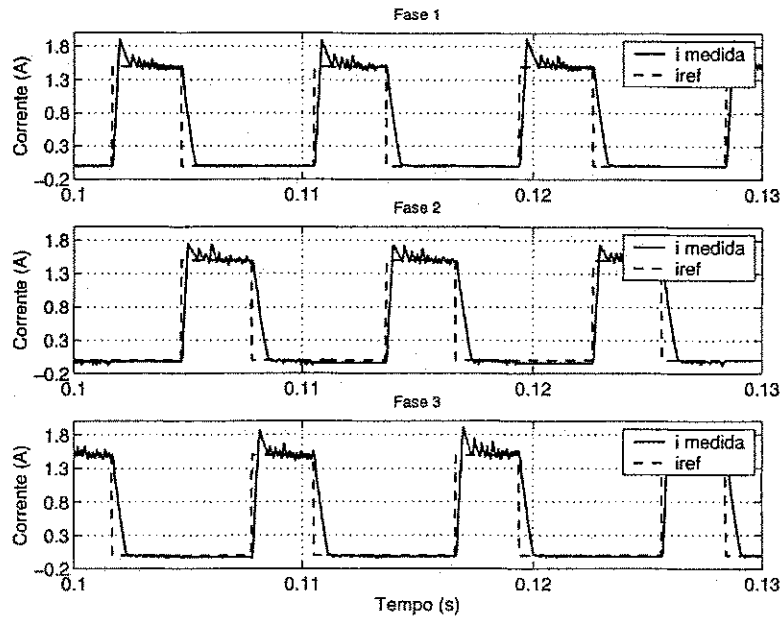


Figura 3.5: Corrente regulada com controlador PI com compensação da força contraeletromotriz e sem “anti-windup”. Velocidade 842 RPM.

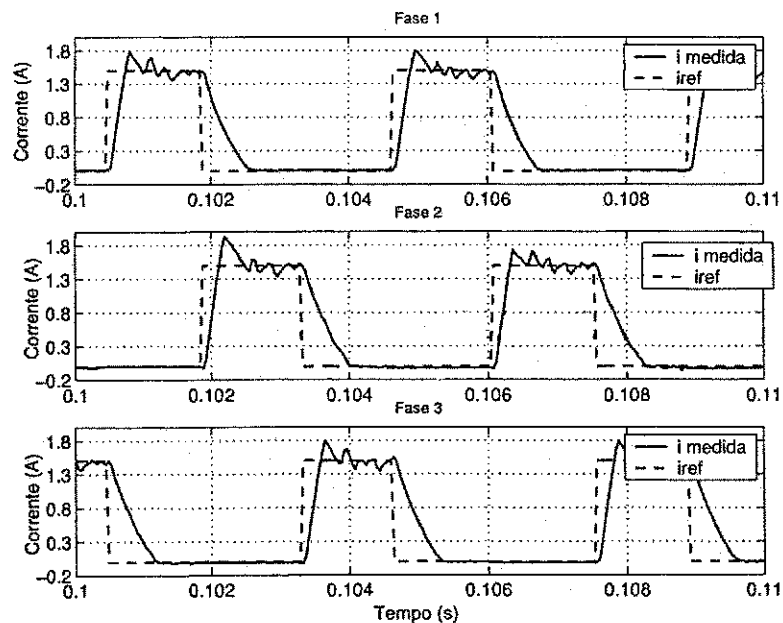


Figura 3.6: Corrente regulada com controlador PI com compensação da força contraeletromotriz e sem “anti-windup”. Velocidade 1761 RPM

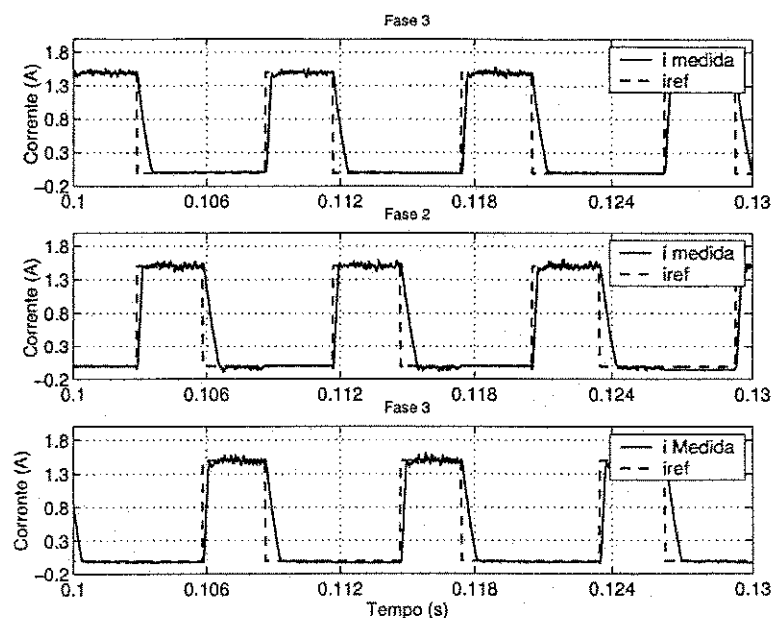


Figura 3.7: Corrente regulada com controlador PI com compensação da força contraeletromotriz e com “anti-windup”. Velocidade 840 RPM.

pode ser observado na figura 3.5.

Nas figuras 3.7 e 3.8 são apresentadas as correntes e respectivas referências ao se utilizar a estratégia de “anti-windup” apresentada no diagrama de blocos da figura 3.1. Em ambos os casos houve a compensação da força contraeletromotriz. Pode-se observar nas curvas de corrente, apresentadas nas figuras 3.7 e 3.8, que o controlador PI com compensação da força contraeletromotriz e com malha de “anti-windup” exibe rápida resposta dinâmica, sem “overshoot” e boa regulação de regime, tanto em baixa quanto em alta velocidade. Os afundamentos de corrente observados na figura 3.8 são função do aumento da força contraeletromotriz desenvolvida pela máquina que equipara-se a tensão máxima gerada pelo inversor. Este efeito pode ser observado na figura 3.9 onde são apresentadas as curvas de corrente e tensão de fase da máquina, medidas a partir de um osciloscópio. O efeito é claramente percebido no pulso imediatamente anterior ao instante de tempo 0.

Na figura 3.10 são apresentadas as curvas de fluxo, estimados a partir da tensão e corrente terminais da máquina. Os diferentes níveis de fluxo máximo determinam a maior ou menor velocidade com que o motor opera, já que a corrente foi mantida em 1.5A. Quanto maior o fluxo de referência para comutação da corrente entre fases, maior o tempo em que a máquina é mantida energizada dentro da região de geração de conjugado (região em que  $\frac{dL(\theta)}{d\theta} \times \theta > 0$ ) e conseqüentemente maior o conjugado médio gerado. Como a carga acoplada ao eixo da máquina a relutância variável é composto apenas pelo motor CC, como pode ser visto na

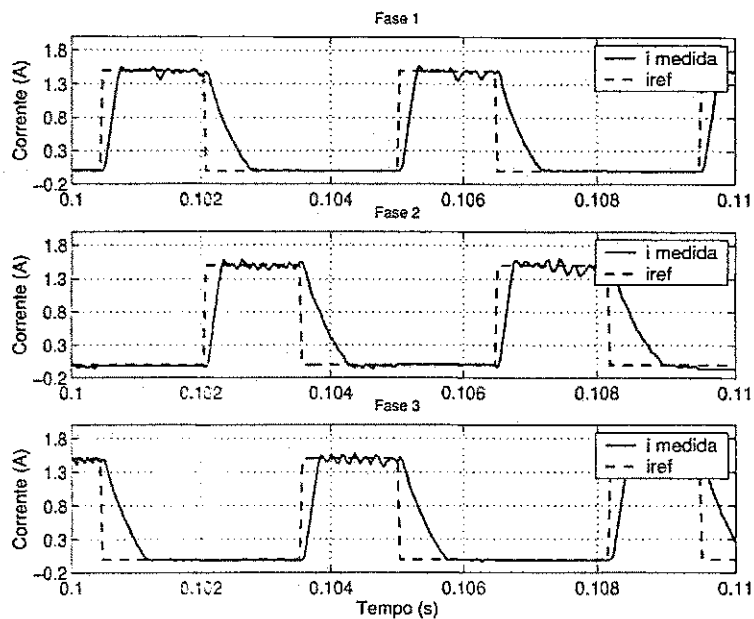


Figura 3.8: Corrente regulada com controlador PI com compensação da força contraeletromotriz e com “anti-windup”. Velocidade 1766 RPM

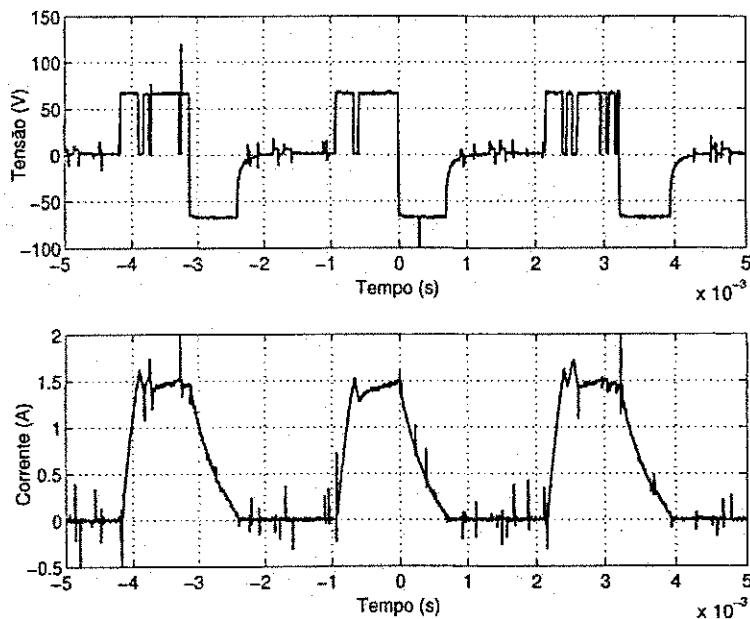
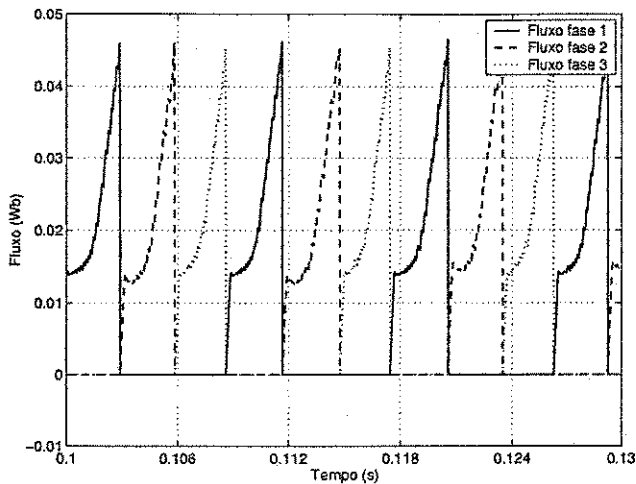
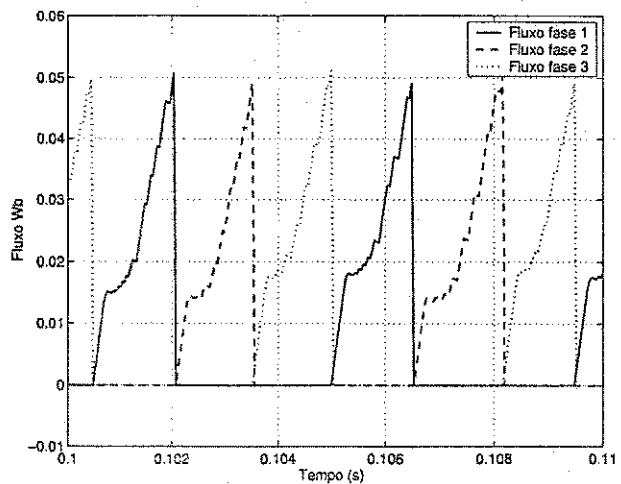


Figura 3.9: Efeito da saturação do inversor quando a máquina opera em alta velocidade.



(a) 840 RPM



(b) 1766 RPM

Figura 3.10: Fluxo estimado para o controle de corrente PI com compensação da força contraeletromotriz e com “anti-windup”.

figura 3.2, o maior conjugado médio contribui para um aumento da velocidade, como pode ser observado na figura 3.11.

### Condução simultânea de fases

Apesar do acoplamento mútuo entre as fases de máquinas a relutância variável ser geralmente negligenciado, o mesmo pode gerar fluxos enlaçados mútuos da ordem de 3% a 10% do fluxo próprio da fase Krishnan (2001b), gerando perturbações no conjugado produzido pela máquina. Os casos mais comuns de operação conjunta de fases ocorrem com a operação de duas fases adjacentes, neste caso, os valores de tensão nos terminais das fases em condução podem ser expressos por:

$$v_x = r_x i_x + \frac{d\lambda_x}{dt} \quad (3.24)$$

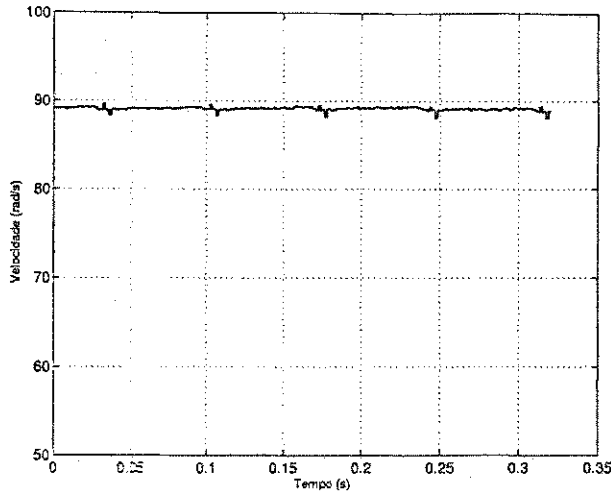
$$v_y = r_y i_y + \frac{d\lambda_y}{dt} \quad (3.25)$$

onde

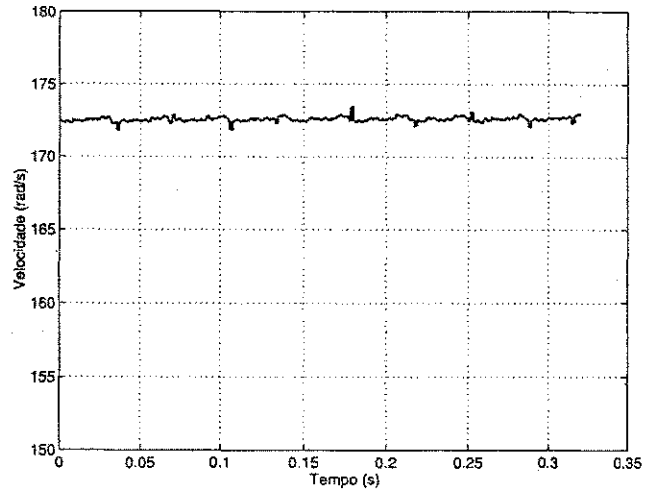
$$\lambda_x = \lambda_x(i_x, i_y, \theta) = L_x(i_x, \theta) i_x + M_{xy}(i_x, i_y, \theta) i_y \quad (3.26)$$

$$\lambda_y = \lambda_y(i_x, i_y, \theta) = L_y(i_y, \theta) i_y + M_{xy}(i_x, i_y, \theta) i_x \quad (3.27)$$

onde  $M_{xy}$  representa a indutância mútua entre as fases  $x$  e  $y$ . Como o caminho magnético do fluxo mútuo apresenta um entreferro resultante elevado, a variação do seu valor em função



(a)  $\lambda_{ref} = 0.045Wb$



(b)  $\lambda_{ref} = 0.050Wb$

Figura 3.11: Velocidade de operação da máquina: (a)  $\lambda_{ref} = 0.045Wb$  e (b)  $\lambda_{ref} = 0.050Wb$ .

da corrente é desprezível, logo, o mesmo pode ser considerado função apenas da posição angular do rotor. Substituindo as expressões (3.26) e (3.27), nas expressões (3.24) e (3.25), respectivamente, e considerando que a indutância mútua independe da corrente, (3.24) e (3.25) podem ser escritas na forma,

$$v_x = r_x i_x + \left( L_x + \frac{\partial L_x}{\partial i_x} i_x \right) \frac{di_x}{dt} + \omega \frac{\partial L_x}{\partial \theta} i_x + \omega \frac{\partial M_{xy}}{\partial \theta} i_y + M_{xy} \frac{di_y}{dt} \quad (3.28)$$

$$v_y = r_y i_y + \left( L_y + \frac{\partial L_y}{\partial i_y} i_y \right) \frac{di_y}{dt} + \omega \frac{\partial L_y}{\partial \theta} i_y + \omega \frac{\partial M_{xy}}{\partial \theta} i_x + M_{xy} \frac{di_x}{dt} \quad (3.29)$$

Os termos  $\omega \frac{\partial M_{xy}}{\partial \theta} i_y + M_{xy} \frac{di_y}{dt}$  e  $\omega \frac{\partial M_{xy}}{\partial \theta} i_x + M_{xy} \frac{di_x}{dt}$  se somam ao termo de perturbação representado pela força contraeletromotriz das respectivas fases. Desta forma, cresce a perturbação a ser anulada pelo controlador, caso as mesmas não sejam compensadas.

Nas figuras 3.12 e 3.13 são apresentadas as curvas de corrente e suas respectivas referências com a máquina operando com condução simultânea em duas fases. Seguindo o procedimento anterior, a máquina foi acionada em dois níveis distintos de velocidade. O controlador utilizado tem a estrutura descrita no diagrama de blocos da figura 3.1. Observando as curvas apresentadas nas figuras 3.7 e 3.8 e as apresentadas acima, não é possível notar maiores diferenças quanto ao desempenho do controlador com e sem condução simultânea. Fato que se confirma quando são calculados os níveis de oscilação da corrente para ambos os casos. Sem condução simultânea e na velocidade de 840 RPM, a amplitude média da oscilação não ultrapassou 4.7%. Com condução simultânea e na velocidade de



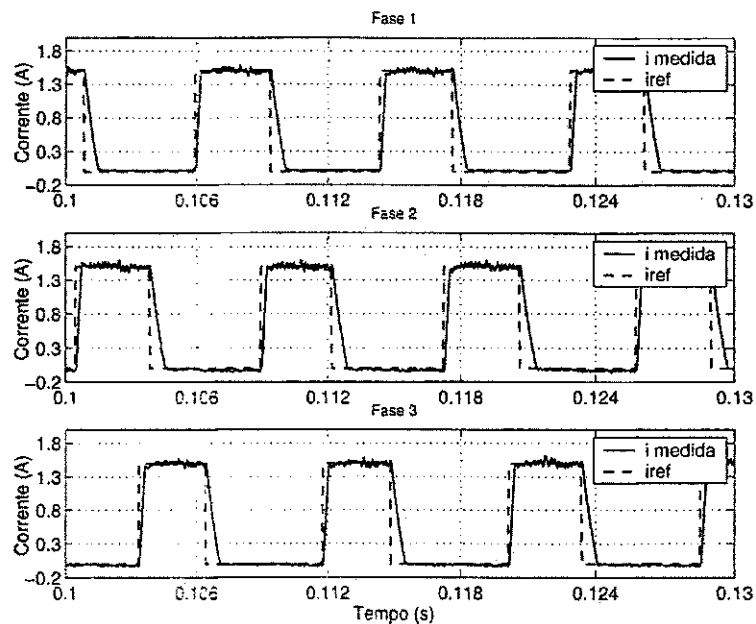


Figura 3.12: Controlador PI operando com condução simultânea de corrente em fases adjacentes. Velocidade 888 RPM.

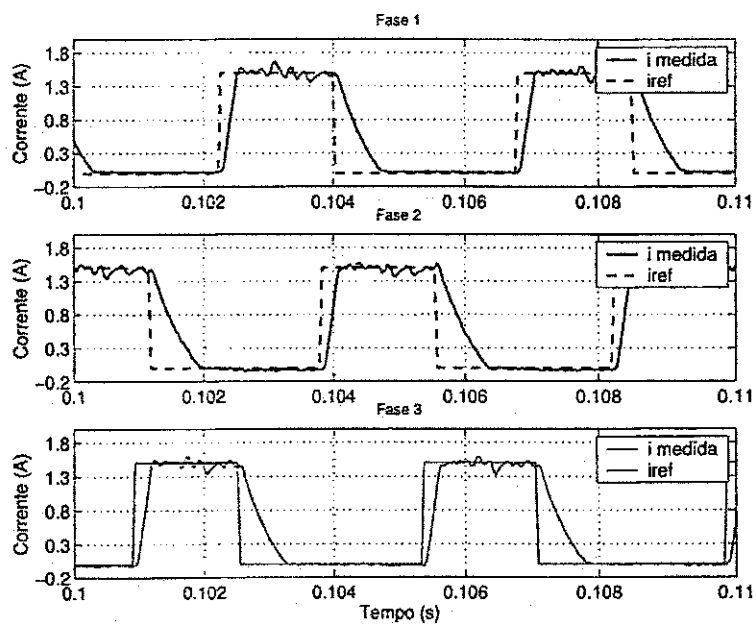


Figura 3.13: Controlador PI operando com condução simultânea de corrente em fases adjacentes. Velocidade 1661 RPM

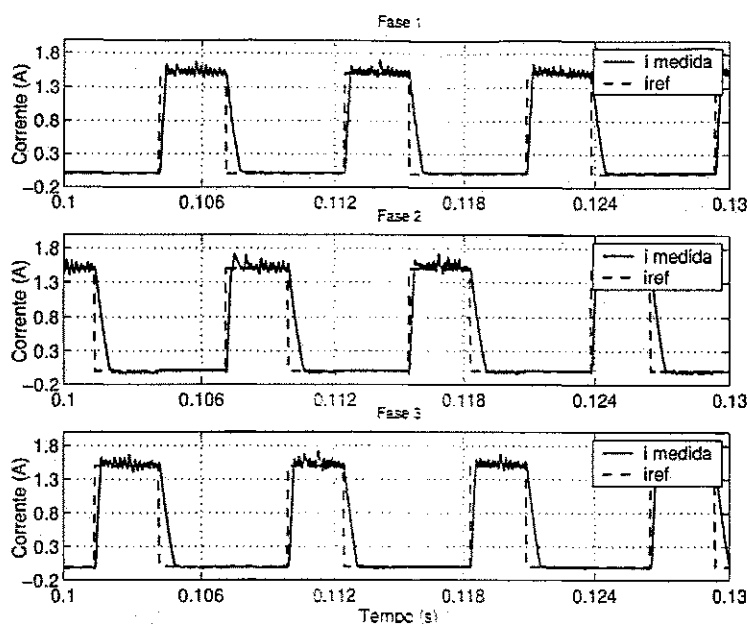


Figura 3.14: Corrente regulada com controlador preditivo. Velocidade 889 RPM.

888 RPM, a amplitude média da oscilação ficou abaixo de 5.3%. Nas maiores velocidades o mesmo comportamento foi observado.

### 3.3.2 Controlador Preditivo

#### Condução individual das fases

A sequência de apresentação dos resultados do controlador preditivo segue a mesma cronologia dos resultados apresentados para o controlador PI, onde a cada modificação implementada na estrutura do controlador, para melhoria de seu desempenho, são apresentados os respectivos resultados.

A primeira estrutura estudada do controlador preditivo foi implementada a partir da expressão (3.15), em que o termo de força contraeletromotriz foi eliminado, sem considerar a saturação da fonte de alimentação. Nas figuras 3.14 e 3.15 são apresentadas as correntes de referência e medida, com a máquina operando em dois níveis de velocidade distintos.

Observa-se nas duas situações de operação uma oscilação na corrente abaixo de 10% da corrente de referência e em alguns ciclos de energização um pequeno “overshoot”. Na sequência será mostrado que a amplitude da oscilação pode ser minimizada a partir de um ajuste mais preciso nos parâmetros do modelo da máquina e considerando a saturação da tensão de saída do inversor. Quanto ao “overshoot”, o mesmo deve-se ao atraso na medição da corrente, podendo ser corrigido a partir da utilização de medições não atrasadas ou então

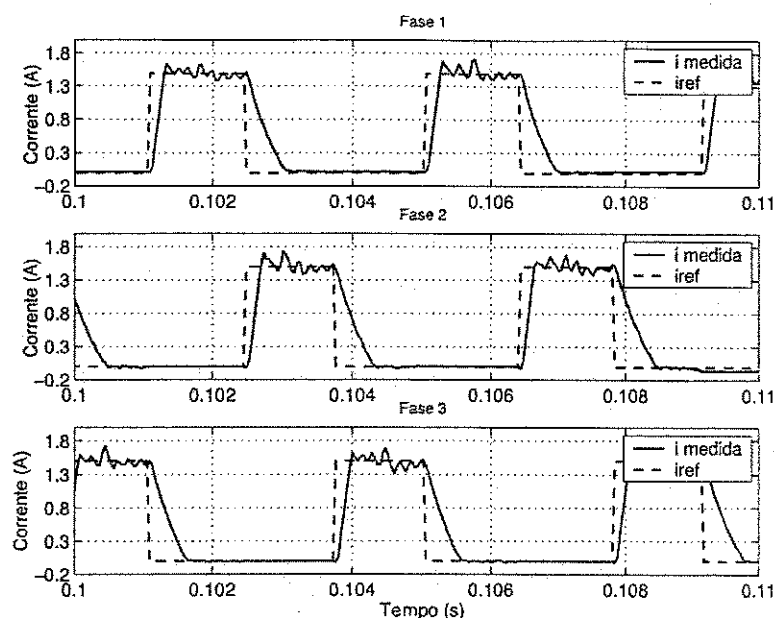


Figura 3.15: Corrente regulada com controlador preditivo. Velocidade 1788 RPM

a partir da estimação da corrente baseada em seus valores anteriormente medidos.

Nas figuras 3.16 e 3.17 são apresentadas as correntes da máquina e respectivas referências quando é utilizado o controlador preditivo com a consideração da saturação da tensão de saída do inversor.

A consideração da saturação da fonte torna a resposta do controlador mais lenta, suavizando a tensão de referência gerada pelo mesmo. Desta forma, o nível de oscilação da corrente cai, atingindo valores inferiores a 5.5% da corrente de referência. O efeito adverso em considerar o efeito da saturação da fonte é a ampliação do “overshoot”, tanto em termos de amplitude quanto em termos de repetitividade, já que o mesmo passa a estar presente no início de todos os ciclos de energização e não mais aleatoriamente como observado no caso anterior.

O início do ciclo de energização das fases da máquina a relutância variável, que corresponde ao instante de ocorrência do “overshoot”, é um instante crítico para o controlador, que tem de regular a corrente em condições onde a força contraeletromotriz é pequena, já que em geral a energização ocorre nas posições em que  $\frac{dL(\theta)}{d\theta} \approx 0$  e a indutância da fase é mínima. Nestas condições, a aplicação de toda a tensão CC do barramento do inversor sobre o enrolamento de fase da máquina, provoca um crescimento rápido da corrente, que pode representar variações significativas na sua amplitude entre dois instantes consecutivos de amostragem, como pode ser observado na figura 3.18, onde são necessários apenas sete períodos de  $40\mu s$  (período de amostragem) para a corrente atingir o valor de referência de

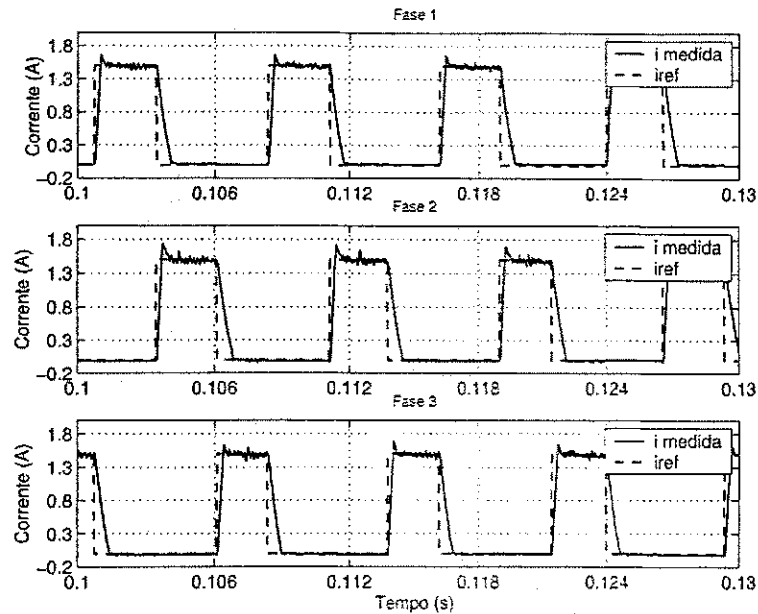


Figura 3.16: Corrente regulada com controlador preditivo considerando saturação da fonte de alimentação. Velocidade 970 RPM.

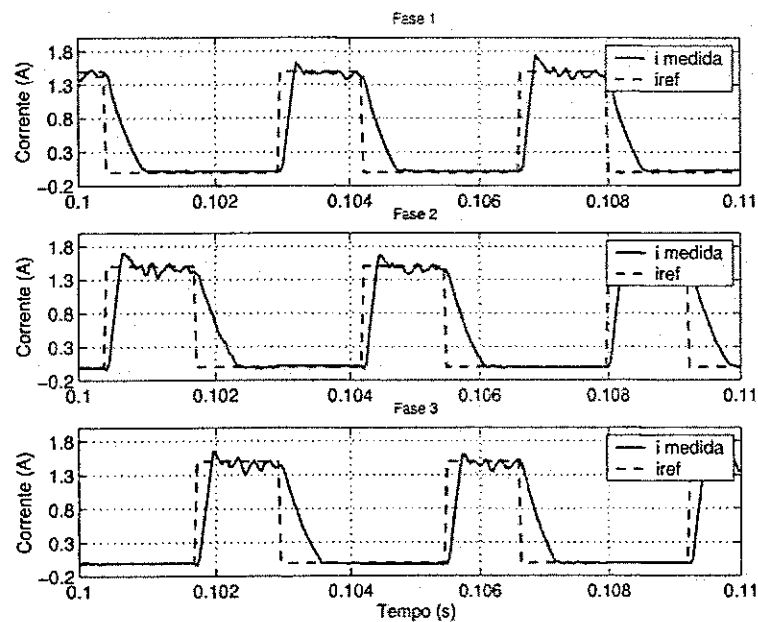


Figura 3.17: Corrente regulada com controlador preditivo considerando saturação da fonte de alimentação. Velocidade 1977 RPM

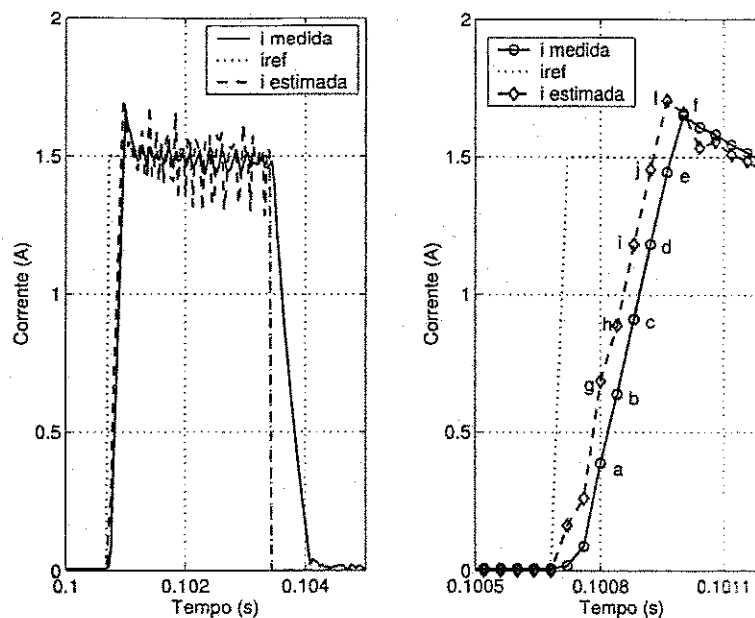


Figura 3.18: “Overshoot” de corrente no início do ciclo de energização.

1.5A.

Taxas de crescimento elevadas exigem uma rápida ação do controlador de modo a evitar o “overshoot”. Por outro lado, um controlador muito rápido tende a gerar respostas oscilatórias. Ambos os efeitos foram observados nas implementações do controlador preditivo com e sem consideração da saturação da fonte de alimentação.

Na figura 3.18 é plotada a corrente estimada a partir do modelo discreto da máquina, juntamente com a corrente medida e a de referência. A corrente estimada representa o valor da corrente medida corrigida do atraso de um período de amostragem, fato que pode ser confirmado ao se comparar os valores dos pontos *b*, *c*, *d*, *e* e *f* da curva de corrente medida com os pontos *g*, *h*, *i*, *j* e *l* da curva de corrente estimada, respectivamente. Com estas curvas é possível entender como o atraso de medição determina o surgimento do “overshoot”. Tomando o ponto *d* da curva de corrente medida, percebe-se que a corrente real da máquina, indicada pelo ponto *j*, aproxima-se do valor da referência. Como o controlador trabalha com o valor do ponto *d*, sua ação é manter as chaves ligadas, continuando a aplicar sobre a fase da máquina toda a tensão do barramento CC do inversor. Nesta condição, no passo seguinte de amostragem, o controlador percebe a corrente representada pelo ponto *e* na curva de corrente medida, que se aproxima da referência, no entanto, a corrente real já ultrapassou este valor, sendo indicado pelo ponto *l* na curva de corrente estimada. Como a diferença entre a referência e a corrente medida, vista pelo controlador, aproxima-se de zero, o mesmo gera uma referência de tensão necessária para corrigir esta pequena diferença, no entanto,

a corrente medida no ponto  $f$  apresenta um valor bem superior ao da referência, já que no ponto  $e$  a mesma já havia ultrapassado este, configurando assim o “overshoot”. A ação do controlador passa a ser a de diminuir a corrente para a referência, desligando uma das chaves do braço do inversor que alimenta a fase da máquina (modo “soft-chopping”). Desta forma, a corrente decai segundo a constante de tempo do circuito RLE formado pelos enrolamentos de fase da máquina. Com a consideração da limitação da fonte de alimentação, as alterações no valor da referência tornam-se mais lentas, potencializado o efeito do atraso.

O atraso na medição da corrente deve-se a estrutura da rotina de controle, cujo esquema é apresentado na figura 3.19. Por questões de implementação a medição da corrente não ocorre no fim do período de chaveamento, quando a mesma reflete de forma mais precisa a aplicação de uma tensão média  $\bar{v}_k$  aos enrolamentos da máquina. A diferença entre o instante em que a corrente é medida e o fim do período de chaveamento, que coincide com o instante de programação dos tempos correspondentes a largura dos pulsos PWM, equivale a aproximadamente o tempo de processamento da rotina de controle, incluído neste, o tempo de conversão A/D. Para a rotina implementada, este tempo corresponde ao período de amostragem dos sinais. Desta forma, há um atraso de um período de amostragem na leitura da corrente.

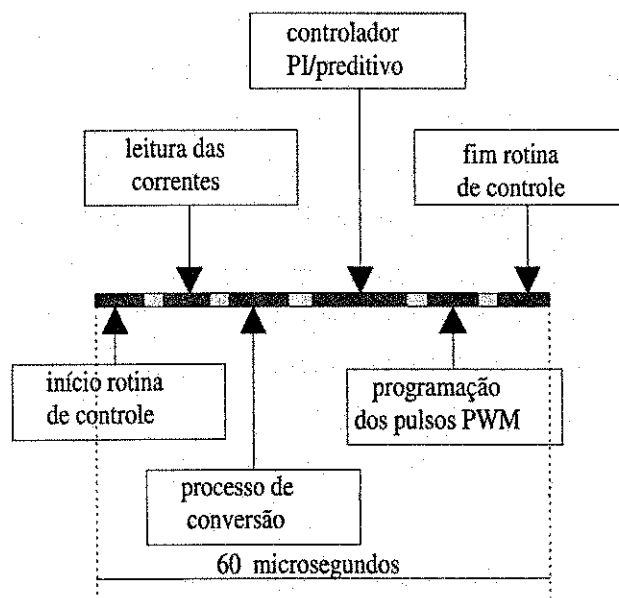


Figura 3.19: Sequência de operações da rotina de controle da máquina a relutância variável.

Como pode ser observado na figura 3.18, há uma equivalência muito boa entre os valores de corrente estimados e os valores medidos durante a rampa de crescimento. Assim, é possível utilizar esta informação para efeito de controle durante este período do ciclo de energização das fases. A adoção deste procedimento permite minimizar o “overshoot” como

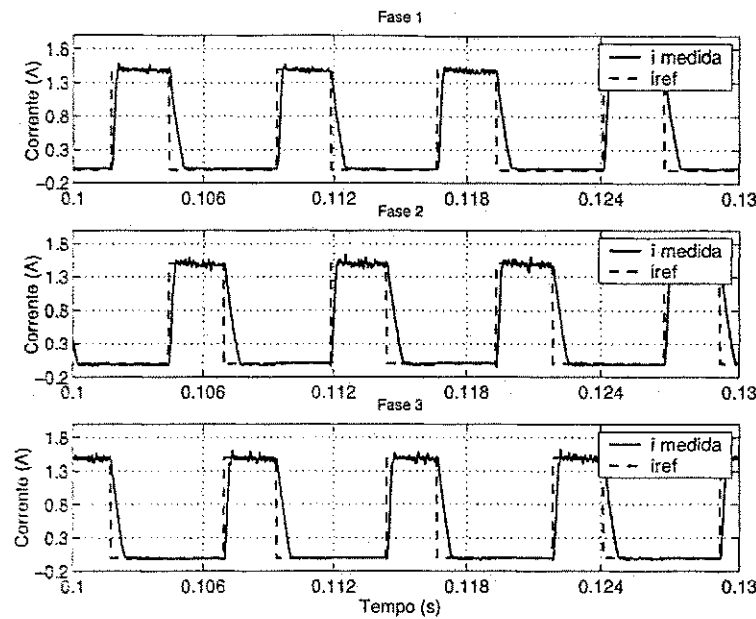


Figura 3.20: Corrente regulada com controlador preditivo considerando saturação da fonte de alimentação e minimização de “overshoot”. Velocidade 1005 RPM.

pode ser visto nas curvas de corrente apresentadas na figuras 3.20 e 3.21.

O procedimento para minimização do “overshoot” consiste em manter como entrada do controlador preditivo a corrente estimada até que a corrente medida (com atraso) atinja a referência, quando então o controlador passa a trabalhar com a corrente medida. Os resultados demonstram que o atraso de um período de amostragem tem efeito mínimo sobre o comportamento do controlador preditivo, quando em regime. No entanto, durante o crescimento da corrente, o atraso contribui para um aumento do “overshoot”.

A última implementação do controlador preditivo considera a atualização dos coeficientes do controlador durante o ciclo de energização das fases. Como está sendo utilizada a estratégia de comutação da corrente entre fases baseada na relação fluxo  $\times$  corrente, o cálculo do fluxo e a medição da corrente, permitem realizar uma estimação da indutância de fase e assim atualizar os coeficientes do controlador. Na figura 3.22 são apresentadas as curvas dos coeficientes “ $f$ ” e “ $h$ ” do controlador preditivo.

Nas figuras 3.23 e 3.24 são apresentadas as curvas de corrente, medida e de referência, quando é utilizada a estratégia de atualização dos coeficientes do controlador preditivo durante os ciclos de energização das fases da máquina. Comparando com o controlador com coeficientes fixos, observa-se uma redução no nível de oscilação da corrente para um valor médio de 3.6%, na operação com velocidade de 969 RPM. Operando a 2000 RPM, o nível da oscilação cresce para um valor médio em torno de 7.0% do valor da corrente de

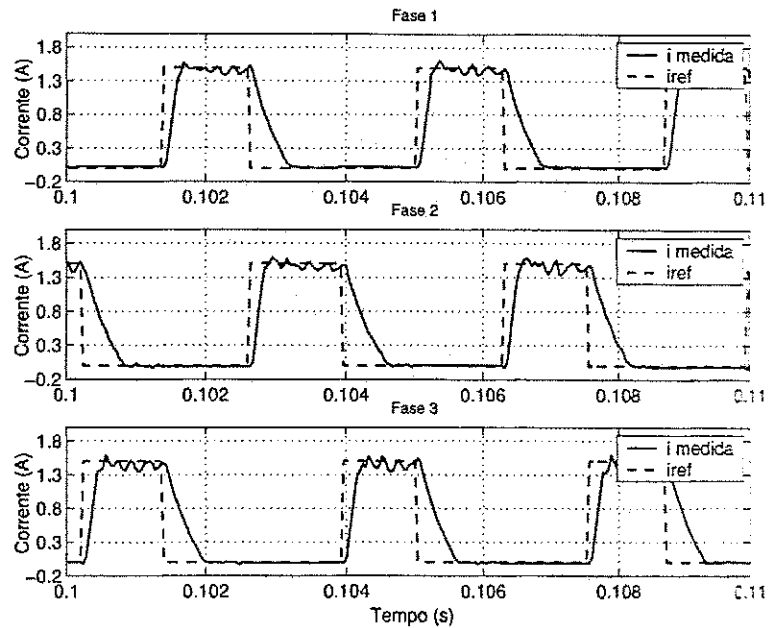


Figura 3.21: Corrente regulada com controlador preditivo considerando saturação da fonte de alimentação e minimização de “overshoot”. Velocidade 2042 RPM

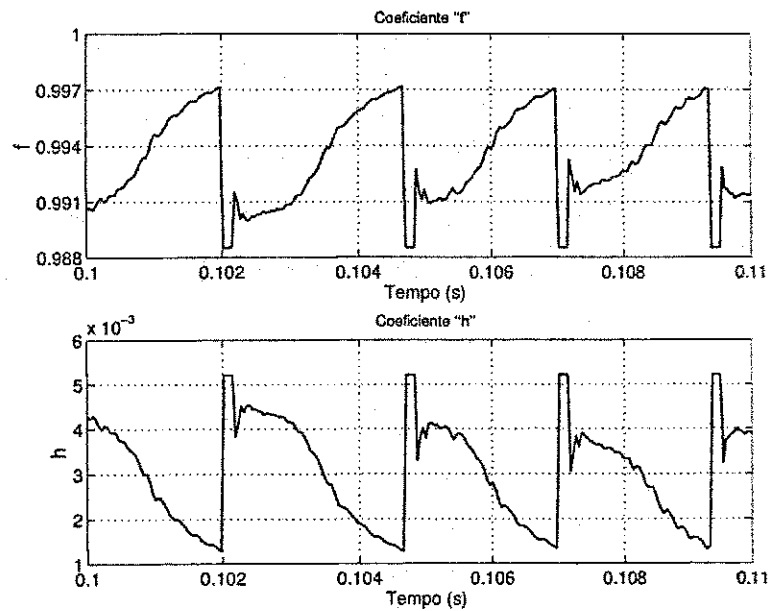


Figura 3.22: Coeficientes “*f*” e “*h*” do controlador preditivo.



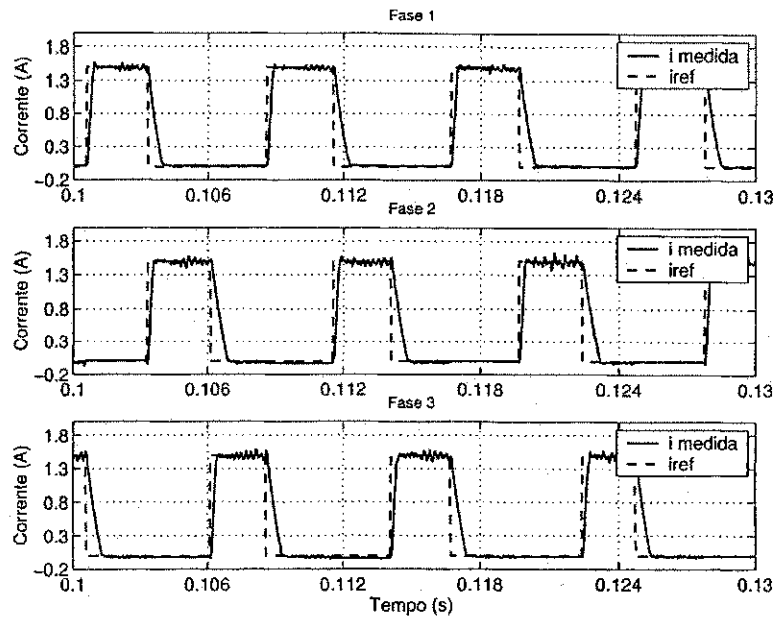


Figura 3.23: Corrente regulada com controlador preditivo considerando saturação da fonte de alimentação, minimização de “overshoot” e atualização dos coeficientes. Velocidade 969 RPM.

referência, no entanto, parte desta oscilação deve-se a equiparação da amplitude da força contraeletromotriz com o valor da tensão CC do barramento do inversor, diminuindo a capacidade do controlador de impor a corrente de referência. Este efeito, também observado no caso do controlador PI, ver figura 3.9, é apresentado na figura 3.25, onde são plotadas a corrente e tensão na fase da máquina e onde percebe-se na curva de tensão a aplicação de toda a tensão do barramento, em alguns instantes do ciclo de energização, sem que a corrente atinja a referência de 1.5A de forma rápida. Assim, surgem afundamentos na forma de onda da corrente, ditorcendo-a.

### Condução simultânea de fases

Procedimento semelhante ao utilizado para analisar o comportamento do controlador PI, quando submetido a condução simultânea de corrente entre fases, foi utilizado para avaliar o desempenho do controlador preditivo. Nas figuras 3.26 e 3.27 são apresentadas as correntes e respectivas referências na condição em que há duas fases simultaneamente energizadas. Os resultados foram obtidos utilizando-se o controlador preditivo que incorpora a limitação da fonte de alimentação, estimador de corrente para a rampa de energização e atualização dos coeficientes do controlador. Comparando as curvas nas figuras 3.26 e 3.27, com as das figuras 3.23 e 3.24, pode-se constatar um comportamento semelhante do controlador

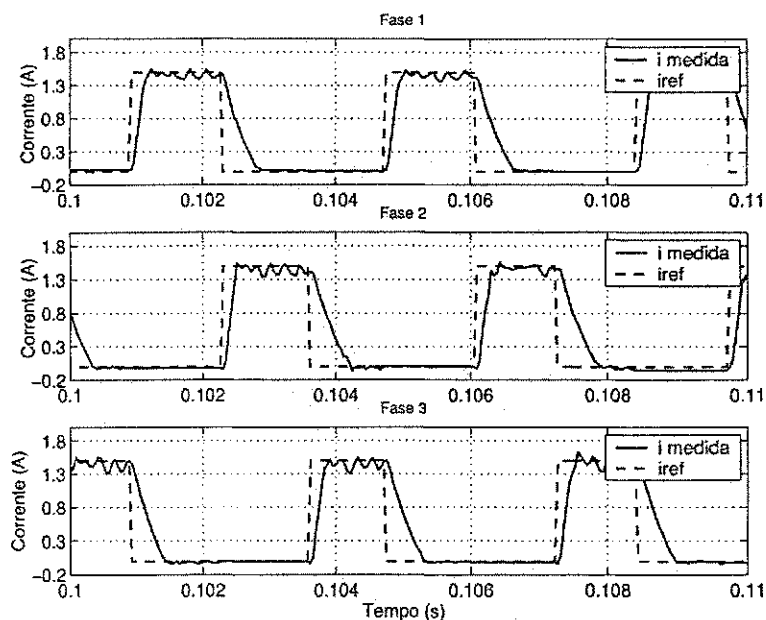


Figura 3.24: Corrente regulada com controlador preditivo considerando saturação da fonte de alimentação, minimização de “overshoot” e atualização dos coeficientes. Velocidade 2000 RPM

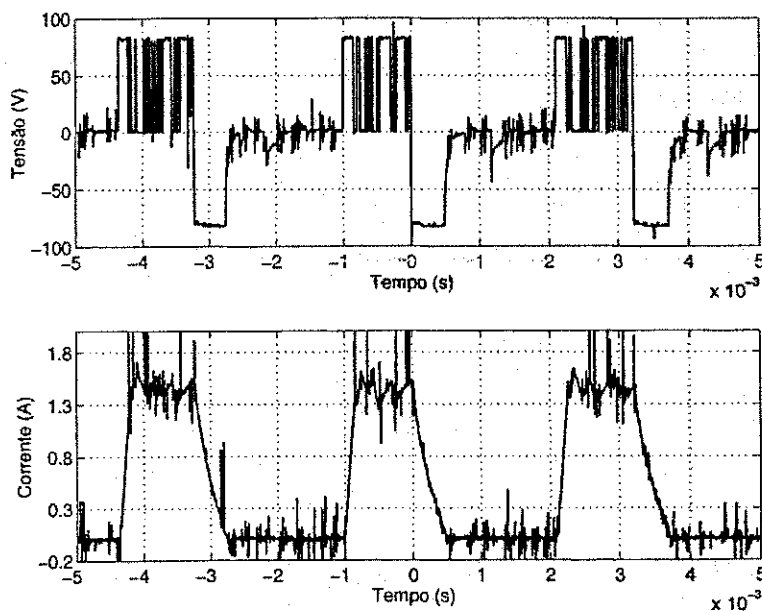


Figura 3.25: Efeito da força contraeletromotriz quando a máquina opera a 2000 RPM.

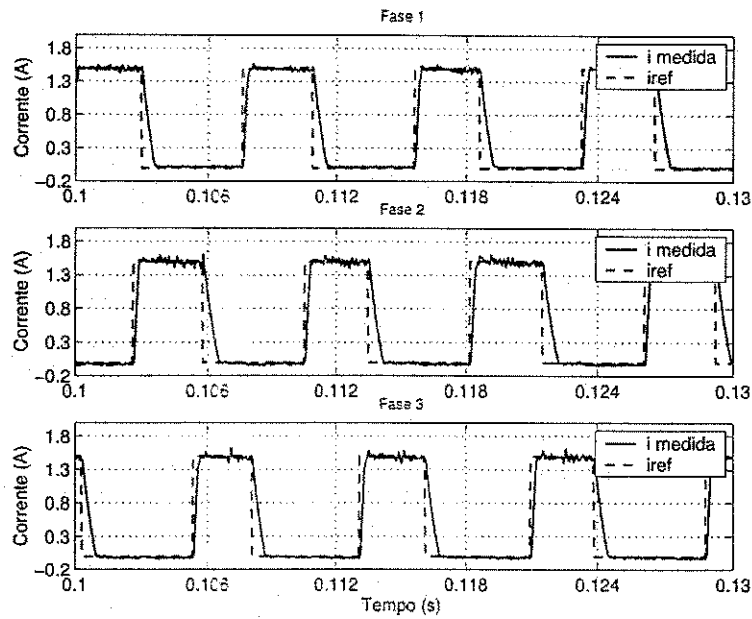


Figura 3.26: Corrente regulada com controlador preditivo com condução simultânea de corrente em fases adjacentes. Velocidade 953 RPM.

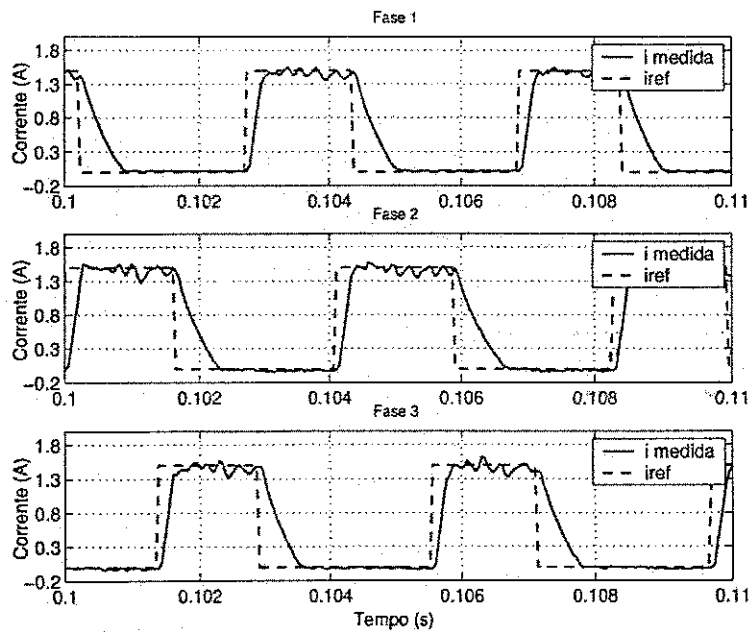


Figura 3.27: Corrente regulada com controlador preditivo com condução simultânea de corrente em fases adjacentes. Velocidade 1804 RPM

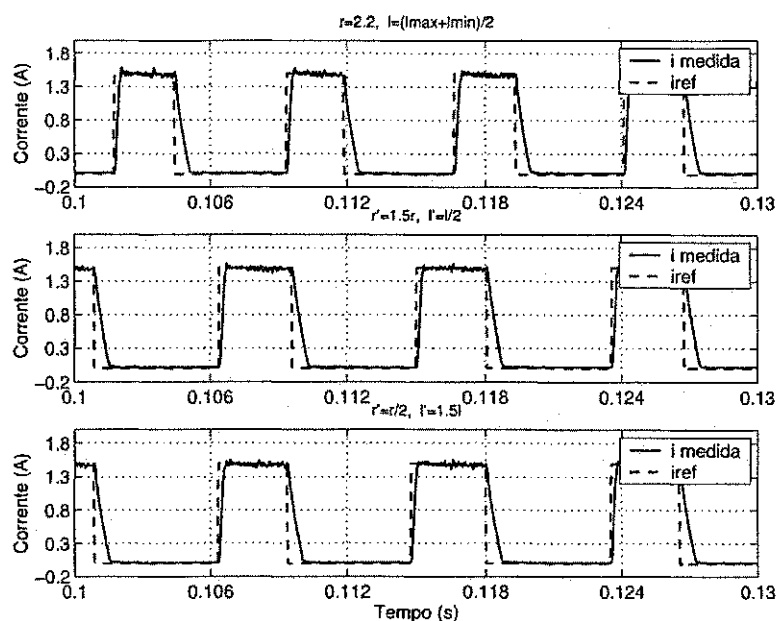


Figura 3.28: Corrente regulada com controlador preditivo com parâmetros desconfigurados. Operação em baixa velocidade.

preditivo em ambas as condições de operação, com amplitude média de oscilação da corrente em torno de 5.3% para ambos os casos. O mesmo comportamento repete-se nos ensaios realizados em velocidades mais altas.

### Variação paramétrica

Apesar da possibilidade de atualização dos coeficientes do controlador preditivo, não é errado supor que os parâmetros do modelo apresentem diferenças com relação aos parâmetros reais da máquina. Além disso, a estratégia de atualização contempla apenas as variações da indutância própria em função da posição rotórica. Assim, é pertinente realizar uma avaliação do comportamento do controlador preditivo a variações paramétricas.

Dois ensaios foram realizados para determinar como o desempenho do controlador seria afetado em função de variações nos parâmetros da máquina. A metodologia adotada nos ensaios supõe que os parâmetros da máquina permanecem estáveis durante o experimento, enquanto os parâmetros utilizados para calcular os coeficientes do controlador, resistência e indutância própria média dos enrolamentos da máquina, são variados de forma cruzada. No primeiro ensaio, considerou-se uma variação de 50% para mais no valor da resistência de fase e uma variação de 50% para menos no valor da indutância média. Na Figura 3.28 são apresentadas as respectivas curvas de corrente obtidas com o controlador preditivo operando nestas condições e a máquina em baixa velocidade. Para facilitar a comparação entre as

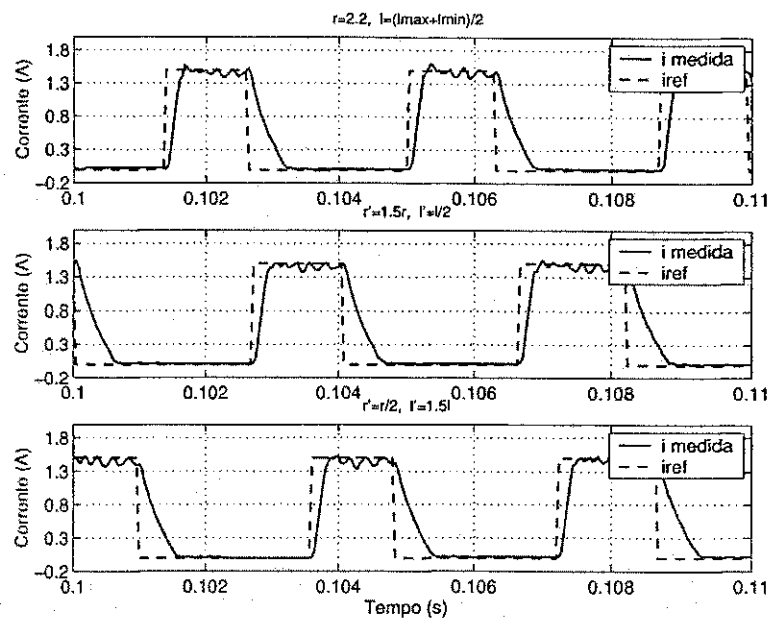


Figura 3.29: Corrente regulada com controlador preditivo com parâmetros desconfigurados. Operação em alta velocidade.

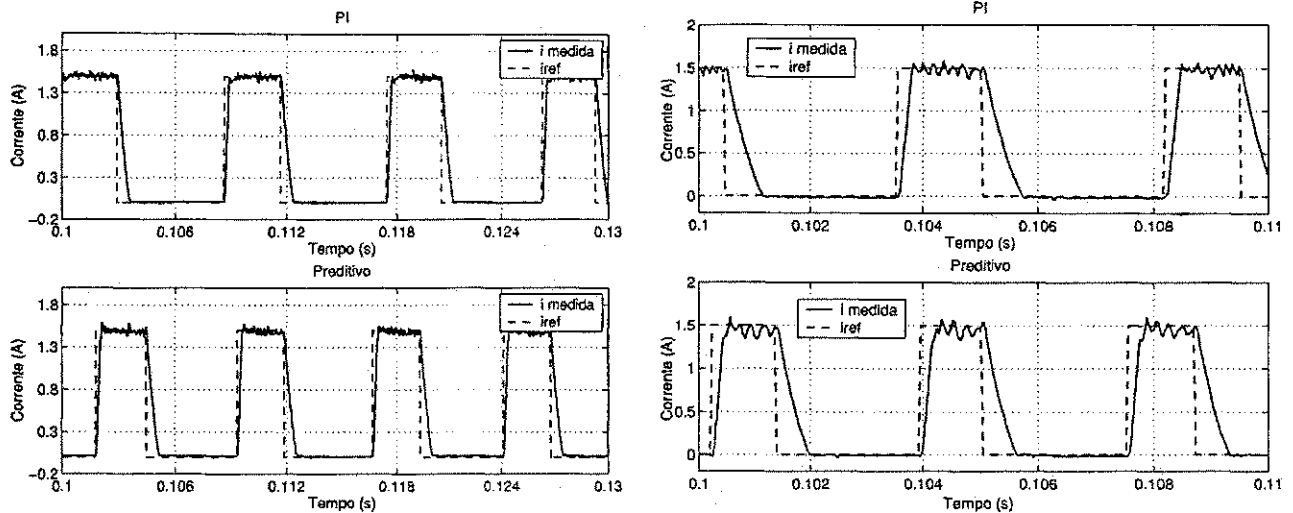
três situações de sintonia dos parâmetros do controlador, são apresentadas na figura 3.28 as correntes medida e estimada na fase 1 da máquina para os três casos. Qualitativamente não se observa maiores alterações no comportamento da corrente nos três casos. Quantitativamente a oscilação média ficou em torno de 4.67% para o controlador com os parâmetros originais, 4.33% para o controlador com a resistência aumentada em 50% e a indutância diminuída em 50% e 6.00% para o controlador com a resistência diminuída em 50% e a indutância aumentada em 50%.

Na figura 3.29 são apresentadas as mesmas curvas quando a máquina está operando em alta velocidade. Como em baixa velocidade, não há maiores diferenças na forma de onda da corrente comparando-se os três casos. Em termos de oscilação, verifica-se um aumento de sua amplitude, favorecida pelo efeito da força contraeletromotriz, em todos os casos de sintonia.

### 3.3.3 Comparação de desempenho dos controladores

Os resultados individuais apresentados para ambos os controladores mostram uma equivalência de desempenho entre os mesmos. Para tornar esta avaliação mais precisa, as configurações de melhor desempenho de cada controlador, sem atualização dos seus coeficientes, foram avaliadas segundo os critérios abaixo. :

1. "Overshoot": Existência e amplitude;



(a) PI - 850 RPM, Predictivo - 1005 RPM

(b) PI - 1648 RPM, Predictivo - 2042 RPM

Figura 3.30: Correntes geradas com o uso dos reguladores PI e Predictivo.

2. Nível de oscilação da corrente;
3. Tempo de subida: definido como o tempo necessário para que a corrente atinja o valor da referência;
4. Complexidade de implementação.

### “Overshoot”

Na figura 3.30 são apresentadas as referências de corrente e correntes geradas com os controladores PI e preditivo. Em baixa velocidade o controlador PI apresenta um pequeno atraso para atingir o valor de referência causado pela ação da malha de “anti-windup”. O controlador preditivo apresenta um pequeno “overshoot”, da ordem de 0.09A, que não se repete em todos os ciclos de energização das fases da máquina.

Na figura 3.31 são apresentadas curvas semelhantes as apresentadas na figura 3.30, no entanto, com a tensão do barramento CC do inversor elevada de 70V para 100V. A velocidade de operação da máquina é de 2381 RPM e 2203 RPM, quando utilizando-se os controladores PI e preditivo, respectivamente. Se comparadas com as curvas da figura 3.30(b), a curva de corrente do controlador preditivo manteve nível de oscilação e “overshoot” iguais enquanto a corrente regulada com o controlador PI teve um aumento significativo no “overshoot” e um crescimento na amplitude da oscilação.

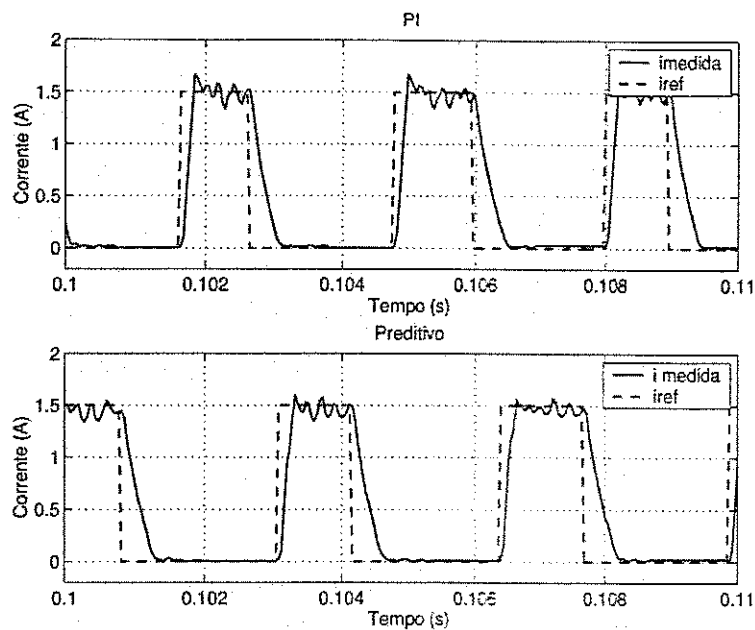


Figura 3.31: Correntes reguladas com controladores PI e preditivo. Operação com  $E_{dc} = 100V$ .

### “Oscilação”

A amplitude média de oscilação observada nas correntes reguladas a partir do controlador PI em baixa e alta velocidade foram respectivamente de 4% e 6%. Para o controlador preditivo, estes índices foram respectivamente de 4% e 7%. Deve ser considerado na análise dos resultados a maior velocidade de operação da máquina, quando a sua corrente foi controlada a partir do controlador preditivo.

### “Tempo de Subida”

O tempo de crescimento da corrente é basicamente determinado pela amplitude da tensão que é aplicada as fases da máquina no início de sua energização, o controlador apenas monitora este crescimento de modo a evitar a ocorrência de “overshoot”. Em todos os ensaios realizados, a tensão do barramento CC do inversor meia ponte foi mantida em torno de 70V, com este nível de tensão, os tempo médios de crescimento da corrente para ambos os controladores foi de  $300\mu s$ .

### “Complexidade de implementação”

Observando a sequência de desenvolvimento de ambos os controladores, percebe-se que foram necessários alguns ajustes em suas estruturas originais para que os mesmos atingissem

um desempenho considerado satisfatório. Para o controlador PI foram necessários a inclusão de uma malha de “anti-windup” e a adição ao sinal de saída do controlador do termo de força contraeletromotriz. Para o controlador preditivo foram incorporados uma estratégia de “anti-windup” e foi considerada a limitação da fonte de alimentação.

A adição de mecanismos de “anti-windup” a estrutura original dos controladores, dá-se por razões distintas. No caso do controlador PI, o mecanismo é necessário para evitar o crescimento da componente do sinal de referência gerada pelo ramo do integrador além do limite físico da fonte de alimentação, sendo uma característica inerente a implementação do controlador PI. No caso do controlador preditivo, o mecanismo evita que haja “overshoot” devido ao atraso de medição da corrente, sendo este atraso da ordem de grandeza do período de amostragem. Atrasos menores, podem teoricamente ser suportados pelo controlador, sem que seja necessário o mecanismo de “anti-windup”.

Com relação a utilização de termos de compensação, observa-se que o mesmo é necessário para que o controlador PI produza uma regulação eficiente da corrente. A estimação deste termo requer o conhecimento da curva característica  $\frac{dL(\theta)}{d\theta} \times \theta$  da máquina, ou uma aproximação desta. No caso do controlador preditivo, sua expressão foi alterada de modo a compensar de forma indireta o termo da força contraeletromotriz.

### 3.4 Conclusão

Neste capítulo foi analisado o desempenho do controle de corrente preditivo aplicado no acionamento de máquinas a relutância variável. De forma a ter um parâmetro de comparação, foram realizados testes experimentais com um controlador PI e o controlador preditivo proposto. Na faixa de velocidades abaixo de 1000 RPM, observou-se um desempenho aproximado entre os controladores, com o controlador preditivo apresentando um pequeno “overshoot”, não observado na resposta do controlador PI. Em velocidades superiores a 1600 RPM, também observou-se desempenho equivalente entre os controladores, com ambos apresentando um aumento na amplitude de oscilação da corrente.

Além do efeito da força contraeletromotriz, significativo em velocidades elevadas, os controladores também foram submetidos aos efeitos do acoplamento mútuo entre fases, quando a máquina foi operada com a condução simultânea de duas fases. Novamente o que se observou foi a reprodução do desempenho obtido com a condução individual das fases da máquina.

A análise de desempenho dos controladores seguiu uma sequência onde a cada passo era incorporada uma alteração a estrutura do controlador anterior, com o objetivo de obter uma



resposta da corrente com boa regulação em regime, rápida resposta ao degrau de referência e sem “overshoot”. Com relação a estrutura original do controlador PI, foram incorporadas uma malha de “anti-windup” e um termo de compensação da força contraeletromotriz. Ao controlador preditivo, foi incorporado um fator de ponderação que considera a limitação da fonte de alimentação e também um mecanismo de “anti-windup”, para evitar o “overshoot”.

O efeito do “overshoot”, observado na resposta de corrente do controlador preditivo, deve-se principalmente ao atraso na medição de corrente. Observou-se também que o efeito é mais crítico no instante de energização da fase, quando a elevada taxa de crescimento da corrente determina uma grande variação da mesma entre duas amostragens sucessivas.

As estruturas completas atenderam as especificações de projeto e apresentaram desempenhos bastante semelhantes entre si, sob certas condições de operação. No entanto, as diferenças surgem quando são comparadas as estruturas dos controladores. Na estrutura do controlador PI há um termo de compensação definido pela força contraeletromotriz, cuja determinação, demanda o conhecimento da curva característica  $\frac{dL(\theta)}{d\theta} \times \theta$  da máquina. Com o controlador preditivo é possível obter desempenho equivalente com nível menor de conhecimento da máquina, no entanto, atrasos na medição da corrente provocam “overshoot”.

As análises demonstraram a veracidade dos estudos apresentados na literatura técnica que apontam para a degradação da resposta do controlador PI com o aumento da velocidade de operação da máquina. Observa-se degradação também na resposta do controlador preditivo, entretanto, em um nível inferior ao apresentado pelo controlador PI, como pôde ser observado nas curvas das figuras 3.30(b) e 3.31.

A utilização da estratégia de comutação da corrente entre as fases da máquina baseada na relação fluxo  $\times$  corrente, torna simples a implementação de mecanismos de atualização dos parâmetros dos controladores. Em uma das implementações do controlador preditivo, foi utilizada a estimação da indutância de fase a partir do fluxo estimado e da corrente medida para atualizar os coeficientes “ $f$ ” e “ $h$ ” do controlador. O ganho obtido foi uma redução na amplitude da oscilação da corrente.

A atualização dos coeficientes do controlador preditivo ao longo da operação da máquina atende especificamente a característica de variação intrínseca da indutância de fase da máquina. No entanto, durante a operação da máquina pode haver alterações na resistência de seus enrolamentos, com impacto no comportamento do controlador. Assim, foram realizados ensaios de avaliação do comportamento do controlador preditivo, a coeficientes fixos, na condição em que os parâmetros da máquina variam. Os resultados obtidos demonstraram a excelente tolerância do controlador as variações a que foi submetido.

Os resultados apresentados ao longo do capítulo permitem indicar o controlador preditivo

como uma alternativa eficiente para o controle de corrente em acionamentos baseados em máquinas a relutância variável. Foi demonstrado que seu desempenho equipara-se ao do controlador PI, sendo que sua implementação é mais simples. Ambos os controladores sofrem com os efeitos do aumento da força contraeletromotriz, no entanto, sem que sejam necessários ajustes nos parâmetros dos controladores, o controlador preditivo mantém um desempenho mais constante do que o do controlador PI, sob estas condições de operação.

## Capítulo 4

# Identificação das Curvas Características de uma MRV

### 4.1 Introdução

Nas máquinas a relutância variável a movimentação do seu eixo segue de forma síncrona a sequência de energização de suas fases. Desta forma, a máquina pode ser acionada sem que a posição do rotor seja conhecida, no entanto, neste modo de operação há uma maior oscilação no conjugado gerado pela máquina, a faixa de velocidade de operação é restrita e o rendimento da máquina é baixo. Em geral a operação destas máquinas está associada ao conhecimento da posição instantânea do rotor. Também há estratégias mais simples onde apenas uma ou algumas posições específicas precisam ser identificadas durante a operação da máquina para promover a comutação da corrente entre suas fases.

A determinação da posição do rotor da máquina utilizando sensores eletromecânicos tem sido gradativamente substituída por técnicas do tipo “sensorless”. Entre as razões para esta substituição estão custo, confiabilidade e disponibilidade dos sistemas. As técnicas de identificação da posição do rotor podem ser agrupadas de uma forma ampla em dois grupos. No primeiro grupo estão as técnicas que utilizam as grandezas terminais das fases energizadas da máquina e no segundo grupo as técnicas que injetam sinais de teste para obtenção da informação de posição. Aspectos como a geometria da máquina e a velocidade de operação servem como parâmetros para seleção da melhor estratégia a ser utilizada.

Além da informação da posição do rotor, outras variáveis são empregadas para controlar o acionamento de uma máquina a relutância variável. A taxa com que estas grandezas variam determinam o posicionamento de suas malhas dentro da estrutura do sistema de controle da máquina. Em geral, as malhas mais internas são ocupadas pelo controle de

grandezas como corrente e fluxo, por exemplo, que apresentam taxas de controle da ordem de dezenas de KHz. As malhas mais externas são ocupadas por grandezas como conjugado, velocidade e posição, por exemplo, com taxas de controle menores.

Nas malhas de controle de corrente, empregadas na grande maioria dos sistemas de acionamento de máquinas a relutância variável, são comumente utilizados controladores do tipo histerese, PWM (PI ou PID) R.B.Inderka, Menne e Doncker (2002) ou mesmo uma associação destes para se obter uma resposta eficiente ao longo de toda faixa de velocidade da máquina Gallegos-Lopez, Walters e Rajashekara (2001).

As estratégias de controle empregadas para controlar a operação das máquinas a relutância variável são definidas de acordo com o propósito do acionamento. Estratégias que visam minimizar as oscilações de conjugado Oliveira (2003b) representam um conjunto dentre as estratégias desenvolvidas para acionamento das máquinas a relutância variável, já que este tipo de máquina gera conjugado com alto nível de oscilação. Neste tipo de estratégia o conhecimento das curvas características da máquina: indutância  $\times$  posição e  $dL/d\theta \times$  posição são fundamentais para se obter um desempenho satisfatório.

A escolha da estrutura do sistema de acionamento da máquina a relutância variável representa o primeiro passo no processo de desenvolvimento de um sistema que permita colocar em operação uma máquina cujas características são desconhecidas. O sistema deve ter os recursos que o permitam caracterizar a máquina, nunca perdendo a perspectiva de que também deve ser simples o bastante para torná-lo competitivo técnica e economicamente.

Os métodos comumente utilizados para caracterizar a máquina a relutância variável são o baseado no fluxo Cosser e Miller (1992), onde são medidas a corrente e tensão na fase da máquina e a partir destas determinado o fluxo e o baseado na medição do conjugado estático Cosser e Miller (1992). Em ambos os casos as medições são realizadas em várias posições angulares, sendo a máquina mantida parada nestas posições. A resolução angular desejada define o número de repetições do procedimento de ensaio da máquina, que pode demandar um tempo elevado. Alguns sistemas automáticos de caracterização da máquina tem sido propostos, nestes o motor a relutância chaveada é acionado a partir de um posicionador de alta resolução Rasmussen (1998) ou manualmente Cheok e Ertugrul (2001). Ambos os sistemas realizam uma precisa caracterização da máquina, com uma estrutura experimental relativamente simples, mas ainda utilizando recursos externos para sua implementação.

Neste capítulo serão discutidos os procedimentos a serem empregados em um sistema de acionamento de máquinas a relutância variável, que o permita caracterizar a máquina e a partir desta caracterização possibilite o seu acionamento. O sistema deverá iniciar a caracterização da máquina baseado apenas nas informações abaixo. Além disso, a estrutura

de acionamento deve ser a mesma encontrada em um sistema comum, baseado em um inversor de tensão, medição de corrente (eventualmente de tensão) e malhas de controle.

- configuração geométrica da máquina;
- número de fases;
- corrente nominal ;
- tensão nominal;

## 4.2 Modelagem do Inversor

O sistema autocomissionado proposto utiliza a estrutura de hardware de um sistema básico para acionamento de máquinas a relutância variável, formado por um inversor e sensores de corrente. A determinação do modelo do inversor e a calibração da medição de corrente são necessários para que se possa determinar os parâmetros e curvas características da máquina.

A metodologia adotada para modelagem do inversor foi a de representar a queda de tensão quando duas chaves estão conduzindo,  $e_{sw}$ , e quando a condução ocorre por uma chave e um diodo,  $e_{swd}$ , que corresponde a operação no modo “soft chopping”,

$$e_{sw} = a_{swk}i_k + b_{swk} \quad (4.1a)$$

$$e_{swd} = a_{swdk}i_k + b_{swdk} \quad (4.1b)$$

onde  $a_{swk}$  representa a resistência dinâmica de condução das chaves de potência do  $k$ -ésimo braço do inversor,  $b_{swk}$  é a queda de tensão de limiar nas chaves do  $k$ -ésimo braço do inversor,  $a_{swdk}$  é a resistência dinâmica de condução do diodo + chave de potência do  $k$ -ésimo braço do inversor e  $b_{swdk}$  é a queda de tensão de limiar do diodo + chave do  $k$ -ésimo braço do inversor.

Para determinar os valores de  $a_{swk}$  e  $b_{swk}$ , para cada um dos braços do inversor, foi empregada a seguinte metodologia. As chaves do inversor meia ponte assimétrica foram controladas a partir de um sinal de 20KHz e ciclo de trabalho de 40%. A tensão do barramento foi ajustada para obter diferentes níveis de corrente. Durante o período de aplicação de tensão às fases da máquina seu valor foi medido e o valor da tensão do barramento. O procedimento foi repetido para valores distintos de corrente e os pares (*erro*, *i*) foram utilizados para cálculo dos termos  $a_{swk}$  e  $b_{swk}$  a partir de uma estimativa por mínimos quadrados. O valor *erro* corresponde a diferença entre a tensão aplicada a fase da máquina e a tensão do barramento.

Na Figura 4.1 são apresentadas as curvas da diferença entre a tensão da carga e a tensão do barramento CC. Na Figura 4.2 são apresentadas as curvas de erro e as respectivas curvas de interpolação.

As expressões de erro de tensão para as três fases são apresentadas abaixo

$$e_{sw1} = 0.3727i_k + 2.0669 \quad (4.2a)$$

$$e_{sw2} = 0.6102i_k + 1.8113 \quad (4.2b)$$

$$e_{sw3} = 0.3853i_k + 2.3921 \quad (4.2c)$$

Para determinar os valores de  $a_{swdk}$  e  $b_{swdk}$ , para cada um dos braços do inversor, foi empregada a seguinte metodologia. O inversor meia ponte assimétrica aplica um pulso de corrente as fases da máquina, uma por vez. A amplitude dos pulsos é aumentada a cada nova medição. Quando a corrente atinge a referência especificada, umas das chaves é desligada e inicia o processo de desenergização. Durante esta fase é medida a tensão reversa aplicada a fase da máquina, que representa a tensão sobre a chave mantida ligada e o diodo de roda livre que entra em condução. Os valores de tensão e corrente são utilizados para determinação dos termos  $a_{swdk}$  e  $b_{swdk}$  a partir de uma estimação por mínimos quadrados.

Na Figura 4.3 são apresentadas as curvas de tensão reversa em cada uma das fases e as respectivas curvas de interpolação. Na Figura 4.4 são apresentadas as curvas de medição e estimadas a partir das expressões para cálculo das tensões reversas.

As expressões de tensão reversa para as três fases são apresentadas abaixo

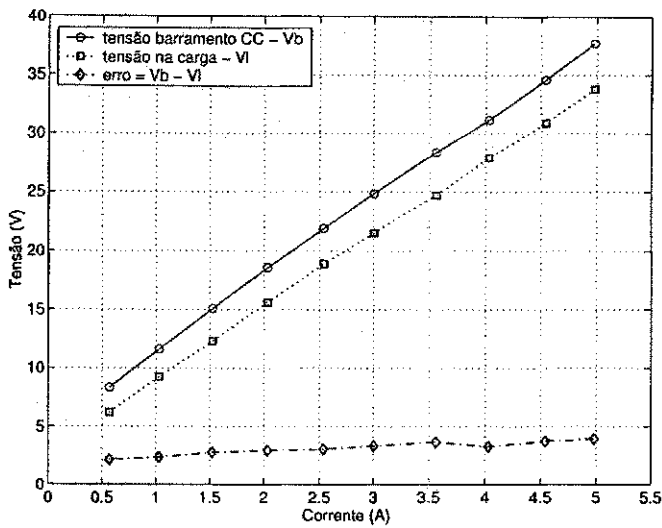
$$e_{swd1} = -0.4597i_k - 1.5275 \quad (4.3a)$$

$$e_{swd2} = -0.3887i_k - 1.5016 \quad (4.3b)$$

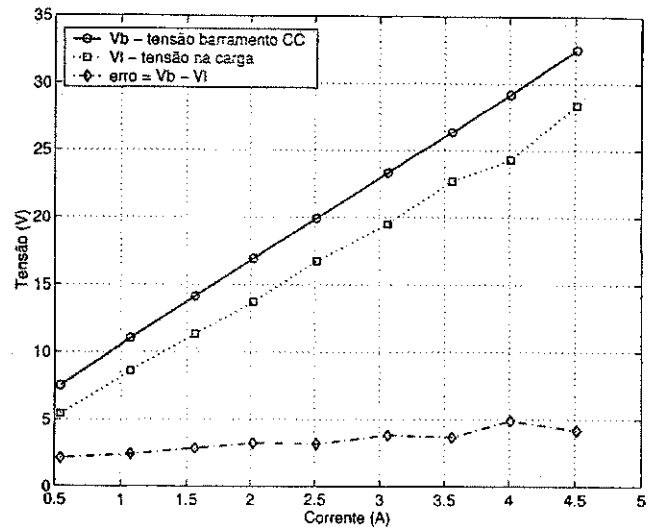
$$e_{swd3} = -0.5260i_k - 1.4445 \quad (4.3c)$$

### 4.3 Determinação da curva característica $L_k(\theta, i) \times \theta$ : Identificação simplificada.

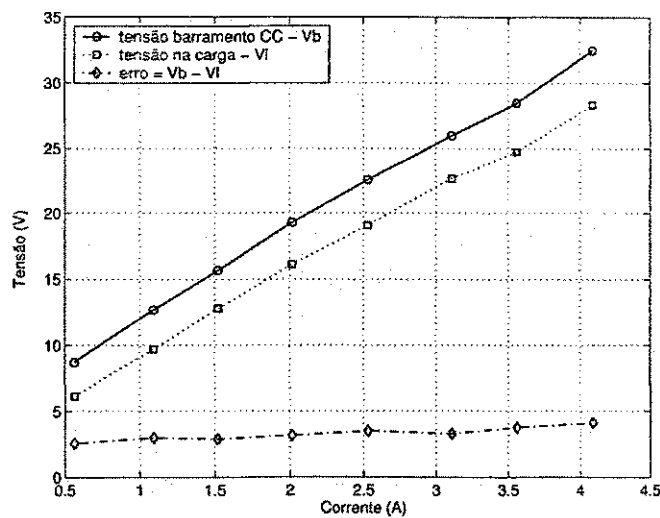
A curva característica  $L_k(\theta, i) \times \theta$  de uma máquina a relutância variável é periódica em relação a posição angular do rotor. Para a máquina utilizada experimentalmente com 12 pólos no estator e 8 pólos no rotor, a indutância repete-se a cada  $45^\circ$  mecânicos ( $360^\circ/N_r$ , onde  $N_r$  representa o número de pólos do rotor). A curva  $L_k(\theta, i) \times \theta$  de cada fase da máquina, mostradas na Figura 4.5, pode ser dividida em três segmentos: segmento de indutância



(a) Fase 1

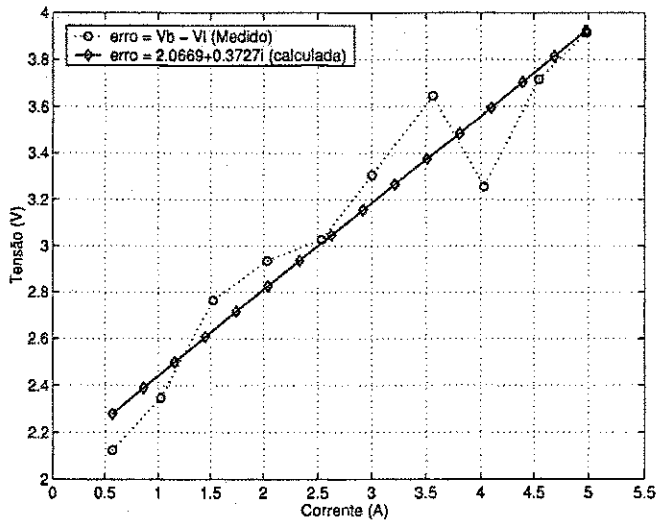


(b) Fase 2

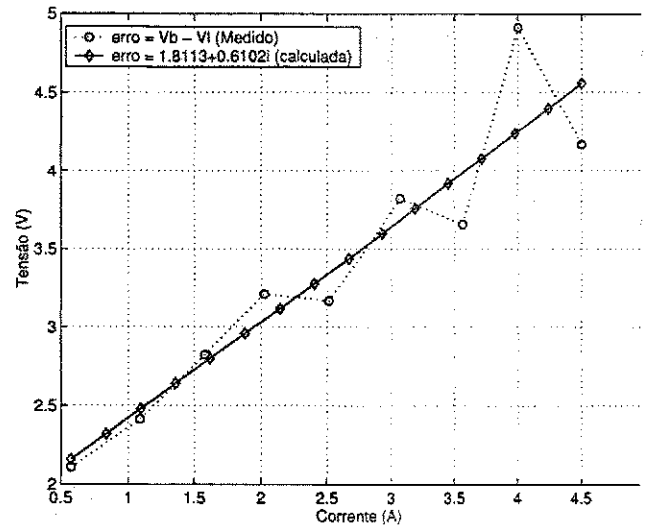


(c) Fase 3

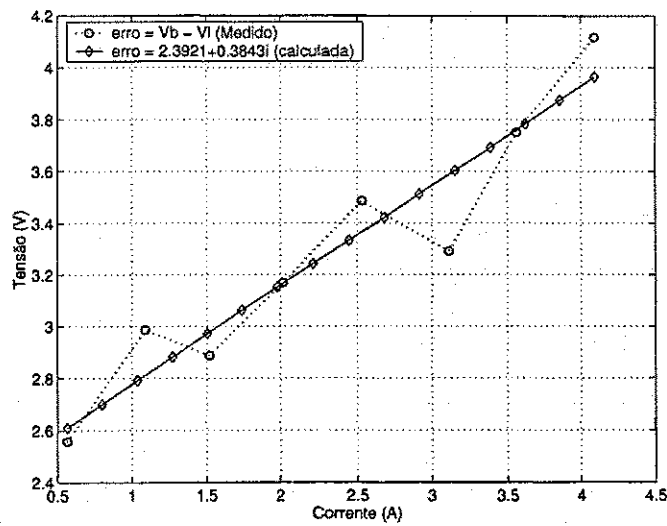
Figura 4.1: Curvas representado a diferença entre a tensão no barramento e nas fases da máquina.



(a) Fase 1



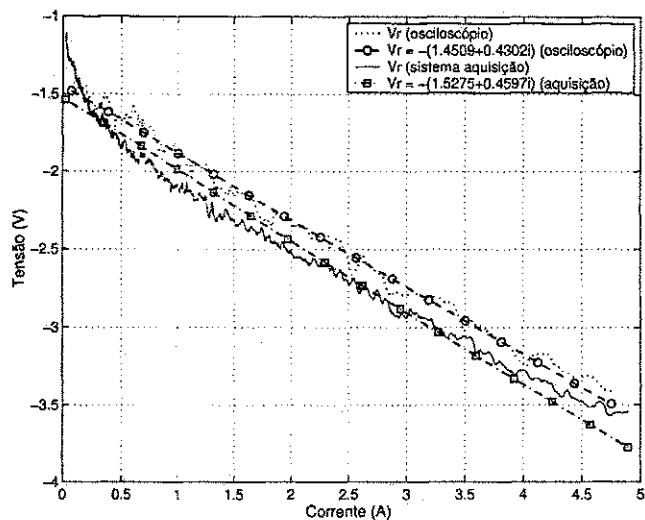
(b) Fase 2



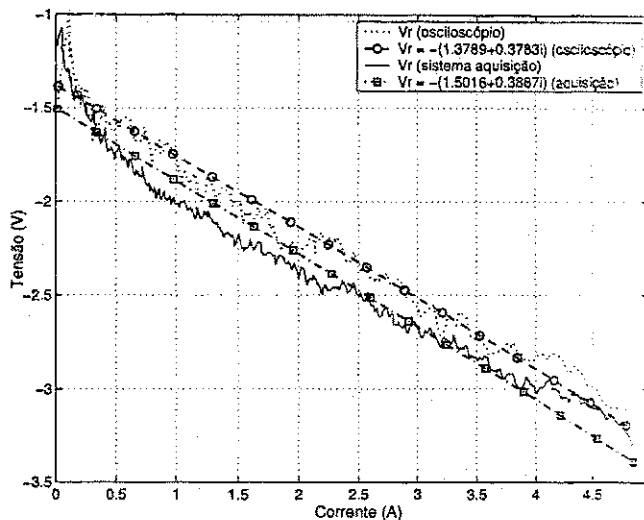
(c) Fase 3

Figura 4.2: Curvas de interpolação da diferença de tensão.

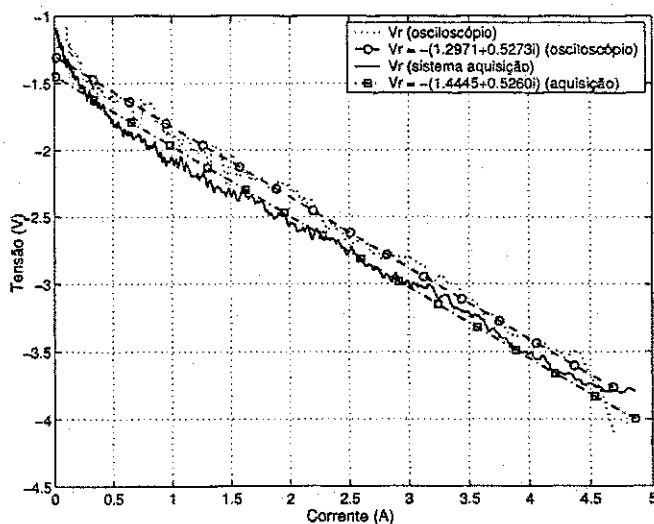




(a) Fase 1

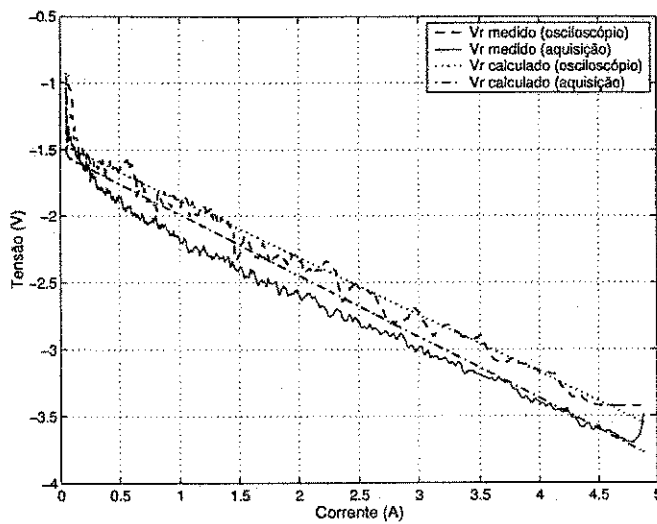


(b) Fase 2

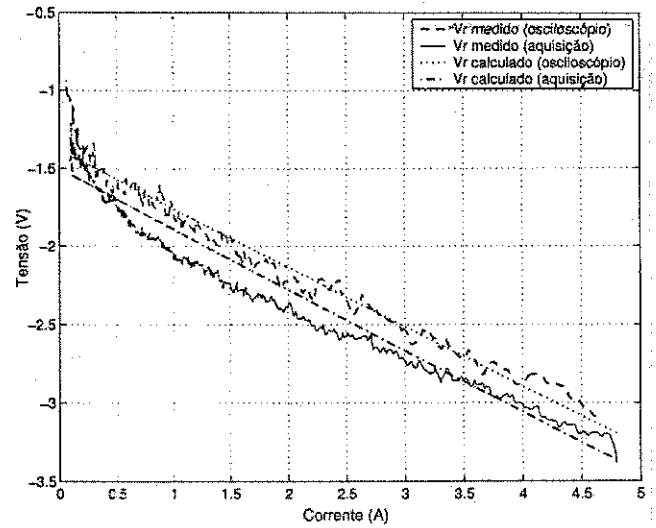


(c) Fase 3

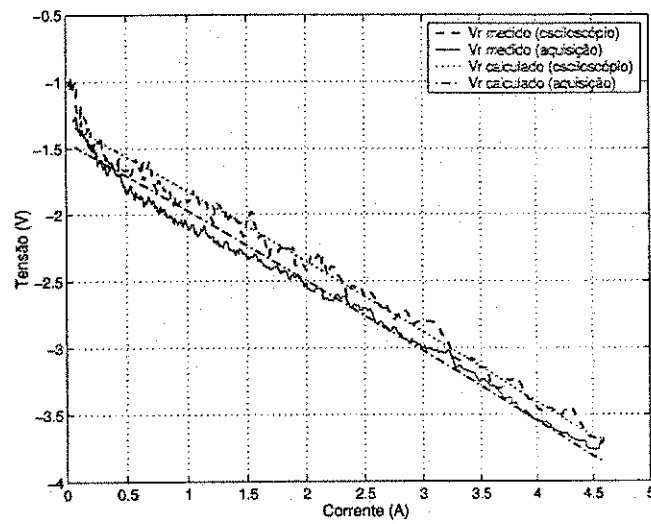
Figura 4.3: Curvas de tensão reversa e respectivas curvas de interpolação.



(a) Fase 1



(b) Fase 2



(c) Fase 3

Figura 4.4: Curvas de tensão reversa medidas e calculadas.

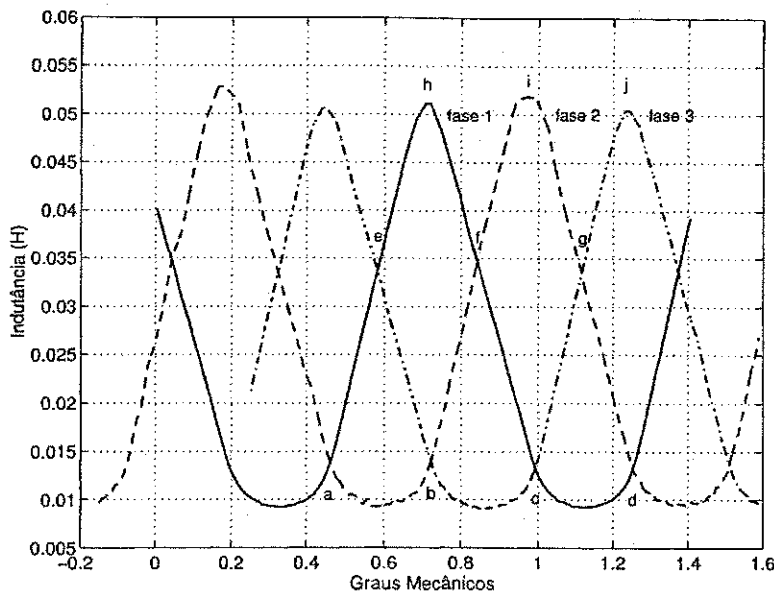


Figura 4.5: Perfil de Indutância  $\times$  Posição da máquina utilizada nos ensaios.

crecente, segmento de indutância decrescente e segmento de indutância constante. Cada segmento estende-se por  $15^\circ$  mecânicos.

Considerando a fase 2, o segmento em que a indutância cresce estende-se do ponto “b” (intersecção das fases 2 e 3) até o ponto “i”. A escolha da origem do eixo de posição,  $\theta$ , é arbitrária, assim, a seleção da origem pode ser baseada na posição de máxima indutância da fase 1, ou seja, este ponto passa a representar a origem do eixo  $\theta$ . Durante a operação como motor, a região de interesse para produção de conjugado positivo é representada pelo segmento em que há o crescimento da indutância. Considerando a origem definida no ponto “b”, esta região estende-se de  $\theta = 0^\circ$  a  $\theta = 15^\circ$ , posição de máxima indutância. Neste intervalo a inclinação da curva de indutância é praticamente constante, desta forma, a curva de indutância pode ser aproximada por um segmento de reta, expresso por.

$$L_k(\theta, i) = l_c + ml_e\theta \text{ ou} \tag{4.4}$$

$$L_k(\theta, i) = l_c + ml_m\theta \tag{4.5}$$

onde:

$$ml_m = \frac{L_a - l_c}{15^\circ}, ml_e = \frac{L_a - l_c}{120^\circ} \tag{4.6}$$

$L_a$  é a indutância própria por fase da máquina na posição de alinhamento,  $l_c$  é a indutância no ponto em que as curvas de indutância de duas fases adjacentes se cruzam, pontos “a”, “b”, “c” e “d” nas curvas da Figura 4.5, enquanto a indutância da terceira fase está em seu máximo valor,  $ml_m$  é o coeficiente de inclinação da curva de indutância, expresso em graus mecânicos, e  $ml_e$  é o coeficiente de inclinação da curva expresso em graus elétricos. O

cálculo de  $ml_m$  e  $ml_e$  requer o conhecimento de  $l_c$  e  $L_a$ , que são obtidos a partir do seguinte procedimento:

1. Uma das fases da máquina a relutância variável é energizada fazendo com que a mesma se desloque para a posição de sua máxima indutância. A energização é mantida para que a máquina permaneça parada nesta posição;
2. Na sequência são aplicados pulsos de corrente de curta duração nas duas outras fases da máquina;
3. O tempo de crescimento da corrente até a mesma atingir um valor pré estabelecido é medido e o fluxo é calculado pela integração de  $(v_k - ri_k)$  durante a aplicação do pulso de corrente;
4. Com os dados coletados no passo 3, o valor de  $L_k(\theta, i)$ , de ambas as fases, pode ser calculado a partir da constante de tempo,  $(l_c/r_s)$ , do circuito RL representado pelos enrolamentos de fase da máquina ou a partir da relação entre o fluxo e a corrente;
5. Os passos 2, 3 e 4 são repetidos para determinar a máxima indutância da fase que foi energizada no passo 1.

Uma vez determinados os valores de  $l_c$ ,  $ml_e$  e  $ml_m$  as expressões (4.4) ou (4.5) podem ser utilizadas para determinar o valor da indutância  $L_k(\theta, i)$ , em qualquer posição desejada. Substituindo o valor de  $L_k(\theta, i)$  na expressão do fluxo,

$$\lambda_k(\theta, i) = L_k(\theta, i)i_k \quad (4.7)$$

pode-se determinar um fluxo de referência para a posição e nível de corrente desejados. O fluxo de referência calculado pode ser utilizado em estratégias de comutação baseadas nas informações de fluxo e corrente. Esta metodologia Oliveira, Lima e Jacobina (2003, 2002a) torna flexível a escolha dos ângulos de comutação, desde que, para cada posição angular há um conjunto significativo de pares ordenados (fluxo, corrente).

Os valores da indutância de cruzamento,  $l_c$ , e da máxima indutância,  $L_a$ , são afetados de forma diferente pelo efeito da saturação. A primeira é praticamente imune aos efeitos da saturação, já que a mesma ocorre quando os pólos do estator e rotor estão praticamente desalinhados. No entanto, o valor da indutância máxima é fortemente afetado pelos efeitos da saturação, desde que esta indutância reflete o total alinhamento entre os pólos do estator e do rotor. Na Figura 4.6 são mostradas as curvas de fluxo  $\times$  corrente, nas posições relativas a ocorrência de  $l_c$  e  $L_a$ , onde fica evidente o efeito da saturação nestas duas posições.

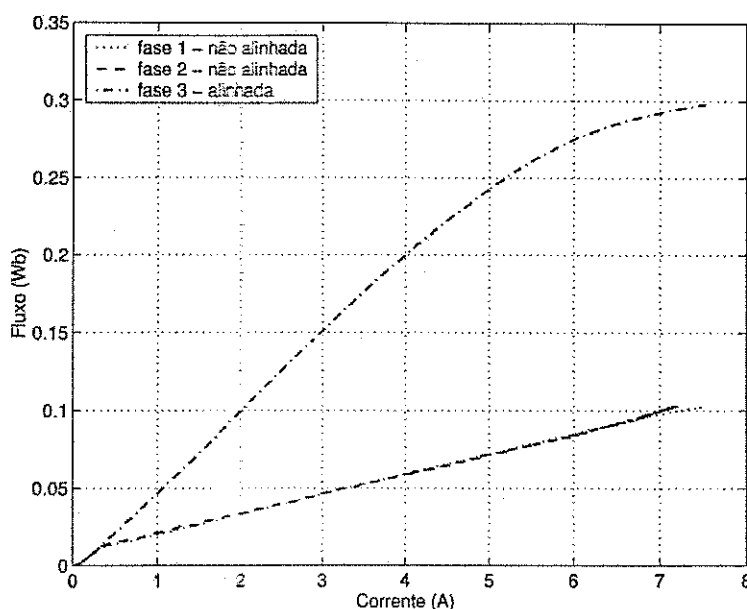


Figura 4.6: Efeitos da saturação nas curvas de Fluxo  $\times$  Corrente.

O efeito da saturação tende a reduzir o valor da máxima indutância e a inclinação da curva de indutância ( $ml_m$  e  $ml_e$ ) na região de sua influência. A redução da indutância sinaliza que o valor de  $L_a$  deve ser determinado para o nível de corrente de operação desejado. Uma vez que a mesma tenha sido determinada, os coeficientes  $ml_m$  e  $ml_e$  podem ser calculados para esta condição de operação. A determinação de  $l_c$  pode ser implementada como descrito anteriormente, contudo, como  $L_a$  varia em função da corrente, na zona de saturação, seu valor deve ser determinado pela relação entre fluxo e corrente. Nas curvas apresentadas nas Figuras 4.7 e 4.8 os valores das indutâncias são plotados em função da corrente. Na Figura 4.7 é apresentada a curva da indutância na posição de máximo alinhamento e na Figura 4.8 a curva de indutância na posição equivalente a ocorrência de  $l_c$ . Observa-se na curva da Figura 4.7 uma redução no valor de  $L_k(\theta, i)$  quando a corrente cresce até 6.0A.

#### 4.3.1 Determinação da resistência dos enrolamentos da máquina:

$r_s$

De acordo com o método simplificado para determinação da curva  $L_k(\theta, i) \times \theta$ , os valores das indutâncias  $L_a$  e  $l_c$  são obtidos a partir da constante de tempo do circuito RL formado pelos enrolamentos de fase da máquina ou das curvas de fluxo  $\times$  corrente. Em ambos os casos o conhecimento de  $r_s$  é necessário, assim, sua determinação deve ser implementada dentro do método proposto. Para obter o valor de  $r_s$ , é aplicada aos enrolamentos da

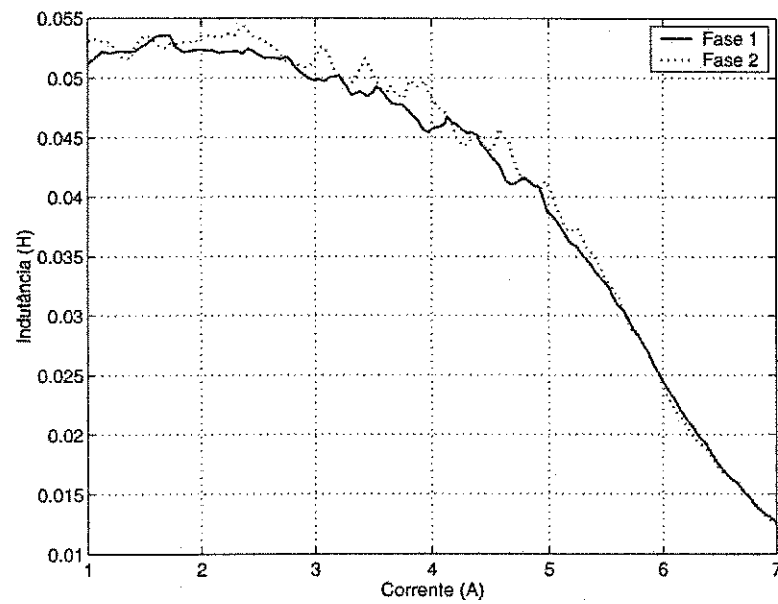


Figura 4.7: Efeitos da saturação no valor da indutância na posição alinhada.

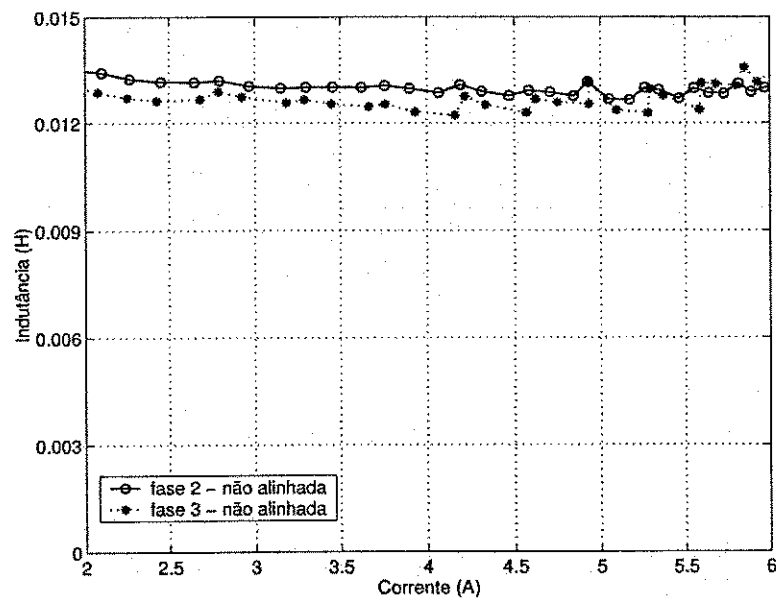
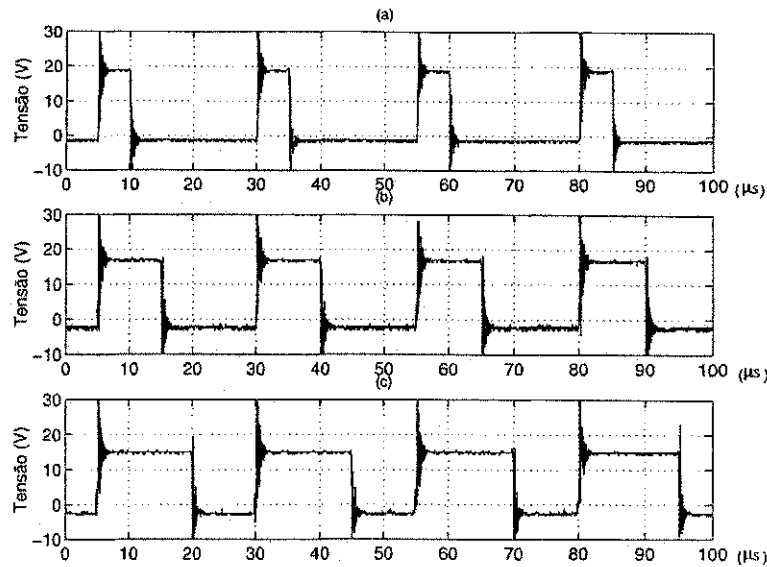


Figura 4.8: Efeitos da saturação no valor da indutância na posição desalinhada.


 Figura 4.9: Curvas de tensão para determinação de  $r_s$ .

máquina uma corrente constante, que resulta na eliminação dos efeitos da indutância. A máquina também é mantida parada, eliminando a componente de força contraeletromotriz, desta forma, a tensão nos terminais da máquina corresponderá apenas a queda de tensão resistiva. Para gerar uma corrente constante, usando o sistema de acionamento da própria máquina, é usada uma sequência de pulsos com duração e período constantes. A duração do pulso é determinada a partir da expressão (4.8), que é função da tensão CC do barramento do inversor e da corrente que se pretende injetar na máquina.

$$\tau = T \frac{(v_{k\_dc} + e_{sw})}{(E_{dc} - e_{sw} + e_{swd})} \quad (4.8)$$

onde:  $v_{k\_dc}$  é a tensão CC a ser aplicada na  $k$ -ésima fase da máquina;

$E_{dc}$  é a tensão CC do barramento;

$e_{sw}$  é a queda de tensão das chaves ligadas em série com os enrolamentos da máquina em um sistema utilizando o inversor meia ponte assimétrica para o acionamento;

$e_{swd}$  é a queda de tensão em uma chave e um diodo de roda livre;

$\tau$  é a duração do pulso PWM;

$T$  é o período de chaveamento PWM.

Da expressão (4.8) nota-se a importância em conhecer as distorções provocadas na tensão gerada, devido as quedas de tensão nas chaves de potência e diodos. O conhecimento das características do inversor permite calcular os valores de tensão média aplicados aos enrolamentos da máquina, a partir da expressão (4.8), evitando assim, a utilização de sensores para medição da tensão.

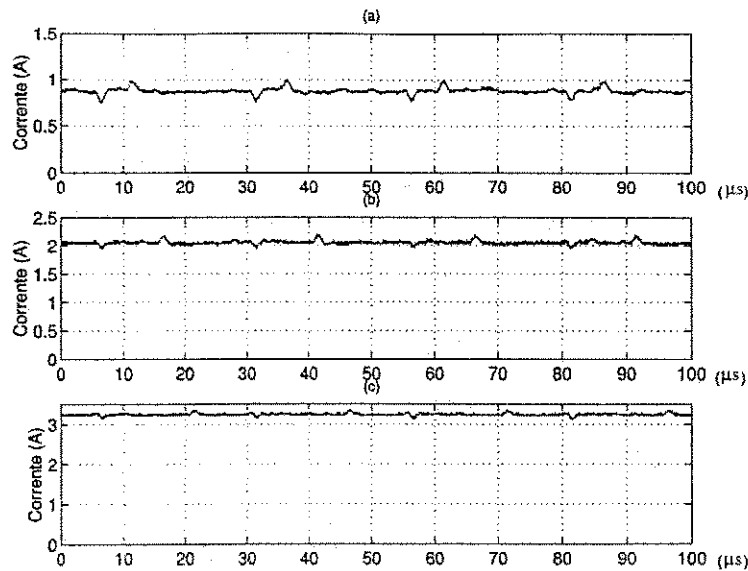


Figura 4.10: Curvas de corrente para determinação de  $r_s$ .

Nas Figuras 4.9 e 4.10 são apresentadas as formas de onda da tensão e corrente aplicadas a máquina para determinação da resistência dos enrolamentos de fase. Nas Figuras 4.9(a), 4.9(b) e 4.9(c) são apresentados os sinais de tensão com larguras de pulso de  $5\mu s$ ,  $10\mu s$  e  $15\mu s$ , respectivamente. Nas Figuras 4.10(a), 4.10(b) e 4.10(c) são apresentadas as curvas das respectivas correntes geradas. Note que a forma de onda da corrente é praticamente constante, havendo uma pequena perturbação nos instantes de comutação.

Os valores calculados para a resistência, obtidos a partir da aplicação da corrente contínua nos enrolamentos da máquina são apresentados na tabela 4.1. Também são apresentados os valores de  $e_{sw}$  e  $e_{swd}$  em função da corrente.

$\tau(\mu s)$	$I(A)$	$e_{sw}(V)$	$e_{swd}(V)$	$r_s(\Omega)$
5.0	0.9175	2.39	1.88	2.3646
10.0	1.9952	3.53	3.28	2.1151
15.0	3.2164	3.99	3.44	2.1455

Tabela 4.1: Valores de resistência de fase

O valor nominal da resistência da máquina é  $2.2\Omega$ .

### 4.3.2 Procedimento experimental - Identificação simplificada

Na Figura 4.11 é apresentada a curva de teste utilizada para determinar o valor de  $l_c$ , utilizado na sequência para determinação dos coeficientes  $ml_m$  e  $ml_e$ .



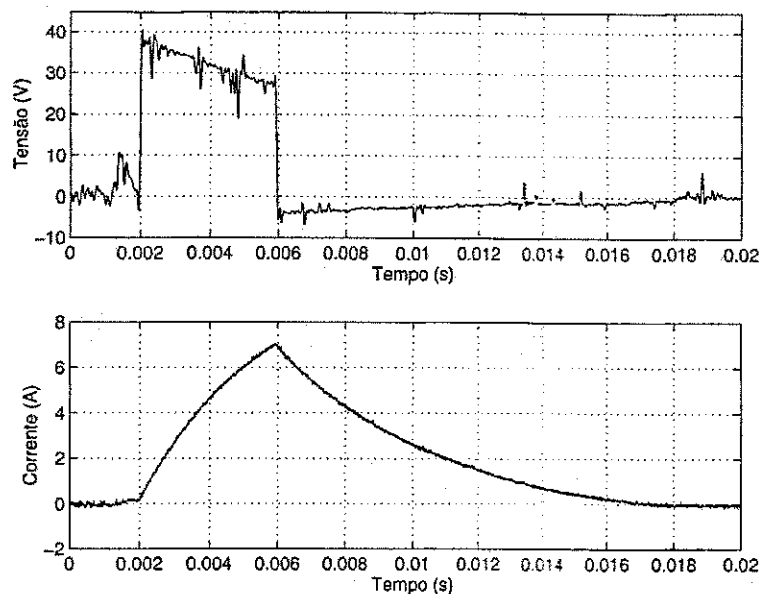


Figura 4.11: Tensão e corrente para determinação de  $l_c$ .

Note que há uma pequena tensão negativa quando a corrente diminui, cujo valor deve ser considerado quando do cálculo da constante de tempo  $l_c/r_s$ . Na Figura 4.12 é mostrado o comportamento da corrente quando é aplicado um pulso de **tensão**, **simultaneamente**, nas duas fases não alinhadas. A curva de corrente descreve uma evolução compatível com a de um circuito RL, alimentado a partir de uma fonte de tensão CC. Também pode ser observado que as duas curvas de corrente estão superpostas, como a mesma tensão é aplicada as duas fases, isto indica que as mesmas apresentam idêntica constante de tempo  $l_c/r_s$ , sendo esta igual a  $5.64ms$ .

Os valores calculados de  $l_c$ ,  $ml_e$  e  $ml_m$  foram respectivamente  $l_c = 12.41mH$ ,  $ml_e = 0.3279 \times 10^{-3}$  e  $ml_m = 2.6233 \times 10^{-3}$ . Se for definido um ângulo de comutação igual a  $11.0^\circ$  mecânicos, e uma corrente de  $1.4A$ , o fluxo de referência pode ser calculado a partir das expressões (4.5) e (4.7), cujo valor é  $\lambda = 0.0581Wb$ . Este fluxo, juntamente com a corrente, permitem identificar a posição do rotor quando  $\theta = 11.0^\circ$  mecânicos.

O efeito da saturação sobre a curva  $L_k(\theta, i) \times \theta$  pode ser visualizado na Figura 4.13. Nesta figura estão representados apenas os segmentos em que a indutância cresce e decresce. Além disso, foi considerado que a curva é simétrica em relação a posição de alinhamento. As curvas na Figura 4.13 representam os segmentos de reta cujos coeficientes de inclinação são apresentados na tabela 4.2. Na Figura 4.14 são apresentadas as correntes de referência e medida com a máquina operando segundo o fluxo e corrente de referência calculados anteriormente, utilizando a estratégia fluxo  $\times$  corrente para comutação entre fases. Neste caso as fases são energizadas de forma independente.

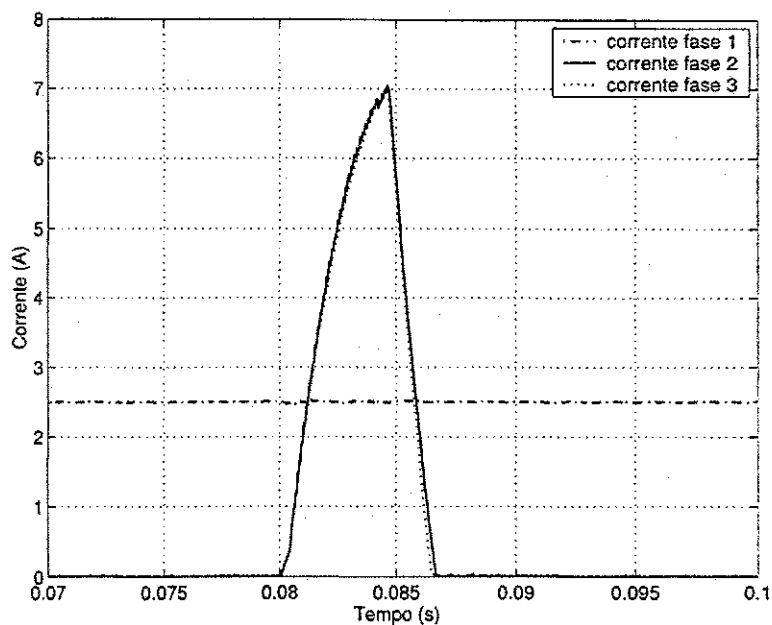


Figura 4.12: Corrente nas fases alinhada e desalinhada

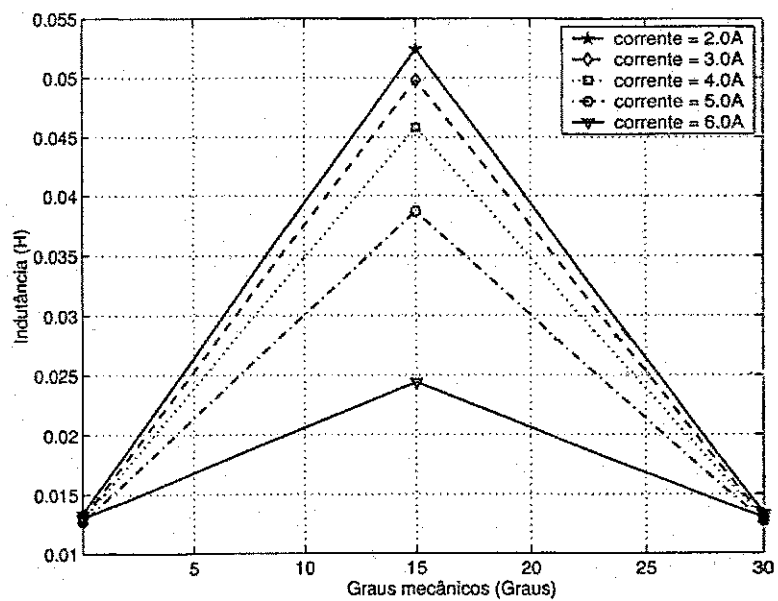


Figura 4.13: Efeitos da saturação sobre a curva  $L_k(\theta, i) \times \theta$ .

$I$ (A)	$l_c$ (H)	$L_a$ (H)	$ml_e \times 10^{-3}$	$ml_m \times 10^{-3}$
2.0	0.0134	0.0524	0.325	2.600
3.0	0.0130	0.0498	0.307	2.453
4.0	0.0129	0.0458	0.274	2.193
5.0	0.0127	0.0387	0.217	1.733
6.0	0.0130	0.0244	0.095	0.760

Tabela 4.2: Coeficientes das curvas de indutância

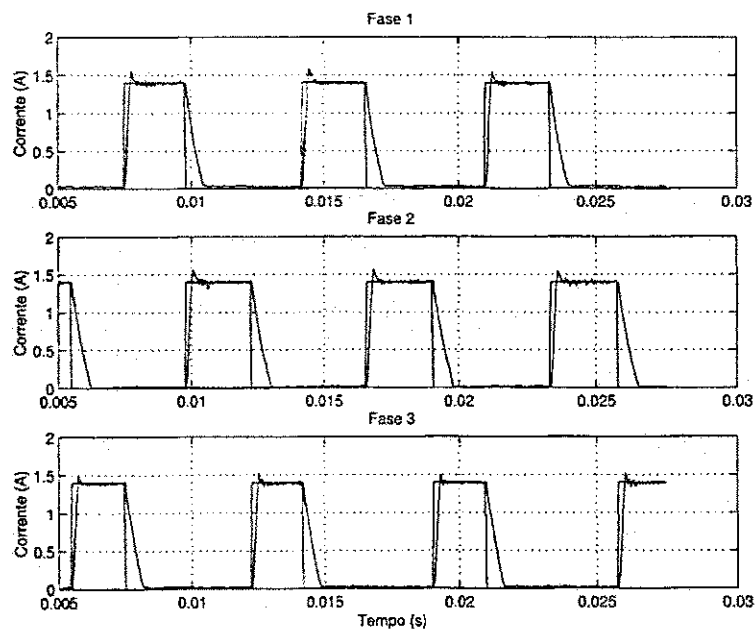


Figura 4.14: Correntes de referência e medida, fases 1, 2 e 3 respectivamente.

## 4.4 Determinação da curva característica $L_k(\theta, i) \times \theta$ : Identificação completa.

No procedimento anterior a curva  $L_k(\theta, i) \times \theta$  foi dividida em três regiões onde a indutância foi aproximada por segmentos de reta. Com esta aproximação é possível determinar de forma eficiente instantes para comutação da corrente entre fases, no entanto, a aplicação de estratégias de controle para minimização de oscilação de conjugado e outras mais complexas, exigem uma informação mais precisa das curvas características da máquina.

Procedimentos de determinação das características  $L_k(\theta, i) \times \theta$  e  $\frac{dL_k(\theta, i)}{d\theta} \times \theta$  que geram estimações precisas destas curvas são em geral dispendiosos em tempo, além de exigirem uma estrutura de ensaio específica Cosser e Miller (1992), Rasmussen (1998), Cheok e Ertugrul (2001). Nestas estruturas a máquina é mantida em posições definidas, que são modificadas ao longo do ensaio, para levantamento das características  $L_k(\theta, i) \times \theta$  e  $\frac{dL_k(\theta, i)}{d\theta} \times \theta$  da máquina.

Na técnica baseada na curva de fluxo  $\times$  corrente Cosser e Miller (1992) a tensão e corrente nos terminais da máquina são utilizadas para o cálculo do fluxo, que é determinado integrando o termo  $(v_k - r i_k)$  durante o período de aplicação do pulso de teste. Com o fluxo determinado e a corrente medida procede-se a obtenção das curvas  $L_k(\theta, i) \times \theta$  e  $\frac{dL_k(\theta, i)}{d\theta} \times \theta$ .

A utilização da técnica com o rotor da máquina movimentando-se a uma velocidade muito baixa continua válida, no entanto, é necessário estabelecer uma correlação entre as indutâncias estimadas e a posição rotórica. Como o deslocamento angular entre as curvas de indutância da máquina são definidos pela sua geometria, se for especificada uma posição de referência e esta tomada como a origem da posição do rotor,  $\theta = 0$ , todas as demais posições estarão definidas. Tomando como exemplo a máquina utilizada nos ensaios anteriores, a posição de máxima indutância da fase 1 pode ser selecionada como a posição de origem. Nesta posição há duas condições que a identificam de forma única: (i) a indutância da própria fase que se encontra no seu valor máximo e (ii) a indutância das duas outras fases apresentam valores iguais.

A resolução obtida utilizando a técnica de identificação com a máquina girando é determinada pela relação entre a frequência de aplicação dos pulsos de teste e a velocidade de giro do rotor. Deve-se observar que o deslocamento angular que ocorre no eixo durante o período em que se estabelece o pulso de corrente não afeta o cálculo da indutância. Isto se verifica pela unicidade na relação entre as grandezas fluxo, corrente e posição apresentada pelas máquinas a relutância variável.

Na Figura 4.15 são apresentadas as curvas de indutância determinadas a partir da técnica

de estimação com o rotor em movimento. Na estrutura do sistema de ensaio a máquina a relutância variável é acionada por um motor CC e a posição do rotor é determinada por um sensor de posição que gera uma palavra digital de 9 bits, no formato “Gray”. Este sensor fornece uma resolução mecânica de  $\approx 0.7^\circ$  mecânicos (resolução elétrica:  $5.6^\circ$  elétricos). Com o rotor em movimento cada fase da máquina é ensaiada individualmente com a aplicação da tensão total do barramento CC até que a corrente atinja o valor de referência. Neste instante as chaves são desligadas e a fase é desenergizada. Quando a corrente se anula a fase volta a ser energizada e o ciclo se repete até que o ensaio tenha sido concluído. Durante a energização da fase, o fluxo é calculado a partir da integração do termo  $(v_k - ri_k)$  e a cada período de amostragem é determinada a indutância através da relação  $L_k(\theta, i) = \frac{\lambda(\theta, i)}{i_k}$ , sendo o último valor calculado armazenado. Este procedimento dá a curva original de indutância um aspecto recortado, como pode ser visto na Figura 4.16. As curvas de indutância na Figura 4.15 são de fato a envoltórias de suas respectivas curvas na Figura 4.16. Os degraus de variação da indutância na Figura 4.16 são aproximados por retas interligando-os. Na tabela 4.3 são apresentados os valores de indutância máxima e mínima, obtidos para cada fase da máquina, e respectivos erros em relação aos valores nominais, que para a máquina ensaiada são, respectivamente,  $52.0mH$  e  $8mH$  Nagel (1998).

Fase	$L_u$ (mH)	$L_a$ (mH)	erro - $L_u$ (mH)	erro - $L_a$ (mH)
1	9.2	51.2	-1.2	0.8
2	9.3	52.8	-1.3	-0.8
3	9.0	50.6	-1.0	1.4

Tabela 4.3: Valores máximos e mínimos das indutâncias próprias de fase

A aplicação da tensão do barramento CC as fases gera correntes como as mostradas na Figura 4.18. Como o valor máximo do pulso de corrente é mantido aproximadamente constante ao longo de todo o período de ensaio da fase, o tempo de crescimento da corrente até atingir o valor de referência é que varia de acordo com a indutância da fase. Na Figura 4.17, são apresentadas as curvas de fluxo obtidas durante o ensaio. O formato recortado, que determina aspecto igual as curvas de indutância na Figura 4.16, deve-se ao fato de que no início de cada pulso de corrente o fluxo é resetado. O formato achatado no topo da curva deve-se a manutenção do último valor de fluxo obtido durante um pulso de corrente.

A partir da curva  $L_k(\theta, i) \times \theta$  é possível obter a curva  $\frac{dL_k(\theta, i)}{d\theta} \times \theta$ . As curvas apresentadas na Figura 4.19 foram obtidas aproximando  $\frac{dL}{d\theta}$  por  $\frac{\Delta L}{\Delta \theta}$ , onde  $\Delta L = L_k(n) - L_k(n - 5)$ ,  $\Delta \theta = \theta(n) - \theta(n - 5)$  e  $n$  representa o  $n$ -ésimo instante de amostragem, sendo incrementado com um passo igual a 5. Os valores  $\Delta L$  e  $\Delta \theta$  representam a diferença entre duas medidas

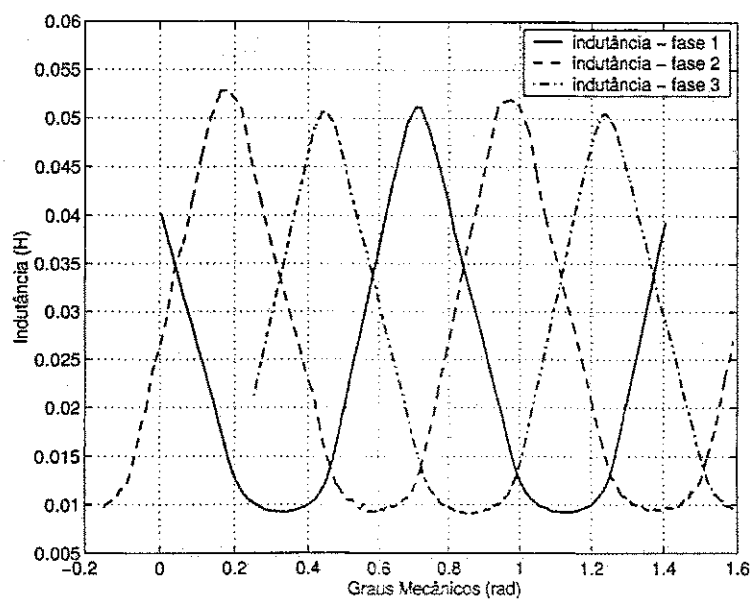


Figura 4.15: Indutância própria das fases da máquina ensaída.

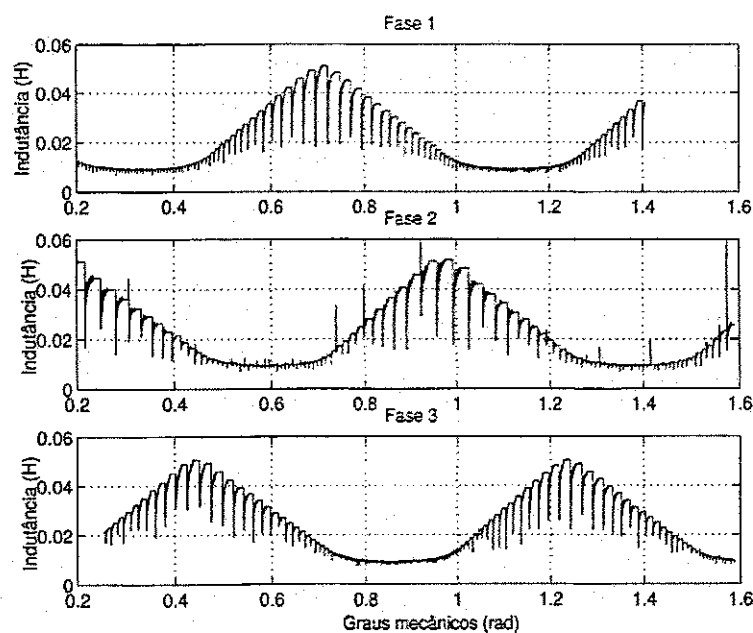


Figura 4.16: Curva de indutância sem envoltória.

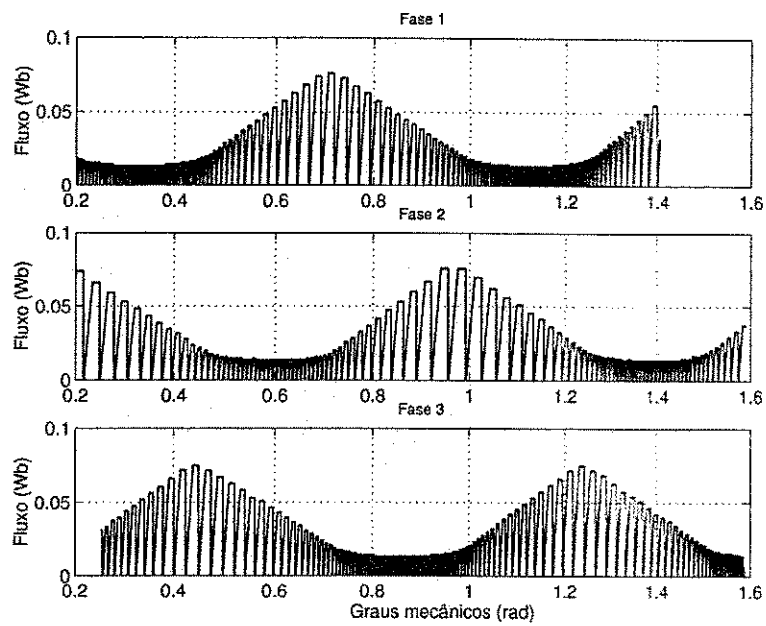


Figura 4.17: Fluxo resultante dos pulsos de teste para estimação da indutância.

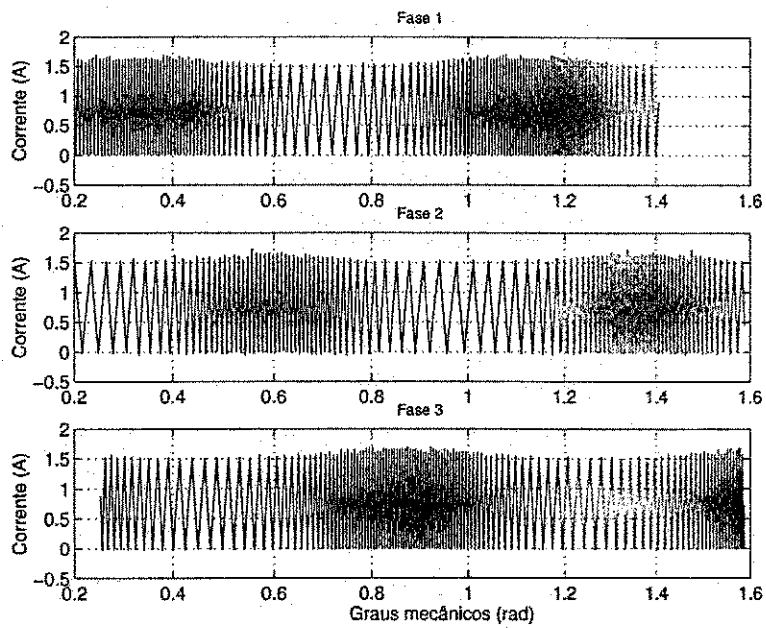


Figura 4.18: Correntes de fase para estimação da indutância.

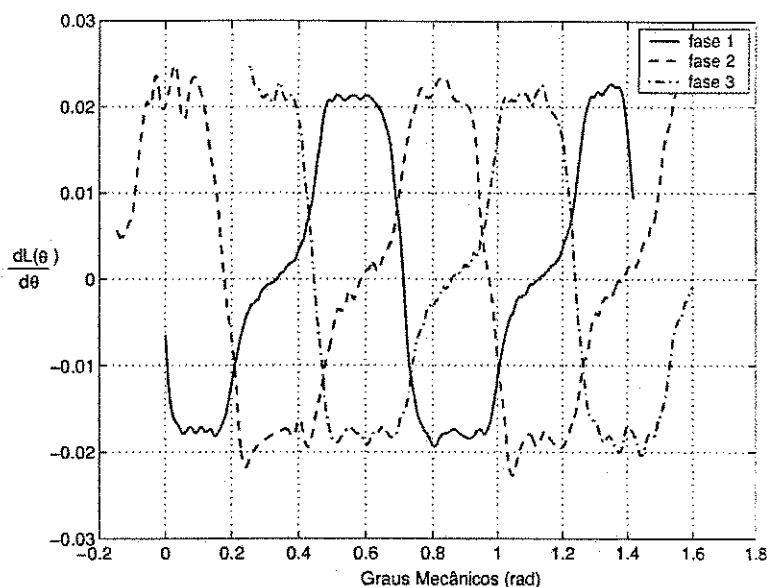


Figura 4.19: Curva de  $\frac{dL_k(\theta, i)}{d\theta}$  obtida a partir das curvas da figura 4.15.

distanciadas uma da outra por  $150\mu s$ .

#### 4.4.1 Acionamento por meios próprios

No procedimento de identificação das curvas características da máquina a relutância variável discutido acima, ainda é necessário utilizar um acionador externo para movimentar o rotor da máquina. Apesar da solução apresentar uma redução nos tempos de ensaio, o mesmo não é autônomo. O termo autônomo é usado no sentido de indicar a dependência do procedimento de identificação de recursos a mais do que os eventualmente disponíveis em um sistema padrão para acionamento de uma máquina a relutância variável. Como sistema padrão se está considerando um inversor, medição das correntes de fase e medição da tensão do barramento CC do inversor. O último item não é essencial, principalmente se o inversor atender a condição do inversor ideal para acionamento de máquinas a relutância variável, que é a manutenção da tensão CC do barramento constante, mesmo sob elevadas solicitações de  $\frac{di}{dt}$ . Ainda assim, na nossa consideração de sistema padrão este item estará incluído.

Baseado nesta estrutura de sistema padrão e na técnica de identificação da curva  $L_k(\theta, i) \times \theta$  com o rotor da máquina a relutância variável em movimento, foi desenvolvido um procedimento de identificação com a máquina colocada em operação a uma velocidade de aproximadamente 60 RPM, de forma equivalente ao acionamento com o motor CC. Deve-se notar que no sistema padrão definido anteriormente também não constam sensores de posição ou de velocidade, no entanto a técnica de identificação com o rotor em movimento



exige uma das duas informações. A solução é obtida a partir do modo de acionamento síncrono da máquina a relutância variável, discutida com mais detalhes na descrição do procedimento.

### Procedimento de identificação

É uma característica de operação das máquinas a relutância variável o deslocamento do rotor de forma síncrona com a energização das fases do estator da máquina. Este modo de operação pode ser implementado sem que seja necessário uma exata comutação da corrente entre as fases da máquina, no entanto, a operação nestas limita a máxima velocidade que a máquina pode desenvolver. Como no processo de identificação das curvas características da máquina, a velocidade desenvolvida é muito baixa, esta restrição não impõe dificuldades a implementação da técnica. Assim, conhecida a frequência com que são aplicados os pulsos de corrente as fases da máquina, que é definida pela estratégia de identificação, e a geometria da máquina, para que se possa determinar a relação entre ciclos mecânicos e eletrônicos, pode-se determinar a velocidade de giro do rotor e a partir desta podem ser calculados os deslocamentos angulares ocorridos durante o ensaio de identificação.

O procedimento de aplicação dos pulsos de corrente de teste segue a mesma lógica desenvolvida com acionamento externo, onde cada fase é ensaiada individualmente. No entanto, as outras fases passam a ser energizadas de modo a gerar conjugado suficiente para fazer o rotor da máquina girar, como pode ser observado na Figura 4.20. Desta forma, a máquina tende a girar numa velocidade determinada pela frequência de comutação da corrente entre as fases da máquina. As curvas denotam que a fase 1 está sob teste, enquanto as fases 2 e 3 estão gerando conjugado. Os pulsos triangulares da corrente na fase 1 geram conjugado motor, no intervalo em que apenas a fase 1 está conduzindo, e de frenagem ou nulo quando há condução das outras duas fases.

O valor médio da corrente na fase 1, quando a condução ocorre em paralelo com as outras fases, deve ser inferior a corrente média destas fases, principalmente da fase 2 que é energizada na sequência da fase 1. Caso isto não ocorra, o conjugado de frenagem gerado pela fase 1 anulará o conjugado motor gerado pelas duas outras fases. Nas Figuras 4.21 e 4.22 são mostradas as curvas de corrente com ampliação dos intervalos de condução simultânea. Observa-se o formato triangular na corrente da fase 1 e também a permanência da mesma em zero por uma fração de segundos. Estes fatores permitem reduzir o valor médio da corrente, garantindo que o mesmo seja inferior ao das demais fases.

A forma de onda da corrente nas fases utilizadas para produção de conjugado pode ser dividida em três segmentos: rampa de crescimento, segmento de senoide e rampa de

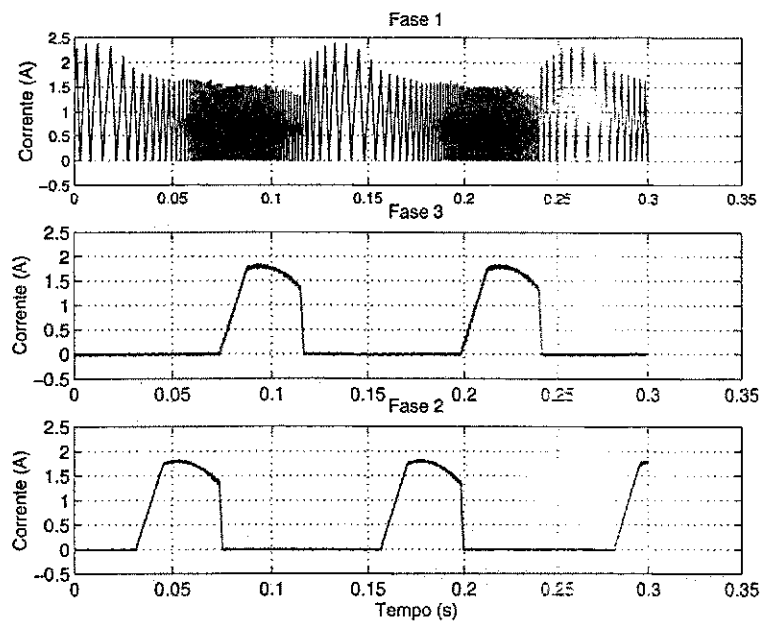


Figura 4.20: Correntes de fase para estimação da indutância com auto-acionamento.

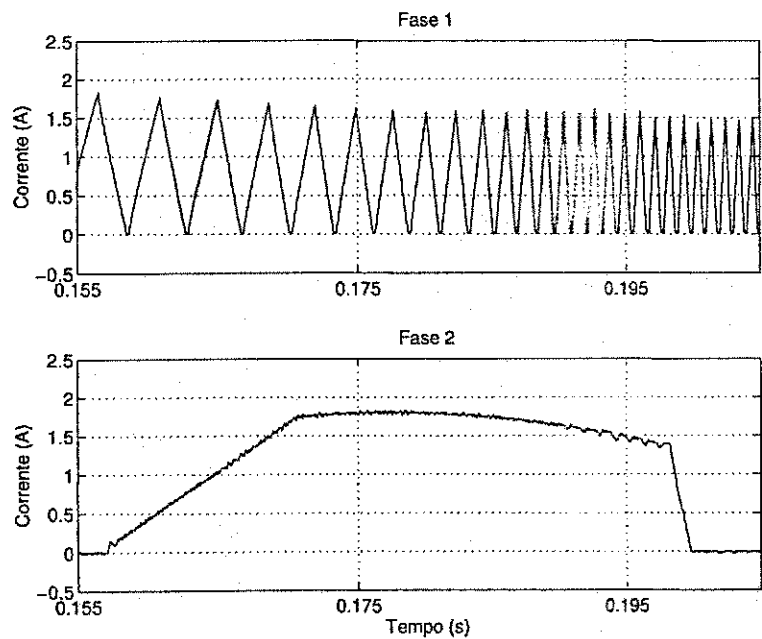


Figura 4.21: Corrente das fases 1 e 2 durante período de condução simultânea.

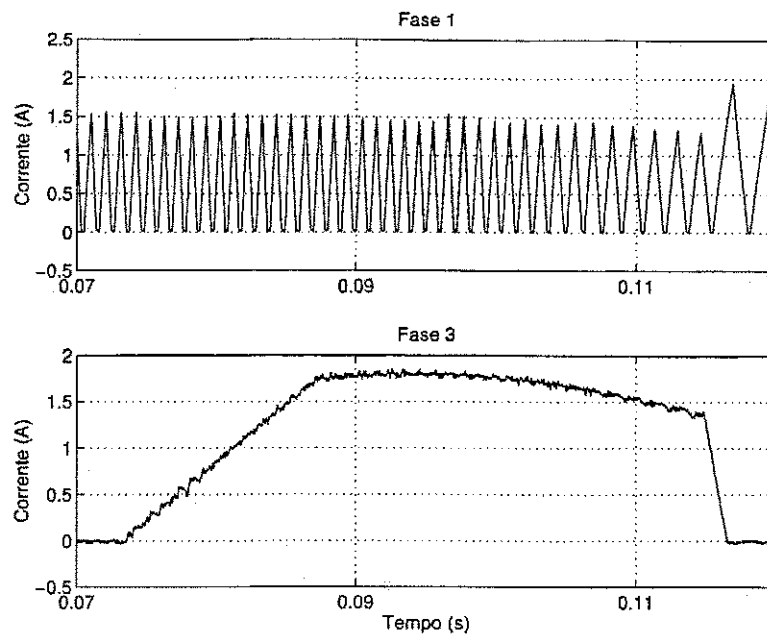


Figura 4.22: Corrente das fases 1 e 3 durante período de condução simultânea.

decréscimo. O crescimento em rampa minimiza as perturbações nos pulsos de teste ocasionadas pelo acoplamento mútuo entre os enrolamentos da máquina. O segmento de senoide permite obter uma corrente média maior ao longo do período de energização das fases gerando conjugado, sem que seja necessário estabelecer um maior patamar de corrente logo no início do pulso, demandando uma rampa de crescimento mais acentuada, como ocorreria com um pulso retangular. A utilização da rampa de decréscimo evita perturbações por acoplamento mútuo, como a rampa de crescimento.

Na Figura 4.24 são apresentadas as curvas de fluxo obtidas a partir dos pulsos de corrente de teste aplicadas a máquina. Na Figura 4.23 são apresentadas as figuras de indutância determinadas a partir do método proposto. As curvas refletem o comportamento discreto das curvas de fluxo que as geraram. O crescimento no espaçamento entre os picos evidencia o maior tempo demandado para a corrente atingir o nível de referência especificado.

Na Figura 4.25 são apresentadas as curvas de indutância representado a envoltória das curvas da Figura 4.23. O procedimento para sua obtenção é o mesmo utilizado no procedimento com acionamento com motor CC. As curvas não são exatamente simétricas, como as obtidas com o acionamento externo, além de apresentarem valores de indutância máxima ligeiramente superiores aos obtidos quando foi utilizado o motor CC. Na tabela 4.4 são apresentados os valores de indutância máxima e mínima, obtidos para cada fase da máquina, e respectivas diferenças em relação aos valores nominais da máquina.

O fato de haver uma ligeira assimetria na curva de indutância, com relação a posição

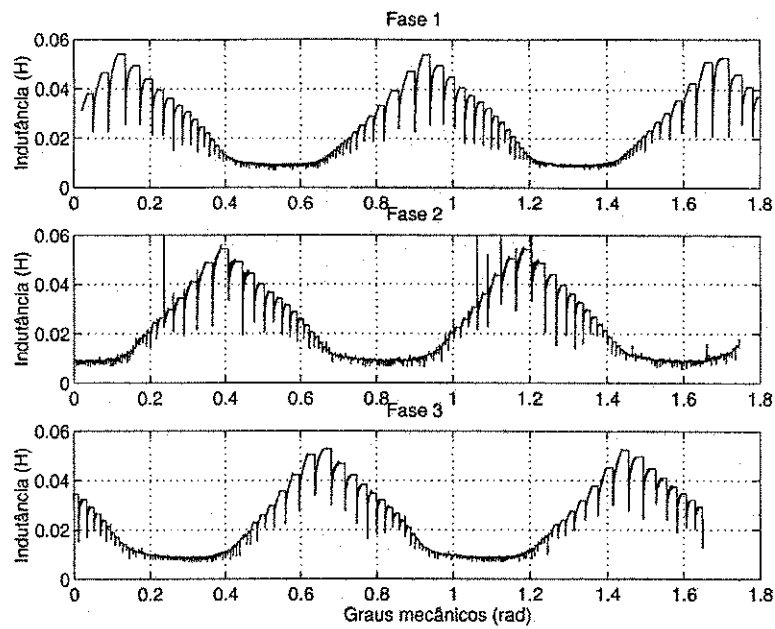


Figura 4.23: Curva de indutância sem envoltória.

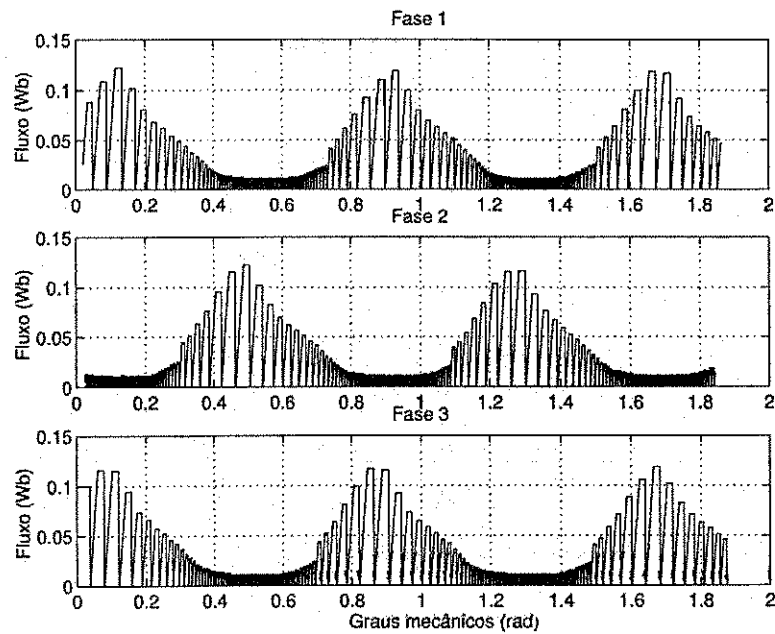


Figura 4.24: Fluxo resultante dos pulsos de teste para estimação da indutância.

Fase	$L_u$ (mH)	$L_a$ (mH)	erro - $L_u$ (mH)	erro - $L_a$ (mH)
1	9.1	54.0	-1.1	-2.0
2	8.7	54.3	-0.7	-2.3
3	8.8	52.8	-0.8	-0.8

Tabela 4.4: Valores máximos e mínimos das indutâncias próprias de fase

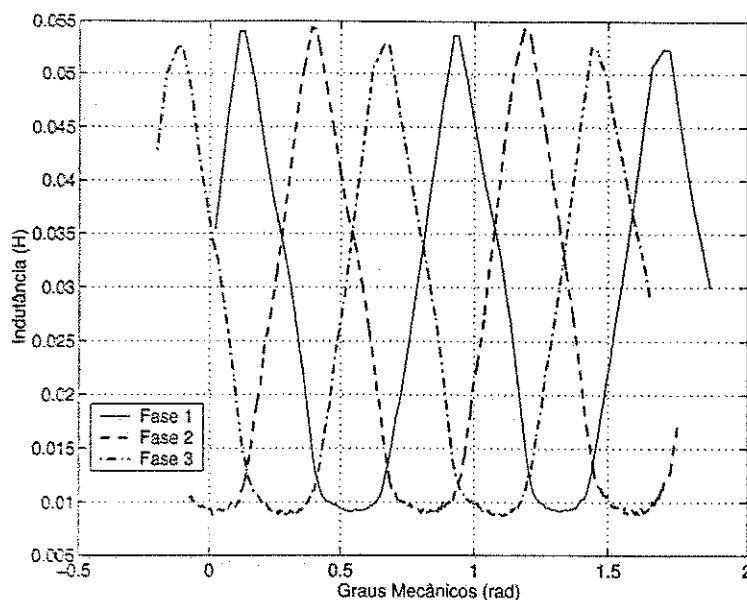


Figura 4.25: Indutância própria das fases da máquina .

de máxima indutância, deve-se ao acoplamento mútuo entre as fases. A conclusão parte da observação de que a única diferença entre os dois procedimentos é o fato de que no procedimento com a máquina em operação, são aplicadas correntes as demais fases da máquina. No entanto, a perturbação é pequena e mais localizada na região de queda da indutância, assim, se a máquina for acionada em sentido contrário, esta região representará a região em que a indutância cresce, onde há aplicação de corrente apenas na fase em teste, logo, sem interferência das demais fases.

Na Figura 4.26 são apresentadas as curvas de  $\frac{dL_k(\theta, i)}{d\theta} \times \theta$  determinadas a partir das curvas da Figura 4.25, utilizando o mesmo processo de derivação utilizado para o acionamento com motor CC. Observa-se um aumento nos valores das curvas de derivada que é compatível com o aumento observado nos valores máximos das indutâncias das fases da máquina.

Uma comparação entre os valores máximos e mínimos de indutância própria obtidos para cada fase da máquina nos ensaios com motor e sem motor CC revelam que:

- Os valores mínimos apresentam resultados semelhantes;
- Os valores máximos no ensaio com motor CC são menores que os respectivos valores obtidos no ensaio sem motor CC.

Se forem observadas as curvas de corrente de teste dos dois ensaios com motor CC e sem este, Figuras 4.18 e 4.20, respectivamente, observa-se que a amplitude da corrente na região de indutância mínima, em ambos os casos, é praticamente igual, no entanto, a corrente na

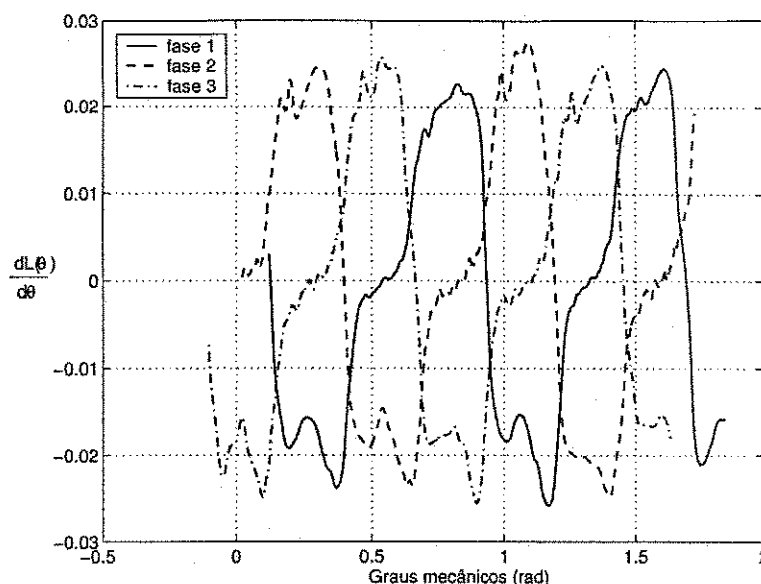


Figura 4.26: Curva de  $\frac{dL_k(\theta, i)}{d\theta}$  obtida a partir das curvas da figura 4.25.

região de indutância máxima no procedimento sem a máquina CC atinge valores próximos a 2.3A, enquanto no método com motor CC o máximo valor de corrente está em torno de 1.65 A. Baseado nestas observações não é errôneo especular que o comportamento do material magnético seja responsável pelas diferenças observadas entre os resultados, principalmente nos valores de máxima indutância, mais afetados pelas características magnéticas da máquina.

## 4.5 Sistema autocomissionado

O acionamento autocomissionado representa uma sequência de procedimentos que devem ser executados para que uma máquina, cujas características sejam desconhecidas, possa ser posta em operação de forma eficiente e segundo um perfil de funcionamento desejado.

Entre os procedimentos que compõem o acionamento autocomissionado estão os de identificação. Estes procedimentos são os primeiros a serem executados e visam caracterizar a máquina. Uma vez que a máquina tenha sido caracterizada, os parâmetros obtidos são utilizados pelos procedimentos seguintes do acionamento autocomissionado para determinação dos ganhos dos controladores e em estratégias mais complexas, para definição de perfis de variáveis de controle, como por exemplo a corrente.

Uma vez caracterizada a máquina, definidos os ganhos dos controladores e determinados eventuais perfis de variáveis de controle, a máquina pode ser acionada. A partir deste instante entram em operação os procedimentos do sistema de autocomissionamento respon-

sáveis pela operação da máquina, entre eles, o de comutação da corrente entre as fases da máquina e os algoritmos de controle.

Abaixo são descritos os procedimentos e respectivas implementações do sistema de autocomissionamento proposto.

1. Caracterização da máquina
  - (a) Identificação simplificada
  - (b) Identificação completa
2. Controle de corrente
  - (a) Controlador preditivo
3. Estratégia de comutação da corrente
  - (a) Pulsos de teste (partida da máquina)
  - (b) Fluxo  $\times$  Corrente (operação em regime)

O desenvolvimento de estruturas de controle com mais variáveis pode ser implementado acrescentando as novas malhas de controle em níveis acima da malha de corrente, sendo esta a variável básica de controle.

## 4.6 Conclusão

Neste capítulo, foram discutidos procedimentos para identificação dos parâmetros da máquina a relutância variável e suas curvas características  $L_k(\theta, i) \times \theta$  e  $\frac{dL_k(\theta, i)}{d\theta} \times \theta$ . Todos os procedimentos tiveram como objetivo obter uma caracterização precisa da máquina, partindo de um conjunto limitado de informações e realizar a caracterização da forma mais automatizada possível.

O primeiro procedimento discutido permitiu obter uma caracterização simplificada da máquina, onde o valor da resistência dos enrolamentos da máquina e uma curva  $L_k(\theta, i) \times \theta$  linearizada, foram determinados, inclusive considerando o efeito da saturação. Com os parâmetros e curvas obtidas foi possível acionar a máquina de forma eficiente, a partir de estratégias de acionamento “sensorless” como a baseada nas curvas de fluxo  $\times$  corrente  $\times$

posição. As expressões obtidas pelo procedimento de identificação, permitem determinar valores de fluxo de referência, para identificação dos instantes de comutação da corrente entre fases, sem que sejam necessárias tabelas que armazenem as informações das relações entre fluxo  $\times$  corrente  $\times$  posição. Apesar do método ter sido desenvolvido considerando uma máquina trifásica com geometria 12/8, o mesmo pode ser aplicado à máquinas com outras geometrias. A modificação concentra-se no valor de  $l_c$  que passa a representar uma outra posição.

Após o procedimento de identificação de um modelo simplificado para a curva  $L_k(\theta, i) \times \theta$ , foi apresentado um segundo procedimento com duas variantes. Em ambas as variantes é utilizada a relação entre fluxo e corrente para determinação das curvas características da máquina. Diferentemente dos métodos tradicionais, no procedimento proposto a máquina é acionada por um atuador externo ou por si própria. Na verificação da viabilidade do procedimento com acionamento externo, o rotor da máquina a relutância variável foi movimentando por um motor CC a uma velocidade baixa e constante. De forma individual cada fase da máquina foi submetida a uma sequência de pulsos de corrente a partir dos quais foram determinados os valores de indutância das três fases da máquina ensaiada. As curvas apresentaram uma pequena flutuação entre seus valores máximos e mínimos de no máximo 4.3%. O procedimento pode ser aplicado de forma fácil em sistemas onde a máquina a relutância variável é empregada como gerador, onde o conhecimento de suas curvas características também é importante.

Na segunda variante, a máquina a relutância variável é acionada a partir da energização das duas fases não utilizadas para teste. Isto evita o uso do acionador externo, permitindo que o procedimento possa ser utilizado em sistemas sem preparações específicas para caracterização da máquina. A energização das outras fases da máquina provoca interferência na determinação da indutância, principalmente nos instantes de decrescimento da indutância, onde há um maior acoplamento mútuo entre as fases da máquina. Uma forma de minimizar este efeito é fazer a identificação da curva  $L_k(\theta, i) \times \theta$  com a máquina sendo acionada no sentido horário e anti-horário. Adotando esta estratégia, o segmento de queda da indutância que é afetado pelo acoplamento mútuo em um sentido de giro será o segmento de crescimento da indutância no sentido contrário, que não é afetado pelo acoplamento mútuo, pois apenas a fase sob teste é energizada neste período. Como no caso com acionamento externo, as curvas apresentaram uma pequena flutuação entre seus valores máximos e mínimos, atingindo uma variação máxima de 2.8%.

Além da perturbação devido ao acoplamento mútuo, também foi observado uma alteração nos valores de indutância estimados em função da corrente de teste utilizada. O



fato que chama atenção é o aumento do valor da indutância, quando o esperado quando a corrente aumenta é o de queda no valor desta devido a saturação.

# Capítulo 5

## Topologia de Inversores

### 5.1 Introdução

Devido as suas características operacionais as máquinas a relutância variável podem ser acionadas com correntes unipolares, tornando o projeto do conversor para o seu acionamento mais simples. A escolha da topologia do conversor é determinada pela geometria da máquina e também pelas condições de operação pretendidas, sendo a velocidade um dos fatores determinantes nesta escolha.

Um inversor fonte de tensão ideal para máquinas a relutância variável deve atender aos seguintes requisitos: i) capacidade de controlar a corrente de fase em baixa velocidade, usando “soft chopping” ou “hard chopping”, ii) estabelecer e extinguir rapidamente a corrente na fase, iii) permitir o controle independente de corrente nas fases, iv) proporcionar a máxima recuperação de energia e v) minimizar o efeito dos altos  $di/dt$  sobre a tensão do barramento CC. Satisfazer a todas estas condições e ainda tentar minimizar o número de chaves utilizadas nos inversores, tem sido o desafio dos pesquisadores.

Comparativamente aos conversores para acionamentos CA, as topologias desenvolvidas para as máquinas a relutância variável além da maior diversidade de tipos, apresentam em geral menor número de chaves por fase, maior proteção contra curto-circuito do barramento CC e maior liberdade de acionamento entre fases. No entanto, a não uniformidade do conjugado pode exigir o uso de grandes capacitores de filtro para o barramento CC e a frequência de chaveamento é maior do que em acionamentos CA com o mesmo número de fases Miller (1993). Devido a estas características bem específicas em geral não são usados módulos comerciais de braços de inversor.

A investigação do uso de inversores ponte trifásica, originalmente desenvolvidos para acionamentos CA, tem sido abordada em alguns trabalhos de pesquisa Clothier e Mecrow

(1997), Mecrow (1998), Clothier e Mecrow (1999), no entanto os resultados obtidos não são tão favoráveis, já que as correntes apresentam longos tempos para extinção, que pode levar a um aumento na oscilação do conjugado gerado.

Ao longo deste capítulo será apresentada uma análise das causas do alongamento do tempo de extinção da corrente ao ser utilizada a ponte trifásica. Também serão discutidas alternativas de chaveamento e de topologia que minimizem e/ou contornem estes fatores.

## 5.2 Acionamento com inversor ponte trifásica

Na Figura 5.1 é apresentada a estrutura ponte trifásica originalmente avaliada para o acionamento de máquinas a relutância variável Clothier e Mecrow (1997), Mecrow (1998), Clothier e Mecrow (1999). Observa-se que são adicionados diodos em série com os enrolamentos da máquina, os quais tornam a corrente unidirecional dentro da ligação delta.

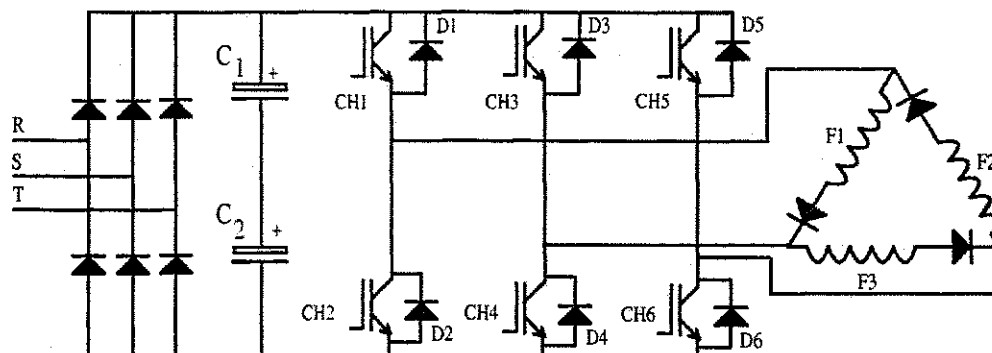


Figura 5.1: Inversor ponte trifásica acionando motor a relutância variável com enrolamentos ligados em delta.

A energização de uma fase ocorre quando a chave superior de um braço e a chave inferior do braço seguinte são ligadas, como apresentado na Figura 5.2, onde CH1 e CH4 são as chaves ativadas. O controle da corrente pode ser feito por meio de um chaveamento suave, onde apenas a chave superior, CH1, seria comutada, ficando a chave inferior, CH4, permanentemente ligada, até o instante de desligamento da fase. A comutação de uma única chave faz com que sobre os enrolamentos da fase da máquina sejam aplicadas tensões de  $+E_{dc}$  do barramento CC (chave superior ligada) e tensão 0 (chave superior desligada). O controle através do chaveamento de ambas as chaves também é possível ("hard chopping"), neste caso aplica-se  $+E_{dc}$  e  $-E_{dc}$  aos enrolamentos da máquina.

Quando a fase é desligada, inicialmente sobre a mesma é aplicada a tensão total do barramento com polaridade invertida. Isto produz uma rápida queda na corrente, no entanto,

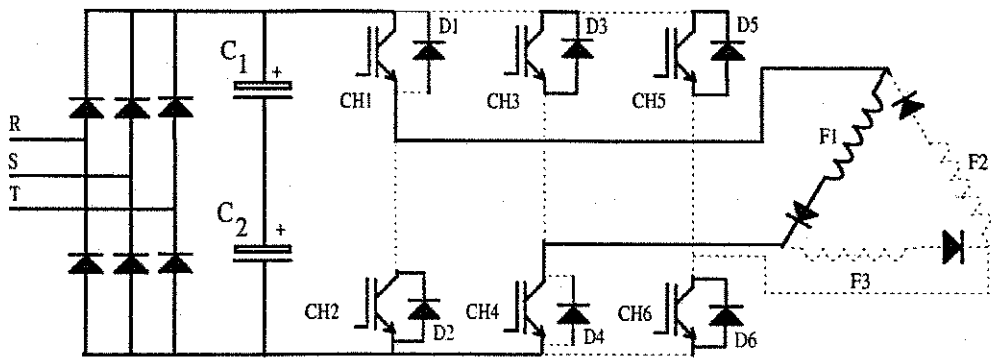


Figura 5.2: Energização da fase 2 da máquina a relutância variável acionada com inversor ponte trifásica.

a aplicação de toda a tensão do barramento ocorre até o instante em que a corrente da fase sendo energizada atinge seu nível de referência. A partir deste instante, passa a ocorrer o chaveamento para manter a corrente controlada nesta fase. A fase que estava sendo desenergizada sofre a influência deste chaveamento e a tensão aplicada a mesma passa a ser  $-E_{dc}$ , quando a chave superior da nova fase energizada está ligada e 0 volts quando a mesma está desligada, Figuras 5.3 (a) e (b), respectivamente. Deste modo o valor médio da tensão reversa aplicada a fase sendo desenergizada diminui, prolongando o tempo de extinção da correntes.

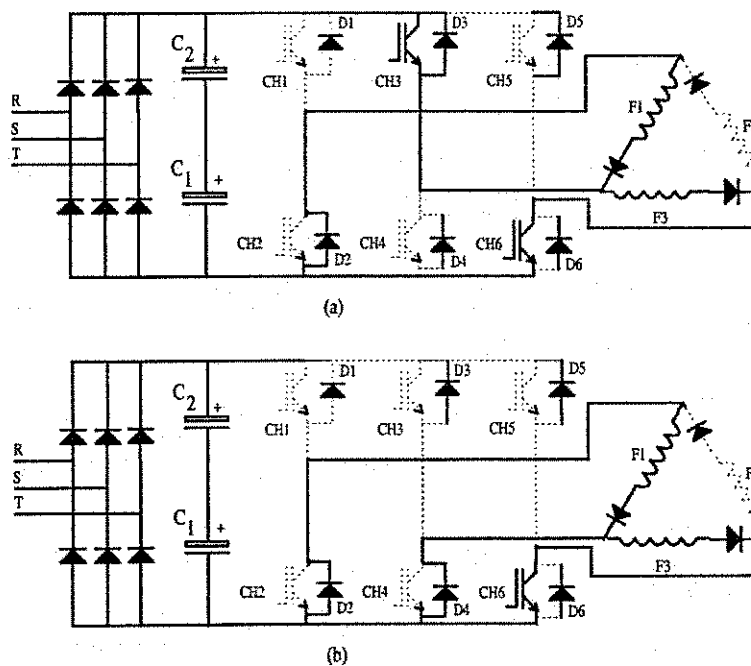


Figura 5.3: Sequência de desenergização: (a) aplicação de tensão reversa e (b) aplicação de tensão nula.

Na Figura 5.5 são apresentadas as curvas de corrente em uma fase da máquina quando acionada pelo inversor meia ponte assimétrica e pelo inversor ponte trifásica. A simulação foi realizada a partir do modelo aproximado da máquina utilizada em ensaios experimentais de geometria 12/8, cujas curvas características de indutância e  $dL/d\theta$  são apresentadas nas Figura 5.4 (a) e (b).

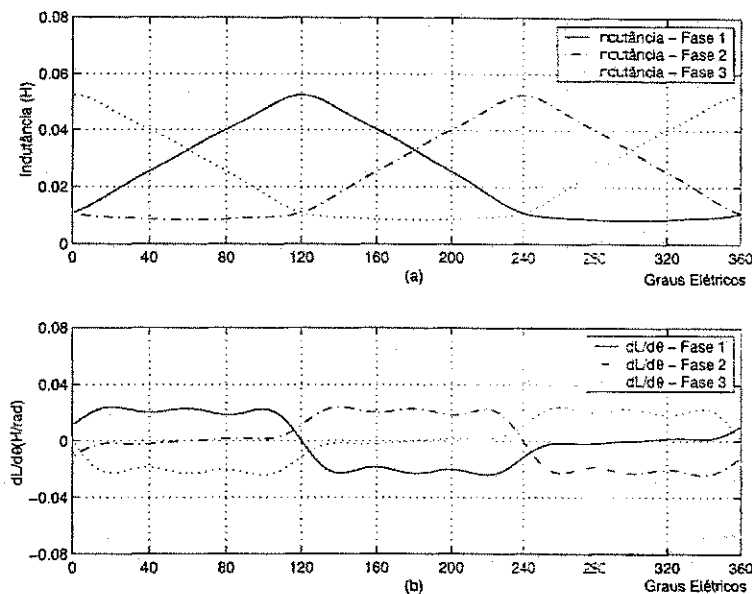


Figura 5.4: Curvas características da máquina: (a) curvas de indutância e (b) curvas de  $dL/d\theta$ .

As condições de operação foram: corrente de referência de 1.5A, velocidade de 200RPM, tensão do barramento CC de 80 Volts, aplicação de pulsos de corrente de amplitude constante e ângulo de comutação  $175^\circ$  elétricos ( $21.8^\circ$  mecânicos considerando o ângulo de referência  $0^\circ$  a posição de mínima indutância). Podemos observar na corrente gerada pelo inversor ponte trifásica o maior tempo de extinção.

### 5.2.1 Alternativas de Chaveamento

A utilização do inversor ponte trifásica provoca um aumento no tempo de extinção da corrente, que pode provocar a produção de conjugado de frenagem e perda de rendimento. Com o objetivo de diminuir este tempo de extinção, serão discutidas a seguir duas alternativas de chaveamento da tensão da fonte para controle da corrente de fase. A idéia associada às duas estratégias de comutação é a manutenção da tensão reversa máxima nos terminais da fase sendo desenergizada pelo maior tempo possível.

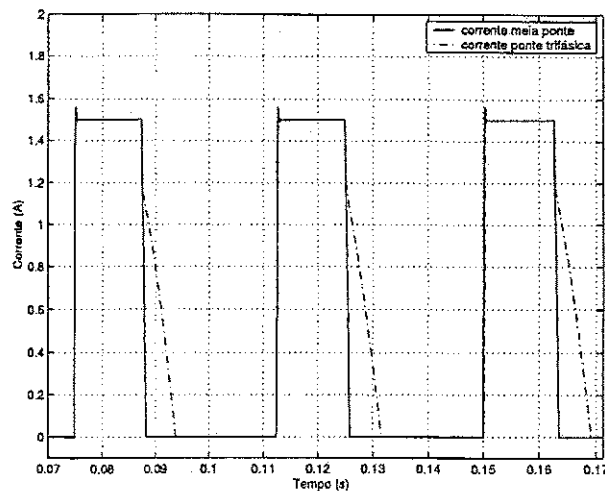


Figura 5.5: Correntes de fase: máquina acionada por inversor meia ponte assimétrica e ponte trifásica.

### Comutação da chave inferior

No acionamento empregando o inversor ponte trifásica Clothier e Mecrow (1997), Mecrow (1998), Clothier e Mecrow (1999), utilizou-se a comutação da chave superior do braço do inversor para o controle da corrente. O mesmo controle pode ser realizado através da comutação da chave inferior do braço, gerando o mesmo resultado de controle para a corrente na fase que está sendo energizada, no entanto, para a fase que está sendo desenergizada a mudança de comutação da chave superior para a inferior, proporciona uma diminuição no tempo de extinção da corrente. Nas Figuras 5.6 (a), (b), (c) e (d) são apresentados os estados de operação do inversor ponte nos instantes de comutação de corrente entre fases. Os estados após a conclusão da comutação seguem os da estrutura padrão.

Na Figura 5.6 (a) é apresentado o estado das chaves e diodos quando inicia-se o processo de desligamento da fase F1 e ativação da fase F3. Como no modo original, D2 e D3 entram em condução e impõem tensão negativa a fase F1. Simultaneamente é aplicada uma tensão positiva a fase F3, através de D3 e CH6. No entanto, o diodo D3 não conduz corrente no sentido de circulação da fase F3, assim, durante o intervalo de tempo em que a corrente de F1 é maior que a corrente de F3, há uma transferência de energia da primeira para a segunda fase, fato que tem impacto no dimensionamento do inversor, pois esta transferência significa menos energia que passa pelas chaves de potência do inversor a cada ciclo de chaveamento. No momento em que as corrente se igualam, D3 comuta e CH3 inicia a condução de corrente, ainda impondo tensão negativa a fase F1. Na Figura 5.6 (b) é apresentado o estado da estrutura quando a corrente na fase F3 atinge seu valor de referência. Neste instante a

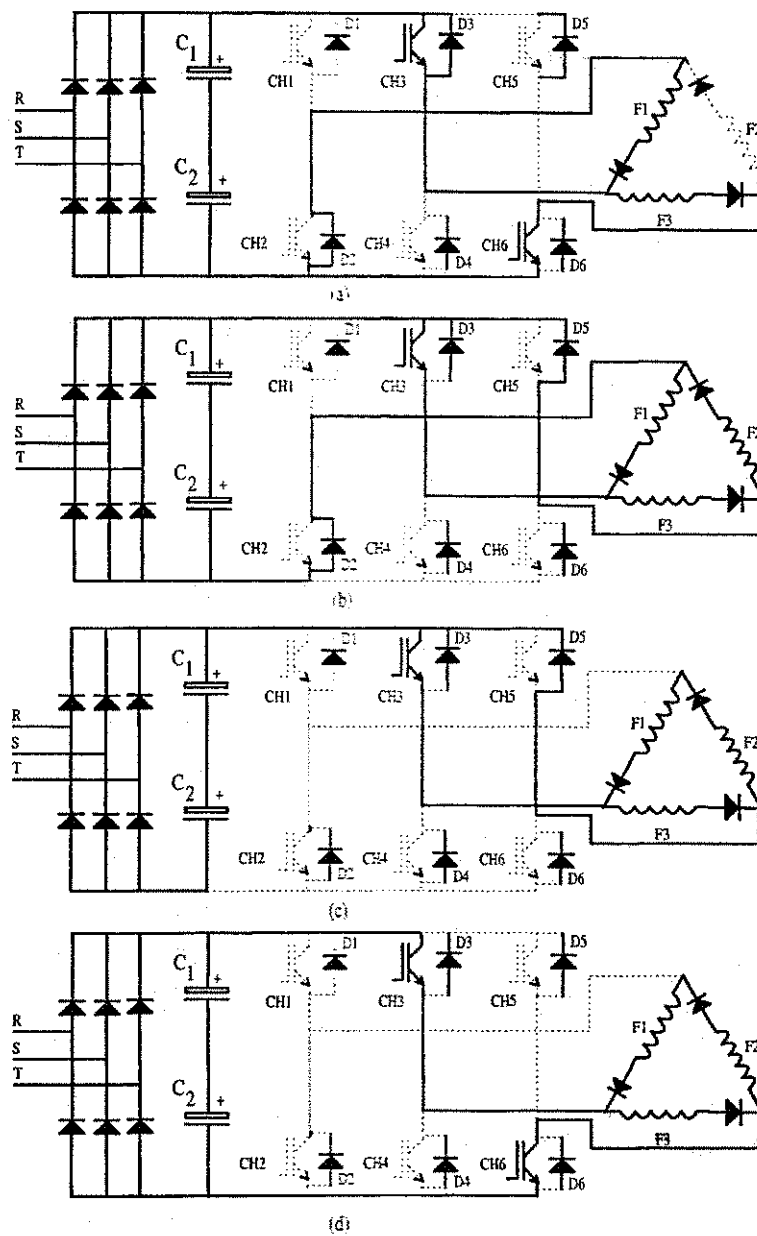


Figura 5.6: Configurações durante comutação: (a) início da comutação, (b) desligamento de CH6 para controle da corrente, (c) comutação do diodo D2 e (d) aplicação de tensão reversa as fases F1 e F2.

chave CH6 é desligada e simultaneamente D5 entra em condução, criando um caminho de roda livre para circulação da corrente da fase F3 por CH3 e D5. A entrada em condução de D5 e estando D2 ainda em condução aplica a tensão do barramento a fase F2, fazendo com que a corrente nesta cresça até atingir o nível da corrente da fase F1, quando isto ocorre, D2 comuta e o circuito passa para o estado apresentado na Figura 5.6 (c). Nesta Figura percebe-se o estabelecimento de uma ligação série entre os enrolamentos de fase F1 e F2, em paralelo com o enrolamento F3. A partir deste instante, aplica-se tensão zero aos enrolamentos da máquina, sempre que CH2 estiver desligada e tensão negativa aos enrolamentos F1 série com F2 e positiva ao enrolamento F3 quando CH2 está ligada, como pode ser visto na Figura 5.6 (d). O ganho obtido com a transferência da comutação da chave superior para a chave inferior ocorre no instante inicial de desligamento, onde consegue-se um prolongamento no tempo de aplicação de tensão negativa a fase F1, como podemos notar na Figura 5.7, onde são comparadas as correntes obtidas com o inversor meia ponte e ponte trifásica com comutação pela chave superior e inferior.

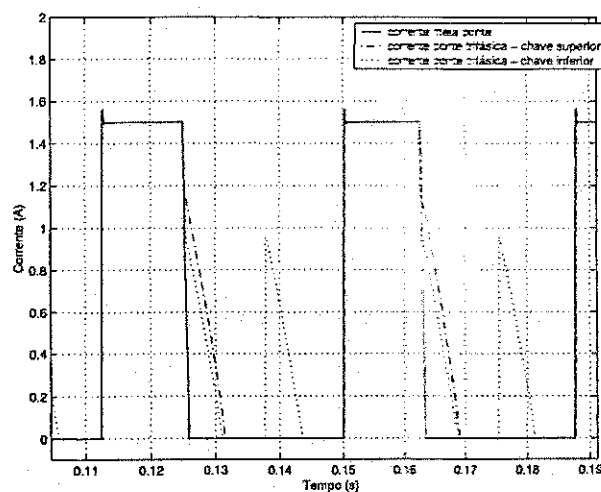


Figura 5.7: Correntes de fase: máquina acionada por inversor meia ponte assimétrica e ponte trifásica com comutação pela chave superior e inferior

O processo de comutação da chave inferior provoca o surgimento de um pico de corrente numa terceira fase durante o desligamento e ativação, respectivamente, das outras duas fases da máquina. Este fato não é observado no acionamento com o inversor meia ponte e nem com o inversor ponte trifásica com comutação da chave superior. No entanto, como este pico de corrente ocorre no ponto em que  $dL/d\theta \approx 0$ , o efeito sobre o conjugado gerado pela máquina é mínimo.



### Comutação de duas chaves

Os procedimentos de comutação já apresentados utilizam o tipo de comutação “soft-chopping”. A manutenção de uma chave sempre ligada faz com que durante a roda livre seja aplicada uma tensão nula ao enrolamento da máquina. Se for utilizada modulação PWM para controle do inversor com o cálculo dos tempos de ativação Jacobina (2001) dados por:

$$t_k = \left( \frac{v_k^*}{E_{dc}/2} + \frac{1}{2} \right) T. \quad (5.1)$$

Para o caso em que a tensão de roda livre é zero, a expressão (5.1) é alterada para

$$t_k = \frac{v_k^*}{E_{dc}/2} T, \quad (5.2)$$

sendo (5.1) válida para o caso em que durante a roda livre aplica-se a tensão CC do barramento com sinal negativo, ou seja, comutação “hard-chopping”. Comparando as duas expressões é possível perceber que para uma mesma tensão de referência,  $v_k^*$ , que define a tensão instantânea que deve ser aplicada a fase da máquina, o tempo de aplicação de tensão  $E_{dc}$  para a comutação “hard-chopping” será  $\frac{T}{2}$  maior do que o tempo para obter tensão equivalente pelo modo “soft-chopping” de chaveamento. Como a tensão média reversa aplicada a uma fase sendo desenergizada é definida pelo tempo em que são mantidas ligadas as chaves que alimentam a fase sendo energizada, no modo “hard-chopping”, a fase sendo desenergizada terá um tempo  $\frac{T}{2}$  a mais de aplicação de tensão reversa por ciclo de chaveamento.

Nas Figuras 5.8 (a), (b), (c) e (d) são mostrados os estados de operação do inversor ponte trifásica, durante o processo de comutação entre fases, quando utiliza-se o método de “hard-chopping”.

Na Figura 5.8 (a) é apresentado o estado das chaves e diodos quando inicia-se o processo de desligamento da fase F1 e a energização da fase F3. A análise é a mesma do caso anterior. Na Figura 5.8 (b) é apresentado o estado da estrutura quando a corrente na fase F3 atinge seu valor de referência. Neste instante as chaves CH3 e CH6 são desligadas e simultaneamente D4 e D5 entram em condução, com isto, cria-se um caminho de roda livre para circulação da corrente da fase F3. Pode-se observar que durante o intervalo de tempo em que D2 estiver conduzindo, sempre que D4 entrar em condução em função do desligamento de CH3 e CH6, sobre o enrolamento da fase F1 será aplicada uma tensão nula. A entrada em condução de D5, estando D2 condução, faz com que seja aplicada a tensão do barramento a fase F2, com isto, a corrente nesta fase cresce até atingir o nível da corrente da fase F1. Neste momento D2 comuta e o circuito passa para o estado apresentado na Figura 5.8 (c). Nesta Figura

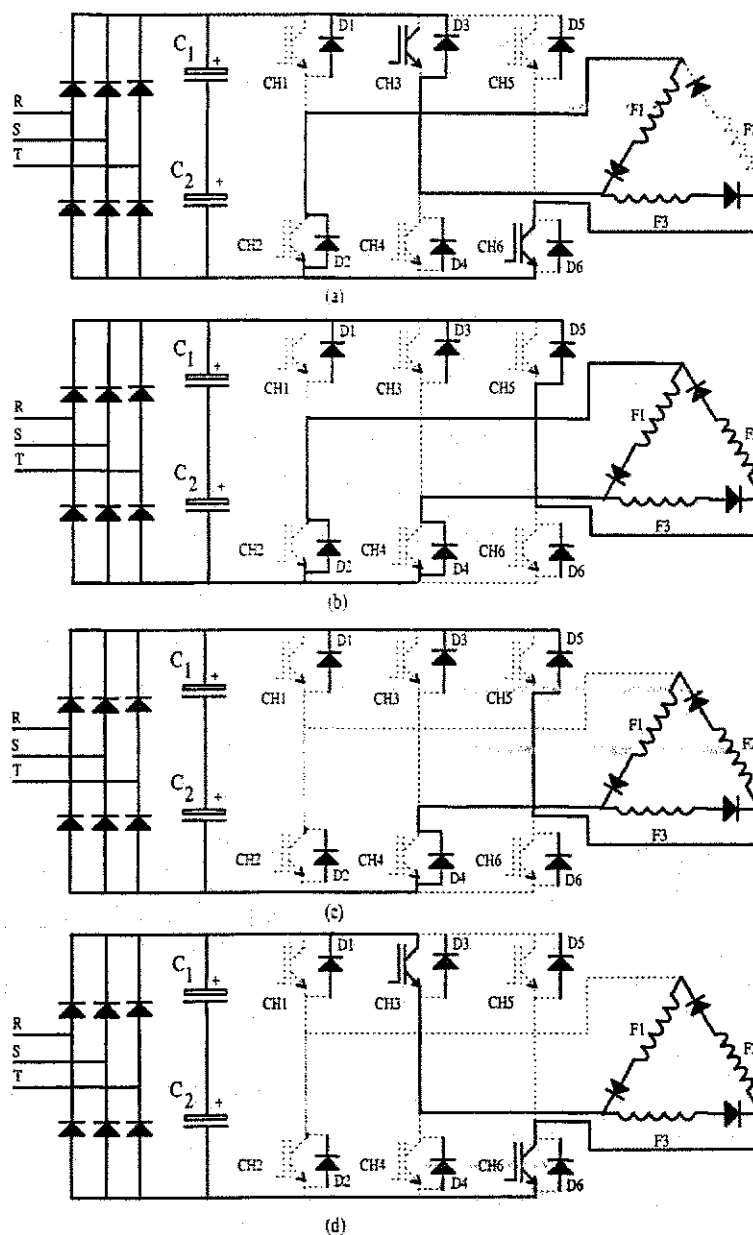


Figura 5.8: Configurações durante comutação: (a) início da comutação, (b) desligamento de  $CH_3$  e  $CH_6$  para controle da corrente, (c) comutação do diodo  $D_2$  e (d) aplicação de tensão reversa as fases  $F_1$  e  $F_2$ .

pode-se verificar novamente que se estabelece uma ligação série entre os enrolamentos de fase F1 e F2 em paralelo com o enrolamento F3. A diferença com relação ao caso anterior é a aplicação de tensão negativa ao enrolamento F3 da máquina, através de D4 e D5. Na Figura 5.8 (d) observamos que há aplicação de tensão reversa as fases F1 e F2 quando as chaves CH3 e CH6 estão ligadas. Apesar de haver uma transferência de energia da fase F3 para as fases F1 e F2, quando as chaves CH3 e CH6 estão desligadas, Figura 5.8 (b), isto não compromete a perda de energia sofrida por estas fases quando sobre elas é aplicada a tensão do barramento de forma reversa. Para efeito de comparação são apresentadas na Figura 5.9 as correntes obtidas com o inversor meia ponte e ponte trifásica com comutação pela chave superior, inferior e em ambas as chaves. Como na estratégia de comutação anterior, observa-se a presença de um pico de corrente no ponto em que  $dL/d\theta \approx 0$ .

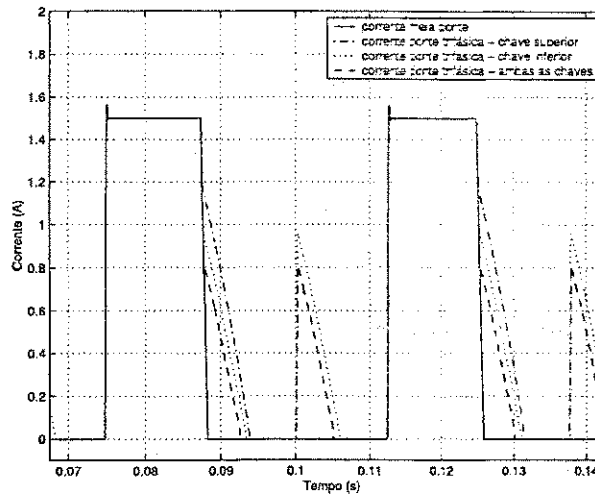


Figura 5.9: Correntes de fase: máquina acionada por inversor meia ponte assimétrica e ponte trifásica com comutação pela chave superior, inferior e em ambas as chaves.

Como a mudança de estratégia de comutação afeta a corrente que é gerada pelo inversor, este efeito reflete-se no conjugado produzido pela máquina. Na Figura 5.10 são apresentadas as curvas de conjugado obtidas para cada um dos casos simulados acima. Na Figura 5.11 é apresentada a curva de  $dL/d\theta$  utilizada para determinação do conjugado. Em todos os casos utilizou-se a expressão (5.3) para cálculo do conjugado, onde o efeito da indutância mútua foi desconsiderado e considera-se a máquina operando na região linear.

$$C_e = \frac{1}{2} i_k^2 \frac{dL(\theta)}{d\theta} \tag{5.3}$$

Uma análise das curvas de conjugado apresentadas na Figura 5.10 revela que há uma aproximação entre as curvas obtidas com a ponte trifásica, utilizando-se as estratégias de

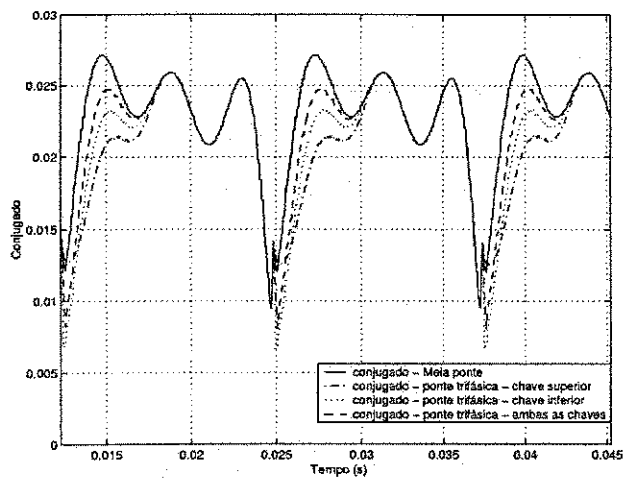


Figura 5.10: Conjugado instantâneo: operação com inversor ponte trifásica e meia ponte assimétrica.

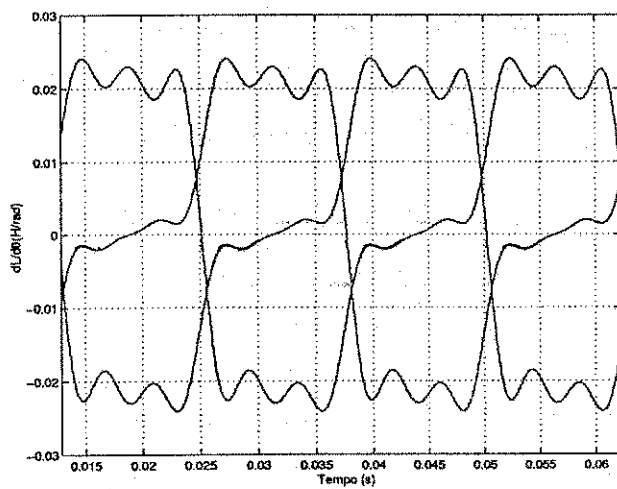


Figura 5.11: Derivada da indutância X posição

comutação modificadas, e a curva de conjugado gerado quando a máquina é acionada com o inversor meia ponte assimétrica. Percebe-se também que há uma maior proximidade entre os resultados obtidos com o inversor meia ponte e o ponte trifásica com comutação “hard-chopping”. Os resultados apresentados estendem-se às demais fases.

### 5.2.2 Topologia Modificada

Apesar da diminuição do tempo de extinção da corrente de fase a partir da modificação do modo de comutação das chaves o mesmo não é eliminado. Comparando as curvas da Figura 5.10 nota-se que em todos os casos o conjugado médio obtido é menor do que o gerado pelo inversor meia ponte assimétrica. A dificuldade observada em todos os procedimentos anteriores é que a tensão de desenergização da fase sendo desligada passa a ser determinada pela tensão de manutenção da corrente na fase sendo energizada e esta, dependendo das condições de operação da máquina, tende a ser menor que a tensão do barramento. A alternativa de comutação onde a chave superior é mantida constantemente fechada, permitiria que a tensão na fase sendo desenergizada fosse mantida em  $-E_{dc}$  durante todo o período de desenergização, no entanto, vimos que ao iniciar a comutação da chave inferior, o diodo de roda livre, que no caso estudado acima para a fase F1, corresponde ao diodo D2, comuta em função da circulação de corrente através da fase F2. Impedir que a corrente circule pela fase F2, evitará a comutação de D2, permitindo que a fase F1 seja mais rapidamente desenergizada. Neste sentido, é proposto o uso do inversor ponte trifásica como mostrado na Figura 5.12, onde os diodos internos ao delta são substituídos por tiristores comuns.

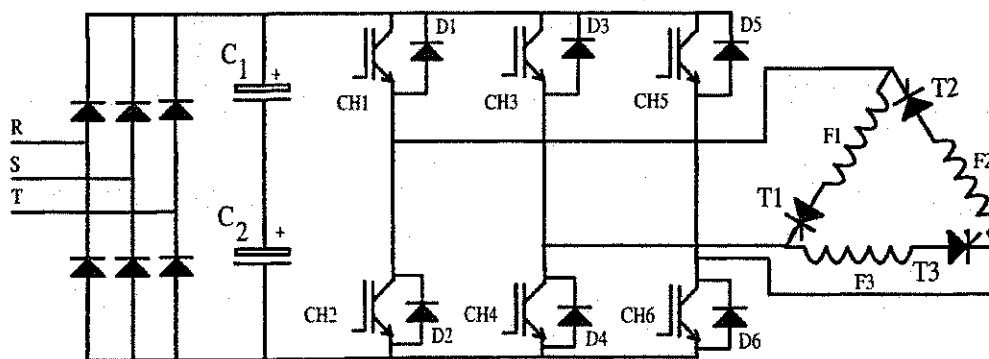


Figura 5.12: Inversor ponte trifásica acionando motor a relutância variável com enrolamentos ligados em delta com tiristores.

Nas Figuras 5.13 (a), (b) e (c) o mesmo circuito é redesenhado e os estados de operação durante a comutação da corrente entre fases são apresentados. Na Figura 5.13 (a), tem início o processo de desligamento da fase F1 e a energização da fase F2, para isto, as

chaves CH3, CH6 e o tiristor T2 são ligados. Inicialmente a chave CH3 não conduz, pois a corrente circula pelo diodo D3, fato que não impede que a tensão do barramento seja aplicada a fase F2. Sobre a fase F1 é aplicada a tensão do barramento com sinal negativo, iniciando a desenergização da mesma. O crescimento da corrente em F2, até que a chave CH3 efetivamente entre em condução se dá pela transferência de energia da fase F1 para a fase F2. Quando a corrente da fase F2 atinge o nível da corrente da fase F1, D3 comuta e CH3 passa a conduzir, sendo mantida ligada até que a corrente atinja seu valor de referência, como pode ser observado na Figura 5.13 (b). A condução de CH3 mantém a aplicação da tensão do barramento de forma reversa nos enrolamentos da fase F1, Com a condução de CH3, a energia remanescente na fase F1 é totalmente transferida para a fase F2. Para manter a corrente controlada na fase energizada, a chave CH6 é comutada, como pode ser visto na Figura 5.13 (c), quando CH6 é desligada D5 entra em condução. Para a fase F2 é criado um caminho de roda livre em que a tensão aplicada a esta fase é zero, enquanto na fase F1 mantém-se a tensão negativa. Observa-se que não há problema de comutação de T2, ao se desligar CH6, pois este comutará apenas quando a corrente na fase for extinta, o que ocorre no desligamento efetivo da mesma. O controle da corrente na fase F2 continuará com o circuito alternando entre os estados apresentados nas Figuras 5.13 (b) e 5.13 (c). Quando a corrente na fase F1 se extingue, T1 e D2 comutam naturalmente. Como o tiristor T3 só é disparado quando a fase F3 for ligada, o caminho de corrente por esta fase fica bloqueado, evitando a energização da mesma e o consequente desligamento de D2, como já havíamos analisado anteriormente.

Os resultados experimentais apresentados a seguir corroboram com as análises anteriores sobre o comportamento do inversor ponte trifásica com diodo e com tiristor, acionando uma máquina a relutância variável. Nas Figuras 5.14(a) e (b) são apresentadas as curvas de tensão e corrente, respectivamente, para a estrutura com diodo. As curvas representam o instante de desligamento da fase. Na Figura 5.14(a) pode-se observar o chaveamento da tensão aplicada a fase sendo desenergizada, após o período de aplicação da tensão plena do barramento. O efeito disto sobre a corrente é o alongamento do tempo de anulação da corrente como pode ser visto na Figura 5.14(b).

Nas Figuras 5.15(a) e (b) são apresentadas as curvas experimentais equivalentes de tensão e corrente no instante de desligamento da fase da máquina utilizando tiristores no lugar dos diodos. Como previsto pelos estudos de simulação, a tensão do barramento é aplicada a fase sendo desenergizada ao longo de todo o período de desligamento. Isto faz com que a corrente caia mais rapidamente, como pode ser observado nas correntes experimentais apresentadas na Figura 5.16, onde são plotadas as correntes nas três fases da máquina. As curvas em

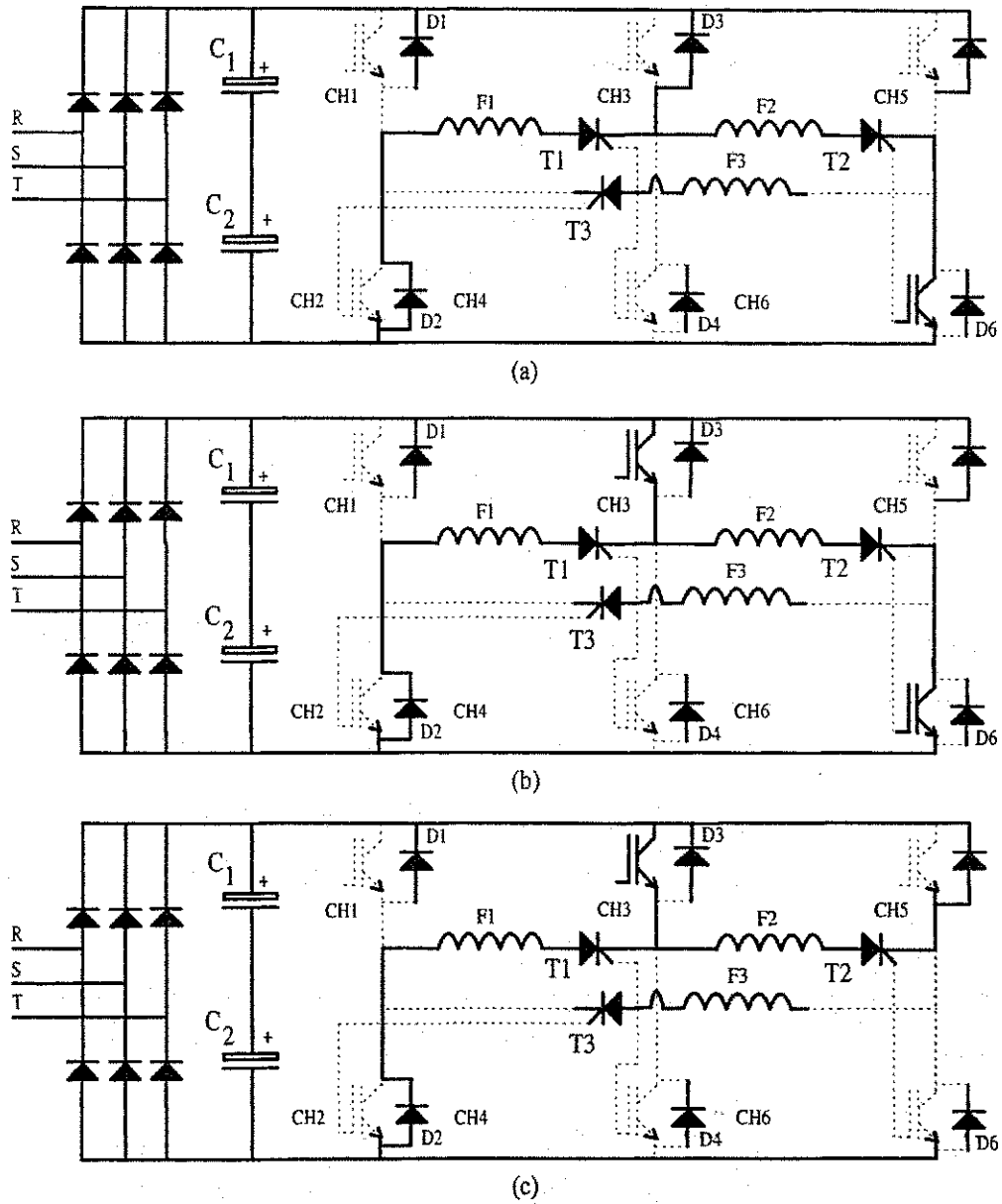


Figura 5.13: Configurações de operação do inversor ponte trifásica com tiristores: (a) início de desenergização da fase F1, (b) condução da chave CH3 e (c) desligamento da chave CH6.

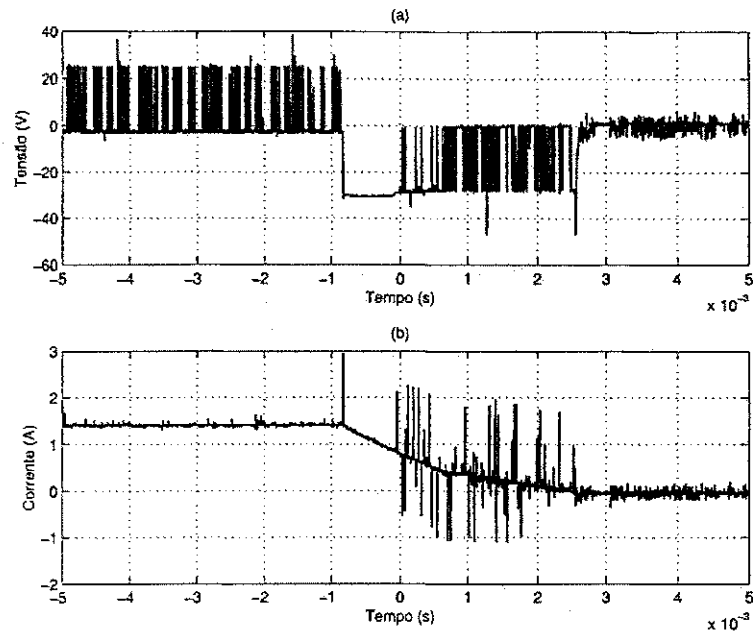


Figura 5.14: Resultado experimental - Tensão e corrente no momento de desligamento da fase utilizando inversor ponte trifásica com diodos na ligação delta.

linha cheia representam as correntes utilizando a estrutura com diodos e as curvas em linha tracejada as correntes utilizando a estrutura com tiristores.

Os seguintes fatos devem ser salientados com relação ao circuito proposto:

- Os tiristores não precisam ser do tipo de rápida recuperação reversa, pois a comutação de corrente ocorrerá de forma natural e segundo a constante de tempo do circuito RLE formado pelos enrolamentos da máquina;
- Pode-se utilizar o sinal de comando das chaves inferiores da ponte trifásica para disparar os tiristores, pois os mesmos serão ativados apenas nos instantes em que as suas respectivas fases forem ligadas. Após o disparo e estabelecida uma corrente maior que a corrente de manutenção do tiristor este permanece ligado independente dos sinais de comando da chave inferior. A duração do sinal de comando das chaves inferiores no momento de energização de uma fase tem duração suficiente para por o tiristor em operação;
- A configuração apresenta desempenho equivalente ao inversor meia ponte assimétrica, com relação ao tempo de extinção da corrente. Com relação a capacidade de energização de mais de uma fase simultaneamente, o fato de duas fases compartilharem as chaves do mesmo braço, exige uma coordenação entre os sinais de comando das chaves



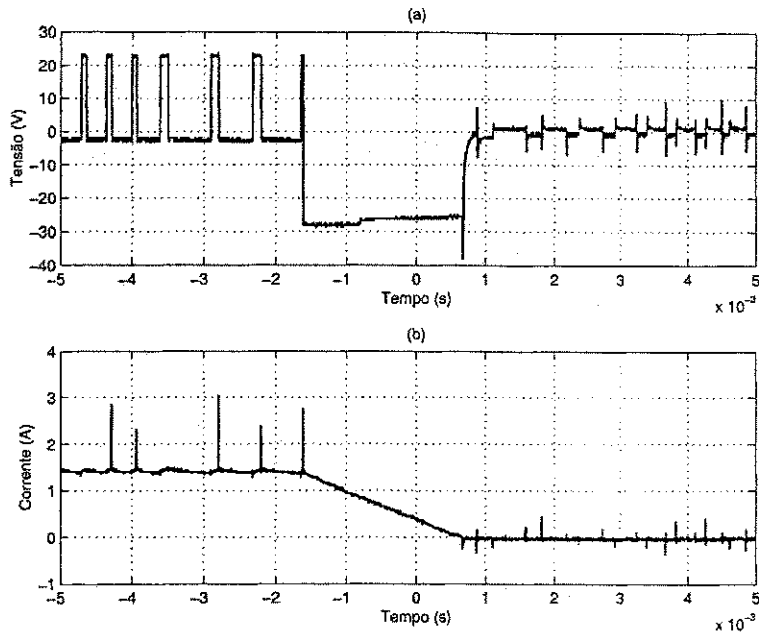


Figura 5.15: Resultado experimental - Tensão e corrente no momento de desligamento da fase utilizando inversor ponte trifásica com tiristores na ligação delta.

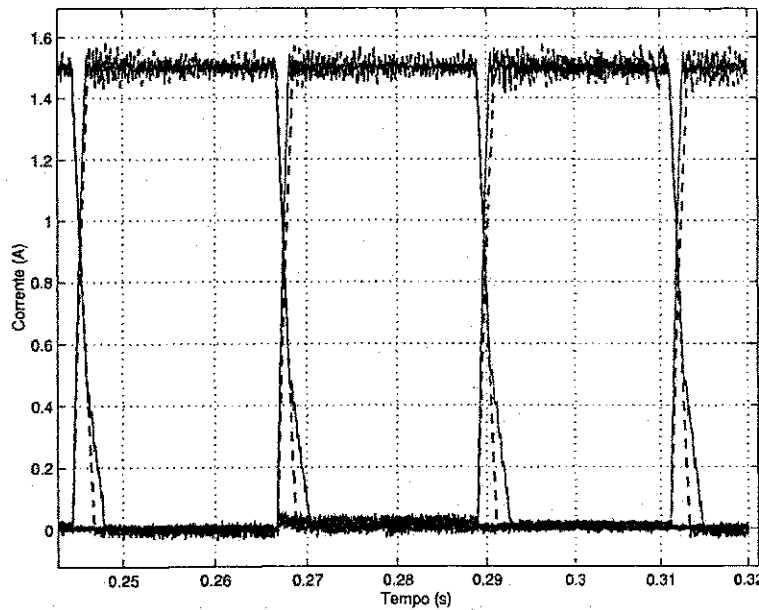


Figura 5.16: Resultado experimental - Correntes de fase da máquina: (i) curvas em linha cheia, inversor com diodos e (ii) curvas em linha tracejada, inversor com tiristores.

do braço compartilhado para não provocar um curto circuito do barramento CC do inversor:

- A transferência de energia entre uma fase sendo desligada e outra sendo ligada provoca uma menor solicitação das chaves de potência do inversor, por ciclo de chaveamento. Isto permite dimensionar dispositivos de menor potência e de menor custo.

### 5.2.3 Ligação estrela

Nos sistemas de acionamento de máquinas de indução é padrão uso do inversor ponte trifásica. Em geral, os enrolamentos da máquina são conectados em estrela com ponto central flutuando, como pode ser visto na Figura 5.17. A operação destes sistemas consiste na energização simultânea de todas as fases da máquina com uma tensão senoidal ou forma de onda próximo a uma senóide, defasadas entre si.

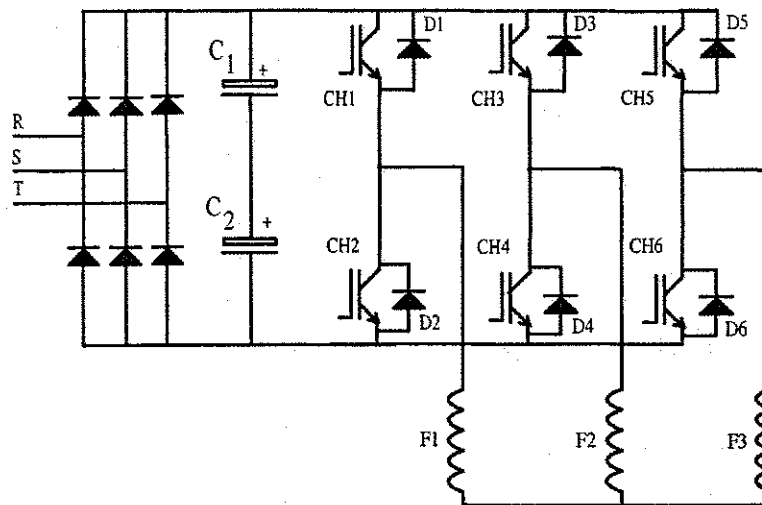


Figura 5.17: Inversor ponte trifásica acionando motor de indução.

As máquinas a relutância variável não trabalham com todas as suas fases energizadas, exceto em alguns casos de acionamento vetorial Matsui, Akao e Wakino (1991), Liu, Chen e Lin (1995). O mais comum são os acionamentos em que uma ou duas fases conduzem simultaneamente. No entanto, este tipo de operação das máquinas a relutância variável não impede o uso da ponte trifásica, estando os enrolamentos da mesma conectados em estrela, com o ponto central ligado ao ponto central do banco de capacitores do barramento CC que alimenta o inversor, como apresentado na Figura 5.18.

A conexão do centro da estrela ao ponto central dos capacitores permite o acionamento individualizado de cada fase da máquina a relutância variável, no entanto, esta operação

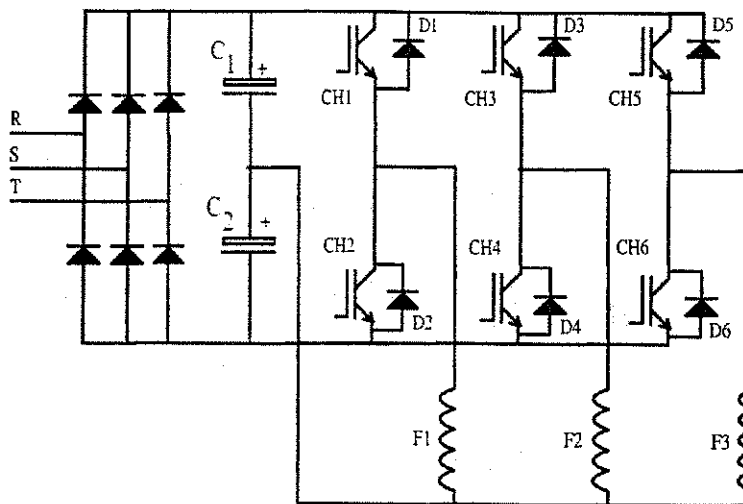


Figura 5.18: Inversor ponte trifásica acionando máquina a relutância variável com enrolamentos ligados em estrela.

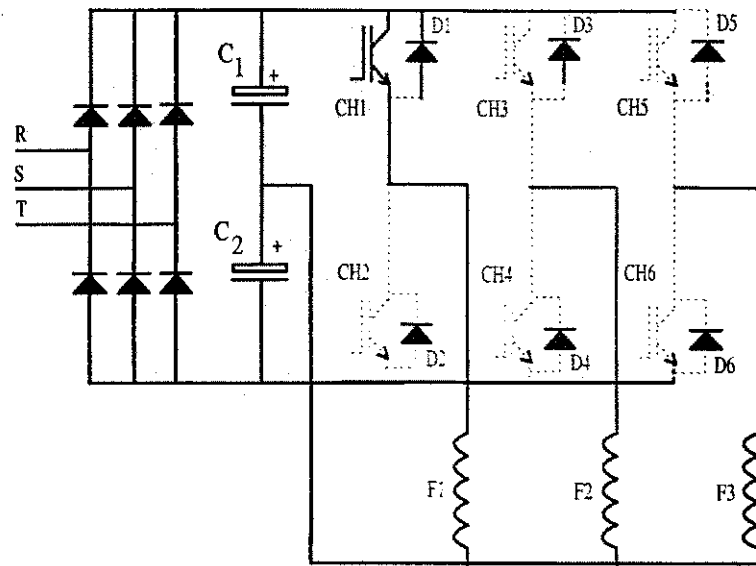
tende a desbalancear as tensões entre os capacitores, como ocorre no inversor “Split” Huang, Zhou e Jiang (1997) Ryoo (1998) Liu e Pillay (1999). A seguir serão analisados procedimentos de operação da máquina a relutância variável em regime e na partida, considerando o equilíbrio das tensões nos capacitores do barramento CC.

### Operação em Regime Permanente

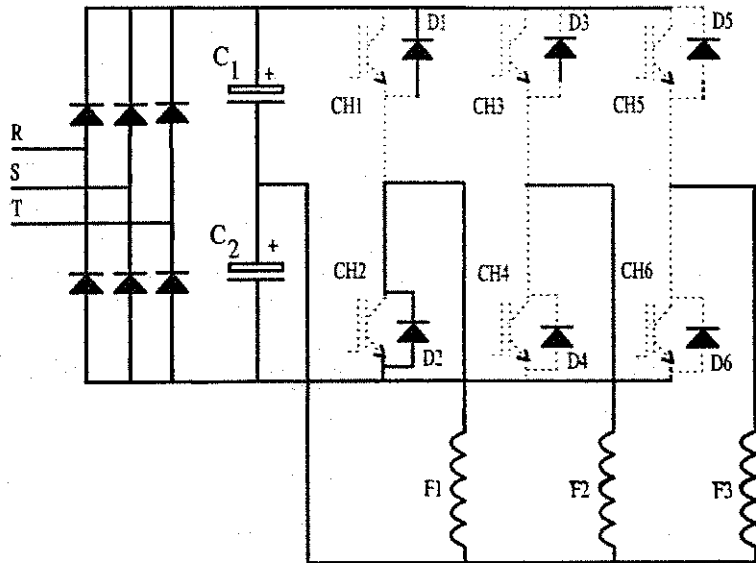
Quando a máquina a relutância variável estiver operando em regime permanente a corrente comuta entre fases a uma taxa definida pela velocidade de operação da máquina. O sentido de aplicação de corrente aos enrolamentos da máquina não interfere na operação da mesma, já que o conjugado é proporcional ao quadrado da corrente. Assim, uma mesma fase pode ser alimentada por correntes de sinais diferentes, em ciclos de energização distintos, ao longo da sua operação, onde a determinação do sentido adotado para uma dada corrente será definido em função do algoritmo de equalização das tensões dos capacitores. Como cada braço do inversor ponte trifásica é formado por duas chaves, existe a liberdade de energizar qualquer das fases utilizando a chave superior e o capacitor superior ou a chave inferior e o capacitor inferior, como mostrado nas Figuras 5.19.(a) e (b) e 5.20.(a) e (b), respectivamente.

O algoritmo de equalização da tensão dos capacitores, em um sistema de acionamento a partir de ponte trifásica e ligação estrela, utiliza a informação do desbalanceamento das tensões entre os capacitores para definir o sentido de circulação da corrente na próxima fase a ser energizada. O mesmo é descrito abaixo.

### Algoritmo de Equalização



(a)



(b)

Figura 5.19: Inversor ponte trifásica com MRV ligado em estrela: (a) energização da fase F1 pela chave superior e (b) roda livre.

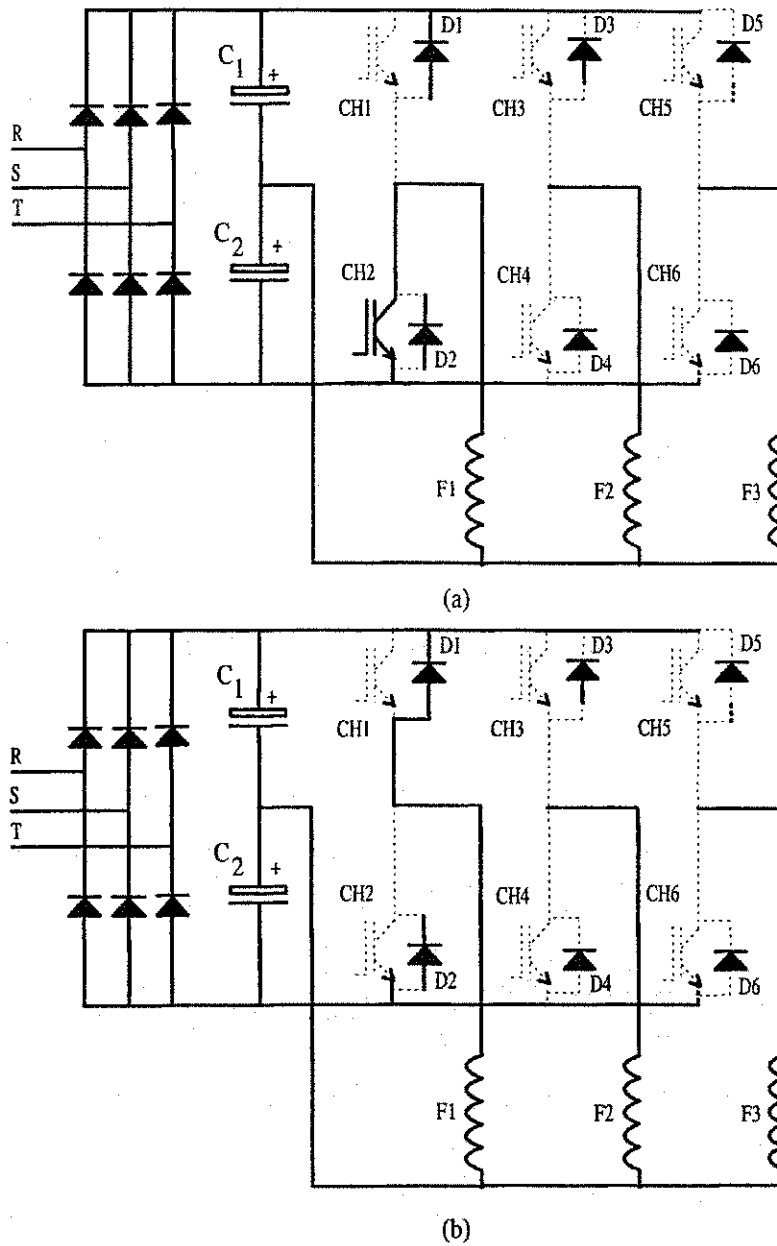


Figura 5.20: Inversor ponte trifásica com MRV ligado em estrela: (a) energização da fase F1 pela chave inferior e (b) roda livre.

- Passo 1 - Identifica-se o nível de tensão dos capacitores superior e inferior do barramento CC
- Passo 2 - A partir das informações obtidas no passo 1, define-se o sentido de condução da próxima fase segundo a lógica de seleção abaixo
  - Se tensão do capacitor superior for maior que tensão do capacitor inferior, então sentido de corrente para próxima fase é positivo;
  - Se tensão do capacitor superior for menor que tensão do capacitor inferior, então sentido de corrente para próxima fase é negativo

O algoritmo é extremamente simples, além disso, apenas a informação da tensão em um dos capacitores é suficiente para definir o sentido de condução da próxima fase a ser energizada. Para o algoritmo não seria necessário ter informação desta tensão, bastaria apenas comparar a tensão entre os dois capacitores para definir o sentido de circulação da corrente da próxima fase a ser energizada. A medição da tensão dos capacitores deve-se a necessidade do conhecimento desta para o correto cálculo dos tempos de acionamento das chaves quando utilizando técnicas PWM de controle. No caso de um controle por histerese a estrutura com comparador pode ser utilizada.

As análises desenvolvidas a seguir foram realizadas através de estudos de simulação. Estas foram implementadas a partir das equações diferenciais dos circuitos formados pelas chaves do inversor, capacitores de filtro do barramento CC e os circuitos RLE que representam as fases da máquina. O método de integração numérica adotado foi o Runge-Kutta de 4ª ordem, com passos de integração de  $1,0 \times 10^{-10}$  e  $1,0 \times 10^{-7}$ . O passo de  $1,0 \times 10^{-10}$ , foi usado no início das simulações, para um cálculo mais preciso da tensão de carga dos capacitores. O mesmo foi mantido até atingir-se um intervalo de simulação equivalente a  $1,5ms$ . A partir deste instante o passo de integração foi ajustado em  $1,0 \times 10^{-7}$ , permanecendo neste valor até a conclusão das simulações. As chaves de potência e diodos foram simulados como sendo dispositivos ideais, ou seja,  $t_{on}$  e  $t_{off}$  nulos, impedância quando desligado infinita, impedância quando ligado zero. Todas as simulações iniciaram com o procedimento de carga dos capacitores, onde utilizou-se a expressão (5.4) para simulação da tensão nos terminais do capacitor.

$$v_{ci}(t) = v_{ci}(0) + \frac{1}{C_i} \int_0^t i_{ci}(t) dt, \quad i = 1, 2 \quad (5.4)$$

$$i_{ci}(t) = C_i \frac{dv_{ci}}{dt} = \frac{V_{ret} - (v_{c1}(t) + v_{c2}(t))}{r_c}, \quad \text{para o período de energização e} \quad (5.5)$$

$$i_{ci}(t) = C_i \frac{dv_{ci}}{dt} = i_k(t) + \quad (5.6)$$

$$\frac{V_{ret} - (v_{c1}(t) + v_{c2}(t))}{r_c}, \quad \text{com a máquina em operação} \quad (5.7)$$

A expressão (5.5) foi utilizada para determinar a corrente de carga, nesta expressão  $v_{c1}$  e  $v_{c2}$  representam a tensão dos capacitores C1 e C2, respectivamente. Quando a máquina entra em operação, passa a circular a corrente  $i_k$  pelos seus enrolamentos e pelos capacitores. Nesta situação a corrente passa a ser definida pela expressão (5.7), onde percebe-se a contribuição da corrente de fase da máquina e também do retificador trifásico de entrada, representado por  $V_{ret}$ . Nas simulações considerou-se  $r_c$ , resistência interna dos capacitores, com valor igual a  $18,0m\Omega$ .

Nas Figuras 5.21, 5.22 e 5.23 são apresentadas as correntes obtidas a partir de um inversor meia ponte, as correntes obtidas com o inversor ponte trifásica com ligação em estrela, as tensões nos capacitores superior e inferior do barramento CC do inversor ponte trifásica e o conjugado gerado com ambas as estruturas. Em ambos os casos o acionamento é sem carga. Nas Figuras 5.24 (a) e (b) são apresentadas as tensões dos capacitores e correntes de fase quando uma carga com conjugado de 50% do nominal é aplicada a máquina.

Pode ser observado nas curvas de conjugado e de corrente um aumento na oscilação destas grandezas, os principais motivos são a comutação do tipo "hard chopping", a única possível quando utiliza-se o inversor ponte trifásica com ligação estrela e em menor proporção a oscilação da tensão DC de alimentação do inversor, mesmo porque a frequência desta é bem menor se comparada a da oscilação observada nas curvas. Outra observação é a respeito das correntes para o inversor ponte trifásica em estrela, as curvas mostradas na Figura 5.21, correspondem ao módulo das respectivas correntes, daí não haver mudança na polaridade da mesma, como discutido no texto. Esta mesma observação valerá para todos os resultados de simulação posteriormente apresentados para estruturas com ligação estrela.

Na Figura 5.25 são apresentadas as curvas de tensão nos capacitores e corrente na máquina obtidas experimentalmente, com a máquina operando em regime a uma velocidade de  $11.7 \text{ rad/s}$  em vazio. Na Figura 5.25(a) pode ser observada a flutuação na tensão dos capacitores, no entanto, mantendo-se equilibrada entre os dois capacitores. Na Figura 5.25(b) são apresentadas as correntes, onde percebe-se a alternância de polaridade da corrente que serve para equilibrar a tensão dos capacitores.

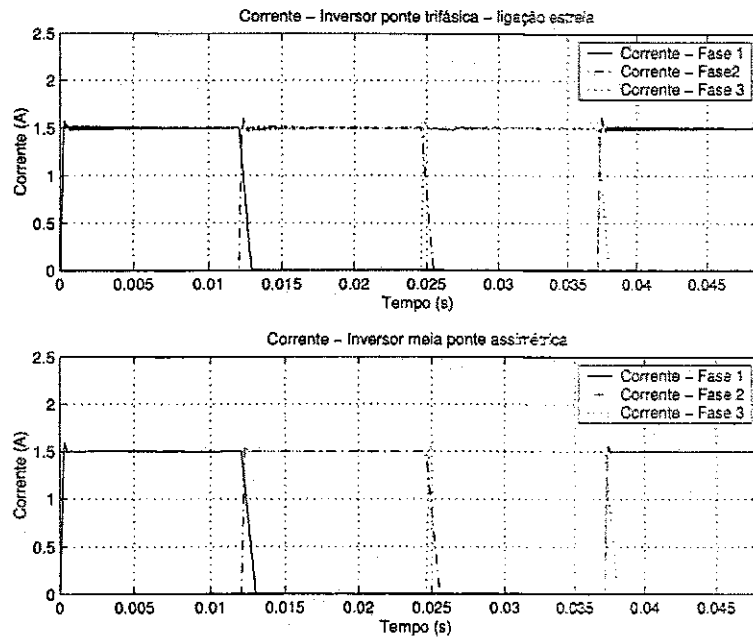


Figura 5.21: Correntes da máquina acionada com inversor ponte trifásica, ligação estrela e inversor meia ponte assimétrica.

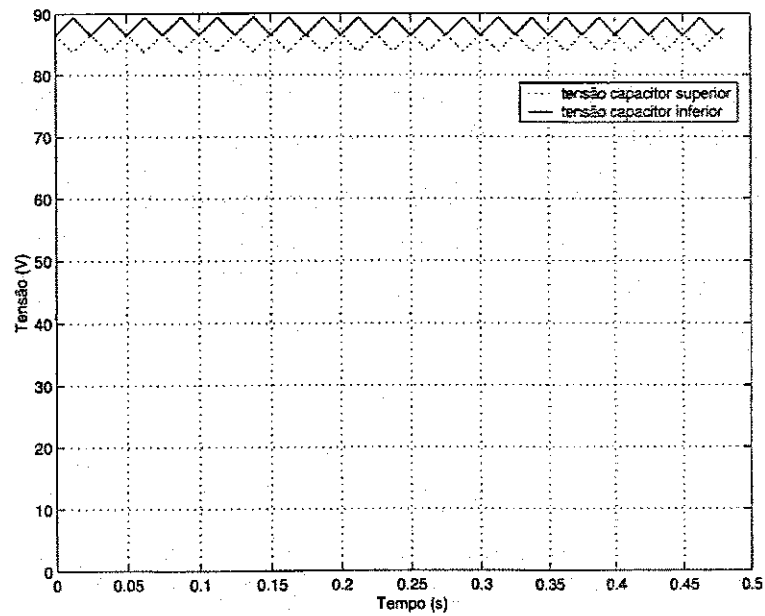


Figura 5.22: Tensão nos capacitores superior e inferior.



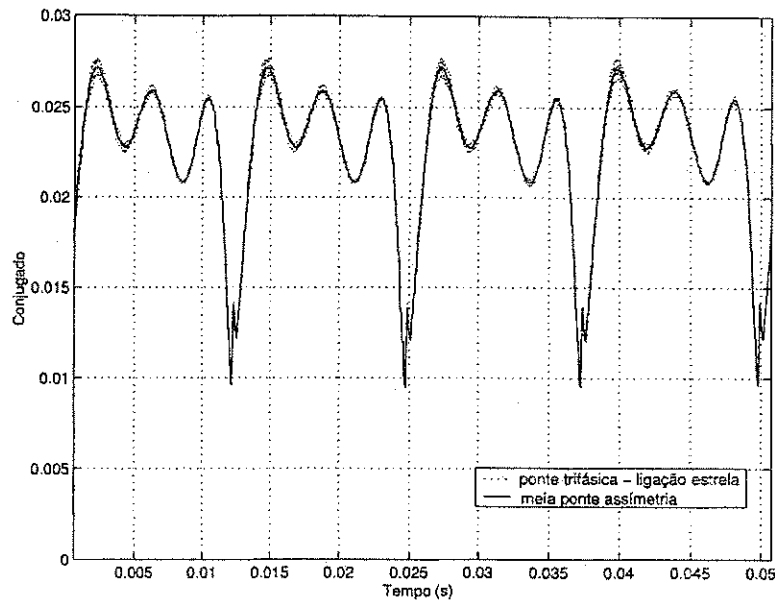


Figura 5.23: Conjugado gerado pela máquina, acionada por inversor ponte trifásica, ligação estrela e inversor meia ponte assimétrica.

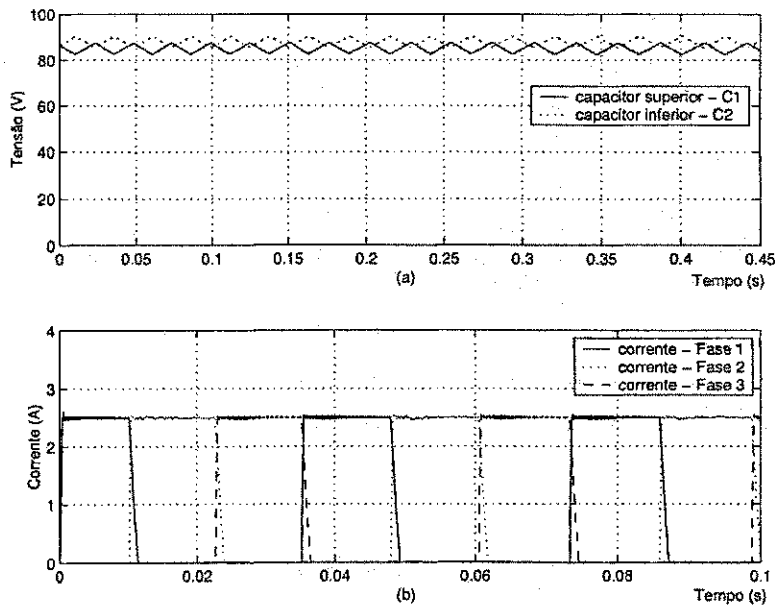


Figura 5.24: Operação em regime a 200 RPM com carga de 50% do conjugado nominal: (a) tensão nos capacitores superior ( $C_1$ ) e inferior ( $C_2$ ) e (b) corrente nas fases da máquina.

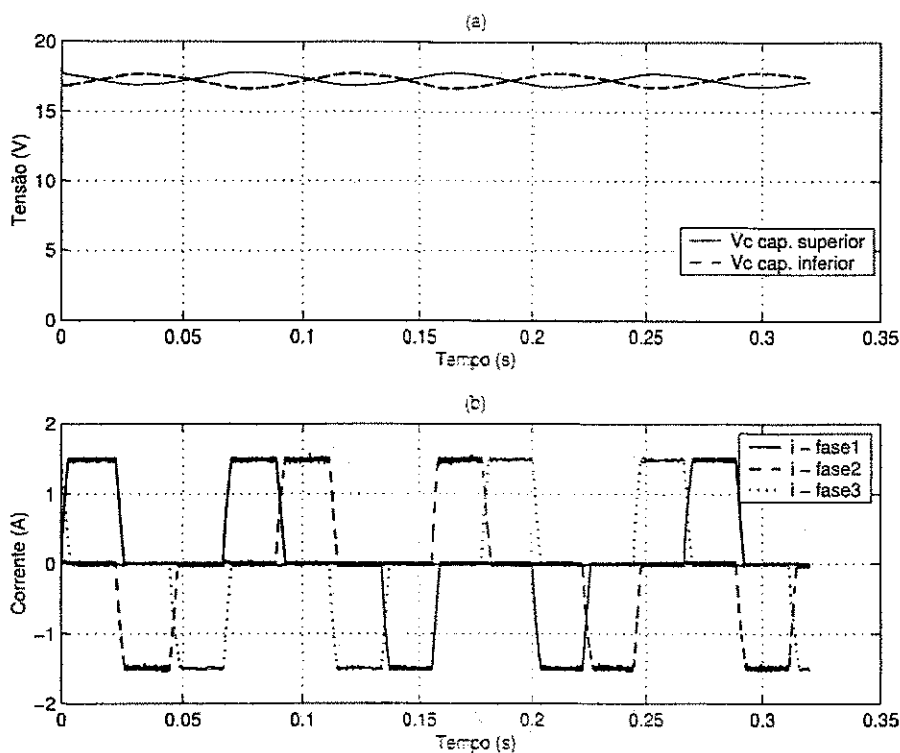


Figura 5.25: Resultado experimental - Operação em regime a 112 RPM em vazio: (a) tensão nos capacitores superior ( $C_1$ ) e inferior ( $C_2$ ) e (b) corrente nas fases da máquina.

### Partida

O ponto crítico de operação do sistema de acionamento baseado na estrutura ponte trifásica com ligação em estrela é no momento da partida da máquina. A dificuldade consiste no fato de que na partida a solicitação de carga de um mesmo capacitor é prolongada, podendo levar a total desenergização do mesmo. Fatores que podem influenciar no tempo de partida vão desde o momento de inércia da própria máquina até o perfil de conjugado da carga acoplada ao seu eixo. Se nenhum procedimento de partida for adotado, dependendo das condições em que esta ocorrerá, os capacitores do barramento CC deverão ser sobredimensionados para atender especialmente a solicitação de energia neste instante. Nas Figuras 5.26(a) e (b) são apresentadas as curvas de tensão dos capacitores do barramento CC para a partida em vazio de uma máquina a relutância variável com momento de inércia de  $1.07 \times 10^{-3} \text{ Kg m}^2$ , energizando a primeira fase com a chave superior do braço 1 do inversor. As capacitâncias são respectivamente  $3300 \mu\text{F}$  e  $10000 \mu\text{F}$ .

Na Figura 5.26(a), observa-se que a tensão no capacitor cai a zero no instante de partida. Mesmo com um capacitor 3 vezes maior há uma queda acentuada na tensão do capacitor superior no instante da partida. Para contornar o problema de descarregamento dos ca-

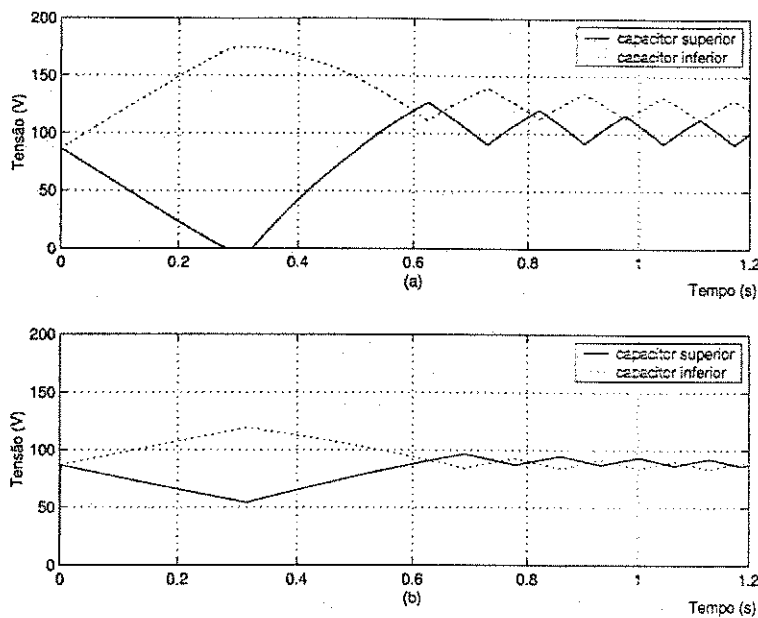


Figura 5.26: Tensão nos capacitores superior e inferior: (a) capacitância de  $3300\mu F$  e (b) capacitância de  $10000\mu F$ .

pacitores ao iniciar a operação da máquina, serão analisadas duas estratégias para partida baseadas na modificação da estrutura do barramento CC usando relés.

**Relé de Partida** Na Figura 5.27 é apresentado o inversor ponte trifásica com relé de partida colocado em paralelo com um dos capacitores do barramento.

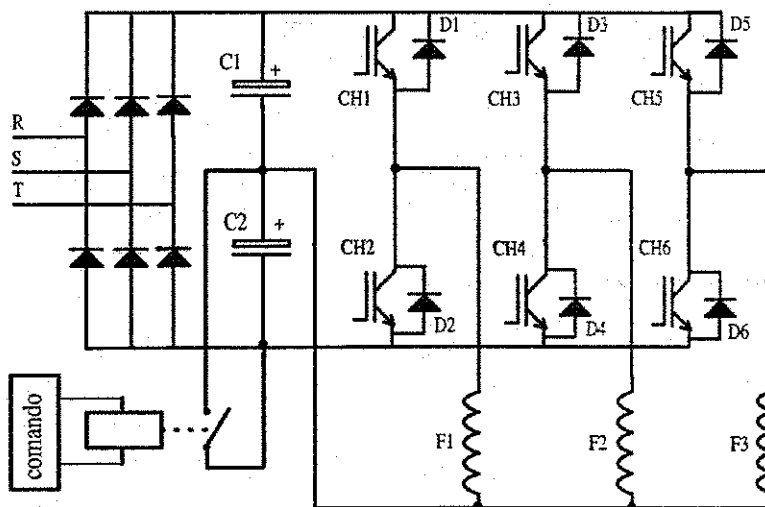


Figura 5.27: Inversor ponte trifásica com MRV ligado em estrela e relé de partida.

A operação do sistema consiste em ter os contatos do relé fechados quando o sistema é ligado, curto circuitando o capacitor C2. Toda a tensão do barramento é aplicada ao

capacitor C1. A máquina é então acionada apenas com o capacitor superior e usando apenas as chaves superiores, numa configuração equivalente ao inversor com apenas uma chave e um diodo de roda livre por fase Miller (1993). Nesta configuração a desenergização da fase se dá segundo a constante de tempo definida pela indutância e resistência da própria fase. Como o relé só opera durante a partida e nesta a velocidade é muito baixa, o tempo longo de extinção não compromete a operação do sistema. Estudos de simulação tem demonstrado que não é necessário um giro mecânico completo do eixo da máquina, para que a operação do relé seja suspensa. Nas simulações o relé é desligado no instante em que a corrente comuta da fase 1 para a fase 2. Quando o relé é desligado, o algoritmo de equalização passa a determinar o sentido de condução das fases. Como inicialmente apenas o capacitor C1 possui carga, este continuará a ser utilizado para energização das fases até que a tensão nos capacitores seja equalizada. Com o desligamento do relé, passa a haver um fluxo de corrente para o capacitor C2 e este começa a se carregar e tende a equilibrar sua tensão com o capacitor C1. Neste ponto a máquina já encontra-se em operação. Nas Figuras 5.28 (a) e (b) são apresentadas as curvas de tensão dos capacitores e a corrente de partida em vazio da máquina.

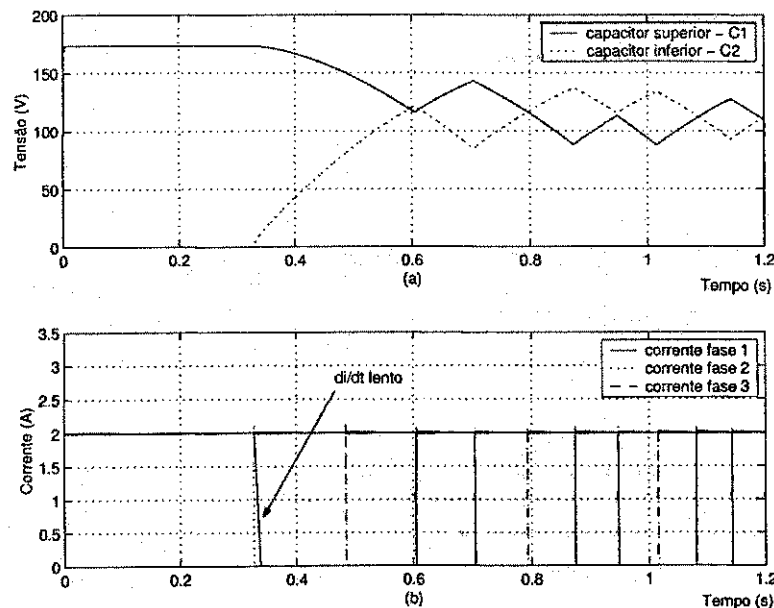


Figura 5.28: Partida da máquina em vazio: (a) tensão nos capacitores superior (C1) e inferior (C2) e (b) corrente nas fases da máquina.

Pode-se observar na corrente da fase 1 um alongamento do tempo de queda da corrente e também que o relé é desligado no instante de comutação entre as fases 1 e 2. Nas Figuras 5.29 (a) e (b) são apresentadas as mesmas Figuras, no entanto para uma partida com conjugado

de carga igual a 50% do conjugado nominal da máquina.

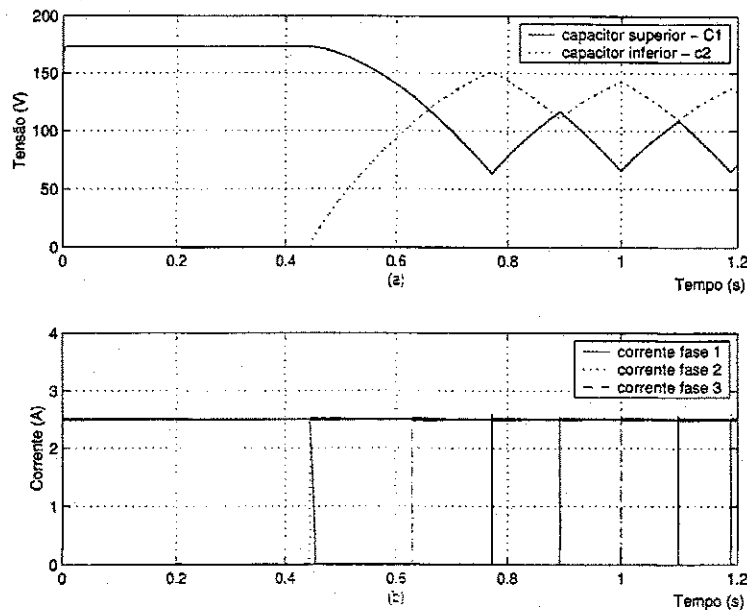


Figura 5.29: Partida da máquina com conjugado de carga = 50%  $C_e$  nominal: (a) tensão nos capacitores superior (C1) e inferior (C2) e (b) corrente nas fases da máquina.

Na Figura 5.30 são apresentadas as curvas experimentais de tensão nos capacitores e corrente de fase da máquina na sua partida, acionada pelo inversor ponte trifásica, com os enrolamentos ligados em estrela. Neste caso, como na simulação, o capacitor C2 foi curto circuitado, sendo a partida realizada com o uso das chaves superiores da ponte e com o capacitor C1. Em  $t = 0.81s$  o relé foi desligado, começando a carga do capacitor C2. A equalização das tensões ocorre aproximadamente em  $t = 1.24s$ , quando inicia a operação do algoritmo de equalização. A partir deste instante as correntes nas fases da máquina alternam sua polaridade em função da ação do algoritmo de equalização.

Na Figura 5.31 são apresentadas as correntes da Figura 5.30(b) em três períodos distintos durante a partida: (a) período 1 - capacitor C2 curto circuitado, (b) período 2 - capacitor carregando e (c) período 3 - início de operação do algoritmo de equalização. Durante o período 1, o tempo de decaimento da corrente é longo por causa da aplicação de tensão nula a fase sendo desligada. No período 2, o tempo de decaimento começa a diminuir devido a aplicação da tensão do capacitor C2, que está crescendo, reversamente nos terminais da fase sendo desligada. No período 3, quando as tensões já estão equalizadas começa a haver a alternância de polaridade nas correntes de fase, não verificada nos períodos anteriores.

Para garantir baixas oscilações na tensão do barramento CC, geralmente são utilizados retificadores trifásicos em ponte, como o mostrado na Figura 5.27. Associado a este é comum

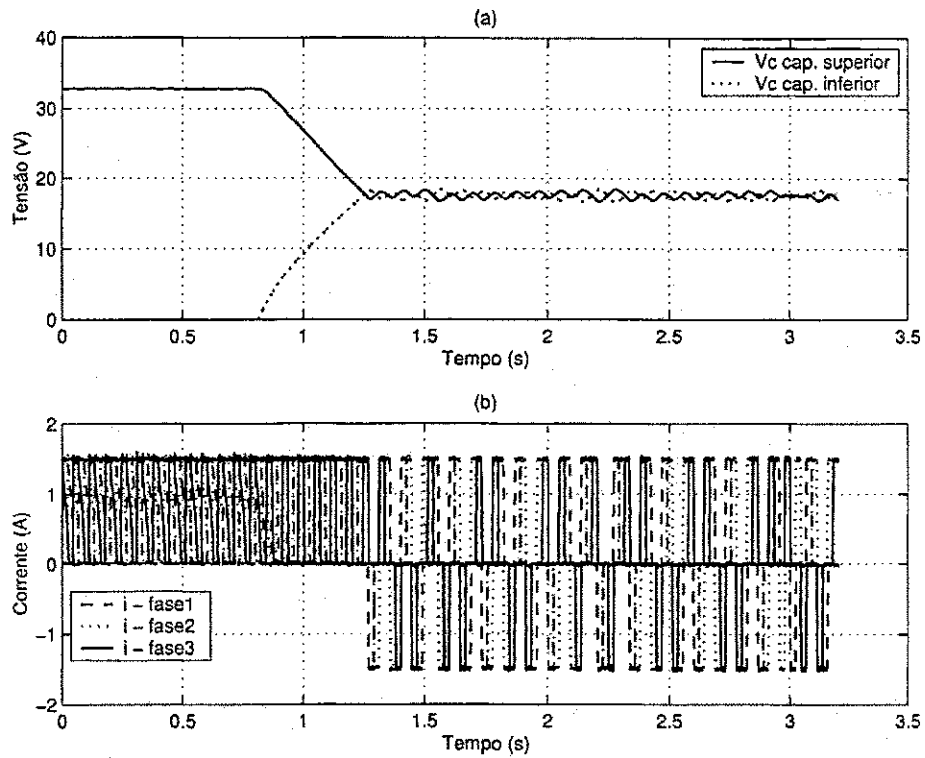


Figura 5.30: Curvas experimentais de partida da máquina em vazio: (a) tensão nos capacitores superior (C1) e inferior (C2) e (b) corrente nas fases da máquina.

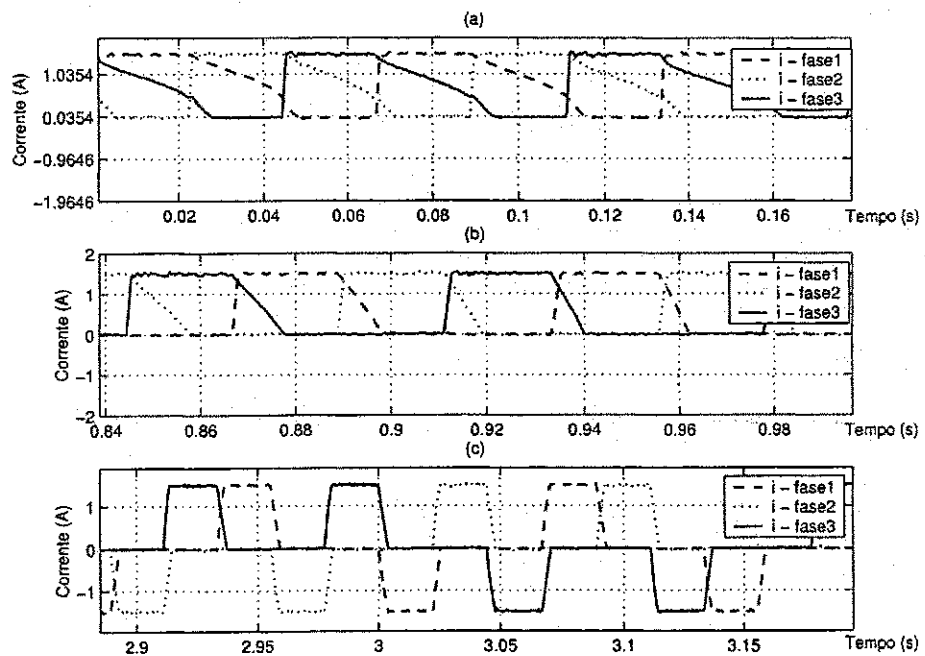


Figura 5.31: Curvas experimentais - Correntes de fase: (a) capacitor em curto, (b) capacitores carregando e (c) tensão dos capacitores equalizada

acoplar um circuito de energização dos capacitores do barramento CC para evitar as elevadas correntes de carga. O circuito é basicamente composto por uma resistência interligando a ponte retificadora e os capacitores. Em paralelo com este é colocado um relé, cujos contatos curto circuitam o resistor após a carga inicial dos capacitores. Reposicionando o relé e o resistor, como mostrado na Figura 5.32, é possível realizar uma carga suave dos capacitores, auxiliar a partida da máquina e ainda diminuir a constante de tempo de queda da corrente nas fases enquanto o relé é mantido fechado, pois o caminho de roda livre passa através do resistor de carga dos capacitores. A modificação com relação ao circuito original de carga é o uso de um relé com contato reversível, como mostrado na Figura 5.32.

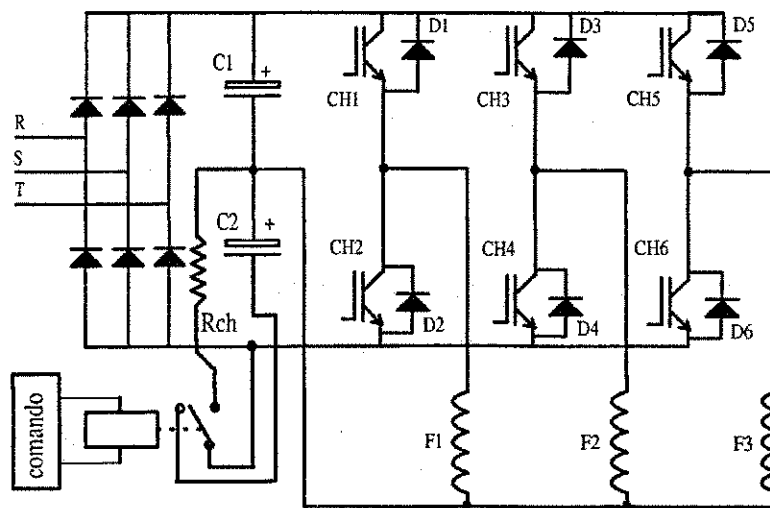


Figura 5.32: Inversor ponte trifásica com MRV ligado em estrela e circuito de energização dos capacitores reestruturado.

O relé pode ser mantido fechado até que a máquina atinja uma velocidade mínima suficiente para provocar a comutação da corrente entre fases a uma taxa que evite uma queda acentuada na tensão dos capacitores. Uma determinação aproximada desta velocidade pode ser feita se considerarmos um ciclo de trabalho das chaves do inversor de 50%. A partir da expressão (5.8) determina-se a tensão nos capacitores.

$$v_c(t) = v_c(0) + \frac{1}{C} \int_0^{T/2} i_k dt \tag{5.8}$$

onde  $T$  é o período de amostragem. Se considerarmos a corrente de fase  $i_k$  constante ao longo do período de carga/descarga dos capacitores, o que não é incorreto para correntes na forma de pulsos retangulares, a expressão (5.8) pode ser escrita na forma simplificada

$$v_c(T_{en}/2) = v_c(0) + \frac{i_k T_{en}}{C \cdot 2} \tag{5.9}$$

onde  $T_{en}$  é o período de energização de uma fase da máquina a relutância variável. Considerando a energização da fase por todo o período em que o  $dL/d\theta$  da fase é positivo, a velocidade angular elétrica pode então ser calculada por

$$\omega = \frac{2\pi}{qNr} \frac{1}{T_{en}} \quad (5.10)$$

onde  $2\pi/qNr$  é o intervalo angular onde  $dL/d\theta > 0$ ,  $q$  é o número de fases da máquina e  $Nr$  o número de pólos do rotor. O termo  $i_k T_{en}/2C$  (5.8) corresponde a variação de tensão que o capacitor sofrerá, assim, se definirmos um  $\Delta v_c$  então

$$T_{en} = \frac{2C \Delta v_c}{i_k} \quad (5.11)$$

Substituindo (5.11) em (5.10), temos

$$\omega = \frac{2\pi}{qNr} \frac{i_k}{2C \Delta v_c} = \frac{i_k \pi}{qNr C \Delta v_c} \quad (5.12)$$

Assim, uma vez definida a taxa de variação máxima admitida  $\Delta v_c$  e o valor da corrente de operação  $i_k$ , pode ser calculada a velocidade  $\omega$  que quando atingida provocará o desligamento do relé. Um cálculo mais preciso pode ser realizado se considerarmos um ciclo de trabalho médio dado pela relação entre a tensão média aplicada aos enrolamentos da máquina,  $\bar{v}_k$  e a tensão do barramento  $E_{dc}$ , expressa por

$$\overline{DT} = \left( \frac{1}{2} + \frac{\bar{v}_k}{E_{dc}/2} \right) \quad (5.13)$$

Este ciclo médio é utilizado para cálculo da variação da tensão do capacitor que está alimentado uma fase. O ciclo médio para cálculo da variação da tensão do capacitor que está recebendo energia durante os intervalos de roda livre é obtido da relação  $(1 - \overline{DT})$ . Assim, as expressões para variação da tensão no capacitor em descarga e no capacitor em carga serão

$$v_{cd}(T_{en} \overline{DT}) = v_c(0) + \frac{i_k}{C} T_{en} \overline{DT} \quad \text{capacitor em descarga} \quad (5.14)$$

$$v_{cc}(T_{en}(1 - \overline{DT})) = v_c(0) + \frac{i_k}{C} T_{en} (1 - \overline{DT}), \quad \text{capacitor em carga} \quad (5.15)$$

A expressão (5.10) é o caso particular quando  $\overline{DT} = 1/2$ . O valor de  $\overline{DT}$  pode ser determinado considerando que a força contraeletromotriz é zero na partida e na hipótese de  $i_k$  constante, portanto de (2.6) temos que



$$\bar{v}_k = r_k i_k, \text{ logo} \quad (5.16)$$

$$\overline{DT} = \left( \frac{1}{2} + \frac{\bar{v}_k}{E_{dc}/2} \right) = \left( \frac{1}{2} + \frac{r_k i_k}{E_{dc}/2} \right) \quad (5.17)$$

e a velocidade  $\omega$  pode ser calculada por

$$\omega = \frac{2\pi}{qNr} \frac{1}{T_{en}} = \frac{2\pi}{qNr} \frac{i_k \overline{DT}}{C\Delta v_c} \quad (5.18)$$

**Energização Simultânea de Fases** Uma segunda alternativa para partida utilizando o inversor ponte trifásica com enrolamentos conectados em estrela é a ativação simultânea de duas fases. Técnica semelhante foi utilizada em Liu e Pillay (1999) para partida de uma máquina a relutância variável tetrafásica, alimentada por um inversor “Split”. Nas Figuras 5.33 (a) e (b) são rerepresentadas as curvas de indutância e respectivas curvas de  $dL/d\theta$  utilizadas para simulação.

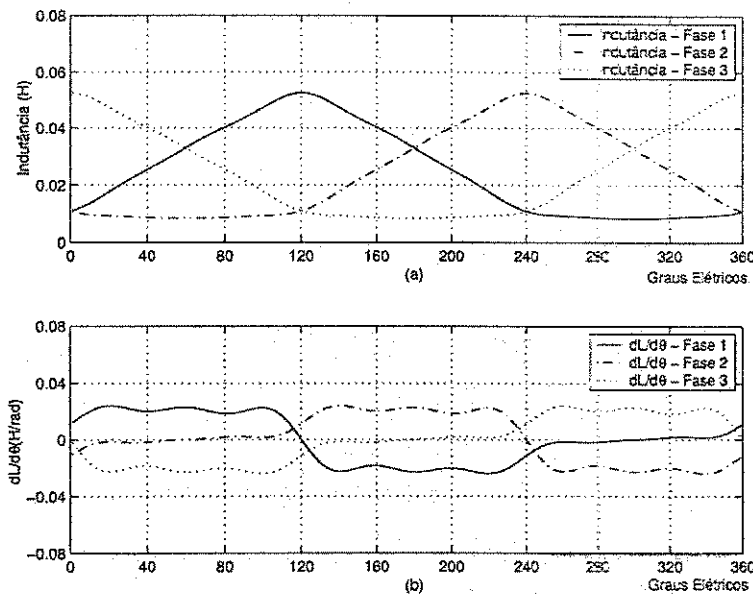


Figura 5.33: Curvas características da máquina: (a) curvas de indutância e (b) curvas de  $dL/d\theta$ .

Dividindo-se as curvas em intervalos de  $120^\circ$  elétricos percebe-se que há uma fase com  $dL/d\theta > 0$ , outra com  $dL/d\theta \approx 0$  e uma terceira com  $dL/d\theta < 0$ . A fase que dever ser energizada para geração de conjugado será a que apresenta um  $dL/d\theta > 0$  e a fase com  $dL/d\theta \approx 0$  pode ser energizada para efeito de equalização da tensão nos capacitores, já que o conjugado gerado pela mesma será desprezível.

Nas Figuras 5.34 e 5.35, são apresentadas as curvas de corrente e tensão obtidas a partir da energização simultânea de fases, para equalização da tensão dos capacitores. A técnica consiste em alternar a polaridade da corrente, durante os ciclos sucessivos de energização das fases da máquina, como pode ser observado pelas curvas de corrente da Figura 5.34, e a partir da comparação da tensão dos dois capacitores, ativar a próxima fase da sequência de chaveamento, quando a tensão do capacitor que está sendo utilizado para energizar a fase que produz conjugado, torna-se inferior a tensão do capacitor que recebe a energia de retorno ao barramento, nos instantes de desligamento da chave.

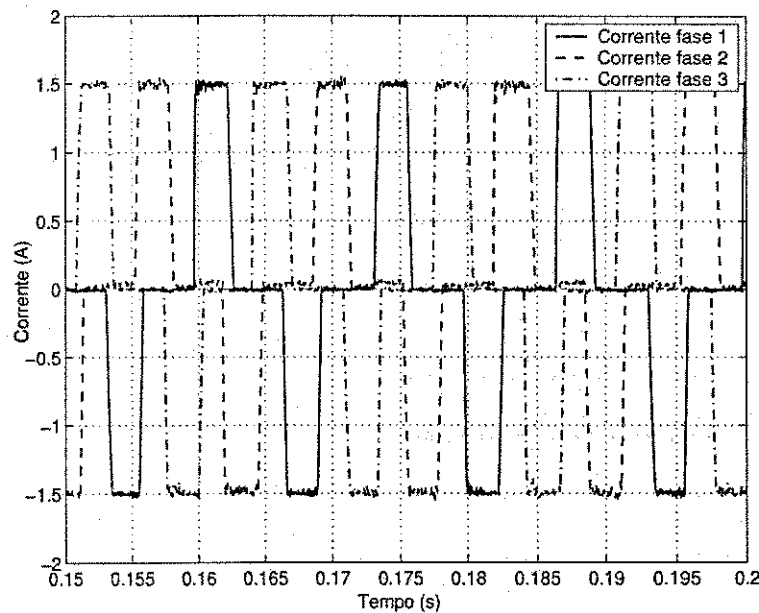


Figura 5.34: Curvas de corrente da MRV, utilizando técnica de equalização da tensão dos capacitores por condução simultânea de fases.

A utilização da técnica de equalização por condução simultânea de duas fases, viabiliza o uso do inversor ponte trifásica, com os enrolamentos da máquina a relutância variável ligados em estrela, quando está em ciclo de operação intermitente e em muito baixas velocidades, condições de operação críticas para a estrutura utilizando relés. Além de ampliar as condições de operação, a técnica também soluciona a questão da partida, dispensando o uso dos relés.

Apesar de a princípio a técnica de energização simultânea de fases representar uma solução menos restritiva, com relação aos possíveis modos de operação da máquina, para a questão da equalização da tensão dos capacitores, a seleção de qual técnica será melhor para uma determinada aplicação deve levar em consideração aspectos referentes a eficiência e aquecimento, por exemplo, onde observa-se que no caso da energização simultânea, uma

fase é energizada em uma região em que o conjugado desenvolvido pode ser irrelevante, no entanto, dissipado energia devido ao aquecimento dos seus enrolamentos.

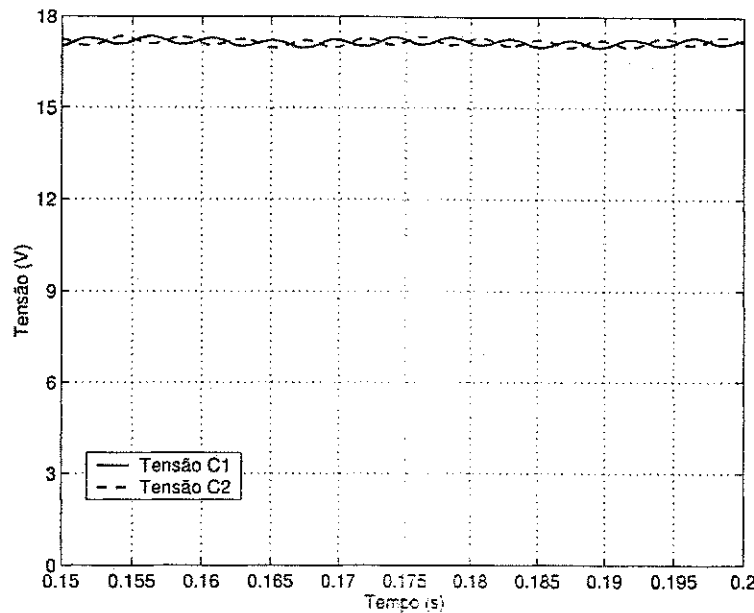


Figura 5.35: Curvas de tensão nos capacitores do barramento CC, utilizando técnica de equalização da tensão por condução simultânea de fases.

#### 5.2.4 Ligação Estrela: Circuito simplificado

Nos modos de operação anteriores todas as chaves do inversor ponte trifásica são utilizadas. Quando as fases da máquina estão ligadas em estrela apenas uma chave é utilizada durante a energização da fase. A disponibilidade de duas chaves por braço permite que durante a operação da máquina sejam alterados os sentidos de circulação de corrente nas fases, obtendo-se assim uma equalização da tensão dos capacitores do barramento CC. A seguir, será mostrado que a operação é possível, sem aumento significativo de restrições, utilizando-se apenas um braço completo e os demais apenas com uma chave, como mostrado na Figura 5.36. Os diodos em antiparalelo das chaves CH3 e CH4 são representados hachurados, para chamar a atenção de que os mesmos não são necessários a operação do inversor, podendo as chaves CH3 e CH4 não terem seus respectivos diodos de roda livre.

A operação desta estrutura consiste em utilizar o braço completo para a função de equalização da tensão nos capacitores, pela sua liberdade de impor correntes positivas ou negativas a fase F1. Nesta estrutura o algoritmo de equalização fica associado ao braço completo. Nas Figuras 5.37, 5.38 e 5.39 são apresentadas as correntes obtidas a partir do inversor meia ponte, as correntes obtidas a partir da estrutura simplificada com enrolamentos

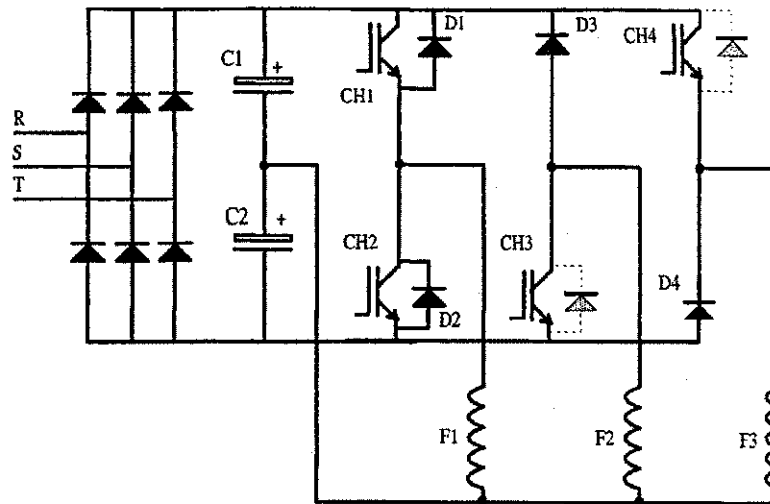


Figura 5.36: Inversor ponte trifásica com MRV ligado em estrela: Circuito simplificado.

ligados em estrela, as tensões nos capacitores superior e inferior do barramento CC do inversor simplificado e o conjugado gerado utilizando-se o inversor meia ponte assimétrica e o inversor ponte trifásica simplificado.

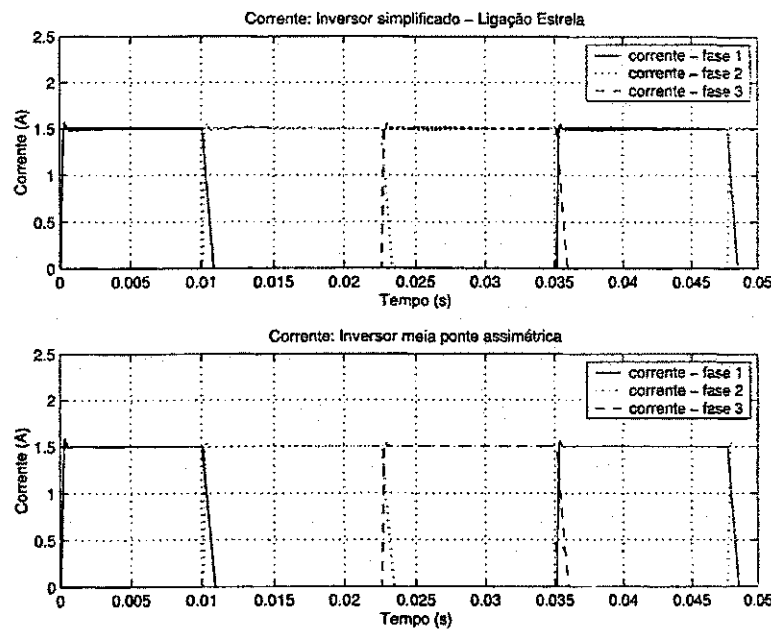


Figura 5.37: Correntes da máquina acionada com inversor ponte trifásica simplificado, ligação estrela e inversor meia ponte assimétrica.

Como no caso do inversor ponte completa, nota-se um aumento na oscilação da corrente e o efeito desta oscilação no conjugado gerado pela máquina, cujas causas são as mesmas já discutidas. Na curva de tensão dos capacitores notamos que a oscilação não é mais simétrica como ocorre na estrutura completa, Figura 5.22, que se deve a estrutura assimétrica de

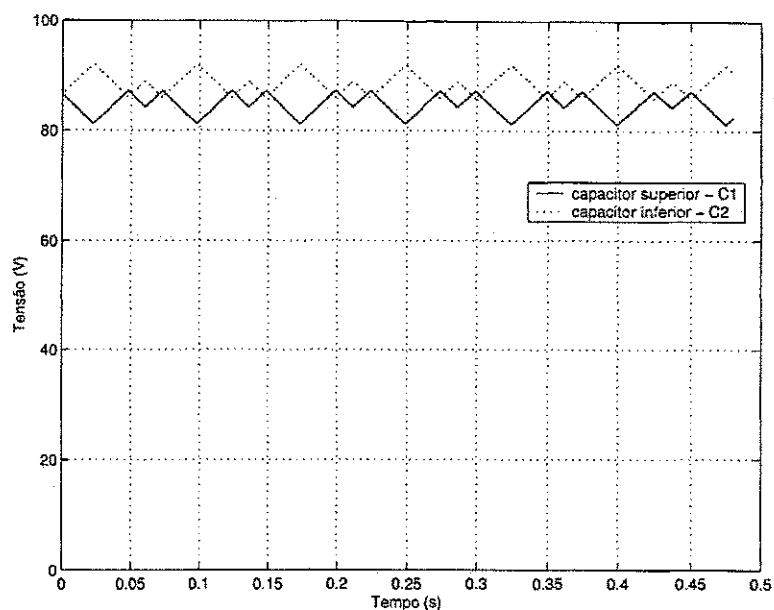


Figura 5.38: Tensão nos capacitores superior e inferior, inversor ponte trifásica simplificado.

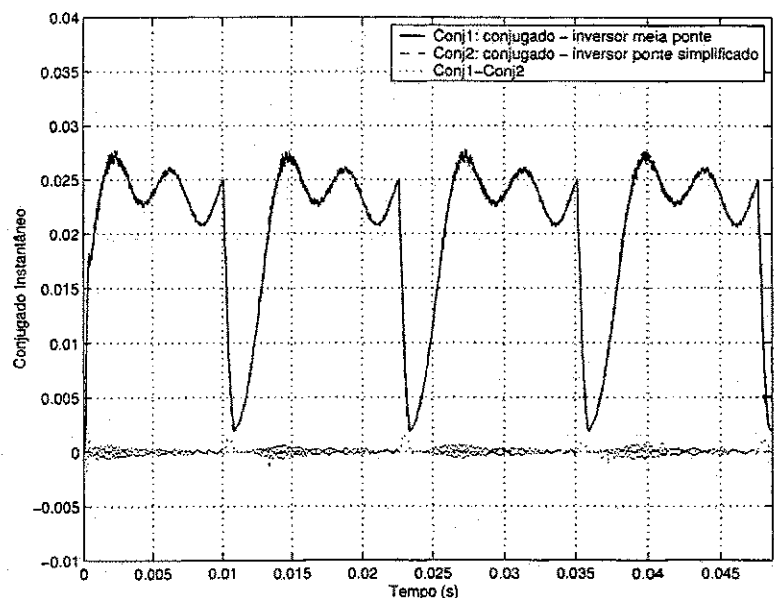


Figura 5.39: Conjugado gerado pela máquina, acionada por inversor ponte trifásica simplificado, ligação estrela e sua oscilação. Conjugado gerado pelo inversor meia ponte assimétrica.

chaves do circuito do inversor simplificado. Nas Figuras 5.40 (a) e (b) são apresentadas as tensões dos capacitores e correntes de fase quando uma carga com conjugado de 50% do nominal da máquina é acionada.

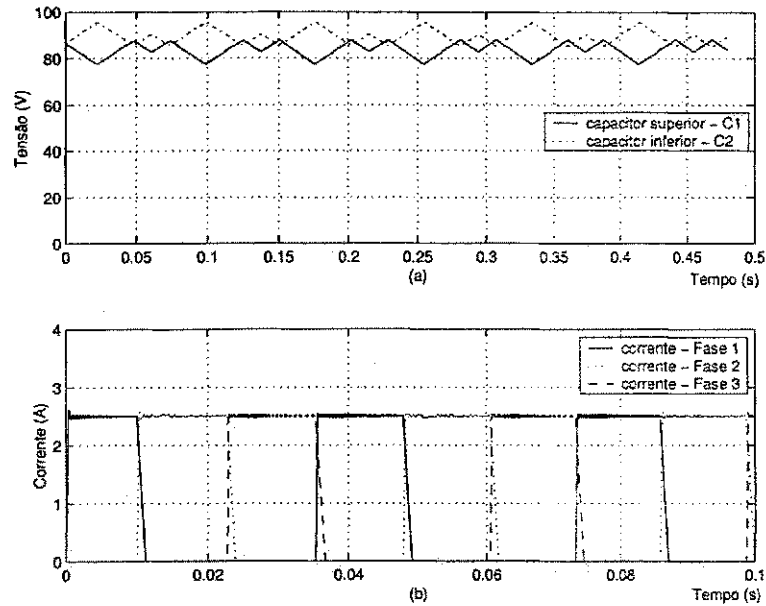


Figura 5.40: Operação em regime a 200 RPM: (a) tensão nos capacitores superior ( $C_1$ ) e inferior ( $C_2$ ) e (b) corrente nas fases da máquina.

Na Figura 5.41 são apresentadas as curvas experimentais de tensão nos capacitores e correntes de fase, com a máquina operando em regime a uma velocidade de  $11.7 \text{ rad/s}$ , em vazio. Pode-se perceber a assimetria nas tensões, como previsto pelos resultados de simulação. Na Figura 5.41(b) apenas as correntes das fases 2 e 3 tem polaridades constantes enquanto a corrente da fase 1 alterna entre valores positivos e negativos para equalizar a tensão dos capacitores.

### Partida

A discussão sobre os procedimentos de partida da estrutura ponte trifásica completa são válidos para a estrutura simplificada, porém nesta, a eliminação de uma das chaves em cada um dos braços 2 e 3 da ponte exige adaptações nas soluções discutidas anteriormente, apresentadas a seguir.

**Relé de Partida** Na Figura 5.42 é apresentado o inversor ponte trifásica simplificado com dois relés de partida colocados em paralelo com os capacitores do barramento CC.

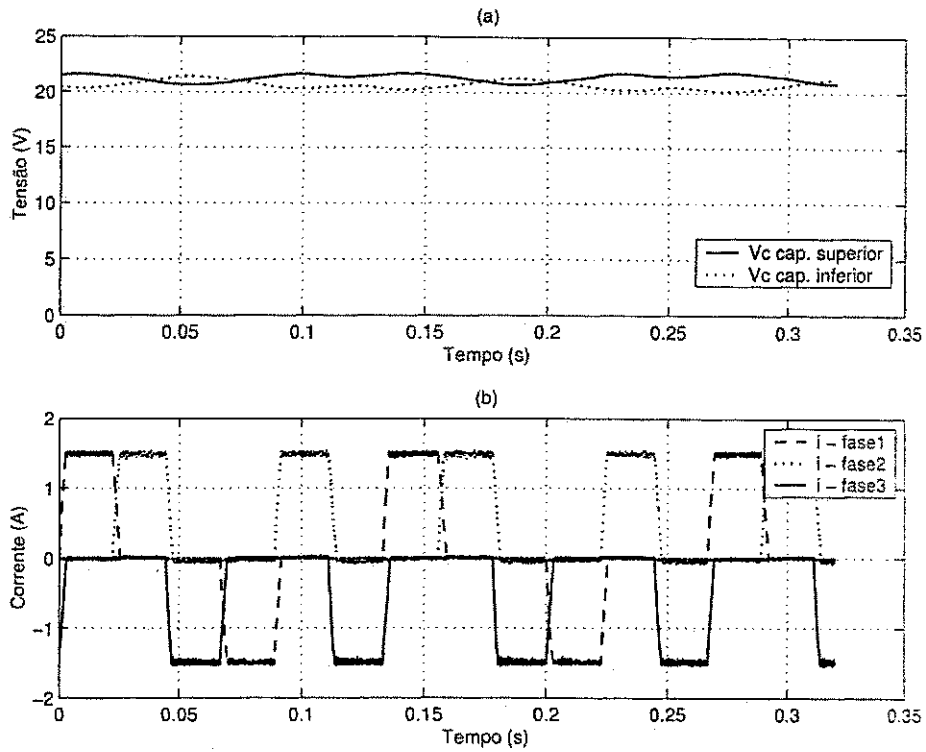


Figura 5.41: Curvas experimentais em regime de tensão dos capacitores e corrente de fase. Estrutura simplificada.

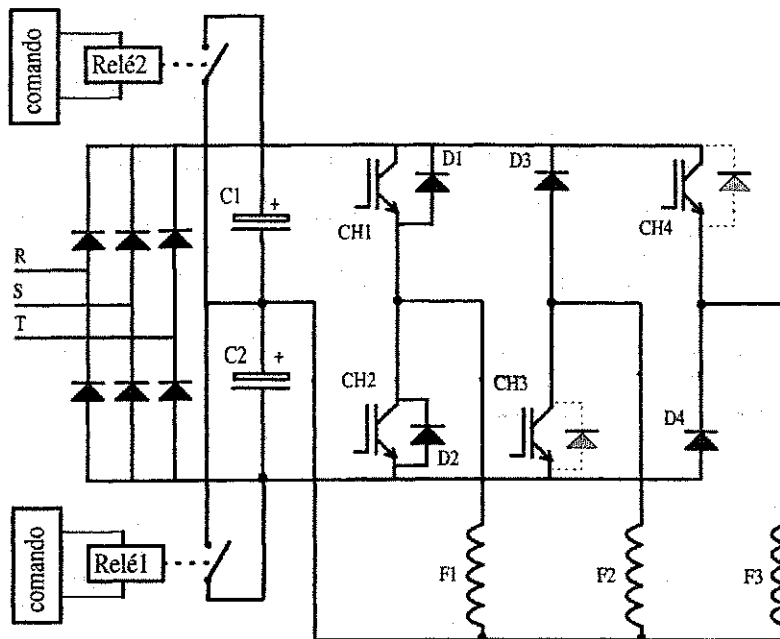


Figura 5.42: Inversor ponte trifásica simplificado com MRV ligado em estrela e relés de partida.

A utilização de um segundo relé deve-se ao fato de que na estrutura simplificada o sentido de giro e conseqüentemente a seqüência de energização das fases, tem impacto no procedimento de partida. Considerando que o giro no sentido horário define a seqüência de energização  $F1 \Rightarrow F2 \Rightarrow F3$  e que o sentido de giro anti horário define a seqüência  $F1 \Rightarrow F3 \Rightarrow F2$ , com a disposição das chaves apresentada na Figura 5.42, a partida seguindo a seqüência  $F1 \Rightarrow F2 \Rightarrow F3$  ocorre com o relé 1 ligado e a partida seguindo a seqüência  $F1 \Rightarrow F3 \Rightarrow F2$  ocorre com o relé 2 ligado. Com o relé 1 ligado, o capacitor C1 estará curto circuitado e portanto a partida será feita com C2 energizado e utilizando a chave inferior do braço 1. Com o relé 2 ligado, C2 estará curto circuitado, C1 energizado e a partida ocorrerá utilizando a chave superior do braço 1. Outro detalhe diferente na partida da estrutura simplificada é o instante de desligamento do relé. Enquanto na ponte completa o relé pode permanecer ligado por vários ciclos de energização das fases da máquina, na estrutura simplificada isto não é possível, pela imposição física de energização das fases F2 e F3 nos sentidos estabelecidos pela posição das chaves de seus respectivos braços. Desta forma, a partida deverá ocorrer da seguinte forma:

#### Seqüência de partida $F1 \Rightarrow F2 \Rightarrow F3$

- Com o relé 1 ligado,  $V_{C1} = 0$ ,  $V_{C2} = E_{dc}$ , a chave CH2 é ativada;
- Mantém-se a corrente sob controle a partir do chaveamento de CH2;
- No instante de comutação da fase F1 para a Fase F2, desliga-se o relé 1;
- Após a comutação, a tensão no capacitor C1 cresce inicialmente em função da energia armazenada na fase F1 que se transfere para este e em seguida devido a corrente de roda livre durante a operação da fase F2, que circula por D3, C1 e F2;
- A partir deste ponto a equalização passa a ser feita pelo braço 1 ao alimentar a fase F1 da máquina.

#### Seqüência de partida $F1 \Rightarrow F3 \Rightarrow F2$

- Com o relé 2 ligado,  $V_{C1} = E_{dc}$ ,  $V_{C2} = 0$ , a chave CH1 é ativada;
- Mantém-se a corrente sob controle a partir do chaveamento de CH1;
- No instante de comutação da fase F1 para a Fase F3, desliga-se o relé 2;



- Após a comutação, a tensão no capacitor C2 cresce inicialmente em função da energia armazenada na fase F1 que se transfere para o mesmo e na sequência a partir da corrente de roda livre da fase F3, que circula por D4, C2 e F3;
- A partir deste ponto a equalização passa a ser feita pelo braço 1 ao alimentar a fase F1 da máquina.

Nas Figuras 5.43 (a) e (b) são apresentadas as curvas de tensão dos capacitores e a corrente de partida em vazio da máquina. Nas Figuras 5.44 (a) e (b) são apresentadas as mesmas curvas, considerando a partida com conjugado de carga igual a 50% do conjugado nominal da máquina.

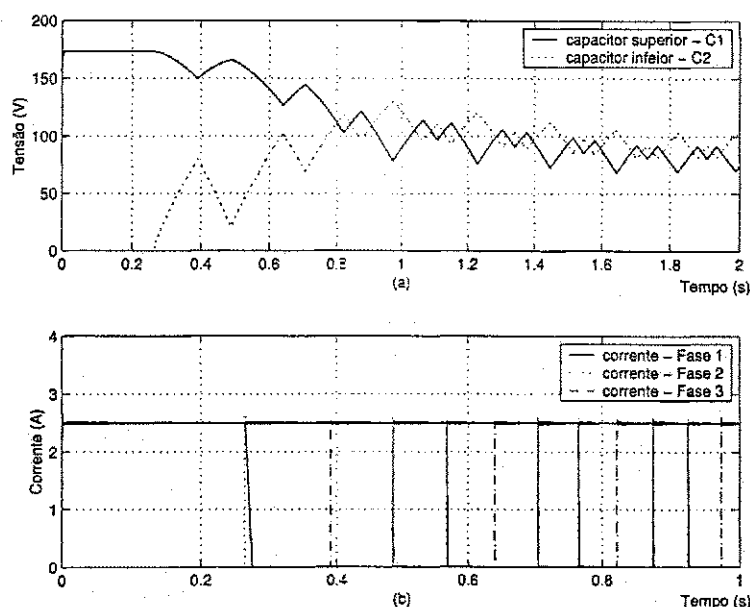


Figura 5.43: Partida da máquina em vazio: (a) tensão nos capacitores superior (C1) e inferior (C2) e (b) corrente nas fases da máquina.

Há uma queda significativa da tensão do capacitor energizado após a abertura do relé, que pode comprometer a partida da máquina quando forem utilizadas máquinas de maior corrente nominal.

Na Figura 5.45 são apresentadas as curvas experimentais da tensão nos capacitores e corrente de fase da máquina, quando esta parte em vazio. Na curva da tensão observa-se uma maior assimetria entre as tensões nos capacitores se comparado a operação com ponte completa. Na curva da corrente, pode-se notar que a fase 2 sempre apresenta corrente positiva e a fase 3 corrente sempre negativa, que denota o uso de uma chave superior e uma chave inferior, respectivamente. A corrente da fase 1 alterna entre as duas polaridades, mantendo as tensões equalizadas.

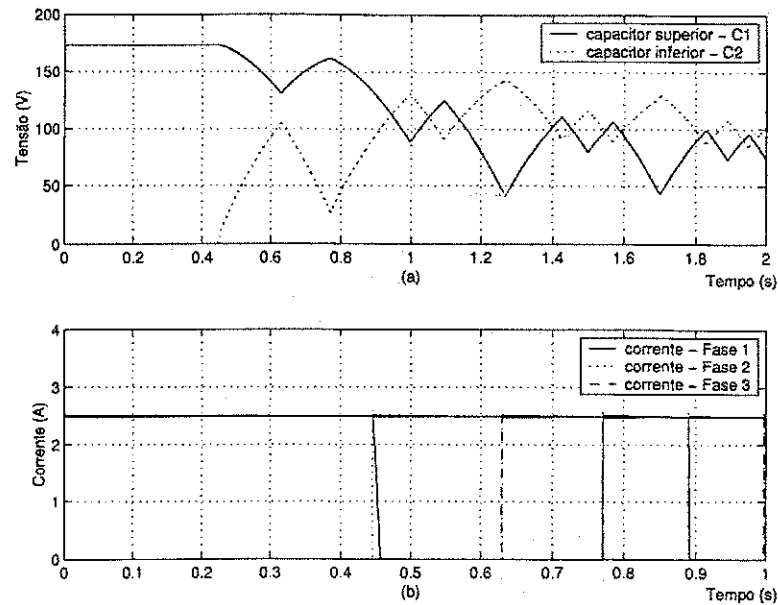


Figura 5.44: Partida da máquina com conjugado de carga = 50%  $C_e$  nominal: (a) tensão nos capacitores superior (C1) e inferior (C2) e (b) corrente nas fases da máquina.

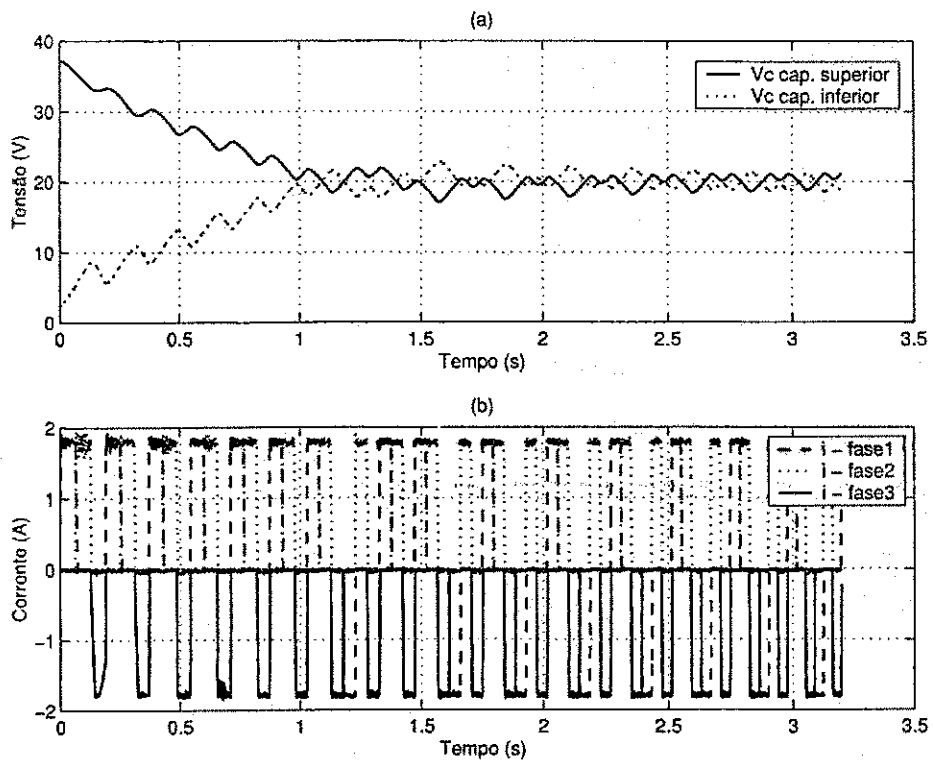


Figura 5.45: Curvas experimentais da partida da máquina em vazio: (a) tensão nos capacitores superior (C1) e inferior (C2) e (b) corrente nas fases da máquina.

**Energização Simultânea de Fases** A técnica de energização simultânea de fases para a estrutura simplificada é totalmente compatível com a apresentada para a estrutura ponte completa. Apenas deve ser observado que o fato dos sentidos de corrente nas fases 2 e 3 estarem definidos fisicamente, a fase F2 só poderá colaborar na equalização da tensão se a fase F1 estiver operando com a chave superior e a fase F3 só poderá colaborar se a fase F1 estiver operando com a chave inferior, em sequências de acionamento  $F1 \implies F2 \implies F3$  e  $F1 \implies F3 \implies F2$ , respectivamente. Naturalmente a fase F3 colabora com a equalização da tensão quando utilizando a sequência de acionamento  $F1 \implies F2 \implies F3$  e a fase F2 estiver sendo energizada e vice-versa, quando a sequência for  $F1 \implies F3 \implies F2$ .

A utilização conjunta de energização simultânea e do modo de equalização a partir da alternância no sentido de circulação da corrente na fase 1, pode representar uma solução mais eficiente para regulação da tensão dos capacitores

### 5.2.5 Falhas das Estruturas Ponte Trifásica

Apesar da robustez obtida com as novas pastilhas de circuitos de potência e seus circuitos de comando, a falha é uma possibilidade presente em qualquer sistema de acionamento. A falha pode ocorrer em vários níveis do sistema de acionamento, se restringirmos nossa análise ao inversor, estas podem ocorrer nas chaves (curto circuito, abertura ou operação fora das especificações), em nível do circuito de comando que pode bloquear o comando da chave ou mantê-la continuamente acionada, entre outras possibilidades. A perda de comando de uma chave ou a sua abertura permanente, podem ser contornados por técnicas de operação sob condição de falha, desde que a topologia do inversor tenha esta flexibilidade.

O inversor ponte trifásica acionando máquinas a relutância variável, com esta conectada em delta, não apresenta muita flexibilidade sob condições de perda de uma das chaves da estrutura. Uma perda, se houver, implica em perda de uma das fases da máquina, comprometendo sua operação. Por outro lado, a manutenção de uma chave ligada, ou por uma falha do comando ou pelo fato da mesma estar em curto, inibe a operação de um braço do inversor e também perda de pelo menos uma fase da máquina.

Quando o inversor ponte trifásica aciona a máquina a relutância variável com as fases conectadas em estrela, há uma maior flexibilidade quanto a alguns tipos de falha. Nesta configuração a perda do comando de uma chave ou a abertura permanente desta não impõe a perda da respectiva fase. Na eventual ocorrência de perda de uma chave o inversor pode ser operado segundo o modelo simplificado. De fato, podem deixar de operar até duas chaves em braços distintos em posições simétricas o que levaria o inversor a exatamente a estrutura simplificada. Esta capacidade é relevante, até porque se compararmos a estrutura ponte

trifásica com conexão em estrela com o inversor meia ponte assimétrica, ambos possuem duas chaves por fase, no entanto, no inversor meia ponte assimétrica, a perda de uma chave por braço implica na perda do respectivo braço do inversor e da fase da máquina por ele acionada.

### 5.2.6 Análise de custo

Os resultados anteriores demonstraram a capacidade do inversor ponte trifásica em acionar uma máquina a relutância variável com desempenho equivalente ao de topologias especificamente designadas para o acionamento destas máquinas, como o inversor meia ponte assimétrica e o "Split". O fato de que existem módulos comerciais que integram chaves e diodos em um único encapsulamento, representa um ponto favorável a estrutura ponte trifásica, pois elimina possíveis elementos parasitas, como capacitâncias e indutâncias, decorrentes de uma montagem a partir de dispositivos discretos, além de permitir o projeto de circuitos mais compactos.

Para concluir a avaliação das topologias propostas, será apresentado um estudo de custo das mesmas, comparando-o com o custo das topologias meia ponte assimétrica e "Split", as quais representam as estruturas onde são utilizadas 2 chaves por fase e uma chave por fase, respectivamente. Nas tabelas 5.1 e 5.2 são indicados os custos para montagem de versões do inversor meia ponte assimétrica e do inversor ponte trifásica com tiristores.

Configuração	Ch	Dst	Dft	Tiristor	Total (U\$)
Meia Ponte 600V/40A	6x4,21		6x4,69		53,40
Meia Ponte 600V/85A	6x16,31		6x12,01		169,92
Meia Ponte 600V/200A	6x41,72		6x57,60 <sup>1</sup>		595,92
Meia Ponte 1200V/75A	6x16,38		6x9,70		156,48
Meia Ponte 1200V/400A	6x186,25 <sup>2</sup>	6x43,85	6x58,75		1733,10
Meia Ponte 1200V/600A	6x157,61 <sup>2</sup>	6x77,89 <sup>3</sup>	6x77,89 <sup>3</sup>		1880,34

Tabela 5.1: Custo estimado inversor meia ponte assimétrica

Analisando os valores estimados de montagem pode-se concluir que para baixas potências as estruturas utilizando a ponte trifásica na forma de módulos ou braços, não são economicamente competitivas, apresentando custos superiores as estruturas meia ponte e "Split". As estruturas ponte trifásica baseadas em módulos ou braços passam a ser viáveis a partir de correntes de 75A.

Se a comparação de custo for realizada considerando a montagem de ambos os inversores

Configuração	Ch	Dst	Dft	Tiristor	Total (U\$)
P,Trifásica (Módulo) 1200V/40A	72,14			3x16,88	122,78
P,Trifásica (Módulo) 1200V/75A	99,70			3x19,12	157,06
P,Trifásica (Braços) 1200V/520A	3x230,54 <sup>2</sup>			3x117,34 <sup>4</sup>	1043,64
P,Trifásica (Braços) 1200V/570A	3x230,54 <sup>2</sup>			3x117,34 <sup>4</sup>	1043,64

Tabela 5.2: Custo estimado inversor ponte trifásica com tiristores. (1) Diodo para 1200V e 350A, (2)

Preços cotados em real e convertidos para dolar americano a taxa de US\$1 = R\$ 2,90, (3) Foi repetido o mesmo diodo rápido no lugar do diodo padrão pois o preço obtido para este era superior ao do diodo rápido, (4) Tiristor para 1200V e 650A.

a partir de componentes discretos, o resultado anterior é ligeiramente modificado, passando a ser economicamente viável a utilização da ponte trifásica em baixas potências, como pode ser observado a partir dos dados apresentados nas tabelas 5.3 e 5.4.. Para correntes de 23A,

Configuração	Ch	Dst	Dft	Tiristor	Total (U\$)
Meia Ponte 600V/13A	6x2,23		6x0,88		18,66
Meia Ponte 600V/23A	6x4,26		6x1,95 <sup>1</sup>		37,26
Meia Ponte 600V/31A	6x3,08		6x1,95 <sup>1</sup>		30,18
Meia Ponte 600V/42A	6x6,40		6x3,05 <sup>2</sup>		56,73
Meia Ponte 600V/49A	6x5,03		6x3,05 <sup>2</sup>		48,51
Meia Ponte 600V/55A	6x8,68		6x3,05 <sup>2</sup>		70,41
Meia Ponte 600V/70A	6x7,09		6x9,70 <sup>4</sup>		100,74

Tabela 5.3: Custo estimado inversor meia ponte assimétrica - baixa potência

49A e 70A, a topologia ponte mostra-se mais barata que a topologia meia ponte assimétrica, enquanto para os demais casos a diferença entre ambas não ultrapassa os US\$ 10,00.

A nomenclatura acima indica: "Dst" diodo retificador padrão e "Dft" diodo de rápida recuperação reversa. Nas tabelas 5.5 e 5.6 são apresentados os custos para montagem de versões dos inversores "Split" e do inversor ponte trifásica, considerando que os enrolamentos da máquina são a este último em estrela.

Nas topologias meia ponte e "Split", faz-se necessário o uso de diodos comuns em série com as chaves de potência de modo a evitar a condução pelo diodo em antiparalelo com a chave, estrutura comumente encontrada nas chaves de maior potência. Desta forma, além de aumentar o custo do inversor, há uma perda de potência adicional nestes diodos.

Configuração	Ch	Dst	Dft	Tiristor	Total (US\$)
Ponte Trifa. (discreta) 600V/13A	6x2,95			3x1,38	21,84
Ponte Trifa. (discreta) 600V/23A	6x4,21			3x1,89	30,93
Ponte Trifa. (discreta) 600V/31A	6x5,34			3x2,95	39,99
Ponte Trifa. (discreta) 600V/42A	6x8,72			3x3,11 <sup>3</sup>	61,65
Ponte Trifa. (discreta) 600V/49A	6x5,74			3x3,11 <sup>3</sup>	43,77
Ponte Trifa. (discreta) 600V/55A	6x11,44			3x3,11 <sup>3</sup>	77,97
Ponte Trifa. (discreta) 600V/70A	6x10,28			3x6,41	80,91

Tabela 5.4: Custo estimado inversor ponte trifásica com tiristores e chaves discretas - baixa potência. (1) Diodo para 600V/37A, (2) Diodo para 600V 60A, (3) Tiristor para 600V/55A.

Configuração	Cap.	Ch	Dst	Dft	Total (US\$)
"Split" 600V/40A	8x11,96 <sup>1</sup>	3x4,21		3x4,69	122,38
"Split" 600V/85A	8x11,96 <sup>1</sup>	3x16,31		3x12,01	180,64
"Split" 600V/200A	32x11,96 <sup>2</sup>	3x41,72		3x57,60 <sup>3</sup>	680,68
"Split" 1200V/75A	8x11,96 <sup>1</sup>	3x16,38		3x9,70	173,92
"Split" 1200V/400A	32x11,96 <sup>2</sup>	3x186,25 <sup>4</sup>	3x43,85	3x58,75	1249,27
"Split" 1200V/600A	32x11,96 <sup>2</sup>	3x157,61 <sup>4</sup>	3x77,89 <sup>5</sup>	3x77,89 <sup>5</sup>	1322,89

Tabela 5.5: Custo estimado inversor "Split"

Configuração	Cap.	Ch	Dst	Dft	Total (US\$)
P.Trifásica (Módulo) 1200V/40A	8x11,96 <sup>1</sup>	72,14			167,82
P.Trifásica (Módulo) 1200V/75A	8x11,96 <sup>1</sup>	99,70			195,38
P.Trifásica (Braços) 1200V/520A	32x11,96 <sup>2</sup>	3x230,54 <sup>4</sup>			1074,34
P.Trifásica (Braços) 1200V/570A	32x11,96 <sup>2</sup>	3x230,54 <sup>4</sup>			1074,34

Tabela 5.6: Custo estimado inversor ponte trifásica com enrolamentos ligados em estrela.

(1) Associação de capacitores de 10000 $\mu$ F/100V para obter uma capacitância resultante de 2500 $\mu$ F/800V (400V para cada metade dos capacitores), (2) Associação de capacitores de 10000 $\mu$ F/100V para obter uma capacitância resultante de 2500 $\mu$ F/1600V (800V para cada metade dos capacitores), (3) Diodo para 1200V e 350A, (4) Tiristor para 1200V e 650A, (5) Foi repetido o mesmo diodo rápido no lugar do diodo padrão pois o preço obtido para este era superior ao do diodo rápido

### 5.3 Conclusão

Neste capítulo foi analisado o uso do inversor ponte trifásica para o acionamento de máquinas a relutância variável. No acionamento em que os enrolamentos da máquina são conectados em delta e diodos são usados para tornar a corrente unidirecional, o tempo de extinção da corrente aumenta devido a limitação na tensão reversa aplicada a fase sendo desenergizada. Com a modificação do tipo de chaveamento empregado, associado a uma alteração na chave que é comutada para controle da corrente de fase, é possível diminuir o problema, porém não o resolve. A inclusão de tiristores, em substituição aos diodos da ligação delta, resolve o problema dos longos tempos de extinção, além de preservar a simplicidade de operação do inversor. Não são necessários circuitos adicionais para controlar os tiristores, estes são disparados usando os sinais de comando das chaves inferiores do inversor. A estrutura proposta apresenta características equivalentes as do inversor meia ponte assimétrica, além de preservar a característica de redução de capacidade de potência das chaves da ponte, pela transferência direta de energia das fases sendo desligadas para as que estão sendo energizadas.

A utilização da ponte com a conexão em estrela dos enrolamentos da máquina também mostrou-se viável. A necessidade de equalização das tensões dos capacitores do barramento CC exige o uso de um procedimento de acionamento que mantenha a tensão entre os capacitores equilibrada durante a operação da máquina na partida e em regime. Para evitar o total descarregamento de um dos capacitores quando a máquina parte do repouso, foram apresentados dois procedimentos. No primeiro caso, utiliza-se um relé de partida, que pode ser aproveitado do circuito de energização dos capacitores, que serve para limitar a corrente de carga dos capacitores quando o sistema é energizado. No segundo caso, realiza-se a energização simultânea de duas fases, onde uma produz conjugado e a segunda equilibra a tensão dos capacitores. Resultados de simulação da técnica utilizando relé de partida mostrou que a capacidade de partida é garantida, sob qualquer condição de carga. Resultados experimentais confirmam os resultados de simulação.

A conexão do centro da estrela dos enrolamentos da máquina ao ponto central dos capacitores, exige que os dispositivos de potência empregados na ponte trifásica suportem tensões iguais ou maiores a 2 vezes a tensão de operação da máquina. Isto se verifica pelo fato de que quando uma das chaves de um braço da ponte estiver conduzindo, ou seu respectivo diodo de roda livre, sobre a outra chave do braço, que está bloqueada, será aplicada a tensão resultante da soma das tensões dos dois capacitores do barramento CC do inversor.

A observação do modo de operação do inversor ponte trifásica, com as fases da máquina a relutância variável conectadas em estrela, sugere uma estrutura simplificada, com número reduzido de chaves. A operação com o circuito simplificado permite obter desempenho equivalente ao da ponte trifásica completa com enrolamentos em estrela. A estrutura simplificada exige algumas adaptações no algoritmo de equalização de tensão e nos procedimentos de partida, de forma a adequá-los a rigidez da estrutura, que apresenta dois braços com apenas uma chave.

Verificando o comportamento dos circuitos frente a ocorrência de uma falha em uma das chaves do inversor, de modo que a mesma permaneça aberta indefinidamente, observa-se que o inversor ponte trifásica com enrolamentos ligados em delta não exibe qualquer flexibilidade e que a perda da chave de um dos braços da ponte implica na perda da fase conectada ao braço. Na estrutura com conexão em estrela há uma maior flexibilidade, permitindo a perda de até duas chaves em braços distintos, sem que a operação da máquina seja comprometida.

No fim do capítulo, foi realizada uma análise do custo de implementação das estruturas propostas, comparando-a com o custo de implementação dos inversores meia ponte assimétrica e "Split", de potências equivalentes. As estimativas de custo consideraram especificamente a parte de potência do inversor. As mesmas demonstraram que as topologias em ponte são competitivas tanto para baixas quanto para altas potências, onde considerou-se em baixa potência a implementação a partir de componentes discretos e em altas potências utilizando-se módulos de ponte completa ou módulos de braços.



# Capítulo 6

## Efeitos do Tempo Morto em Inversores Fonte de Tensão PWM

### 6.1 Introdução

A expansão dos sistemas de acionamento a velocidade variável está intimamente associada a popularização dos inversores fonte de tensão PWM. A partir do uso dos inversores, as máquinas CC deixaram de ser a opção natural na implementação dos sistemas de acionamento a velocidade variável, abrindo a possibilidade de uso de máquinas como a de indução, a de relutância variável e outras. No acionamento de uma máquina elétrica o inversor controla o fluxo de energia entregue a máquina para que a mesma opere em uma determinada condição. Grandezas como conjugado, velocidade ou posição, são em geral as variáveis controladas nos sistemas de acionamento.

Os inversores são classificados de uma forma abrangente em inversores fonte de corrente e inversores fonte de tensão. As características funcionais destes seguem as definições clássicas de fontes de corrente e de tensão, onde um inversor fonte de corrente ideal fornece uma corrente controlada a uma carga conectada ao mesmo, independente da tensão resultante em seus terminais, enquanto um inversor fonte de tensão ideal fornece uma tensão controlada em seus terminais, independente da corrente que lhe seja solicitada. O uso dos inversores fonte de tensão é mais difundido nas áreas de acionamento de máquinas, inclusive pelo fato de que a partir destes, com um apropriado controle de corrente, é possível obter uma fonte de corrente controlada. As análises a seguir serão concentradas neste tipo de inversor.

As chaves eletrônicas de potência que controlam o fluxo de energia para a carga operam no modo liga-desliga. A frequência com que esta troca de estados ocorre define a frequência de chaveamento do inversor. O aumento da frequência de chaveamento obtido com novas

chaves híbridas, como o IGBT, tem possibilitado a geração de tensões com baixo nível de distorção de alta frequência. Apesar dos avanços, fatores como queda de tensão direta e resistência dinâmica da chave ainda contribuem para uma resposta não linear do inversor. Apesar de não associado diretamente as características físicas das chaves, o tempo morto introduzido na sequência de sinais de comando das chaves do inversor, tem impacto importante no perfil não linear deste e é a causa da ampliação e/ou geração de distorções nas tensões sintetizadas pelo mesmo, além de provocar uma queda na amplitude da tensão gerada.

Várias são as técnicas propostas para a compensação dos efeitos do tempo morto e das não linearidades das chaves de potência que integram o inversor, as mesmas diferem entre si na forma como definem o termo de compensação. Uma vez definido o valor do termo a compensar, este é adicionado ou subtraído dos tempos dos pulsos PWM originalmente gerados para o comando das chaves. A operação implementada depende do sentido de circulação da corrente e tipo de chaveamento a ser realizado, ou seja, se a chave será aberta ou fechada. A combinação destes fatores determina a necessidade ou não da compensação nos instantes de comutação.

Além dos fatores anteriormente discutidos, o crescente aumento na frequência de chaveamento surge como um novo componente a ser considerado na implementação das estratégias de compensação do tempo morto. O crescimento desta exige uma análise da realizabilidade da compensação através do aumento ou diminuição dos pulsos de comando. Neste sentido, ao longo deste capítulo, serão discutidos os aspectos da compensação do tempo morto, seus efeitos e como reestruturar as técnicas de compensação pela alteração da largura dos pulsos de comando, adequando-as ao cenário das novas chaves rápidas.

## 6.2 Efeitos do Tempo Morto

O tempo morto é intercalado entre os sinais de comando das chaves que formam um braço do inversor, como o apresentado na Figura 6.1. O objetivo do tempo morto é evitar a condução simultânea das duas chaves do braço, que provocaria um curto circuito do barramento CC e provável destruição das chaves. Os efeitos adversos do tempo morto são diminuição na tensão sintetizada e aumento ou geração de harmônicos de baixa frequência, que se refletem no aumento da distorção harmônica total da tensão gerada.

Durante a operação do inversor, os sinais  $t_{s1}$  e  $\overline{t_{s1}}$  (complementar de  $t_{s1}$ ) são aplicados as chaves superior e inferior do braço, respectivamente. Quando uma chave é comandada para desligar, um circuito de atraso inibe o comando complementar de ligar da outra chave por

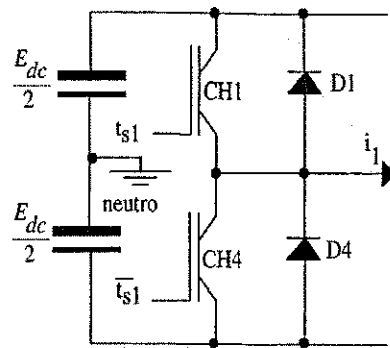


Figura 6.1: Braço de inversor ponte.

um tempo igual ao tempo morto. Durante este intervalo de tempo ambas as chaves estão desligadas e a corrente circula pelos diodos de roda livre, portanto, dependendo do sentido da corrente no instante do desligamento das chaves a tensão aplicada a carga pode não ser a correta.

**Efeito do tempo morto × Estado de condução × Corrente**

Na análise que segue será mostrado que o sentido da corrente  $i_k$  e a ação de chaveamento a ser implementada definem como o tempo morto afeta a tensão gerada pelo inversor.

- **CH1 é desligada, CH4 é ligada e a corrente  $i_k$  é positiva:** Esta sequência está representada na Figura 6.2, onde pode ser observado que após o desligamento da chave CH1, o diodo  $D_4$  entra em condução aplicando a tensão  $-\frac{E_{dc}}{2}$  a carga, que seria a tensão aplicada se a chave CH4 fosse instantaneamente ligada. Portanto, nesta sequência de chaveamento, o valor médio da tensão gerada estará correto.

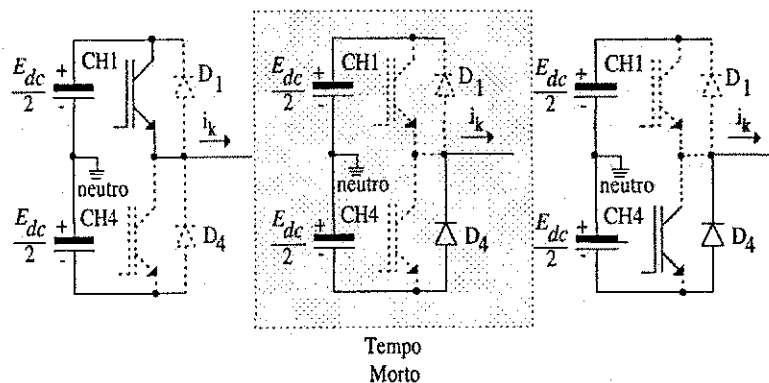


Figura 6.2: Sequência de desligamento de CH1 e ativação de CH4, com a intercalação do tempo morto e corrente positiva.

- **CH1 é ligada, CH4 é desligada e a corrente  $i_k$  é positiva:** Esta sequência está representada na Figura 6.3. Mesmo tendo recebido o comando para ligar a chave CH4 não entra em condução, isto ocorre devido ao sentido de circulação da corrente. O dispositivo que conduz a corrente de carga durante todo o período em que o sinal de comando da chave CH4 está ativo é o diodo  $D_4$ . Mesmo CH4 não tendo entrado em condução, no instante de mudança de estado dos sinais de comando das chaves, a lógica do circuito de comando fará a inserção do tempo morto, atrasando a ativação da chave CH1. Durante este intervalo de tempo continua sendo aplicada à carga uma tensão  $-\frac{E_{dc}}{2}$ , quando deveria ser aplicada a tensão  $\frac{E_{dc}}{2}$ , assim, nesta sequência de chaveamento, há uma diminuição no valor médio da tensão gerada pelo inversor de  $-E_{dc}t_{dt}$ , onde  $t_{dt}$  é o valor do tempo morto.

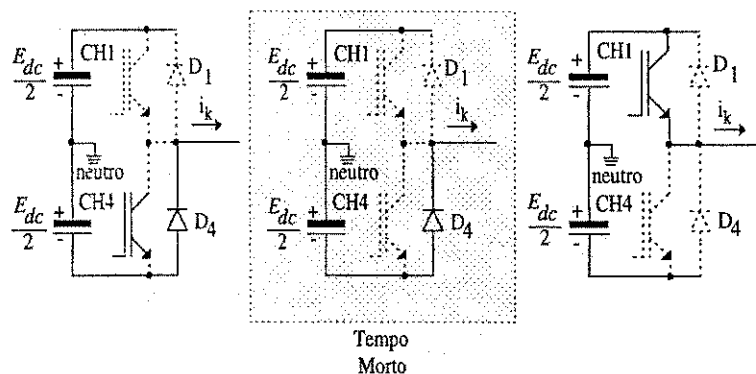


Figura 6.3: Sequência de desligamento de CH4 e ativação de CH1, com a intercalação do tempo morto e corrente positiva.

- **CH1 é desligada, CH4 é ligada e a corrente  $i_k$  é negativa:** Esta sequência está representada na Figura 6.4. Como no caso anterior, a chave recebe um comando para entrar em condução, no entanto, devido ao sentido de circulação da corrente CH1 permanece desligada, desta forma, durante o tempo em que o sinal de comando da chave CH1 está ativo, o diodo  $D_1$  é o dispositivo que conduz a corrente da carga. Independente disto, após a desativação do sinal de comando da chave CH1, é introduzido o tempo morto que faz com que  $D_1$  conduza por mais  $t_{dt}$ . A condução de  $D_1$  impõe à carga uma tensão  $\frac{E_{dc}}{2}$ , que resulta numa tensão média aplicada a carga maior que a tensão de referência. O erro neste caso é igual a  $E_{dc}t_{dt}$ .
- **CH1 é ligada, CH4 é desligada e a corrente  $i_k$  é negativa:** Esta sequência está representada na Figura 6.5. Uma vez desligada a chave CH4, a corrente transfere-se automaticamente para o diodo  $D_1$ , fazendo com que sobre a carga seja aplicada uma

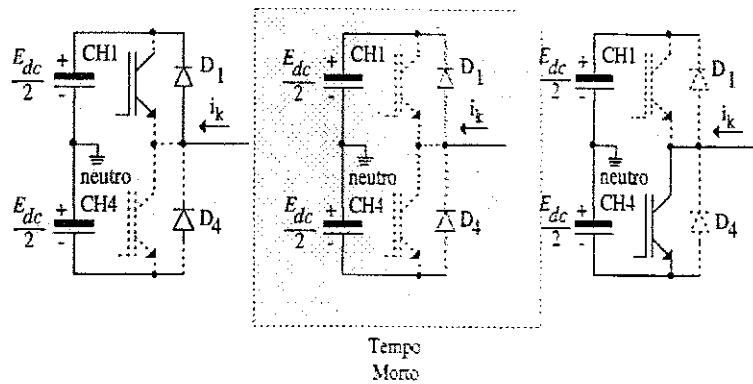


Figura 6.4: Sequência de desligamento de CH1 e ativação de CH4, com a intercalação do tempo morto e corrente negativa.

tensão  $\frac{E_{dc}}{2}$ , que seria a tensão aplicada na hipótese de CH1 conduzir assim que CH4 fosse desligada, logo, esta sequência de chaveamento gera uma tensão média correta.

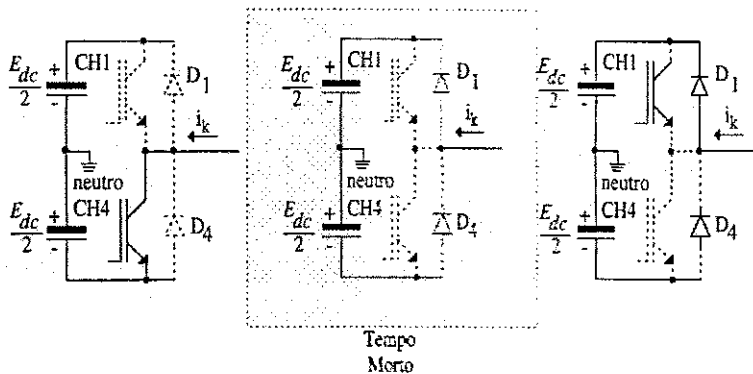


Figura 6.5: Sequência de desligamento de CH4 e ativação de CH1, com a intercalação do tempo morto e corrente negativa.

Na Figura 6.6 estão representados os erros gerados pelo tempo morto nos tempos de aplicação das tensões  $\frac{E_{dc}}{2}$  e  $-\frac{E_{dc}}{2}$  à carga.

### 6.3 Compensação do Tempo Morto

O efeito provocado pelo tempo morto sobre os sinais de comando das chaves, sugere uma forma de compensá-lo. Se os pulsos de comando originalmente gerados pela modulação PWM forem previamente corrigidos em sentido contrário a alteração que será provocada pelo tempo morto, o efeito deste sobre os pulsos PWM será anulado. A técnica, ilustrada na Figura 6.7, consiste em adicionar um termo equivalente ao tempo morto ao sinal de

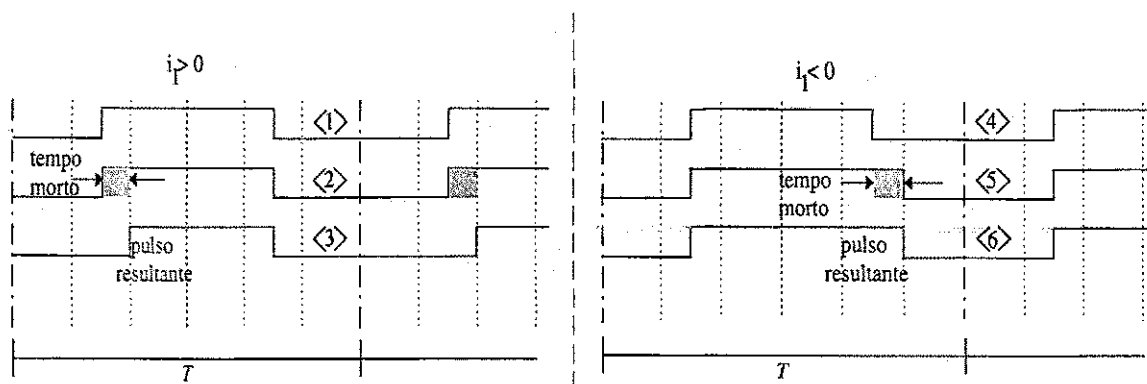


Figura 6.6: Alteração do tempo do sinal de comando das chaves em função do tempo morto.

comando das chaves, quando a corrente for positiva, ou subtrair o termo de compensação do sinal de comando das chaves quando a corrente for negativa.

A compensação do tempo morto diretamente sobre os pulsos PWM Lo e Chen (1996), Attaianese, Capraro e Tomasso (2001b), Cardenas, Horta e Echavarria (1996), Dodson (1990), Leggate e Kerkman (1997) não requer circuitos adicionais aos já utilizados em um sistema de acionamento e acrescenta pouco esforço computacional. Além disso, o método de compensação em nível dos pulsos de comando não produz deslocamento de fase na tensão gerada pelo inversor, como ocorre com alguns métodos de compensação baseados no erro médio de tensão por ciclo da onda modulante e esquemas com realimentação de corrente.

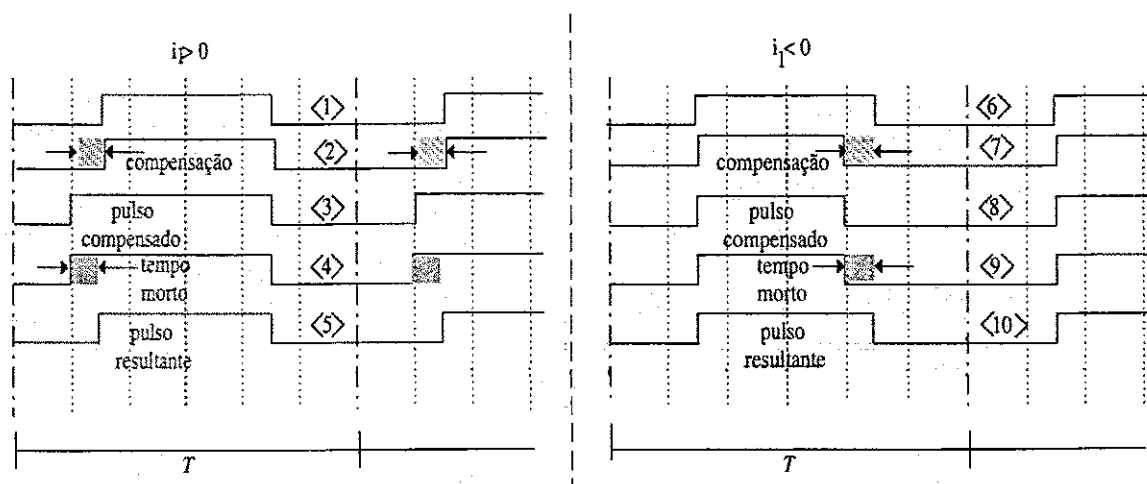


Figura 6.7: Compensação do tempo morto pela modificação dos pulsos de comando originais.

A compensação do tempo morto a partir da ampliação do pulso ou sua redução pode ser implementada tanto para o PWM escalar Leggate e Kerkman (1997), quanto para o PWM vetorial Oh, Kim e Kim (1995). Na compensação escalar, os termos são adicionados ou subtraídos dos sinais de comando de cada fase, individualmente. Na compensação vetorial,

leva-se em consideração o fato de que para uma máquina trifásica a soma ou subtração de um  $\Delta t$  aos tempos das três fases, que pode ser interpretado como a adição ou subtração de uma componente homopolar às tensões da máquina, tem efeito nulo nas componentes  $dq$  de tensão e corrente, assim, é possível fazer a compensação modificando apenas os pulsos da fase cujo sentido de corrente é contrário ao das duas outras fases, quando não há pulsos menores que o período do tempo morto. Como será discutido na sequência do capítulo, ambos os procedimentos podem não compensar corretamente o tempo morto em função de variáveis como fator de potência e em condições de elevado índice de modulação e frequências de chaveamento elevadas.

### 6.3.1 Compensação escalar

Os sinais de comando das chaves de um inversor fonte de tensão podem ser gerados digitalmente através de um sistema microprocessado dedicado, DSP ou PC ou de forma analógica, utilizando-se uma portadora triangular e uma onda modulante senoidal. Na sua forma digital e utilizando a modulação escalar, o período durante o qual a chave superior de cada braço do inversor deve permanecer acionada é determinado por

$$t_{si}(k) = T \left( \frac{1}{2} + \frac{v_{sio}^*(k)}{V_p} \right) \quad (6.1)$$

onde  $T$  é o período de chaveamento,  $v_{sio}^*(k)$  é a tensão de pólo de referência do  $i$ -ésimo braço do inversor no  $k$ -ésimo ciclo PWM e  $V_p$  representa a máxima tensão de saída do inversor, podendo chegar até  $\frac{E_{dc}}{\sqrt{3}}$ , sendo  $E_{dc}$  a tensão do barramento CC do inversor. O período complementar, que define o tempo de acionamento das chaves inferiores é dado por.

$$\bar{t}_{si}(k) = T - t_{si}(k) \quad (6.2)$$

A adição ou subtração de um termo de compensação aos valores calculados para  $t_{si}(k)$  poderá ocorrer desde que  $t_{si}(k) < T - t_{dt}$  ou  $t_{si}(k) > t_{dt}$ , quando for necessário adicionar ou subtrair o termo de compensação do tempo morto, respectivamente. Na Figura 6.8 são mostrados os sinais de comando da chave superior de um braço do inversor, pode-se notar a não compensação total do tempo morto, ou por se ter atingido o limite do período de chaveamento ou pelo mesmo ser menor que o tempo morto a compensar.

A possibilidade de atingir-se os limites  $T$  ou  $0$  cresce na medida em que são utilizados inversores com frequências de chaveamento maiores. Inversores que operam em 30KHz são comuns, para estes, um tempo morto da ordem de  $2,5\mu s$  restringe a faixa de variação do tempo de comando das chaves do inversor a  $2,5\mu s < t_{si}(k) < 28,3\mu s$ , tempos inferiores

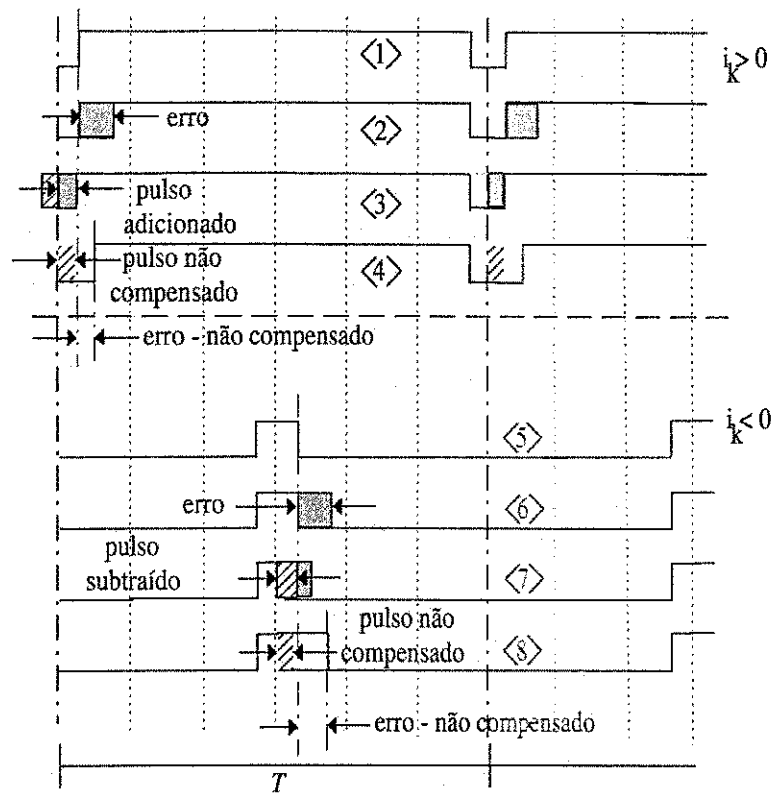


Figura 6.8: Compensação incompleta do tempo morto.

a  $2,5\mu s$  ou superiores a  $28,3\mu s$  não poderão ser corretamente compensados. Esta faixa, corresponde a aproximadamente 77,40% do período de chaveamento. Apenas para efeito comparativo, se for utilizado um inversor com frequência de chaveamento de 10KHz, a faixa de variação do pulso de comando será de 92,50% do período total de chaveamento, considerando o mesmo tempo morto de  $2,5\mu s$ .

A compensação do tempo morto ao longo de uma faixa de variação do sinal modulante e a sua incompleta compensação nos extremos da faixa, provocarão igual ou maior distorção caso o mesmo não fosse compensado. Uma alternativa para redução desta distorção é a alteração do período de chaveamento do inversor, de modo que os pulsos de comando e seus respectivos termos de compensação possam ser acomodados dentro deste Oliveira, Lima e Jacobina (2002b), como mostrado na Figura 6.9.

Observando a Figura 6.9, a ideia básica da técnica é variar o período de chaveamento quando o pulso compensado não pode ser acomodado dentro deste, ou seja,  $t_{si1}(k) = t_{si}(k) + t_{dt}$  e  $t_{si1}(k) > T$ . Neste caso, o período de chaveamento é aumentado para um novo valor  $T_1$ , onde  $T_1 > t_{si1}(k) > T$ . Para implementação da estratégia de alteração do período de chaveamento do inversor para alocação adequada dos pulsos de comando, este pode tornar-se uma função do índice de modulação, expressa por:



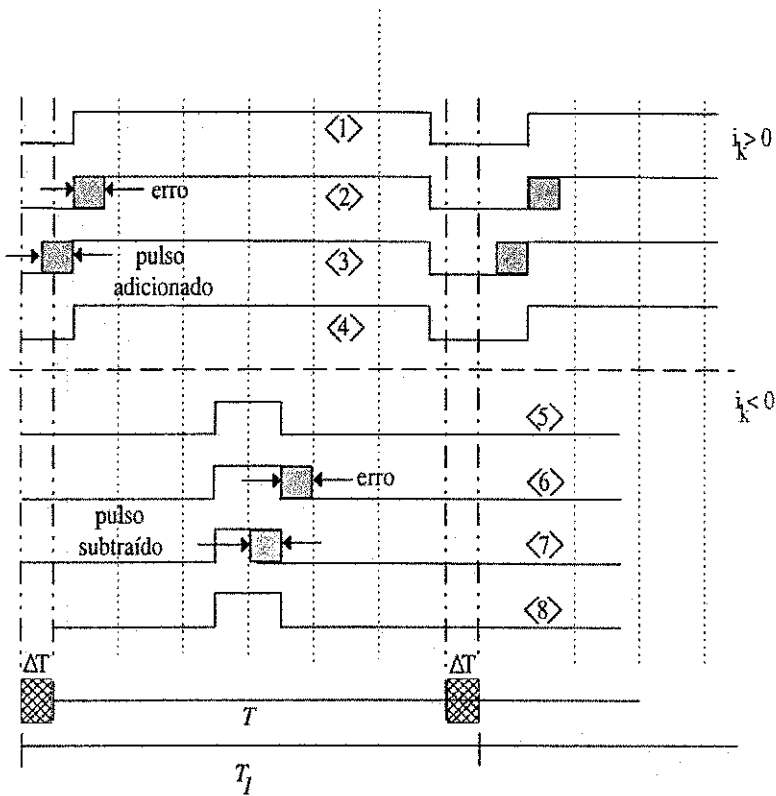


Figura 6.9: Compensação completa do tempo morto, com modificação da frequência de chaveamento.

$$T = f \left( \frac{v_{sio}^*(k)}{V_p} \right) \quad (6.3)$$

onde

$$\frac{v_{sio}^*(k)}{V_p} = |m \cos(\omega_m kT)| \quad (6.4)$$

$$\omega_m = 2\pi f_m \quad (6.5)$$

Uma formalização da relação anterior é a adoção de uma função linear, expressa por

$$f \left( \frac{v_{sio}^*(k)}{V_p} \right) = a \frac{|v_{sio}^*(k)|}{V_p} + b \quad (6.6)$$

restrita aos limites  $T_{\min} < f \left( \frac{v_{sio}^*(k)}{V_p} \right) < T_{\max}$ . Quando  $\frac{|v_{sio}^*(k)|}{V_p} = 0$ ,  $f \left( \frac{v_{sio}^*(k)}{V_p} \right) = T_{\min} = b$ , que é determinado pela máxima frequência de chaveamento admitida pelo inversor. Quando  $\frac{|v_{sio}^*(k)|}{V_p} = 1$ ,  $f \left( \frac{v_{sio}^*(k)}{V_p} \right) = T_{\max} = a + b$ , logo  $a = T_{\max} - T_{\min}$ . O valor do coeficiente “a”, que define a inclinação da curva expressa por (6.6), pode ser determinado em função do termo

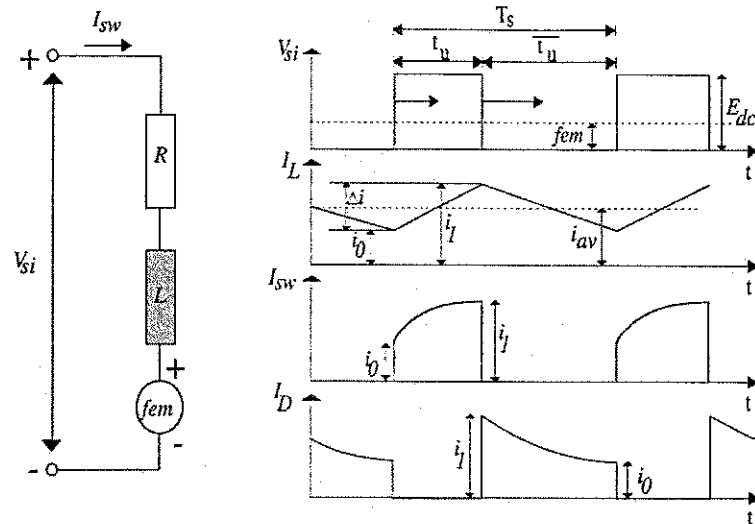


Figura 6.10: Efeitos do chaveamento da tensão na corrente da carga RLE.

de tempo morto,  $t_{dt}$ , a partir da expressão,

$$a = \frac{t_{dt}}{\beta} \tag{6.7}$$

A seleção de  $\beta$  define o valor de  $T_{max}$  o qual influencia na eficiência da compensação do tempo morto quando operando na condição em que

$$\frac{|v_{sio}^*(k)|}{V_p} = |m \cos(\omega_m kT)| \approx 1.0 \tag{6.8}$$

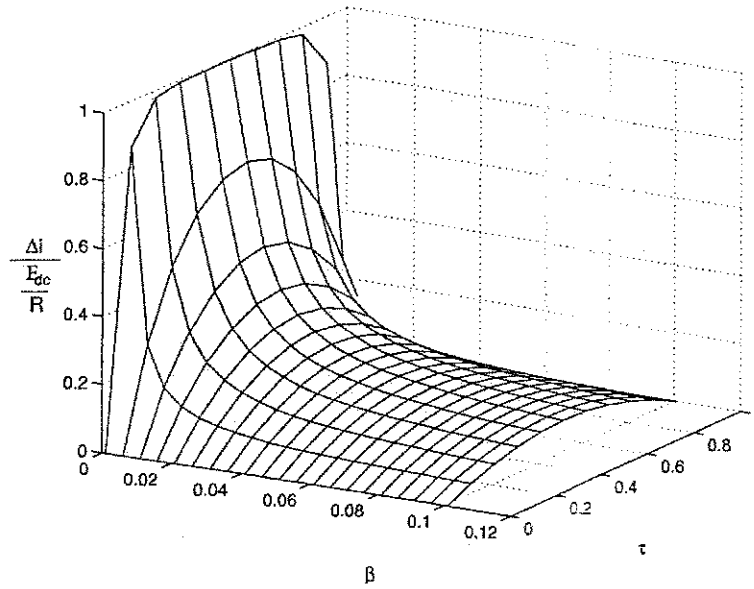
quando  $T = T_{max}$ .

Na seleção do coeficiente  $\beta$  de modo a minimizar o valor da THD da tensão gerada pelo inversor podem ser adotados dois critérios: (i) minimização do ripple da corrente e (ii) minimização do erro da tensão gerada.

Em cargas alimentadas a partir de um inversor fonte de tensão PWM, a corrente que circula pelas mesmas apresentará uma oscilação devido ao efeito do chaveamento da tensão do barramento CC do inversor. O chaveamento segue um padrão PWM a partir do qual será gerada uma tensão com amplitude e frequência definidas pelos sinais de referência. Em cargas do tipo RL ou RLE, o efeito do chaveamento sobre a corrente pode ser caracterizado pelas curvas apresentadas na Figura 6.10.

Considerando que durante o período de chaveamento a  $fem$  permanece constante e que o valor médio da corrente é constante, pode-se determinar os valores  $i_0$  e  $i_1$  da corrente e então a ondulação da corrente  $\Delta i = i_1 - i_0$  H.Bühler (1981), a partir da expressão:

$$\Delta i = \frac{E_{dc}}{R} \frac{(1 - e^{-t_u/T_L})(1 - e^{-t_v/T_L})}{1 - e^{-T/T_L}} \tag{6.9}$$


 Figura 6.11: Oscilação da corrente  $\times \beta \times \tau$ .

onde  $T_L = \frac{L}{R}$  é a constante de tempo do circuito RL da carga,  $t_1$  é o tempo de condução da chave superior de um braço do inversor e  $t_2$  é o tempo de condução da chave inferior do respectivo braço. Os tempos  $t_1$  e  $t_2$  podem ser representados por

$$t_u = \tau T \quad (6.10)$$

$$\bar{t}_u = (1 - \tau)T \quad (6.11)$$

onde  $0 \leq \tau \leq 1$ . Substituindo  $T$  nas expressões (6.9), (6.10) e (6.11) por (6.6) obtém-se a expressão.

$$\Delta i = \frac{E_{dc}}{R} \frac{\left(1 - e^{-\tau \left(\frac{t_{dt}}{\beta} \frac{|v_{sio}^*(k)|}{V_p} + T_{min}\right)/T_L}\right) \left(1 - e^{-(1-\tau) \left(\frac{t_{dt}}{\beta} \frac{|v_{sio}^*(k)|}{V_p} + T_{min}\right)/T_L}\right)}{1 - e^{-\left(\frac{t_{dt}}{\beta} \frac{|v_{sio}^*(k)|}{V_p} + T_{min}\right)/T_L}} \quad (6.12)$$

As curvas apresentadas nas Figuras 6.11, 6.12 e 6.13 mostram o comportamento da oscilação da corrente em termos de  $(\beta, \tau)$ ,  $(\beta, \frac{T_{min}}{T_L})$  e  $(\beta, \frac{t_{dt}|v_{sio}^*(k)|}{T_L V_p})$ .

Nas curvas apresentadas nas Figuras 6.12 e 6.13, considerou-se  $\tau = 0.5$ , que corresponde ao caso em que há maior oscilação na corrente, como pode ser observado na Figura 6.11. Uma análise dos três gráficos revela que o aumento de  $\beta$  propicia uma diminuição da oscilação de corrente. Este comportamento é explicado pelo fato de que com o crescimento de  $\beta$  o valor máximo do período de chaveamento  $T_{max}$  cai, ou seja, a frequência de chaveamento aumenta, fazendo com que as oscilações da corrente sejam minimizadas pelo efeito de filtragem exercido pelo circuito RL da carga.

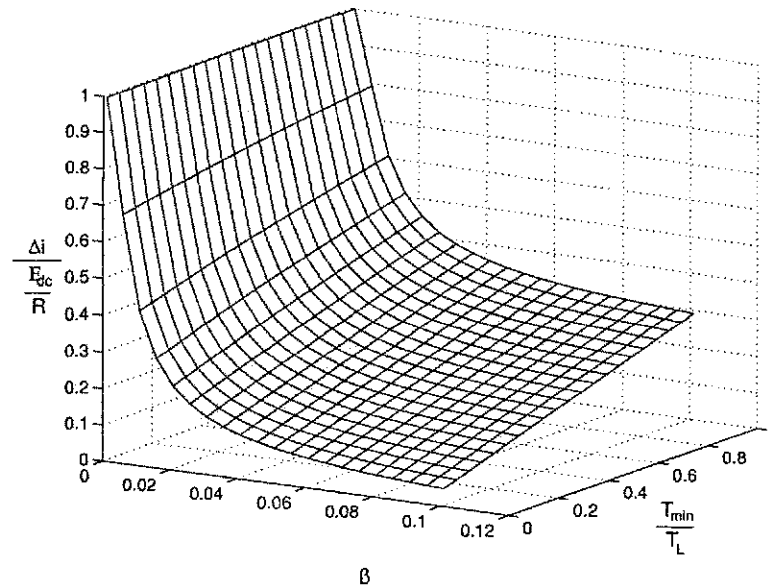


Figura 6.12: Oscilação da corrente  $\times \beta \times \frac{T_{min}}{T_L}$ .

O aumento da frequência de chaveamento tem efeito no comportamento dos esquemas de compensação do tempo morto, principalmente quando este é implementado em condições de operação onde o índice de modulação,  $m$ , encontra-se próximo a 1. Na Figura 6.14 são apresentadas as curvas obtidas a partir da simulação de uma máquina de indução trifásica alimentada por um inversor fonte de tensão em malha aberta, com e sem compensação do tempo morto. As curvas mostram a tensão de referência, a tensão real e a corrente resultante. Nas Figuras 6.14(a) e (b) são apresentados os resultados sem compensação e com compensação do tempo morto, respectivamente. Os resultados apresentados foram obtidos utilizando-se um índice de modulação  $m = 0.65$ . Na Figura 6.14(c) são apresentados os resultados quando é feita a compensação do tempo morto utilizando-se um índice de modulação  $m = 1.0$ . Observa-se nesta curva o efeito da incompleta compensação do tempo morto a partir do erro na tensão gerada nos pontos de máximo e mínimo da mesma. Este erro provoca distorções na corrente, como pode ser observado na curva de corrente, sendo seu efeito proporcional ao erro entre a tensão de referência e a tensão real gerada.

Em todos os casos simulados foi considerada uma tensão do barramento  $E_{dc} = 560V$ . Os parâmetros da máquina utilizada para simulação foram:  $r_s = 1.1555\Omega$ ,  $r_r = 1.1148\Omega$ ,  $l_s = 0.1459H$ ,  $l_r = 0.1457H$  e  $l_m = 0.14051H$ . As curvas de tensão foram divididas por um fator 20 para aproximar as escalas de tensão e corrente. O tempo morto utilizado foi de  $6.7\mu s$  e um período de amostragem de  $40\mu s$ . Estes valores foram selecionados de modo a potencializar os efeitos da distorção provocada pelo tempo morto.

A forma de onda do erro de tensão, quando o tempo morto não é compensado, consiste

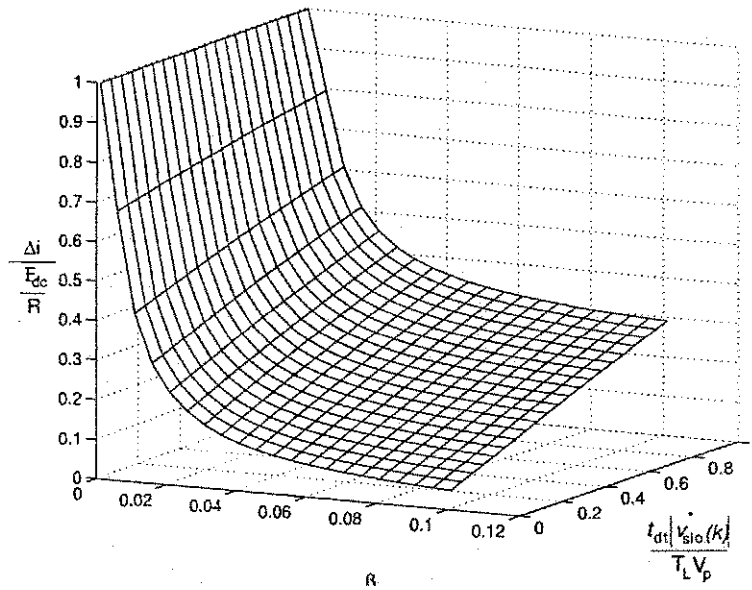


Figura 6.13: Oscilação da corrente  $\times \beta \times \frac{t_{dt}|v_{sio}^*(k)|}{T_L V_p}$ .

em um trem de pulsos de amplitude  $\pm E_{dc}$  e duração  $t_{dt}$ , conforme pode ser observado na Figura 6.15, curvas (4) e (8). Tomando o valor médio destes pulsos ao longo de um ciclo da tensão fundamental, obtém-se uma onda quadrada com mesma frequência da tensão fundamental e com amplitude  $v_{error}$  onde Dodson (1990),

$$v_{error} = E_{dc} \frac{t_{dt}}{T} \tag{6.13}$$

A partir da representação em série de Fourier de uma onda quadrada de amplitude unitária, pode-se calcular o valor RMS do erro na tensão fundamental Dodson (1990), sendo o mesmo expresso por:

$$v_{error} = \frac{4E_{dc}t_{dt}}{\sqrt{2\pi T}} \tag{6.14}$$

Para a tensão de linha de um inversor trifásico, a expressão do valor RMS do erro de tensão é dado por:

$$v_{error\_3\phi} = \frac{4\sqrt{3}E_{dc}t_{dt}}{\sqrt{2\pi T}} \tag{6.15}$$

As mesmas expressões de (6.13) a (6.15) podem ser usadas na determinação do erro na tensão fundamental quando a compensação não pode ser implementada completamente. A diferença apenas aparece na amplitude do valor médio da onda quadrada, que neste caso será menor. Substituindo  $T$  na expressão (6.15) por seu valor calculado a partir de (6.6),

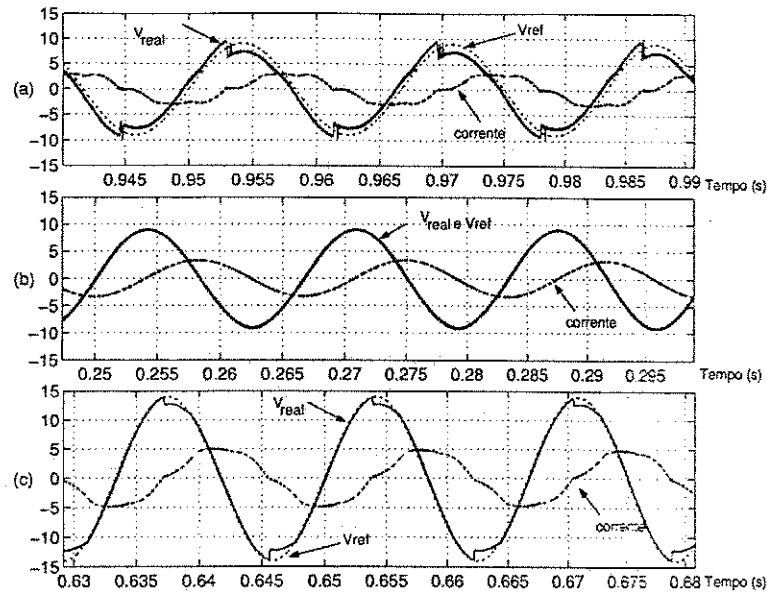


Figura 6.14: Distorção da corrente devido a compensação incompleta do tempo morto: (a) sem compensação ( $m = 0.65$ ), (b) com compensação ( $m = 0.65$ ) e (c) com compensação ( $m = 1.0$ ).

obtém-se a expressão

$$v_{error\_3\phi} = \frac{4\sqrt{3}E_{dc}t'_{dt}}{\sqrt{2\pi}\left(\frac{t_d}{\beta}\frac{|v_{sio}(k)|}{V_p} + T_{min}\right)} \quad (6.16)$$

$$t'_{dt} = \frac{t_{dt}}{t_f} \quad (6.17)$$

onde  $t_f$  corresponde ao intervalo de tempo em que a compensação do tempo morto é incompleta. Na Figura 6.16 é apresentado o comportamento do erro de tensão ponderado  $\frac{v_{error\_3\phi}}{(E_{dc}t'_{dt}/t_{dt})}$  em função de  $\beta$  e da relação  $\frac{T_{min}}{t_d}$ . Observando o gráfico na Figura 6.16, percebe-se que há uma diminuição no erro de tensão na medida em que o valor de  $\beta$  tende a zero (considerando-se um  $\frac{T_{min}}{t_d}$  constante), que implica no aumento de  $T_{max}$ . O aumento no valor máximo do período de chaveamento, torna o termo de tempo morto, relativo ao período de chaveamento, menor, minimizando os seus efeitos devido a uma incompleta compensação.

Os critérios acima permitem definir uma faixa de valores para  $\beta$  onde são minimizados a oscilação da corrente e o erro RMS de tensão. A consequência da minimização destes fatores reflete-se em uma diminuição da THD da corrente. A definição de um valor ótimo de  $\beta$  passa pelo conhecimento dos valores da constante de tempo da carga,  $T_L$  e do valor da tensão do barramento CC,  $E_{dc}$ . O valor do  $T_{min}$  pode ser definido a partir das restrições de hardware das chaves de potência ou pelas restrições de tempo para implementação do modulador PWM, o que for mais restritivo. Conhecidos os valores de  $T_L$ ,  $E_d$ ,  $T_{min}$  e  $t_d$  o

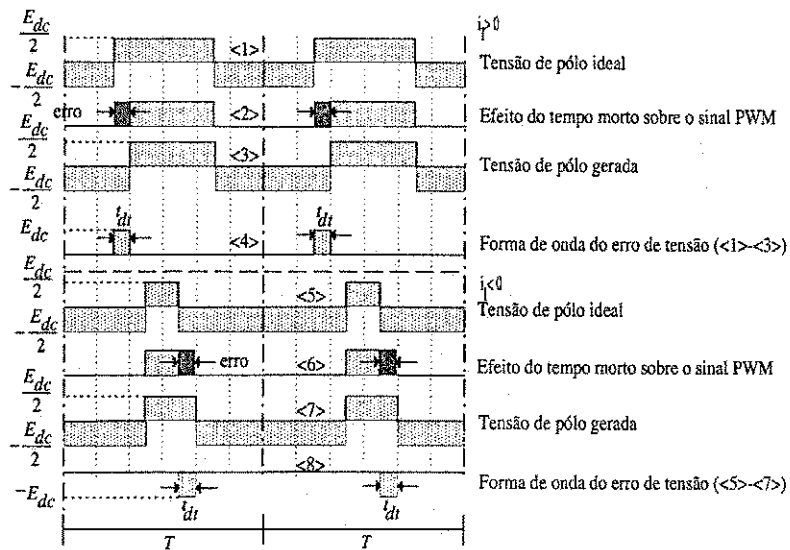


Figura 6.15: Erro na tensão de pólo do inversor devido ao efeito do tempo morto.

valor de  $\beta$  pode ser obtido a partir da expressão (6.12). Se for considerado o pior caso, quando  $\tau = 0.5$  e que  $\frac{|v_{sio}^*(k)|}{V_p}$  é unitário, a expressão (6.12) pode ser reescrita na forma mais simples

$$\Delta i = \frac{E_d}{R} \frac{\left(1 - e^{-\frac{1}{2}(\frac{t_{dt}}{\beta} + T_{min})/T_L}\right)^2}{1 - e^{-(\frac{t_{dt}}{\beta} + T_{min})/T_L}} \quad (6.18)$$

A partir de (6.18) o valor de  $\beta$  pode ser determinado após especificar a máxima oscilação de corrente,  $\Delta i_{max}$ . Outra possibilidade para determinação de  $\beta$  é a utilização da expressão (6.16), neste caso, é necessário especificar o máximo erro de tensão admissível,  $v_{error\_3\phi}$ . Ajustes no valor de  $\beta$ , determinado por um ou outro critério, podem ser necessários para obter o valor mínimo de THD da tensão gerada pelo inversor e da corrente na carga.

### Compensação escalar com variação da frequência de chaveamento

Na Figura 6.17 é apresentado o diagrama de blocos do modulador PWM com frequência de chaveamento variável aplicado a uma máquina de indução. Para simplificação da análise, será considerado o caso em que a tensão homopolar é zero e que a máquina é equilibrada e conectada em estrela com neutro flutuando, assim

$$v_{s1}^*(k) + v_{s2}^*(k) + v_{s3}^*(k) = \hat{v}_{s1o}(k) + \hat{v}_{s2o}(k) + \hat{v}_{s3o}(k) = \hat{v}_{s1}(k) + \hat{v}_{s2}(k) + \hat{v}_{s3}(k) \quad (6.19)$$

onde  $\hat{v}_{si}(k)$ ,  $i=1,2,3$ , são as tensões de fase médias.

O bloco "MAX( $v_{si}^*$ ,  $\bar{v}_{si}^*$ )", tem a função de determinar a tensão de fase ou a sua complementar que seja superior as demais. Esta tensão de fase gerará a maior ou menor largura

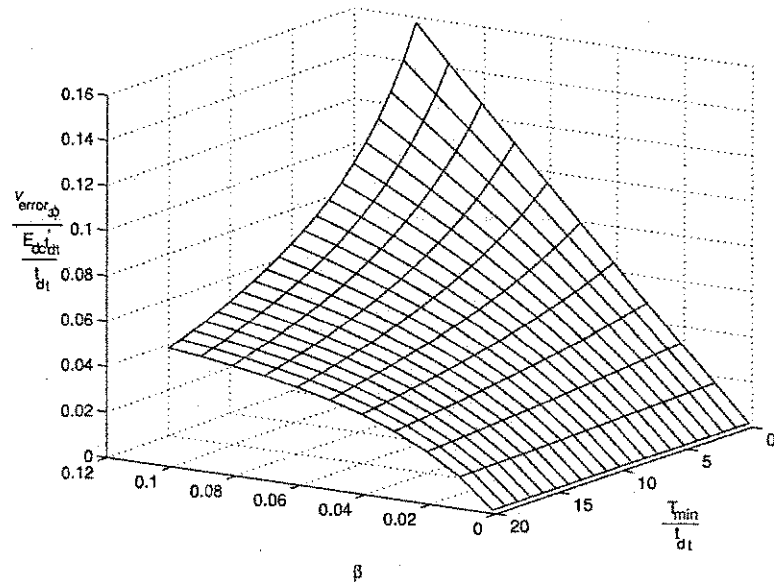


Figura 6.16: Erro de tensão devido a compensação incompleta do tempo morto ( $m = 1.0$ ).

de pulso, desta forma, ao aplicar a compensação do tempo morto nos sinais de comando desta fase, estes poderão exigir ajustes no período de chaveamento. No bloco “Cálculo do Período”, é implementado o cálculo do período de chaveamento de acordo com a expressão (6.3). Mesmo que algumas tensões de fase não necessitem de alteração do período para acomodação dos seus pulsos de comando, o sistema trifásico exige que seja mantida a simetria dos sinais de comando entre as fases, desta forma, também estas fases terão seus respectivos pulsos de comando alterados segundo o período de chaveamento determinado no bloco “Cálculo do Período”. A operação completa da técnica proposta pode ser resumida no algoritmo abaixo.

#### Algoritmo da técnica de compensação do tempo morto com frequência variável.

1. São geradas três referências de tensão, defasadas entre si de  $120^\circ$ ;
2. As referências de tensão são comparadas entre si para determinar a de maior valor absoluto. Esta operação é implementada no bloco  $\text{MAX}(v_{si}^*, \bar{v}_{si}^*)$ ;
  - $v_{\max} = |v_{10}^*|$
  - Se  $v_{\max} < |v_{20}^*|$ , então  $v_{\max} = |v_{20}^*|$
  - Se  $v_{\max} < |v_{30}^*|$ , então  $v_{\max} = |v_{30}^*|$



- Com o valor de  $v_{max}$  e utilizando-se a expressão (6.6), calcula-se o valor do período de amostragem  $T$  (onde  $|v_{sio}^*(k)| = v_{max}$ ). Esta operação é realizada no bloco - Cálculo do Período;

- $T = a \frac{v_{max}}{V_p} + b$ , where  $b = T_{min}$  and  $a = \frac{t_{dt}}{\beta}$

- Com o valor de  $T$  determinado no passo anterior, são calculadas as larguras de pulso das chaves Q1, Q2 e Q3 do inversor,  $t_{s1}$ ,  $t_{s2}$  e  $t_{s3}$ , a partir da expressão (6.1);

- $t_{si}(k) = T \left( \frac{1}{2} + \frac{v_{sio}^*(k)}{E_{dc}} \right)$ ,  $i = 1, 2, 3$

- Com os valores de  $t_{s1}$ ,  $t_{s2}$  e  $t_{s3}$ , são gerados os sinais de gatilho  $G_1$ ,  $G_2$  e  $G_3$  e os respectivos sinais complementares  $\bar{G}_1$ ,  $\bar{G}_2$  e  $\bar{G}_3$  (expressão (6.2)). Esta operação é realizada no bloco de geração dos sinais PWM com pulsos centrados.

O algoritmo acima supõe que os valores  $T_{min}$  e  $\beta$  já foram definidos.

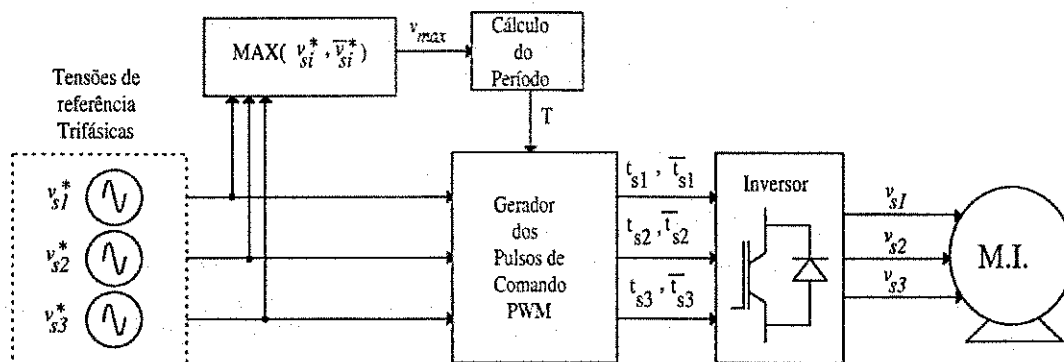


Figura 6.17: Diagrama de blocos do modulador PWM com frequência variável.

### Resultados experimentais da compensação com frequência variável

De modo a avaliar o desempenho da técnica de compensação do tempo morto com frequência variável, foram realizados ensaios utilizando-se uma máquina de indução trifásica de 1/3CV / 4 pólos, um inversor composto de uma ponte trifásica SEMIKRON SKM 40 GDL 123 D e circuitos de acionamento SKHI 22 H4, que implementam um tempo morto mínimo de  $2.8\mu s$ . Em todos os ensaios a máquina foi acionada com uma frequência de 60Hz. A amplitude da tensão de alimentação foi ajustada a partir de índices de modulação entre 0.8 e 1.0, em passos de 0.05. Para cada valor de índice de modulação o valor de  $\beta$  foi variado de 0.005 a 0.055, a passos de 0.005. A cada valor de  $\beta$  para um mesmo índice de modulação

foram realizadas medições das correntes de fase da máquina e calculadas as suas respectivas distorções harmônicas, através da expressão.

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^N \left(\frac{A_k}{A_1}\right)^2}}{A_1} \quad (6.20)$$

onde  $A_k$  é a amplitude da  $k$ -ésima harmônica e  $A_1$  é a amplitude da fundamental. O número de termos utilizados para o cálculo da THD foi definido em função da frequência de chaveamento, tendo sido utilizados 35 termos para a menor frequência de chaveamento e 350 termos para a maior.

Antes de apresentar os resultados da compensação com frequência variável será feita uma análise do comportamento do circuito de acionamento das chaves SKHI 22 H4, quando a este são submetidos pulsos de comando de largura muito longa e muito estreita. O objetivo é mostrar que o efeito do tempo morto não cessa, mesmo quando um dos sinais de comando das chaves de um mesmo braço não consegue ser reproduzido pelo circuito de acionamento, em virtude da sua duração ser menor que o tempo morto.

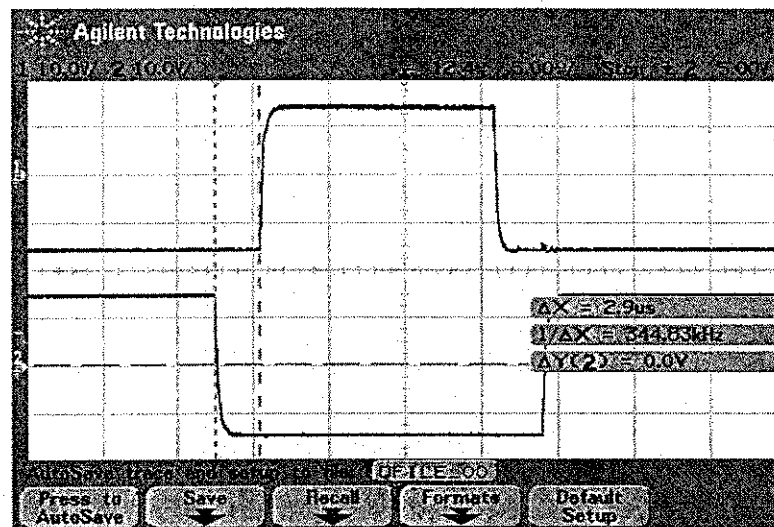


Figura 6.18: Aplicação do tempo morto na borda de descida do sinal de comando da chave inferior.

Nas Figuras 6.18 e 6.19 são destacados os instantes de aplicação do tempo morto de aproximadamente  $2,8\mu s$ . Na borda de descida dos sinais de comando das chaves superior e inferior, o circuito de acionamento inibe o sinal complementar, apenas liberando-o ao término do tempo morto.

Nas Figuras 6.20 e 6.21 são apresentados os sinais PWM gerados para as chaves e os respectivos sinais reproduzidos pelo circuito de acionamento SKHI 22 H4. Pode ser observado na Figura 6.20 que a largura do pulso da chave inferior, indicado pelo sinal do canal 2

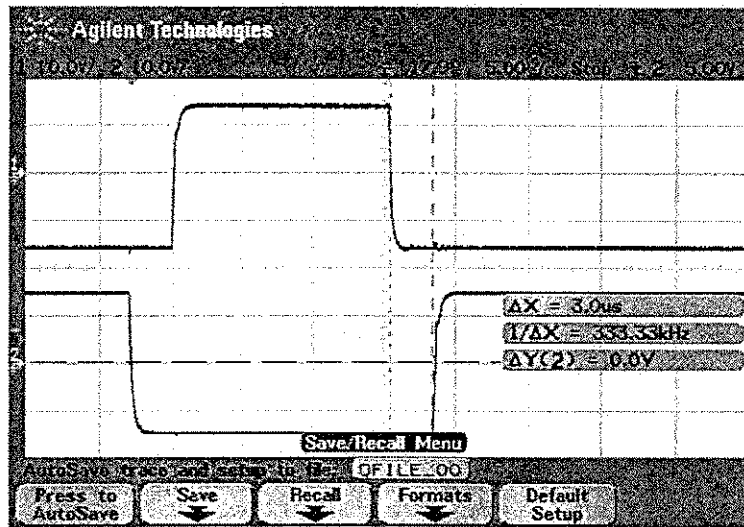


Figura 6.19: Aplicação do tempo morto na borda de descida do sinal de comando da chave superior.

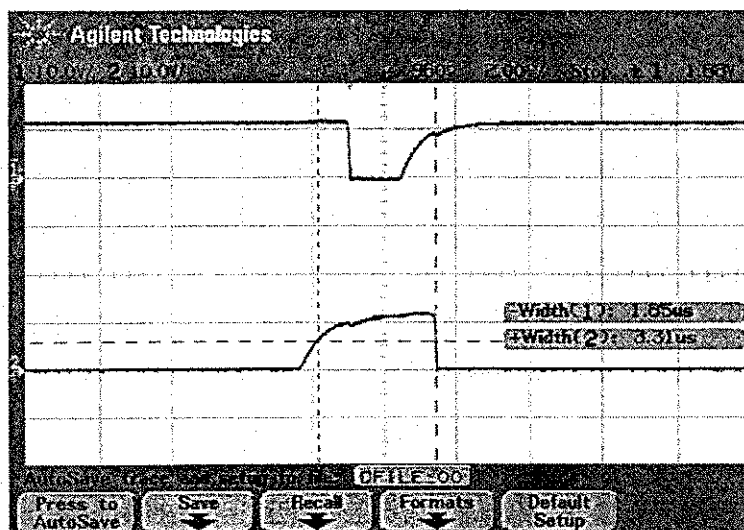


Figura 6.20: Pulsos gerados pelo modulador PWM.

do osciloscópio, é de aproximadamente  $3.30\mu s$ , no entanto, este pulso não é reproduzido pelo circuito SKHI 22 H4, como pode-se perceber no sinal do canal 2 do osciloscópio da Figura 6.21. Ainda que o sinal da chave inferior não seja reproduzido na saída do circuito SKHI 22 H4, o mesmo é utilizado pelos circuitos lógicos do “drive” para implementar o tempo morto da chave superior, que pode ser percebido comparando o tempo dos pulsos negativos no canal 1 do osciloscópio nas duas figuras. Na Figura 6.20 este tempo é da ordem de  $1.85\mu s$ , enquanto na Figura 6.21 o mesmo é da ordem de  $5.60\mu s$ , evidenciando o aumento do mesmo pela ação do tempo morto.

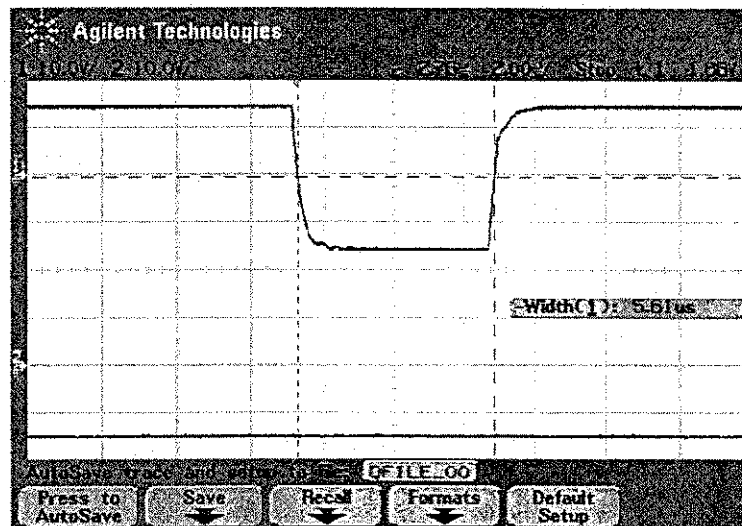


Figura 6.21: Efeito da ação do tempo morto em um pulso PWM muito estreito (sinal de comando da chave superior).

Nas Figuras 6.22 e 6.23 são apresentadas curvas equivalentes, no entanto, o pulso estreito aparece no sinal da chave superior. Novamente percebe-se o efeito da não reprodução do pulso estreito pelo circuito SKHI 22 H4 e o aumento do pulso negativo no sinal de comando da chave inferior, Figura 6.23.

Das figuras acima percebe-se que mesmo que o pulso de comando de uma das chaves do braço tenha duração menor que o tempo morto, a ação do circuito de acionamento das chaves implementa o tempo morto sobre o sinal da chave complementar.

Na Figura 6.24 é apresentada a curva de THD de corrente obtida com o método de compensação do tempo morto proposto, em função dos valores de  $\beta$ . A curva mostra que há um ponto ótimo de seleção para  $\beta$  em torno de 0.02, ocorrendo uma deterioração da qualidade do sinal de corrente quando o mesmo é aumentado ou diminuído. Quando o aumentamos, estreitamos a faixa de variação do período de chaveamento, por outro lado, quando o diminuimos estamos permitindo que o período assuma valores grandes.

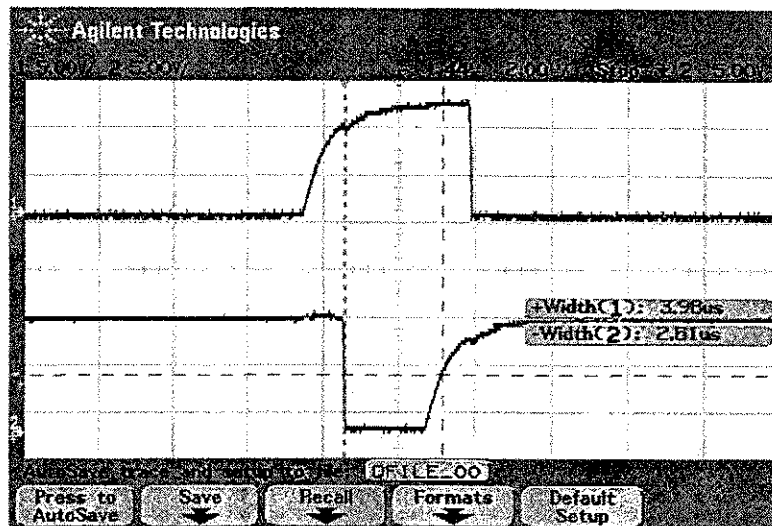


Figura 6.22: Pulsos gerados pelo modulador PWM.

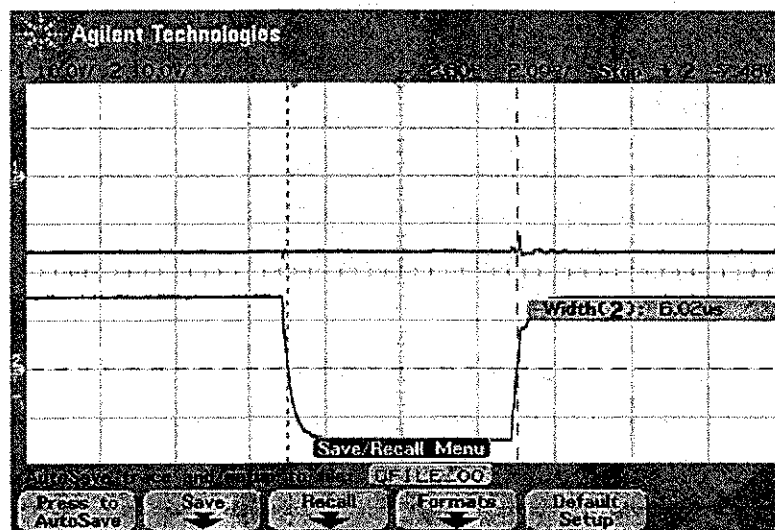
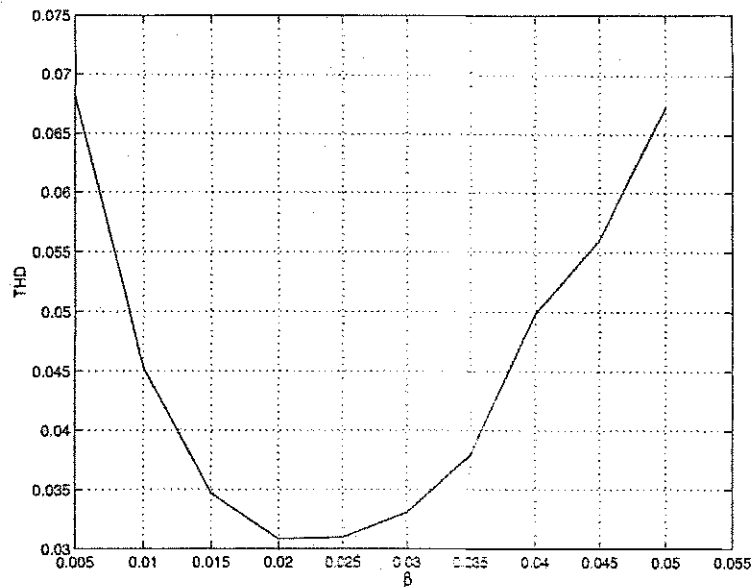


Figura 6.23: Efeito da ação do tempo morto em um pulso PWM muito estreito (sinal de comando da chave inferior do braço).

Figura 6.24: THD x  $\beta$ 

Nas Figuras 6.25 e 6.26 são apresentadas a curva de variação da frequência em função da tensão e a curva da frequência instantânea, respectivamente. Fica claro na curva de frequência da Figura 6.26 a influência da tensão máxima de referência na determinação da frequência de chaveamento, como definido pelos blocos “ $\text{MAX}(v_{si}^*, \bar{v}_{si}^*)$ ” e “Cálculo do Período” do diagrama apresentado em 6.17

Na Figura 6.27 são apresentadas as curvas de corrente de fase geradas para quatro valores distintos de  $\beta$ , mantendo o mesmo índice de modulação. Na Figura 6.28 são apresentadas as curvas de corrente resultantes quando utiliza-se o método proposto, Figura 6.28(a) e a partir do método com frequência de chaveamento fixa, Figura 6.28(b). Observa-se uma melhoria significativa na forma de onda da corrente utilizando-se o método proposto, como pode ser conferido quantitativamente pela comparação da distorção harmônica total calculada para ambos os métodos e apresentadas nas Figuras 6.29 e 6.30, respectivamente.

A presença da variável  $\beta$  no gráfico da Figura 6.30 tem por objetivo facilitar a análise comparativa das duas curvas. Neste gráfico o  $\beta$  foi utilizado para indicar o valor da frequência fixa equivalente a menor frequência alcançada pela técnica com frequência variável.

A observação dos gráficos de THD mostrados nas Figuras 6.29 e 6.30 revela a melhor qualidade da corrente obtida com o método de variação da frequência de chaveamento, quando operando com  $m \approx 1$ . Para  $\beta = 0.02$  e  $m = 1$ , a THD calculada para o método com frequência variável ficou em torno de 0.03, enquanto que com frequência fixa o mesmo valor atingiu 0.055, uma diferença da ordem de 45% a menos.

Um outro aspecto avaliado com relação ao desempenho da técnica proposta é a manuten-

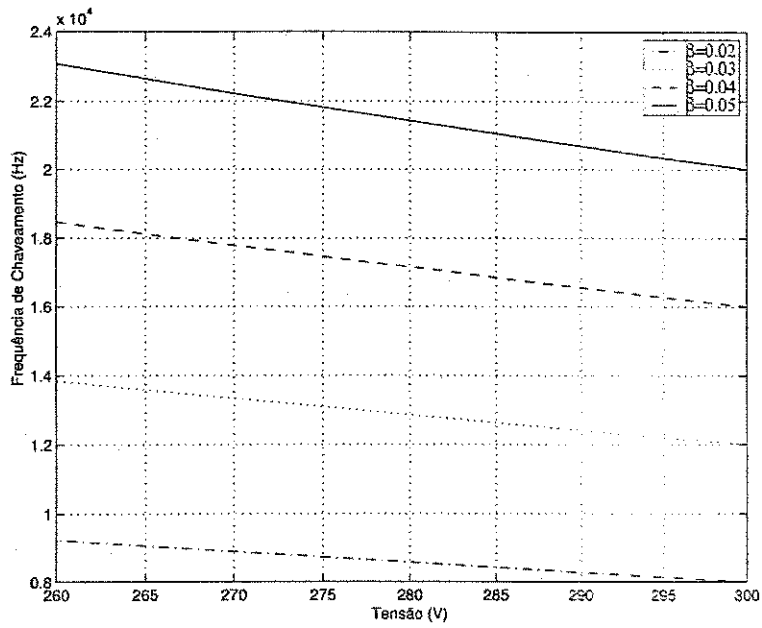


Figura 6.25: Variação da frequência de chaveamento em função da tensão de fase, para diferentes valores de  $\beta$ .

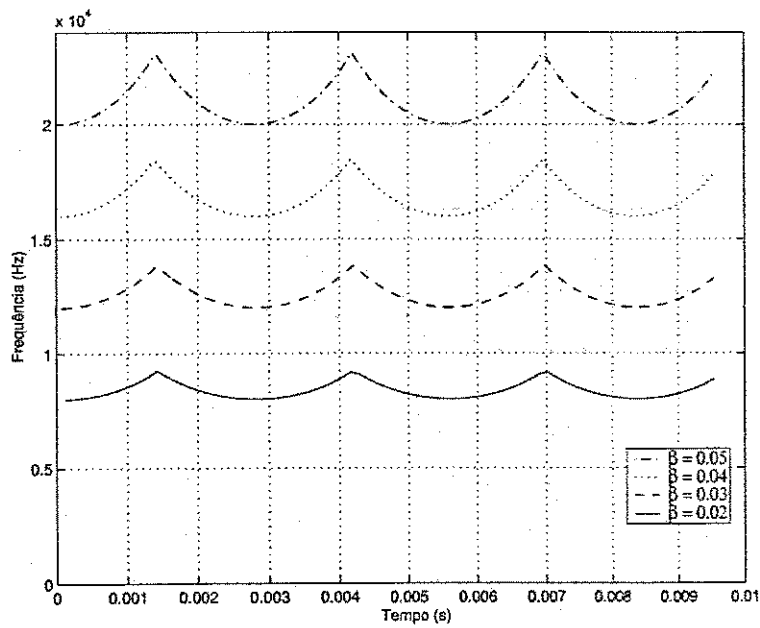


Figura 6.26: Frequência de chaveamento instantânea para diferentes valores de  $\beta$ .

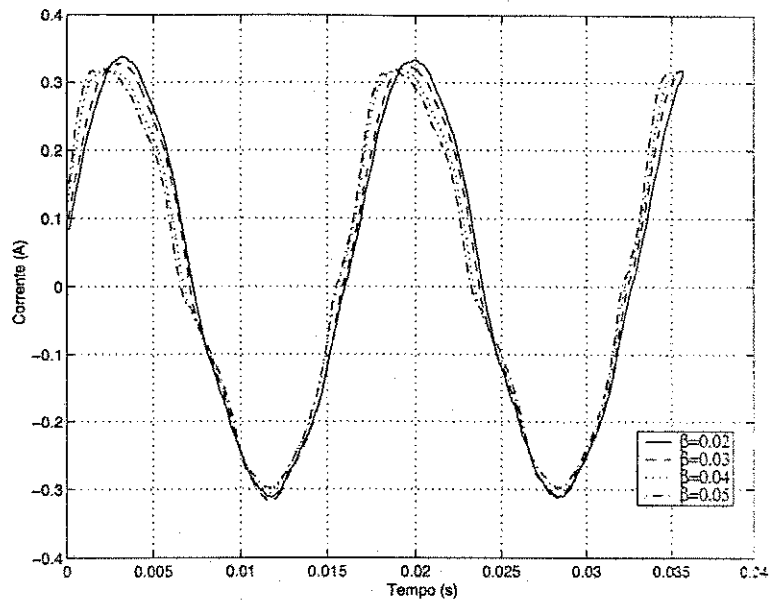


Figura 6.27: Correntes estatóricas de uma fase da máquina para diferentes valores de  $\beta$ .

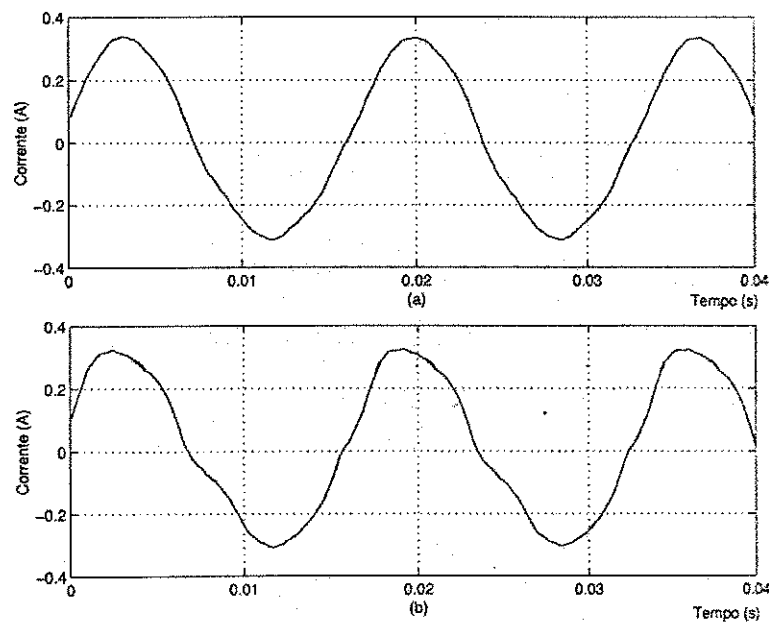


Figura 6.28: Corrente estatórica de uma fase da máquina: (a) método com frequência de chaveamento variável e (b) método com frequência de chaveamento fixa.



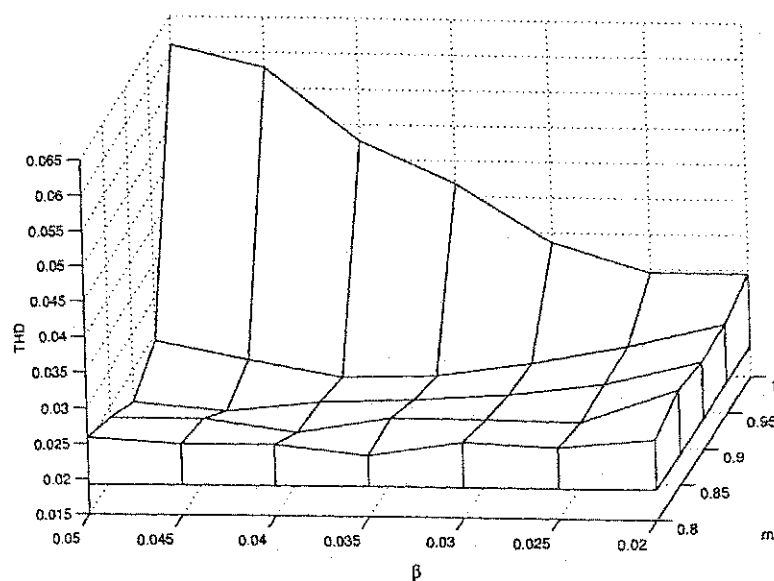


Figura 6.29: THD  $\times$   $\beta$   $\times$  Índice de Modulação (m) com frequência variável.

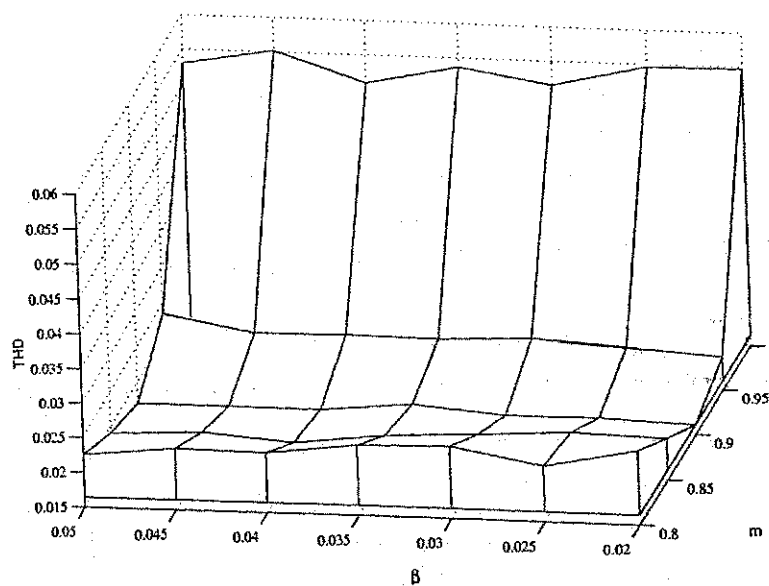


Figura 6.30: THD  $\times$   $\beta$   $\times$  Índice de Modulação (m), com o termo  $\beta$  definindo frequências fixas.

ção do valor da tensão RMS gerada. Nesta avaliação foram comparados os níveis de tensão RMS obtidos com ambas as técnicas, cujos resultados são apresentados nas Figuras 6.31 e 6.32. Diferentemente dos resultados anteriores, obtidos sem a adição de uma componente homopolar, neste caso foram adicionadas componentes homopolares as três referências de tensão. O valor da tensão homopolar  $v_h$ , foi determinado a partir da expressão Jacobina (2001)

$$v_h = E_d(0.5 - \mu) - (1 - \mu)v_{sM}^* - \mu v_{sm}^* \quad (6.21)$$

onde  $\mu$  é o fator de distribuição de roda livre,  $v_{sM}^*$  é o máximo valor entre as tensões de referência e  $v_{sm}^*$  é o mínimo valor entre as tensões de referência. As curvas foram obtidas utilizando-se  $\mu = 0.5$ ,  $E_{dc} = 250V$  e  $V_p = 144V$  ( $V_p = \frac{E_{dc}}{\sqrt{3}}$ ).

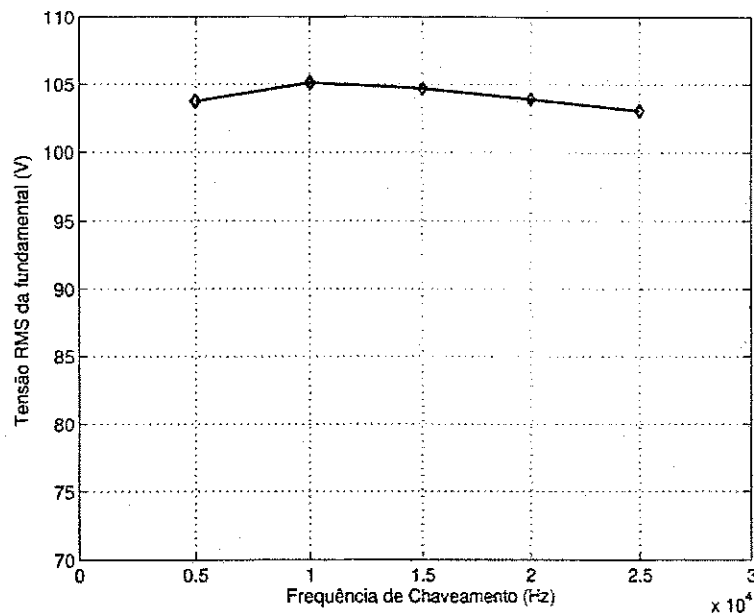


Figura 6.31: Valor RMS da tensão fundamental - Técnica de compensação a frequência fixa.

Na Figura 6.31 é apresentada a curva de tensão RMS da fundamental para 5 valores distintos da frequência de chaveamento, onde se verifica o fato de a mesma manter-se estável, independente da relação entre o período de chaveamento e o tempo morto. Na Figura 6.32 é apresentada a curva de tensão RMS da fundamental para 10 valores de  $\beta$ , os quais definem as frequências de chaveamento do inversor utilizando-se a técnica com frequência variável. Novamente observa-se uma constância entre os valores de tensão RMS. Para o caso de frequência fixa, a diferença entre o maior e menor valor de tensão RMS foi de 1.98% (*mximo* = 105.12V e *mnimo* = 103.08V). Para o caso com frequência variável a diferença foi de 1.30% (*mximo* = 104.76V e *mnimo* = 103.42V). A escolha da utilização de uma componente homopolar teve por objetivo mostrar o comportamento da técnica quando a

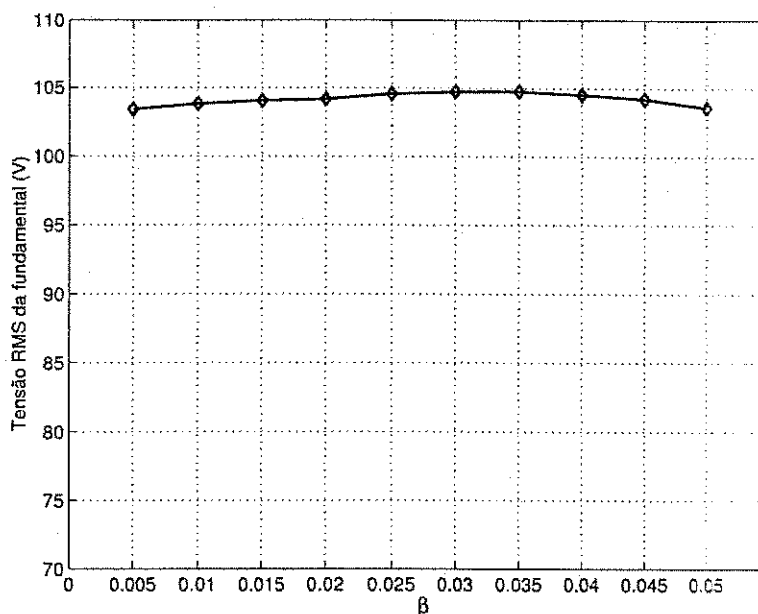


Figura 6.32: Valor RMS da tensão fundamental - Técnica de compensação a frequência variável.

mesma é empregada na sintetização de tensões a partir de referências não senoidais, como se verifica neste caso.

### Compensação escalar com variação da frequência de chaveamento modificada

No método apresentado anteriormente a frequência de chaveamento é variada continuamente em função da tensão instantânea de referência  $v_{sio}^*$ . Se forem utilizados os tempos de roda livre para composição do tempo morto é possível manter a frequência de chaveamento fixa durante significativa parcela do período da onda modulante. Com esta modificação é possível fazer o inversor operar por grande parte do período da tensão gerada, em uma frequência fixa.

A análise que segue baseia-se no comportamento dos sinais de comando após a aplicação do tempo morto. Na análise da técnica anterior considerou-se apenas os tempos de aplicação dos pulsos, não sendo considerado o tempo de roda livre. Este passa a ser considerado na análise a seguir, tendo impacto na determinação da frequência de chaveamento do sistema de acionamento.

### Situações de compensação

- Situação 1 -  $I_s > 0$ ; chave sendo ligada e período de chaveamento com capacidade de comportar a compensação: Nesta situação, visualizada na Figura 6.33, a adição do

tempo morto é possível de ser realizada dentro dos limites do período de chaveamento do sinal PWM.

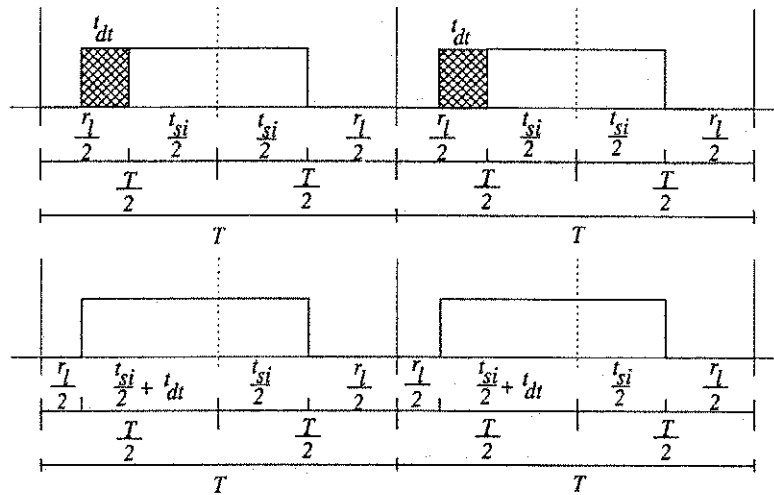


Figura 6.33: Compensação efetiva do tempo morto.

- Situação 2 -  $I_s > 0$ ; chave sendo ligada e período de chaveamento sem capacidade de comportar a compensação: Nesta situação, visualizada na Figura 6.34, a adição do tempo morto não é possível de ser realizada dentro dos limites do período de chaveamento PWM,  $T$ . Neste caso,  $T$  pode ser alterado de modo que o valor médio da tensão gerada no novo período de chaveamento PWM, seja igual ao valor gerado no período de chaveamento original (6.22). O pulso resultante após a redefinição do período de chaveamento, e respectivo tempo de roda livre, são calculados a partir das equações (6.22) - (6.25).

$$\frac{t_{si1}}{T_1} = \frac{t_{si}}{T} \Rightarrow t_{si1} = \frac{T_1}{T} t_{si} \quad (6.22)$$

$$\frac{T_1}{2} = \frac{t_{si1}}{2} + t_{dt} - \frac{r_l}{2} \quad (6.23)$$

substituindo  $t_{si1}$  de (6.22) em (6.23)

$$\frac{T_1}{2} = \frac{T_1 t_i}{2T} + t_{dt} - \frac{r_l}{2} \quad (6.24)$$

$$T_1 = \frac{2t_{dt} - r_l}{1 - \frac{t_i}{T}} \quad (6.25)$$

onde  $T$  é o período de chaveamento inicial,  $T_1$  é o novo período de chaveamento,  $t_{si}$  é o tempo do pulso de gatilho inicial,  $t_{si1}$  é o tempo do pulso de gatilho recalculado,  $t_{dt}$  é o

tempo morto e  $r_l$  é o tempo de roda livre original, o novo valor de roda livre é dado por  $r_{l1} = T_1 - t_{si1}$ . Na Figura 6.35 pode-se observar os novos pulsos de comando, roda livre e período de chaveamento.

É importante observar, tanto na Figura 6.34, quanto na expressão (6.23), que o período é corrigido para comportar apenas a diferença entre o tempo morto e o tempo de roda livre, já que o intervalo do tempo morto pode ser usado como roda livre. Esta situação gera um par de sinais complementares equivalentes aos mostrados nas Figuras 6.20 e 6.21, onde um pulso muito longo para a chave superior sofre o efeito do tempo morto aplicado ao sinal da chave inferior, mesmo que este não seja reproduzido pelo circuito de acionamento.

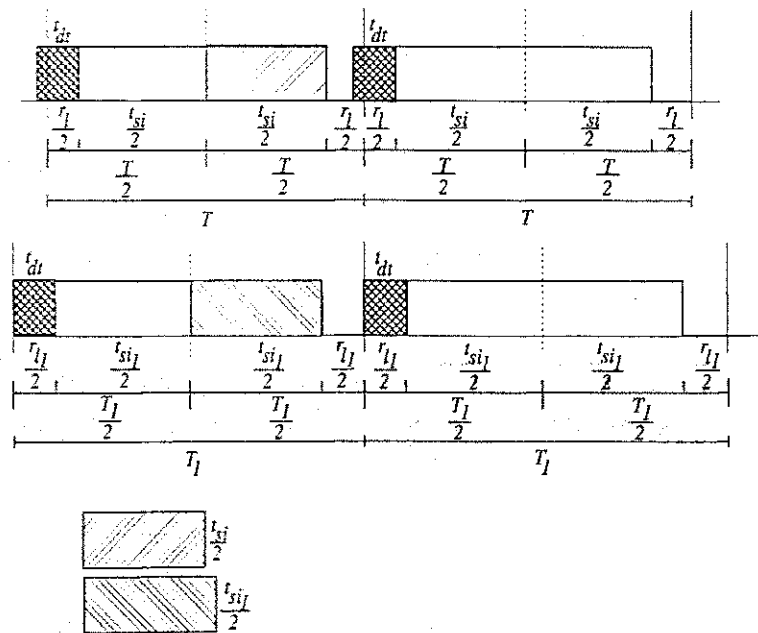


Figura 6.34: Período insuficiente para compensação do tempo morto.

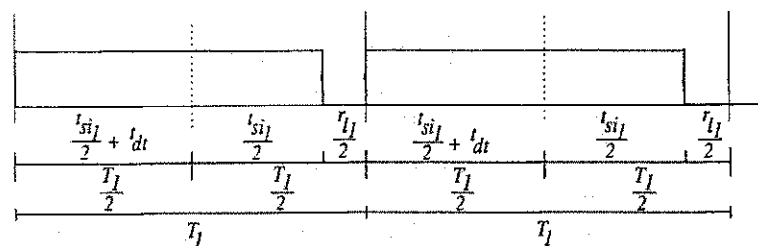


Figura 6.35: Novos período de chaveamento, pulso de comando compensado e roda livre.

- Situação 3 -  $I_s < 0$ ; chave sendo desligada e largura mínima de pulso de comando com capacidade de comportar a compensação: Nesta situação, visualizada na Figura 6.36,

a subtração do tempo morto é possível de ser realizada dentro dos limites do pulso de comando PWM da chave de potência.

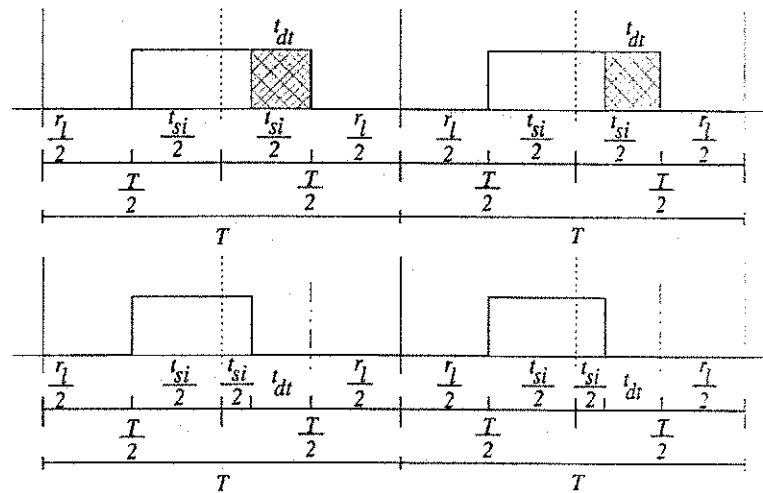


Figura 6.36: Compensação efetiva do tempo morto.

- Situação 4 -  $I_s < 0$ ; chave sendo desligada e largura mínima do pulso de comando sem capacidade de comportar a compensação: Nesta situação, visualizada na Figura 6.37, a subtração do tempo morto não é possível de ser realizada dentro dos limites do pulso de comando PWM da chave de potência. Neste caso,  $T$  pode ser alterado garantindo que o valor médio da tensão gerada no novo período de chaveamento PWM, será igual ao valor gerado no período de chaveamento original (6.22). O pulso resultante após a redefinição do período de chaveamento, e respectivo tempo de roda livre, são calculados a partir das expressões (6.26) - (6.27). Na Figura 6.38 são apresentados os novos pulso de comando, roda livre e período de chaveamento.

$$\frac{t_{si1}}{2} = t_{dt} \Rightarrow t_{si1} = 2t_{dt} \quad (6.26)$$

$$\frac{t_{si1}}{T_1} = \frac{t_{si}}{T} \Rightarrow T_1 = T \frac{t_{si1}}{t_{si}} \quad (6.27)$$

É importante observar, tanto na Figura 6.37, quanto na expressão (6.27), que o período é corrigido para comportar a diferença entre o tempo morto e o tempo de pulso PWM original. Neste caso, diferentemente da situação 2, onde o tempo morto foi usado como tempo de roda livre, este terá a função de pulso de comando. Esta situação gera um par de sinais complementares equivalente aos mostrados nas Figuras 6.22 e 6.23, onde um pulso

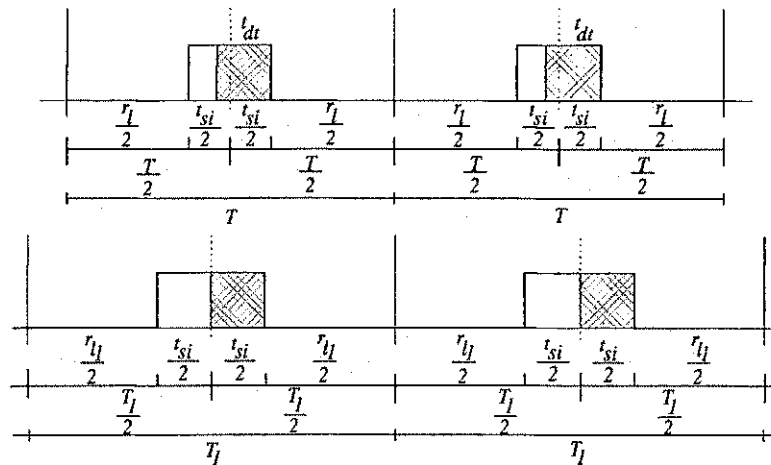


Figura 6.37: Largura de pulso mínima insuficiente para compensação de tempo morto.

mais estreito que o tempo morto no sinal de comando da chave superior pode fazer com que a chave permaneça desligada durante todo o período, daí por que na expressão (6.26)  $\frac{t_{si}}{2}$  tem que ser de fato um pouco maior que  $t_{dt}$ .

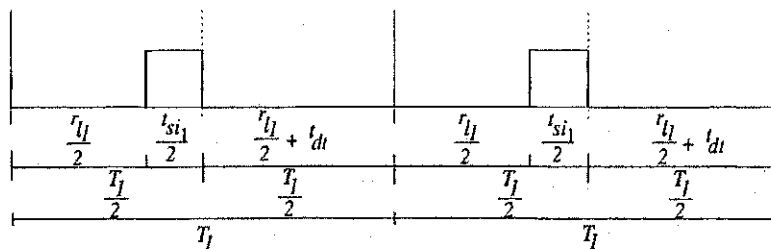


Figura 6.38: Novos período de chaveamento, pulso de comando compensado e roda livre.

**Resultados experimentais da compensação com frequência variável modificada**

A validação da análise acima e uma comparação de desempenho entre a técnica de compensação do tempo morto com frequência fixa e com frequência variável modificada foi realizada experimentalmente. A análise será feita em termos dos valores eficazes das grandezas e de sua distorção harmônica total. Na Figura 6.39 são apresentadas as tensões geradas a partir das três metodologias. A curva (a) apresenta o resultado sem compensação do tempo morto, curva (b) compensação com frequência fixa e curva (c) compensação com frequência variável modificada. A tensão de referência foi de 80V com uma frequência de 30Hz.

Pode-se verificar nas tensões da curva (b) a existência de uma pequena deformação na forma de onda senoidal da tensão. Este efeito, que aparece discreto para um tempo morto de  $2.8\mu s$ , se acentua com o aumento deste, como pode ser verificado através das curvas de

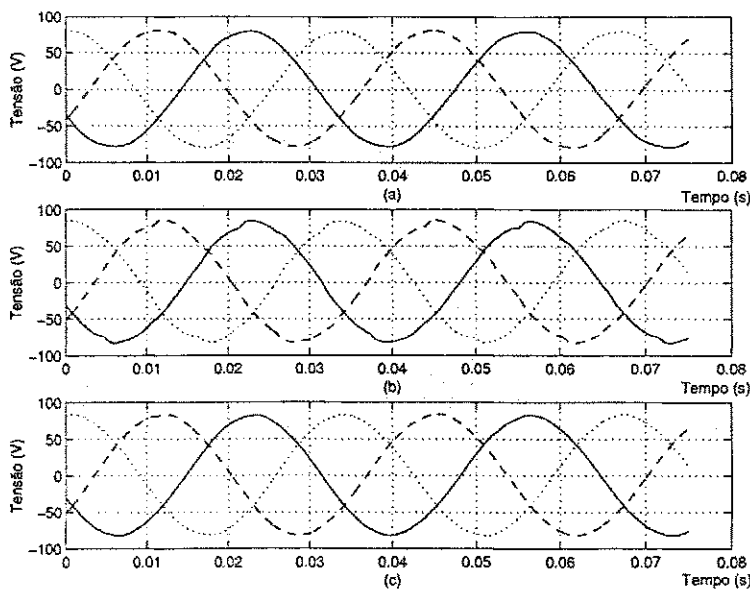


Figura 6.39: Curvas de tensão de fase obtidas: (a) sem compensação do tempo morto, (b) compensação com frequência fixa e (c) compensação com frequência variável.

THD dos três métodos, apresentadas na Figura 6.40.

A melhor THD foi obtida pelo método em que nenhuma compensação é realizada, vindo em seguida o método de compensação com frequência variável e por último o método de compensação com frequência fixa. A melhor qualidade obtida pelo método sem compensação deve-se a manutenção da referência original do sinal de comando ao longo de todo o período de geração, o que não ocorre com os outros sinais, que apresentam uma descontinuidade no cruzamento da corrente por zero. Também tem impacto neste resultado o fato de que os tempos dos pulsos do método sem compensação, mesmo operando com índice de modulação unitário, não ultrapassa os limites do período de chaveamento. Apesar de apresentar uma melhor THD, a tensão gerada sem compensação apresenta uma perda em termos do valor RMS, quando comparada aos métodos com compensação. Na Figura 6.41 é apresentada a curva de tensão RMS obtida para os três métodos e considerando três valores distintos de tempo morto. Observa-se a inclinação negativa da curva do método sem compensação, indicando claramente a perda no valor RMS da tensão gerada. Além disso, a não compensação do tempo morto pode gerar harmônicos de baixa frequência que dependendo da condição de operação da máquina, carga e velocidade, pode levá-la a instabilidade Leggate e Kerkman (1997).

Na curva 6.42 é mostrado o valor instantâneo do período de chaveamento. O trecho circulado com a linha tracejada é repetindo na curva inferior evidenciando o chaveamento no valor do período. Este chaveamento é decorrente da forma de operação do circuito de



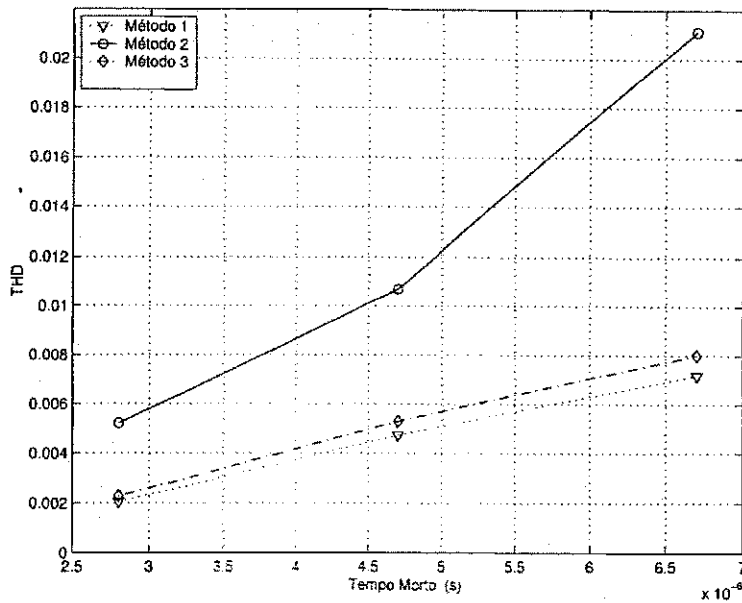


Figura 6.40: Curvas de THD x tempo morto para os casos: sem compensação do tempo morto (método 1) , compensação com frequência fixa (método 2) e compensação com frequência variável (método 3).

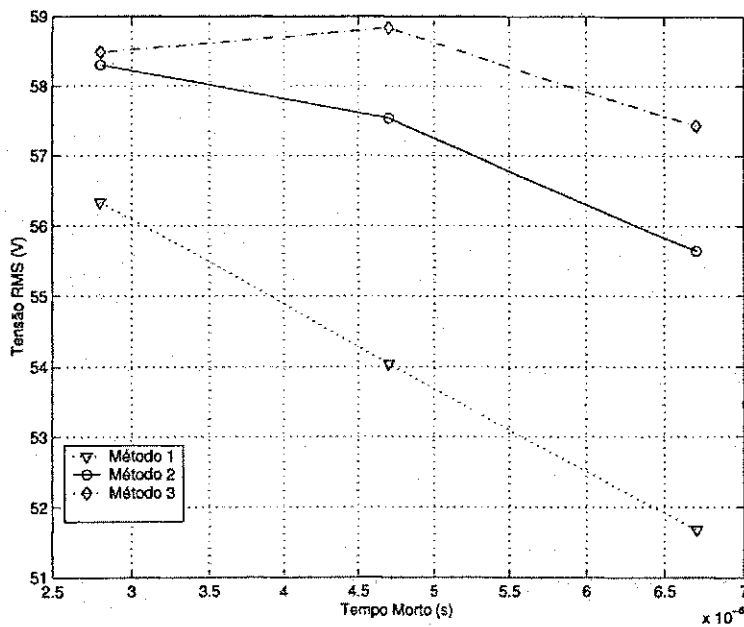


Figura 6.41: Curvas de tensão RMS x tempo morto para os casos: sem compensação do tempo morto (método 1) , compensação com frequência fixa (método 2) e compensação com frequência variável (método 3).

geração dos sinais PWM, apresentado na Figura 6.43. O sinal de “GATE” que controla o “clock” do “Flip-Flop”, é gerado por um contador digital de 16 bits, onde são gravados os valores de contagem referentes aos tempos dos sinais PWM a serem implementados. Na transição positiva deste sinal, que corresponde ao final da contagem implementada pelo contador, o valor lógico definido pelo sinal POLARIDADE é transferido para a saída Q do “Flip-Flop”. A saída Q do “Flip-Flop” define o estado do sinal de comando das chaves superiores dos braços do inversor,  $G_i$ , onde  $G_i=1$  para  $J=1$  e  $G_i=0$  para  $J=0$ , conforme mostrado no diagrama de tempo da figura. O valor do sinal POLARIDADE inicia o ciclo PWM em 1 e no meio deste muda para 0, desta forma, programando-se inicialmente o contador com  $(T - t_{si})/2$  e no meio do período chaveamento, programando uma contagem  $t_{si}/2$ , consegue-se gerar o sinal PWM simétrico como mostrado na Figura 6.43. Observando as situações de compensação do tempo morto, apresentadas nas Figuras 6.33, 6.34, 6.36 e 6.37, pode haver situações em que será necessário ajustar o período  $T$  para comportar uma largura de pulso compensada maior que o meio período de chaveamento, no primeiro semi-ciclo do período  $T$  e outros casos em que será necessário ajustá-lo para acomodar um pulso estreito no segundo semi-ciclo de  $T$ . Desta forma, pode ser necessário alterar o período de chaveamento no primeiro semi-ciclo e não no segundo e vice-versa, provocando uma oscilação no valor do mesmo, como observado na Figura 6.42. Uma alternativa para evitar a oscilação é manter o período de chaveamento do segundo semi-ciclo igual ao do primeiro.

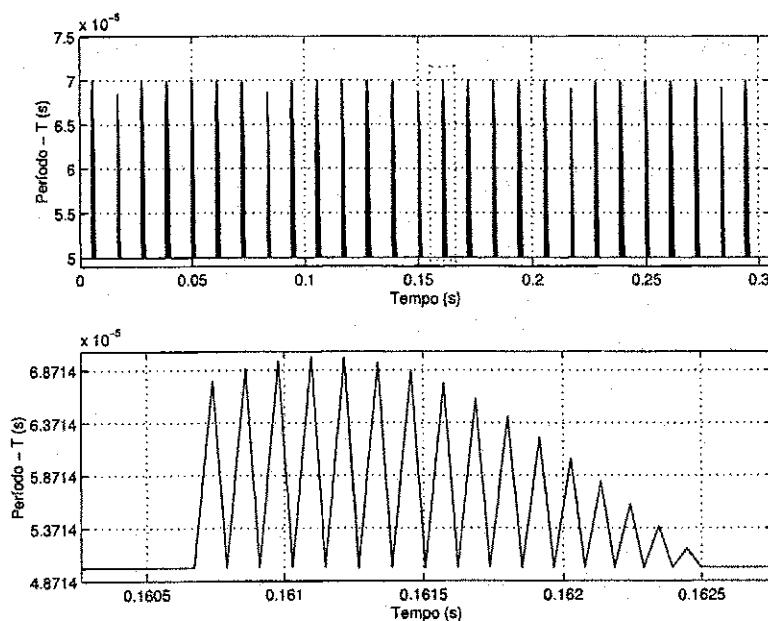


Figura 6.42: Período de chaveamento instantâneo .

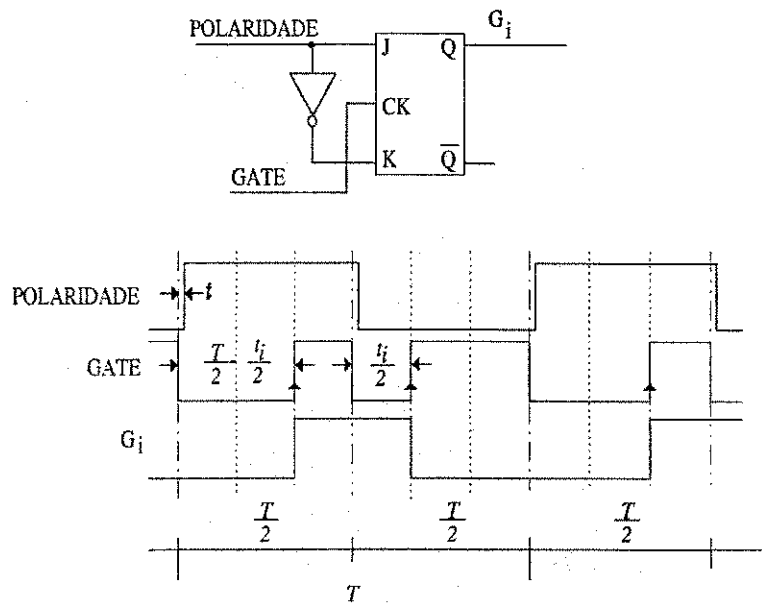


Figura 6.43: Circuito para geração do PWM centrado.

### 6.3.2 Compensação vetorial

Os métodos de compensação escalar estudados anteriormente foram avaliados a partir de sua aplicação a um sistema de acionamento de máquina de indução trifásica, no entanto, os métodos não se restringem apenas a cargas do tipo trifásica, os mesmos são igualmente aplicáveis a cargas que venham a ser acionadas por um inversor fonte de tensão, por exemplo, motores monofásicos, filtros ativos, entre outras. No caso específico das máquinas de indução trifásicas, sua estrutura permite adotar estratégias de compensação que aproveitem a relação entre as três tensões de fase, as quais podem ser relacionadas as tensões de pólo do inversor através das expressões (6.28-6.30).

$$\int_0^T v_{s1}(k)dt = \int_0^T v_{s1o}(k)dt + \int_0^T v_{on}(k)dt \quad (6.28)$$

$$\int_0^T v_{s2}(k)dt = \int_0^T v_{s2o}(k)dt + \int_0^T v_{on}(k)dt \quad (6.29)$$

$$\int_0^T v_{s3}(k)dt = \int_0^T v_{s3o}(k)dt + \int_0^T v_{on}(k)dt \quad (6.30)$$

onde  $v_{on}(k)$  é a diferença de tensão entre o ponto central da estrela e o neutro do inversor. A soma termo a termo das três expressões acima leva-nos a expressão

$$\widehat{v}_{s1}(k) + \widehat{v}_{s2}(k) + \widehat{v}_{s3}(k) = \widehat{v}_{s1o}(k) + \widehat{v}_{s2o}(k) + \widehat{v}_{s3o}(k) + 3\widehat{v}_{on}(k) \quad (6.31)$$

onde os termos correspondem aos valores médios de tensão de fase,  $\hat{v}_{si}$ , pólo,  $\hat{v}_{sio}$  e de neutro  $\hat{v}_{on}$ . Em regime equilibrado de referência de tensões trifásicas, tem-se:

$$v_{s1}^*(k) + v_{s2}^*(k) + v_{s3}^*(k) = \hat{v}_{s1o}(k) + \hat{v}_{s2o}(k) + \hat{v}_{s3o}(k) = 0 \quad (6.32)$$

Considerando uma máquina equilibrada ligada em estrela com ponto central flutuando, a soma das correntes de fase é nula, que implica no somatório das tensões de fase também nula.

$$\hat{v}_{s1}(k) + \hat{v}_{s2}(k) + \hat{v}_{s3}(k) = 0 \quad (6.33)$$

Logo, conclui-se das expressões (6.33), (6.32) e (6.31) que o termo  $\hat{v}_{on}(k) = 0$

O efeito do tempo morto quando nenhuma compensação é realizada será sentido no valor médio das tensões de pólo do inversor,

$$\tilde{v}_{sio}(k)dt = \hat{v}_{sio}(k)dt \pm v_{dt} \quad (6.34)$$

onde  $v_{dt}$  corresponde a tensão gerada em função do tempo morto e  $\tilde{v}_{sio}(k)$  é a tensão de pólo real gerada pelo inversor, descontado o efeito do tempo morto. Tomando como exemplo um caso em que as correntes nas fases 1 e 2 são positivas e na fase 3 negativa, as três tensões de pólo geradas serão:

$$\tilde{v}_{s1o}(k)dt = \hat{v}_{s1o}(k)dt - v_{dt} \quad (6.35)$$

$$\tilde{v}_{s2o}(k)dt = \hat{v}_{s2o}(k)dt - v_{dt} \quad (6.36)$$

$$\tilde{v}_{s3o}(k)dt = \hat{v}_{s3o}(k)dt + v_{dt} \quad (6.37)$$

Substituindo estes termos em (6.31) chega-se a relação

$$\hat{v}_{s1}(k) + \hat{v}_{s2}(k) + \hat{v}_{s3}(k) = \hat{v}_{s1o}(k) + \hat{v}_{s2o}(k) + \hat{v}_{s3o}(k) - v_{dt} + 3\hat{v}_{on}(k) \quad (6.38)$$

Como as relações expressas por (6.32) e (6.33) ainda permanecem válidas, resulta que

$$3\hat{v}_{on}(k) - v_{dt} = 0 \quad (6.39)$$

$$\hat{v}_{on}(k) = \frac{v_{dt}}{3} \quad (6.40)$$

ou seja, aparece uma componente homopolar de tensão.

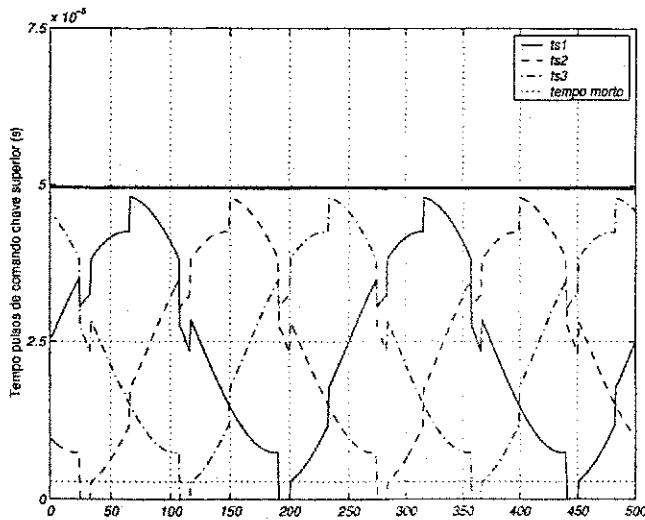
Vários trabalhos tem usado componentes homopolares para obter sinais de modulação PWM não senoidais Holtz (1994) Abraham e Blumel (1991) que melhorem o desempenho de sistemas PWM analógicos e seus similares digitais Depenbrock (1977) Sun e Grotstollen (1996). Em Jacobina (2001), uma tensão homopolar apropriadamente determinada foi utilizada para obter uma equivalência entre o método PWM escalar digital e o PWM "space

vector". A tensão  $v_{dt}$  gerada pelo efeito do tempo morto nas tensões de fase da máquina pode ser vista como uma tensão "homopolar", que por ser aplicada de forma diferenciada entre as fases da máquina não produz o mesmo efeito que quando aplicada igualmente entre as três fases. Em Oh, Kim e Kim (1995) a compensação do tempo morto é realizada compensando apenas a fase cuja corrente tem sinal contrário em relação as outras duas. Quando é detectado um pulso estreito em uma das fases, que é anulado pelo tempo morto, a compensação é feita nas duas fases remanescentes. Apesar de sua eficiência, o método pode falhar pelo fato de não considerar a possibilidade de um estouro da largura de pulso, como mostrado nas curvas das Figuras 6.44 (a), (b) e (c).

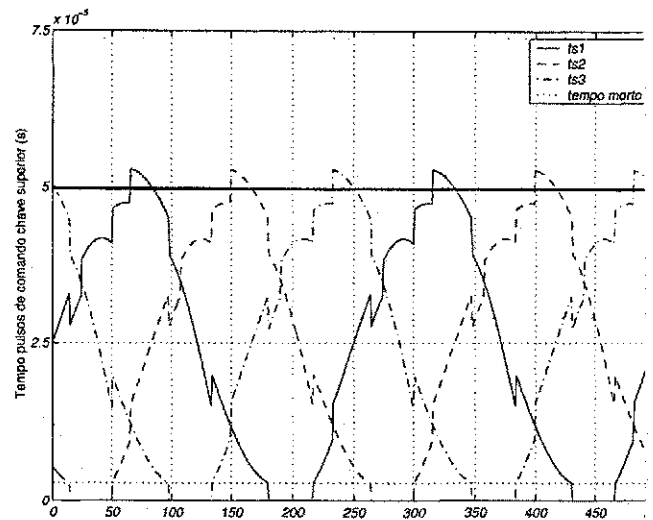
Para baixos índices de modulação o método é eficaz, no entanto, para índices de modulação a partir de 0.8 o tempo do pulso de comando ultrapassa o limite definido pelo período de chaveamento. As curvas apresentadas na figura 6.44 e as curvas da figura 6.45, foram obtidas considerando uma carga trifásica equilibrada, com fator de potência 0.82. A definição de uma frequência de chaveamento foi apenas utilizada para determinar um valor de referência para o período de chaveamento, que neste caso foi de  $50\mu s$ . Observa-se nas curvas (b) e (c) da Figura 6.44, que o tempo do pulso ultrapassa a linha indicadora do limite máximo possível de implementação de um pulso.

O método falha principalmente influenciado pelo índice de modulação e fator de potência da carga. A compensação em apenas uma fase, realizada pelo método analisado, não é uma limitação da carga, mas sim uma definição da técnica. Um método alternativo, proposto aqui, primeiro define a fase cuja compensação pode levar a um tempo de comando das chaves superior ao limite do período de chaveamento ou inferior ao tempo morto. Uma vez definida a fase cujo tempo não será alterado, faz-se a compensação das outras duas fases. Note que neste método não se impõe a restrição de que a compensação será executada em apenas uma fase, pelo contrário, a compensação pode ser realizada em uma ou duas fases a depender do sentido de circulação da corrente da fase não compensada. Nas Figuras 6.45 (a), (b) e (c) são apresentados os tempos de comando calculados através do método proposto, mantidas as mesmas condições do método analisado anteriormente.

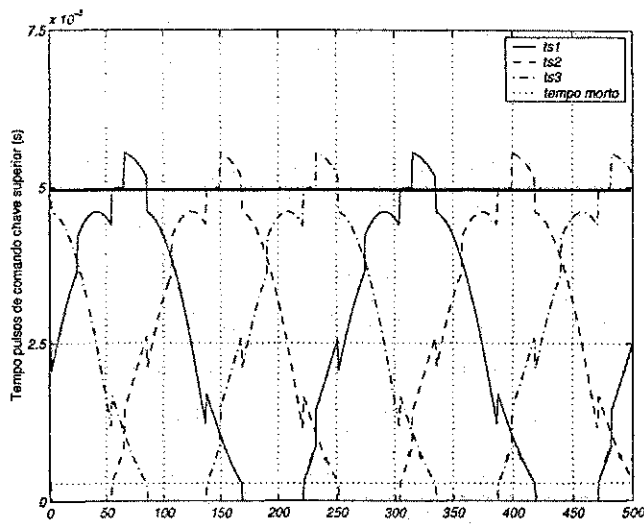
Pode-se observar nas curvas das Figuras 6.45 (a) e (b) que nenhum limite de tempo é extrapolado, diferentemente do que ocorreu no método anterior. Além disso, o valor ultrapassado com relação ao máximo tempo de aplicação de sinal é bem menor em amplitude e duração que a situação observada na Figura 6.44 (c). Outro fato a ser salientado é que o método proposto permite realizar a compensação, sem apresentar os problemas de estouro que podem ocorrer na técnica apresentada em Oh, Kim e Kim (1995), em uma faixa mais larga do índice de modulação.



(a) Índice de modulação 0,7

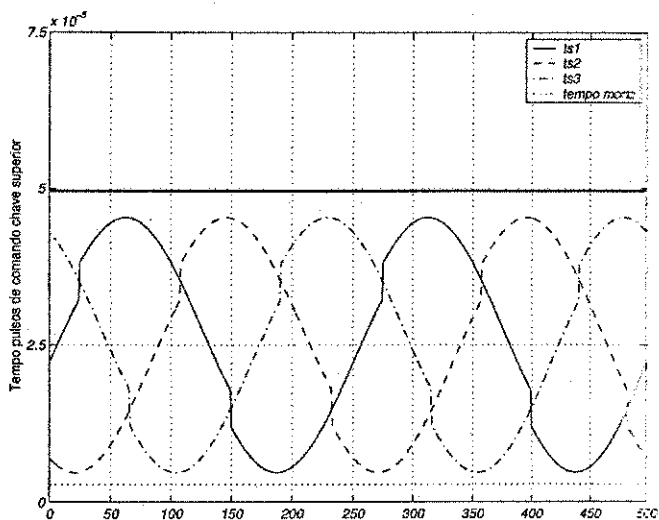


(b) Índice de modulação 0,9

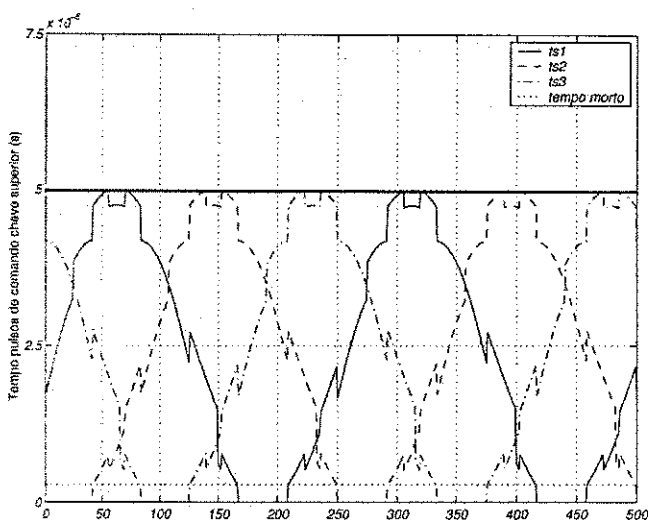


(c) Índice de modulação 1,0

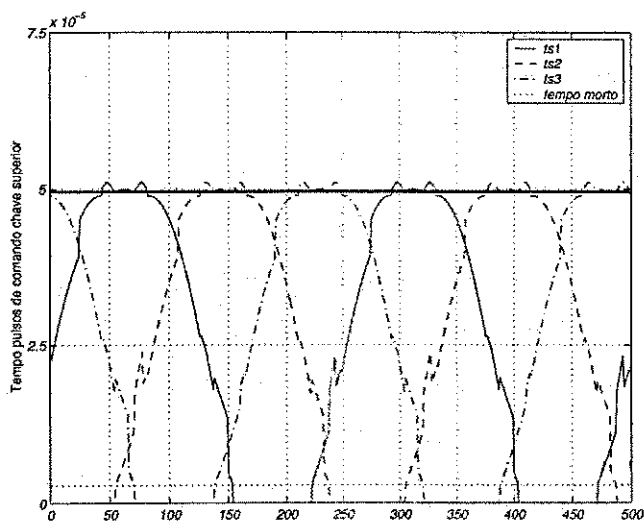
Figura 6.44: Tempo de pulso de comando para a chave superior de um braço de inversor com índice de modulação “m”: (a)  $m=0,7$ , (b)  $m=0,9$  e (c)  $m=1$ .



(a) Índice de modulação 0.7



(b) Índice de modulação 0.9



(c) Índice de modulação 1.0

Figura 6.45: Método de compensação modificado. Tempo de pulso de comando para a chave superior de um braço de inversor com índice de modulação “m”: (a)  $m=0.7$ , (b)  $m=0.9$  e (c)  $m=1$ .

Observando as Figuras 6.44 (c) e 6.45 (c), nota-se que ambos os métodos podem gerar pulsos com duração superior ao período de chaveamento. Para minimizar o efeito de uma compensação incompleta pode ser alterada a frequência de chaveamento, como estudado nas técnicas escalares e que demonstraram resultados satisfatórios. Em ambas as estratégias os pulsos menores que o tempo morto são eliminados pelo circuito de acionamento, sendo compensados no tempo dos pulsos das outras fases.

### 6.3.3 Compensação no cruzamento da corrente por zero

A compensação do tempo morto na região de cruzamento da corrente por zero é dificultada pela imprecisão na definição do sinal da mesma. Este efeito é mais acentuado quando opera-se com sinais de baixa amplitude e frequência, quando a corrente pode permanecer numa região de difícil identificação de sua polaridade por um longo período. Como as técnicas de compensação baseiam sua operação no sinal da corrente, erros na determinação deste podem ocasionar erros de compensação do tempo morto. Soluções como estimação da corrente para determinação do instante em que a mesma cruza o zero Attaianesse e Tomasso (2001) Munoz e Lipo (1999) Attaianesse, Capraro e Tomasso (2001a), aplicação da compensação apenas nos instantes em que a corrente cruza o zero ou está próxima do cruzamento pelo zero Choi (1999) e definição de uma zona de histerese, atrasando assim a mudança na ação de compensação Ben-Brahim (1998), tem sido propostas na literatura. A estimação da corrente implica um maior esforço computacional, a aplicação da compensação apenas nos instantes de cruzamento da corrente por zero não elimina a possibilidade de uma compensação errada e a definição de uma zona de histerese apenas desloca a mudança da ação de compensação da região de corrente nula. Outro aspecto que deve ser analisado com relação a compensação do tempo morto na região de corrente nula é o fator de potência da carga, que define o deslocamento angular entre a corrente e tensão.

Já foi discutido que a compensação do tempo morto consiste em adicionar um termo de compensação aos pulsos de comando das chaves, cujo braço esteja conduzindo corrente positiva ou subtrair termo idêntico dos sinais de comando das chaves, cujo braço esteja conduzindo corrente negativa. Se for considerada a transição de - para + da corrente, implica dizer que ao sinal de comando deixa de ser subtraído o termo  $t_{dt}$  e o mesmo passa a ser adicionado, que corresponde a um degrau de  $+2t_{dt}$  no valor do sinal de comando. No sentido contrário o degrau será de  $-2t_{dt}$ . Se esta mudança em degrau coincidir com o ponto de máximo ou mínimo, ou regiões próximas a estes, da tensão de referência em uma fase, pode ocorrer uma situação em que o alargamento de  $+2t_{dt}$  ou o estreitamento de  $-2t_{dt}$  podem não ser implementáveis, gerando uma distorção nesta região.



A conjunção dos fatores descritos anteriormente não necessariamente precisam ocorrer em seus pontos críticos, ou seja, não é necessário que a corrente mude de polaridade quando a tensão de referência estiver em seu máximo ou mínimo. De fato, uma transição nas proximidades dos valores de pico já é suficiente para provocar uma condição de difícil compensação. Associada a esta discussão deve ser considerada a questão da frequência de chaveamento, cujo valor pode ampliar a região em que uma transição da corrente pode provocar uma condição de não compensação eficaz. Isto se explica pelo fato de que um aumento na frequência de chaveamento implica numa diminuição do período do sinal PWM. Isto pode resultar em um aumento relativo do valor do tempo morto em relação a este período, já que o tempo morto é constante.

Para contornar as dificuldades de compensação do tempo morto na região em que a corrente está perto a mudar de polaridade, propõe-se efetuar uma compensação parcial do tempo morto, numa faixa bipolar de corrente centrada em zero, onde nesta faixa de corrente o termo de compensação é ponderado pela mesma Oliveira (2003a). Na Figura 6.46 é mostrado o esquema de compensação proposto.

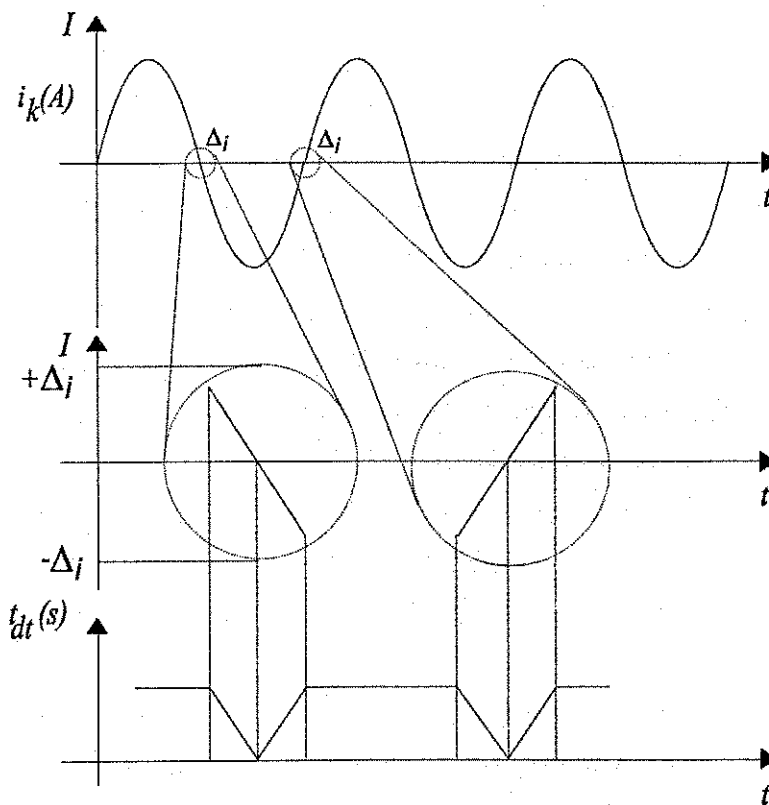


Figura 6.46: Alteração do termo de compensação próximo a corrente nula.

Em qualquer sentido de troca do sinal da corrente, esta entra numa zona de transição,

ajustando o valor do termo de compensação. Desta forma, o termo de compensação varia de  $t_{dt}$ , fora da faixa de transição, a 0, quando a corrente está mudando de sinal. Na Figura 6.47 são apresentadas as curvas de distorção harmônica total da tensão gerada: (a) sem compensação, (b) com termo fixo de compensação e (c) com termo variável de compensação.

Os resultados comprovam a análise anterior, evidenciando a influência da frequência de chaveamento, onde percebe-se o aumento do valor da THD na medida em que a frequência aumenta. Também como esperado o aumento do tempo morto prejudica a qualidade das tensões geradas. Com relação aos métodos, observa-se que a técnica de compensação variável do tempo morto na região próxima ao cruzamento do zero da corrente apresenta a menor THD entre os três métodos. Além disso, o fato de se aplicar compensação nula ou termos de compensação ponderados em parte do ciclo da onda fundamental, não provoca perdas na amplitude da tensão gerada, como pode ser verificado nas curvas de amplitude da tensão fundamental, apresentadas na Figura 6.48.

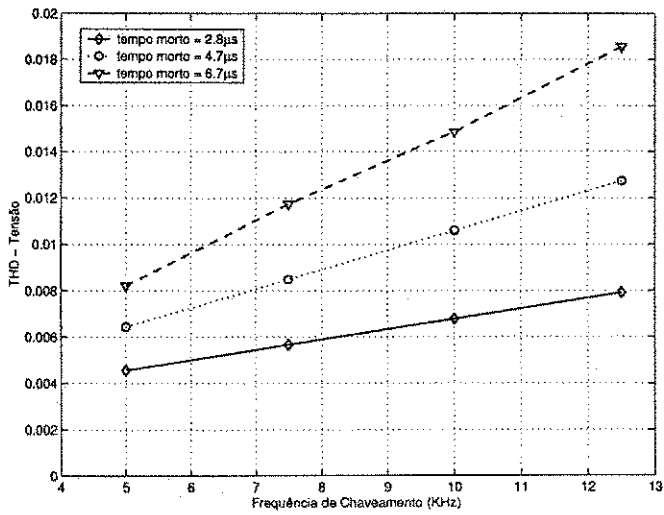
Enquanto no método sem compensação a amplitude da fundamental cai monotonicamente, nos métodos com compensação fixa e variável a amplitude da tensão é praticamente constante. Na Figura 6.49 são apresentadas as curvas de tensão instantânea obtidas a partir dos três métodos. A tensão de referência foi ajustada em 12.5V de pico, frequência de 8Hz e a frequência de chaveamento do inversor fixada em 12.5KHz.

Percebe-se claramente a perda de qualidade e redução na amplitude da tensão gerada sem compensação na medida em que o tempo morto cresce. Na curva de tensão gerada com compensação fixa, percebe-se a distorção próximo ao pico da mesma, que como pode ser visto na Figura 6.50, corresponde ao instante em que a corrente cruza o zero. Na curva com compensação variável esta distorção é bastante minimizada.

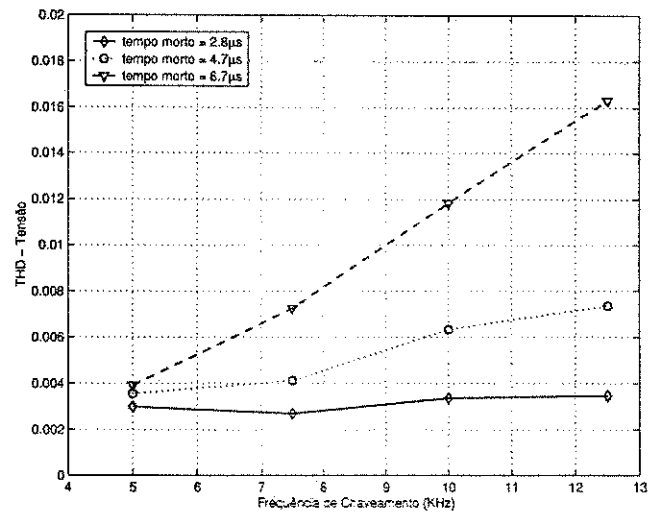
As curvas de corrente apresentadas na Figura 6.50 e a THD calculada, mostrada na Figura 6.51, refletem a qualidade da tensão gerada pelo inversor em cada um dos métodos, ficando sempre evidente a melhor qualidade das tensões e correntes obtidas com a compensação variável, preservando o nível de amplitude obtido com o método com compensação fixa.

O aumento na frequência do sinal modulante provoca uma diminuição da THD nas tensões geradas sem estratégias de compensação e um aumento na sua amplitude. As curvas na Figura 6.52 mostram este efeito. Um fator que colabora para a redução da THD é o menor tempo de permanência da corrente próximo a região de corrente nula.

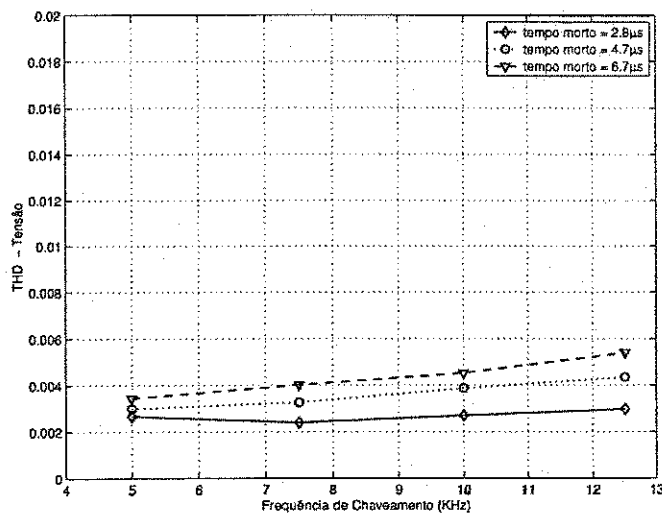
O aumento na amplitude da tensão conseguido com o aumento da frequência do sinal modulante não afasta o uso das técnicas de compensação do tempo morto. Como pode ser



(a) Método 1: Sem compensação

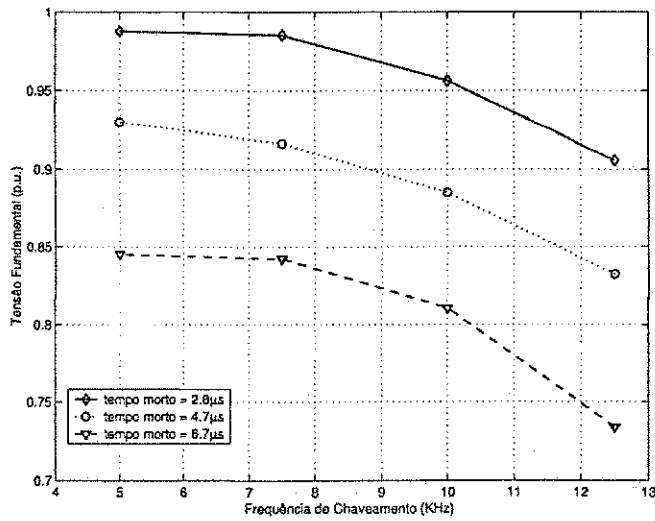


(b) Método 2: Compensação fixa

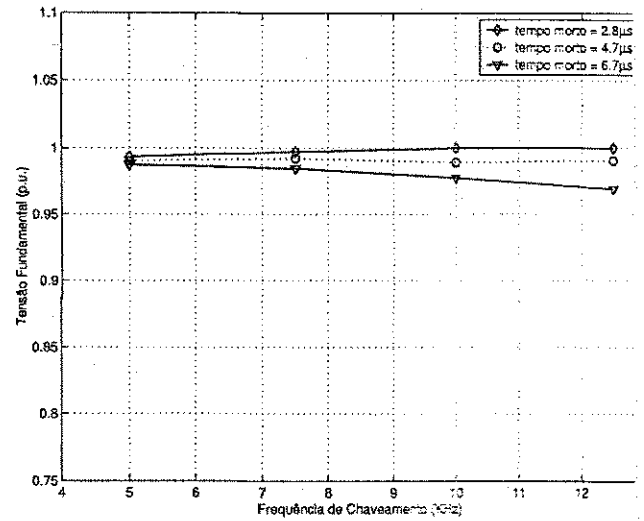


(c) Método 3: Com compensação variável

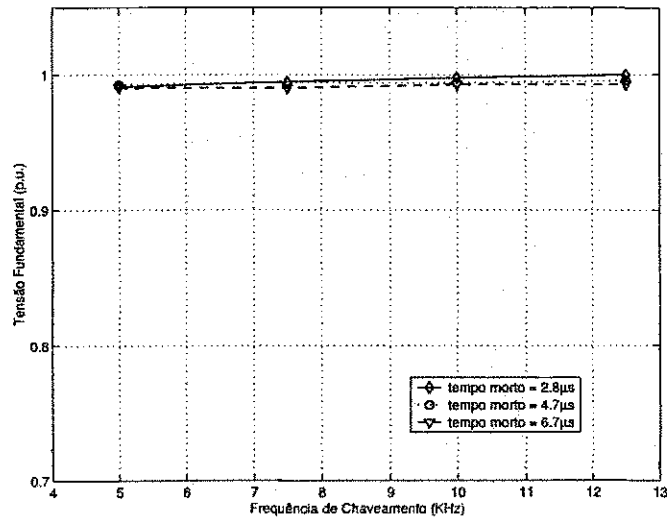
Figura 6.47: Curvas de THD da tensão para os três métodos de compensação do tempo morto.



(a) Método 1: Sem compensação

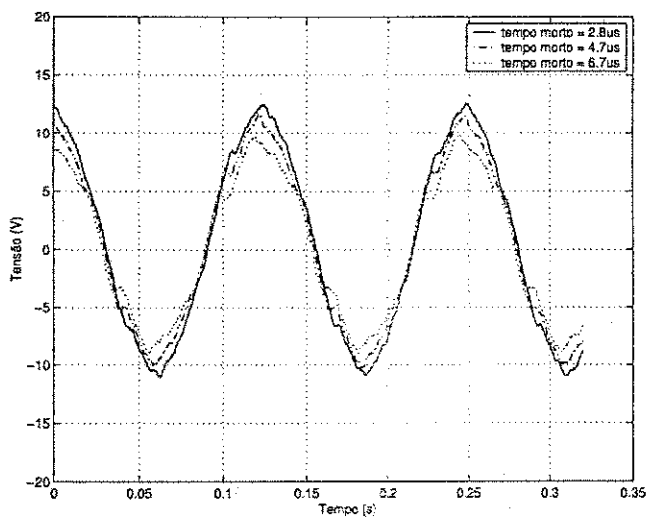


(b) Método 2: Compensação fixa

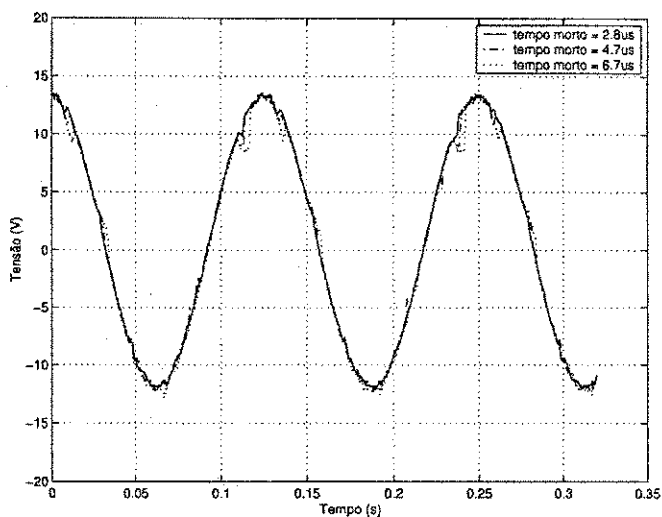


(c) Método 3: Com compensação variável

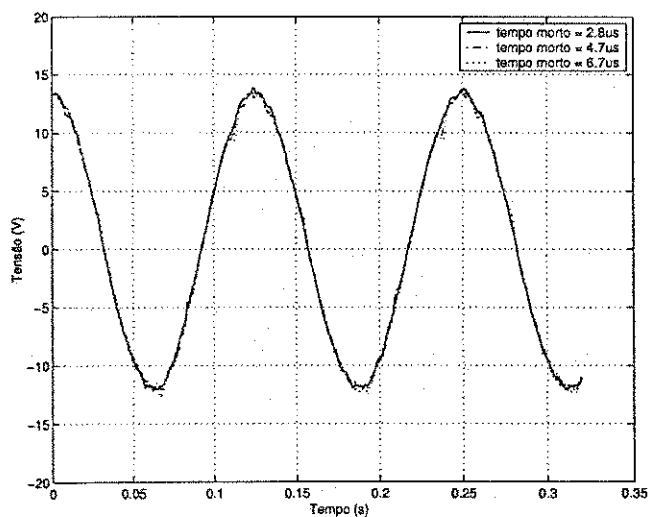
Figura 6.48: Amplitude da fundamental da tensão, obtida a partir do método: (a) sem compensação, (b) com compensação fixa e (c) com compensação variável.



(a) Método 1: Sem compensação

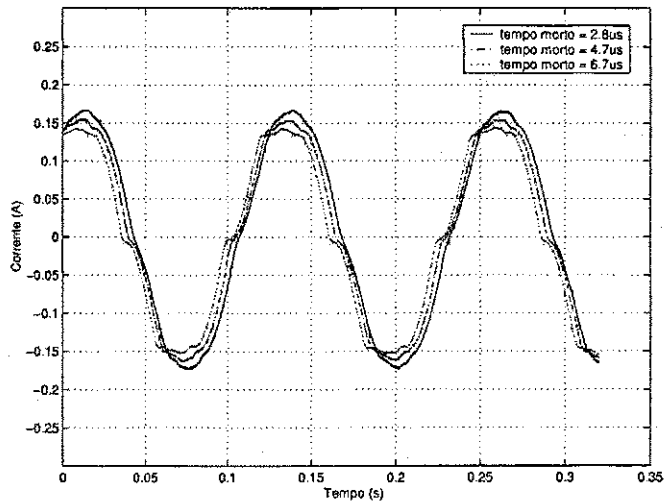


(b) Método 2: Compensação fixa

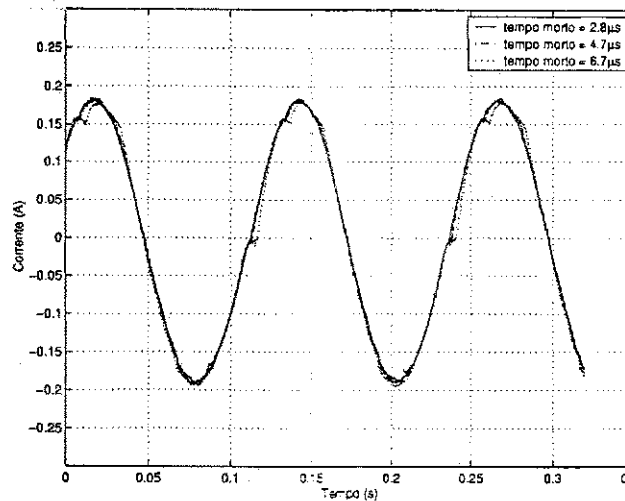


(c) Método 3: Com compensação variável

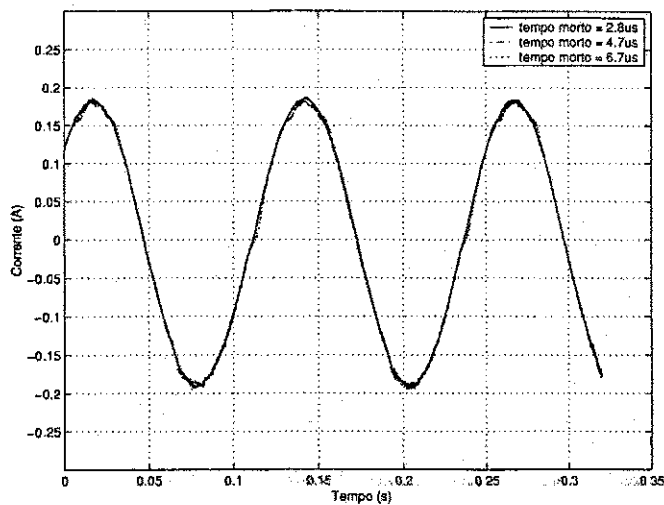
Figura 6.49: Tensão instantânea nas fases da máquina: (a) sem compensação, (b) com compensação fixa e (c) com compensação variável.



(a) Método 1: Sem compensação

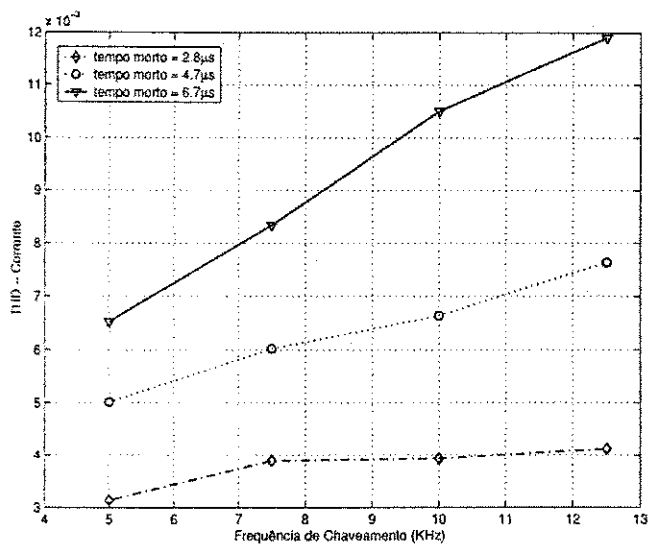


(b) Método 2: Compensação fixa

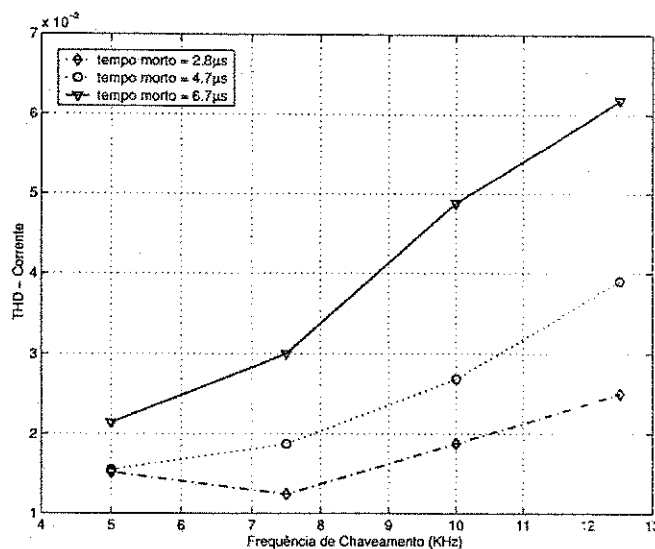


(c) Método 3: Com compensação variável

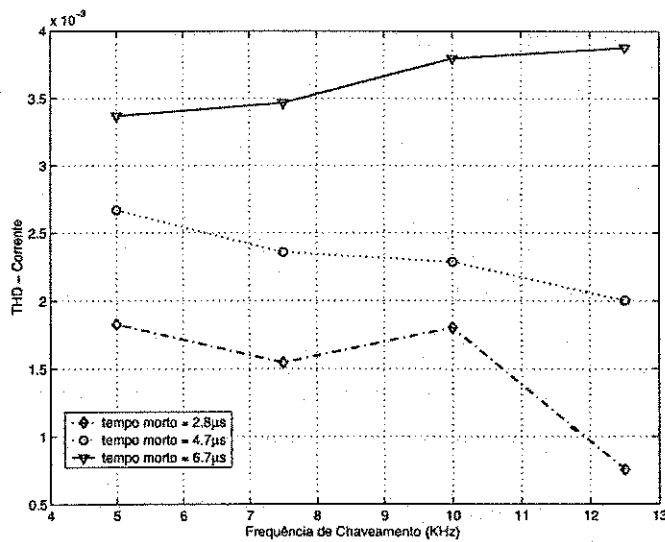
Figura 6.50: Corrente instantânea nas fases da máquina: (a) sem compensação, (b) com compensação fixa e (c) com compensação variável.



(a) Método 1: Sem compensação



(b) Método 2: Compensação fixa



(c) Método 3: Com compensação variável

Figura 6.51: Curvas de THD da corrente para os três métodos de compensação do tempo morto.

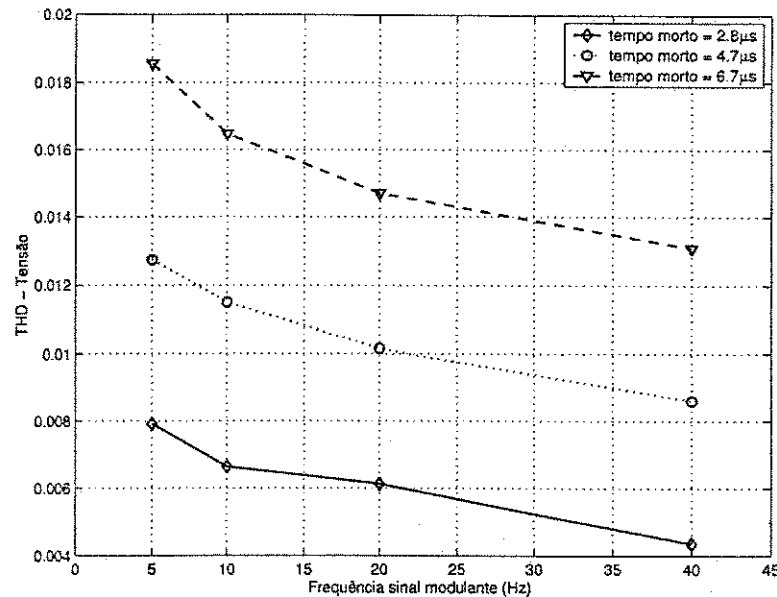


Figura 6.52: THD - Tensão  $\times$  Frequência do sinal modulante (sem compensação do tempo morto).

observado na Figura 6.53, o efeito do tempo morto é apenas diminuído.

O efeito do aumento na frequência do sinal modulante nos valores de THD da tensão, quando são utilizadas técnicas de compensação do tempo, ocorre em sentido inverso, ou seja, há uma maior degradação na qualidade da tensão gerada. Este efeito pode ser observado nas curvas de THD apresentadas na Figura 6.54. Sua causa principal é a redução no fator de potência da máquina quando a frequência do sinal modulante aumenta. Esta redução move a região de cruzamento da corrente por zero para posições onde a tensão de referência está próxima a seus limites máximo ou mínimo, que reduz a faixa de compensação que pode ser aplicada. Nas Figuras 6.55 e 6.56 são apresentadas curvas de corrente e tensão, sem compensação do tempo morto, para um sinal modulante com frequência de 5Hz e 40Hz, respectivamente. Na Figura 6.54 são apresentadas curvas normalizadas de THD com relação a THD do caso em que não há compensação do tempo morto. Observa-se que a técnica com termo variável de compensação é melhor que o método com compensação fixa e que o nível de deterioração da mesma, com o aumento na frequência do sinal fundamental, não torna proibitivo seu uso.

## 6.4 Conclusão

Neste capítulo foram analisados os efeitos do tempo morto em termos da distorção harmônica que provoca e da perda na tensão gerada. Sua compensação pode ser realizada de



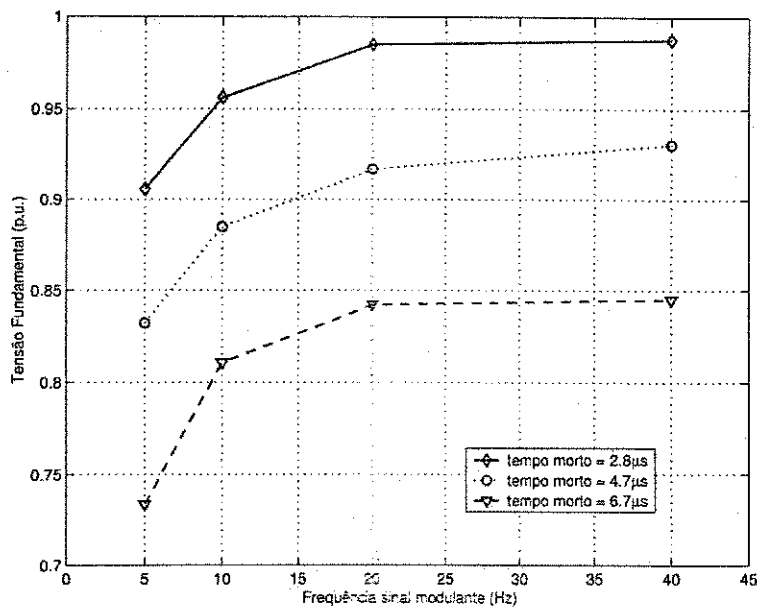


Figura 6.53: Amplitude da tensão fundamental em p.u. sem compensação do tempo morto.

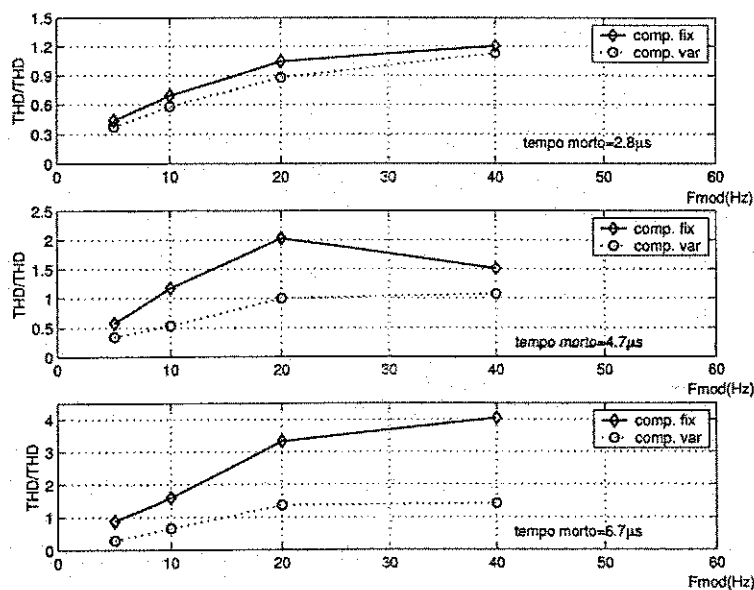


Figura 6.54:  $\frac{THD \text{ compens. variável (comp. var)}}{THD \text{ sem compensação}}$  e  $\frac{THD \text{ compens. fixa (comp. fix)}}{THD \text{ sem compensação}}$

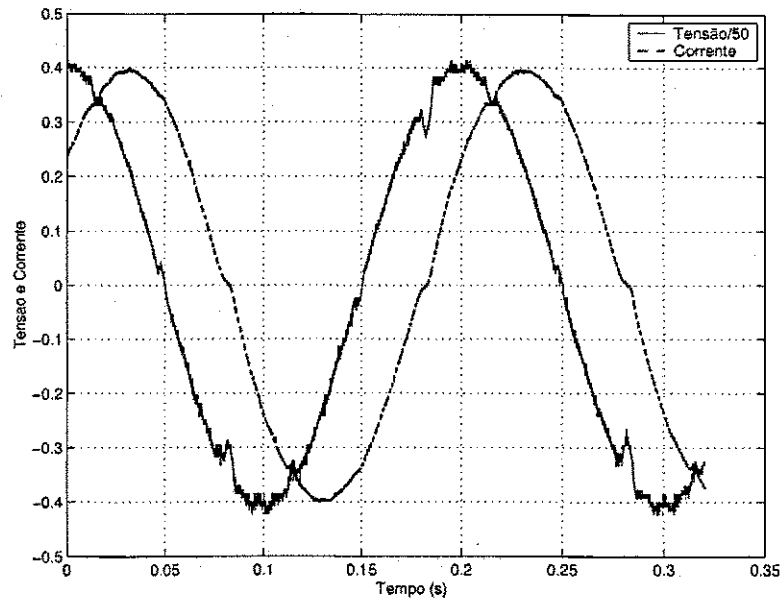


Figura 6.55: Tensão de fase ( $\div 50$ ) e corrente de fase (frequência = 5Hz).

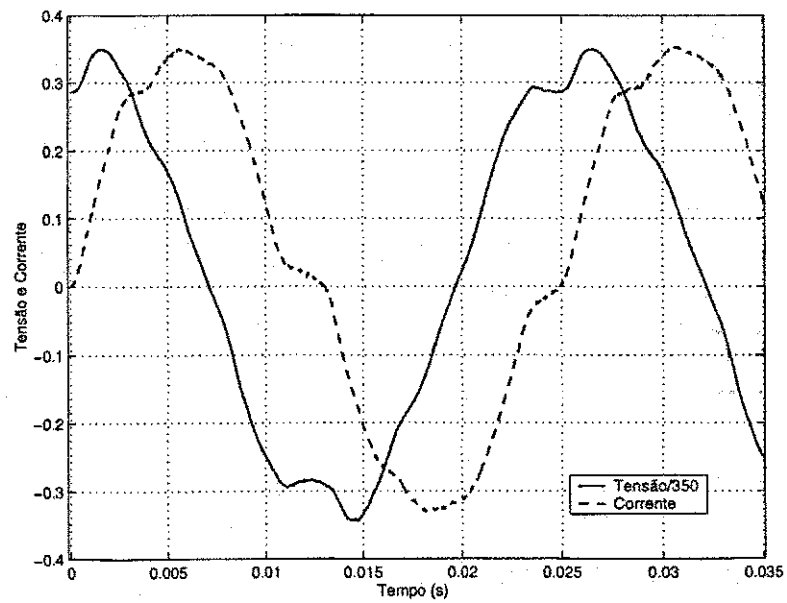


Figura 6.56: Tensão de fase ( $\div 350$ ) e corrente de fase (frequência = 40Hz).

forma simples e eficaz a partir da modificação dos pulsos PWM. A alteração dos pulsos pode ser limitada pelo período de chaveamento. Neste caso, distorções podem ser geradas ou amplificadas. Fatores que contribuem para determinação dos limites práticos de compensação estão relacionados ao fator de potência da carga, nível de tensão de referência, índice de modulação utilizado e a frequência de chaveamento do inversor. A conjunção destes fatores pode tornar impraticável a compensação do tempo morto.

A utilização de estratégias de compensação onde a frequência do inversor pode ser modificada, tornam mais flexíveis as restrições impostas pelos fatores apontados acima. Os resultados apresentados mostram que com a técnica com frequência variável é possível realizar a compensação do tempo morto e manter níveis de distorção inferiores aos obtidos com a técnica padrão, com frequência e termo de compensação fixos.

A manipulação da frequência de chaveamento permite alocar mais espaço para acomodação dos pulsos de comando das chaves de potência do inversor. Há situações, entretanto, que a alocação deste espaço implica em operar com frequências de chaveamento muito baixas, onde o ganho obtido pela compensação efetiva do tempo morto, pode ser perdido pela operação do inversor em uma baixa frequência de chaveamento. Mesmo levando o inversor a operar em frequências de chaveamento baixas é possível manter baixos níveis de THD e preservar os níveis RMS da tensão gerada.

A determinação do sinal da corrente para uso adequado das técnicas de compensação analisadas, apresenta uma dificuldade maior quando a mesma cruza por zero. Nesta região a determinação do sinal da corrente é perturbado por ruídos de medição, offset, erros de quantização e outros fatores. Além da dificuldade de determinação do sinal da corrente, neste ponto a compensação do tempo morto provoca uma mudança em degrau igual a duas vezes o termo de compensação, que pode também não ser efetivamente implementado a depender da combinação do fator de potência, frequência e índice de modulação. Uma compensação ponderada, como alternativa de compensação nesta região, mostrou-se bastante eficaz, mantendo os níveis de amplitude da tensão e baixos níveis de THD.

Foram mostrados ao longo do capítulo resultados relacionados a uma máquina de indução trifásica, no entanto, as técnicas e análises desenvolvidas são válidas para outros tipos de carga. Com relação a máquina de indução, uma análise vetorial do efeito do tempo morto sobre a mesma permite o uso de técnicas de compensação vetorial, onde é possível realizar a compensação do tempo morto, corrigindo os pulsos PWM de apenas uma fase. Mesmo com esta liberdade a técnica ainda está sujeita as restrições de compensação por modificação dos pulsos PWM, observadas no caso escalar.

# Capítulo 7

## Conclusões e Trabalhos Futuros

### 7.1 Conclusões

Ao longo do trabalho, foram discutidos temas relacionados ao acionamento das máquinas a relutância variável e também sobre a qualidade das tensões sintetizadas pelos inversores fonte de tensão trifásicos. As discussões associadas as máquinas a relutância variável foram centradas em três temas principais:

1. Controlador de corrente;
2. Utilização de inversores ponte trifásica no acionamento de máquinas a relutância variável;
3. Técnicas de determinação das curvas características das máquinas a relutância variável.

Precedendo a discussão sobre os temas acima foi feito um levantamento bibliográfico sobre os mesmos e uma revisão sobre a máquina a relutância variável, abordando a representação do seu modelo matemático, formas de operação, efeitos de saturação e o uso da máquina como gerador. Todos estes assuntos foram cobertos nos dois primeiros capítulos do trabalho.

Ao longo da revisão sobre a máquina a relutância variável percebe-se que a sua simplicidade construtiva não se traduz em uma forma simples de acionamento. Na realidade, o acionamento destas máquinas acrescenta fatores a mais de dificuldade se comparado a sistemas baseados em outras máquinas. Dois destes fatores são a necessidade da informação da posição do rotor e o elevado nível de oscilação do conjugado.

O desenvolvimento de técnicas de detecção da posição rotórica a partir das grandezas terminais da máquina e de minimização das oscilações de conjugado tem sido temas bastante pesquisados desde que se iniciou o recente ciclo de interesse com relação as máquinas a relutância variável. Em todos os casos verifica-se a importância que tem a corrente no acionamento destas máquinas.

O controle da corrente nos sistemas baseados em máquinas a relutância variável é comumente implementado com controlador por histerese, PI ou um híbrido dos dois. Análises demonstram que cada um dos controladores é eficiente sob determinada condição de operação, geralmente definida pela velocidade. Observa-se um melhor comportamento dos controladores por histerese em altas velocidades e para os controladores PI em baixas velocidades.

O controlador por histerese é o de mais simples implementação, porém, impõe variação a frequência de chaveamento do inversor. Os controladores PWM operam com frequência constante, porém, são afetados pela variação dos parâmetros da máquina.

Como alternativa ao uso de controladores PI e por histerese, foi proposto um controlador preditivo para regulação da corrente. Para avaliar o desempenho do controlador preditivo, este foi submetido a regimes de operação da máquina em baixa e alta velocidade e seus resultados foram comparados com os obtidos com um controlador PI, submetido as mesmas condições. Para ambos os controladores a força contraeletromotriz foi considerada uma perturbação a ser compensada.

Na operação em baixa velocidade o desempenho dos controladores foi equivalente, com um pequeno "overshoot" observado na resposta do controlador preditivo. Na operação em alta velocidade, ambos os controladores mantiveram desempenho equivalente em todos os critérios. Nesta condição de operação, foi possível observar o efeito da força contraeletromotriz, através do aumento da oscilação da corrente. No acionamento simultâneo de duas fases, mesmo com a adição da perturbação gerada pelo acoplamento mútuo, ambos os controladores mantiveram o desempenho observado quando as fases foram acionadas individualmente.

A análise do "overshoot" apresentado pelo controlador preditivo apontou como responsável o atraso na medição da corrente. Com a compensação do atraso, o "overshoot" foi eliminado em todos os modos de operação. Nesta mesma análise, foi avaliado o comportamento do controlador preditivo a variações paramétricas, cujos resultados demonstraram a boa tolerância do controlador a alterações nos parâmetros da máquina.

A grande exigência de um controle de corrente eficiente decorre do fato da corrente ser aplicada em janelas de tempo que tornam-se tão mais estreitas quanto maior é a velocidade

de operação da máquina. As janelas são definidas em função das curvas características da máquina, com interesse especial nos segmentos onde há o crescimento da indutância, se a máquina estiver operando como motor, ou o decrescimento da indutância se a máquina opera como gerador.

As curvas características da máquina a relutância variável são em geral determinadas por métodos baseados nas relações de fluxo  $\times$  corrente ou conjugado estático  $\times$  corrente. O nível de precisão com que as mesmas devem ser determinadas é função das estratégias de controle a serem implementadas. Procedimentos para determinação das curvas características, em níveis distintos de precisão, foram discutidos ao longo do capítulo 4. Inicialmente a curva de indutância  $\times$  posição foi considerada linear e dividida em três segmentos: indutância crescente, indutância decrescente e indutância constante. Além disso, os segmentos de crescimento e decrescimento foram considerados simétricos em relação a posição de máxima indutância. Com este modelo, os coeficientes de inclinação das curvas foram calculados a partir de valores de indutância determinados pela relação fluxo  $\times$  corrente, na posição de alinhamento de cada fase. O procedimento foi desenvolvido de modo a considerar os efeitos da saturação magnética sobre as curvas de indutância  $\times$  posição.

No segundo procedimento apresentado, a curva de indutância  $\times$  posição foi determinada utilizando a relação fluxo  $\times$  corrente, no entanto, com a aplicação de pulsos de corrente as fases da máquina com seu rotor em movimento. Neste procedimento é possível obter curvas características mais precisas. O procedimento foi implementado utilizando um acionamento externo para girar o rotor da máquina e com a máquina sendo acionada por seus próprios meios. No segundo caso foram observadas algumas assimetrias nas curvas de indutância  $\times$  posição, não observadas no procedimento com acionamento externo. Tais efeitos foram atribuídos ao acoplamento mútuo, já que os mesmos surgem quando as outras fases da máquina são energizadas. Os resultados de ambas as implementações são comparados com os valores teóricos da máquina, havendo uma boa concordância entre os mesmos.

As vantagens dos procedimentos de caracterização da máquina, apresentados no capítulo 4, são a sua implementação sem que recursos além dos encontrados em um sistema básico de acionamento de máquinas a relutância variável sejam necessários e a possibilidade de automação de toda a sequência de operações.

Entre os blocos que constituem um sistema básico de acionamento de máquinas a relutância variável encontra-se o inversor. Muitas são as topologias de inversores utilizadas para o acionamento de máquinas a relutância variável, diferenciado-se entre si pelo número de chaves utilizadas por fase. A seleção da melhor topologia segue critérios que vão desde a geometria da máquina até a velocidade com que é acionada. A falta de uma padronização

dificulta o desenvolvimento de estruturas compactas, como os inversores ponte trifásica, que podem ser encontrados em um mesmo encapsulamento.

O uso do inversor ponte trifásica no acionamento de máquinas a relutância variável é bastante incipiente. Um provável fator é o longo tempo de desenergização das fases, decorrente do modo de operação do inversor e o modo de conexão de suas fases. A discussão deste tema é realizada no capítulo 5, onde modos alternativos de operação do inversor ponte trifásica são apresentados e também modificações na forma como as fases da máquina são conectadas aos braços do inversor. As alterações de chaveamento sugeridas provocam a circulação de correntes em fases da máquina que deveriam permanecer desenergizadas. Entretanto, isto não provoca perturbação na operação da máquina.

As alterações de chaveamento promovem uma diminuição do tempo de desenergização, comparativamente ao modo de chaveamento original. No entanto, a solução definitiva do problema só é obtida com a substituição dos diodos da ligação delta por tiristores. Apesar dos tiristores necessitarem de sinais de comando para entrada em condução, isto não aumenta a complexidade dos circuitos do inversor, pois os sinais para os tiristores são derivados dos sinais de comando das chaves inferiores dos braços do mesmo. Com esta estrutura foi obtido desempenho equivalente ao do inversor meia ponte assimétrica, em termos de energização e desenergização das fases.

O inversor ponte trifásica também permitiu a conexão das fases da máquina em estrela, com o ponto central ligado ao ponto intermediário dos capacitores do barramento CC do inversor. Nesta configuração, é necessário utilizar procedimentos de equalização da tensão dos capacitores. O algoritmo de equalização promove uma alternância de polaridade nas correntes de fase da máquina, mantendo equilibradas as tensões dos capacitores. Também são necessários procedimentos para a partida, quando os capacitores são bastante solicitados. Nestes instantes, um dos capacitores é curto circuitado e a máquina parte utilizando apenas parte das chaves do inversor. Após entrar em operação, o relé que curto circuitou o capacitor abre e o algoritmo de equalização passa a equilibrar as tensões dos capacitores.

A conexão em estrela mostrou-se mais flexível quando são consideradas falhas de operação de chaves ou circuitos de acionamento, que levem a abertura permanente de uma chave. Com a conexão estrela é possível manter a operação mesmo com a perda de duas chaves em braços distintos e em posições simétricas.

Quando os inversores ponte trifásica são utilizados em modos de operação em que é necessário comutar de forma complementar as chaves de um mesmo braço, faz-se necessário intercalar sinais de atraso na ativação das chaves para prevenir curto circuito do barramento CC. Este sinal de atraso é comumente denominado de tempo morto, e como o nome sugere,

representa um período em que ambas as chaves estão desativadas. Fatores relacionados ao inversor e a carga afetam o comportamento do tempo morto, cujos efeitos sobre as tensões sintetizadas pelo inversor são: perda de tensão RMS e distorção na forma de onda da tensão gerada.

O uso da estratégia de compensação em nível dos pulsos de comando permite compensar os efeitos do tempo morto, entretanto, a efetividade da compensação está relacionada a possibilidade de alterar de forma efetiva os sinais de comando das chaves do inversor, que é comprometida, por exemplo, pelo aumento da frequência de chaveamento do inversor.

O aumento da frequência de chaveamento diminui o período do sinal PWM, como o tempo morto é um termo fixo, há um aumento proporcional do seu valor com relação ao período de chaveamento. Quando a modulação PWM trabalha com índices de modulação próximos a 1, é inevitável a ocorrência de compensações incompletas. Nestes casos, a alteração do período de chaveamento permite minimizar o efeito de distorção provocado pela compensação incompleta.

Em acionamentos com máquinas de indução, onde as tensões trifásicas estão relacionadas, é possível elaborar estratégias de compensação vetorial onde a compensação pode ser realizada apenas na fase cuja corrente apresenta polaridade diferente das outras duas. Apesar da compensação por esta técnica permitir compensar o tempo morto com frequência de chaveamento praticamente constante, há situações em que o pulso compensado ultrapassa o limite do período de chaveamento. Nesta situação, o método de variação da frequência de chaveamento permitirá compensar o tempo morto de forma mais eficaz.

As técnicas de compensação utilizam o sinal da corrente para definir como o termo de compensação será associado aos sinais de comando das chaves. Na região próxima a corrente zero é difícil definir com precisão o sinal da corrente. Isto pode provocar a aplicação de uma compensação errada, levando a uma distorção na tensão sintetizada. Para evitar estes erros, pode-se definir uma banda bipolar em torno da corrente zero e ponderar o valor do termo de compensação enquanto a corrente se mantiver dentro desta região. A comparação dos resultados experimentais obtidos com o método proposto em que há ponderação do termo de compensação e com o método que mantém o termo de compensação fixo, demonstram a eficácia do método.

## 7.2 Proposta de futuros estudos

Os estudos realizados ao longo do trabalho permitem desdobramentos além dos que foram apresentados. Abaixo são listados alguns temas para trabalhos futuros:



1. Desenvolvimento de técnica de identificação das características da máquina a relutância, baseada no método com acionamento autônomo, na região de saturação;
2. Desenvolvimento de técnica de identificação da curva de acoplamento mútuo  $\times$  posição, baseada no método com o rotor da máquina em movimento;
3. Desenvolvimento de técnica de identificação das características da máquina a relutância, baseada no método com acionamento autônomo, que utilize pulsos de corrente de menor amplitude;
4. Desenvolvimento de estratégia de chaveamento que permita a energização simultânea de mais de uma fase de uma máquina a relutância trifásica, conectada em delta, alimentada com inversor ponte trifásica;
5. Desenvolvimento de técnica de identificação das características da máquina a relutância, baseada no método com acionamento autônomo, na região linear e de saturação, utilizando inversor ponte trifásica;
6. Identificação e estudo de viabilidade técnica de novas formas de conexão das fases de máquinas a relutância variável a inversores ponte trifásica;
7. Associação dos estudos de compensação de tempo morto e fator de distribuição de roda livre em técnicas de modulação PWM utilizando padrões não senoidais de referência;
8. Estudo do comportamento da indutância na posição de total alinhamento, quando a respectiva fase é submetida a correntes equivalentes a uma parcela da corrente nominal da máquina, para verificação do comportamento da indutância.

# Bibliografia

- ABRAHAM, L.; BLUMEL, R. Optimization of three phase pattern by variable zero sequence component. In: *Proc. Conf. Rec. EPE*. [S.l.: s.n.], 1991. p. 169 – 174.
- ABU-RUB, H. et al. Predictive current control of voltage source inverters. In: *Proc. Conf. Rec. of the IEEE Industrial Electronics Society*. Denver, CO, USA: [s.n.], 2001. p. 1195 – 1200.
- ACARNLEY, P.; HILL, R.; HOOPER, C. Detection of rotor position in stepping and switched motors by monitoring of current waveforms. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, v. 32, p. 215 – 222, 1985.
- A.LUMSDAINE; LANG, J. State observers for variable reluctance motors. *IEEE Trans. on Industry Electronics*, v. 37, p. 133 – 142, 1990.
- ASTRÖM, K.; WITTENMARK, B. *Computer-Controlled Systems: Theory and Design*. [S.l.]: Prentice-Hall, 1990.
- ATTAIANESE, C.; CAPRARO, D.; TOMASSO, G. Hardware dead time compensation for VSI based electrical drives. In: *Proc. Conf. Rec. of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. Pusan, South Korea: [s.n.], 2001. p. 759 – 764.
- ATTAIANESE, C.; CAPRARO, D.; TOMASSO, G. A low cost digital SVM modulator with dead time compensation. In: *Proc. Conf. Rec. PESC*. Vancouver, BC, Canada: [s.n.], 2001. p. 158 – 163.
- ATTAIANESE, C.; TOMASSO, G. Predictive compensation of dead-time effects in VSI feeding induction motors. *IEEE Trans. on Industry Applications*, v. 37, p. 856 – 863, 2001.
- BAE, H.; KRISHNAN, R. A novel approach to control of switched reluctance motors considering mutual inductance. In: *26th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. Nagoya, Japan: [s.n.], 2000. p. 369 – 374.

1. Desenvolvimento de técnica de identificação das características da máquina a relutância, baseada no método com acionamento autônomo, na região de saturação;
2. Desenvolvimento de técnica de identificação da curva de acoplamento mútuo  $\times$  posição, baseada no método com o rotor da máquina em movimento;
3. Desenvolvimento de técnica de identificação das características da máquina a relutância, baseada no método com acionamento autônomo, que utilize pulsos de corrente de menor amplitude;
4. Desenvolvimento de estratégia de chaveamento que permita a energização simultânea de mais de uma fase de uma máquina a relutância trifásica, conectada em delta, alimentada com inversor ponte trifásica;
5. Desenvolvimento de técnica de identificação das características da máquina a relutância, baseada no método com acionamento autônomo, na região linear e de saturação, utilizando inversor ponte trifásica;
6. Identificação e estudo de viabilidade técnica de novas formas de conexão das fases de máquinas a relutância variável a inversores ponte trifásica;
7. Associação dos estudos de compensação de tempo morto e fator de distribuição de roda livre em técnicas de modulação PWM utilizando padrões não senoidais de referência;
8. Estudo do comportamento da indutância na posição de total alinhamento, quando a respectiva fase é submetida a correntes equivalentes a uma parcela da corrente nominal da máquina, para verificação do comportamento da indutância.

## Bibliografia

- ABRAHAM, L.; BLUMEL, R. Optimization of three phase pattern by variable zero sequence component. In: *Proc. Conf. Rec. EPE*. [S.l.: s.n.], 1991. p. 169 – 174.
- ABU-RUB, H. et al. Predictive current control of voltage source inverters. In: *Proc. Conf. Rec. of the IEEE Industrial Electronics Society*. Denver, CO, USA: [s.n.], 2001. p. 1195 – 1200.
- ACARNLEY, P.; HILL, R.; HOOPER, C. Detection of rotor position in stepping and switched motors by monitoring of current waveforms. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, v. 32, p. 215 – 222, 1985.
- A.LUMSDAINE; LANG, J. State observers for variable reluctance motors. *IEEE Trans. on Industry Electronics*, v. 37, p. 133 – 142, 1990.
- ASTRÖM, K.; WITTENMARK, B. *Computer-Controlled Systems: Theory and Design*. [S.l.]: Prentice-Hall, 1990.
- ATTAIANESE, C.; CAPRARO, D.; TOMASSO, G. Hardware dead time compensation for VSI based electrical drives. In: *Proc. Conf. Rec. of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. Pusan, South Korea: [s.n.], 2001. p. 759 – 764.
- ATTAIANESE, C.; CAPRARO, D.; TOMASSO, G. A low cost digital SVM modulator with dead time compensation. In: *Proc. Conf. Rec. PESC Vancouver, BC, Canada*: [s.n.], 2001. p. 158 – 163.
- ATTAIANESE, C.; TOMASSO, G. Predictive compensation of dead-time effects in VSI feeding induction motors. *IEEE Trans. on Industry Applications*, v. 37, p. 856 – 863, 2001.
- BAE, H.; KRISHNAN, R. A novel approach to control of switched reluctance motors considering mutual inductance. In: *26th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. Nagoya, Japan: [s.n.], 2000. p. 369 – 374.

- BAE, H. et al. A linear switched reluctance motor: converter and control. *IEEE Trans. on Industry Applications*, v. 36, p. 1351 – 1359, 2000.
- BARNES, M.; POLLOCK, C. Power electronic converters for switched reluctance drives. *IEEE Trans. on Power Electronics*, v. 13, p. 1100 – 1111, 1998.
- BARRASS, P.; MECROW, B. Flux and torque control of switched reluctance machines. *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, v. 145, p. 519 – 527, 1998.
- BEN-BRAHIM, L. The analysis and compensation of dead-time effects in three phase PWM inverters. In: *Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. IECON '98*. Aachen, Germany: [s.n.], 1998. p. 792 – 797.
- BIANCO, C. L.; TONIELLI, A.; FILICORI, F. A prototype controller for variable reluctance motors. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, v. 43, p. 207 – 216, 1996.
- BLAABJERG, F. et al. Improved digital current control methods in switched reluctance motor drives. *IEEE Trans. on Power Electronics*, v. 14, p. 563 – 572, 1999.
- BLAABJERG, F.; PEDERSEN, J.; THOEGERSEN, P. Improved modulation techniques for PWM-VSI drives. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, v. 44, p. 87 – 95, 1997.
- BÜLHER, H. *Reglages Echantillonnés: Traitement par la transformation en z*. Dunod, Paris: Presses Polytechniques Romandes - Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, 1983.
- BUJA, G.; VALLA, M. Control characteristics of the SRM drives - part i: Operation in the linear region. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, v. 38, p. 331 – 321, 1991.
- BUJA, G.; VALLA, M. Control characteristics of the SRM drives - part ii: Operation in saturated region. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, v. 41, p. 316 – 325, 1994.
- CAMERON, D.; LANG, J. The control of high-speed variable-reluctance generators in electric power systems. *IEEE Trans. on Industry Applications*, v. 29, p. 1106 – 1109, 1993.
- CARDENAS, R.; RAY, W.; ASHER, G. Switched reluctance generators for wind energy applications. In: *Proc. Conf. Rec. PESC*. Atlanta, GA, USA: [s.n.], 1995. p. 559 – 564.
- CARDENAS, V.; HORTA, S.; ECHAVARRIA, R. Elimination of dead time effects in three phase inverters. In: *Technical Proceedings of the IEEE International Power Electronics Congress*. Cuernavaca, Mexico: [s.n.], 1996. p. 258 – 262.

- CHAN, C.; CHAU, K.; LI, Y. A novel dead-time vector approach to analysis of DC link current in PWM inverter drives. In: *Proc. Conf. Rec. APEC*. Atlanta, GA, USA: [s.n.], 1997. p. 338 – 344.
- CHEOK, A.; ERTUGRUL, N. High robustness and reliability of a fuzzy logic based angle estimation algorithm for practical switched reluctance motor drives. In: *Proc. Conf. Rec. PESC*. Fukuoka, Japan: [s.n.], 1998. p. 1302 – 1308.
- CHEOK, A.; ERTUGRUL, N. High robustness of an SR motor angle estimation algorithm using fuzzy predictive filters and heuristic knowledge-based rules. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, v. 46, p. 904 – 916, 1999.
- CHEOK, A.; ERTUGRUL, N. Computer-based automated test measurement system for determining magnetization characteristics of switched reluctance motors. *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement*, v. 50, p. 690 – 696, 2001.
- CHO, J. et al. Novel zero voltage transition PWM converter for switched reluctance motor drives. In: *Record of the 28th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*. St. Louis, MO, USA: [s.n.], 1997. p. 887 – 891.
- CHOI, J.; SUL, S. New dead time compensation eliminating zero current clamping in voltage-fed PWM inverter. In: *Proc. Conf. Rec. IAS*. Denver, CO, USA: [s.n.], 1994. p. 977 – 984.
- CHOI, J.; SUL, S. A new compensation strategy reducing voltage/current distortion in PWM VSI systems operating with low output voltages. *IEEE Trans. on Industry Applications*, v. 31, p. 1001 – 1008, 1995.
- CHOI, J.; YONG, S.; SUL, S. Inverter output voltage synthesis using novel dead time compensation. In: *Proc. Conf. Rec. APEC*. Orlando, FL, USA: [s.n.], 1994. p. 100 – 106.
- CHOI, J. et al. A novel dead time minimization algorithm of the PWM inverter. In: *Proc. Conf. Rec. of the IEEE Industry Applications Conference*. Phoenix, AZ, USA: [s.n.], 1999. p. 2188 – 2193.
- CLOTHIER, A.; MECROW, B. The use of three phase bridge inverters with switched reluctance drives. In: *Proc. Conf. Rec. of the International Conference on Electrical Machines and Drives*. Cambridge, UK: [s.n.], 1997. p. 351 – 355.

CLOTHIER, A.; MECROW, B. Inverter topologies and current methods sensing for short pitched and fully pitched winding SR motors. In: *Proc. Conf. Rec. APEC*. Dallas, TX, USA: [s.n.], 1999. p. 416 – 423.

COSSER, C.; MILLER, T. Eletromagnetic testing of switched reluctance motors. In: *Proceedings of ICEM*. [S.l.: s.n.], 1992. p. 470 – 474.

DEPENBROCK, M. Pulse-width control of a 3-phase inverter with nonsinusoidal phase voltages. In: *Proc. Conf. Rec. IAS*. [S.l.: s.n.], 1977. p. 399 – 403.

DODSON, R. et al. Compensating for dead time degradation of PWM inverter waveforms. *IEE Proceedings B - Electric Power Applications*, v. 137, p. 73 – 81, 1990.

DUNLOP, G.; MARVELLY, J. Evaluation of a self commuted switch reluctance motor. In: *Proc. Conf. Rec. of the Electric Energy Conference*. Adelaide, Astraliam: [s.n.], 1987. p. 317 – 320.

EHSANI, M.; FAHIMI, B. Elimination of position sensors in switched reluctance motor drives: state of the art and future trends. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, v. 49, p. 40 – 47, 2002.

EHSANI, M. et al. New modulation encoding techniques for indirect rotor position sensing in switched reluctance motors. *IEEE Trans. on Industry Applications*, v. 30, p. 85 – 91, 1994.

EHSANI, M.; RAMANI, K. Direct control strategies based on sensing inductance in switched reluctance motors. *IEEE Trans. on Power Electronics*, v. 11, p. 74 – 82, 1996.

ERTUGRUL, N.; CHEOK, A. Indirect angle estimation in switched reluctance motor drives using fuzzy logic based predictor/corrector. In: *Proc. Conf. Rec. PESC*. Fukuoka, Japan: [s.n.], 1998. p. 845 – 851.

FITZGERALD, A. E. *Electric Machinery*. London: McGraw-Hill Book Company, 1992.

GALLEGOS-LOPEZ, G.; KJAER, P.; MILLER, T. A new sensorless method for switched reluctance motor drives. *IEEE Trans. on Industry Applications*, v. 34, p. 832 – 840, 1998.

GALLEGOS-LOPEZ, G.; KJAER, P.; MILLER, T. High-grade position estimation for SRM drives using flux linkage/current correction model. *IEEE Trans. on Industry Applications*, v. 35, p. 859 – 869, 1999.

- GALLEGOS-LOPEZ, G.; WALTERS, J.; RAJASHEKARA, K. Switched reluctance machines control strategies for automotive applications. In: *SAE 2001 World Congress*. Detroit, Michigan, USA: [s.n.], 2001.
- GAO, H.; SALMASI, F.; EHSANI, M. Sensorless control of srm at standstill. In: *Proc. Conf. Rec. APEC*. Anaheim, CA, USA: [s.n.], 2001. p. 850 – 856.
- H.BÜHLER. *Electronique de Puissance*. France: Dunod, 1981.
- HENAO, H. et al. Current control algorithms for switched reluctance machine servo drive. *Electric Machines and Power Systems*, v. 26, p. 1019 – 1033, 1998.
- HOLTZ, J. Pulsewidth modulation for electronic power conversion. *Proceedings of the IEEE*, v. 82, p. 1194 – 1214, 1994.
- HOLTZ, J.; QUAN, J. Sensorless vector control of induction motors at very low speed using a nonlinear inverter model and parameter identification. In: *Proc. Conf. Rec. IAS*. Chicago, Illinois, USA: [s.n.], 2001. p. 2614–2620.
- HUANG, J.; ZHOU, E.; JIANG, Q. Analysis and compensation of voltage asymmetry in the split converter of a four-phase switched reluctance motor drive. In: *Proceedings of the International Conference on Power Electronics and Drive Systems*. Singapore: [s.n.], 1997. p. 703 – 707.
- HUSAIN, I.; EHSANI, M. Error analysis in indirect rotor position sensing of switched reluctance motors. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, v. 41, p. 301 – 307, 1994.
- HUSAIN, I.; EHSANI, M. Rotor position sensing in switched reluctance motor drives by measuring mutually induced voltages. *IEEE Trans. on Industry Applications*, v. 30, p. 665 – 672, 1994.
- HWU, L.; LIAW, C. Dc-link voltage boosting and switching control for switched reluctance motor drives. In: *IEE Proceedings-Electric Power Applications*. [S.l.: s.n.], 2000. p. 337 – 344.
- JACOBINA, C. et al. Digital scalar pulse-width modulation: A simple approach to introduce non-sinusoidal modulating waveforms. *IEEE Trans. on Power Electronics*, v. 16, p. 351 – 359, 2001.



- JANG, D. et al. Commutation performance of current source converters for switched reluctance motor drives. In: *Record of the 28th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*. St. Louis, MO, USA: [s.n.], 1997. p. 892 – 898.
- JANG, D. et al. The converter topology with half bridge inverter for switched reluctance motor drives. In: *Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. Pusan, South Korea: [s.n.], 2001. p. 1387 – 1392.
- JANG, D.; HUSAIN, I.; EHSANI, M. Efficiency and performance analysis of the dual-decay converter for switched reluctance motor drives. In: *Conference Record of the Industry Applications Society Annual Meeting*. Denver, CO, USA: [s.n.], 1994. p. 658 – 664.
- JANG, D.; HUSAIN, I.; EHSANI, M. Modified (n+1) switch converter for switched reluctance motor drives. In: *Record 26th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*. Atlanta, GA, USA: [s.n.], 1995. p. 1121 – 1127.
- JEONG, S. et al. The analysis and compensation of dead time effects in PWM inverters. In: *Proceedings of the 14th Annual Industrial Electronics Society Conference*. [S.l.: s.n.], 1988. p. 667 – 671.
- JEONG, S.; PARK, M. The analysis and compensation of dead-time effects in PWM inverters. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, v. 38, p. 108 – 114, 1991.
- KIM, H.; KIM, H.; YOUN, M. A new on-line dead-time compensation method based on time delay control. In: *Proc. Conf. Rec. of the IEEE Industrial Electronics Society*. Denver, CO, USA: [s.n.], 2001. p. 1184 – 1189.
- KIM, S. et al. Dead time compensation in a vector-controlled induction machine. In: *Record. 29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*. Fukuoka, Japan: [s.n.], 1998. p. 1011 – 1016.
- KRISHNAN, H. B. R. A study of current controllers and development of a novel current controller for high performance SRM drives. In: *Proc. Conf. Rec. of the Industry Applications Conference*. San Diego, CA, USA: [s.n.], 1996. p. 68 – 75.
- KRISHNAN, R. A novel converter topology for switched reluctance motor drives. In: *Proceedings of the 27th Annual Power Electronics Specialists Conference*. Baveno, Italy: [s.n.], 1996. p. 1811 – 1816.
- KRISHNAN, R. Sensorless operation of SRM drives: R&D status. In: *Proc. Conf. Rec. of the IEEE Industrial Electronics Society*. Denver, CO, USA: [s.n.], 2001. p. 1498 – 1503.

KRISHNAN, R. *Switched Reluctance Motor Drives*. New York: CRC Press, 2001.

LEE, D.; SUL, S.; PARK, M. Comparison of AC current regulators for IGBT inverter. In: *Conference Record of the Power Conversion Conference*. Yokohama, Japan: [s.n.], 1993. p. 206 – 212.

LEGGATE, D.; KERKMAN, R. J. Pulse-based dead-time compensator for PWM voltage inverters. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, v. 44, p. 191–197, 1997.

LIN, J. A new approach of dead-time compensation for PWM voltage inverters. *IEEE Trans. on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, v. 49, p. 476 – 483, 2002.

LIU, T.; CHEN, Y.; LIN, M. A high performance field-oriented control for a switched reluctance motor drive. In: *Proc. Conf. Rec. on Power Electronics and Drive Systems*. Singapore: [s.n.], 1995. p. 180 – 185.

LIU, Y.; CHEN, C. Novel dead time compensation method for induction motor drives using space vector modulation. *IEE Proceedings on Electric Power Applications*, v. 145, p. 387 – 392. 1998.

LIU, Y.; PILLAY, P. A startup control algorithm for the split-link converter for a switched reluctance motor drive. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, v. 46, p. 665 – 667, 1999.

LO, Y.; CHEN, C. A new on-line dead time assignment technique for single-phase PWM inverters. In: *Proc. Conf. Rec. IECON*. Taipei, Taiwan: [s.n.], 1996. p. 1112 – 1115.

LOVATT, H. A flux controller that improves drive system performance by accounting for magnetic circuit saturation. In: *5th European Conference on Power Electronics and Applications*. Brighton, UK: [s.n.], 1993. p. 163 – 167.

LYONS, J.; MACMINN, S.; PRESTON, M. Flux-current methods for srm rotor position estimation. In: *Proc. Conf. Rec. IAS*. Dearborn, MI, USA: [s.n.], 1991. p. 482 – 487.

MA, B. et al. Design and implementation of a switched reluctance motor drive with a novel converter. *Electric Power Systems Research*, v. 56, p. 111 – 119, 2000.

MACMINN, S.; JONES, W. A very high speed switched-reluctance starter-generator for aircraft engine applications. In: *Proc. Conf. Rec. NAECON*. Dayton, OH, USA: [s.n.], 1989. p. 1758 – 1764.

- MACMINN, S. et al. Application of sensor integration techniques to switched reluctance motor drives. *IEEE Trans. on Industry Applications*, v. 28, p. 1339 – 1344, 1992.
- MACMINN, S.; SEMBER, J. Control of a switched-reluctance aircraft engine starter-generator over a very wide speed range. In: *Proc. Conf. Rec. IECEC*. Washington, DC, USA: [s.n.], 1989. p. 631 – 638.
- MATSUI, N.; AKAO, N.; WAKINO, T. High-precision torque control of reluctance motors. *IEEE Trans. on Industry Applications*, v. 27, p. 902 – 907, 1991.
- MECROW, B. et al. Drive configurations for fully-pitched winding switched reluctance machines. In: *Proc. Conf. Rec. IAS*. St. Louis, MO, USA: [s.n.], 1998. p. 563 – 570.
- MILLER, T. *Switched Reluctance Motors and Their Control*. Oxford: Magna Physics Publishing and Clarendon Press, 1993.
- MONDAL, S.; SAXENA, S.; BHADRA, S. A novel analog method for sensorless closed-loop control of SRM without parameter estimation. In: *Proc. Conf. Rec. PESC*. Fukuoka, Japan: [s.n.], 1998. p. 2076 – 2082.
- MONDAL, S. et al. Evaluation of a novel analog based closed-loop sensorless controller for switched reluctance motor drive. In: *Proc. Conf. Rec. on Industry Applications Conference*. Chicago, IL, USA: [s.n.], 1998. p. 2073 – 2080.
- MUNOZ, A.; LIPO, T. On-line dead-time compensation technique for open-loop PWM-VSI drives. *IEEE Trans. on Power Electronics*, v. 14, p. 683 – 689, 1999.
- MURAI, Y. et al. PWM strategy for high frequency carrier inverters eliminating current clamps during switching dead-time. In: *Proc. Conf. Rec. IAS*. Houston, TX, USA: [s.n.], 1992. p. 317 – 322.
- MVUNGI, N.; LAHOUD, M.; STEPHENSON, J. A new sensorless position detector for SR drives. In: *Proc. Conf. Rec. on Power Electronics and Variable-Speed Drives*. London, UK: [s.n.], 1990. p. 249 – 252.
- NAGEL, N. *Complex Rotating Vector Analysis and Control of a Switched Reluctance Motor*. Tese (Doutorado) — University of Wisconsin, 1998.
- OH, W.; KIM, Y.; KIM, H. Dead time compensation of current controlled inverter using space vector modulation method. In: *Proceedings of 1995 International Conference on Power Electronics and Drive Systems*. Singapore: [s.n.], 1995. p. 374 – 378.

- OLIVEIRA, A.; JACOBINA, C.; LIMA, A. Predictive current control strategies for electrical machines. In: *Brazilian Power Electronics Conference*. Uberlândia, MG: [s.n.], 1993. p. 118–123.
- OLIVEIRA, A.; LIMA, A.; JACOBINA, C. Digital current control strategies for electrical machines. In: *3rd Brazilian Power Electronics Conference*. São Paulo, SP: [s.n.], 1995. p. 615–619.
- OLIVEIRA, A.; LIMA, A.; JACOBINA, C. Sistema de acionamento de MRC usando regulador preditivo de corrente e estratégia de fluxo x corrente para comutação eletrônica de corrente entre fases. In: *Anais do Congresso Brasileiro de Automática 2002*. Natal, RN: [s.n.], 2002. p. 3145 – 3150.
- OLIVEIRA, A.; LIMA, A.; JACOBINA, C. Varying the switching frequency to compensate the dead time in pulse width modulated voltage source inverters. In: *Proc. Conf. Rec. PESC*. Cairns, Australia: [s.n.], 2002. p. 244 – 249.
- OLIVEIRA, A.; LIMA, A.; JACOBINA, C. A simple identification process of the VRM inductance x position profile. In: *7th Brazilian Power Electronics Conference*. Fortaleza, CE: [s.n.], 2003.
- OLIVEIRA, A. et al. Dead-time compensation in the zero-crossing current region. In: *Proc. Conf. Rec. PESC*. Acapulco, México: [s.n.], 2003. p. 1937 – 1942.
- OLIVEIRA, L. et al. Acionamento de máquina a relutância: Determinação de perfil de indutância, controle de conjugado e comutação suave. *Revista da Sobraep*, v. 8, n. 1, p. 1225 – 1232, 2003.
- OMAR, A. S. C. A modified split-supply switched-reluctance drive inverter. In: *Proceedings of the International Conference on Energy Management and Power Delivery*. Singapore: [s.n.], 1995. p. 628 – 633.
- PANDA, D.; RAMANARAYANAN, V. Effect of mutual inductance on steady-state performance and position estimation of switched reluctance motor drive. In: *Proc. Conf. Rec. of the IEEE Industry Applications Conference*. Phoenix, AZ, USA: [s.n.], 1999. p. 2227 – 2234.
- PANDA, D.; RAMANARAYANAN, V. Accurate position estimation in switched reluctance motor with smooth starting. In: *Proc. Conf. Rec. of the International Conference on Industrial Technology*. India: [s.n.], 2000. p. 388 – 393.

PANDA, D.; RAMANARAYANAN, V. A composite control strategy for sensorless and low-noise operation of switched reluctance motor drive. In: *Proc. Conf. Rec. of the IEEE Industry Applications Conference*. Rome, Italy: [s.n.], 2000. p. 1751 – 1758.

PANDA, D.; RAMANARAYANAN, V. Sensorless control of switched reluctance motor drive with self-measured flux-linkage characteristics. In: *Proc. Conf. Rec. PESC*. Galway, Ireland: [s.n.], 2000. p. 1569–1574.

PANDA, S.; AMARATUNGA, G. Switched reluctance motor drive without direct rotor position sensing. In: *Proc. Conf. Rec. IAS*. Seattle, WA, USA: [s.n.], 1990. p. 525 – 530.

PANDA, S.; AMARATUNGA, G. Analysis of the waveform-detection technique for indirect rotor-position sensing of switched reluctance motor drives. *IEEE Trans. on Energy Conversion*, v. 6, p. 476 – 483, 1991.

PANDA, S.; AMARATUNGA, G. Waveform detection technique for indirect rotor-position sensing of switched-reluctance motor drives. i. analysis. In: *IEE Proceedings B Electric Power Applications*. [S.l.: s.n.], 1993. p. 80 – 88.

PANDA, S.; AMARATUNGA, G. Waveform detection technique for indirect rotor-position sensing of switched-reluctance motor drives. ii. experimental results. In: *IEE Proceedings B Electric Power Applications*. [S.l.: s.n.], 1993. p. 89 – 96.

PANDE, M.; JIN, H.; JOOS, G. Modulated integral control technique for compensating switch delays and nonideal DC buses in voltage-source inverters. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, v. 44, p. 182 – 190, 1997.

PARK, S. et al. Novel encoder for SRM drive with high resolution angle control. In: *Proc. Conf. Rec. of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. Pusan, South Korea: [s.n.], 2001. p. 1781 – 1785.

POLLOCK, C.; WILLIAMS, B. Power convertor circuits for switched reluctance motors with the minimum number of switches. In: *IEE Proceedings B - Electric Power Applications*. [S.l.: s.n.], 1990. p. 373 – 384.

POLLOCK, C.; WILLIAMS, B. A unipolar converter for a switched reluctance motor. *IEEE Trans. on Industry Applications*, v. 26, p. 222 – 228, 1990.

RADIRNOV, N.; BEN-HAIL, N.; RABINOVICI, R. Switched reluctance machines as three-phase AC autonomous generator. In: *Proc. Conf. Rec. IEMDC*. [S.l.: s.n.], 2003. p. 1697 – 1701.

- RADUN, A. Generating with the switched reluctance motor. In: *Proc. Conf. Rec. APEC*. Orlando, FL, USA: [s.n.], 1994. p. 41 – 47.
- RAHMAN, K.; SCHULZ, S. High performance fully digital switched reluctance motor controller for vehicle propulsion. In: *Proc. Conf. Rec. of the IEEE Industry Applications Conference*. Chicago, IL, USA: [s.n.], 2001. p. 18 – 25.
- RAMANARAYANAN, V.; VENKATESHA, L.; PANDA, D. Flux-linkage characteristics of switched reluctance motor. In: *Proc. Conf. Rec. on Power Electronics, Drives and Energy Systems for Industrial Growth*. New Delhi, India: [s.n.], 1996. p. 281–285.
- RASMUSSEN, P. et al. Electromagnetic testing of switched reluctance motors. In: *Proceedings of ICEM*. Istanbul, Turkey: [s.n.], 1998. p. 1692 – 1698.
- R.B.INDERKA; MENNE, M.; DONCKER, R. D. Control of switched reluctance drives for electric vehicle applications. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, v. 49, p. 48 – 53, 2002.
- RIM, G.; KIM, W.; CHO, J. ZVT single pulse-current converter for switched reluctance motor drives. In: *Conference Proceedings of the 11th Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition*. San Jose, CA, USA: [s.n.], 1996. p. 949 – 955.
- RIM, G.; KIM, W.; CHO, J. An improved sequential hysteresis current controller for three-phase inverter: design and hardware implementation. In: *Proceedings of the 2001 IEEE International Conference on Control Applications*. Mexico City, Mexico: [s.n.], 2001. p. 294 – 300.
- RIM, G. et al. A novel converter topology for switched reluctance motor drives improving efficiency and simplifying control strategy. In: *Record of the 25th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*. Taipei, Taiwan: [s.n.], 1994. p. 937 – 942.
- RIM, G.; KIM, W. K. E.; LEE, K. A choppingless converter for switched reluctance motor with unity power factor and sinusoidal input current. In: *Record of the 25th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*. Taipei, Taiwan: [s.n.], 1994. p. 500 – 507.
- ROSSI, C. et al. Robust control of a variable reluctance motor. In: *Proc. Conf. Rec. of the IEEE/RSJ International Workshop on Intelligent Robots and Systems. Intelligence for Mechanical Systems*. Osaka, Japan: [s.n.], 1991. p. 337 – 343.
- RYOO, H. et al. A new split source type converter for SRM drives. In: *Proceedings of the 29th Annual Power Electronics Specialists Conference*. Fukuoka, Japan: [s.n.], 1998. p. 1290 – 1294.

- SALMASI, F. et al. Sensorless control of switched reluctance motor drive based on BEMF calculation. In: *Proc. Conf. Rec. APEC*. Dallas, TX, USA: [s.n.], 2002. p. 293 – 298.
- STEPHENSON, J.; EL-KHAZENDAR, M. Saturation in doubly salient reluctance motors. In: *IEE Proceedings B - Electric Power Applications*. [S.l.: s.n.], 1989. p. 50 – 58.
- SUN, J.; GROSTOLLEN, H. Optimized space vector modulation and regular-sampled PWM: a reexamination. In: *Proc. Conf. Rec. IAS*. San Diego, CA, USA: [s.n.], 1996. p. 956 – 963.
- SURESH, G. et al. Analysis of amplitude modulation methods for sensorless (srm) drives. In: *Proc. Conf. Rec. of the IEEE Industrial Electronics Society*. Aachen, Germany: [s.n.], 1998. p. 917 – 922.
- SURESH, G. et al. Inductance based position encoding for sensorless SRM drives. In: *Proc. Conf. Rec. PESC*. Charleston, SC, USA: [s.n.], 1999. p. 832 – 837.
- TORREY, D. Variable-reluctance generators in wind-energy systems. In: *Proc. Conf. Rec. PESC*. Seattle, WA, USA: [s.n.], 1993. p. 561 – 567.
- TORREY, D. Switched reluctance generators and their control. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, v. 49, p. 3 – 14, 2002.
- TSENG, K.; WANG, J. A new hybrid C-dump and buck-fronted converter for switched reluctance motors. In: *Proceedings of the 25th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. San Jose, CA, USA: [s.n.], 1999. p. 1109 – 1114.
- VUKOSAVIĆ, S.; STEFANOVIĆ, V. SRM inverter topologies: A comparative evaluation. *IEEE Trans. on Industry Applications*, v. 27, p. 1034–1047, 1991.
- Y. MURAI, T. W.; IWASKI, H. Waveform distortion and correction circuit for pwm inverters with switching lag-time. *IEEE Trans. on Industry Application*, v. 23, p. 881–886, 1987.
- YU, X.; DUNNIGAN, M.; WILLIAMS, B. Phase voltage estimation of a PWM VSI and its application to vector-controlled induction machine parameter estimation. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, v. 47, p. 1181–1184, 2000.
- ZHONGFANG WANG CHEOK, A. L. K. W. Sensorless rotor position estimation algorithm for switched reluctance motors using fuzzy logic. In: *Proc. Conf. Rec. PESC*. Vancouver, BC, Canada: [s.n.], 2001. p. 1701 – 1706.