
UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA



ACIONAMENTO DO MOTOR DE CORRENTE CONTÍNUA A ÍMÃS PERMANENTES
SEM ESCOVAS UTILIZANDO ESTRATÉGIA A QUATRO CHAVES

LEANDRO CANDIDO BRASÃO

UBERLÂNDIA
2012

LEANDRO CANDIDO BRASÃO

ACIONAMENTO DO MOTOR DE CORRENTE CONTÍNUA A ÍMÃS PERMANENTES
SEM ESCOVAS UTILIZANDO ESTRATÉGIA A QUATRO CHAVES

Dissertação apresentada à Universidade Federal de
Uberlândia para **obtenção do título de Mestre em**
Engenharia Elétrica:

Prof. Darizon Alves de Andrade, PhD (UFU) – Orientador.

Prof. Luciano Coutinho Gomes, Dr. (UFU) – Coorientador

UBERLÂNDIA

2012

LEANDRO CANDIDO BRASÃO

ACIONAMENTO DO MOTOR DE CORRENTE CONTÍNUA A ÍMÃS PERMANENTES
SEM ESCOVAS UTILIZANDO ESTRATÉGIA A QUATRO CHAVES

Dissertação apresentada por **Leandro Candido Brasão** à
Universidade Federal de Uberlândia para **obtenção do
título de Mestre em Engenharia Elétrica** aprovada em
06/08/2012 pela Banca Examinadora:

Prof. Darizon Alves de Andrade, PhD (UFU) – Orientador.

Prof. Luciano Coutinho Gomes, Dr. (UFU) – Coorientador

Prof. Augusto Fleury Veloso da Silveira, Dr. (PUC)

Prof. Ernane Antônio Alves Coelho, Dr. (UFU)

UBERLÂNDIA

2012

DEDICATÓRIA

Aos meus queridos pais, Ivaldo e Divalda,
À minha amada esposa, Danielle,
Ao meu caro irmão, Alex,
Por todo o carinho, apoio e compreensão.

AGRADECIMENTOS

A todos que contribuíram direta ou indiretamente na realização deste trabalho deixo aqui meu sincero reconhecimento.

A Deus, por me dar a propriedade da vida e o caminho da razão.

A toda minha família, em especial meus pais e esposa, pelo apoio incondicional ao longo de toda minha vida.

Ao professor Darizon Alves de Andrade, pela orientação, paciência e trabalho.

Ao amigo Luciano C. Gomes, por todo o incentivo e suporte durante todo o trabalho.

Aos meus amigos de laboratório, Victor R. Bernardeli e Augusto W.F.V. da Silveira pelo apoio e amizade.

À FAPEMIG pelo financiamento de parte dos equipamentos utilizados neste trabalho.

À Universidade Federal de Uberlândia e à Faculdade de Engenharia Elétrica por me proporcionarem um ensino público de qualidade.

RESUMO

BRASÃO, L.C.; “Acionamento do Motor de Corrente Contínua a Ímãs Permanentes Sem Escovas utilizando Estratégia a Quatro Chaves”. Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, 2012.

Motores a ímãs permanentes possuem alta eficiência e podem ser competitivos comercialmente em aplicações de potência fracionária. O trabalho apresenta uma estratégia de acionamento a quatro chaves para o motor de corrente contínua a ímãs permanentes sem escovas, com uma estratégia a baixo custo por meio do controle direto de corrente, ou controle por histerese compensado. A descrição do modelo matemático é utilizada em modelos de simulação computacionais a quatro e a seis chaves. Estes resultados são aqui comparados em um modelo experimental de acionamento, onde o acionamento a seis chaves por PWM e histerese é comparado à estratégia a quatro chaves por histerese compensado e por histerese não compensado. O acionamento a quatro chaves tem potencial para redução de custos devido à redução do número de chaves e pode ser utilizado em aplicações comerciais, industriais e residenciais.

Palavras-Chave: Motor de Corrente Contínua a Ímãs Permanentes Sem Escovas, Acionamento a Quatro Chaves, Controle por Histerese de Corrente.

ABSTRACT

BRASÃO, L.C.; “Four-Switch Brushless DC Motor Drives”. Master Thesis, Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, 2012.

Permanent magnet motors possess high efficiency and can be commercially competitive. The main purpose of this paper is to describe a low cost four-switch brushless dc motor drive with compensated direct current controlled our compensated hysteresis strategy. The description of the mathematical model is used in the computational simulation models to four-switch and six-switch. These results are here compared in an experimental model of drive, where the six-switch PWM drive and hysteresis drive is compared to the four-switch hysteresis compensated drive and not compensated drive. The four-switch drive has the potential to reduce costs by reducing the number of switches in commercial, industrial and residential applications.

Keywords: Brushless dc motor, four-switch converter, hysteresis drive.

LISTA ILUSTRAÇÕES

Figura 2.1 -	Curvas de Magnetização para Ímãs Permanentes Comuns [9].....	- 7 -
Figura 2.2 -	Motor BLDC (i) Configuração Rotor Externo com Ímãs Internos ao Rotor e (ii) Configuração Rotor Interno com Ímãs Externos ao Rotor.....	- 8 -
Figura 2.3 -	Distribuição de Fluxo para Motor BLDC sem carga com ímãs cerâmicos ...	- 9 -
Figura 2.4 -	Modelo Motor BLDC	- 11 -
Figura 2.5 -	Formas de Onda da Força Contra-Eletromotriz e Correntes Ideais para Controle do Motor BLDC, Conjugado Teórico, e Tensão dos Sensores de Posição	- 14 -
Figura 2.6 -	Controle do Motor BLDC com Realimentação de Velocidade	- 15 -
Figura 2.7 -	Topologia de Acionamento do Motor BLDC Trifásico a Seis Chaves	- 17 -
Figura 2.8 -	Controle a Seis Chaves. (i) PWM; (ii) Histerese	- 18 -
Figura 2.9 -	Topologia de Acionamento do Motor BLDC Trifásico a Quatro Chaves ...	- 19 -
Figura 2.10 -	Vetor de Tensão para a Topologia a Quatro Chaves. (i) Vetor (0,0); (ii) Vetor (1,1); (iii) Vetor (1,0); e (iv) Vetor (0,1) [13].....	- 20 -
Figura 2.11 -	Tensão e Corrente do Conversor a Quatro Chaves Controlado baseado em Vetor de Tensão [13]	- 21 -
Figura 2.12 -	Estratégia do Controle a Quatro Chaves por Histerese.....	- 23 -
Figura 2.13 -	Regulação de Corrente e Detalhe da Sequência de Chaveamento para Controle a Quatro Chaves por Histerese.....	- 24 -
Figura 2.14 -	Circuito Equivalente da Etapa III e VI. (i) Caso Ideal. (ii) Caso Real	- 27 -
Figura 2.15 -	Controle por Histerese Compensado (Etapa III).....	- 27 -

Figura 3.1-	Modelo Simulink para Acionamento a Seis Chaves por Histerese.....	- 31 -
Figura 3.2 -	Simulação em Regime Permanente para Acionamento a Seis Chaves por Histerese (127 Vca): Correntes, Conjugado e Tensão do Barramento	- 32 -
Figura 3.3 -	Simulação em Regime Permanente para Acionamento a Seis Chaves por Histerese (127 Vca): Correntes, e Chaveamento. (i) Detalhe das Seis Etapas; (ii) Detalhe da Mudança da Etapa II para III	- 33 -
Figura 3.4 -	Simulação Dinâmica para Acionamento a Seis Chaves por Histerese (127 Vca): Resposta de Corrente, Velocidade e Conjugado	- 34 -
Figura 3.5-	Modelo Simulink para Acionamento a Quatro Chaves por Histerese	- 34 -
Figura 3.6 -	Simulação em Regime Permanente para Acionamento a Quatro Chaves por Histerese Não Compensado (127 Vca): Correntes, Conjugado e Tensão do Barramento.....	- 35 -
Figura 3.7 -	Simulação em Regime Permanente para Acionamento a Quatro Chaves por Histerese Não Compensado (127 Vca): Correntes, Conjugado e Chaveamento. (i) Detalhe das Seis Etapas; (ii) Detalhe da Mudança da Etapa II para III.....	- 37 -
Figura 3.8 -	Simulação Dinâmica para Acionamento a Quatro Chaves por Histerese Não Compensado (127 Vca): Resposta de Corrente, Velocidade e Conjugado	- 38 -
Figura 3.9 -	Simulação em Regime Permanente para Acionamento a Quatro Chaves por Histerese Não Compensado (254 Vca): Correntes, Conjugado e Tensão do Barramento.....	- 39 -
Figura 3.10 -	Simulação em Regime Permanente para Acionamento a Quatro Chaves por Histerese Não Compensado (254 Vca): Correntes, Conjugado e Chaveamento. (i) Detalhe das Seis Etapas; (ii) Detalhe da Mudança da Etapa II para III.....	- 40 -

Figura 3.11 - Simulação Dinâmica para Acionamento a Quatro Chaves por Histerese Não Compensado (254 Vca): Resposta de Corrente, Velocidade e Conjugado	- 41 -
Figura 3.12 - Simulação em Regime Permanente para Acionamento a Quatro Chaves por Histerese Compensado (127 Vca): Correntes, Conjugado e Tensão do Barramento.....	- 42 -
Figura 3.13 - Simulação em Regime Permanente para Acionamento a Quatro Chaves por Histerese Compensado (127 Vca): Correntes, Conjugado e Chaveamento. (i) Detalhe das Seis Etapas; (ii) Detalhe da Mudança da Etapa II para III.....	- 43 -
Figura 3.14 - Simulação Dinâmica para Acionamento a Quatro Chaves por Histerese Compensado (127 Vca): Resposta de Corrente, Velocidade e Conjugado..	- 44 -
Figura 3.15 - Simulação em Regime Permanente para Acionamento a Quatro Chaves por Histerese Compensado (254 Vca): Correntes, Conjugado e Tensão do Barramento.....	- 45 -
Figura 3.16 – Estratégia do Controle a Quatro Chaves por Histerese. (i) Etapa I. (ii) Etapa II. (iii) Instante de Comutação da Etapa I para a Etapa II	- 46 -
Figura 3.17 - Simulação em Regime Permanente para Acionamento a Quatro Chaves por Histerese Compensado (254 Vca): Correntes, Conjugado e Chaveamento. (i) Detalhe das Seis Etapas; (ii) Detalhe da Mudança da Etapa II para III.....	- 47 -
Figura 3.18 - Simulação Dinâmica para Acionamento a Quatro Chaves por Histerese Compensado (254 Vca): Resposta de Corrente, Velocidade e Conjugado..	- 48 -
Figura 4.1 - Montagem Experimental para Acionamento BLDC.....	- 50 -
Figura 4.2 - Esquemático Experimental para Acionamento do Motor BLDC	- 51 -
Figura 4.3 - Diagrama de Blocos para Acionamento BLDC por PWM a Seis Chaves...	- 53 -

Figura 4.4 -	Tensões do Sensor de Posição tipo Hall a 3000 rpm	- 53 -
Figura 4.5 -	Resultado Experimental do Controle por PWM a Seis Chaves. Corrente i_{as} i_{bs} e i_{cs} respectivamente (680mV/div = 1A/div)	- 54 -
Figura 4.6 -	Resultado Experimental do Controle por PWM a Seis Chaves. Corrente i_{as} , i_{bs} (canais 1 e 2: 500mV/div = 0,74A/div) e disparo Chaves S_3 e S_6 . (i)5ms/divisão; (ii)25μs/divisão	- 55 -
Figura 4.7 -	Resposta Dinâmica do Sistema de Controle por PWM a Seis Chaves (1 PU = 3000 rpm). (i) Sem Controle de Aceleração, (ii) Com Controle de Aceleração.....	- 55 -
Figura 4.8 -	Diagrama de Blocos para Acionamento BLDC a Seis Chaves por Histerese-	56 -
Figura 4.9 -	Resultado Experimental controle a Seis Chaves por Histerese. Corrente i_{as} , i_{bs} e i_{cs} respectivamente (680mV/div = 1A/div)	- 57 -
Figura 4.10 -	Resultado Experimental controle a Seis Chaves por Histerese. Corrente i_{as} i_{bs} (canais 1 e 2: 500mV/div = 0,74A/div) e disparo Chaves S_3 e S_6 . (i)2,5ms/divisão; (ii)1ms/divisão	- 58 -
Figura 4.11 -	Resposta Dinâmica do Sistema de Controle a Seis Chaves por Histerese (1 PU = 3000 rpm). (i) Sem Controle de Aceleração, (ii) Com Controle de Aceleração.....	- 59 -
Figura 4.12 -	Diagrama de Blocos para Acionamento BLDC a Quatro Chaves por Histerese.....	- 60 -
Figura 4.13 -	Resultado Experimental Controle por a Quatro Chaves Histerese Não Compensado. Corrente i_{as} , i_{bs} e i_{cs} respectivamente (1,02V/div = 1,5A/div)	- 60 -

-
- Figura 4.14 - Resultado Experimental Controle a Quatro Chaves por Histerese Não Compensado. Corrente i_{bs} , i_{cs} (canais 1 e 2: 1,00V/div = 1,47A/div) e disparo Chaves S_3 e S_6 . (i) 2,5ms/divisão; (ii) 1,0ms/divisão..... - 61 -
- Figura 4.15 - Resposta Dinâmica do Sistema de Controle a Quatro Chaves por Histerese Não Compensado (1 PU = 3000 rpm). (i) Sem Controle de Aceleração, (ii) Com Controle de Aceleração - 62 -
- Figura 4.16 - Resultado Experimental Controle a Quatro Chaves por Histerese Compensado (1800 rpm). Corrente i_{as} , i_{bs} e i_{cs} respectivamente (1,02V/div = 1,5A/div) - 63 -
- Figura 4.17 - Resultado Experimental Controle a Quatro Chaves por Histerese Compensado (1800 rpm). Corrente i_{bs} , i_{cs} (canais 1 e 2: 1,00V/div = 1,47A/div) e disparo Chaves S_3 e S_6 . (i) 2,5ms/divisão; (ii) 1,0ms/divisão - 64 -
- Figura 4.18 - Resultado Experimental Controle a Quatro Chaves por Histerese Compensado (2040 rpm). Corrente i_{as} , i_{bs} e i_{cs} respectivamente (1,02V/div = 1,5A/div) - 64 -
- Figura 4.19 - Resultado Experimental Controle a Quatro Chaves por Histerese Compensado (2040 rpm). Corrente i_{bs} , i_{cs} (canais 1 e 2: 1,00V/div = 1,47A/div) e disparo Chaves S_3 e S_6 . (i) 2,5ms/divisão; (ii) 1,0ms/divisão - 65 -
- Figura 4.20 - Resposta Dinâmica do Sistema de Controle a Quatro Chaves por Histerese Compensado (1 PU = 3000 rpm). (i) Sem Controle de Aceleração, (ii) Com Controle de Aceleração - 66 -
-

LISTA TABELAS

Tabela 2.1 -	Equações de Correntes para Diferentes Etapas de Operação [13].....	- 15 -
Tabela 2.2 -	Etapas de Operação e Sequência de Chaveamento do Inversor BLDC a Seis Chaves	- 17 -
Tabela 2.3 -	Etapas de Operação e Sequência de Chaveamento do Inversor BLDC a Seis e Quatro Chaves	- 22 -
Tabela 2.4 -	Equações de tensão e corrente para operação a Quatro Chaves	- 25 -
Tabela 3.1 -	Parâmetros Motor BLDC Comercial	- 30 -
Tabela 3.2 -	Comparativo do Resultado de Simulação	- 49 -
Tabela 4.1 -	Características TMS320F2812.....	- 52 -
Tabela 4.2 -	Potência Consumida para Acionamento por PWM a Seis Chaves	- 56 -
Tabela 4.3 -	Potência Consumida para Acionamento a Seis Chaves por Histerese.....	- 59 -
Tabela 4.4 -	Potência Consumida para Acionamento a Quatro Chaves por Histerese Não Compensado	- 62 -
Tabela 4.5 -	Potência consumida para acionamento a Quatro Chaves por Histerese Compensado.....	- 66 -

LISTA DE ABREVIATURAS E SÍGLAS

ca	Corrente Alternada
BLDC	Motor de Corrente Contínua a Ímãs Permanentes Sem Escovas (Brushless DC)
cc	Corrente Contínua
DSP	Processador Digital de Sinais
FMM	Força Magneto Motriz
PI	Proporcional Integral
PID	Proporcional Integral e Derivativo
PMBL	Motor a Ímãs Permanentes Sem Escovas
PMSM	Motor Síncrono a Ímãs Permanentes
PWM	Modulação por Largura de Pulso (Pulse Width Modulation)
rpm	Rotações por Minuto

LISTA DE SÍMBOLOS

B_c	Densidade de Fluxo Magnético
B_m	Coeficiente de Atrito Viscoso
C_1	Capacitor Superior da Fase A
C_2	Capacitor Inferior da Fase A
d	Largura de Pulso do PWM (duty cycle)
D_1	Diodo de Roda Livre Paralelo a S_1
D_2	Diodo de Roda Livre Paralelo a S_2
D_3	Diodo de Roda Livre Paralelo a S_3
D_4	Diodo de Roda Livre Paralelo a S_4
D_5	Diodo de Roda Livre Paralelo a S_5
D_6	Diodo de Roda Livre Paralelo a S_6
e_{as}	Força Contra-Eletromotriz Induzida na Fase A
e_{bs}	Força Contra-Eletromotriz Induzida na Fase B
e_{cs}	Força Contra-Eletromotriz Induzida na Fase C
E_p	Máximo Valor da Força Contra-Eletromotriz Induzida
f_e	Frequência Elétrica da Corrente Aplicada
$f_{as}(\theta_r)$	Função de dependência angular para a Força Contra-Eletromotriz da Fase A
$f_{bs}(\theta_r)$	Função de dependência angular para a Força Contra-Eletromotriz da Fase B
$f_{cs}(\theta_r)$	Função de dependência angular para a Força Contra-Eletromotriz da Fase C
H_c	Coercitividade Eletromagnética
i_{as}	Corrente da Fase A
i_{as}^*	Referência de Corrente da Fase A
i_{bs}	Corrente da Fase B
i_{bs}^*	Referência de Corrente da Fase B

i_{cap}	Corrente suprida pelo Capacitor
i_{cs}	Corrente da Fase C
i_{cs}^*	Referência de Corrente da Fase C
J_m	Constante de Inércia do Sistema
K_e	Constante de Velocidade do Motor
K_i	Constante de Integração do PI
K_p	Constante de Proporcionalidade do PI
K_t	Constante de Conjugado do Motor
l	Comprimento do Condutor
L	Indutância Própria por Fase
L_{aa}	Indutância Própria da Fase A
L_{ab}	Indutância Mutua da Fase A em B
L_{ac}	Indutância Mutua da Fase A em C
L_{ba}	Indutância Mutua da Fase A em A
L_{bb}	Indutância Própria da Fase B
L_{bc}	Indutância Mutua da Fase B em C
L_{ca}	Indutância Mutua da Fase C em A
L_{cb}	Indutância Mutua da Fase C em B
L_{cc}	Indutância Própria da Fase C
M	Indutância Mutua por Fase
n	Ponto de Neutro
n_{rpm}	Ponto de Neutro
N	Número de Espiras por Fase
Nd-Fe-B	Neodímio-Ferro-Boro
P	Número de Polos do Motor
p	Operador Diferencial
r	Raio do Rotor

R_s	Resistência do Estator por Fase
S_1	Chave Superior da Fase A
S_2	Chave Inferior da Fase A
S_3	Chave Superior da Fase B
S_4	Chave Inferior da Fase B
S_5	Chave Superior da Fase C
S_6	Chave Inferior da Fase C
T	Período
T_e	Conjugado Eletromagnético
T_e^*	Referência de Conjugado Eletromagnético
T_m	Conjugado de Carga
t_{ON}	Tempo Ligado
t_{OFF}	Tempo Desligado
v	Velocidade Linear do Condutor
v_{as}	Tensão de Fase aplicada a Fase A
v_{ab}	Tensão de Linha aplicada a Fase AB
V_{br}	Tensão do Barramento
v_{bs}	Tensão de Fase aplicada a Fase B
v_{bc}	Tensão de Linha aplicada a Fase BC
v_{cs}	Tensão de Fase aplicada a Fase C
V_c	Tensão aplicada ao Capacitor
V_m	Tensão Média
$\dot{x} = Ax + Bu$	Equação de Estado
ΔV	Oscilação Máxima de Tensão na Saída do Capacitor
Δt	Período de Tempo da Corrente do Capacitor
Δt_{setor}	Período de Tempo para Percorrer um Setor Angular
ϕ_a	Fluxo Enlaçado pela Fase A

ϕ_g	Fluxo no Entreferro
λ_p	Fluxo Enlaçado Máximo
θ_r	Ângulo de Deslocamento do Rotor
ω_m	Velocidade Angular do Rotor
ω_m^*	Referência da Velocidade Angular do Rotor

SUMÁRIO

CAPÍTULO I - INTRODUÇÃO GERAL	- 1 -
1.1. Introdução Geral.....	- 1 -
1.2. Objetivo do Trabalho:	- 3 -
1.3. Forma de Apresentação do Trabalho:	- 3 -
CAPÍTULO II - REVISÃO BIBLIOGRÁFICA E PRINCÍPIOS DE ACIONAMENTO	- 5 -
2.1. Introdução.....	- 5 -
2.2. Ímãs Permanentes.....	- 6 -
2.3. Princípio de Funcionamento do Motor de Corrente Contínua a Ímãs Permanentes Sem Escovas.....	- 7 -
2.4. Modelo Teórico do Motor BLDC	- 9 -
2.5. Acionamento do Motor BLDC.....	- 13 -
2.6. Conversores Estáticos Aplicados a Motores BLDC.....	- 15 -
2.7. Conversores a Seis Chaves Aplicados ao Motor BLDC	- 16 -
2.8. Princípio do Conversor BLDC a Quatro Chaves	- 19 -
2.9. Princípio do Acionamento a Quatro Chaves por Histerese de Corrente	- 22 -
2.10. Compensação da Força Contra-Eletromotriz	- 26 -
2.11. Tensão Assimétrica Aplicada.....	- 28 -
CAPÍTULO III - SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL	- 29 -
3.1. Introdução.....	- 29 -
3.2. Modelo Motor BLDC	- 29 -
3.3. Acionamento a Seis Chaves por Histerese	- 30 -
3.4. Acionamento a Quatro Chaves por Histerese Não Compensado	- 34 -
3.5. Acionamento a Quatro Chaves por Histerese Compensado.....	- 41 -
3.6. Comparação dos Resultados de Simulação	- 48 -
CAPÍTULO IV - RESULTADOS EXPERIMENTAIS	- 50 -
4.1. Introdução.....	- 50 -
4.2. Sistema Experimental.....	- 51 -
4.3. Acionamento a Seis Chaves por pulso PWM sem controle de corrente	- 52 -
4.4. Acionamento a Seis Chaves por Histerese de Corrente	- 56 -
4.5. Acionamento a Quatro Chaves por Histerese de Corrente Não Compensado	- 59 -

4.6. Aacionamento a Quatro Chaves por Histerese de Corrente Compensado	- 62 -
CAPÍTULO V - CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS.....	- 67 -
5.1. Conclusões Finais.....	- 67 -
5.2. Propostas para trabalhos futuros.....	- 68 -
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	- 69 -
ANEXO A – ALGORITIMO DAS FUNÇÕES DE SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL-	73 -
APÊNDICE A – ARTIGO ACEITO NO XIX CONGRESSO BRASILEIRO DE AUTOMÁTICA (CBA-2012)	- 79 -

CAPÍTULO I - INTRODUÇÃO GERAL

1.1. Introdução Geral

A utilização de processos eficientes em consumo de energia tornou-se uma necessidade frente à escassez de fontes de energia tradicionais e a crescente demanda causada pelo desenvolvimento tecnológico. Em uma sociedade industrializada aproximadamente 60% de toda a energia elétrica produzida é consumida por motores elétricos [1]. Este fato clama pela utilização eficiente de conversores eletromecânicos e processos associados. É fato que o tipo de motor elétrico mais utilizado em todas as faixas de potência é o motor de indução gaiola de esquilo. É uma máquina que apresenta rendimentos variando de 80 a 90% particularmente nos níveis de potência mais elevados. Motores de indução monofásicos de potência fracionária operam com baixíssimos rendimentos, da ordem de 40 a 50%, e, portanto a sua utilização não combina com as exigências contemporâneas de eficiência. A comunidade técnico-científica tem procurado dar respostas ao reaproveitamento energético, com a aplicação de elementos mais eficientes em termos de consumo elétrico. Diversos trabalhos mostram alternativas ao motor de indução para o acionamento de cargas com velocidades variáveis, com ganhos de rendimento e custo [2 e 20].

Como potencial opção para acionamentos com elevado rendimento surgem os motores a ímã permanente. O fato de já trazerem incorporado uma fonte de fluxo magnético reduz a potência de entrada, leva a operação com rendimentos superiores a 90%. Aplicações usuais se encontram nas áreas de servossistemas, compressores, ferramentas, robótica, equipamentos médicos, indústria automobilística, aeronáutica e outras. Na medida em que os processos tecnológicos evoluem, essas máquinas têm encontrado um crescente leque de aplicações. No tocante a investigações científicas observam-se trabalhos de grupos de pesquisa nacionais, mas aquém da atenção que o assunto hoje desperta.

O emprego de motores de ímãs permanentes é acompanhado de inúmeras vantagens tais como alta eficiência, forma construtiva simplificada, conjugado elevado, rápida resposta dinâmica, baixa manutenção devido à ausência de escovas, uso silencioso, alta densidade de potência, ausência de centelhamento (faíscas) e ruídos elétricos [3]. Em virtude destas características, estes motores são utilizados em aplicações residenciais, comerciais e industriais.

O uso de ímãs permanentes para excitação em máquinas elétricas iniciou-se no século XIX, entretanto a baixa qualidade dos ímãs empregados na época, além das limitações dos comutadores elétricos impediu sua popularização. Atualmente o desenvolvimento da Eletrônica de Potência, aliada ao aprimoramento dos materiais e ímãs levam ao redescobrimto dos motores a ímãs permanentes [4].

Vários fatores devem ser observados para o uso de motores elétricos. Motores convencionais, tais como o motor de indução e motores universais, são penalizados com o baixo fator de potência e ineficiência. Motores síncronos possuem perdas nos enrolamentos de excitação e dependem de comutadores elétricos que causam limitação de velocidade, ruídos, desgastes e centelhas. Estes problemas não existem para o motor sem escovas a ímãs permanentes [4, 16].

Um motor a ímãs permanentes sem escovas pode ser considerado como um tipo de motor síncrono trifásico com ímãs permanentes em seu rotor, sendo o fornecimento de corrente aos enrolamentos estatóricos realizado por meio de chaveamento eletrônico baseado na posição angular do rotor. O uso da eletrônica de potência além de permitir a eliminação do comutador, ainda traz vantagens em relação ao controle de torque e velocidade, o que amplia consideravelmente a aplicação deste tipo de motor.

A redução do custo dos inversores pode ser resumida em melhoria da topologia e/ou melhoria do controle aplicado. Do ponto de vista da topologia, o uso de um número mínimo de chaves reduz consideravelmente o custo do conversor. Com relação ao controle, algoritmos podem ser desenvolvidos visando uma redução do número de componentes do conversor, mantendo as características de velocidade-torque desejadas. Como resultado, existem hoje inúmeras topologias de conversores e diferentes estratégias de controle [5].

O conversor convencional utiliza topologia de ponte completa com seis chaves estáticas e respectivos diodos de roda livre. No intuito de reduzir custos, volume do conversor, complexidade de hardware e perdas (melhoria no rendimento) alguns autores tem proposto a utilização de topologia de conversor com quatro chaves para o acionamento de motores de três fases [5 e 6]. Nesse caso, uma fase é conectada ao ponto central da alimentação, normalmente provido por dois capacitores conectados em série. Neste caso cada capacitor apresenta aproximadamente metade da tensão de barramento. Esses conversores são conhecidos como conversores com número reduzido de chaves (reduced switches count converters).

Como é de se esperar, a redução na complexidade do conversor resulta em acréscimo nas exigências do algoritmo de controle. Essa demanda adicional pode ser efetivada com técnicas digitais. Microprocessadores atualmente disponíveis no mercado com custo relativamente baixo se adequam bem a essas necessidades.

1.2. Objetivo do Trabalho:

O objetivo deste trabalho é de estudar, descrever e comparar as diferentes estratégias de controle a seis chaves e quatro chaves. Esta última estratégia busca a redução do custo do controlador reduzindo duas chaves do conversor, além da economia de duas saídas do controlador. O modelo matemático do motor é descrito, junto às diferentes técnicas de acionamento. O modelo computacional a seis e quatro chaves é implementado em MATLAB/SIMULINK® buscando a comparação dinâmica e em regime permanente. O acionamento experimental tem por finalidade, comparar os resultados esperados ao real entre os diversos modelos, levantando os pontos fortes e fracos de cada acionamento.

1.3. Forma de Apresentação do Trabalho:

O escopo do trabalho foi organizado de maneira a alcançar os objetivos traçados pela seguinte forma:

O capítulo 2 fornece o embasamento teórico e matemático para o modelamento do motor de corrente contínua a ímãs permanentes sem escovas. Diversas técnicas de acionamento a seis e quatro chaves são também discutidas neste capítulo, algumas das quais serão empregadas na sequência do trabalho.

O capítulo 3 apresenta a simulação computacional do sistema com diferentes técnicas de acionamento. Usando-se MATLAB/SIMULINK®, o motor de corrente contínua a ímãs permanentes sem escovas é modelado e algumas técnicas de acionamento são modeladas. O acionamento por histerese a seis chaves e quatro chaves é comparado tanto em regime permanente quanto em aceleração.

O capítulo 4 exemplifica de forma experimental a aplicação de diferentes técnicas de acionamento ao mesmo motor. O modelo foi desenvolvido através do DSP TMS320F2812 da Texas Instruments, montado em plataforma de desenvolvimento para acionamento de um

motor comercial. Duas técnicas a seis chaves (acionamento por PWM e Histerese), e duas técnicas a quatro chaves (Histerese Compensado e Não Compensado) são mostradas e comparadas entre si.

O capítulo 5 apresenta as conclusões gerais obtidas por meio deste trabalho e algumas sugestões para futuros trabalhos.

CAPÍTULO II - REVISÃO BIBLIOGRÁFICA E PRINCÍPIOS DE ACIONAMENTO

2.1. Introdução

A popularidade dos Motores a Ímãs Permanentes Sem Escovas (PMBL – Permanent Magnet Brushless) tem aumentado devido às suas diversas vantagens tais como alta densidade de energia, baixa manutenção e elevada eficiência. A redução do custo de materiais magnéticos aliado ao uso de controles eletrônicos leva cada vez o uso destes motores a aplicações domésticas, comerciais e industriais.

Motores PMBL já podem ser facilmente encontrados em eletrodomésticos, veículos, equipamentos aeroespaciais, ferramentas, brinquedos e equipamentos médicos, com potências variando desde microwatts a megawatts.

O uso de rápidos processadores aplicado a estes motores facilita o controle de velocidade, conjugado e posição para emprego em robôs, ferramentas, controles e processos industriais. A eletrônica de potência possibilita ainda o uso dos PMBL em geradores embarcados em aeronaves, barcos, carros elétricos e híbridos com ganhos em peso, volume e eficiência [4].

A melhoria dos conversores, sobretudo os aplicados a motores de indução AC, passam a ser utilizadas em outros tipos de máquinas, tais como os motores de ímãs permanentes pelas suas diversas características, tais como alto rendimento, alto fator de potência, torque elevado, simplicidade de controle e baixa manutenção [7 e 8].

A necessidade de variação de velocidade em motores elétricos emprega o uso de inversores tanto em aplicações comerciais quanto industriais. As vantagens técnicas do uso de inversores já são de conhecimento, e diversos pesquisadores buscam aumentar a eficiência e reduzir o custo dos mesmos.

A melhoria da topologia com a redução do número de chaves do conversor pode contribuir para redução do custo do conversor e assim, viabilizar ainda mais o emprego destes motores.

2.2. Ímãs Permanentes

Magnetização remanescente é a capacidade de se produzir fluxo magnético em um circuito magnético na ausência de uma excitação externa. Existem muitas diferenças entre os materiais magnéticos permanentes. Podem ser divididos em materiais magnéticos duros ou ímãs, e materiais magnéticos moles como o aço elétrico de grão orientado. A coercitividade pode ser entendida como a medida da magnitude da FMM requerida para desmagnetizar o material. Assim, os ímãs são caracterizados por elevados valores de coercitividade H_c (bem acima de 1 kA/m) [9].

Uma medida útil da capacidade de desempenho de um ímã permanente é chamada produto energético máximo e corresponde ao máximo produto $(B \times H)_{\max}$ localizado no segundo quadrante do laço de histerese.

A Figura 2.1 mostra a característica de magnetização de alguns ímãs permanentes comuns. O Almico é uma liga composta por Alumínio-Níquel-Cobalto em diferentes proporções. O Almico5 é amplamente usado por apresentar elevada densidade de fluxo residual. O Almico8 possui densidade de fluxo residual maior e uma coercitividade maior em relação ao Almico5 que é mais sujeito a desmagnetização. O Almico apresenta como desvantagens a coercitividade relativamente baixa, a fragilidade mecânica, e fácil desmagnetização.

Os ímãs permanentes de cerâmica, também conhecidos como ímãs de ferrite, têm densidades de fluxo residual inferiores, mas suas coercitividade são significativamente maiores. Assim, estão menos propensos à desmagnetização, além de possuírem boas características mecânicas e serem de baixo custo [9].

Materiais magnéticos produzidos a partir de terras raras como o samário-cobalto possuem excelentes propriedades magnéticas tais como elevada densidade de fluxo residual, além de altos valores de coercitividade e produto energético, entretanto são muito dispendiosos.

O desenvolvimento de novos materiais e processos produtivos vem melhorando a qualidade dos ímãs permanentes além de reduzir o seu custo. Outros polímeros misturados com terras raras como ferrites e cobaltos podem apresentar características interessantes a determinados projetos. Logo, a seleção de um material magnético depende fortemente da aplicação do mesmo. Já se pode encontrar Neodímio-Ferro-Boro (Nd-Fe-B), que é um dos

mais novos compostos de terras raras, empregado a motores, devido à elevada densidade de energia e fluxo residual [10].

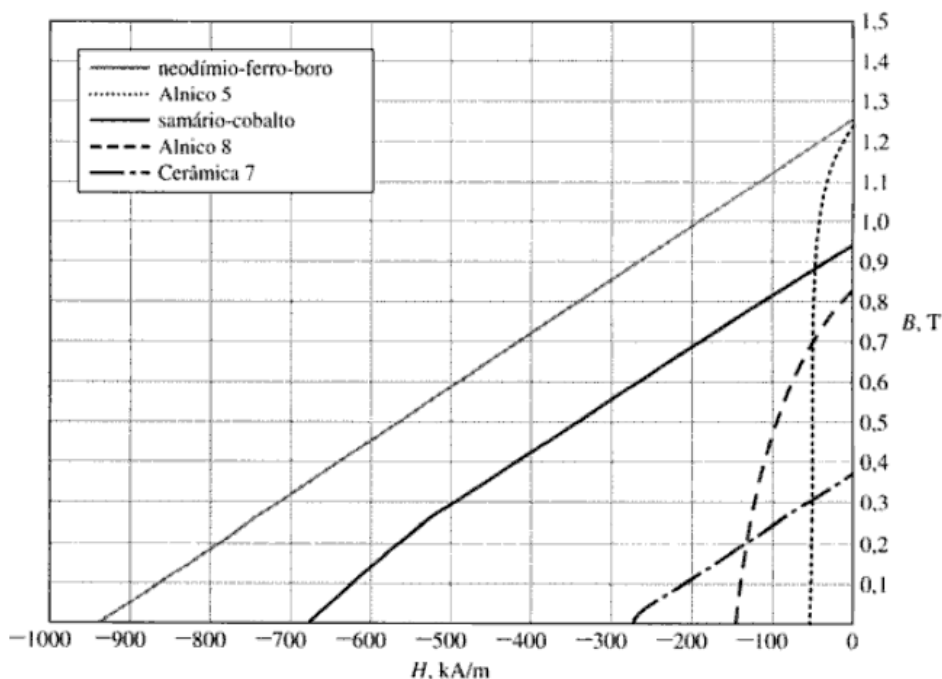


Figura 2.1 - Curvas de Magnetização para Ímãs Permanentes Comuns [9]

2.3. Princípio de Funcionamento do Motor de Corrente Contínua a Ímãs Permanentes Sem Escovas

A viabilidade dos modernos ímãs permanentes (PM) com considerável densidade de energia resultou no desenvolvimento de máquinas para excitação de campo em meados de 1950 [11]. Com o advento da eletrônica, permitiu-se a substituição das escovas e anéis de comutação mecânica para estratégias de comutação eletrônica, além de posicionar o enrolamento de armadura no estator da máquina [12].

Normalmente o Motor de Ímãs Permanentes sem Escovas (PMBL) é configurado com três fases no estator, e ímãs permanentes no rotor. A comutação nesse caso é realizada por um conversor estático.

Os motores PMBL podem ser divididos em dois grupos. O primeiro sendo o Motor Síncrono a Ímãs Permanentes (PMSM). O sistema de acionamento desta máquina necessita de uma posição contínua do rotor para seu acionamento, ou seja, em todos os instantes o sistema necessita conhecer a posição do rotor. A força eletromotriz ideal para este tipo de máquina é a

senoidal, logo a interação desta com uma corrente senoidal produz torque constante com baixa oscilação. Estes motores PMSM são mais comumente usados em aplicações que necessitam de maior precisão tais como robótica, controladores digitais e posicionamento de antenas [4].

O segundo é o Motor de Corrente Contínua a Ímãs Permanentes Sem Escovas ou Motor Brushless (BLDC), que possui uma força eletromotriz trapezoidal. Quando suprido por correntes trifásicas retangulares, com 120 graus elétricos de duração em fase com a força eletromotriz trapezoidal, vinculado à posição discreta do rotor a cada 60 graus elétricos, produz torque constante [4].

A principal vantagem do motor BLDC é que o mesmo possui um controle mais simplificado se comparado com o PMSM. Assim, o motor BLDC é mais comumente utilizado em aplicações de baixo custo, alto rendimento, baixa manutenção e de tamanho reduzido. Outro fato interessante é que motores BLDC possuem 15% mais densidade de potência que PMSM. Isto se deve ao valor rms da densidade de fluxo ser maior nos motores BLDC [11].

O projeto de um motor BLDC pode variar em virtude de sua aplicação. Diversas geometrias de estatores, rotores e ímãs podem ser usadas privilegiando o fluxo enlaçado, redução da reação de armadura ou operações de alta velocidade. Quanto ao posicionamento dos ímãs no rotor, estes podem estar interiores ou exteriores ao mesmo, como verificado pela Figura 2.2. Em relação ao sentido de magnetização dos ímãs, podem-se ter motores com campos axiais ou radiais [10].

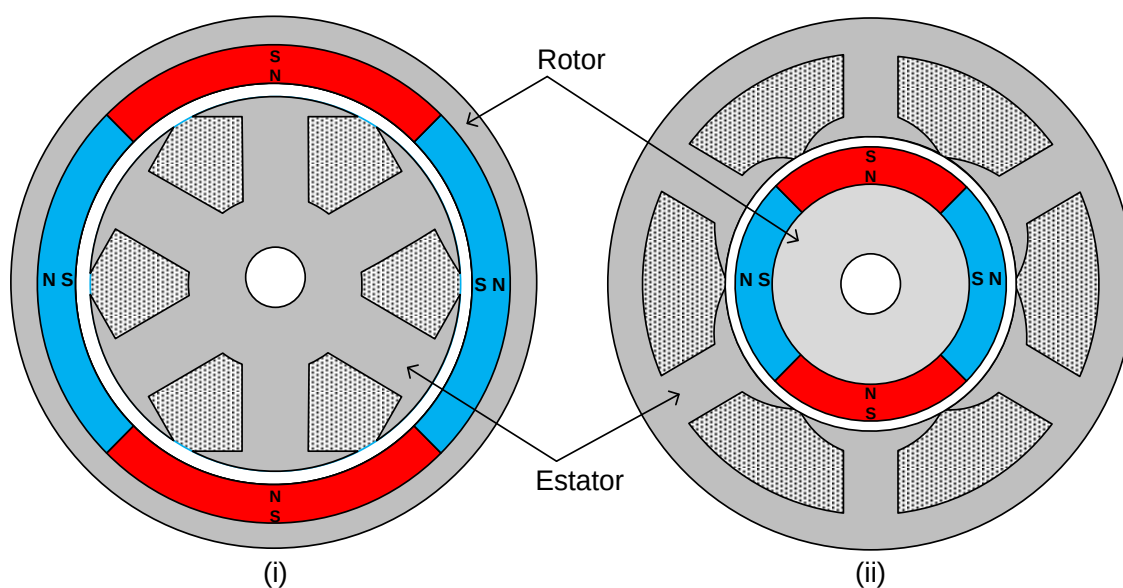


Figura 2.2 - Motor BLDC (i) Configuração Rotor Externo com Ímãs Internos ao Rotor e (ii) Configuração Rotor Interno com Ímãs Externos ao Rotor

Atualmente, programas computacionais baseados em teoria dos elementos finitos podem ser facilmente usados em projeto de máquinas BLDC. Estas técnicas podem prever o fluxo enlaçado, a força contra-eletromotriz, indutâncias própria e mútua com boa aproximação do modelo real [32]. A Figura 2.3 exemplifica a distribuição de fluxo de um motor BLDC, com ímãs cerâmicos em um rotor interno sem carga calculada pelo programa FEMM.

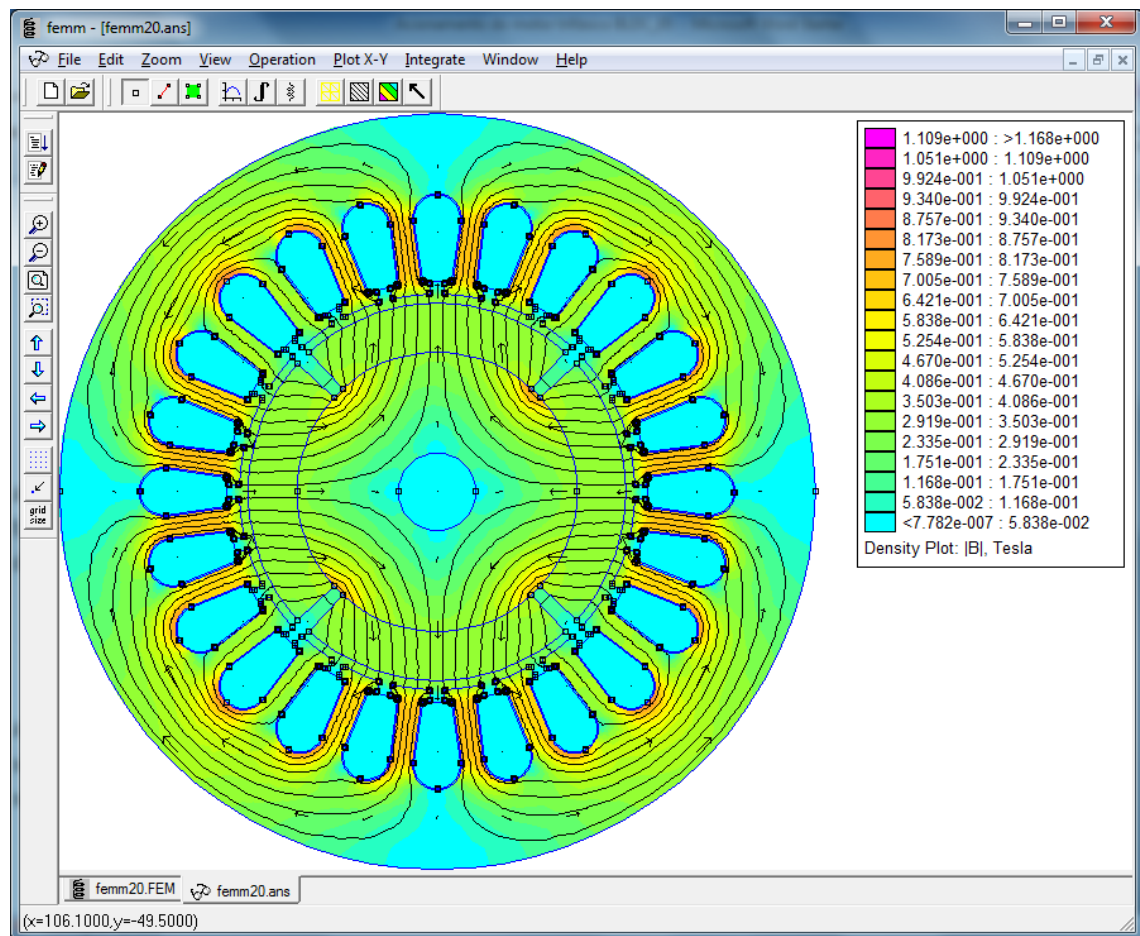


Figura 2.3 - Distribuição de Fluxo para Motor BLDC sem carga com ímãs cerâmicos

2.4. Modelo Teórico do Motor BLDC

A distribuição de fluxo do motor BLDC possui um formato trapezoidal. Devido à natureza não senoidal da distribuição de fluxo, um modelo por fase do motor BLDC torna-se mais conveniente para equacioná-lo. Para simplificar a análise, pode-se supor que as correntes induzidas no rotor são nulas e desprezar as perdas no ferro. Enrolamentos de compensação

também não são usuais neste tipo de motor. O modelo aqui desenvolvido para um motor trifásico pode ser extrapolado para qualquer outro número de fases [11].

As equações do circuito dos enrolamentos do estator podem ser eletricamente descritas por:

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{as} \\ e_{bs} \\ e_{cs} \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

Sendo R_s a resistência do estator por fase, e assumido o mesmo valor para todas as fases. As forças contra-eletromotrizes induzidas e_{as} , e_{bs} e e_{cs} são consideradas como trapezoidais e tendo valor de pico E_p :

$$E_p = (B_c l v) N = N (B_c l r \omega_m) = N \phi_a \omega_m = \lambda_p \omega_m \quad (2.2)$$

Onde N é o número de espiras por fase, v é a velocidade, l é o comprimento do condutor, r é o raio do rotor, ω_m a velocidade angular e B_c a densidade de campo onde os enrolamentos estão localizados. Esta densidade de fluxo é exclusivamente fornecida pelos ímãs posicionados no rotor. O produto $B l v$ combinado com o ϕ_a nos fornece a magnitude do fluxo e é diretamente proporcional ao fluxo no entreferro:

$$\phi_a = B_c l r = \frac{1}{\pi} B_c \pi l r = \frac{1}{\pi} \phi_g \quad (2.3)$$

Assumindo a não variação da relutância do rotor com uma variação de seu ângulo, e assumindo um sistema trifásico simétrico, pode-se obter:

$$L_{aa} = L_{bb} = L_{cc} = L \quad (2.4)$$

$$L_{ab} = L_{ba} = L_{ac} = L_{ca} = L_{bc} = L_{cb} = M \quad (2.5)$$

Onde L e M são as indutâncias próprias e mútuas por fase respectivamente.

Substituindo:

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{as} \\ e_{bs} \\ e_{cs} \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Considerando as correntes do estator como sendo balanceadas:

$$i_{as} + i_{bs} + i_{cs} = 0 \quad (2.7)$$

Assim, o modelo simplificado, apresentado na Figura 2.4 pode ser traduzido pela equação:

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} (L-M) & 0 & 0 \\ 0 & (L-M) & 0 \\ 0 & 0 & (L-M) \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{as} \\ e_{bs} \\ e_{cs} \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

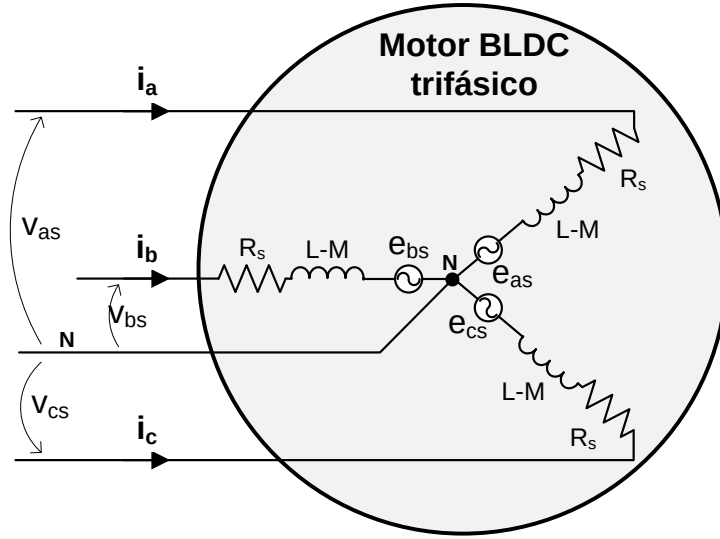


Figura 2.4 - Modelo Motor BLDC

O conjugado eletromagnético é dado pela equação:

$$T_e = [e_{as}i_{as} + e_{bs}i_{bs} + e_{cs}i_{cs}] \frac{1}{\omega_m} \quad (2.9)$$

As forças contra-eletromotrizes induzidas instantâneas podem ser expressas por:

$$\begin{aligned} e_{as} &= f_{as}(\theta_r) \lambda_p \omega_m \\ e_{bs} &= f_{bs}(\theta_r) \lambda_p \omega_m \\ e_{cs} &= f_{cs}(\theta_r) \lambda_p \omega_m \end{aligned} \quad (2.10)$$

Onde as funções $f_{as}(\theta_r)$, $f_{bs}(\theta_r)$ e $f_{cs}(\theta_r)$ tem o mesmo formato trapezoidal de e_{as} , e_{bs} e e_{cs} com ponto máximo em ± 1 . A força eletromotriz é o resultado da derivação do fluxo concatenado. O torque eletromagnético gerado pode então ser escrito como:

$$T_e = \lambda_p [f_{as}(\theta_r)i_{as} + f_{bs}(\theta_r)i_{bs} + f_{cs}(\theta_r)i_{cs}] \quad (2.11)$$

É interessante observar que a equação de tensão de fase é idêntica à equação de tensão de armadura da máquina de corrente contínua. Esta é uma das razões por tratar esta máquina como motor de ímãs permanentes à corrente contínua.

A equação de movimento de um sistema simples com inércia J , coeficiente de atrito B e conjugado de carga T_m pode ser dada como:

$$J_m \frac{d\omega_m}{dt} + B_m \omega_m = (T_e - T_m) \quad (2.12)$$

E a velocidade elétrica do rotor por:

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \frac{P}{2} \omega_m \quad (2.13)$$

Combinando todas as fórmulas, verifica-se as equações de estado:

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (2.14)$$

Onde:

$$x = [i_{as} \quad i_{bs} \quad i_{cs} \quad \omega_m \quad \theta_r]^t \quad (2.15)$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_1} & 0 & 0 & -\frac{\lambda_p}{L_1} f_{as}(\theta_r) & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_1} & 0 & -\frac{\lambda_p}{L_1} f_{bs}(\theta_r) & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_s}{L_1} & -\frac{\lambda_p}{L_1} f_{cs}(\theta_r) & 0 \\ -\frac{\lambda_p}{J_m} f_{as}(\theta_r) & -\frac{\lambda_p}{J_m} f_{bs}(\theta_r) & -\frac{\lambda_p}{J_m} f_{cs}(\theta_r) & -\frac{B_m}{J_m} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{P}{2} & 0 \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{J} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

$$L_1 = L - M \quad (2.18)$$

$$u = [v_{as} \quad v_{bs} \quad v_{cs} \quad T_1]^t \quad (2.19)$$

A variável de estado θ_r , posição do rotor, é necessária para as funções $f_{as}(\theta_r)$, $f_{bs}(\theta_r)$ e $f_{cs}(\theta_r)$. O valor destas funções pode ser estocado em uma tabela de dados.

2.5. Acionamento do Motor BLDC

Com o objetivo de obter um conjugado constante, podem-se verificar pela Figura 2.5 as correntes idealmente aplicadas ao motor BLDC. Uma forma de corrente retangular com 120 graus elétricos de duração é combinada com força eletromotriz trapezoidal.

Desenvolvimentos analíticos mostram que o conjugado é proporcional ao produto do fluxo por polo pela corrente circulando na fase. A força contra-eletromotriz é diretamente proporcional à velocidade do motor, idêntico ao motor de corrente contínua tradicional. O acionamento ocorre de forma que as fases estatóricas são energizadas sequencialmente duas a duas, isto é, em qualquer tempo duas fases estão conduzindo e uma fase está desenergizada [4].

O resultado do somatório de conjugado em cada fase é a produção de um conjugado constante ao longo de toda a rotação do rotor apresentado na Figura 2.5 [27].

É necessário o conhecimento da posição angular do rotor para o correto acionamento das chaves dos conversores. Esta posição é necessária apenas nos pontos de comutação, a cada 60 graus elétricos, para os motores BLDC trifásicos. As seis posições discretas do rotor são imprescindíveis para o controle de correntes, como observado pela Figura 2.5. Esta posição pode ser obtida por meio de três sensores de posição discretos dispostos a cada 60 graus elétricos. Os sensores podem ser do tipo Hall ou ópticos. Ainda no sentido de reduzir custos, diversas estratégias de estimativa de posição sem uso de sensores, ou sensorless estão sendo estudadas [4, 21, 22 e 26].

A corrente no motor trifásico sempre satisfará a equação abaixo:

$$i_{as} + i_{bs} + i_{cs} = 0 \quad (2.20)$$

Assim,

$$i_{cs} = -(i_{as} + i_{bs}) \quad (2.21)$$

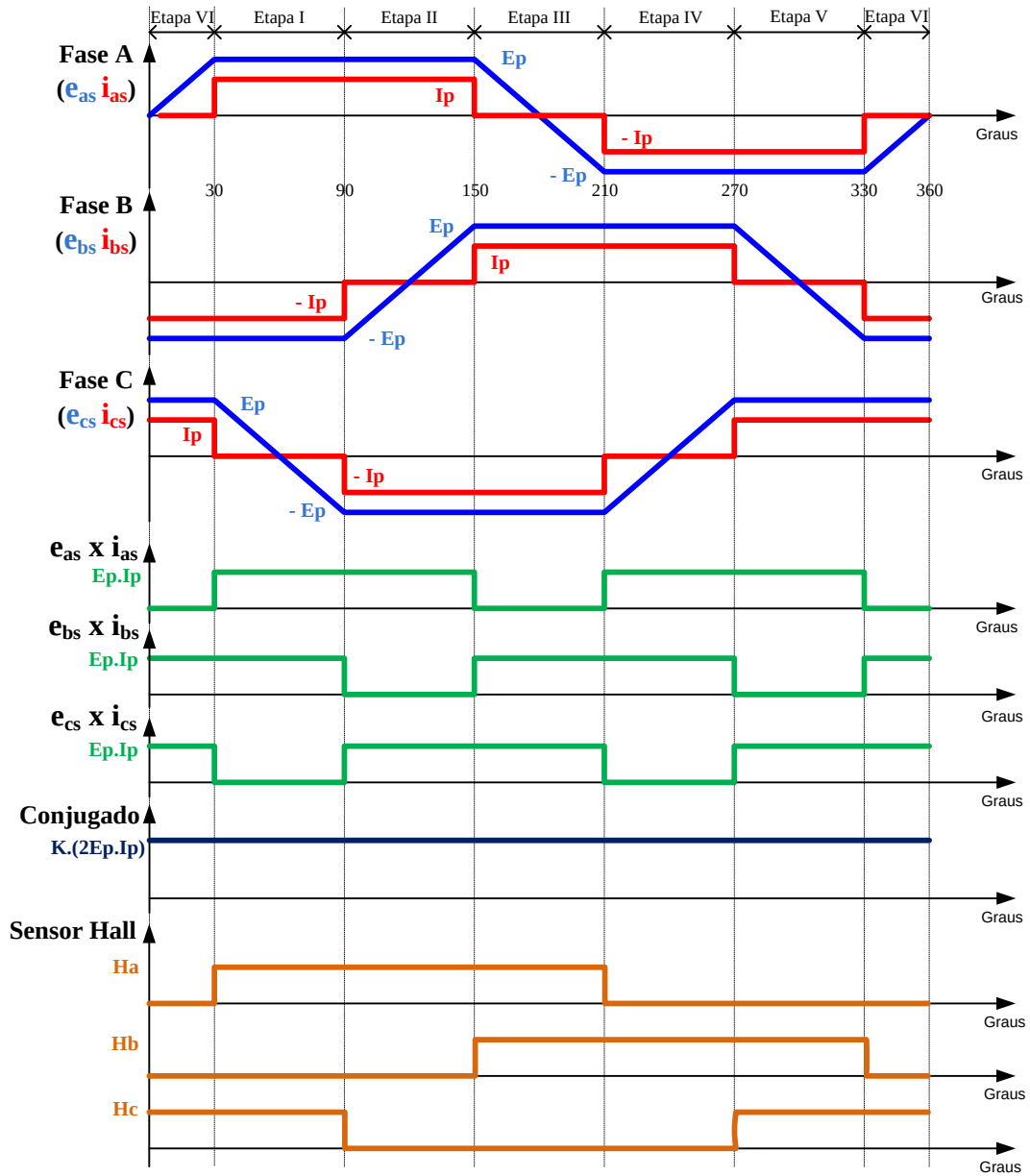


Figura 2.5 - Formas de Onda da Força Contra-Eletromotriz e Correntes Ideais para Controle do Motor BLDC, Conjugado Teórico, e Tensão dos Sensores de Posição

De acordo com a Figura 2.5, deriva-se a Tabela 2.1. Esta tabela define o modo de operação do motor BLDC.

Pela Tabela 2.1, as correntes de duas fases são sempre controladas, enquanto que a fase restante torna-se passiva ou dependente das outras duas fases. Assim, apenas duas fases (quatro chaves) necessitam ser controladas, o que permite o desenvolvimento de uma estratégia a seis ou a quatro chaves.

Tabela 2.1 - Equações de Correntes para Diferentes Etapas de Operação [13]

Etapa	Posição	Equações de Corrente	Fases Ativas	Fases Passivas
I	$30 < \Theta < 90$	$i_{as} + i_{bs} = 0; i_{cs} = 0$	A B	C
II	$90 < \Theta < 150$	$i_{as} + i_{cs} = 0; i_{bs} = 0$	A C	B
III	$150 < \Theta < 210$	$i_{bs} + i_{cs} = 0; i_{as} = 0$	B C	A
IV	$210 < \Theta < 270$	$i_{as} + i_{bs} = 0; i_{cs} = 0$	B A	C
V	$270 < \Theta < 330$	$i_{as} + i_{cs} = 0; i_{bs} = 0$	C A	B
VI	$-30 < \Theta < 30$	$i_{bs} + i_{cs} = 0; i_{as} = 0$	C B	A

2.6. Conversores Estáticos Aplicados a Motores BLDC

O esquema de controle clássico para o motor BLDC é apresentado pela Figura 2.6. Os sensores de posição alimentam o sistema com a posição instantânea do rotor. O sistema por sua vez, calcula a velocidade real do motor e a compara à velocidade de referência. A diferença entre estas, ou erro, é amplificada para se calcular a referência de conjugado, e por consequência a corrente de referência requerida [11]:

$$T_e^* = \lambda_p \left[f_{as}(\theta_r) i_{as}^* + f_{bs}(\theta_r) i_{bs}^* + f_{cs}(\theta_r) i_{cs}^* \right] \quad (2.22)$$

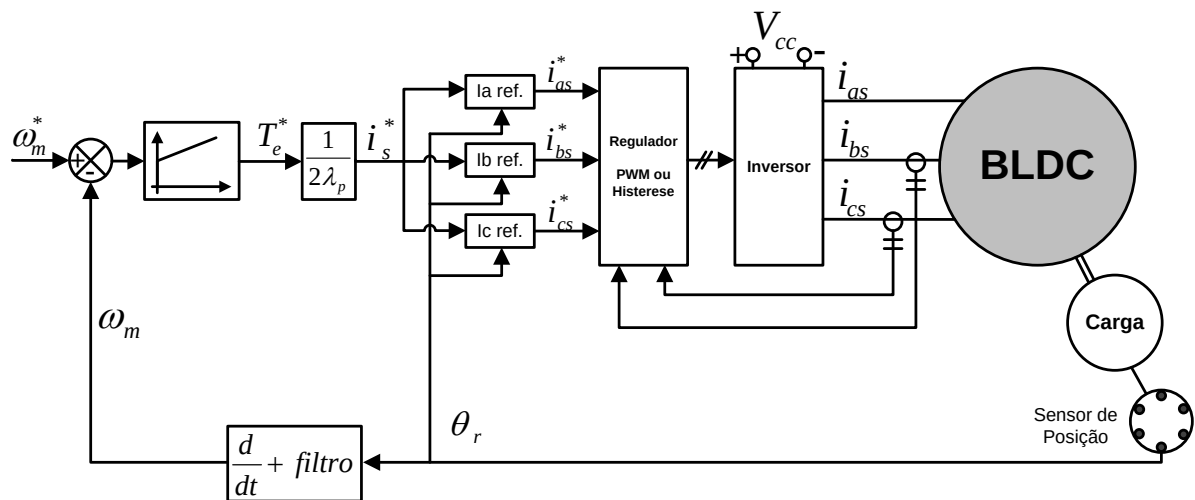


Figura 2.6 - Controle do Motor BLDC com Realimentação de Velocidade

Conforme verificado, a cada instante apenas duas fases estão conduzindo, sendo a corrente em cada uma destas iguais em magnitude e de sinais opostos. Assim a equação da referência de conjugado pode ser simplificada para:

$$T_e^* = 2\lambda_p i_s^* \quad (2.23)$$

Isolando a corrente de referência do estator:

$$i_s^* = \frac{T_e^*}{2\lambda_p} \quad (2.24)$$

Esta referência de corrente do estator, combinada com a posição angular do rotor é usada para calcular a referência de corrente de cada fase, seja por um regulador PWM ou por um regulador a Histerese. A referência de corrente pode ser amplificada por meio um inversor, e assim, entregue ao motor BLDC. Sensores de corrente situados em pelo menos duas fases do motor podem realimentar o sistema aumentando assim o controle das mesmas.

O controle dos motores BLDC pode ser realizado por variadas técnicas de controle usando conversores clássicos a seis chaves, ou ainda com quantidade de chaves reduzida. Estes conversores podem ser classificados em duas categorias: inversores de tensão e inversores de corrente. O estudo destes conversores pode ser dividido em duas partes: parte estática, composta pela eletrônica de potência e suas chaves, e a parte da estratégia de controle [4].

A redução dos custos de um controlador BLDC pode ser dividida em melhoria da topologia do conversor e/ou melhoria do controle aplicado. A otimização da topologia consiste na redução do número de chaves, sensores e circuitos associados, usados no conversor de potência. A melhoria do controle é a idealização dos algoritmos projetados e implementados para tal conversor [4].

2.7. Conversores a Seis Chaves Aplicados ao Motor BLDC

O conversor a seis chaves, mostrado na Figura 2.7, é o mais popular aplicado aos motores BLDC.

Este conversor se baseia na operação do motor BLDC em quatro quadrantes. Técnicas sensorless, de controle de velocidade e posição podem ser facilmente empregadas nesta configuração clássica a seis chaves.

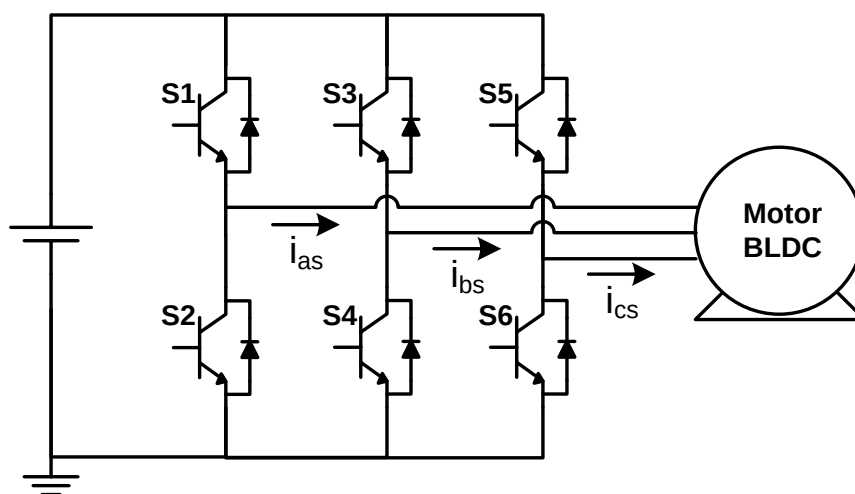


Figura 2.7 - Topologia de Acionamento do Motor BLDC Trifásico a Seis Chaves

A Tabela 2.2 abaixo é uma evolução da Tabela 2.1 anteriormente apresentada. Nesta consta a sequência de chaveamento para o acionamento clássico a seis chaves. Duas chaves sempre estão controladas em cada etapa, conduzindo o mesmo módulo de corrente. Uma destas chaves sempre ficará fechada durante toda a etapa enquanto a outra será pulsante de modo a garantir o controle de velocidade da máquina.

Este controle a seis chaves pode ser dividido em dois tipos conforme Figura 2.8: (i) Controle por PWM e (ii) controle por Histerese.

Tabela 2.2 - Etapas de Operação e Sequência de Chaveamento do Inversor BLDC a Seis Chaves

Etapa	Posição	Equações de Corrente	Fases Ativas	Fases Passivas	Acionamento a Seis Chaves	
					Chave Pulsante	Chave Fechada
I	$30 < \Theta < 90$	$i_{as} + i_{bs} = 0; i_{cs} = 0$	A B	C	S_1	S_4
II	$90 < \Theta < 150$	$i_{as} + i_{cs} = 0; i_{bs} = 0$	A C	B	S_1	S_6
III	$150 < \Theta < 210$	$i_{bs} + i_{cs} = 0; i_{as} = 0$	B C	A	S_3	S_6
IV	$210 < \Theta < 270$	$i_{as} + i_{bs} = 0; i_{cs} = 0$	B A	C	S_3	S_2
V	$270 < \Theta < 330$	$i_{as} + i_{cs} = 0; i_{bs} = 0$	C A	B	S_5	S_2
VI	$-30 < \Theta < 30$	$i_{bs} + i_{cs} = 0; i_{as} = 0$	C B	A	S_5	S_4

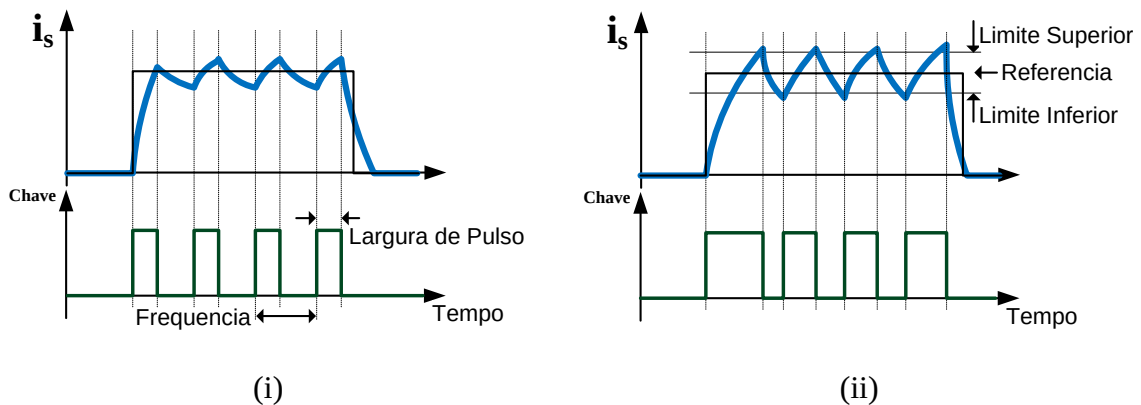


Figura 2.8 - Controle a Seis Chaves. (i) PWM; (ii) Histerese

O controle por PWM (Pulse Width Modulation) é caracterizado pela variação da largura de pulso (duty cycle), de 0 a 100%, de uma tensão retangular de modo a controlar a chave e por consequência a potência média aplicada. A frequência do chaveamento normalmente é constante e definida em projeto. Quanto maior a frequência de chaveamento, menor será a oscilação de corrente, entretanto maior será o desgaste das chaves. A largura do pulso, que é a variável a ser controlada, pode ser definida por um compensador Proporcional Integral e Derivativo (PID) que pode ter como entrada o erro de velocidade ou o erro de conjugado. A largura de pulso d e a tensão média aplicada à carga podem ser calculadas por:

$$d = \frac{t_{ON}}{T} = \frac{t_{ON}}{t_{ON} + t_{OFF}} \quad (2.25)$$

$$V_m = d \cdot V_{br} \quad (2.26)$$

A frequência de chaveamento deve ser pelo menos dez vezes superior à frequência do sinal modulado, de modo que a indutância de carga reduza as flutuações na corrente [26].

O controle por Histerese é um tipo de controle direto de corrente usado em diversos acionamentos [17]. É caracterizado pela utilização de uma corrente de referência em torno da qual são definidos um limite superior e um limite inferior. Quando a corrente encontra-se abaixo do limite inferior fecha-se a chave, e quando a corrente encontra-se acima deste limite abre-se a mesma, de modo a controlar assim, a corrente e potência aplicadas. Quanto menor os limites superior e inferior, menor será a corrente de oscilação e por consequência a oscilação de conjugado para o caso do motor. Entretanto a redução dos limites aumenta o número de chaveamentos e assim, o desgaste das chaves. A variável a ser controlada neste caso é a corrente de referência que também pode determinada a partir de um compensador PID. Outra consideração importante é que se o tempo de resposta do circuito não for

suficientemente rápido, a corrente medida pode ultrapassar os limites da banda de histerese [26].

2.8. Princípio do Conversor BLDC a Quatro Chaves

Como verificado pelo princípio de funcionamento do motor BLDC, em todos os instantes, apenas duas fases são conduzidas por vez. Desta forma, um braço (duas chaves) da topologia convencional a seis chaves torna-se redundante e o resultado é a possibilidade de uma configuração a quatro chaves como apresentado na Figura 2.9. A fase do braço a ser substituída deve ser conectada a um ponto de média tensão do barramento. Neste caso foi exemplificado o uso de dois capacitores conectados no link DC.

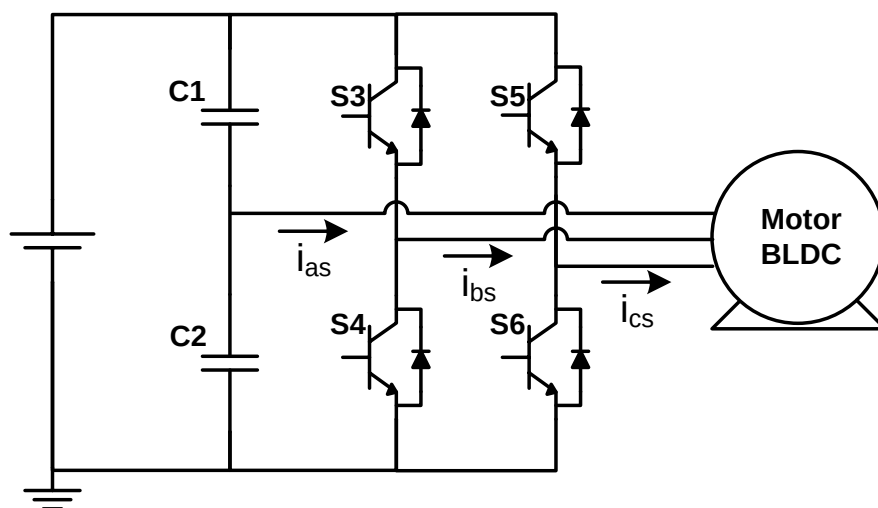


Figura 2.9 Topologia de Acionamento do Motor BLDC Trifásico a Quatro Chaves

No caso do uso dos conversores com número reduzido de chaves para o acionamento de motores BLDC a complexidade se dá na geração dos períodos de condução de 120° para cada fase, pois são disponíveis apenas quatro vetores de tensão (ao invés de seis vetores no conversor tradicional). A operação do motor passa a depender então de uma estratégia de modulação modificada. Estratégias utilizando esquemas PWM para modulação dos vetores de tensão não são adequadas. A assimetria da tensão aplicada em cada fase dificulta o cálculo da largura de pulso, e por consequência, pode provocar flutuações de corrente e conjugado para uma estratégia PWM. Este problema é normalmente conhecido como assimetria de voltagem PWM [13]. Assim, a utilização de alternativas torna-se necessária.

A topologia apresentada é idêntica à aplicada ao acionamento do motor de indução a quatro chaves [14]. Entretanto, a estratégia clássica de controle vetorial resulta em uma “assimetria de tensão”, que provoca a geração de correntes induzidas. Estas correntes induzidas dificultam a limitação dos vetores de tensão. Assim, este tipo de controle tradicionalmente usado para motores de indução não pode ser usado para motores BLDC.

Uma solução seria o controle vetorial espacial por PWM. Entretanto esta solução necessita de um processamento de muitas equações para transformar os vetores de tensão e corrente de a-b-c em $\alpha\beta$ para um simples período. Um processador digital de maior desempenho seria necessário, o que incrementaria consideravelmente o custo do controlador [14 e 19].

Existe uma dificuldade no perfil de corrente durante os 120 graus de condução em um conversor a quatro chaves com controle por tensão. A configuração observada pela Figura 2.10 indica o chaveamento do conversor simplificado como (0,0), (0,1), (1,0) e (1,1), sendo que 0 indica o estado ‘ligado’ da chave inferior (referência), e 1 o estado ‘ligado’ da chave superior (link DC).

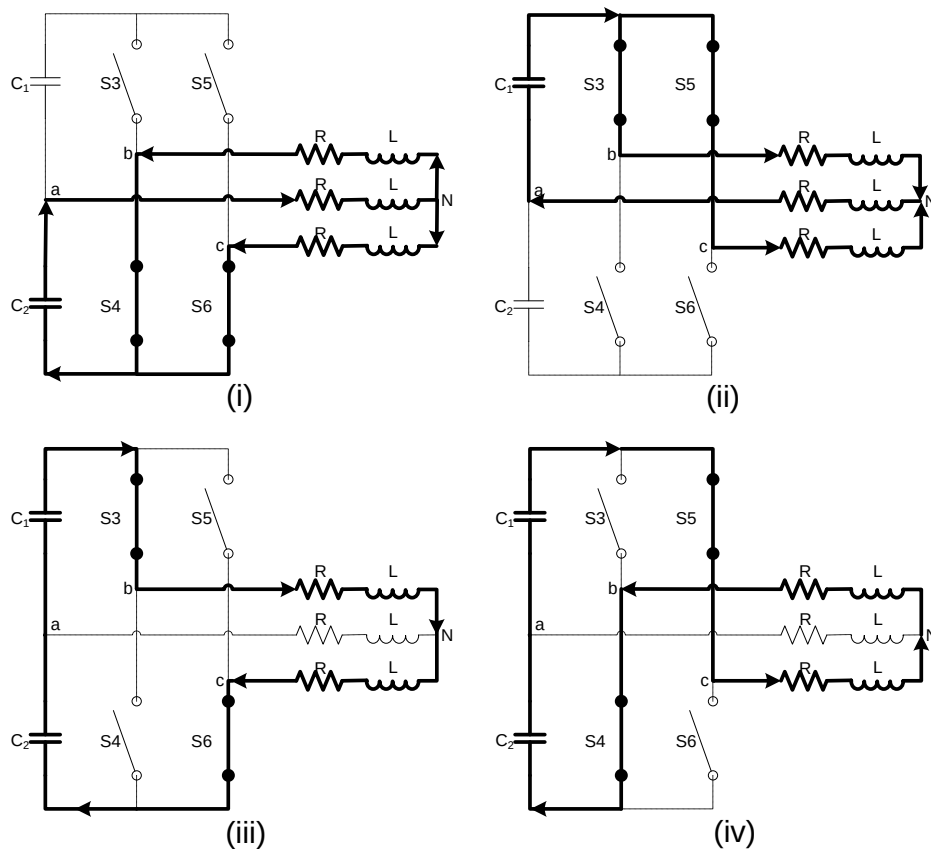


Figura 2.10 - Vetor de Tensão para a Topologia a Quatro Chaves. (i) Vetor (0,0); (ii) Vetor (1,1); (iii) Vetor (1,0); e (iv) Vetor (0,1) [13]

Para o conversor a quatro chaves com controle vetorial, uma das fases é conectada ao ponto central do barramento por meio de capacitores. Assim, existe um ponto flutuante de corrente mostrado no caso (i) e (ii) da Figura 2.10. Nestes casos, a fase conectada ao ponto flutuante ficaria apenas com o controle de corrente das outras duas fases. Em um caso ideal de carga simétrica, não existe correntes para (0,1) e (1,0).

O resultado do chaveamento vetorial a quatro chaves pode ser descrito na Figura 2.11, onde se verifica os 120 graus de condução e 60 graus de não condução durante o período. A tensão aplicada em cada capacitor deve ser considerada como a metade da tensão no barramento. A corrente de cada fase (i_{as} , i_{bs} e i_{cs}) possui mesma forma de onda da tensão da respectiva fase dividido por um fator R . As formas de ondas assimétricas para corrente e tensão provocam um conjugado pulsante. Isto significa que o esquema de controle por tensão para o conversor a quatro chaves não pode ser diretamente utilizado para o motor BLDC [13]. Logo, um novo controle deve ser desenvolvido para esta aplicação.

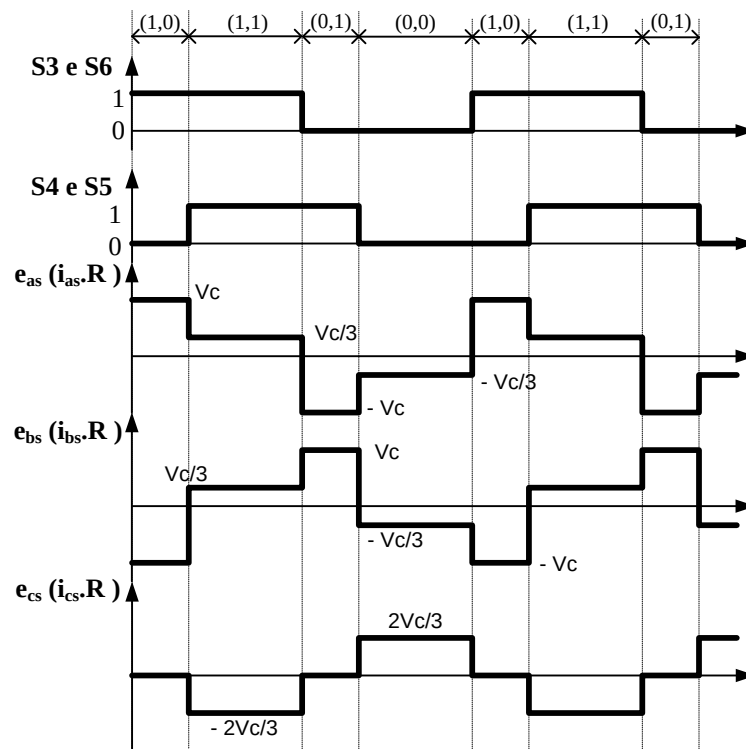


Figura 2.11 - Tensão e Corrente do Conversor a Quatro Chaves Controlado baseado em Vetor de Tensão [13]

2.9. Princípio do Acionamento a Quatro Chaves por Histerese de Corrente

No presente trabalho se propõe investigar a técnica de controle a quatro chaves por histerese de corrente, ou controle direto de corrente, a fim de realizar o acionamento. Esse controlador utiliza um compensador PI que reduz substancialmente a oscilação de corrente, levando a operação menos ruidosa e mais suave da máquina [13]. Com o controle direto das correntes nas fases torna-se mais simples a implementação, pois a estratégia passa a independe do equacionamento detalhado da máquina, o que simplifica o hardware e a sofisticação de software.

Com base no princípio de operação do motor BLDC já apresentado, é possível evidenciar na Tabela 2.3 o controle direto das duas fases usando o controle de corrente por histerese. Assim, a sequência de chaveamento é mostrada na Figura 2.12.

Tabela 2.3 - Etapas de Operação e Sequência de Chaveamento do Inversor BLDC a Seis e Quatro Chaves

Etapa	Posição	Equações de Corrente	Fases Ativas	Fases Passivas	Controle		
					Seis Chaves (PWM e Histerese)		Quatro Chaves (Histerese)
					Chave Pulsante	Chave Fechada	Chave Pulsante
I	$30 < \theta < 90$	$i_{as} + i_{bs} = 0; i_{cs} = 0$	A B	C	S_1	S_4	S_4
II	$90 < \theta < 150$	$i_{as} + i_{cs} = 0; i_{bs} = 0$	A C	B	S_1	S_6	S_6
III	$150 < \theta < 210$	$i_{bs} + i_{cs} = 0; i_{as} = 0$	B C	A	S_3	S_6	S_3 e S_6
IV	$210 < \theta < 270$	$i_{as} + i_{bs} = 0; i_{cs} = 0$	B A	C	S_3	S_2	S_3
V	$270 < \theta < 330$	$i_{as} + i_{cs} = 0; i_{bs} = 0$	C A	B	S_5	S_2	S_5
VI	$-30 < \theta < 30$	$i_{bs} + i_{cs} = 0; i_{as} = 0$	C B	A	S_5	S_4	S_4 e S_5

O princípio da regulação de corrente por histerese limita o valor de corrente entre um valor mínimo e máximo. Esta histerese de corrente mantém o desempenho do motor limitando o torque ‘ripple’ (ou conjugado oscilante), que depende diretamente desta corrente, a um valor aceitável. Este controle é apresentado pela Figura 2.13, onde existe uma linha de referência para corrente em torno da qual a corrente oscila entre seus valores tolerados. Esta linha de referência é obtida pela característica de conjugado e controle realimentado de velocidade. A frequência de chaveamento e torque oscilante determinam os limites superiores e inferiores da

oscilação de corrente. Isto indica que uma elevada frequência de chaveamento reduz consideravelmente o torque ‘ripple’, entretanto pode comprometer o desempenho das chaves.

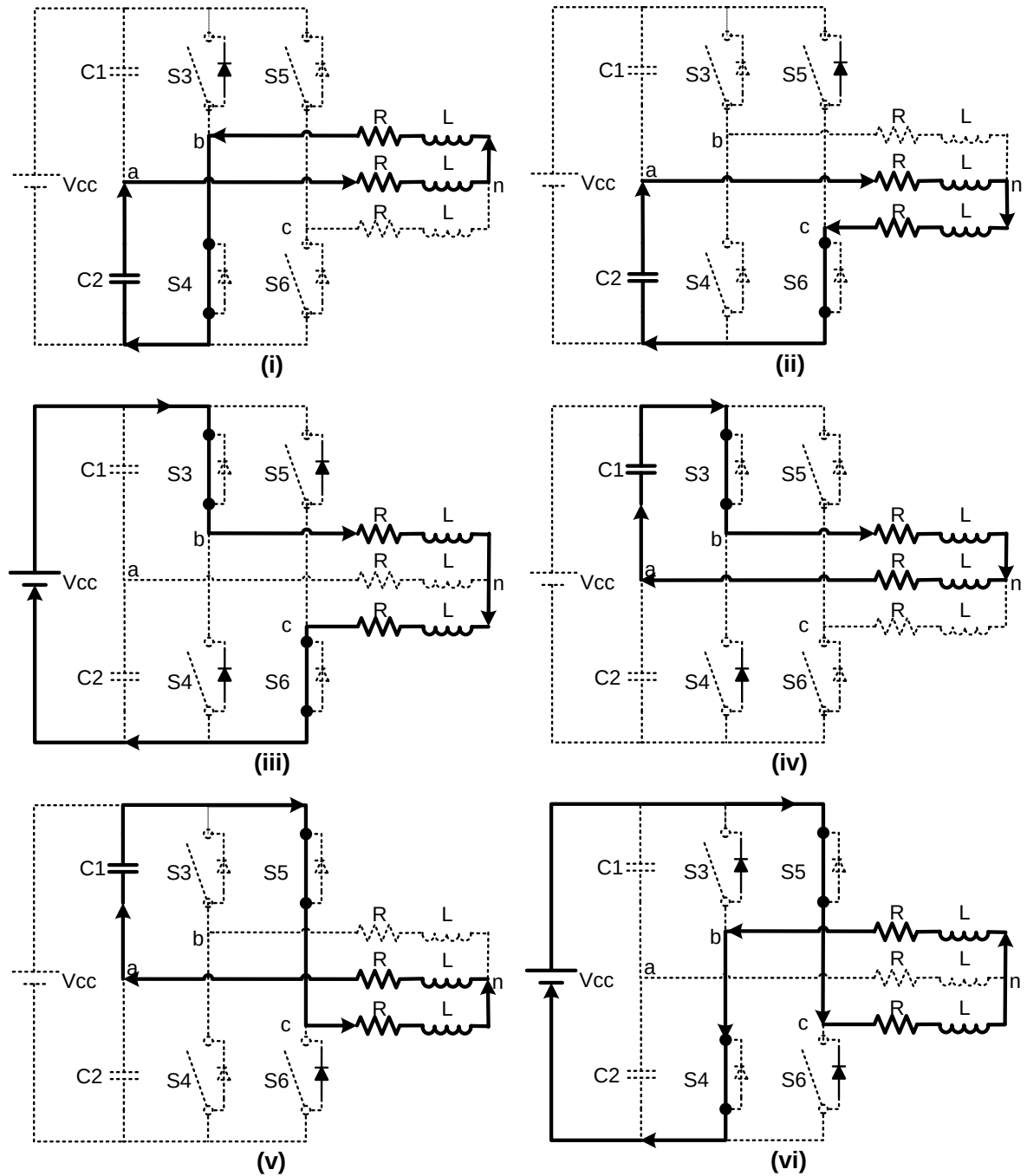


Figura 2.12 - Estratégia do Controle a Quatro Chaves por Histerese

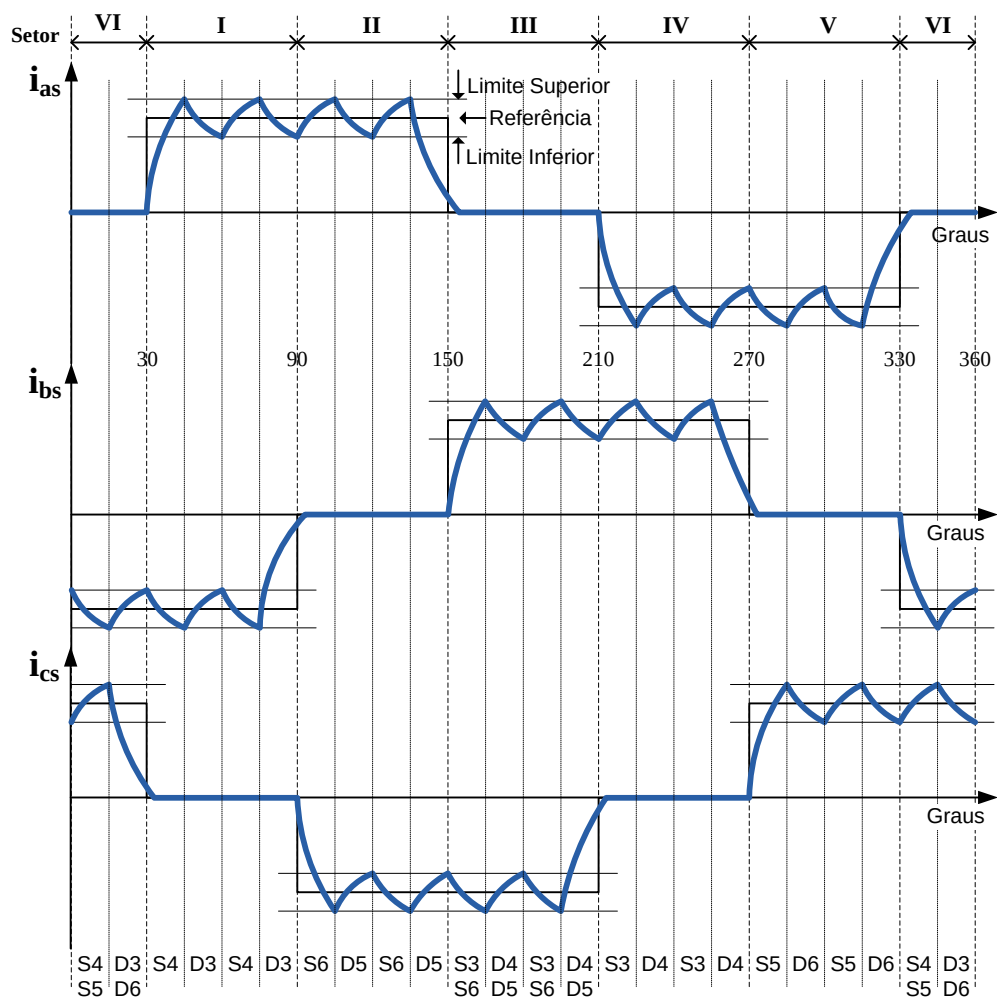


Figura 2.13 - Regulação de Corrente e Detalhe da Sequência de Chaveamento para Controle a Quatro Chaves por Histerese

Analisando a etapa III, verifica-se que as correntes i_{bs} e i_{cs} circulam ($i_{bs} > 0$, $i_{cs} < 0$) e que i_{as} é zero. Logo a etapa III pode ser dividida em duas fases $di_b/dt > 0, di_c/dt < 0$ e $di_b/dt < 0, di_c/dt > 0$. Nesta etapa, as chaves S_3 e S_6 são acionadas no mesmo instante, aumentando a corrente fornecida pelo barramento. Quando esta corrente atinge o limite superior, S_3 e S_6 são desligadas para redução da corrente e os diodos de roda livre D_4 e D_5 passam a conduzir. Neste momento, uma tensão reversa é aplicada nas fases e o resultado é a redução da corrente. Este aumento e redução de corrente permanecem até o início da etapa IV.

Na etapa IV, apenas a chave S_3 é usada, como mostrado na Figura 2.13. Entretanto, o mesmo princípio da etapa III é aplicado na etapa IV. Quando i_{bs} deve crescer, S_3 passa a ser acionado e no caso de redução, S_3 passa ao estado desligado e D_4 passa a conduzir.

O mesmo princípio pode ser usado em todas as etapas. De acordo com esta regulação de corrente a Tabela 2.4 apresenta as referidas equações, onde V_c é a metade da tensão do barramento aplicada em cada capacitor [13].

Tabela 2.4 - Equações de tensão e corrente para operação a Quatro Chaves

Etapas	$\frac{di_s}{dt} > 0$	$\frac{di_s}{dt} < 0$
I	$\frac{di_{as}}{dt} = -\frac{R_s}{L_1}i_{as} + \frac{1}{2L_1}(V_c - v_{ab})$	$\frac{di_{as}}{dt} = -\frac{R_s}{L_1}i_{as} - \frac{1}{2L_1}(V_c + v_{ab})$
II	$\frac{di_{as}}{dt} = -\frac{R_s}{L_1}i_{as} + \frac{1}{2L_1}(V_c - v_{ac})$	$\frac{di_{as}}{dt} = -\frac{R_s}{L_1}i_{as} - \frac{1}{2L_1}(V_c + v_{ac})$
III	$\frac{di_{bs}}{dt} = -\frac{R_s}{L_1}i_{bs} + \frac{1}{2L_1}(2V_c - v_{bc})$	$\frac{di_{bs}}{dt} = -\frac{R_s}{L_1}i_{bs} - \frac{1}{2L_1}(2V_c + v_{bc})$
IV	$\frac{di_{bs}}{dt} = -\frac{R_s}{L_1}i_{bs} + \frac{1}{2L_1}(V_c - v_{ba})$	$\frac{di_{bs}}{dt} = -\frac{R_s}{L_1}i_{bs} - \frac{1}{2L_1}(V_c + v_{ba})$
V	$\frac{di_{cs}}{dt} = -\frac{R_s}{L_1}i_{cs} + \frac{1}{2L_1}(V_c - v_{ca})$	$\frac{di_{cs}}{dt} = -\frac{R_s}{L_1}i_{cs} - \frac{1}{2L_1}(V_c + v_{ca})$
VI	$\frac{di_{cs}}{dt} = -\frac{R_s}{L_1}i_{cs} + \frac{1}{2L_1}(2V_c - v_{cb})$	$\frac{di_{cs}}{dt} = -\frac{R_s}{L_1}i_{cs} - \frac{1}{2L_1}(2V_c + v_{cb})$

Uma das fases do motor BLDC deve sempre estar ligada ao ponto que correspondente à metade da tensão de barramento. Esta fase pode ser conectada entre duas fontes CC ligadas em série, ou entre dois capacitores ligados em paralelo ao barramento.

O uso de capacitores deve levar em consideração a corrente, a duração do consumo e a queda de tensão máxima permitida durante este processo. A fórmula abaixo simplifica o cálculo da corrente de cada capacitor C_1 e C_2 para uma dada oscilação máxima de tensão [16 e 34]:

$$i_{cap} = C_1 \frac{\Delta V}{\Delta t} \quad (2.27)$$

A frequência elétrica da corrente aplicada ao motor BLDC é calculada através do número de pólos p , e da rotação nominal do motor n em rpm:

$$f_e = \left(\frac{P}{2}\right) \frac{n_{rpm}}{60} \quad (2.28)$$

O tempo gasto para percorrer um setor angular é a sexta parte do período de rotação que pode ser calculado por:

$$\Delta t_{setor} = \frac{1}{6 \cdot f_e} \quad (2.29)$$

Combinando as fórmulas 2.27, 2.28 e 2.29, resultará na capacitância necessária para o acionamento a quatro chaves do motor BLDC:

$$C_1 = C_2 = \frac{20 \cdot i_{cap}}{P \cdot n_{rpm} \cdot \Delta V} \quad (2.30)$$

Os capacitores são normalmente calculados para permitir uma oscilação de tensão da ordem de 3 à 8%. Atenção especial deve ser dada durante a partida da máquina. O tempo de aceleração do motor deve ser levado em consideração para o caso de cargas com elevado conjugado em repouso.

2.10. Compensação da Força Contra-Eletromotriz

Uma atenção especial deve ser tomada durante as etapas III e VI. Durante estas, as fases B e C estão conduzindo a corrente, enquanto a fase A não deveria ser excitada (corrente nula). Entretanto a força contra-eletromotriz da fase A pode causar inesperadas correntes parasitas que podem distorcer as fases B e C. Logo, uma compensação desta força contra-eletromotriz deve ser considerada para o controle direto de corrente [13 e 25].

Este fenômeno é explicado com base no circuito equivalente exemplificado na Figura 2.14.

Como exemplificado no caso ideal da etapa III, apenas as correntes da fase A e B necessitam ser controladas e o chaveamento S_3 e S_6 é idêntico. Considerando uma corrente constante na fase B controlada por S_3 e independente de S_6 , verifica-se que uma corrente na fase A pode distorcer a corrente na fase C. Se a corrente da fase C for controlada por meio de S_6 pode-se ter igualmente uma distorção na corrente da fase B. A mesma análise pode ser feita para a etapa VI.

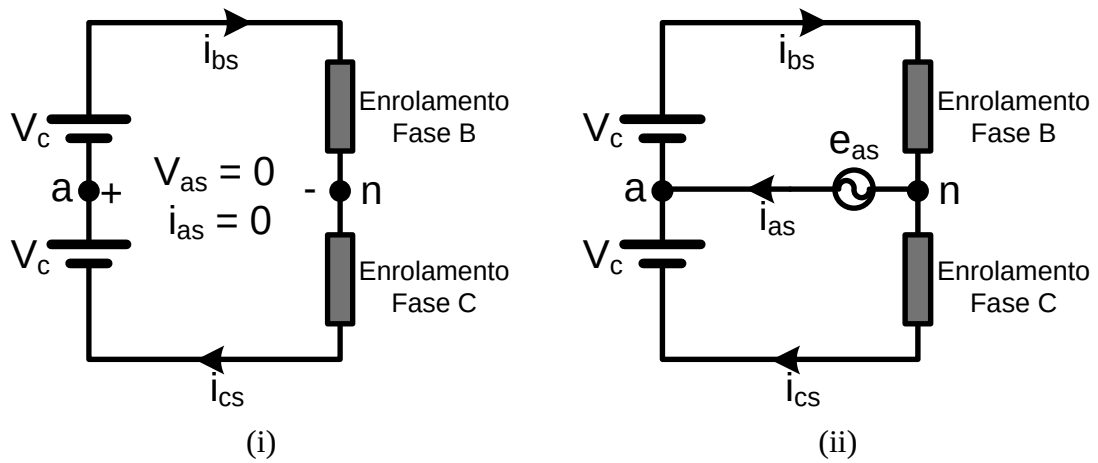


Figura 2.14 - Circuito Equivalente da Etapa III e VI. (i) Caso Ideal. (ii) Caso Real

Se as fases B e C tiverem fontes independentes de corrente, a influência da força contra-eletromotriz da fase A pode ser bloqueada, impedindo assim as correntes parasitas. Isto significa que o controle por histerese de corrente deve tratar o chaveamento independente das chaves S_3 (S_5) e S_6 (S_4) de forma a considerar a compensação da força contra-eletromotriz. Este controle é aqui chamado de acionamento a quatro chaves por histerese compensado que é apresentado pela Figura 2.15 para a etapa III. Este controle faz as correntes i_{bs} e i_{cs} ficarem próximas ao módulo da corrente de referência, e por consequência faz com que a corrente i_{as} permaneça em um valor nulo.

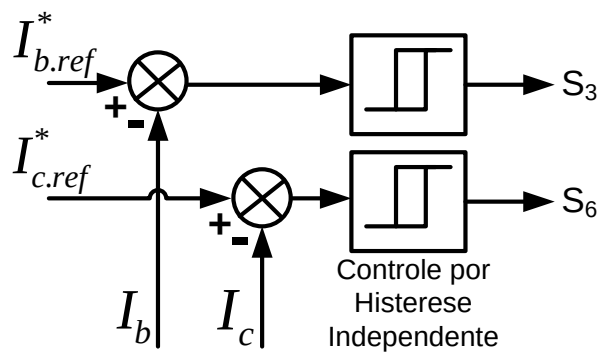


Figura 2.15 - Controle por Histerese Compensado (Etapa III)

2.11. Tensão Assimétrica Aplicada

Um dos clássicos problemas relacionados ao acionamento a quatro chaves é referente à assimetria de tensão aplicada ao motor [23]. Durante as etapas III e VI, os enrolamentos do motor estão submetidos à tensão igual de barramento, e durante as outras etapas (I, II, IV e V) a tensão aplicada é a mesma tensão aplicada ao capacitor (V_c), que é igual à metade da tensão do barramento.

A oscilação de conjugado não depende da corrente aplicada do motor, mas sim da variação de velocidade para uma tensão de barramento constante [23]. A força contra-eletromotriz é diretamente proporcional a rotação do motor. Quanto maior a força contra-eletromotriz, menor será o limite máximo da corrente aplicada nas etapas onde a tensão aplicada é metade da tensão do barramento.

Esta limitação de corrente aplicada provoca a redução do intervalo de operação, visto que a comutação é diferente do acionamento a seis chaves.

Uma operação com velocidades reduzidas é necessária para o acionamento a quatro chaves. Além da velocidade, a limitação de corrente provoca ainda uma limitação de conjugado eletromagnético que pode provocar problemas de partida da máquina e oscilação de conjugado em regime permanente.

Técnicas de controle de oscilação de conjugado devem ser aplicadas para minimizar a redução da tensão aplicada para o caso de acionamento a quatro chaves [24].

CAPÍTULO III - SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL

3.1. Introdução

Uma maneira de reduzir os custos de produção de um motor BLDC, além da redução do número de chaves e ou sensores, está relacionada ao projeto do motor. O uso de simulações computacionais tanto para o projeto da máquina, quanto para seu controle podem reduzir o tempo de um projeto e melhorar a construção de protótipos.

O emprego de programas computacionais para simulação de circuitos elétricos e sistemas dinâmicos pode ser classificado em duas categorias: i) programas para simulação de circuitos elétricos como PSpice; e ii) programas matemáticos como o MATLAB®. Em ambas as categorias, torna-se necessário um modelo próprio e adaptado que satisfaça as necessidades [15 e 33].

Para demonstrar as diferentes técnicas de acionamentos foi utilizado o programa matemático MATLAB/SIMULINK® e sua biblioteca SimPowerSystems.

As diferentes propostas de simulação, tanto em regime permanente quanto dinâmico, apresentadas neste capítulo são:

- Acionamento a Seis Chaves por Histerese de Corrente alimentado a 127 Vca
- Acionamento a Quatro Chaves por Histerese Não Compensado alimentado a 127 Vca
- Acionamento a Quatro Chaves por Histerese Não Compensado alimentado a 254 Vca
- Acionamento a Quatro Chaves por Histerese Compensado alimentado a 127 Vca
- Acionamento a Quatro Chaves por Histerese Compensado alimentado a 254 Vca

3.2. Modelo Motor BLDC

O modelo do motor BLDC “Permanent Magnet Synchronous Machine (trapezoidal back-EMF)”, presente na biblioteca “SimPowerSystems” do MATLAB/SIMULINK® versão R2009b, foi utilizado na simulação matemática do acionamento.

O modelo matemático é baseado nas equações de estado já apresentadas anteriormente. Isolando-se as correntes, podem ser reescritas como:

$$\frac{d}{dt}i_{as} = \frac{1}{3L_1} (2v_{ab} + v_{bc} - 3R_s i_{as} + \lambda_p \omega_m (-2f_{as}(\theta_r) + f_{bs}(\theta_r) + f_{cs}(\theta_r))) \quad (3.1)$$

$$\frac{d}{dt}i_{bs} = \frac{1}{3L_1} (-v_{ab} + v_{bc} - 3R_s i_{bs} + \lambda_p \omega_m (f_{as}(\theta_r) - 2f_{bs}(\theta_r) + f_{cs}(\theta_r))) \quad (3.2)$$

$$\frac{d}{dt}i_{cs} = -\left(\frac{d}{dt}i_{as} + \frac{d}{dt}i_{bs}\right) \quad (3.3)$$

$$T_e = \lambda_p [f_{as}(\theta_r)i_{as} + f_{bs}(\theta_r)i_{bs} + f_{cs}(\theta_r)i_{cs}] \quad 3.4$$

$$J_m \frac{d\omega_m}{dt} + B_m \omega_m = (T_e - T_m) \quad 3.5$$

Os parâmetros de uma máquina comercial, apresentada na Tabela 3.1, foram usados na simulação [28]. Uma carga de conjugado constante de 0,3 N.m, acionada a uma referência de velocidade de 1800 rpm foi usada em todos os modelos.

Tabela 3.1 - Parâmetros Motor BLDC Comercial

Fabricante	Anaheim Automation
Modelo	BLWS235D – 160 V – 3000 rpm
Potência	157 w
Polos	4 polos / Delta
Conjugado nominal	0,5 N.m
Rs	11 ohms
L	33,5 mH
Ke	37,8 V/krpm
Kt	0,3088 N.m/A
Inércia	3,26 g.m ²
Fator de Atrito	0,2 mN.m.s

3.3. Acionamento a Seis Chaves por Histerese

O modelo de simulação simplificado para acionamento a seis chaves está apresentado na Figura 3.1. Uma fonte de 127 Vca e 60 Hz é posicionada à frente de um retificador com

ponte completa com um filtro capacitivo de 2 mF conectado ao barramento. Este conjunto fornece aproximadamente 180 Vcc ao barramento.

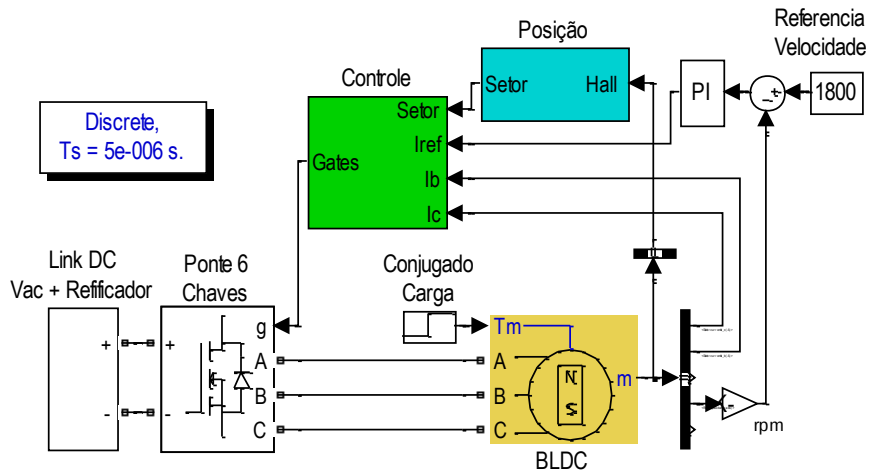


Figura 3.1- Modelo Simulink para Acionamento a Seis Chaves por Histerese

A corrente de referência deriva do erro de velocidade do sistema. Esta referência é calculada por um compensador PI (Controlador Proporcional Integral) com valores $K_i = 0,008$ e $K_p = 0,2$, com saturação da corrente de referência aplicada ao motor, que no caso é de 2 ampères.

A partir das tensões dos sensores Hall, pode-se calcular em qual dos seis setores angulares o rotor está posicionado. Os detalhes da função estão apresentados no Anexo A.1.

Com base nas correntes reais do sistema (i_{bs} e i_{cs}), referência de corrente calculada pelo compensador PI, e setor angular do rotor, o controle pode calcular o disparo das chaves do circuito de potência com base na ordem da Tabela 2.3. Por exemplo, se o rotor está posicionado no Setor I ($30^\circ < \Theta < 90^\circ$), as chaves S_2 , S_3 , S_4 e S_6 devem ficar sempre abertas. A chave S_1 deve abrir caso $i_{as} = -(i_{bs} + i_{cs})$ estiver maior que a corrente de referência, e fechar caso esteja menor que a corrente de referência. A chave S_4 deve permanecer sempre fechada durante todo o setor I. O mesmo raciocínio deve ser seguido para os outros setores, e os detalhes da função de controle estão apresentados no Anexo A.2.

O resultado da simulação em regime permanente, a 1800 rpm com uma carga constante e alimentado por uma fonte de corrente alternada de 127 Vca, é apresentado na Figura 3.2. Verifica-se que o perfil das correntes em regime permanente obedece à forma retangular esperada do modelo teórico. O conjugado eletromagnético está posicionado

ligeiramente acima do conjugado de carga em virtude dos atritos da máquina. Este conjugado apresenta baixa oscilação, promove um bom acionamento do motor BLDC.

A Figura 3.3 ilustra o momento de disparo de cada chave. As chaves de número ímpar são comandadas de forma a manter a corrente dentro dos limites de referência em cada etapa de chaveamento. Se a corrente ultrapassa o limite superior a chave é aberta, e se ultrapassar o limite inferior a chave é fechada. As chaves de número par assumem apenas a função de direcionar a corrente para a tensão de referência do barramento em cada etapa, assim ficam abertas ou fechadas durante todo o setor correspondente. O limite superior neste caso é calculado com a corrente de referência acrescida de 2%, e o limite inferior como a mesma corrente de referência subtraída de 2%.

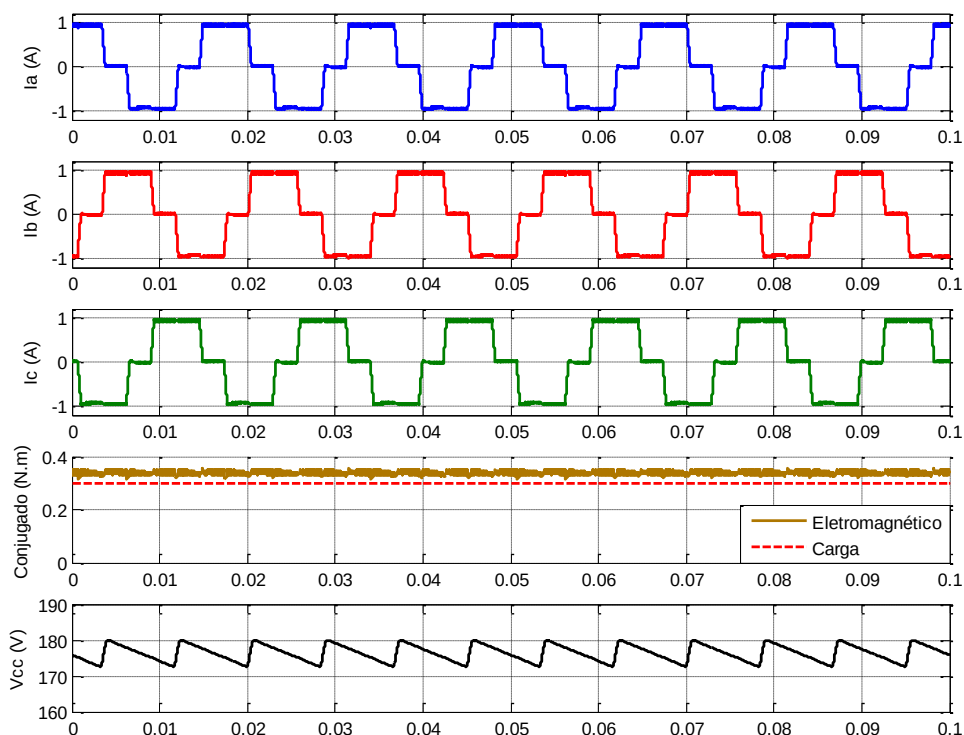
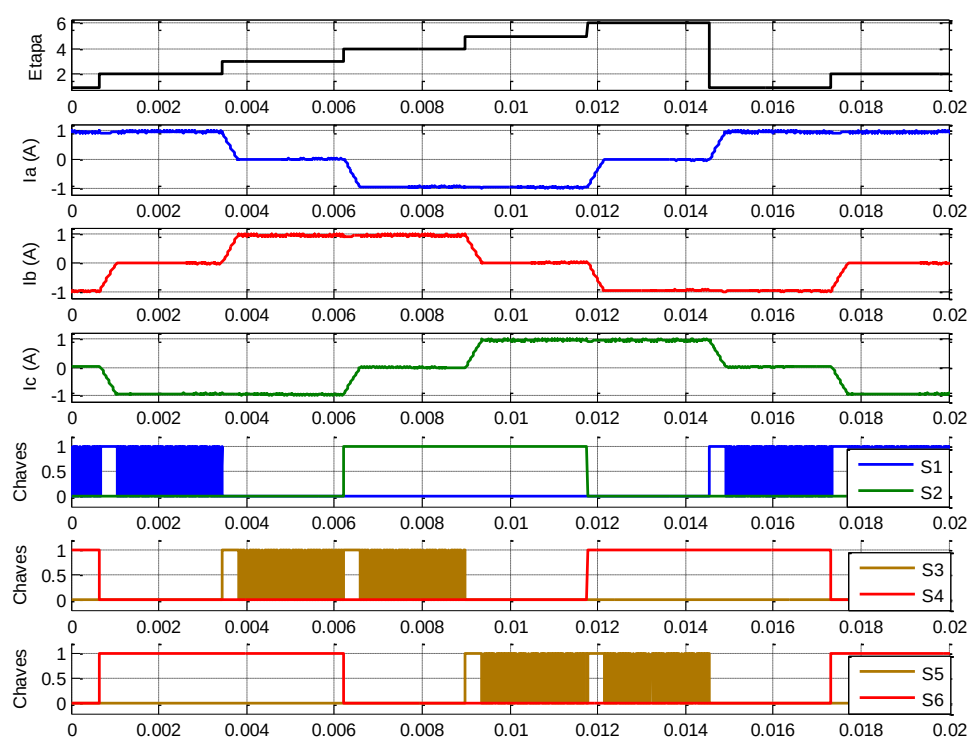
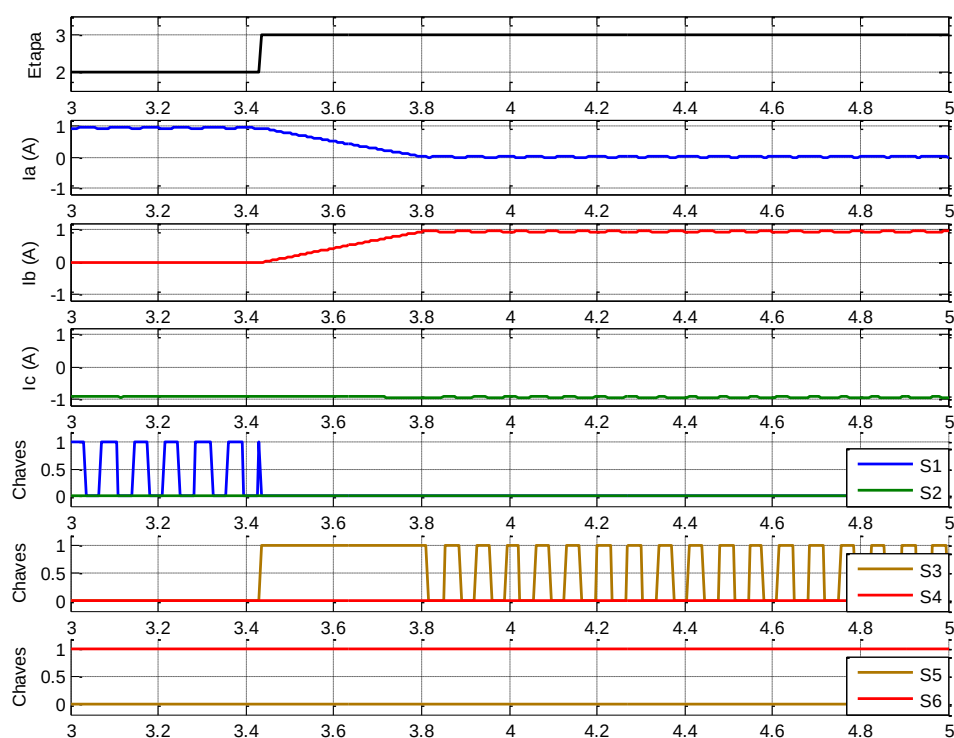


Figura 3.2 - Simulação em Regime Permanente para Acionamento a Seis Chaves por Histerese (127 Vca): Correntes, Conjugado e Tensão do Barramento

A Figura 3.4 apresenta a resposta dinâmica a partir da partida para o acionamento a seis chaves. A corrente entregue ao motor está limitada a 2 A, e oscila até o limite da referência. A limitação de corrente é diretamente proporcional à limitação de conjugado eletromagnético, permitindo uma aceleração constante do motor para um conjugado de carga em degral até a velocidade de referência (1800 rpm). Atingida a velocidade de referência, o compensador PI começa a atuar de modo a regular a velocidade do sistema e mantém a corrente a um valor abaixo ao da referência.



(i)



(ii)

Figura 3.3 - Simulação em Regime Permanente para Aacionamento a Seis Chaves por Histerese (127 Vca): Correntes, e Chaveamento. (i) Detalhe das Seis Etapas; (ii) Detalhe da Mudança da Etapa II para III

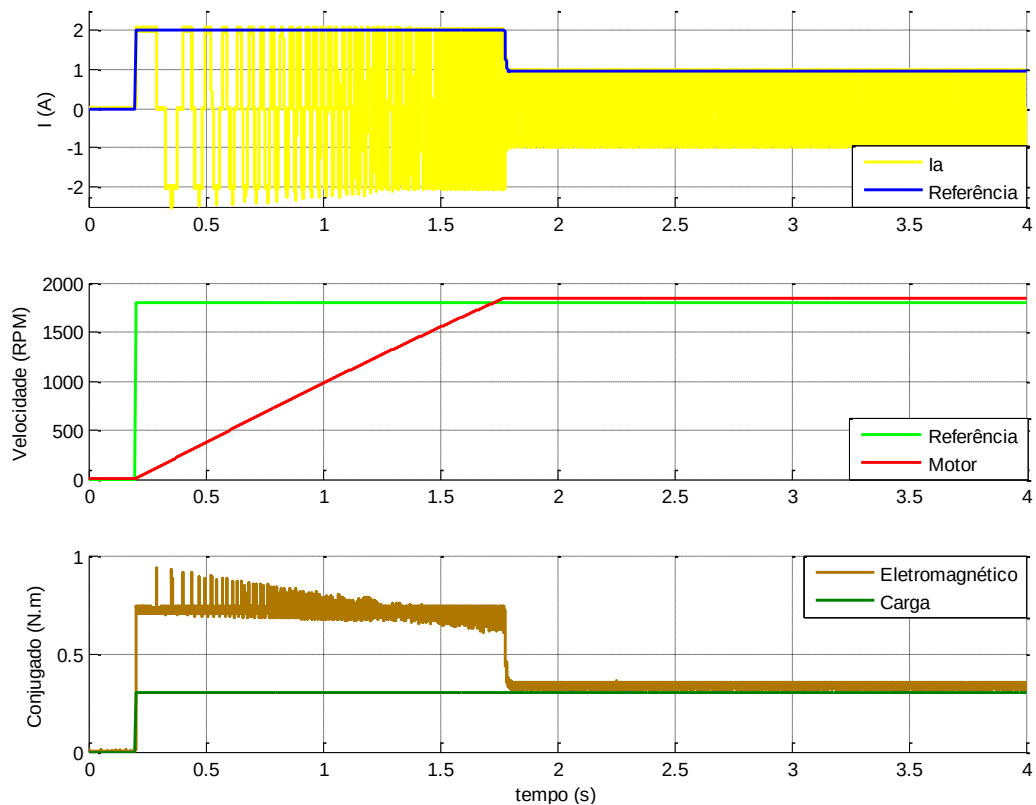


Figura 3.4 - Simulação Dinâmica para Acionamento a Seis Chaves por Histerese (127 Vca): Resposta de Corrente, Velocidade e Conjugado

3.4. Acionamento a Quatro Chaves por Histerese Não Compensado

O modelo de simulação simplificado para acionamento a quatro chaves por histerese está apresentado na Figura 3.5. O mesmo bloco de PI, sensor Hall, carga, barramento e referência de velocidade do modelo a seis chaves são utilizados para o modelo a quatro chaves.

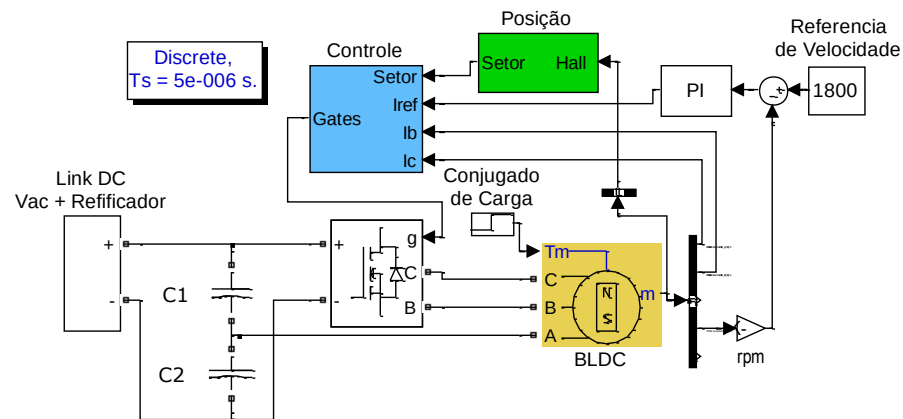


Figura 3.5- Modelo Simulink para Acionamento a Quatro Chaves por Histerese

Diferentemente do modelo a seis chaves, a fase A do motor é conectada entre dois capacitores de 0,5 mF cada, que estão conectados ao barramento CC. O chaveamento agora é realizado apenas com quatro chaves. A diferença entre o modelo a quatro chaves compensado e não compensado está na programação do bloco de controle detalhada no Anexo A.3.

O valor da capacitância é calculado pela equação 2.30, sendo a corrente nominal do motor é 1A com velocidade de 1800 rpm e queda de tensão máxima de 3%. Para este caso foi usado o cálculo para um regime permanente de operação.

$$C_1 = C_2 = \frac{20 \cdot i_{cap}}{P \cdot n_{rpm} \cdot \Delta V} = \frac{20 \cdot 1}{4 \cdot 1800 \cdot 0,03 \cdot 180} = 514 \mu F \quad (3.6)$$

De acordo com a Tabela 2.3, as chaves S_3 e S_6 são comandadas em sincronismo durante a etapa III, e as chaves S_4 e S_5 em sincronismo durante a etapa VI para o modelo Não Compensado.

Primeiramente o sistema de potência do barramento é alimentado por uma fonte de 127 Vca, que fornece uma tensão no barramento de aproximadamente 180 Vcc. O resultado da simulação em regime permanente, a 1800 rpm com uma carga constante é apresentado na Figura 3.6.

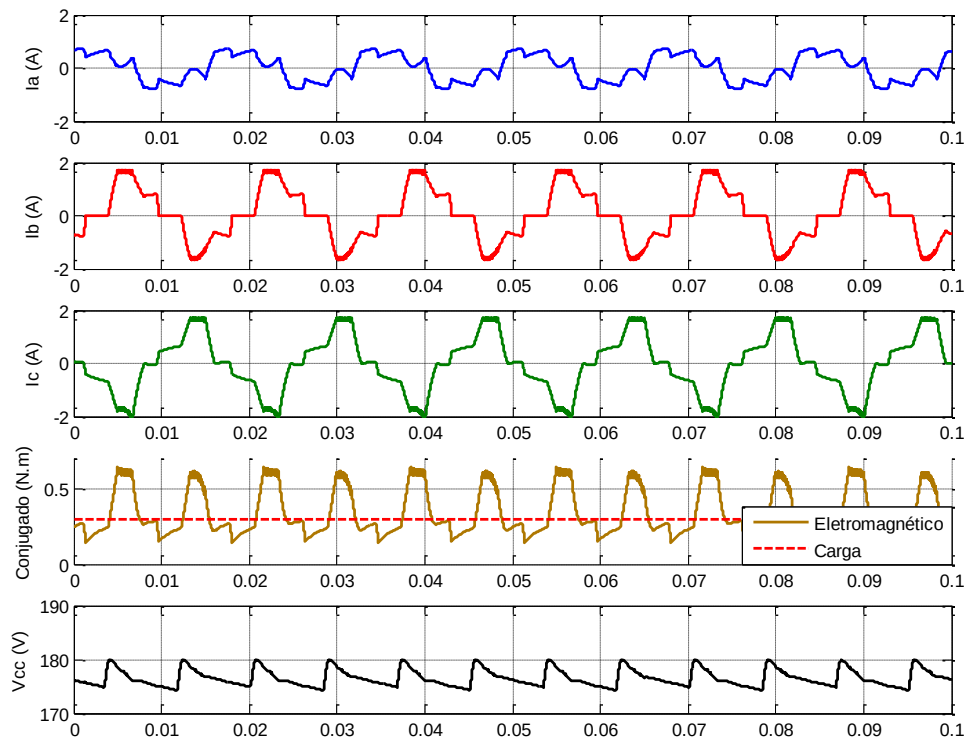


Figura 3.6 - Simulação em Regime Permanente para Acionamento a Quatro Chaves por Histerese Não Compensado (127 Vca): Correntes, Conjugado e Tensão do Barramento

Verifica-se uma distorção das correntes entregues às três fases do motor, sendo a corrente da fase A, conectada ao par de capacitores, apresenta uma maior distorção, fato também observado experimentalmente por [13].

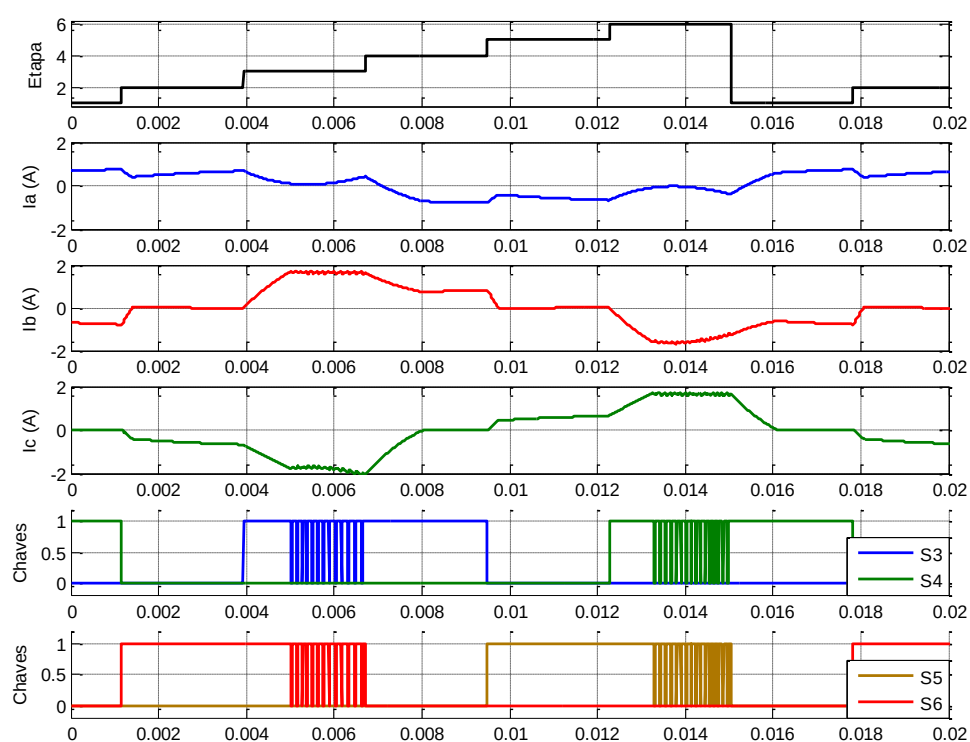
Esta distorção na forma de onda das correntes é causada por dois efeitos vistos na descrição teórica. O primeiro é a força contra-eletromotriz da fase A que induz correntes parasitas nesta fase durante as etapas III e VI. O segundo problema é a assimetria de tensão, onde em quatro etapas o sistema é submetido a apenas metade da tensão do barramento, o que limita a corrente nestes casos a um valor abaixo da referência necessária.

O impacto direto da oscilação de corrente está na oscilação do conjugado eletromagnético que pode provocar oscilações, ressonâncias, e desgaste do motor se o mesmo fosse submetido a este tipo de acionamento.

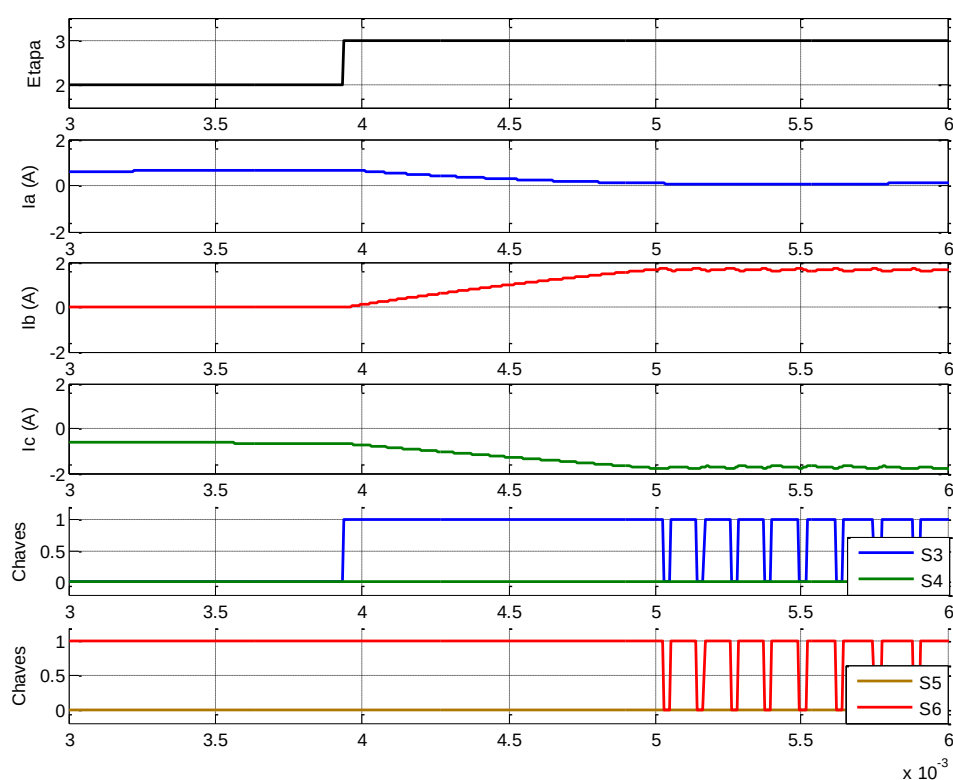
A Figura 3.7 apresenta o estado das chaves aplicadas ao motor. O módulo da corrente na fase A se apresenta abaixo da corrente de referência durante todo o tempo. Este fato faz com que as respectivas chaves relacionadas a cada setor permaneçam no estado ligado durante 100% da etapa para aumentar a potência entregue. Temos um chaveamento apenas durante as etapas III e VI que é evidenciado na ampliação (ii) que mostra o detalhe da mudança do setor II para o setor III.

A resposta dinâmica do sistema não compensado é apresentada na Figura 3.8. Apesar de o modelo atingir a velocidade de referência, verifica-se uma grande oscilação de conjugado, mesmo em regime permanente. A corrente de referência, mesmo quando atingida a velocidade nominal, sempre está próxima do limite operacional de 2 A. A corrente da fase A fica abaixo desta referência a medida que o motor ganha velocidade devido ao problema da assimetria de tensão.

A oscilação de corrente nas três fases ocasiona uma oscilação de conjugado. Esta perturbação no conjugado, além de perturbar o regime permanente, pode impactar até mesmo a partida da máquina. O motor chegou a mudar o sentido de rotação antes de acelerar no sentido correto como indicado na segunda parte da Figura 3.8. O sistema conseguiu atingir a velocidade de referência de 1800 rpm, entretanto demorou quase o dobro do tempo para atingi-la quando comparado com o modelo a seis chaves.



(i)



(ii)

Figura 3.7 - Simulação em Regime Permanente para Acionamento a Quatro Chaves por Histerese Não Compensado (127 Vca): Correntes, Conjugado e Chaveamento. (i) Detalhe das Seis Etapas; (ii) Detalhe da Mudança da Etapa II para III

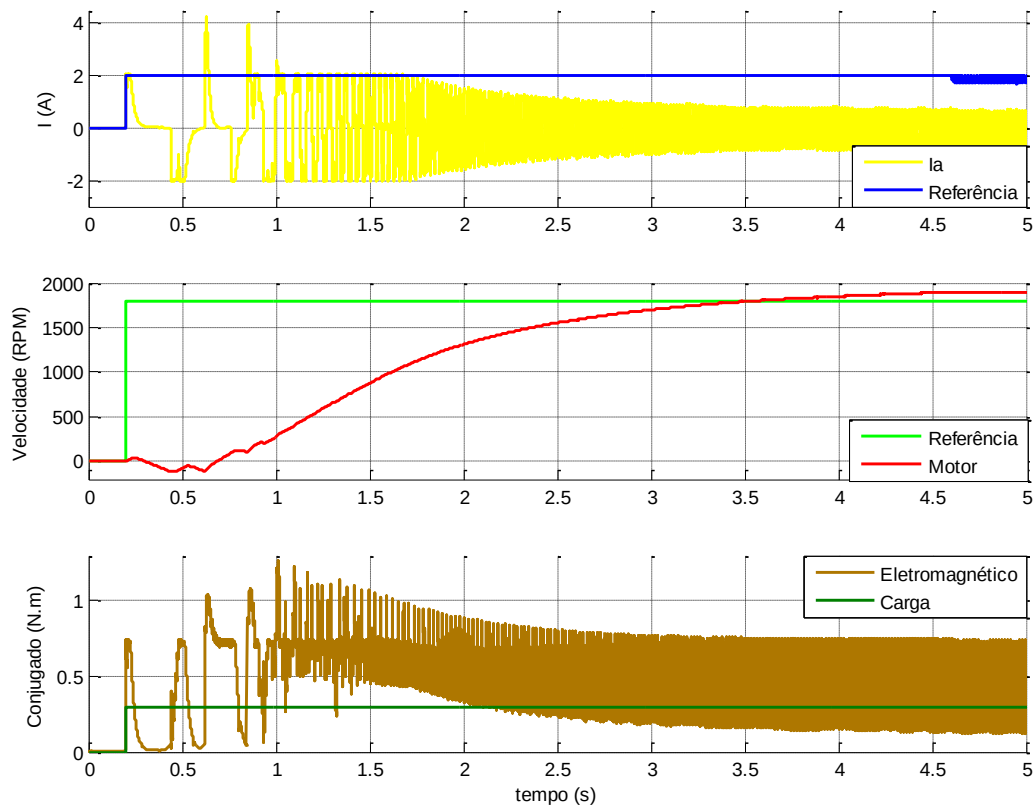


Figura 3.8 - Simulação Dinâmica para Acionamento a Quatro Chaves por Histerese Não Compensado (127 Vca): Resposta de Corrente, Velocidade e Conjugado

Duas soluções podem ser aplicadas para contornar o problema da assimetria de tensão. A primeira é mudar a faixa de operação do motor, reduzindo a velocidade ou a carga aplicada, que por consequência levam à redução da força contra-eletromotriz e da corrente consumida respectivamente. Esta alternativa é pouco viável, pois não se adapta as necessidades de acionamento.

A segunda solução é aumentar a tensão do barramento mudando a fonte de alimentação, ou usando técnicas de dobradores de tensão. Neste caso, os enrolamentos do motor devem ter isolamento preparado para suportar o aumento da tensão aplicada.

Com o objetivo de exemplificar o impacto de um aumento de tensão, um acionamento a quatro chaves por histerese não compensado com o dobro da tensão de alimentação foi proposto para o mesmo sistema apresentado. Neste sistema, uma fonte de 254 Vca fornece a potência para o barramento que mantém uma tensão próxima dos 360 Vcc.

Os resultados são apresentados pela Figura 3.9 que incluem a tensão do barramento. O efeito da assimetria de tensão é agora minimizado, persistindo o efeito das correntes induzidas pela força contra-eletromotriz da fase A. Estas correntes assimétricas ocasionam oscilação de conjugado, que apesar de menor que no caso anterior, ainda devem ser consideradas.

A Figura 3.10 detalha o momento de chaveamento de cada uma das quatro chaves aplicadas ao sistema durante cada etapa angular. A distorção de corrente ocorre no sistema não compensado durante as etapas III e VI, onde se verifica uma corrente na fase A não nula. Como o módulo da corrente de referência é atingido em todas as fases, pode-se verificar a alternância do estado ligado/desligado das chaves em todas as etapas. A parte (ii) da Figura 3.10 detalha o momento de mudança da etapa II para a etapa III. O modelo não compensado é caracterizado pelo sincronismo das chaves S_3 e S_6 durante a etapa III, e pelo sincronismo das chaves S_4 e S_5 durante a etapa VI.

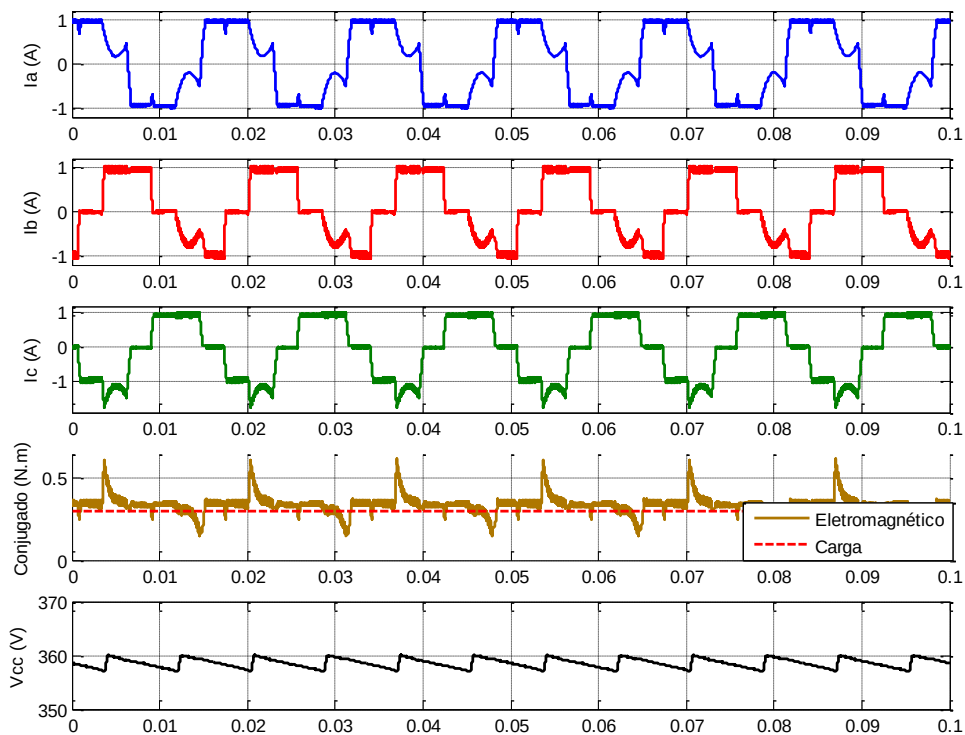
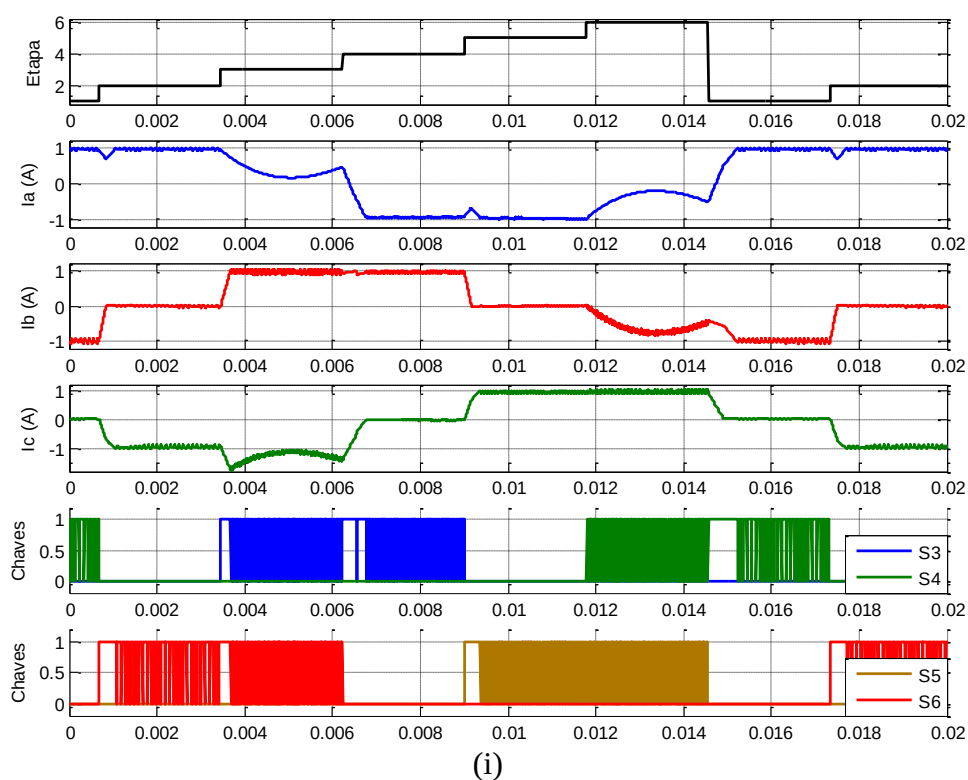


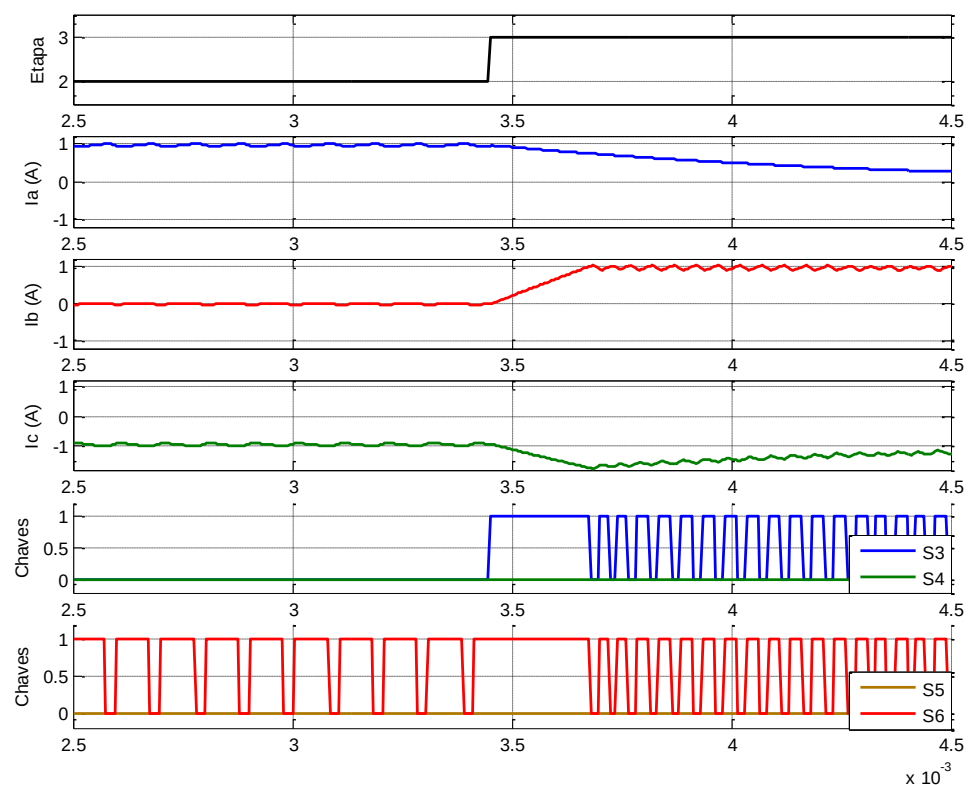
Figura 3.9 - Simulação em Regime Permanente para Acionamento a Quatro Chaves por Histerese Não Compensado (254 Vca): Correntes, Conjugado e Tensão do Barramento

A resposta dinâmica do sistema a quatro chaves não compensado é apresentada por meio da Figura 3.11. A corrente da fase A, que é a mais crítica, alcança o módulo da corrente de referência para a necessidade de carga e velocidade. O sistema atinge a velocidade de referência praticamente no mesmo tempo que para o sistema a seis chaves acionado por histerese.

Com relação ao conjugado eletromagnético, observa-se um valor médio que obedece a curva da referência de corrente. Este conjugado possui oscilação derivada da variação de corrente provocada pela força contra-eletromotriz da fase A.



(i)



(ii)

Figura 3.10 - Simulação em Regime Permanente para Acionamento a Quatro Chaves por Histerese Não Compensado (254 Vca): Correntes, Conjugado e Chaveamento. (i) Detalhe das Seis Etapas; (ii) Detalhe da Mudança da Etapa II para III

Atenção especial deve ser dada a partida da máquina onde se observa uma queda de conjugado eletromagnético. Neste ponto, o capacitor não foi capaz de suprir a corrente necessária para manter um conjugado constante durante a partida da máquina. Isto indica a necessidade de levar em consideração a partida da máquina para o cálculo do capacitor neste regime de operação.

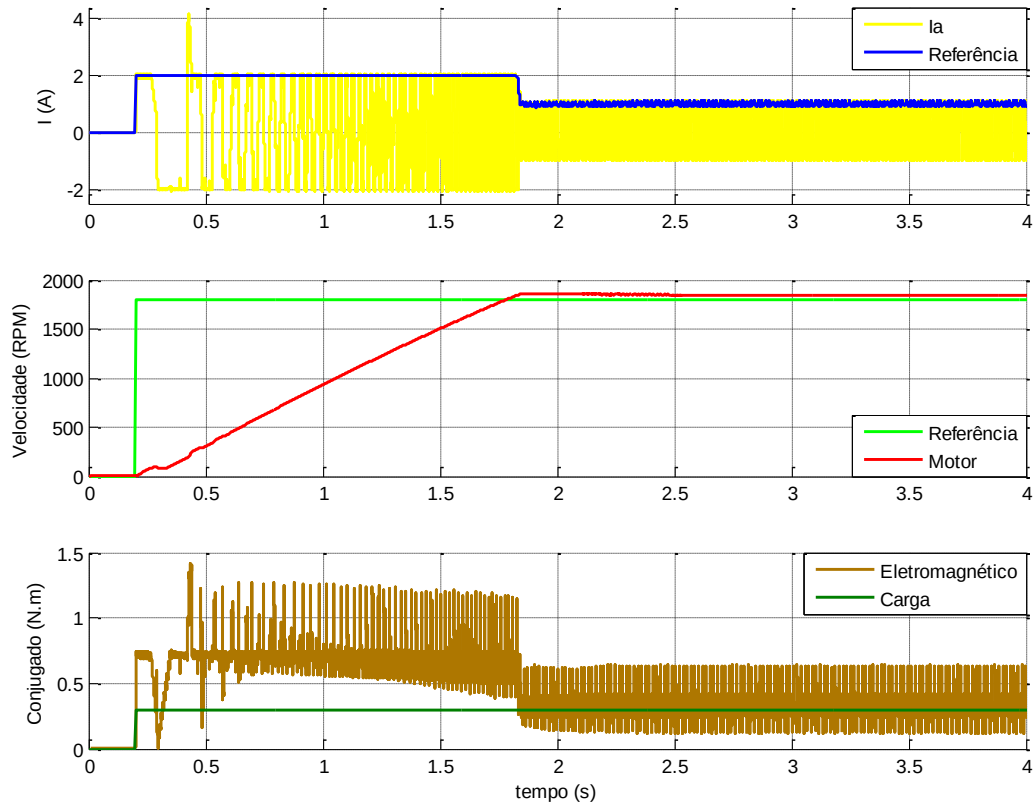


Figura 3.11 - Simulação Dinâmica para Acionamento a Quatro Chaves por Histerese Não Compensado (254 Vca): Resposta de Corrente, Velocidade e Conjugado

3.5. Acionamento a Quatro Chaves por Histerese Compensado

O modelo de simulação a quatro chaves apresentado na Figura 3.5 é utilizado, modificando o bloco de controle para o modelo a quatro chaves por histerese compensado. Este modelo é caracterizado pelo controle independente de todas as chaves, que depende da corrente em cada fase, setor angular do rotor, referência de velocidade e referência de corrente. O Anexo A.4 detalhe do bloco de controle para o modelo compensado.

Primeiramente, uma tensão de 127 Vca é aplicada ao sistema que mantém aproximadamente 180 Vcc no barramento.

A resposta em regime permanente é evidenciada na Figura 3.12. O sistema, que agora é compensado, tem a força contra-eletromotriz da fase A controlada, visto que as chaves são controladas independentemente visando manter a corrente nas fases B e C próximas à corrente de referência. Mesmo assim, a fase A, conectada ao grupo de capacitores, apresenta um nível de corrente máximo menor que das outras duas fases. O sistema ainda está sobre o efeito da assimetria de tensão que limita a corrente da fase A para um valor abaixo do módulo da corrente de referência.

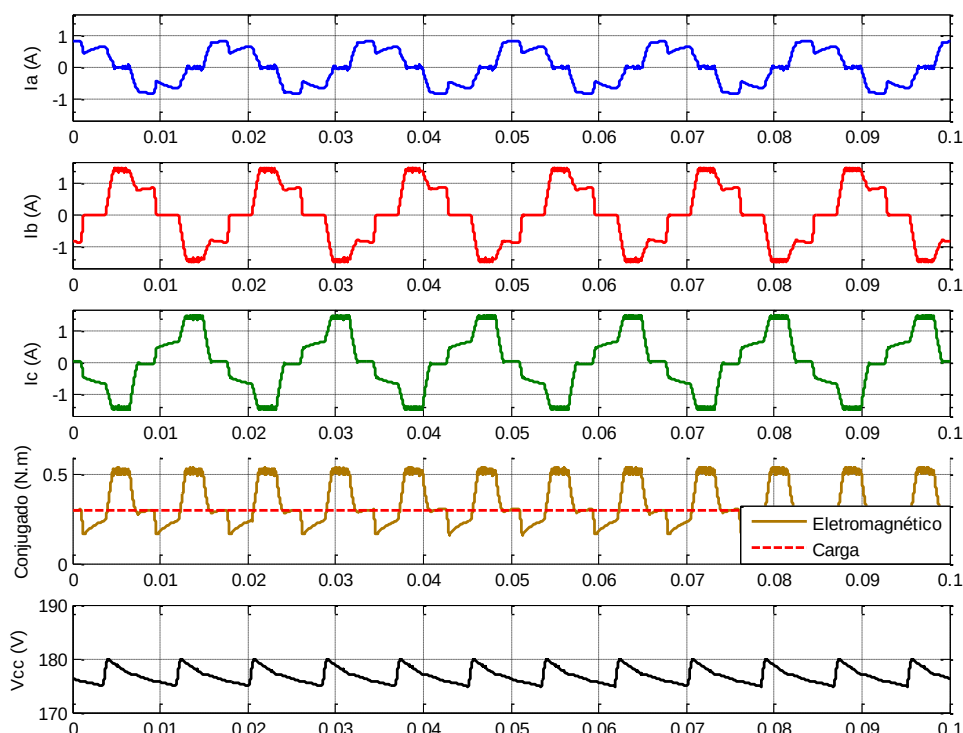
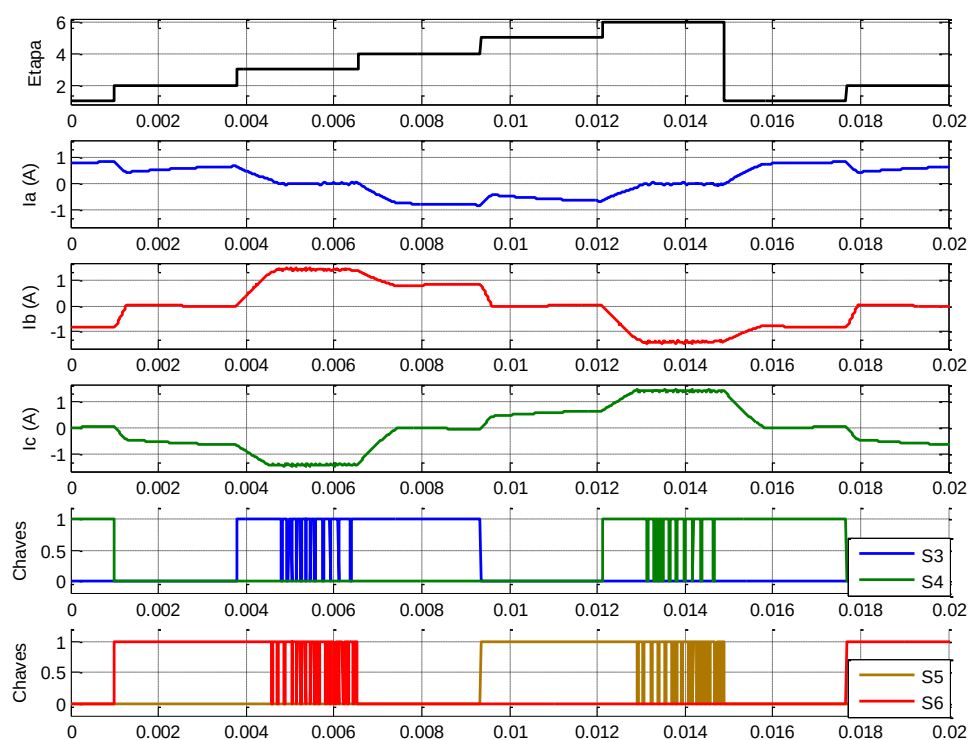


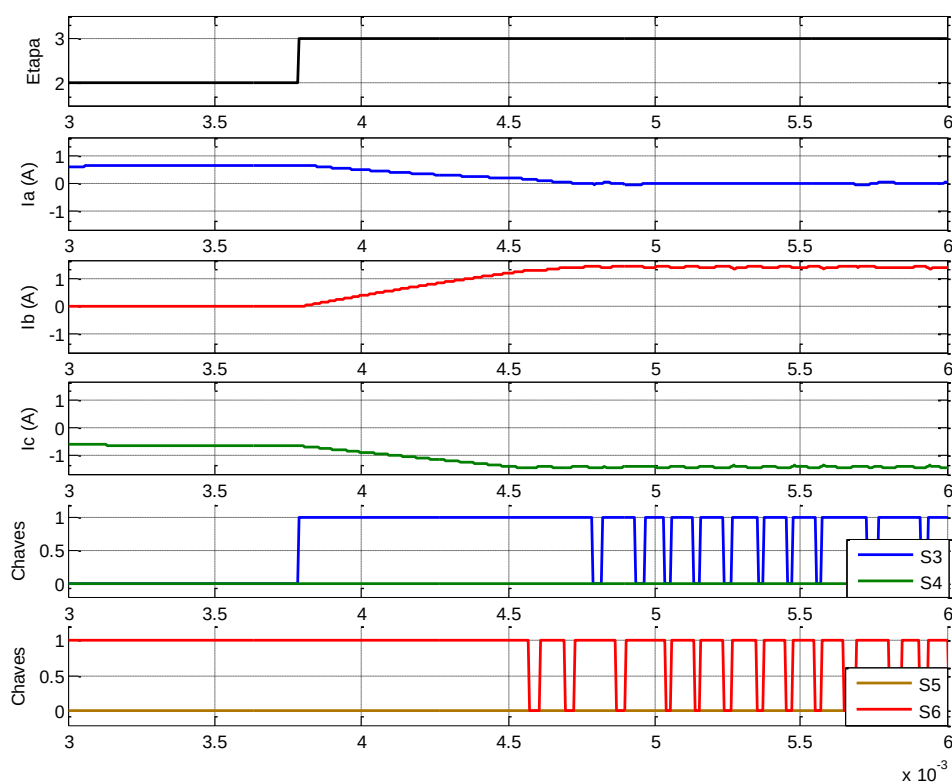
Figura 3.12 - Simulação em Regime Permanente para Acionamento a Quatro Chaves por Histerese Compensado (127 Vca): Correntes, Conjugado e Tensão do Barramento

O resultado é uma oscilação de conjugado importante que impediriam a aplicação desta estratégia de controle ao sistema.

O momento do acionamento de cada chave é mostrado por meio da Figura 3.13. O controle da potência entregue ao motor é verificado apenas durante os setores III e VI, quando acontece a oscilação entre o estado ligado/desligado das chaves. Durante os outros estados, a chave a ser controlada, mesmo operando a 100%, não supre a necessidade de corrente indicado pela corrente de referência. A corrente na fase A tende ao valor zero pelo controle independente das chaves, que pode ser evidenciado na parte (ii) da Figura 3.13.



(i)



(ii)

Figura 3.13 - Simulação em Regime Permanente para Acionamento a Quatro Chaves por Histerese Compensado (127 Vca): Correntes, Conjugado e Chaveamento. (i) Detalhe das Seis Etapas; (ii) Detalhe da Mudança da Etapa II para III

A resposta dinâmica deste sistema com uma tensão de operação próxima a 180 Vcc no barramento pode ser analisada pela Figura 3.14. O modelo atinge a velocidade de referência de 1800 rpm em um tempo maior que o acionamento a seis chaves. A corrente de referência não é mais atingida pela fase A na medida em que o motor desenvolve conjugado. Este fato se deve ao aumento da força contra-eletromotriz, proporcional a velocidade, que limita a corrente entregue ao sistema pela fase alimentada por uma tensão reduzida.

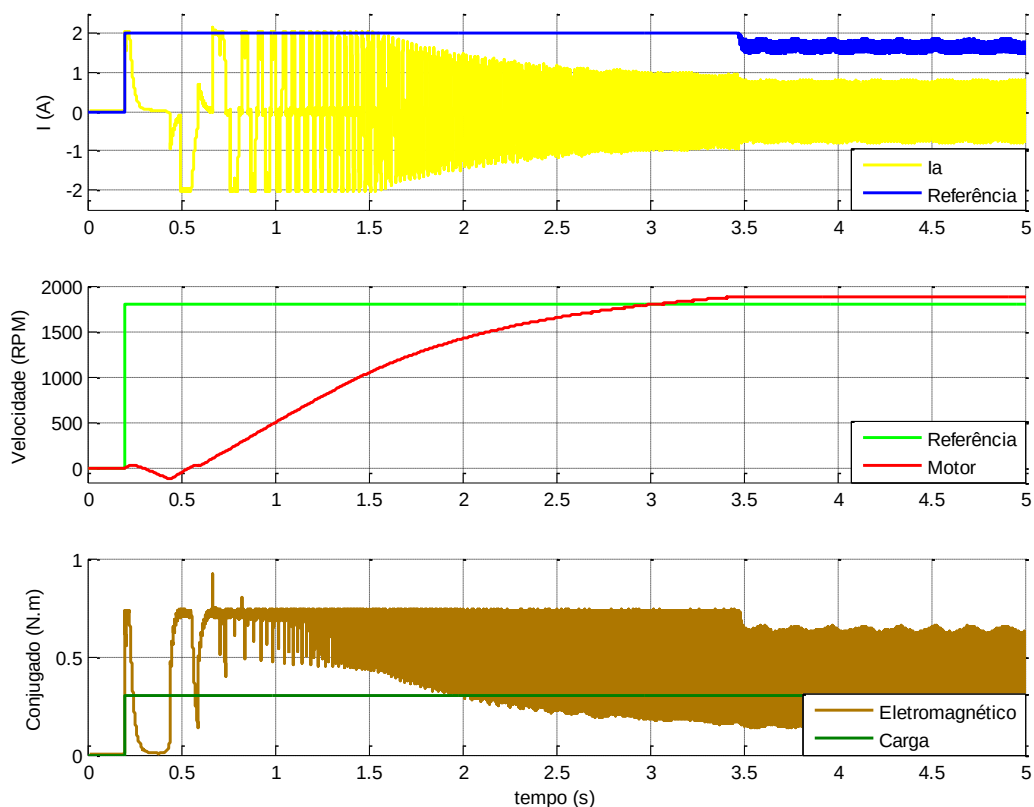


Figura 3.14 - Simulação Dinâmica para Acionamento a Quatro Chaves por Histerese Compensado (127 Vca): Resposta de Corrente, Velocidade e Conjugado

A oscilação de corrente provoca oscilação proporcional no conjugado eletromagnético entregue pelo motor. Esta perturbação no conjugado pode inclusive dificultar a partida da máquina. No instante de 0,3 segundos, é observado ainda um afundamento conjugado eletromagnético de curta duração. Este fato se deve à capacidade subdimensionada dos capacitores de suprir corrente durante a partida do motor para a referida carga.

Com o objetivo de reduzir a oscilação de correntes, deve-se fornecer ao barramento CC uma tensão suficiente para que as correntes nas três fases não sejam limitadas por um valor abaixo da corrente de referência. O aumento da tensão tem por objetivo resolver o problema da assimetria de tensão.

Com a finalidade de estudar este efeito de aumento de tensão, o sistema a ser simulado possui agora uma fonte de tensão de 254 Vca na entrada do retificador para obter uma tensão de aproximadamente 380 Vcc no barramento.

Os resultados de simulação em regime permanente com tensão aumentada podem ser observados na Figura 3.15. O perfil retangular de corrente para as três fases está bem próximo do valor teórico e do acionamento a seis chaves. As correntes em todas as fases possuem valores próximos a corrente de referência com baixas oscilações, evidenciando uma minimização tanto do efeito da assimetria de tensão, quanto das correntes induzidas pela fase A. Fica assim evidenciado a necessidade de uma tensão mínima para prover a dinâmica de corrente necessária ao alcance da banda de histerese.

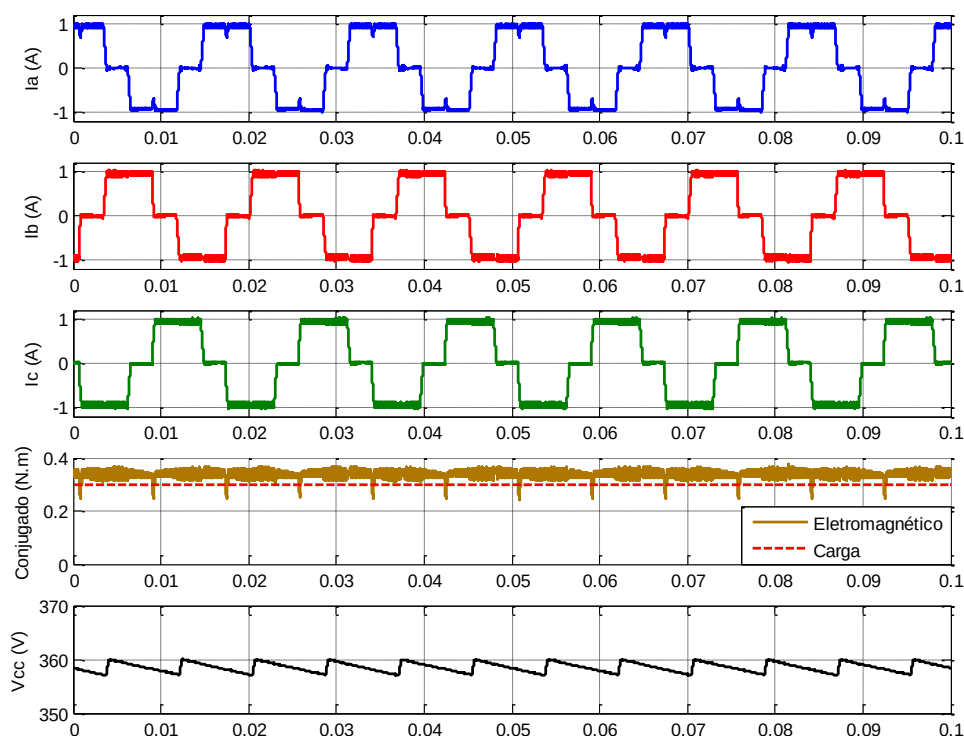


Figura 3.15 - Simulação em Regime Permanente para Acionamento a Quatro Chaves por Histerese Compensado (254 Vca): Correntes, Conjugado e Tensão do Barramento

Existe uma pequena queda de corrente observada na fase A durante a transição da etapa I para II. O detalhe desta transição está apresentado na Figura 3.16. Durante a etapa I a corrente circula nas fases A e B, enquanto durante a etapa II a corrente deve circular nas fases A e C. Na transição entre as duas etapas, apresentado pelo detalhe (iii) da Figura 3.16, a chave S_6 é fechada enquanto a chave S_4 é aberta. Neste instante, em virtude da indutância da fase B, a corrente que circula nesta fase passa a circular no diodo de roda livre D_3 . A tensão Vcc é imposta entre as fases B e C, e, em razão da impedância em cada fase, verifica-se

aproximadamente metade da tensão de barramento no ponto n do circuito. Como esta tensão tem aproximadamente o mesmo valor da tensão aplicada na fase A, tem-se por resultado um afundamento da corrente imposta à mesma que é espelhada diretamente na curva de conjugado da máquina. A oscilação e conjugado para o acionamento a quatro chaves do motor BLDC independe da corrente aplicada. Esta oscilação é subordinada à força contra-eletromotriz, proporcional à velocidade, para uma tensão de barramento constante [24]. Este efeito é também observado na transição de etapa IV para V.

A variação entre os estados ligado/desligado, exemplificada pela Figura 3.17, acontece em todas as etapas de operação. A corrente da fase A é agora controlada mesmo durante as fases III e VI onde se é imposto um valor nulo.

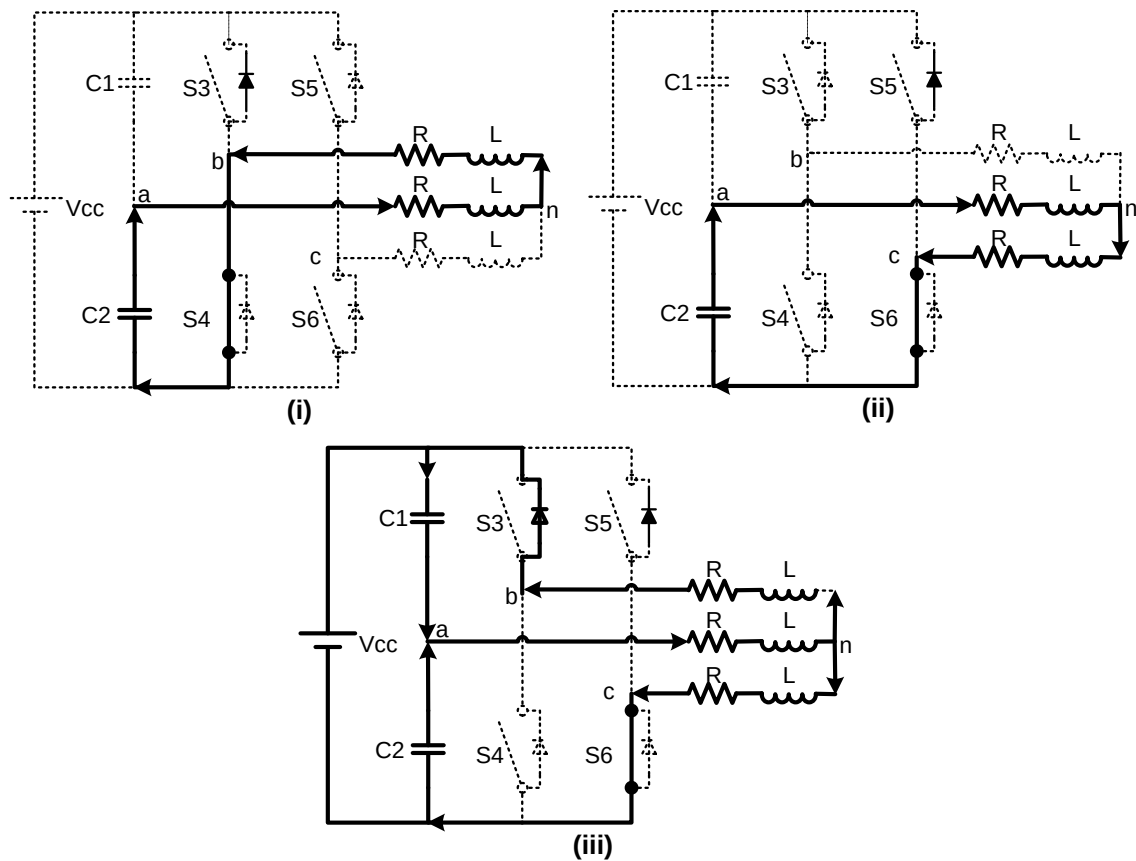


Figura 3.16 – Estratégia do Controle a Quatro Chaves por Histerese. (i) Etapa I. (ii) Etapa II. (iii) Instante de Comutação da Etapa I para a Etapa II

O detalhe da passagem da etapa II para III é mostrado na parte (ii) da Figura 3.17. As chaves S_3 e S_6 que são comandadas independentemente tanto para controle da potência aplicada quanto para compensar o efeito das correntes induzidas.

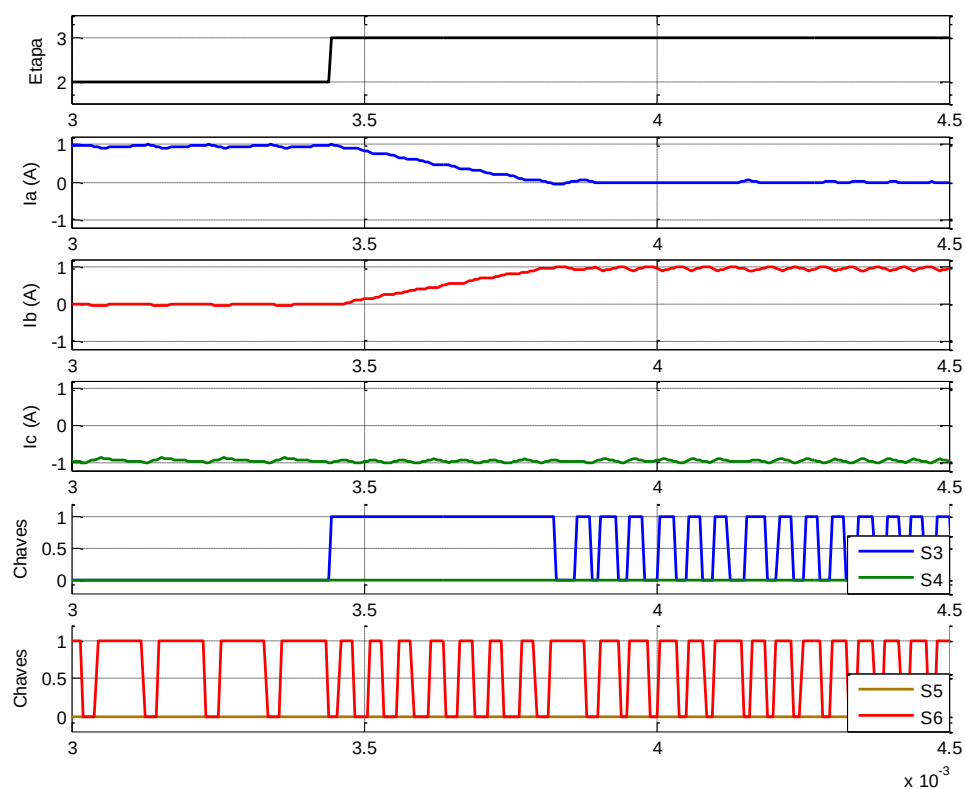
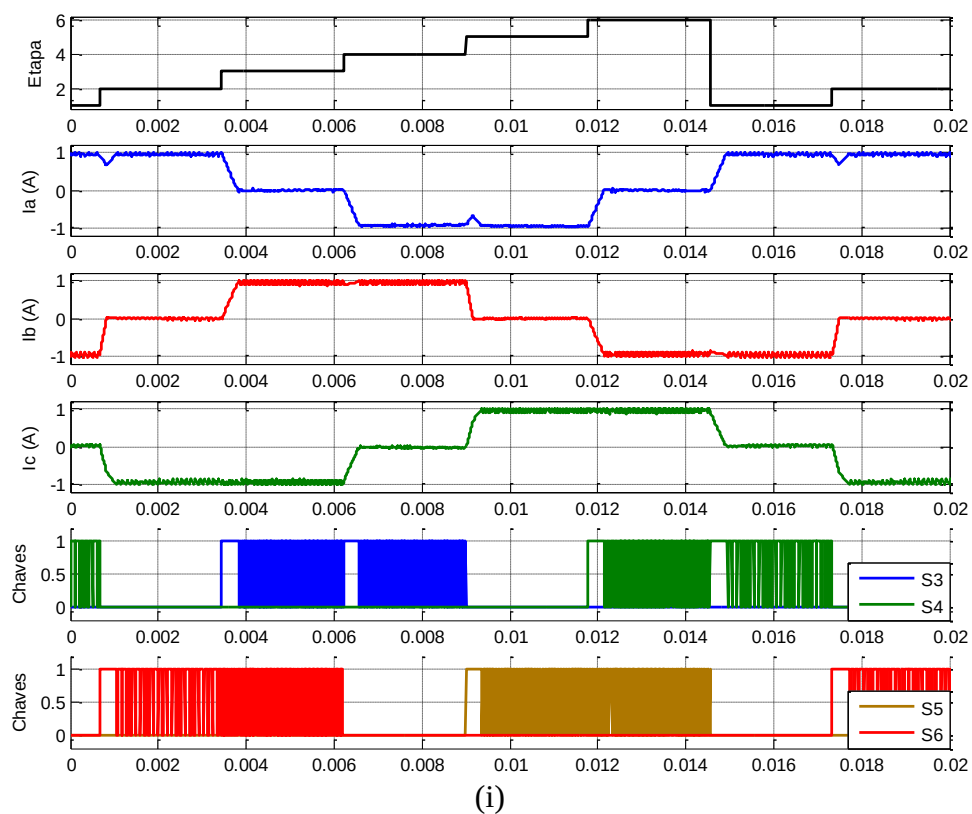


Figura 3.17 - Simulação em Regime Permanente para Acionamento a Quatro Chaves por Histerese Compensado (254 Vca): Correntes, Conjugado e Chaveamento. (i) Detalhe das Seis Etapas; (ii) Detalhe da Mudança da Etapa II para III

A resposta dinâmica do sistema, mostrado na Figura 3.18, demonstra que o sistema atingiu a velocidade de referência com um intervalo de tempo próximo ao sistema a seis chaves. A corrente na fase A, mais crítica, também obedeceu em todos os pontos ao módulo da corrente de referência. A maior parte da oscilação de conjugado é localizada durante a aceleração do motor, que não apresentou grandes problemas, visto a manutenção do conjugado eletromagnético durante o período.

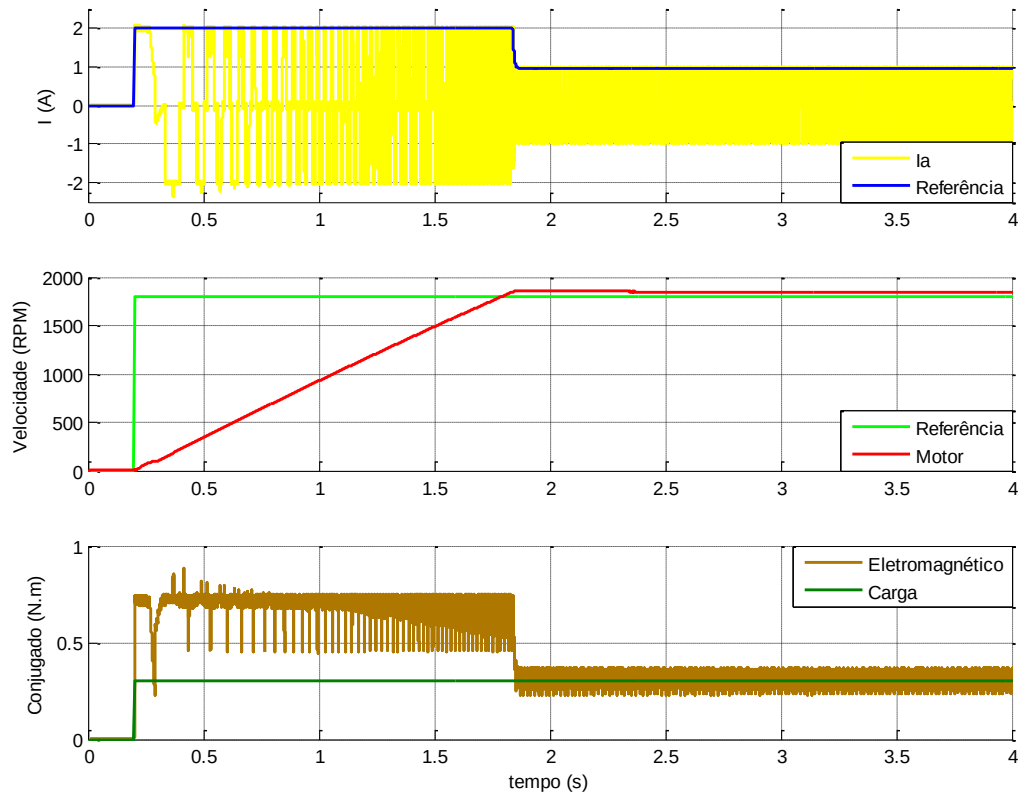


Figura 3.18 - Simulação Dinâmica para Acionamento a Quatro Chaves por Histerese Compensado (254 Vca): Resposta de Corrente, Velocidade e Conjugado

O projeto de isolamento dos enrolamentos deve ser visto com atenção antes de um aumento da tensão aplicada ao motor.

3.6. Comparação dos Resultados de Simulação

Os resultados de simulação podem ser comparados pelo conjugado de oscilação em cada acionamento, além da análise gráfica já observada. A análise do conjugado eletromagnético, a corrente de referência e o tempo de resposta do sistema são apresentados na Tabela 3.2.

Tabela 3.2 - Comparativo do Resultado de Simulação

Característica		Controle por Histerese				
		Seis Chaves 127 Vca	Quatro Chaves			
			Não Compensado		Compensado	
			127 Vca	254 Vca	127 Vca	254 Vca
I referência	Médio [A]	0,940	1,661	0,965	1,454	0,955
Conjugado Eletromagnético	Médio [N.m]	0,338	0,338	0,338	0,338	0,338
	Mínimo [N.m]	0,312	0,142	0,139	0,160	0,243
	Máximo [N.m]	0,357	0,644	0,6173	0,543	0,375
	Oscilação	13,4%	148,4%	141,5%	113,6%	39,1%
	Desvio Padrão	0,68%	15,47%	5,70%	12,39%	1,6 %
Tempo de aceleração	0 à 1800 rpm [s]	1,52	3,41	1,58	2,83	1,60

Conforme visto pelos gráficos, o conjugado a quatro chaves não compensado, mesmo com o aumento da tensão aplicada, possui elevada oscilação, a qual inviabiliza o emprego da estratégia. O controle a quatro chaves por histerese compensado possui menores valores de oscilação e baixo desvio padrão de conjugado, quando comparado aos outros modelos a quatro chaves, visto que se concentram apenas nas mudanças entre setores do acionamento. O aumento da tensão aplicada ao sistema demonstra uma melhoria considerável da qualidade de conjugado.

Considerou-se como tempo de aceleração, o período de aceleração do rotor de 0 a 1800 rpm, lembrando que as correntes estão sempre limitadas a 2 A. A estratégia a quatro chaves compensado com tensão de entrada de 254 Vca apresentou um tempo de aceleração próximo do modelo a seis chaves.

A corrente de referência para o modelo compensado com 254 Vca de entrada também encontra valores próximos do modelo a seis chaves. O modelo a quatro chaves compensado, quando alimentado por uma tensão de 127 Vca, apresenta uma corrente de referência 52% superior a corrente do mesmo modelo alimentado pelo dobro da tensão. Este aumento de corrente implica em aumento de perdas e aquecimento do motor real.

CAPÍTULO IV - RESULTADOS EXPERIMENTAIS

4.1. Introdução

Com o objetivo de evidenciar os resultados teóricos e simulados, foi proposta uma montagem prática exemplificada pela Figura 4.1 para acionamento do motor BLDC a seis e quatro chaves.

Foram utilizados kits de desenvolvimento DMC1500 e eZdspF2812. A utilização destes kits representa uma forma rápida de prototipagem com grande representatividade funcional. Estas montagens podem anteceder o desenvolvimento de um hardware comercial.

Quatro diferentes tipos de acionamento para o motor BLDC foram propostos e fisicamente experimentados neste estudo para posterior comparação:

- Acionamento a Seis Chaves por pulso PWM sem controle de corrente
- Acionamento a Seis Chaves por Histerese de Corrente
- Acionamento a Quatro Chaves por Histerese Não Compensado
- Acionamento a Quatro Chaves por Histerese Compensado

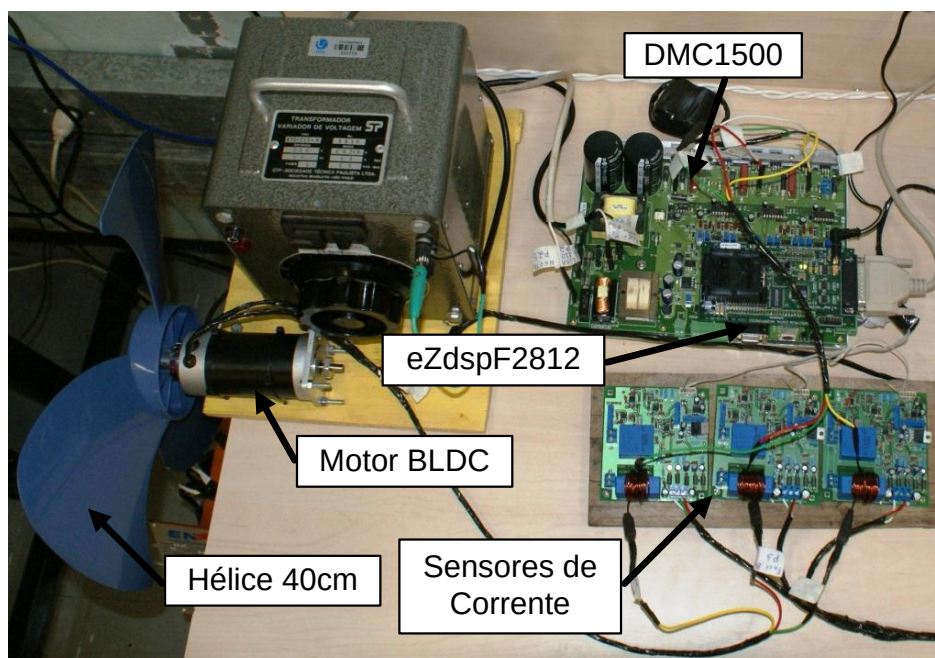


Figura 4.1 - Montagem Experimental para Acionamento BLDC

4.2. Sistema Experimental

O esquema apresentado pela Figura 4.2 pode melhor exemplificar a montagem experimental.

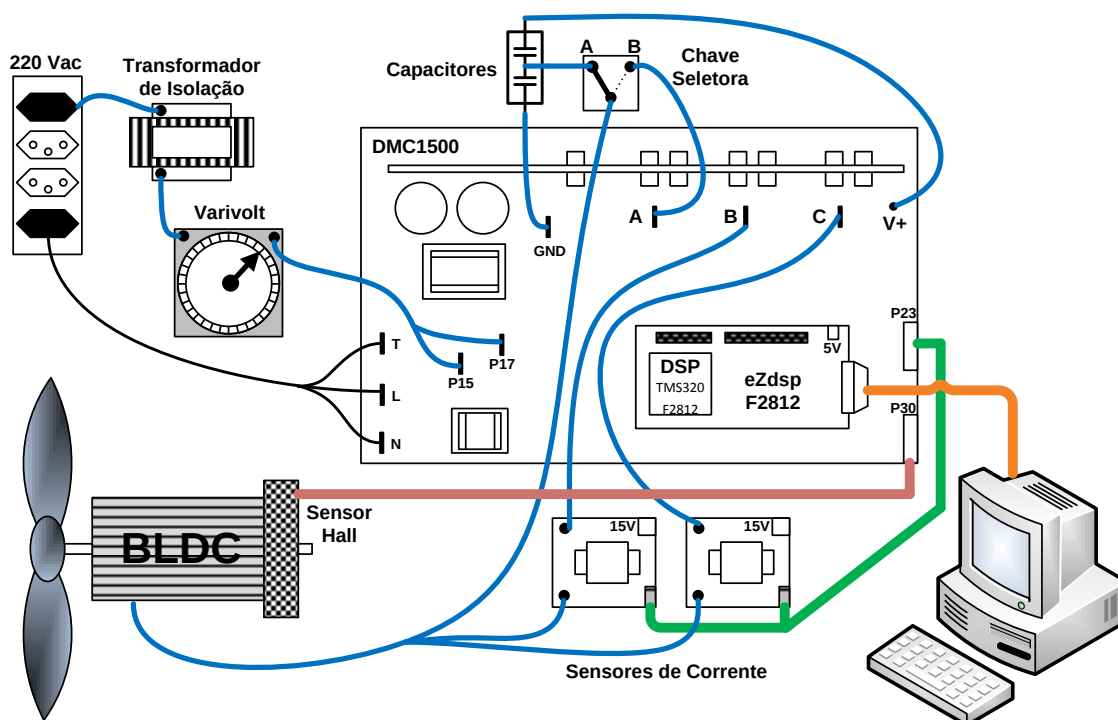


Figura 4.2 - Esquemático Experimental para Acionamento do Motor BLDC

O motor BLDC [28], mostrado na Tabela 3.1, foi acionado pelo módulo de potência DMC1500-Spectrum Digital [29]. Este motor possui sensores do tipo hall que fornecem a posição discreta do rotor a cada 60 graus elétricos.

Os processadores digitais de sinais (DSP) já são vastamente empregados em diversos controladores digitais devido a sua alta performance e por agruparem em um único componente todo o controle do acionamento [18]. O DSP utilizado neste experimento foi o DSP TMS320F2812 da Texas Instruments [30], acoplado ao módulo eZdspF2812 da Spectrum Digital [31].

Uma hélice de três pás com 40 cm empregada em ventiladores domésticos foi utilizada como carga do sistema.

Uma tensão alternada isolada por um transformador de isolamento e controlada por um varivolt foi aplicada na entrada do retificador incorporado ao DMC 1500. O retificador

fornece uma tensão com baixa flutuação no barramento. O circuito do controle da placa DMC1500, assim como a eZdsp e os sensores de corrente possuem alimentação isolada do circuito de potência.

O modelo conta com uma dupla de capacitores de 0,5 mF conectado no barramento CC que é usada no acionamento a quatro chaves.

O uso da chave seletora exemplificada possibilita a utilização da mesma montagem experimental para os quatro tipos de acionamentos aqui desenvolvidos, ficando a estratégia de acionamento responsável pela diferenciação de cada experimento. Quando a chave seletora encontra-se na posição A, o acionamento se dá pelo modelo a Quatro Chaves, e na posição B pelo modelo a Seis Chaves.

O DSP TMS320F2812 apresenta algumas das características mostradas na Tabela 4.1:

Tabela 4.1 - Características TMS320F2812

Fabricante	Texas Instruments
CPU	C28x
Frequência	150 MHz
RAM	36 KB
Flash	256 KB
Canais ADC	16 canais de 12 Bits
Canais PWM	16

A plataforma de desenvolvimento e programação utilizada para a implementação foi o Code Composer Studio em sua versão 3.1, e a frequência do sistema é de 150 MHz em todos os experimentos.

4.3. Acionamento a Seis Chaves por pulso PWM sem controle de corrente

Uma das formas mais clássicas de acionamento do motor BLDC a seis chaves é por meio um pulso PWM sem controle de corrente. Esta técnica pode dispensar assim os sensores de corrente.

O esquema de acionamento desta máquina pode ser observado na Figura 4.3, onde as principais funções empregadas pelo Code Composer são apresentadas.

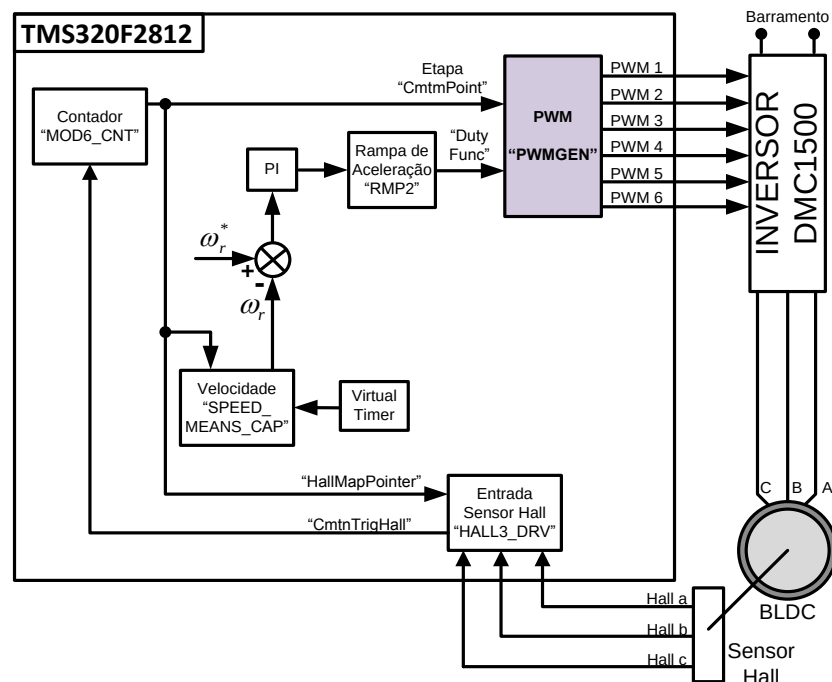


Figura 4.3 - Diagrama de Blocos para Acionamento BLDC por PWM a Seis Chaves

A tensão dos sensores Hall é lida pela função de entrada do sensor Hall (HALL3_DRV) que informa o pulso de cada sensor a um contador (MOD6_CNT). O contador fornece um valor que varia de 0 a 5 que indica a posição setorial do rotor. A Figura 4.4 exemplifica a forma de onda dos sensores Hall.

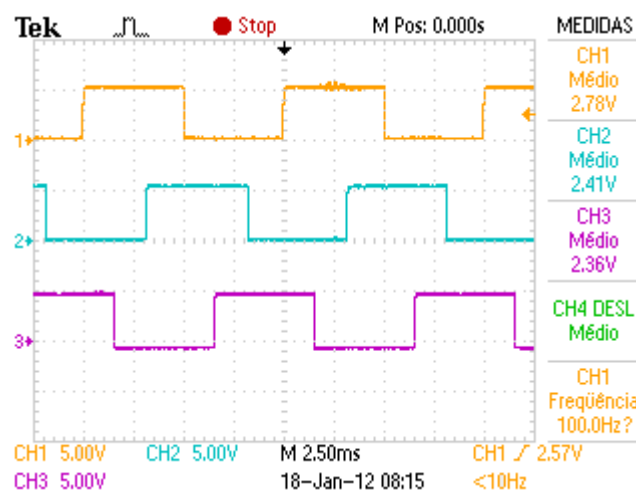


Figura 4.4 - Tensões do Sensor de Posição tipo Hall a 3000 rpm

Com base na posição setorial do rotor, e a ajuda de um contador de tempo virtual (Virtual Timer), é possível calcular a velocidade real do rotor (ω_r).

Um compensador proporcional integral (PI) é usado para cálculo da razão cíclica (DutyFunc) do pulso PWM. A frequência do pulso PWM é fixada em 40 kHz. Uma rampa de aceleração (RMP2) controla diretamente o pulso PWM para o caso de uma variação da referência da velocidade, ou seja, evita variações bruscas da razão cíclica garantindo uma aceleração constante do motor até a velocidade de referência. Este controle de aceleração com inclinação conhecida faz o controle indireto da corrente para o caso de uma carga com características de conjugado conhecidas, além de suavizar as retomadas da máquina até a velocidade de referência (ω_r^*).

Para uma velocidade de 1800 rpm em regime permanente, e uma tensão de aproximadamente 180 Vcc no barramento (fonte de 127 Vca), verifica-se o perfil de corrente da Figura 4.5. A forma de onda, apesar de apresentar uma média retangular durante cada etapa de operação, possui ligeira inclinação ascendente ao longo de cada etapa. Estas oscilações de corrente levam a oscilação de conjugado. A corrente média em cada fase é de aproximadamente 0,7A.

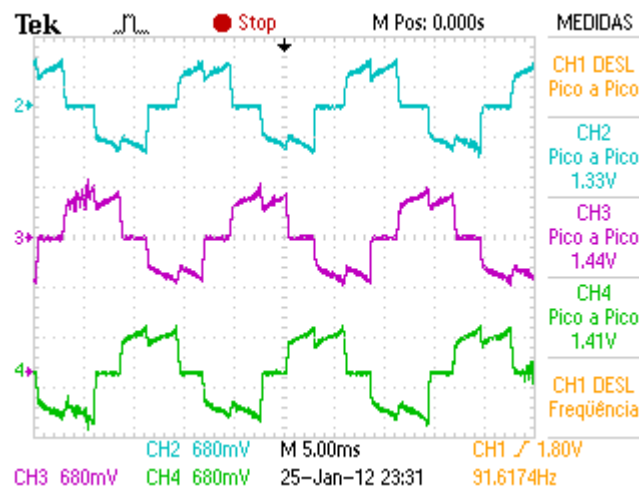


Figura 4.5 - Resultado Experimental do Controle por PWM a Seis Chaves. Corrente i_{as} , i_{bs} e i_{cs} respectivamente (680mV/div = 1A/div)

A Figura 4.6 mostra o chaveamento de S_3 e S_6 , sendo S_3 possui razão cíclica variável que depende do compensador PI.

A inexistência de realimentação do nível de corrente do motor pode ocasionar aquecimento e até a queima do mesmo, visto que nada impede a operação da máquina fora de seu limite operacional.

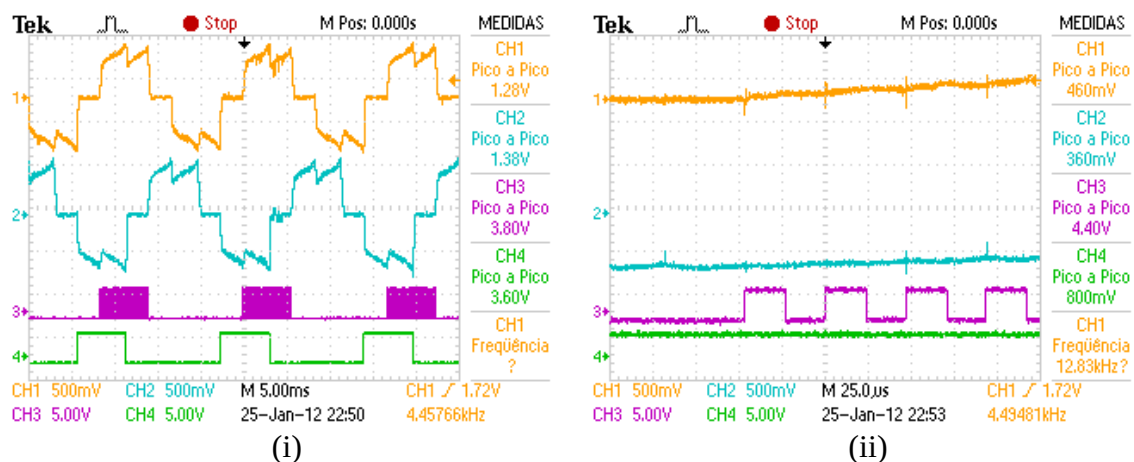


Figura 4.6 - Resultado Experimental do Controle por PWM a Seis Chaves. Corrente i_{as} , i_{bs} (canais 1 e 2: 500mV/div = 0,74A/div) e disparo Chaves S_3 e S_6 . (i)5ms/divisão; (ii)25µs/divisão

Observando a resposta dinâmica pela Figura 4.7 fica evidenciado a importância da aplicação de uma rampa de aceleração para controle das retomadas da máquina. Para o caso (i), onde a rampa é desabilitada, bruscas acelerações provocam picos de correntes elevados que podem prejudicar o sistema. Com o controle de aceleração habilitado, uma resposta em rampa com angulação controlada é observada. Este controle é preciso e gradual até a velocidade requerida, tanto para acelerações quanto desaceleração.

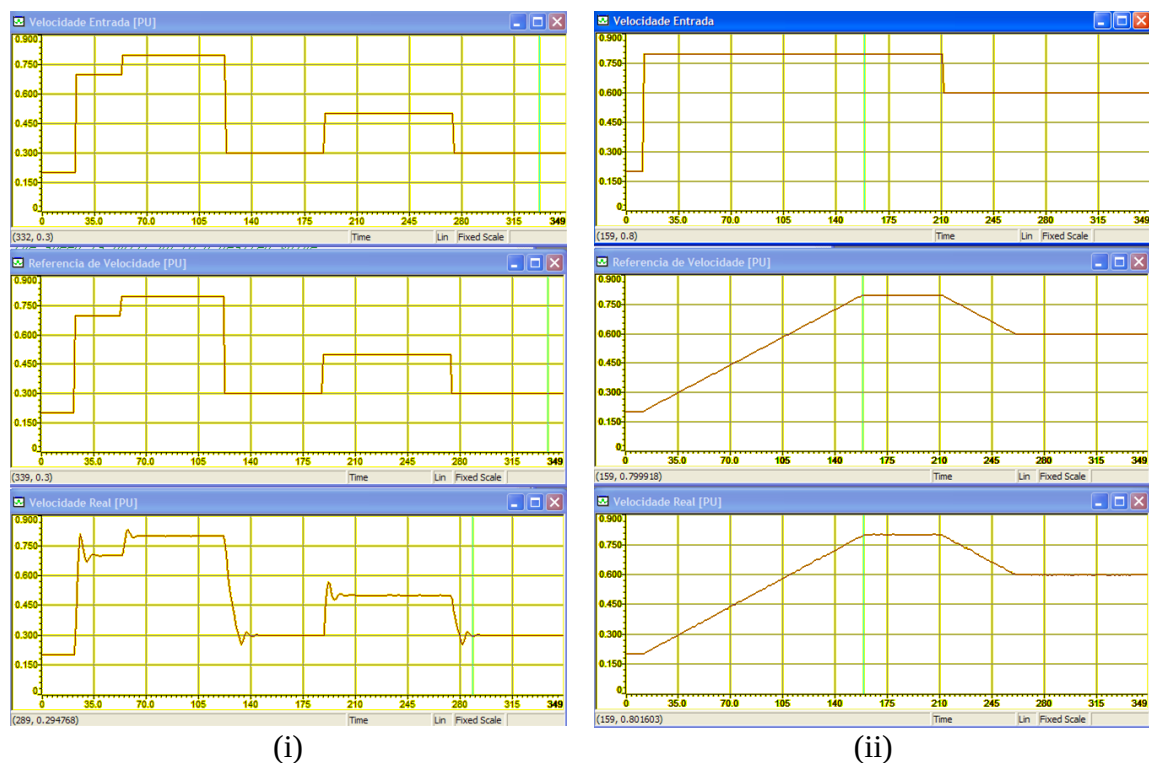


Figura 4.7 - Resposta Dinâmica do Sistema de Controle por PWM a Seis Chaves (1 PU = 3000 rpm). (i) Sem Controle de Aceleração, (ii) Com Controle de Aceleração

Outro ponto que merece destaque é o baixo consumo de energia durante o acionamento evidenciado pela Tabela 4.2. Este consumo foi medido na saída do Varivolt, imediatamente antes da ponte retificadora. O baixo fator de potência do acionamento indica a necessidade do uso de técnicas de melhoria deste valor.

Tabela 4.2 - Potência Consumida para Acionamento por PWM a Seis Chaves

Rotação [rpm]	1800	2100	2400
Potência Consumida [W]	58,5	86,0	121,8
Fator de Potência	0,59	0,62	0,64

4.4. Acionamento a Seis Chaves por Histerese de Corrente

O segundo tipo de acionamento aqui proposto experimentalmente é o acionamento a Seis Chaves por Histerese de Corrente. O sistema experimental para este tipo de acionamento pode ser visualizado pelo diagrama da Figura 4.8.

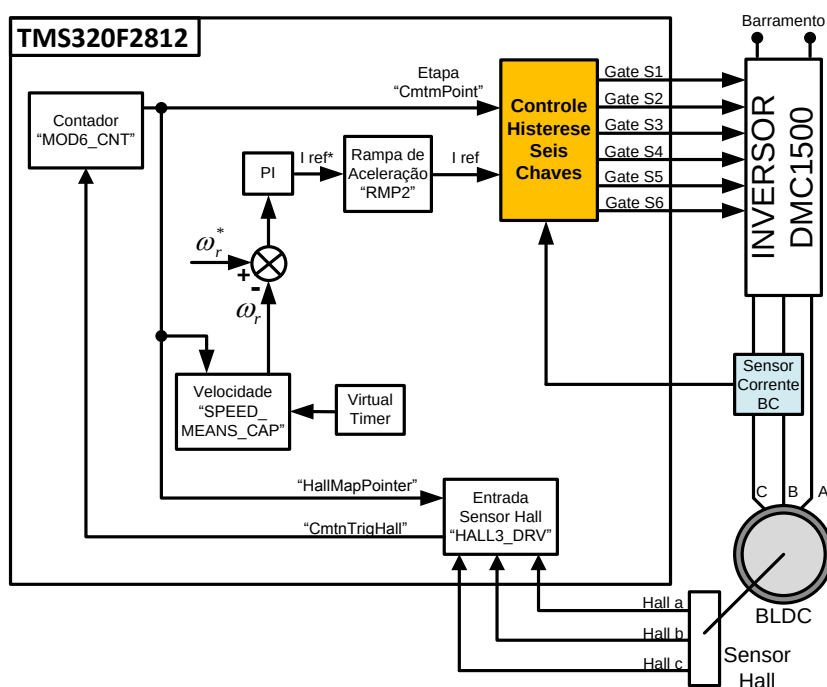


Figura 4.8 - Diagrama de Blocos para Acionamento BLDC a Seis Chaves por Histerese

Fisicamente o sistema é acrescido de um sensor de corrente nas duas fases do motor e o controle é feito por histerese. A corrente da terceira fase é calculada com base na corrente das outras duas fases.

Conforme apresentado, o controle por histerese faz com que a corrente seja limitada entre um valor máximo e mínimo em torno de uma referência ($\pm 3\%$ para nosso experimento). A cada ciclo do sistema, que no caso é de 40 kHz, a corrente em cada fase é comparada a referência e a posição angular do rotor, seguindo a estratégia da Tabela 2.3. Se esta corrente estiver acima da referência, a chave pulsante é desligada e se estiver abaixo se religa a chave. É interessante observar que será implementada uma histerese digital, ou seja, a frequência de chaveamento é definida tanto pela banda de histerese, quanto pela máxima frequência de chaveamento, determinada pela metade da taxa de amostragem implementada no DSP. Ou seja, para nosso exemplo, a frequência de chaveamento pode variar de 0 até o valor máximo de 20 kHz (suficiente para um regime de 1800 rpm).

A saída do PI fornece a referência de corrente ao sistema a histerese, enquanto no sistema a PWM fornecia a razão cíclica do mesmo. A rampa de aceleração, da mesma forma, filtra variações bruscas de acelerações da máquina até atingir o valor de saída do PI.

A estratégia a Seis Chaves por Histerese, em regime permanente a 1800 rpm, com tensão de barramento de aproximadamente 180 Vca, apresenta a forma onda de corrente da Figura 4.9.

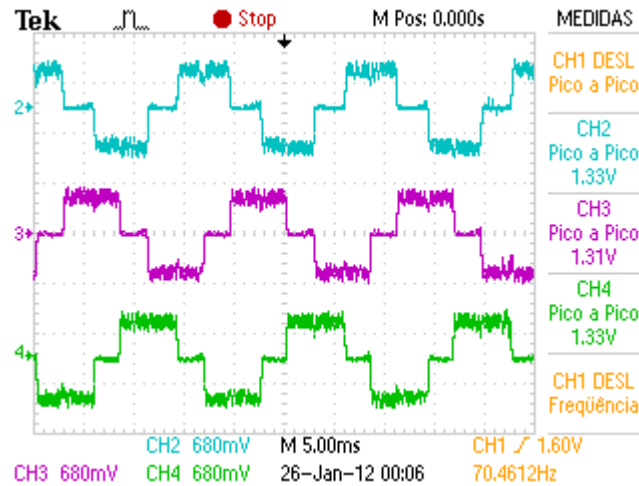


Figura 4.9 - Resultado Experimental controle a Seis Chaves por Histerese. Corrente i_{as} , i_{bs} e i_{cs} respectivamente (680mV/div = 1A/div)

A forma de onda apresenta o mesmo perfil retangular de correntes do modelo teórico e simulado, com oscilações em torno da corrente de referência (aproximadamente 0,7A) ligeiramente superiores ao modelo simulado. Esta oscilação é causada pelos ruídos originários dos sensores de corrente empregados no experimento. Uma otimização destes sensores aumentaria a precisão na forma de onda de corrente em cada fase. Esta oscilação é baixa se

comparada ao acionamento a PWM, o que provoca uma menor oscilação no conjugado eletromagnético.

Outra vantagem da realimentação de corrente é a possibilidade de sua limitação aos níveis máximos nominais do motor. Esta limitação pode ser feita diretamente pelo compensador PI, o que aumenta a vida útil da máquina e reduz sobrecargas.

O acionamento das chaves S_3 e S_6 pode ser observado pela Figura 4.10. A corrente oscila em torno do valor da corrente de referência, e a chave pulsante S_3 não possui largura de pulso fixa para o caso a histerese. As chaves de número par atuam durante 100% do tempo durante sua etapa de atuação, enquanto as chaves de número ímpar coordenam a entrega de potência ao sistema por meio de sua variação de estado ligado/desligado em cada etapa de atuação.

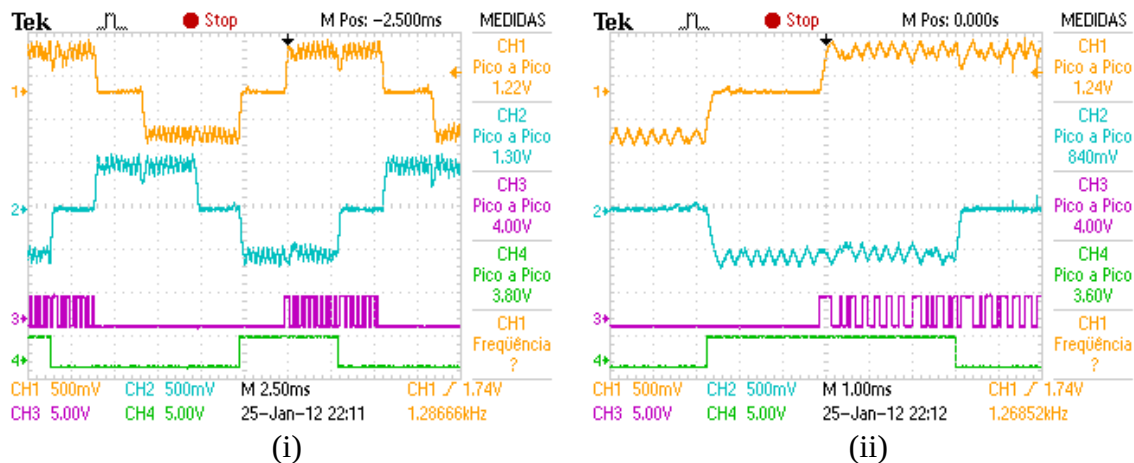


Figura 4.10 - Resultado Experimental controle a Seis Chaves por Histerese. Corrente i_{as} , i_{bs} (canais 1 e 2: 500mV/div = 0,74A/div) e disparo Chaves S_3 e S_6 . (i) 2,5ms/divisão; (ii) 1ms/divisão

A resposta dinâmica do sistema é evidenciada pela Figura 4.11. Para o caso (i), onde não existe a rampa de aceleração, a máquina possui uma aceleração mais suave em relação ao controle PWM. Este fato se deve a limitação de corrente imposta pelo PI que suaviza a resposta. Para o caso da aplicação da rampa de aceleração (ii), verifica-se a mesma otimização que para o controle a seis chaves com PWM.

A Tabela 4.3 evidencia o consumo de energia para o acionamento a seis chaves por histerese. Praticamente os mesmos valores são observados quando comparado ao acionamento por PWM.

Tabela 4.3 - Potência Consumida para Acionamento a Seis Chaves por Histerese

Rotação [rpm]	1800	2100	2400
Potência Consumida [W]	58,2	84,5	120,0
Fator de Potência	0,58	0,62	0,65

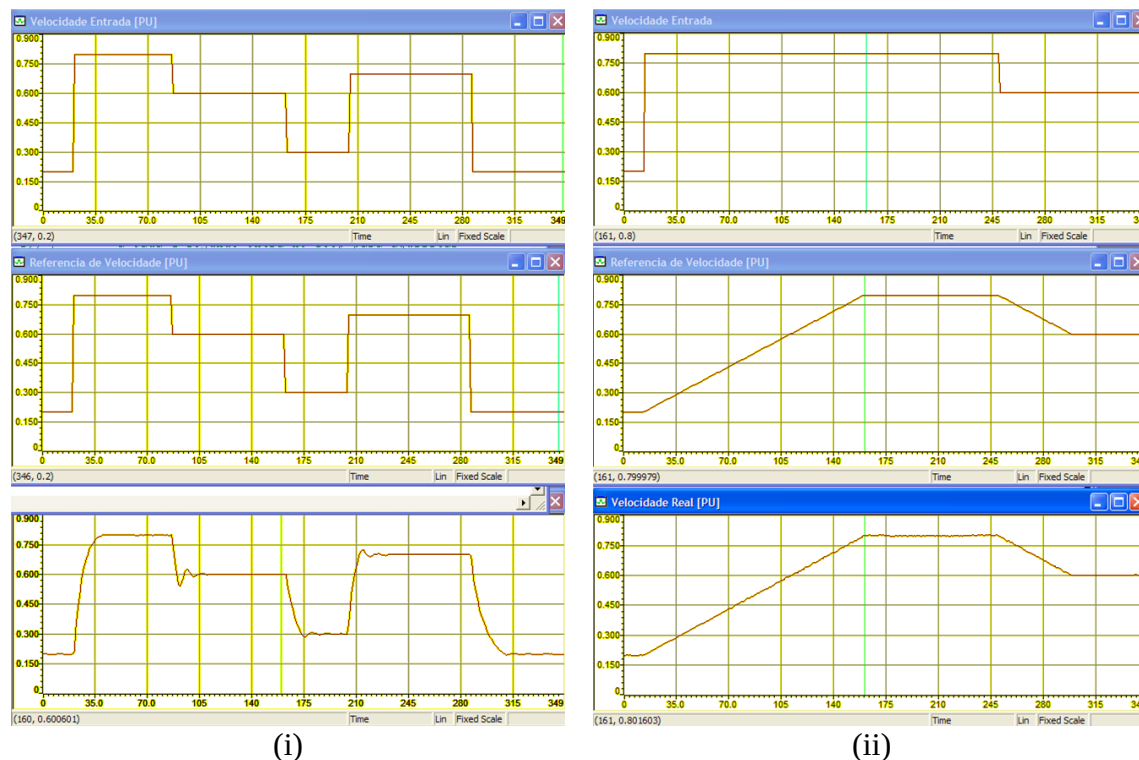


**Figura 4.11 - Resposta Dinâmica do Sistema de Controle a Seis Chaves por Histerese (1 PU = 3000 rpm).
(i) Sem Controle de Aceleração, (ii) Com Controle de Aceleração**

4.5. Acionamento a Quatro Chaves por Histerese de Corrente Não Compensado

A montagem experimental para o modelo a quatro chaves pode ser realizada simplesmente pela mudança da chave seletora para a posição A. Assim, o sistema a quatro chaves pode ser visualizado pelo diagrama de blocos funcionais da Figura 4.12. Onde a única função modificada é o bloco de controle agora a quatro chaves.

Da mesma forma que para o sistema a seis chaves por histerese, a corrente em cada fase é comparada a corrente de referência, e o controle fornece o chaveamento.

O acionamento é realizado com base nos dados da Tabela 2.3 para o modelo a quatro chaves. Assim, com uma velocidade de referência de 1800 rpm e aplicando-se a mesma tensão de 180 Vcc ao barramento (fonte de 127 Vca), pode-se evidenciar as formas de onda

apresentadas pela Figura 4.13 para um modelo não compensado. Esta forma é semelhante ao modelo de simulação computacional já apresentado.

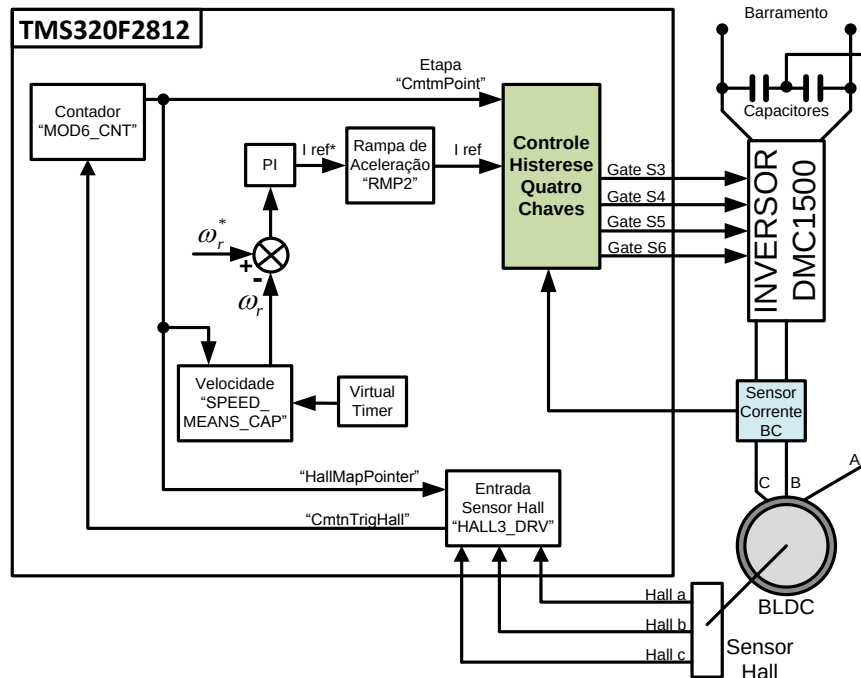


Figura 4.12 - Diagrama de Blocos para Acionamento BLDC a Quatro Chaves por Histerese

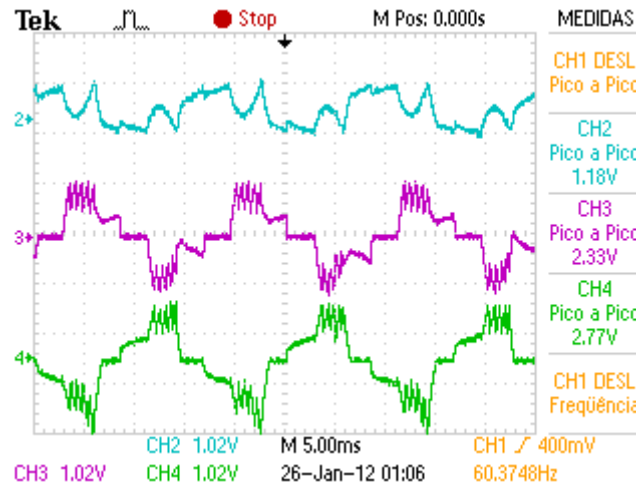


Figura 4.13 - Resultado Experimental Controle por a Quatro Chaves Histerese Não Compensado.

Corrente i_{as} , i_{bs} e i_{cs} respectivamente (1,02V/div = 1,5A/div)

As formas de onda de corrente não se apresentam formado retangular devido a dois fatores já verificados no modelo teórico e no modelo de simulação. O primeiro se refere à distorção causada pela força contra-eletromotriz na fase A que provoca correntes parasitas que distorcem as três fases. O segundo fator é referente à assimetria de tensão que limita a

corrente durante a condução na fase A por possuir apenas metade da tensão do barramento (etapas I, II, IV e V). Estes dois fatores geram fortes distorções das correntes das três fases, o que implica em elevadas vibrações da máquina durante este acionamento.

A Figura 4.14 exemplifica o disparo das chaves S_3 e S_6 . Observa-se que durante a Etapa II ($90^\circ < \Theta < 150^\circ$), a corrente i_{cs} possui valor abaixo do valor de referência, o que provoca o fechamento da chave S_6 durante todo o setor. No setor III seguinte, o aumento da corrente é verificado, pois a tensão aplicada passa a ser a tensão do barramento, e verifica-se então o chaveamento de S_3 e S_6 em sinergia. O setor IV seguinte verifica a mesma situação de subcorrente e o fechamento contínuo da chave S_3 .

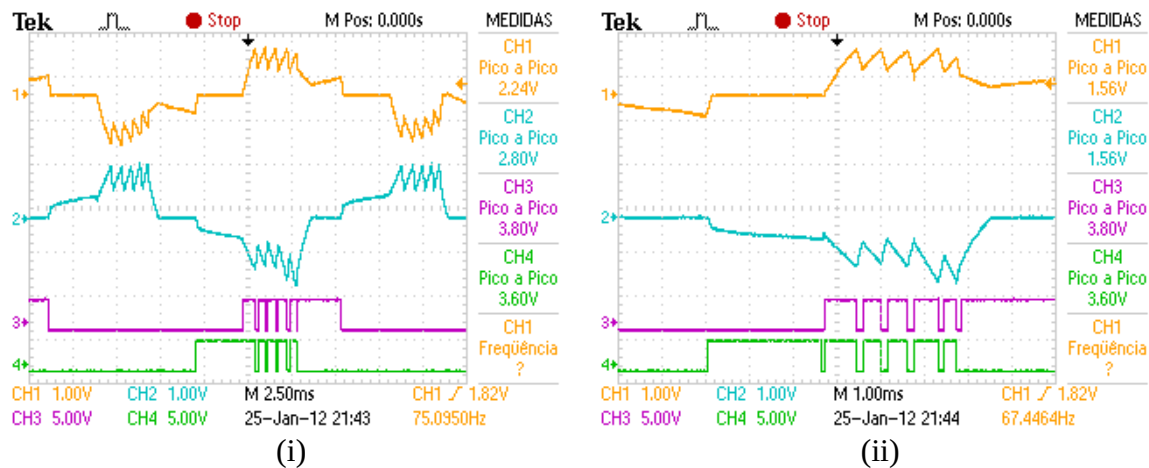


Figura 4.14 - Resultado Experimental Controle a Quatro Chaves por Histerese Não Compensado.
Corrente i_{bs} , i_{cs} (canais 1 e 2: 1,00V/div = 1,47A/div) e disparo Chaves S_3 e S_6 . (i) 2,5ms/divisão;
(ii) 1,0ms/divisão

A resposta dinâmica do motor para acionamento por histerese a quatro chaves não compensado é evidenciado pela Figura 4.15. Ignorando-se a alta vibração, observa-se uma boa resposta dinâmica do motor bem semelhante ao modelo por histerese a seis chaves. Outro fato que merece importância é a limitação de regime à 1889 rpm devido limitação de tensão na fase A.

Em termos de potência, exemplificada pela Tabela 4.4, pode-se notar valores bem próximos aos encontrados durante os acionamentos já observados.

Tabela 4.4 - Potência Consumida para Acionamento a Quatro Chaves por Histerese Não Compensado

Rotação [rpm]	1200	1800	1889 Velocidade Máxima
Potência Consumida [W]	20,7	59,0	67,8
Fator de Potência	0,52	0,58	0,59

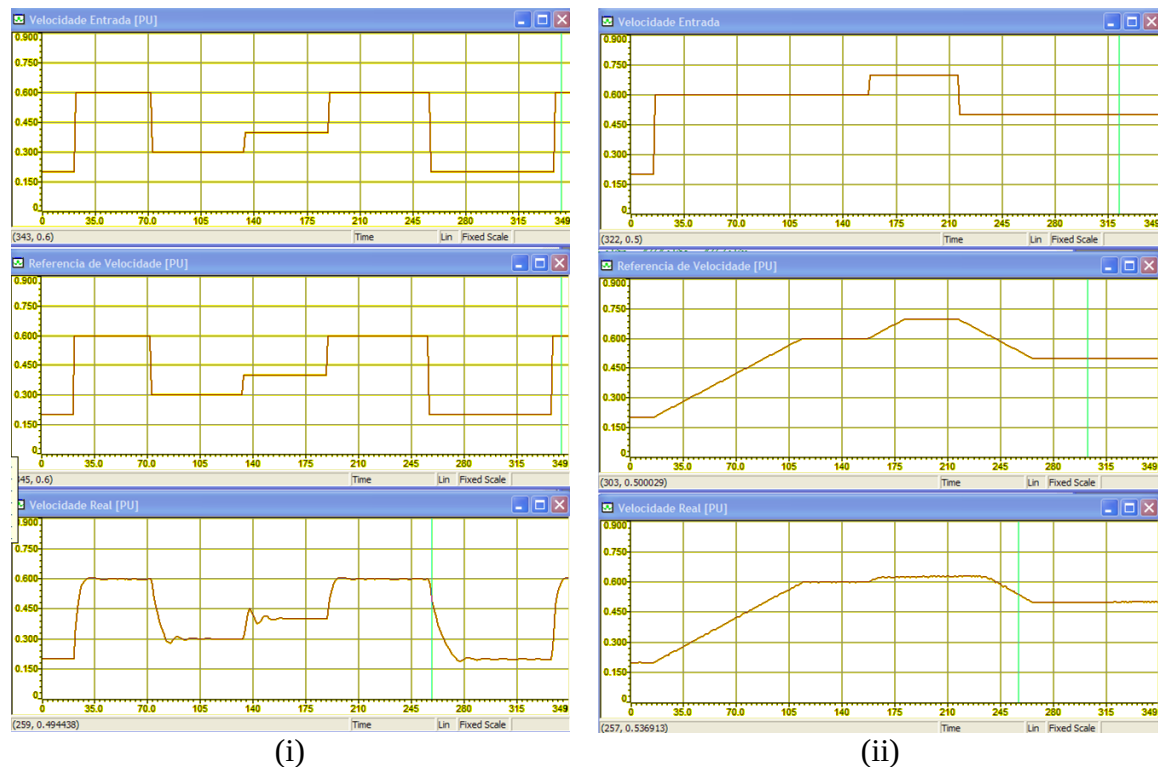


Figura 4.15 - Resposta Dinâmica do Sistema de Controle a Quatro Chaves por Histerese Não Compensado (1 PU = 3000 rpm). (i) Sem Controle de Aceleração, (ii) Com Controle de Aceleração

4.6. Acionamento a Quatro Chaves por Histerese de Corrente Compensado

Usando a mesma montagem do sistema a quatro chaves não compensado, e alterando-se apenas o bloco de controle, pode-se exemplificar o modelo de acionamento a quatro chaves por histerese de corrente compensado.

Neste modelo, cada chave é controlada de maneira independente. O controle depende da corrente de referência e o setor angular do rotor. Assim, aplicando-se a mesma referência de velocidade (1800 rpm) e tensão de barramento (180 Vcc) idêntica aos outros modelos exemplificados, observa-se as formas de onda da Figura 4.16.

As curvas apresentam formato retangular, devido a compensação da força contra-eletromotriz, e correspondem ao modelo teórico e de simulação para a respectiva carga. Esta

natureza indica o baixo conjugado eletromagnético de oscilação que é comprovado experimentalmente. Uma pequena queda de corrente observada na fase A. Esta oscilação, que está descrita nos resultados de simulação, é proveniente do fechamento da chave S_6 ao mesmo tempo em que o diodo D_3 está conduzindo a corrente na fase B (chave S_4 é aberta) no instante de transição da etapa I para a etapa II. Este efeito é também observado na transição de etapa IV para V.

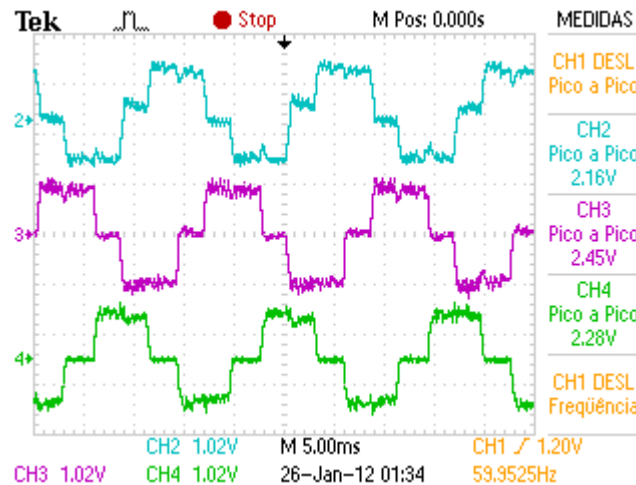


**Figura 4.16 - Resultado Experimental Controle a Quatro Chaves por Histerese Compensado (1800 rpm).
Corrente i_{as} , i_{bs} e i_{cs} respectivamente (1,02V/div = 1,5A/div)**

Durante o acionamento a quatro chaves do motor BLDC, têm-se dois setores (III e VI) ligados à tensão do barramento e quatro setores (I, II, IV e V) conectados à metade desta tensão por meio de um divisor capacitivo. Este problema de assimetria de tensão foi também evidenciado pelo modelo teórico e de simulação. O valor de cada capacitor é de 0,5 mF, previamente calculado pela equação 3.6 e usado em todos os modelos.

A corrente de referência, ou média, é de aproximadamente 1,35 A para o acionamento a quatro chaves compensado, enquanto para o acionamento a seis chaves este valor está em torno de 0,70 A, tanto por histerese quanto por PWM com uma mesma carga e velocidade. Este aumento significativo da referência da corrente tem por consequência o sobreaquecimento do motor causado pelas maiores perdas nos enrolamentos.

É possível verificar pela Figura 4.17 que as chaves S_3 e S_6 são acionadas independentemente mesmo durante o setor III. O motor, mesmo operando próximo do seu limite de rotação para a dada tensão de entrada, não apresenta nenhuma corrente abaixo da referência em nenhuma das fases, mesmo com o baixo número de chaveamentos.

Assim como no modelo a seis chaves, verificou-se a existência de ruído na saída dos sensores de corrente, o que ocasionou em uma maior oscilação de corrente em cada fase. Uma melhoria na aquisição do sinal de corrente implicaria em menor oscilação em cada fase.

Como verificado pelo modelo matemático, a força contra eletromotriz do motor é diretamente proporcional à velocidade do mesmo. Assim, outro problema relacionado a assimetria de tensão aplicada o motor BLDC é a limitação da velocidade a 2040 rpm para a referida tensão de entrada. O efeito é experimentalmente evidenciado na Figura 4.18 que apresenta as correntes aplicadas ao motor em velocidade máxima. Uma assimetria entre as diversas correntes pode ser verificada.

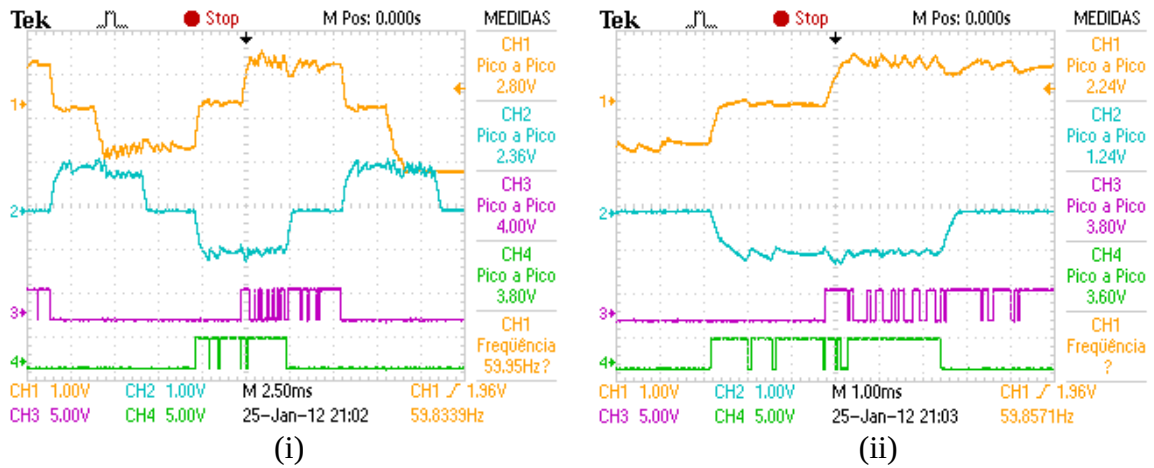


Figura 4.17 - Resultado Experimental Controle a Quatro Chaves por Histerese Compensado (1800 rpm).

Corrente i_{bs} , i_{cs} (canais 1 e 2: 1,00V/div = 1,47A/div) e disparo Chaves S_3 e S_6 . (i) 2,5ms/divisão; (ii) 1,0ms/divisão

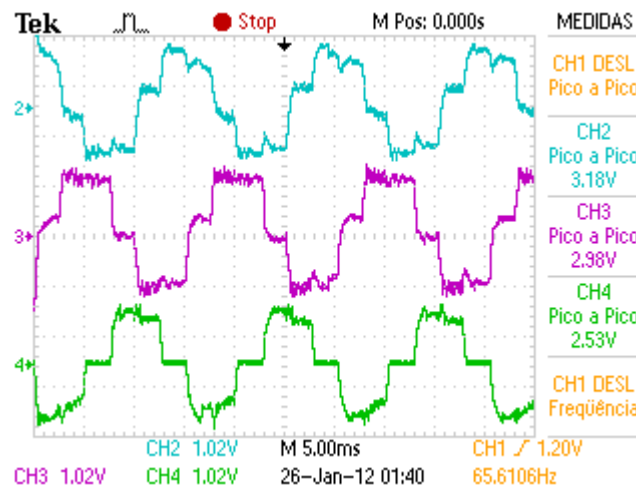


Figura 4.18 - Resultado Experimental Controle a Quatro Chaves por Histerese Compensado (2040 rpm).

Corrente i_{as} , i_{bs} e i_{cs} respectivamente (1,02V/div = 1,5A/div)

A Figura 4.19 apresenta o detalhe das chaves S_3 e S_6 . A ampliação em (ii) demonstra que na etapa IV, existe uma distorção da corrente da fase B que permanece abaixo da referência. Mesmo a chave S_3 permanecendo 100% da etapa no seu estado ligado, não é possível elevar o nível de corrente neste ponto.

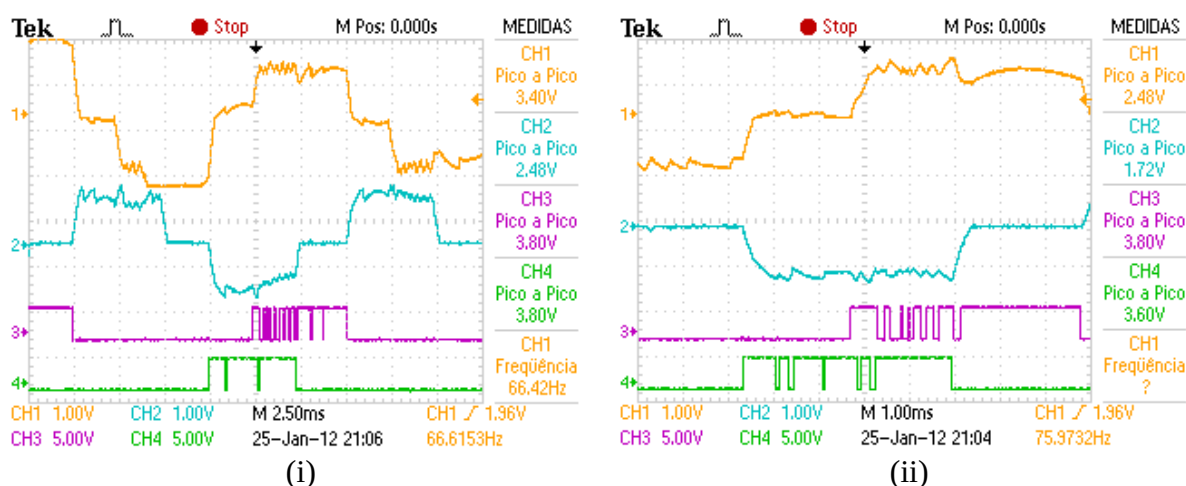


Figura 4.19 - Resultado Experimental Controle a Quatro Chaves por Histerese Compensado (2040 rpm).
Corrente i_{bs} , i_{cs} (canais 1 e 2: 1,00V/div = 1,47A/div) e disparo Chaves S_3 e S_6 . (i) 2,5ms/divisão;
(ii) 1,0ms/divisão

Outro fato que merece destaque é a resposta dinâmica para o acionamento a quatro chaves por histerese compensado observado pela Figura 4.20. Este se apresenta muito semelhante ao acionamento a seis chaves por histerese, excetuando pela limitação de velocidade também apresentada.

A limitação de corrente na fase conectada ao ponto de média tensão do barramento implica em uma limitação do conjugado de máquina, incluindo a partida. A máquina pode não apresentar torque suficiente para se colocar em movimento na correta direção rotacional que pode ser melhor evidenciado pelo modelo simulado.

Em termos de rendimento, praticamente o mesmo consumo é observado em todos os acionamentos. Um aumento não significativo da potência consumida para o acionamento a quatro chaves compensado é verificado pela Tabela 4.5 devido ao aumento de corrente no mesmo.

O sistema fisicamente montado apresenta limitações de tensão aplicada, assim é possível verificar o efeito de uma elevação da mesma no motor.

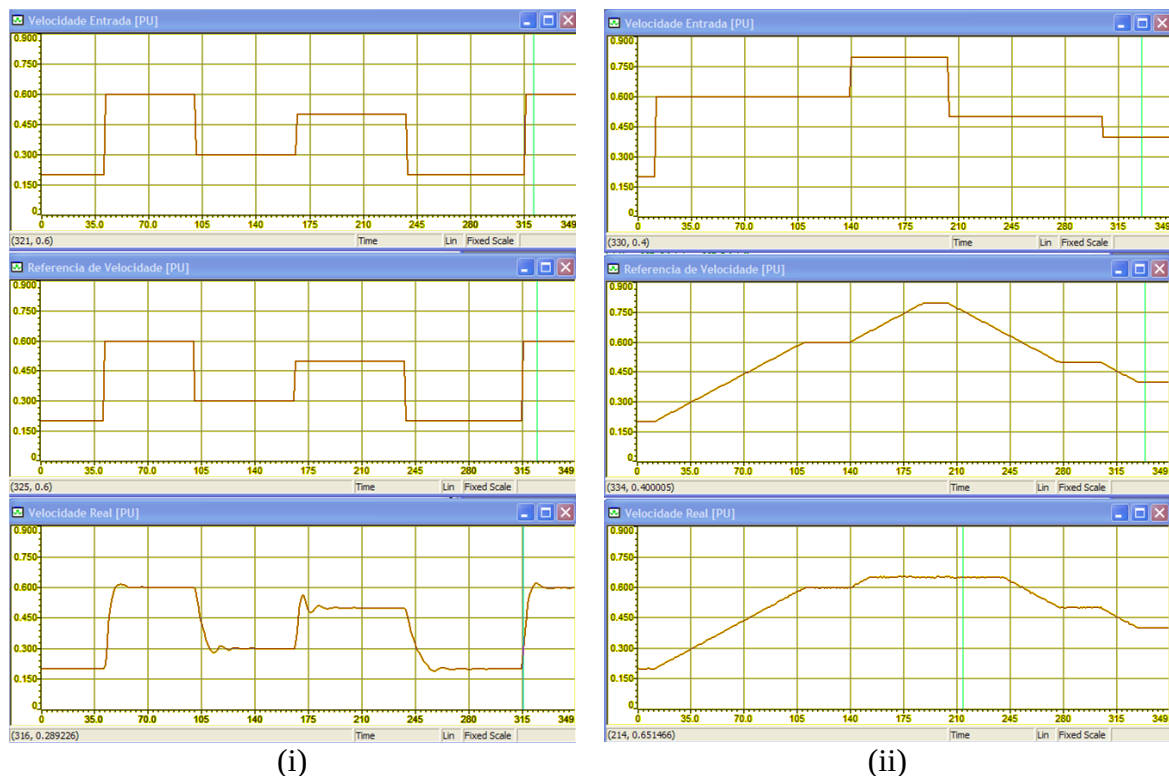


Figura 4.20 - Resposta Dinâmica do Sistema de Controle a Quatro Chaves por Histerese Compensado (1 PU = 3000 rpm). (i) Sem Controle de Aceleração, (ii) Com Controle de Aceleração

Tabela 4.5 - Potência consumida para acionamento a Quatro Chaves por Histerese Compensado

Rotação [rpm]	1200	1800	2040 Velocidade Máxima
Potência Consumida [W]	20,9	58,8	73,0
Fator de Potência	0,52	0,59	0,60

Os problemas observados pela limitação de velocidade, aumento da corrente no estator, e dificuldades de partida para o acionamento a quatro chaves podem ser atenuados pelo aumento da tensão de entrada do sistema que foi evidenciado pelo modelo computacional. Uma maior tensão no barramento implicaria na elevação da tensão na fase conectada ao ponto médio da dupla de capacitores e, por conseguinte redução das correntes estatóricas e elevação do nível superior de rotação máximo. Entretanto este fato implica em melhoria do isolamento dos enrolamentos da máquina e necessidade de uma fonte de tensão de maior nível.

CAPÍTULO V - CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

5.1. Conclusões Finais

O acionamento de cargas com potencia fracionária pode ser realizado por Motores de Corrente Contínua a Ímãs Permanentes Sem Escovas. Estes apresentam facilidade de controle, boa resposta dinâmica e rendimento.

O presente estudo compara quatro diferentes topologias de acionamento. Duas topologias a Seis Chaves e duas topologias a Quatro Chaves.

Técnicas de controle de velocidade em malha fechada podem ser empregadas para acionamento a seis e a quatro chaves.

A estratégia de acionamento a seis chaves por histerese de corrente apresenta melhor desempenho se comparado à estratégia a seis chaves por PWM. Esta última apresenta distorções de corrente em cada etapa angular que resultam em oscilação de conjugado, além de maior dificuldade na limitação do regime de operação.

É possível a redução de custo do conversor, com a redução de um par de chaves do conversor e respectivas saídas PWM do controlador para a estratégia a quatro chaves.

A estratégia a quatro chaves não compensado apresenta, mesmo aumentando a tensão de alimentação, irregularidades nos perfis de corrente que ocasionam fortes oscilações de conjugado e altas vibrações, inviabilizando a aplicação desta estratégia não compensada.

A estratégia a quatro chaves, quanto aplicada à mesma tensão de entrada do sistema a seis chaves, apresenta elevação da corrente de referencia do sistema. Este aumento da corrente aplicada resulta em aumento de perdas e superaquecimento do motor em determinados regimes de operação a quatro chaves.

Fica evidenciado que a topologia a quatro chaves do motor BLDC, aplicando controle de corrente por histerese compensado, apresenta desempenho compatível à estratégia a seis chaves para determinadas faixas de operação.

O uso de capacitores conectados ao barramento pode suprir a corrente necessária ao motor. Neste caso tanto a operação em regime permanente quanto a partida da máquina devem ser levados em consideração para o cálculo da capacitância.

Dentre as limitações do acionamento a quatro chaves compensado está a limitação de velocidade, aumento das correntes estatóricas e dificuldade de partida. Estas restrições estão

relacionadas às correntes induzidas pelas forças contra-eletromotrizes e a assimetria da tensão aplicada em cada fase.

Estes problemas podem ser atenuados pelo controle de histerese compensado, com aumento da tensão aplicada ao barramento, uso de dobradores de tensão e técnicas de partida aplicadas à estratégia a quatro chaves.

5.2. Propostas para trabalhos futuros

Mais estudos direcionados a aplicação de Motores a Ímãs Permanentes Sem Escovas são necessários, visto a importância do tema. Com base nos estudos apresentados, seguem algumas sugestões para continuidade do trabalho:

- Desenvolvimento de um protótipo comercial a custo reduzido;
- Estudo de novas topologias de acionamentos com número reduzido de chaves;
- Estudo e implementação de uma máquina BLDC assimétrica para uso em sistemas a quatro chaves;
- Correção do fator de potência para acionamento a quatro chaves;
- Técnicas sem o uso de sensores de posição.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] KRISHNAN, R.; “Electric motor drives: modeling, analysis and control”, Virginia Tech, Blackburg, VA, Prentice Hall, 2001.
- [2] ANDRADE, D.A.; COSTA, R.S.; TEIXEIRA, R.S.; FLEURY, A.V.; “Energy Efficiency for Fractional Power Loads”. IEEE - Industry Applications Magazine, Vol. 12, pp. 12-20, 2006.
- [3] DINAU, P.C.M.; COSTA, R.R.; CARNEIRO, R.F.; FERNANDES, A.C.; “Controle de Posição e Velocidade de Servomotores de Corrente Contínua Sem Escovas para Aplicação em Propulsores Azimutais”. XVIII Congresso Brasileiro de Automática, pp. 2255-2262, 2010.
- [4] SINGH, B.; SINGH, S.; “State of the Art on Permanent Magnet Brushless DC Motor Drives”. Journal of Power Electronics, Vol. 9, No. 1, pp. 1-17, 2009.
- [5] BLAABJERG, F.; NEACSU, D.O.; PEDERSEN, J.K.; “Adaptive SVM to compensate dc-link voltage ripple for four-switch three-phase voltage-source inverter”. IEEE - Transactions on Power Electronics, Vol.14, pp. 743-752, 1999.
- [6] KIM, G.T.; LIPO, T.A.; “VSI-PWM rectifier/inverter system with a reduced switch count”. IEEE Transactions Industry Applications, Vol. 32, pp. 1331-1337, 1996.
- [7] PILLAY, P.; FREERE, P.; “Literature survey of permanent magnet ac motors and drives”. IEEE – Industry Applications Society Annual Meeting, Vol. 1, pp. 74-84, 1989.
- [8] HENDERSHOT, J.R.; MILLER, T.J.E.; “Design of Brushless Permanent Magnet Motor”. Motor Design Books, Segunda Edição, 2010.
- [9] FITZGERALD, A.E.; KINGSLEY, C.; UMANS, D.S.; “Máquinas Elétricas”, Porto Alegre, Bookman, Editora Artmed, Sexta Edição, 2006.
- [10] SINGH, B.; SINGH, B.P.; DWIVEDI, S.K.; “A state of art on different configurations of permanent magnet brushless machines”. IE(I) Journal – EL, Vol. 87, pp. 63-73, 2006.
- [11] KRISHNAN, R.; “Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives”, CRC Press, Primeira Edição, 2009.
- [12] GALVÃO, F.J.D.M.; “Regulador de Tensão para Sistemas de Excitação Brushless – Desenvolvimento e Aplicação”. Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Itajubá, Itajubá, 2007.

-
- [13] LEE, B.K.; KIM, T.H.; EHSANI, M.; “On the Feasibility of Four-Switch Three-Phase BLDC Motor Drives for Low Cost Commercial applications: Topology and Control”. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 18, n. 1, pp. 164-172, 2003.
- [14] BROECK, H.W.V.D.; WYK, J.D.V.; “A comparative investigation of a three-phase induction machine drive with a component minimized voltage-fed inverter under different control options”. IEEE Transactions Industry Applications, Vol. 20, pp. 309-320, 1984.
- [15] NIASAR, A.H.; MOGHBELLI, H.; VAHEDI, A.; “Modeling, Simulation and Implementation of Four-Switch, Brushless DC Motor Drive based on Switching Functions”. IEEE – Eurocon 2009, St. Petersburg, pp. 682-687, 2009.
- [16] LIN, C.T.; HUNG, C.W.; LIU, C.W.; “Position Sensorless Control for Four-Switch Three-Phase Brushless DC Motor Drives”. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 23, pp. 438-444, 2008.
- [17] BISSOCHI, C.A.; “Análise Teórico Experimental do Comportamento do Motor de Indução Operando com Correntes Controladas em Regime Permanente”, Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, 1997.
- [18] NIASAR, A.H.; MOGHBELI, H.; VAHEDI, A.; “Implementation of Four-Switch Brushless DC Motor Drive Based on TMS320LF2407 DSP”. IEEE – International Conference on Signal Processing and Communication, ICSP 2007, pp. 332-335, Dubai, 2007.
- [19] SATHYAN, A.; KRISHNAMURTHY, M.; MILIVOJEVIC, N.; EMADI, A.; “A Low-Cost Digital Control Scheme for Brushless DC Motor Drives in Domestic Applications”. IEEE - Electric Machines and Drives Conference, IEMDC 09, pp. 76-82, 2009.
- [20] MADANI, S.M.; HAO, L.; TOLYAT, H.A.; “A Low-Cost Four-Switch BLDC Motor Drive with Active Power Factor Correction”. IEEE – Industrial Electronics Society, IECON 02, Vol. 1, pp. 579-584, 2002.
- [21] NIASAR, A. H.; VAHEDI, A.; MOGHBELLI, H.; “A Novel Position Sensorless Control of a Four-Switch, Brushless DC Motor Drive Without Phase Shifter”. IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 23, n. 6, pp. 3079-3087, 2008.
- [22] NIASAR, A. H.; MOGHBELLI, H.; VAHEDI, A.; “A Novel Sensorless Control Method for Four-Switch, Brushless DC Motor Drive without Using any 30° Phase

-
- Shifter”. International Conference on Electrical Machines and Systems, ICEMS 2007, pp. 408-413, Seoul, 2007.
- [23] NIASAR, A. H.; VAHEDI, A.; MOGHBELLI, H.; “Analysis of Commutation Torque Ripple in Three-Phase, Four-Switch Brushless DC (BLDC) Motor Drives”. IEEE – Power Electronics Specialists Conference, PESC 06, 2006.
- [24] NIASAR, A. H.; MOGHBELLI, H.; VAHEDI, A.; “Commutation torque ripple of four-switch, brushless dc motor drives, part II: controllability and minimization”. IEEE – International Workshop on Advanced Motion Control, pp. 547-552, 2006.
- [25] OZTURK, S.B.; ALEXANDER, W.C.; TOLİYAT, H.A.; “Direct Torque Control of Four-Switch Brushless DC Motor with Non-sinusoidal Back-EMF”. IEEE – Transaction on Power Electronics, Vol. 25, pp. 4730-4736, 2010.
- [26] GONELLA, M.C.; “Acionamento e Controle Sensorless para Motores Brushless DC Aplicados a Compressores Herméticos para Refrigeração Doméstica”. Dissertação de Mestrado, Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo, São Carlos, 2006.
- [27] TEIXEIRA, F.H.P.; “Metodologia para projeto, construção e ensaios em máquina síncrona de ímã permanente – MSIP”. Dissertação de Mestrado, Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo, São Carlos, 2006.
- [28] ANAHEIM AUTOMATION; “BLWS23 - Brushless Motors”. <<http://www.anaheimautomation.com>>, 2012.
- [29] SPECTRUM DIGITAL, “DMC1500 - Technical Reference”. Literature number: dmc1500.pdf, <<http://www.spectrumdigital.com>>, 2000.
- [30] TEXAS INSTRUMENTS; “TMS320C28x Digital Signal Processors – Data Manual”. Literature number: SPRS174T, April 2001, Revised May 2012, tms320f2812.pdf, <<http://www.ti.com>>. 2011.
- [31] SPECTRUM DIGITAL, “eZdsp™ F2812 - Technical Reference”. Literature number: ezf2812_techref.pdf, <<http://www.spectrumdigital.com>>, 2003.
- [32] ISHAK, D.; ZHU, Z.Q.; HOWE, D.; “Permanent Magnet Brushless Machines with Unequal Tooth Widths and Similar Slot and Pole Numbers”. IEEE Industry Applications Conference, 39th IAS annual Meeting, Vol. 2, pp. 1055-1061, 2004.
- [33] LEE, B.K.; EHSANI, M.; “Advanced Simulation Model for Brushless DC Motor Drives”. Journal of Power Electronics, Vol. 3, n. 2, pp. 124-138, 2003.
-

-
- [34] BARBI, I.; GULES, R.; REDL, R.; “DC-DC Converter: Four Switches $V_{pk} = V_{in}/2$, Capacitive Turn-Off Snubbing, ZV Turn-On”. IEEE – Transaction on Power Electronics, Vol. 17, N. 4, pp. 918-927, 2004.

ANEXO A – ALGORITMO DAS FUNÇÕES DE SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL

A.1. Função Posição

```
function q=Posicao(h)

% Fornece uma saida que varia de 1 a 6 referente ao setor angular

ha=h(1);
hb=h(2);
hc=h(3);

q=0;
if (ha==1 && hb==0 && hc==1)
    q=1;
elseif (ha==1 && hb==0 && hc==0)
    q=2;
elseif (ha==1 && hb==1 && hc==0)
    q=3;
elseif (ha==0 && hb==1 && hc==0)
    q=4;
elseif (ha==0 && hb==1 && hc==1)
    q=5;
elseif (ha==0 && hb==0 && hc==1)
    q=6;
end
```

A.2. Função Controle para Acionamento a Seis Chaves por Histerese de Corrente

```
function Q = Gates_6_Chaves_Histerese(u)

% Fornece o instante de chaveamento para a estratégia a Seis Chaves por
% Histerese

Setor = u(1);
Iref = u(2);
Ib = u(3);
Ic = u(4);
Ia = -(Ib+Ic);

Q = u(5:10);

Iref_H = Iref*1.02;
Iref_L = Iref*0.98;

if (Setor==1)
    Q(4)=1;
    Q(2)=0;
    Q(3)=0;
    Q(5)=0;
```

```

        Q(6)=0;
        if(Ia>Iref_H)
            Q(1)=0;
        end
        if(Ia<Iref_L)
            Q(1)=1;
        end
    end
end

if(Setor==2)
    Q(2)=0;
    Q(3)=0;
    Q(4)=0;
    Q(5)=0;
    Q(6)=1;
    if(Ia>Iref_H)
        Q(1)=0;
    end
    if(Ia<Iref_L)
        Q(1)=1;
    end
end

if(Setor==3)
    Q(1)=0;
    Q(2)=0;
    Q(4)=0;
    Q(5)=0;
    Q(6)=1;
    if(Ib>Iref_H)
        Q(3)=0;
    end
    if(Ib<Iref_L)
        Q(3)=1;
    end
end

if(Setor==4)
    Q(1)=0;
    Q(2)=1;
    Q(4)=0;
    Q(5)=0;
    Q(6)=0;
    if(Ib>Iref_H)
        Q(3)=0;
    end
    if(Ib<Iref_L)
        Q(3)=1;
    end
end

if(Setor==5)
    Q(1)=0;
    Q(3)=0;
    Q(4)=0;
    Q(2)=1;
    Q(6)=0;
    if(Ic>Iref_H)
        Q(5)=0;
    end

```

```

        end
        if(Ic<Iref_L)
            Q(5)=1;
        end
    end

    if(Setor==6)
        Q(1)=0;
        Q(2)=0;
        Q(3)=0;
        Q(4)=1;
        Q(6)=0;
        if(Ic>Iref_H)
            Q(5)=0;
        end
        if(Ic<Iref_L)
            Q(5)=1;
        end
    end
end

```

A.3. Função Controle para Acionamento a Quatro Chaves por Histerse de Corrente Não Compensado

```

function Q = Gates_4_Chaves_Histerese_Nao_Compensado(u)

% Fornece o instante de chaveamento para a estratégia a Quatro Chaves por
% Histerese Não Compensado

Setor = u(1);
Iref = u(2);
Ib = u(3);
Ic = u(4);
Ia = -(Ib+Ic);

Q = u(5:8);

Iref_H = Iref*1.02;
Iref_L = Iref*0.98;

if(Setor==1)
    Q(1)=0;
    Q(3)=0;
    Q(4)=0;
    if(Ia > Iref_H)
        Q(2)=0;
    end
    if(Ia < Iref_L)
        Q(2)=1;
    end
end

if(Setor==2)
    Q(1)=0;

```

```

        Q(2)=0;
        Q(3)=0;
        if(Ia > Iref_H)
            Q(4)=0;
        end
        if(Ia < Iref_L)
            Q(4)=1;
        end
    end
end

if(Setor==3)
    Q(2)=0;
    Q(3)=0;
    if(Ib>Iref_H)
        Q(1)=0;
        Q(4)=0;
    end
    if(Ib<Iref_L)
        Q(1)=1;
        Q(4)=1;
    end
end

if(Setor==4)
    Q(2)=0;
    Q(3)=0;
    Q(4)=0;
    if(Ib>Iref_H)
        Q(1)=0;
    end
    if(Ib<Iref_L)
        Q(1)=1;
    end
end

if(Setor==5)
    Q(1)=0;
    Q(2)=0;
    Q(4)=0;
    if(Ic>Iref_H)
        Q(3)=0;
    end
    if(Ic<Iref_L)
        Q(3)=1;
    end
end

if(Setor==6)
    Q(1)=0;
    Q(4)=0;
    if(Ic>Iref_H)
        Q(2)=0;
        Q(3)=0;
    end
    if(Ic<Iref_L)
        Q(2)=1;
        Q(3)=1;
    end
end
end

```

A.4. Função Controle para Acionamento a Quatro Chaves por Histerese de Corrente Compensado

```
function Q = Gates_4_Chaves_Histerese_Compensado (u)

% Fornece o instante de chaveamento para a estratégia a Quatro Chaves por
% Histerese Compensado

Setor = u(1);
Iref = u(2);
Ib = u(3);
Ic = u(4);
Ia = -(Ib+Ic);

Q = u(5:8);

Iref_H = Iref*1.02;
Iref_L = Iref*0.98;

if (Setor==1)
    Q(1)=0;
    Q(3)=0;
    Q(4)=0;
    if (Ia > Iref_H)
        Q(2)=0;
    end
    if (Ia < Iref_L)
        Q(2)=1;
    end
end

if (Setor==2)
    Q(1)=0;
    Q(2)=0;
    Q(3)=0;
    if (Ia > Iref_H)
        Q(4)=0;
    end
    if (Ia < Iref_L)
        Q(4)=1;
    end
end

if (Setor==3)
    Q(2)=0;
    Q(3)=0;
    if (Ib>Iref_H)
        Q(1)=0;
    end
    if (Ib<Iref_L)
        Q(1)=1;
    end
    if (Ic<(-Iref_H))
        Q(4)=0;
    end
    if (Ic>(-Iref_L))
```

```

        Q(4)=1;
    end
end

if (Setor==4)
    Q(2)=0;
    Q(3)=0;
    Q(4)=0;
    if (Ib>Iref_H)
        Q(1)=0;
    end
    if (Ib<Iref_L)
        Q(1)=1;
    end
end

if (Setor==5)
    Q(1)=0;
    Q(2)=0;
    Q(4)=0;
    if (Ic>Iref_H)
        Q(3)=0;
    end
    if (Ic<Iref_L)
        Q(3)=1;
    end
end

if (Setor==6)
    Q(1)=0;
    Q(4)=0;
    if (Ic>Iref_H)
        Q(3)=0;
    end
    if (Ic<Iref_L)
        Q(3)=1;
    end
    if (Ib<(-Iref_H))
        Q(2)=0;
    end
    if (Ib>(-Iref_L))
        Q(2)=1;
    end
end

```

**APÊNDICE A – ARTIGO ACEITO NO XIX CONGRESSO BRASILEIRO DE
AUTOMÁTICA (CBA-2012)**

ACIONAMENTO DO MOTOR DE CORRENTE CONTÍNUA A ÍMÃ PERMANENTE SEM ESCOVAS EM REGIME PERMANENTE UTILIZANDO ESTRATÉGIA A QUATRO CHAVES

LEANDRO C. BRASÃO, DARIZON A. DE ANDRADE, LUCIANO C. GOMES, VICTOR R. BERNARDELI, AUGUSTO W.F.V. DA SILVEIRA

Laboratório de Acionamentos Elétricos, Faculdade de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Uberlândia

Avenida João Naves de Ávila, nº2121, BL.3N, 38408-100, Uberlândia, MG, BRASIL

E-mails: leandrobrasao@yahoo.com.br, darizon@ufu.br, lcgomes2005@gmail.com, victor.bernadeli@uniube.br, gutofleury@gmail.com

Abstract— Permanent magnet motors possess high efficiency and can be commercially competitive. The main purpose of this paper is to describe a low cost four-switch brushless dc motor drive with compensated direct current controlled strategy. The description of the mathematical model is used in the computational simulation models to four-switch and six-switch and these results are here compared here to an experimental model of drive. The four-switch drive has the potential to reduce costs by reducing the number of switches in commercial, industrial and residential applications.

Keywords— Brushless dc motor, four-switch converter, direct current control, *reduced count converters*

Resumo— Motores a ímãs permanentes possuem alta eficiência e podem ser competitivos comercialmente. O presente trabalho apresenta uma estratégia a baixo custo para o motor de corrente contínua a ímãs permanentes sem escovas, com o acionamento a quatro chaves por meio do controle por histerese de corrente compensado. A descrição do modelo matemático é utilizada em modelos de simulação computacionais a quatro e a seis chaves, e estes resultados são aqui comparados a um modelo experimental de acionamento. O acionamento a quatro chaves tem potencial para redução de custos devido à redução do número de chaves e pode ser utilizado em aplicações comerciais, industriais e residenciais.

Palavras-chave— Motor de Corrente Contínua a Ímãs Permanentes Sem Escovas, Acionamento a Quatro Chaves, Controle Histerese de Corrente

1 Introdução

A utilização de processos eficientes em consumo de energia tornou-se uma necessidade ante a escassez de fontes de energia e a crescente demanda causada pelo desenvolvimento tecnológico. Em uma sociedade industrializada, aproximadamente, 60% de toda a energia elétrica produzida é consumida por motores elétricos (Krishnan, 2001). Este fato clama pela utilização eficiente de conversores eletromecânicos e processos associados. Motores de indução trifásicos apresentam rendimentos variando de 80 a 90%, particularmente nos níveis de potência mais elevados. Motores de indução monofásicos operam com baixíssimos rendimentos, da ordem de 40 a 50%, e a seu emprego não combina com as exigências contemporâneas de eficiência. Diversos trabalhos mostram alternativas ao motor de indução para o acionamento de cargas com velocidades variáveis, com ganhos de rendimento e custo (Andrade, 2006).

O uso de ímãs permanentes para excitação em máquinas elétricas teve início no século XIX, entretanto a baixa qualidade dos ímãs empregados na época, além das limitações dos comutadores elétricos, impediu sua popularização. Atualmente, o desenvolvimento da eletrônica de potência, aliada ao aprimoramento dos materiais e ímãs levam ao redescobrimto dos motores a ímãs permanentes (Singh, 2009).

Como potencial opção para acionamentos com elevado rendimento, surgem os motores a ímã per-

manente sem escovas. O fato de já trazerem incorporada uma fonte de fluxo magnético reduz a potência de entrada e leva a operação com rendimentos superiores a 90%, além de facilitar o controle. À medida em que os processos tecnológicos evoluem, essas máquinas têm encontrado um crescente leque de aplicações. As aplicações usuais se encontram nas áreas de servossistemas, compressores, ferramentas, robótica, equipamentos médicos, indústria automobilística, aeronáutica e outras. O emprego destes motores ainda conta com inúmeras vantagens, tais como alta eficiência, forma construtiva simplificada, conjugado elevado, rápida resposta dinâmica, baixa manutenção em função da ausência de escovas, uso silencioso, alta densidade de potência, inexistência de centelhamento (faíscas) e ruídos elétricos (Dinau, 2010).

A eletrônica de potência além, de permitir a eliminação do comutador, ainda traz vantagens em relação ao controle de torque e velocidade, o que amplia grandemente a aplicação deste tipo de motor.

A redução do custo dos inversores pode ser resumida em melhoria da topologia e/ou melhoria do controle aplicado. Do ponto de vista da topologia, o uso de um número mínimo de chaves reduz consideravelmente o custo do conversor. Com relação ao controle, algoritmos podem ser desenvolvidos visando a uma redução do número de componentes do conversor, mantendo as características de velocidade-torque desejadas. Como resultado, existem hoje diversas topologias de conversores e diferentes estratégias de controle (Blaabjerg, 1999).

O conversor convencional, representado pela Figura 1, utiliza topologia em ponte completa com seis chaves estáticas e respectivos diodos de roda livre. No intuito de reduzir custos, volume do conversor, complexidade de hardware e perdas (melhoria no rendimento), alguns autores têm proposto a utilização de topologia de conversor com quatro chaves, como apresentado na Figura 2, para o acionamento de motores de trifásicos (Blaabjerg, 1999) e (Kim, 1996). Nesse caso, uma fase é conectada ao ponto central da alimentação, normalmente, provido por dois capacitores conectados em série e submetidos à tensão do barramento de corrente contínua. Esses conversores são conhecidos como conversores com número reduzido de chaves (*reduced count converters*). Como é de se esperar, a redução na complexidade do conversor resulta em acréscimo nas exigências do algoritmo de controle. Essa demanda adicional pode ser efetivada com técnicas digitais. Microprocessadores, atualmente, disponíveis no mercado se adequam bem a essas necessidades.

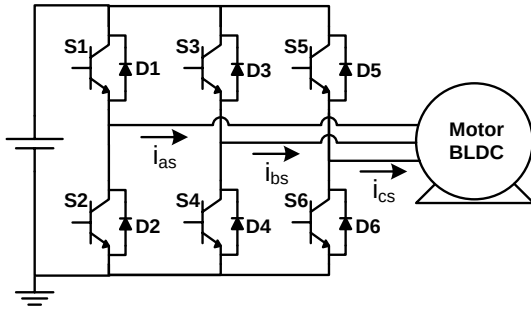


Figura 1. Acionamento BLDC a Seis Chaves

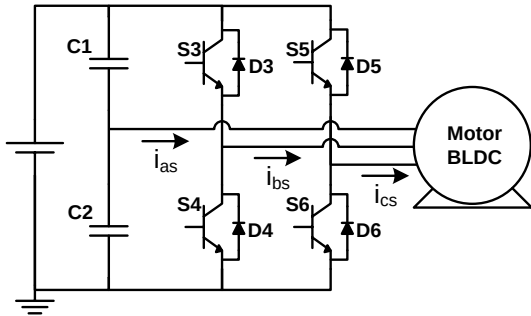


Figura 2. Acionamento BLDC a Quatro Chaves

O presente trabalho tem como objetivo o estudo da estratégia de acionamento do motor a ímãs permanentes sem escovas a quatro chaves e sua comparação com o acionamento clássico a seis chaves em regime permanente.

2 Princípio de Funcionamento

2.1 Lista de Símbolos

Ao longo do texto, serão utilizados símbolos cujos significados encontram-se na Tabela 1.

Tabela 1. Lista de Símbolos

Símbolo	Equações de Corrente
C1, C2	Capacitores 1 e 2
D1, D2, D3, D4, D5, D6	Diodos de Roda Livre do Inversor
e_{as}, e_{bs}, e_{cs}	Força Contraeletromotriz Induzida nas Fases A, B e C respectivamente
E_p	Pico de Força Contraeletromotriz Induzida
i_{as}, i_{bs}, i_{cs}	Correntes de Estator nas Fases A, B e C respectivamente
$i_{as}^*, i_{bs}^*, i_{cs}^*$	Correntes de Referência do Estator nas Fases A, B e C respectivamente
S1, S2, S3, S4, S5, S6	Chaves do Inversor
R_s, L e M	Impedâncias BLDC por Fase (Resistência, Indutância Própria e Mútua respectivamente).
T_e	Conjugado Eletromagnético
T_e^*	Conjugado Eletromagnético de Referência
v_{as}, v_{bs}, v_{cs}	Tensão Aplicada as Fases A, B e C respectivamente
λ_p	Pico de Fluxo Enlaçado Mútuo
ω_m	Velocidade Angular do Rotor
ω_r^*	Velocidade Angular de Referência
θ	Posição Angular do Rotor

2.2 Motor de Corrente Contínua a Ímãs Permanentemente Sem Escovas

Um motor a ímãs permanentes sem escovas pode ser considerado, simplificado, como um tipo de motor síncrono trifásico, com ímãs permanentes em seu rotor, sendo o fornecimento de corrente aos enrolamentos estatóricos realizado por meio de chaveamento eletrônico baseado na posição angular do rotor.

Os motores de ímãs permanentes podem ser divididos em dois grupos: Motores Síncronos a Ímãs Permanentemente, e Motores de Corrente Contínua Sem Escovas ou Motores *Brushless* (BLDC).

O motor BLDC possui uma força contraeletromotriz trapezoidal como apresentado na Figura 3. Quando suprido por correntes trifásicas retangulares com 120 graus de duração em fase com a força contraeletromotriz trapezoidal, vinculado à posição discreta do rotor, produz torque constante (Singh, 2009).

O circuito equivalente do motor BLDC pode ser exemplificado pela Figura 4 e pela equação 1 (Krishnan, 2009):

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L-M & 0 & 0 \\ 0 & L-M & 0 \\ 0 & 0 & L-M \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{as} \\ e_{bs} \\ e_{cs} \end{bmatrix} \quad (1)$$

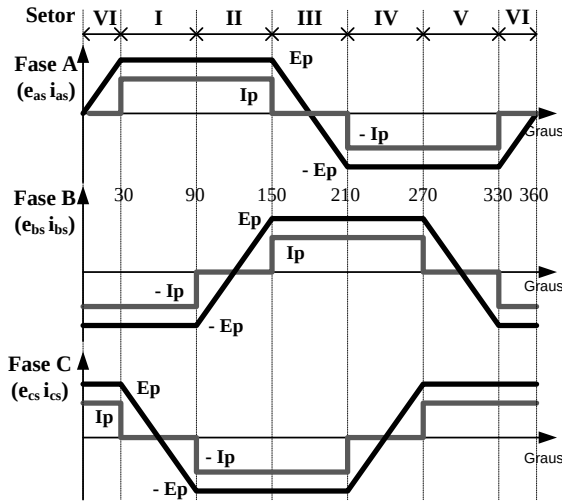


Figura 3. Força Contraeletromotriz e Corrente ideal para Acionamento do motor BLDC

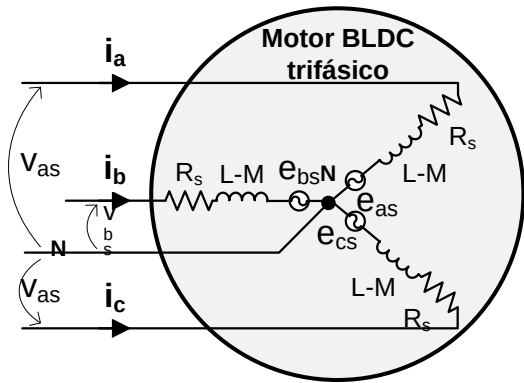


Figura 4. Circuito Equivalente do Motor BLDC

As forças contraeletromotriz induzidas e_{as} , e_{bs} e e_{cs} são consideradas como trapezoidais e tendo valor de pico E_p proporcional ao produto do fluxo enlaçado λ_p e da velocidade angular ω_m .

$$E_p = \lambda_p \omega_m \quad (2)$$

O conjugado eletromagnético é dado por:

$$T_e = [e_{as} i_{as} + e_{bs} i_{bs} + e_{cs} i_{cs}] \frac{1}{\omega_m} \quad (3)$$

Essas equações podem ser combinadas com as equações mecânicas clássicas que permitem um modelo completo do motor BLDC.

2.3 Acionamento do Motor BLDC

O motor BLDC produz um conjugado eletromagnético constante (Singh, 2009), caso seja acionado conforme a Figura 3, de onde resulta a Tabela 2.

Deve-se observar que, a cada instante, apenas duas fases estão conduzindo uma corrente de igual magnitude e sinais opostos.

Tabela 2. Equações de Correntes para diferentes fases de operação

Se tor	Posição	Equações de Corrente	Fase	
			Ativa	Pas-siva
I	$30 < \theta < 90$	$i_{as} + i_{bs} = 0; i_{cs} = 0$	A B	C
II	$90 < \theta < 150$	$i_{as} + i_{cs} = 0; i_{bs} = 0$	A C	B
III	$150 < \theta < 210$	$i_{bs} + i_{cs} = 0; i_{as} = 0$	B C	A
IV	$210 < \theta < 270$	$i_{as} + i_{bs} = 0; i_{cs} = 0$	B A	C
V	$270 < \theta < 330$	$i_{as} + i_{cs} = 0; i_{bs} = 0$	C A	B
VI	$-30 < \theta < 30$	$i_{bs} + i_{cs} = 0; i_{as} = 0$	C B	A

A posição angular discreta do rotor deve ser conhecida nos respectivos pontos de comutação a cada 60 graus elétricos. Esta posição pode ser obtida por meio de sensores Hall, ópticos ou ainda por técnicas de estimação sem sensores.

O sistema de controle do motor BLDC pode ser exemplificado pela Figura 5. Sensores de posição alimentam o sistema com a posição instantânea do rotor. Este sistema por sua vez, calcula a velocidade real do rotor, comparando-a a uma velocidade de referência ω_r^* .

Um controlador PID fornece a corrente de referência para o sistema. Esta corrente de referência é comparada à corrente real em cada fase que, por sua vez, é comparada à posição angular do rotor. O resultado é a corrente de referência para cada fase que pode ser usada para determinar os instantes de chaveamento do inversor.

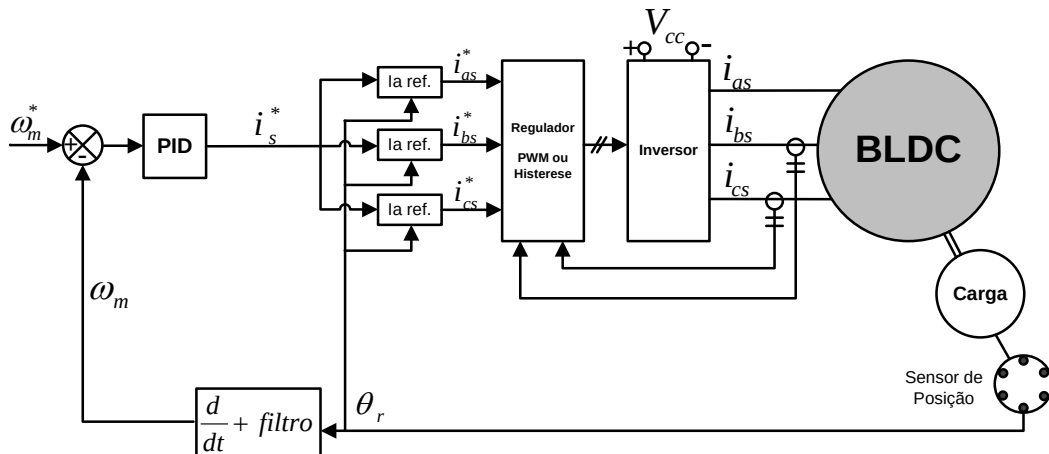


Figura 5. Circuito Equivalente do Motor BLDC

2.4 Acionamento do Motor BLDC a Seis Chaves

O conversor a seis chaves, apresentado na Figura 1, é o mais popular aplicado aos motores BLDC.

A sequência de chaveamento é mostrada na Tabela 3. Observa-se que a cada setor duas chaves são controladas, enquanto as outras permanecem abertas. Dentre estas duas chaves controladas, uma permanece sempre fechada durante todo o setor e a outra resta pulsante, sempre respeitando a referência de corrente para controle da velocidade.

Tabela 3. Sequência de chaveamento para acionamento BLDC a Seis Chaves

Se tor	Posição	Fase		Controle por Histerese a Seis Chaves	
		Ativa	Passiva	Chave Pulsante	Chave Fechada
I	$30 < \theta < 90$	A B	C	S1	S4
II	$90 < \theta < 150$	A C	B	S1	S6
III	$150 < \theta < 210$	B C	A	S3	S6
IV	$210 < \theta < 270$	B A	C	S3	S2
V	$270 < \theta < 330$	C A	B	S5	S2
VI	$-30 < \theta < 30$	C B	A	S5	S4

2.5 Acionamento do Motor BLDC a Quatro Chaves

Conforme verificado, em todos os instantes, apenas duas fases estão conduzindo por vez. Desta forma, um braço (duas chaves) da topologia convencional a seis chaves torna-se redundante. O resultado é a possibilidade de uma configuração a quatro chaves, como exposto na Figura 2. A fase do braço a ser substituída deve ser conectada entre dois capacitores conectados ao barramento, ou a duas fontes Vcc.

A estratégia de modulação PWM de tensão não é adequada para uma estratégia com número reduzido de chaves. A indutância da carga pode provocar flutuações de tensão, o que ocasiona o problema de assimetria de tensão (Lee, 2003). Estratégias de controle vetorial de tensões aplicadas a motores de indução também são pouco satisfatórias para esta configuração. Uma solução seria o controle vetorial espacial, entretanto esta solução necessita de um processamento de muitas equações para transformar os vetores de tensão e corrente de a-b-c em α - β para um simples período, resultando na necessidade de um processador digital de maior desempenho, o que incrementaria o custo do controlador (Lee, 2003).

O presente trabalho recorre à estratégia de Controle Direto de Corrente por Histerese (Lee, 2003). Este controle estabelece um nível de oscilação máximo em torno da corrente de referência.

Com base na sequência de chaveamento, exemplificada na Tabela 4, obtém-se o perfil de tensão da Figura 3.

A Figura 6 detalha o controle de corrente por Histerese seguindo essa sequência. O controle de velocidade, realimentado pelo PID (Proporcional, Integral e Derivativo), fornece uma referência de corrente ao controlador. O princípio de controle por histerese estabelece um limite de oscilação de corren-

te em torno da referência calculada. Esta oscilação de corrente está diretamente relacionada à oscilação de conjugado. Quanto menor o limite da histerese, menor será a oscilação de conjugado, entretanto maior será a frequência de chaveamento, que pode comprometer o desempenho das chaves.

Tabela 4. Sequência de chaveamento para BLDC a Quatro Chaves

Se tor	Posição	Fase		Controle por Histerese a Quatro Chaves
		Ativa	Pas-siva	Chave Controlada
I	$30 < \theta < 90$	A B	C	S4
II	$90 < \theta < 150$	A C	B	S6
III	$150 < \theta < 210$	B C	A	S3 e S6
IV	$210 < \theta < 270$	B A	C	S3
V	$270 < \theta < 330$	C A	B	S5
VI	$-30 < \theta < 30$	C B	A	S4 e S5

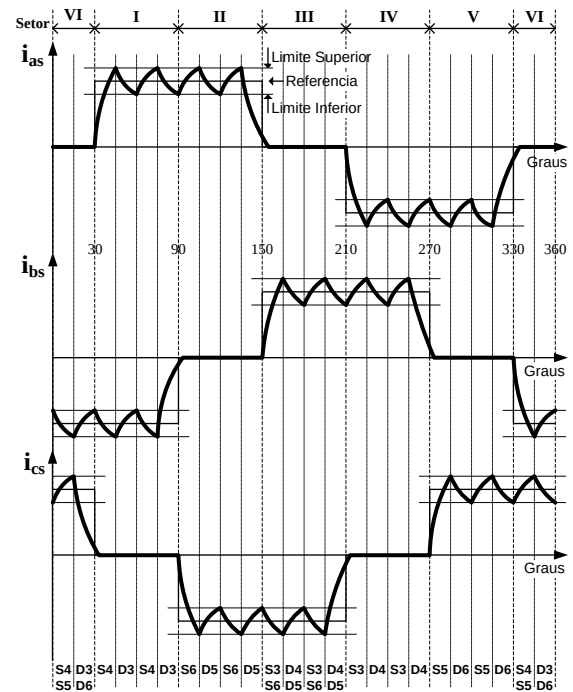


Figura 6. Controle Direto de Corrente por Histerese aplicado ao BLDC a Quatro Chaves

Analisando o Modo III, pode-se verificar que as correntes i_{bs} e i_{cs} circulam ($i_{bs} > 0$, $i_{cs} < 0$) e que i_{as} é zero. Logo o modo III pode ser dividido em duas partes: $di_{bs}/dt > 0$, $di_{cs}/dt < 0$; e $di_{bs}/dt < 0$, $di_{cs}/dt > 0$. Neste modo, as chaves S_3 e S_6 são acionadas aumentando a corrente fornecida pelo link DC. Quando esta corrente atinge o limite superior, S_3 e S_6 são desligadas para a redução da corrente, e os diodos de roda livre D_4 e D_5 passam a conduzir. Neste momento, uma tensão reversa é aplicada nas fases, e o resultado é a redução da corrente. Este aumento e redução de corrente permanecem até o início do Modo IV.

No Modo IV, apenas a chave S_3 é usada, entretanto o mesmo princípio do Modo III é aplicado no Modo IV. Quando di_{bs} deve crescer, S_3 passa a ser acionado, e no caso de redução, S_3 passa ao estado desligado e D_4 passa a conduzir. O mesmo princípio pode ser usado para os outros Modos.

2.6 Acionamento do Motor BLDC a Quatro Chaves por Controle a Histerese de Corrente Compensado

Uma atenção especial deve ser tomada durante o Modo III e VI. Nestes modos, as fases B e C estão conduzindo a corrente, enquanto a fase A não deveria ser excitada (corrente nula). Entretanto a força contraeletromotriz da fase A pode causar inesperadas correntes parasitas que podem distorcer as fases B e C. Logo, uma compensação desta força contraeletromotriz deve ser considerada para o controle por histerese de corrente (Lee, 2003).

A solução para compensar esta força contraeletromotriz é o Controle por Histerese Compensado, onde as fases B e C são controladas independentemente. Isto quer dizer que o controle deve tratar o chaveamento independente das chaves S_3 (S_5) e S_6 (S_4) de forma a considerar a compensação da força contraeletromotriz, anulando a corrente da fase A. Tomando a etapa III como exemplo, se i_{as} tender a um valor positivo, a chave S_3 ficará fechada por um tempo maior que S_6 a fim de anular a corrente i_{as} .

2.7 Tensão Assimétrica Aplicada

Um dos clássicos problemas relacionados ao acionamento a quatro chaves é referente à assimetria de tensão aplicada ao motor (Niasar, 2006). Durante as etapas III e VI, os enrolamentos do motor estão submetidos à tensão do barramento, e durante as outras etapas (I, II, IV e V), a tensão aplicada é a mesma tensão aplicada ao capacitor (V_c), que é igual à metade da tensão do barramento.

A força contraeletromotriz é diretamente proporcional à rotação do motor. Quanto maior a força contraeletromotriz, menor será o limite máximo da corrente aplicada nas etapas em que a tensão aplicada é metade da tensão do barramento.

Essa limitação de corrente aplicada provoca a redução do intervalo de operação, visto que a comutação é diferente do acionamento a seis chaves.

Uma operação com velocidades reduzidas é necessária para o acionamento a quatro chaves. Além da velocidade, a limitação de corrente provoca ainda uma limitação de conjugado eletromagnético que pode provocar problemas de partida da máquina e oscilação de conjugado em regime permanente.

3 Resultados de Simulação

3.1 Parâmetros do Sistema

O uso de simulações computacionais, tanto para o projeto da máquina, quanto para seu controle, pode reduzir o tempo de um projeto e otimizar a construção de protótipos.

Para demonstrar as diferentes técnicas de acionamentos, foi utilizado o programa matemático MATLAB/SIMULINK® e sua biblioteca SimPowerSystems.

O modelo teórico de acionamento já apresentado foi utilizado com os parâmetros de uma máquina comercial apresentada na Tabela 5. Uma carga de conjugado constante de 0,3 N.m e uma referência de velocidade de 1800 rpm foram usadas em todos os modelos.

Tabela 5. Parâmetros motor BLDC Comercial

Fabricante	Anaheim Automation
Modelo	BLWS235D – 160 V – 3000 rpm
Potência	157 w
Polos	4 polos
Conjugado nominal	0,5 N.m
R_s	11 ohms
L_s	33,5 mH
K_e	37,8 V/krpm
K_t	0,3088 N.m/A

3.2 Acionamento Simulado do BLDC a Seis Chaves

O modelo de simulação para acionamento a seis chaves está ilustrado na Figura 7. A tensão de 127 Vac é retificada, o que origina uma tensão no barramento de, aproximadamente, 180 Vdc. O resultado da simulação está apresentado na Figura 8. O perfil das correntes obedece à forma retangular prevista no modelo teórico.

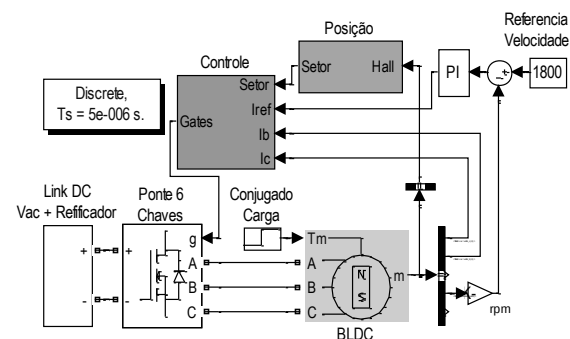


Figura 7. Diagrama Simulink para controle de corrente por Histerese aplicado ao BLDC a Seis Chaves

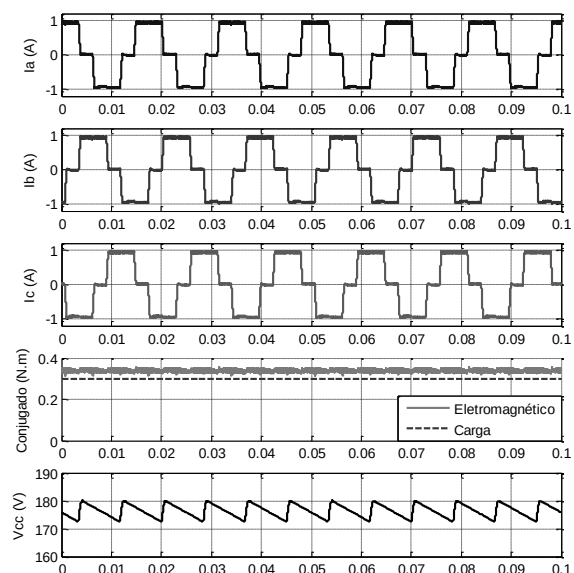


Figura 8. Simulação controle por Histerese aplicado ao BLDC a Seis Chaves (1800 rpm, 127 Vac)

Uma tensão de 127 Vac foi aplicada na entrada do retificador que fornece aproximadamente, 180 Vdc no barramento. Uma velocidade de 1800 rpm serviu como referência, e o controlador PID forneceu uma corrente de referência para manter essa velocidade, observando os limites da máquina. A cada 40 kHz (25 μ s), a corrente em cada fase é comparada a corrente de referência, com uma margem de oscila-

ção de $\pm 3\%$, fornecendo, então, o comando das chaves que também é função da posição angular do rotor.

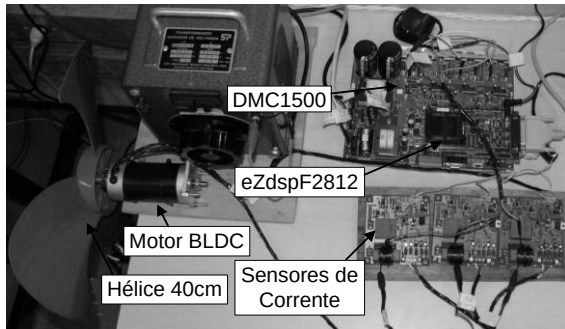


Figura 12. Montagem Experimental para Acionamento BLDC com Controle de Corrente

4.2 Acionamento do Motor BLDC a Seis Chaves

Primeiramente, foi testado o modelo a seis chaves como referência. A Figura 13 mostra as formas de onda das correntes do estator i_{as} , i_{bs} e i_{cs} . Observa-se o mesmo perfil retangular de correntes do modelo simulado e teórico.

Uma melhoria na oscilação de correntes/conjugado pode ser obtida com uma otimização dos sensores de corrente e aumentando a frequência do sistema.

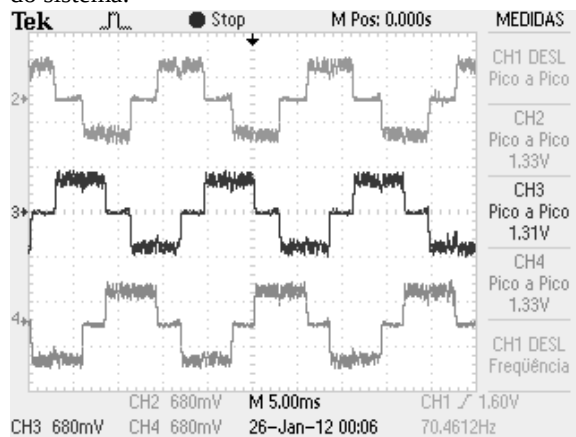


Figura 13. Resultado Experimental do controle por Histerese BLDC a Seis Chaves (1800 rpm, 127 Vac). Corrente i_{as} , i_{bs} e i_{cs} respectivamente (680mV/div = 1A/div)

4.3 Acionamento do Motor BLDC a Quatro Chaves

Experimentalmente, duas chaves (S1 e S2) foram substituídas por dois capacitores de 0,5 mF cada (C1 e C2) ligados à fase A, como mostrado na Figura 5.

Para exemplificar o problema da força contraeletromotriz induzida na fase não controlada durante os setores III e VI, foi efetuado o acionamento pelo controle por histerese não compensado a quatro chaves. Os resultados são registrados na Figura 14. Nota-se que não é possível obter o perfil retangular de corrente, o que resulta em grandes oscilações de conjugado eletromagnético.

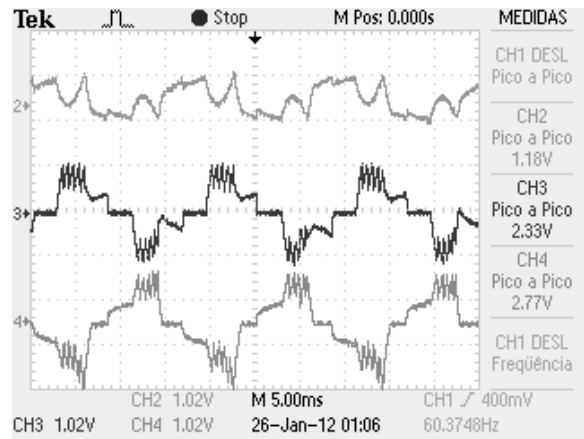


Figura 14. Resultado Experimental - Controle de Corrente por Histerese Não Compensado BLDC a Quatro Chaves (1800 rpm, 127Vac). Corrente i_{as} , i_{bs} e i_{cs} respectivamente (1,02V/div = 1,5A/div)

Em contrapartida, a Figura 15 mostra o acionamento do motor BLDC a quatro chaves por histerese de corrente compensado, com a mesma tensão de 127 Vac na entrada do retificador. Cada chave é controlada independentemente e o perfil de corrente tem formato retangular, próximo ao teórico e simulado. Observa-se ainda um valor maior para o módulo da corrente em cada fase, em virtude do efeito da assimetria de tensão. Este aumento provoca sobreaquecimento do motor, que se prolongado pode levar a danos.

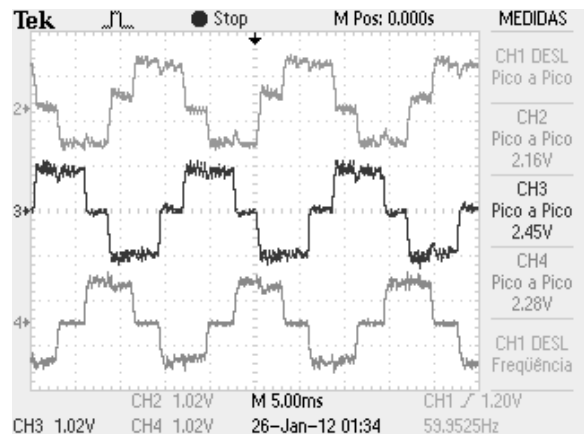


Figura 15. Resultado Experimental Controle de Corrente por Histerese Compensado BLDC a Quatro Chaves (1800 rpm, 127Vac). Corrente i_{as} , i_{bs} e i_{cs} respectivamente (1,02V/div = 1,5A/div)

Como verificado anteriormente, a força contraeletromotriz do motor é diretamente proporcional à velocidade deste. Assim, outro problema relacionado à tensão desbalanceada aplicada o motor BLDC é a limitação da velocidade abaixo da nominal. Aumentando-se a referência de velocidade, chegou-se a uma velocidade máxima de 2040 rpm do sistema, quando aplicado 127Vac. O efeito da assimetria de tensão fica mais bem evidenciado na Figura 16, onde a deformação das formas de onda de corrente é verificada para este caso.

Esses problemas podem ser facilmente resolvidos com dobradores de tensão aplicados ao sistema a quatro chaves, conforme esclarecido pelo modelo de simulação. Entretanto o sistema experimental empregado não permite dobrar a tensão de acionamento do motor, visto que os isolamentos dos enrolamentos não foram projetados para tal.

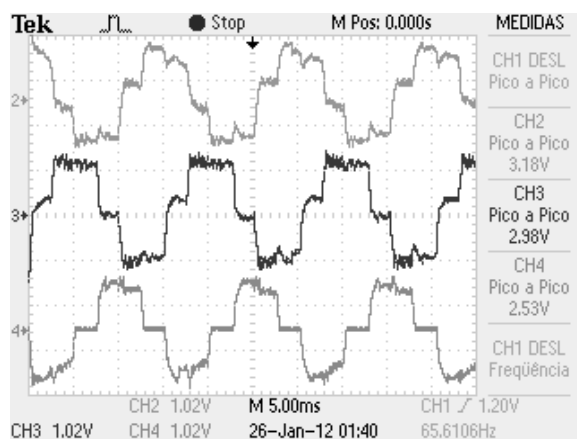


Figura 16. Resultado Experimental Controle de Corrente por Histerese Compensado BLDC a Quatro Chaves (2040 rpm, 127Vac). Corrente i_{as} , i_{bs} e i_{cs} respectivamente (1,02V/div = 1,5A/div)

5 Conclusão

Motores de Corrente Contínua a Ímãs Permanentes Sem Escovas (BLDC) expõem grandes vantagens em termos de custo, eficiência, baixa manutenção e elevada densidade de energia. Podem ser utilizados em várias aplicações comerciais, industriais e domésticas. O presente estudo demonstra que a topologia a quatro chaves do motor BLDC, aplicando controle de corrente por histerese compensado, evidencia desempenho compatível à estratégia a seis chaves para determinadas faixas de operação. É possível a redução de custo do conversor, e, ainda, empregar técnicas de controle de velocidade com malha fechada. Dobradores de tensão devem ser aplicados à estratégia a quatro chaves para reduzir as correntes destinadas ao sistema e aumentar a faixa de velocidade. Mais estudos voltados aos Motores a Ímãs Permanentes Sem Escovas são necessários, incluindo estudos de novas topologias de acionamentos e técnicas sem sensores.

Agradecimentos

Agradecimento à FAPEMIG pelo apoio financeiro na aquisição de parte dos equipamentos utilizados neste trabalho e à Universidade Federal de Uberlândia, pelo incentivo.

Referências Bibliográficas

- Andrade, D. A. ; Costa, R. S. ; Teixeira, R. S. and Fleury, A. V. (2006). Energy Efficiency for Fractional Power Loads. IEEE Industry Applications Magazine, Vol. 12, pp. 12-20.
- Blaabjerg, F.; Neacsu, D. O. and Pedersen, J. K. (1999). Adaptive SVM to compensate dc-link voltage ripple for four-switch three-phase voltage-source inverter. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.14, pp. 743-752.
- Dinau, P. C. M.; Costa, R. R.; Carneiro, R. F. and Fernandes, A. C. (2010). Controle de Posição e Velocidade de Servomotores de Corrente Contínua Sem Escovas para Aplicação em Propulsos Azimutais. XVIII Congresso Brasileiro de Automática, pp. 2255-2262.
- Kim, G. T. and Lipo, T. A. (1996). VSI-PWM rectifier/inverter system with a reduced switch count. IEEE Transactions Industry Applications, Vol. 32, pp. 1331-1337.
- Krishnan, R. (2001). Electric Motor Drives: Modeling, Analysis and Control, 1ª Ed., Prentice Hall.
- Krishnan, R. (2009). Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives, 1ª Ed., CRC Press.
- Lee, B. K.; Kim, T.H. and Ehsani, M. (2003). On the Feasibility of Four-Switch Three-Phase BLDC Motor Drives for Low Cost Commercial Applications: Topology and Control. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.18, No. 1, pp. 164-172.
- Niasar, A. H.; Vahedi, A. and Moghbelli, H. (2006). Analysis of Commutation Torque Ripple in Three-Phase, Four-Switch Brushless DC (BLDC) Motor Drives. IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC 06, pp. 1-6.
- Singh, B. and Singh, S. (2009). State of the Art on Permanent Magnet Brushless DC Motor Drives. Journal of Power Electronics, Vol.9, No. 1, pp. 1-17.