



Universidade Federal de Juiz de Fora
Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica

Rodolfo Lacerda Valle

ACIONAMENTO DE UM MOTOR SÍNCRONO DE ÍMÃS PERMANENTES SEM
ESCOVAS VISANDO APLICAÇÃO EM VEÍCULOS ELÉTRICOS

Dissertação de Mestrado

Juiz de Fora
2013

Rodolfo Lacerda Valle

Acionamento de um Motor Síncrono de Ímãs Permanentes sem Escovas Visando
Aplicação em Veículos Elétricos

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, área de concentração: Sistemas Eletrônicos, da Faculdade de Engenharia da Universidade Federal de Juiz de Fora como requisito parcial para obtenção do grau de Mestre.

Orientador: Prof. Pedro Gomes Barbosa, D.Sc.

Juiz de Fora
2013

Ficha catalográfica elaborada através do Programa de geração automática da Biblioteca Universitária da UFJF, com os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

Valle, Rodolfo Lacerda.

Acionamento de um Motor Síncrono de Ímãs Permanentes sem Escovas Visando Aplicação em Veículos Elétricos / Rodolfo Lacerda Valle. -- 2013.

146 f. : il.

Orientador: Pedro Gomes Barbosa

Dissertação (mestrado acadêmico) - Universidade Federal de Juiz de Fora, Faculdade de Engenharia. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2013.

1. Motor CC de Ímãs Permanentes sem Escovas. 2. Acionamento de Motores com Velocidade Variável. 3. Veículo Elétrico. 4. Veículo Elétrico Híbrido. I. Barbosa, Pedro Gomes, orient. II. Título.

Rodolfo Lacerda Valle

Acionamento de um Motor Síncrono de Ímãs Permanentes sem Escovas Visando
Aplicação em Veículos Elétricos

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, área de concentração: Sistemas Eletrônicos, da Faculdade de Engenharia da Universidade Federal de Juiz de Fora como requisito parcial para obtenção do grau de Mestre.

Aprovada em 7 de março de 2013.

BANCA EXAMINADORA:

Prof. Pedro Gomes Barbosa, D.Sc.

Universidade Federal de Juiz de Fora, UFJF

Prof. André Augusto Ferreira, Dr.Eng.

Universidade Federal de Juiz de Fora, UFJF

Prof. Henrique Antônio Carvalho Braga, Dr.Eng.

Universidade Federal de Juiz de Fora, UFJF

Prof. Marcelo Aroca Tomim, Ph.D.

Universidade Federal de Juiz de Fora, UFJF

Prof. Luis Oscar de Araújo Porto Henriques, D.Sc.

Instituto Federal do Sudeste de Minas Gerais, IF Sudeste MG

*Dedico este trabalho à minha família
e aos meus amigos.*

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus e em especial a minha mãe, Maria Helena e irmãos Fernanda e Henrique pelo apoio durante a minha caminhada. Aos meus avós, tios e tias pelo apoio e incentivo durante boa parte da minha formação. A minha namorada Simone pela paciência, compreensão e carinho.

Ao Professor Pedro Gomes Barbosa pela orientação, ensinamentos, amizade, atenção e paciência durante todo o desenvolvimento deste trabalho. Aos Professores André Augusto Ferreira e Henrique A. Carvalho Braga por contribuir efetivamente para minha formação, além da amizade e confiança. À banca examinadora pelas contribuições dadas ao trabalho.

Aos amigos dos laboratórios NAEP, LAPTEL e NIMO pela amizade e troca de experiências, em especial ao Pedro Machado de Almeida, Leandro Rodrigues Manso Silva e Carlos Henrique Nascimento Martins. Aos laboratoristas do LABEL pela assistência e presteza.

Ao CNPq, INERGE, CAPES, FAPEMIG, à Universidade Federal de Juiz de Fora e à Faculdade de Engenharia pelo suporte financeiro e por prover as ferramentas necessárias para o desenvolvimento deste trabalho.

“O campo da derrota não está povoado de fracassos, mas de homens que tombaram antes de vencer.”

Abraham Lincoln

RESUMO

Esta dissertação apresenta as etapas de desenvolvimento de um sistema de acionamento de um motor CC de ímãs permanentes sem escovas para aplicação em veículos elétricos de pequeno porte. O motor é acionado por um inversor fonte de tensão trifásico (VSI, *Voltage Source Inverter*) baseado em interruptores IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*). Os sinais de comutação dos interruptores são gerados por uma estratégia de modulação vetorial. Sinais gerados por três sensores de efeito Hall são usados para detectar a posição angular do rotor. O motor é controlado a partir de duas malhas. Uma malha externa controla a velocidade enquanto a malha interna controla as correntes de fase do motor. O desempenho de dois tipos de controladores foram investigados para o controle das correntes sintetizadas pelo VSI: (i) controlador proporcional-integral no sistema de coordenadas síncrono e (ii) controlador proporcional-integral com integradores em múltiplos sistemas de coordenadas rotativas. Além das malhas de controle, o sistema de acionamento foi projetado com uma estratégia de desacoplamento das correntes de controle e uma ação preditiva para compensar o efeito das tensões contra-eletromotriz trapezoidais geradas por fase pelo motor. Um protótipo experimental do sistema de 5 kW foi montado em laboratório. Os algoritmos de controle do motor e do VSI, juntamente com o algoritmo de detecção de posição do rotor foi implementado em um controlador digital de sinais TMS320F28335. Resultados experimentais são apresentados, discutidos e utilizados para validar as estratégias de controle.

Palavras-chave: motor CC de ímãs permanentes sem escovas, acionamento de motores com velocidade variável, veículo elétrico, veículo elétrico híbrido.

ABSTRACT

This dissertation presents the development of a permanent magnet brushless DC motor drive (PMBLDC) for small electric vehicles applications. A three-phase voltage source inverter (VSI) based on IGBT (insulated gate bipolar transistor) is used to drive the electric motor. The semiconductor switches are controlled by space vector modulation (SVM). Signals from three Hall effect sensors are used to detect the rotor angular position. Two closed-loops are used to control the PMBLDC motor. The outer loop controls the rotor velocity while the inner loop controls the motor phase currents. Two types of controllers were investigated to synthesize the currents: (i) proportional-integral controller in synchronous reference frame and (ii) proportional-integral controller with multiple rotating synchronous reference frame integrators. Besides the current control loops, the drive system was designed considering the decoupling of the synthesized phase currents and a feed-forward electromotive force waveform compensation. An experimental prototype of 5 kW was built in laboratory. The motor and VSI control algorithms and the algorithm used to detect the rotor position were implemented in a TMS320F28335, digital signal controller. Experimental results are presented, discussed along with the validation of the control strategy.

Keywords: permanent magnet brushless DC motor, adjustable speed drive, electric vehicle, hybrid electric vehicle.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1	Suprimento total de energia primária: (a) 1973; (b) 2007.	27
Figura 2	Visão geral da estrutura do sistema de tração elétrica do VE.	29
Figura 3	Fotografia do veículo elétrico de pequeno porte em desenvolvimento no laboratório da Universidade Federal de Juiz de Fora (UFJF).	30
Figura 4	Emissão de gases do efeito estufa (CO_2) <i>Well-to-Wheels</i> para SUV de porte médio considerando um horário diário de condução médio (<i>Average Driving Schedule</i>) e recarga noturna.	32
Figura 5	Arranjos de rotores de quatro polos: PMBL (a) ímãs na superfície, (b) ímãs no interior.	36
Figura 6	Diagrama elétrico de um sistema de acionamento de um motor PMBLDC.	38
Figura 7	Formas de onda do PMBLDC: (a) FEM (linha cheia) e correntes (linha tracejada) de fase, (b) sinais dos sensores de posição.	39
Figura 8	Circuito equivalente simplificado do motor PMBLDC.	42
Figura 9	Indicação da medição do parâmetro $k_{e,a}$: (a) FEM trapezoidal, (b) FEM senoidal.	43
Figura 10	Sistema mecânico conectado ao motor.	44

Figura 11	Princípio de funcionamento do sensor de efeito Hall.	47
Figura 12	Configurações de posições para fixação dos sensores Hall em motores de ímãs permanentes: (a) lateral, (b) axial e (c) sob as faces polares.	47
Figura 13	Estados dos sensores de efeito Hall para um motor PMBLDC de oito polos.	49
Figura 14	Localização dos sensores Hall no motor PMBLDC.	50
Figura 15	Bloco estimador da FEM.	51
Figura 16	Conversor CSI comutado pela carga.	52
Figura 17	Conversor Buck CSI aplicado ao motor PMBLDC.	52
Figura 18	Conversor Ćuk CSI aplicado ao motor PMBLDC.	52
Figura 19	VSI em ponte completa trifásico.	53
Figura 20	Inversor Trifásico a quatro interruptores.	53
Figura 21	Topologia <i>C-dump</i>	54
Figura 22	Topologia <i>Split Supply</i> com saída do inversor trifásico de meia ponte aplicado ao motor PMBLDC.	54
Figura 23	Topologia baseada no conversor SEPIC.	55
Figura 24	Conversor com tensão do barramento variável com saída do inversor	

	trifásico de meia ponte aplicado ao motor PMLDLC.	55
Figura 25	Geração dos sinais de controle para acionamento do motor PMLDLC: (a) FEM de fase (linha cheia) e correntes de fase (linha tracejada); (b) FEM de linha; (c) sinais dos sensores Hall e (d) sinais de referência para síntese das correntes.	57
Figura 26	Topologia de um conversor VSI.	59
Figura 27	Estados dos interruptores do VSI trifásico e vetores espaciais correspon- dentes.	61
Figura 28	(a) Base do espaço vetorial formado pelos vetores espaciais do conversor estático; (b) decomposição do vetor de referência.	63
Figura 29	Padrão de comutação para o setor V_{100} e V_{110} : (a) referência de com- paração dente de serra; (b) referência de comparação triangular.	67
Figura 30	Estimação da velocidade (n) e posição (θ_e) do rotor.	69
Figura 31	(a) Forma de onda da FEM da fase “a”; (b) sinais dos sensores Hall ₁ , Hall ₂ e Hall ₃ ; (c) sinal de saída XOR; (d) $\theta_{e,def}$; (e) θ_e	69
Figura 32	Diagrama de blocos do controle de velocidade do motor PMLDLC. .	72
Figura 33	Desacoplamento das variáveis de eixo direto e quadratura e compen- sação da FEM na malha de controle.	73
Figura 34	Diagrama de blocos do controlador de corrente de eixo direto.	75
Figura 35	Forma de onda da FEM trapezoidal e injeção apenas da: (a) compo- nente fundamental; (b) componente fundamental, 5° e 7° harmônicos	

	de corrente; (c) componente fundamental, 5°, 7°, 11° e 13° harmônicos de corrente; (d) componente fundamental, 5°, 7°, 11°, 13°, 17° e 19° harmônicos de corrente.	80
Figura 36	Diagrama de Blocos do Controlador PI-MRI.	83
Figura 37	Diagrama de Blocos Geral do Sistema de Controle: Elétrico e Mecânico.	83
Figura 38	Diagrama de blocos simplificado da malha de controle de velocidade.	84
Figura 39	Curva velocidade <i>versus</i> conjugado do motor HPM05K-4Q-PZ.	90
Figura 40	Relação entre conjugado e corrente, potência de saída e eficiência do motor HPM05K-4Q-PZ.	91
Figura 41	Fotografia do kit de desenvolvimento eZdsp TM F28335 (DIGITAL, 2007).	91
Figura 42	Diagrama esquemático do sistema experimental implementado no laboratório.	95
Figura 43	Circuito equivalente do sensor de Tensão LV 25-P.	97
Figura 44	Fluxograma do programa implementado no controlador digital de sinais (<i>Digital Signal Controller</i>) (DSC).	100
Figura 45	Fotografia do protótipo.	103
Figura 46	Formas de onda: (a)FEM por linha; (b)FEM por fase; (c) sinais do Sensor Hall de Posição; (d) sinais do sensor Hall processados. Para as formas de onda obtidas no osciloscópio, ver Figuras 72 e 73.	105

Figura 47	Espectro de frequência da FEM por fase com o motor PMBLDC operando a 1000 <i>rpm</i> ($f_e = 66,7$ <i>Hz</i> para a fundamental).	106
Figura 48	Corrente e posição angular no motor PMBLDC sem compensação da FEM: (a) Corrente na fase <i>a</i> ; (b) Posição Angular Estimada. Para as formas de onda obtidas no osciloscópio, ver Figura 74.	107
Figura 49	Compensação da FEM: (a) corrente na fase <i>a</i> ; (b) posição angular estimada e (c) FEM estimada. Para as formas de onda obtidas no osciloscópio, ver Figura 75.	108
Figura 50	Correntes do motor PMBLDC a 300 <i>rpm</i> com controle PI-SRF: (a) fase <i>a</i> , (b) fase <i>b</i> e (c) fase <i>c</i>	109
Figura 51	Corrente de eixo direto para uma velocidade de 300 <i>rpm</i> com controlador PI-SRF: referência e medido. Para as formas de onda obtidas no osciloscópio, ver Figura 76.	110
Figura 52	Corrente de eixo de quadratura para uma velocidade de 300 <i>rpm</i> com controlador PI-SRF: referência e medido. Para as formas de onda obtidas no osciloscópio, ver Figura 77.	110
Figura 53	Corrente de eixo direto para uma velocidade de 1000 <i>rpm</i> com controlador PI-SRF: referência e medido. Para as formas de onda obtidas no osciloscópio, ver Figura 78.	111
Figura 54	Corrente de eixo de quadratura para uma velocidade de 1000 <i>rpm</i> com controlador PI-SRF: referência e medido. Para as formas de onda obtidas no osciloscópio, ver Figura 79.	111
Figura 55	Correntes do motor PMBLDC a 300 <i>rpm</i> com controle PI-MRI: fase <i>a</i> , fase <i>b</i> e fase <i>c</i>	112

Figura 56	Corrente de eixo direto para uma velocidade de 300 <i>rpm</i> com controlador PI-MRI: referência e medido. Para as formas de onda obtidas no osciloscópio, ver Figura 80.	113
Figura 57	Corrente de eixo de quadratura para uma velocidade de 300 <i>rpm</i> com controlador PI-MRI: referência e medido. Para as formas de onda obtidas no osciloscópio, ver Figura 81	113
Figura 58	Corrente de eixo direto para uma velocidade de 1000 <i>rpm</i> com controlador PI-MRI: referência e medido. Para as formas de onda obtidas no osciloscópio, ver Figura 82.	114
Figura 59	Corrente de eixo de quadratura para uma velocidade de 1000 <i>rpm</i> com controlador PI-MRI: referência e medido. Para as formas de onda obtidas no osciloscópio, ver Figura 83.	114
Figura 60	Curva de reação da velocidade em resposta a um degrau de corrente de 5 A. Para as formas de onda obtidas no osciloscópio, ver Figura 84.	116
Figura 61	Comparativo entre os métodos de sintonia para a malha de velocidade: (a) velocidade do rotor; (b) tensão do barramento. Para as formas de onda obtidas no osciloscópio, ver Figura 85.	117
Figura 62	Resposta do sistema frente a perturbações: (a) velocidade do rotor; (b) corrente na fase <i>a</i> e (c) tensão do barramento CC. Para as formas de onda obtidas no osciloscópio, ver Figura 86.	118
Figura 63	Velocidade para uma variação em rampa crescente e decrescente na referência. Para as formas de onda obtidas no osciloscópio, ver Figura 87.	119
Figura 64	Teste para o ciclo de condução europeu ECE-15: velocidade do motor	

	(canal 2), velocidade de referência do motor (canal 3), corrente na fase a (canal 1), tensão no barramento CC (canal 4).	120
Figura 65	Representação gráfica da transformação de coordenadas $abc \rightarrow \alpha\beta 0$	130
Figura 66	Sistema de coordenadas $\alpha\beta 0$ e $dq0$	131
Figura 67	Sistema de coordenadas $\alpha\beta$ e dq	132
Figura 68	Circuito para condicionamento e proteção dos canais de tensão e corrente.	134
Figura 69	Circuito da placa de condicionamento de sinais.	135
Figura 70	Circuito do <i>buffer</i>	136
Figura 71	Circuito de condicionamento dos sinais do sensor Hall de Posição.	137
Figura 72	Formas de onda: (a) e_{ab} e fase com $Hall_2$; (b) e_{bc} e fase com $Hall_3$; (c) e_{ca} e fase com $Hall_1$	139
Figura 73	Forma de onda da FEM trifásica para uma velocidade de 1000 <i>rpm</i>	140
Figura 74	Corrente e posição angular no motor PMSLDC sem compensação da FEM.	140
Figura 75	Compensação da FEM: (a) corrente na fase a ; (b) posição angular estimada e (c) FEM estimada.	140
Figura 76	Corrente de eixo direto: referência (canal 1) e medido (canal 2); corrente na fase a (canal 3) com controlador PI-SRF de corrente e velocidade de	

	300 rpm.	141
Figura 77	Corrente de eixo de quadratura: referência (canal 1) e medido (canal 2); corrente na fase <i>a</i> (canal 4) com controlador PI-SRF de corrente e velocidade de 300 rpm.	141
Figura 78	Corrente de eixo de direto: referência (canal 1) e medido (canal 2); corrente na fase <i>a</i> (canal 4) com controlador PI-SRF de corrente e velocidade de 1000 rpm.	142
Figura 79	Corrente de eixo de quadratura: referência (canal 1) e medido (canal 2); corrente na fase <i>a</i> (canal 4) com controlador PI-SRF de corrente e velocidade de 1000 rpm.	142
Figura 80	Corrente de eixo direto: referência (canal 1) e medido (canal 2); corrente na fase <i>a</i> (canal 4) com controlador PI-MRI de corrente e velocidade de 300 rpm.	143
Figura 81	Corrente de eixo de quadratura: referência (canal 1) e medido (canal 2); corrente na fase <i>a</i> (canal 4) com controlador PI-MRI de corrente e velocidade de 300 rpm.	143
Figura 82	Corrente de eixo direto: referência (canal 1) e medido (canal 2); corrente na fase <i>a</i> (canal 4) com controlador PI-MRI de corrente e velocidade de 1000 rpm.	144
Figura 83	Corrente de eixo de quadratura: referência (canal 1) e medido (canal 2); corrente na fase <i>a</i> (canal 4) com controlador PI-MRI de corrente e velocidade de 1000 rpm.	144
Figura 84	Curva de Reação da velocidade em resposta a um degrau de corrente de 5 A.	144

Figura 85	Comparativo entre os métodos de sintonia para a malha de velocidade: (a) Ziegler-Nichols e (b) CHR 20%.	145
Figura 86	Velocidade do rotor frente a variações na referência, tensão do barramento e carga.	145
Figura 87	Velocidade para uma variação em rampa crescente e decrescente na referência: velocidade (canal 1), velocidade de referência (canal 2) e tensão do barramento (canal 4).	146

LISTA DE TABELAS

Tabela 1	Características: PMBLDC <i>versus</i> PMSM.	38
Tabela 2	Estados dos interruptores e tensões instantâneas do conversor VSI trifásico nas coordenadas $\alpha\beta$	62
Tabela 3	Tempos de permanência nos vetores adjacentes.	64
Tabela 4	Ciclo de trabalho dos interruptores.	65
Tabela 5	Relação da variável AUX e o setor do hexágono.	66
Tabela 6	Condições Iniciais de θ_e para partida do motor.	70
Tabela 7	Ondulação de potência em função do número de componentes harmônicas de corrente consideradas.	81
Tabela 8	Características do motor PMBLDC utilizado.	89
Tabela 9	Principais características do transdutor de tensão.	96
Tabela 10	Principais características do transdutor de corrente.	97
Tabela 11	Principais características do SKHI 22-A.	98
Tabela 12	Parâmetros do controlador PI.	104

Tabela 13	Parâmetros do controlador PI reajustado.	107
Tabela 14	Parâmetros do controlador PI-MRI.	112
Tabela 15	Obtenção dos ganhos dos controladores de velocidade.	115
Tabela 16	Parâmetros do controlador PI de velocidade.	116

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

A/D analógico/digital

CC corrente contínua

CI circuito integrado

CSI inversor fonte de corrente (*Current Source Inverter*)

D/A digital/analógico

DSC controlador digital de sinais (*Digital Signal Controller*)

DSP processador digital de sinais (*Digital Signal Processor*)

FEM força contra-eletromotriz

GPIO portas de uso geral (*General Purpose I/O*)

INERGE Instituto Nacional de Ciência e Tecnologia em Engenharia Elétrica

IGBT transistores bipolares com gatilho isolado (*Insulated Gate Bipolar Transistor*)

MCI motor à combustão interna

MCT tiristor controlado por MOS (*MOS-Controlled Thyristor*)

MOSFET transistor de efeito de campo de óxido metálico semiconductor (*Metal Oxide Semiconductor*)

NAEP Núcleo de Automação e Eletrônica de Potência da UFJF

MI motor de indução

PI controlador proporcional-integral

PI-SRF controlador proporcional integral no sistema de referência síncrono (*Proportional Integral – Synchronous Reference Frame*)

PI-MRI controlador proporcional-integral com integradores em múltiplos sistemas de referência síncronos rotativos (*PI controller with multiple rotating synchronous reference frame integrators*)

PMBL ímãs permanentes sem escovas (*Permanent Magnets Brushless*)

PMBLDC motor cc de ímãs permanentes sem escovas (*Permanent Magnets Brushless DC motor*)

PMSM motor síncrono de ímãs permanentes (*Permanent Magnet Synchronous Motor*)

PPEE Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

PWM modulação por largura de pulso (*Pulse Width Modulation*)

SPWM modulação por largura de pulso senoidal (*Sinusoidal Pulse Width Modulation*)

SVM modulação vetorial (*Space Vector Modulation*)

UFJF Universidade Federal de Juiz de Fora

VC veículos à combustão

VE veículo elétrico

VEH veículo elétrico híbrido

VLSI integração de circuitos em muito grande escala (*Very Large Scale Integration*)

VSI inversor fonte de tensão (*Voltage Source Inverter*)

SUMÁRIO

1	Introdução	26
1.1	Contextualização	26
1.2	Identificação do Problema	27
1.3	Motivação	30
1.4	Objetivos	31
1.5	Estrutura da dissertação	32
2	Considerações básicas sobre o acionamento de motores CC de Ímãs Permanentes sem Escovas	34
2.1	Introdução	34
2.2	Características básicas dos motores de ímãs permanentes	36
2.2.1	Construção do rotor	36
2.2.2	Acionamento do motor PMBLDC	37
2.3	Modelagem Matemática do motor PMBLDC no sistema de coordenadas <i>abc</i>	40
2.3.1	Conjugado eletromagnético	41
2.4	Modelagem do sistema mecânico	44
2.5	O acionamento do PMBLDC	45
2.5.1	Sensor Hall	46
2.5.2	Deteção da posição do rotor do motor PMBLDC	47
2.5.3	Estimativa da FEM	50
2.5.4	Topologias de conversores	51
2.5.5	Geração dos sinais de referência das correntes	55
2.6	Conclusões parciais	56

3	Técnicas de Controle aplicadas ao Motor PMBLDC	58
3.1	Conversor VSI trifásico	58
3.2	Conceitos básicos da modulação vetorial	59
3.3	Detecção da posição e velocidade do rotor	68
3.3.1	Partida do motor	70
3.4	Controle da velocidade do motor PMBLDC	71
3.4.1	Controladores de corrente no sistema de coordenadas síncrono	72
3.4.2	Conjugado eletromagnético nas coordenadas síncronas	74
3.4.3	Escolha do controlador de corrente	75
3.4.4	Considerações sobre a escolha da frequência do sistema compensado	77
3.5	Malha de Controle de Corrente com PI-MRI	82
3.5.1	Escolha do Controlador da Malha de Velocidade	83
3.6	Conclusões Parciais	86
4	Resultados Experimentais	88
4.1	Motor PMBLDC	88
4.2	Características do DSC	90
4.3	Características do Conversor Trifásico	93
4.4	Circuitos de Interface entre o Conversor e o DSC	94
4.4.1	Medição de Grandezas	94
4.4.1.1	Transdutor de Tensão	96
4.4.1.2	Transdutores de Corrente	96
4.4.1.3	Transdutores de Posição	97
4.4.1.4	Circuito de Condicionamento de Sinais Analógicos	97
4.4.2	Acionamento do Inversor	98
4.5	Programação do DSC	99
4.6	Sistema Experimental	101

4.6.1	Imagens do Sistema Experimental	102
4.7	Forma de Onda da FEM e Sinais dos Sensores Hall de Posição	104
4.8	Sintonia do Controlador de Corrente	104
4.8.1	Controle de Corrente em Coordenadas Síncronas sem compensação da FEM	104
4.8.2	Controle de Corrente em Coordenadas Síncronas com compensação da FEM	108
4.8.3	Controle de Corrente em Coordenadas Síncronas usando PI-MRI	109
4.8.4	Sintonia do Controlador de Velocidade	115
4.9	Conclusões Parciais	120
5	Considerações Finais	121
5.1	Conclusões	121
5.2	Produção Científica	122
5.3	Trabalhos Futuros	123
	Referências	124
	Apêndice A – Transformações dos sistemas de coordenadas	129
A.1	Sistema de coordenadas naturais	129
A.2	Sistema de coordenadas $\alpha\beta 0$	129
A.3	Sistema de coordenadas $dq0$	130
A.4	Transformada inversa de Clarke modificada	131
	Apêndice B – Condicionamento dos Sinais Analógicos, Digitais (sensor de posição) e PWM	133
	Apêndice C – Resultados Experimentais: Formas de onda do osciloscópio	138

1 INTRODUÇÃO

1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO

Estudos indicam que os sistemas motrizes elétricos são responsáveis por 43 a 46 % do consumo global de energia e pela emissão de cerca de 6040 milhões de toneladas de CO_2 por ano na atmosfera devido à geração de energia a partir de combustíveis fósseis. Estimativas indicam que em quinze anos, sem a adoção de políticas eficazes, o consumo de energia com motores deverá atingir cerca de 13360 TWh por ano enquanto as emissões de CO_2 crescerão para 8570 milhões de toneladas por ano (IEA, 2011).

Como exemplo pode-se citar o caso dos Estados Unidos da América, onde cerca de 40 a 46 % da produção total de petróleo é consumida em automóveis e caminhões leves. Motores de combustão interna emitem cerca de 32 % de óxidos de nitrogênio lançados na atmosfera anualmente, além de quase dois terços de todo o CO_2 (EMADI, 2006).

Na Figura 1 são exibidos dois gráficos que permitem comparar o percentual de energia primária consumida no mundo nos anos 1973 e 2007 (TRADE & DEVELOPMENT, 2010). Apesar de se verificar uma queda de 12 % no consumo de petróleo de 2007 em relação ao ano de 1973, o consumo global deste combustível e dos demais aumentou significativamente neste período.

Dentro deste cenário de restrições observa-se uma tendência histórica de redução das reservas de combustíveis fósseis, alta dependência de petróleo extraído *off-shore* e pressões ambientais para redução das emissões de gases no setor de transportes, as pesquisas em veículo elétrico (VE) e veículo elétrico híbrido (VEH) vêm contribuir para uma reversão nesse cenário, uma vez que os sistemas de tração dos veículos atuais são baseados em motor à combustão interna (MCI).

As classificações dos VE e VEH variam quanto (CHAN, 2002):

- Ao tipo de sistema de tração;

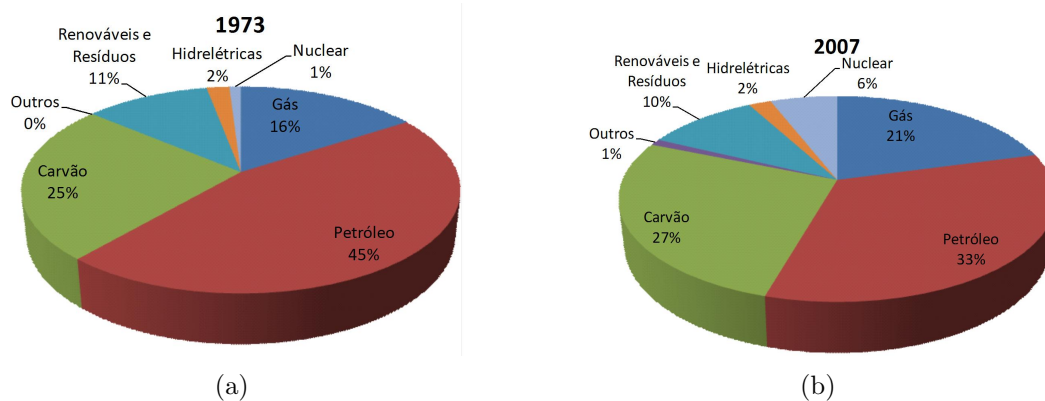


Figura 1: Suprimento total de energia primária: (a) 1973; (b) 2007.

- Ao elemento armazenador de energia / fonte primária de energia;
- À infraestrutura de recarga;
- À autonomia;
- À viabilidade econômica;
- À emissão de poluentes.

As principais dificuldades para a adoção imediata da tecnologia de veículos elétricos esbarra em limitações como: (i) autonomia restrita destes veículos de aproximadamente 150 km, contra 500 km dos veículos a gasolina; (ii) ausência de infra-estrutura de recarga das baterias e (iii) longo tempo de recarga .

Para aumentar a autonomia dos VE são propostas soluções como: (a) elevar a densidade de energia e a potência dos elementos armazenadores de eletricidade; (b) desenvolvimento de estratégias/tecnologias de recargas rápidas, (c) redução do consumo de energia de dispositivos embarcados, (d) projeto de sistemas de tração mais eficientes e compactos, (e) construção de estruturas mecânicas mais leves e (f) utilização de sistemas de frenagem regenerativa com gestão de múltiplas fontes de energia entre outras.

1.2 IDENTIFICAÇÃO DO PROBLEMA

Atualmente são gastos aproximadamente 565 bilhões de dólares por ano em eletricidade para o acionamento de motores elétricos, sendo que estes gastos poderão alcançar o patamar de 900 bilhões de dólares por ano, em 2030 (IEA, 2011).

Pesquisas recentes indicam que as aplicações que utilizam motores elétricos são responsáveis por mais que o dobro da demanda dos sistemas de iluminação.

No setor industrial o consumo de energia elétrica em motores elétricos chega a 69 % do consumo total de eletricidade (IEA, 2011).

A utilização de sistemas eletrônicos para o acionamento de máquinas elétricas é uma alternativa interessante para aumentar a eficiência dos processos de conversão eletromecânica de energia, tanto para motores elétricos conectados à rede de distribuição quanto para motores embarcados.

Nas aplicações de motores em veículos elétricos, a escolha adequada do tipo de motor e do seu sistema de acionamento, em paralelo com o sistema de gestão de múltiplas fontes de energia, é fundamental para aumentar a autonomia dos VE. Chan (2002) apresenta em seu trabalho diversas topologias de sistemas eletrônicos para o acionamento de motor de indução (MI) e motor síncrono de ímãs permanentes sem escovas (*Permanent Magnets Brushless*) (PMBL) para melhorar o desempenho dinâmico e minimizar o consumo de energia elétrica dos sistemas de tração de VE e VEH.

Conforme mencionado anteriormente, os sistemas de tração elétrica são um dos pontos chaves para a eficiência do VE. Ele é composto por controlador, conversor, motor, dispositivo de transmissão e rodas, em que a transmissão é opcional. Os principais requisitos que o sistema de tração elétrica deve atender são (CHAN & WONG, 2004):

- i.* Elevada potência instantânea e elevada densidade de potência;
- ii.* Conjugado elevado em baixas velocidades, tanto na partida quanto em subidas, bem como alta potência em velocidade de cruzeiro;
- iii.* Ampla faixa de velocidade incluindo conjugado constante e regiões de potência constante;
- iv.* Rápida variação de conjugado;
- v.* Elevada eficiência sobre uma ampla faixa de velocidade e conjugado;
- vi.* Frenagem regenerativa;
- vii.* Alta confiabilidade e robustez para varias condições de operação do veículo;
- viii.* Custo razoável.

Na Figura 2 é apresentada uma visão geral das principais tecnologias de tração de veículos elétricos incluindo: tipo de motores, topologia e dispositivos empregados no conversor eletrônico de potência, algoritmos e *hardware* aplicados aos controladores (CHAN & WONG, 2004).

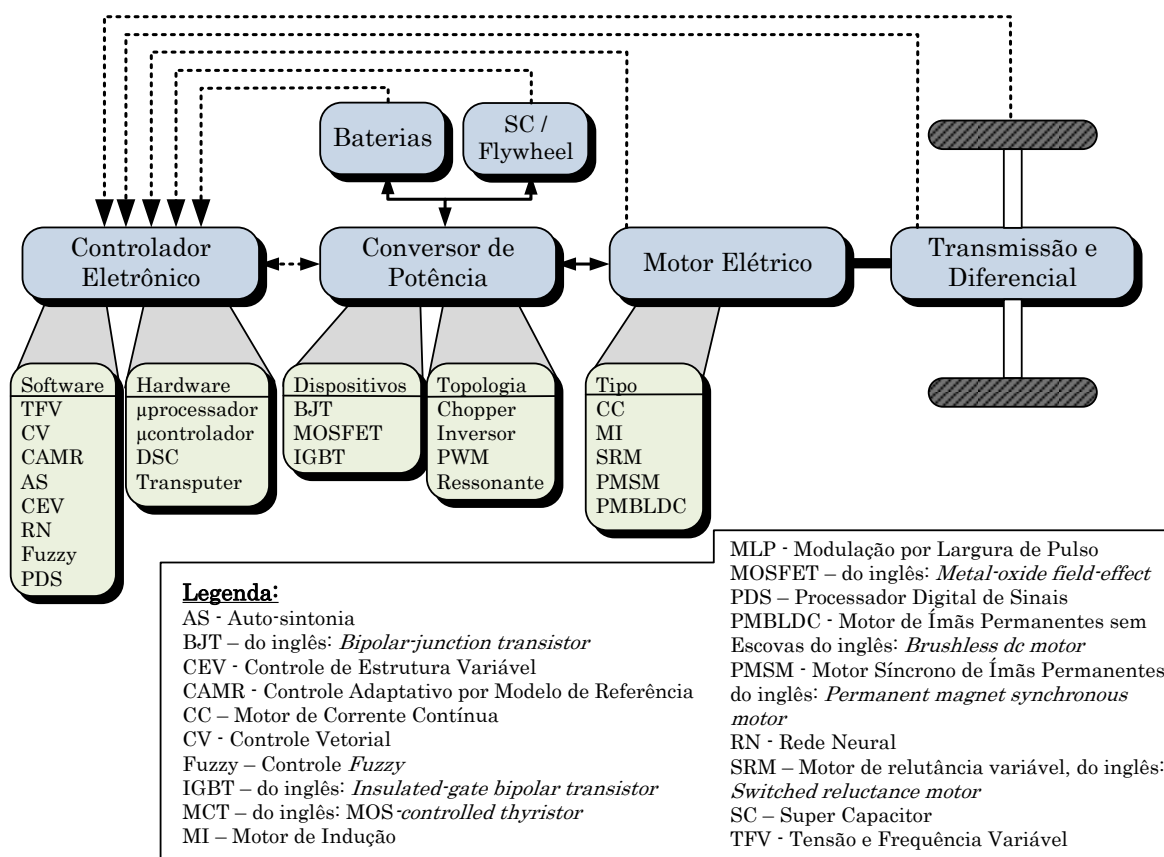


Figura 2: Visão geral da estrutura do sistema de tração elétrica do VE.

Alinhado com essa tendência os professores e pesquisadores do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica (PPEE) da UFJF, com apoio financeiro do Instituto Nacional de Ciência e Tecnologia em Engenharia Elétrica (INERGE), desenvolvem um projeto de pesquisa cujo objetivo é a construção de um veículo elétrico de pequeno porte, alimentado por um banco de baterias de íons de lítio. Na Figura 3 é mostrada a fotografia do chassi do veículo acionado por um motor de ímãs permanentes que também possui um banco supercapacitor usado para auxiliar no armazenamento da energia das frenagens e para acelerações rápidas. Além do sistema de tração composto por FONTE/CONVERSOR/MOTOR esse veículo irá conter um sistema de gerenciamento das fontes de energia elétricas embarcadas com objetivo de aumentar sua autonomia (MOURA et al., 2012).



Figura 3: Fotografia do veículo elétrico de pequeno porte em desenvolvimento no laboratório da UFJF.

1.3 MOTIVAÇÃO

Baseado nas tecnologias atuais de propulsão de veículos pode-se afirmar que a simples substituição dos veículos à combustão (VC) por VE ou VEH não é suficiente para eliminar a emissão de CO_2 para a atmosfera, já que grande parte das plantas de geração de energia elétrica usam fontes primárias não renováveis (*combustíveis fósseis*). Contudo, a utilização de VE e VEH reduziria sensivelmente a emissão de gases poluentes devido à maior eficiência desses veículos. Na Figura 4 é apresentado um estudo comparativo da emissão de gases responsáveis pelo efeito estufa para diferentes tecnologias de veículos utilitários, de médio porte, levando em consideração a análise *Well-to-Wheels* (DUVALL, 2002). A definição do termo *Well-to-Wheels* usada em (DUVALL, 2002) considera a emissão associada com a extração, processamento, distribuição de energia e sua posterior utilização para tracionar o veículo. Na figura são separadas as emissões devido aos veículos e ao ciclo do combustível.

O HEV0 é um veículo elétrico híbrido que opera com o motor elétrico em paralelo com o motor a combustão, não sendo capaz de operar somente com o motor elétrico. O HEV20 e HEV60 têm motor elétrico e a combustão também operando em paralelo e são veículos do tipo *plug-in*, ou seja, podem ser conectados a rede para recarga das baterias. A diferença entre estes dois últimos veículos é relacionada a autonomia proporcionada

pela bateria para operação totalmente elétrica, sendo o HEV20 capaz de percorrer até 20 milhas e o HEV60 60 milhas.

Conforme mostrado na Figura 4 os VEH podem reduzir substancialmente a emissão de gases do efeito estufa devido à sua economia de combustível quando comparados com os VC. Assim, a escolha adequada de um sistema de tração eficiente não apenas melhora a autonomia do veículo como ajuda na redução das emissões de CO₂.

Nos últimos anos, apesar da robustez e dos custos mais baixos dos motores de indução (BENTOUATI; ZHU & HOWE, 1999), o interesse em utilizar motores PMBL tem crescido devido a sua alta densidade de potência e aos avanços na fabricação de ímãs permanentes de elevado desempenho, que possibilitam a redução do volume e das perdas dos motores.

Inovações no projeto e geometria do motor têm tornado possível a fabricação e o uso de motores PMBL em aplicações residenciais, comerciais e industriais como por exemplo: equipamentos eletrodomésticos em geral, automóveis e sistemas de transporte de passageiros e carga, equipamentos aeroespaciais, ferramentas, brinquedos, equipamentos de som e hospitalar, ventiladores, bombas, lavadoras, secadoras, esteiras, equipamentos de exercício, cadeira de rodas motorizadas, carros de golfe, freezers e refrigeradores, com potências variando desde microwatts até megawatts (SINGH & SINGH, 2009). Inclusive em aplicações para operação como geradores de energia à bordo de navios, aeronaves, carros elétricos híbridos e ônibus.

Os motores PMBL podem ser divididos em dois grandes grupos: (i) motor síncrono de ímãs permanentes (*Permanent Magnet Synchronous Motor*) (PMSM) e (ii) motor cc de ímãs permanentes sem escovas (*Permanent Magnets Brushless DC motor*) (PMBLDC), conforme será descrito na Seção 2.2.2 (HANSELMAN, 2006). O principal objetivo deste trabalho é a modelagem e controle de um motor PMBLDC visando sua aplicação em um veículo elétrico de pequeno porte.

1.4 OBJETIVOS

A fim de se atingir o principal objetivo deste trabalho que é o acionamento de um motor PMBLDC visando aplicações em VE, os seguintes tópicos serão perseguidos:

- i. Modelar o sistema de tração de um veículo elétrico composto por um motor PMBLDC, conversor e barramento de corrente contínua (CC);

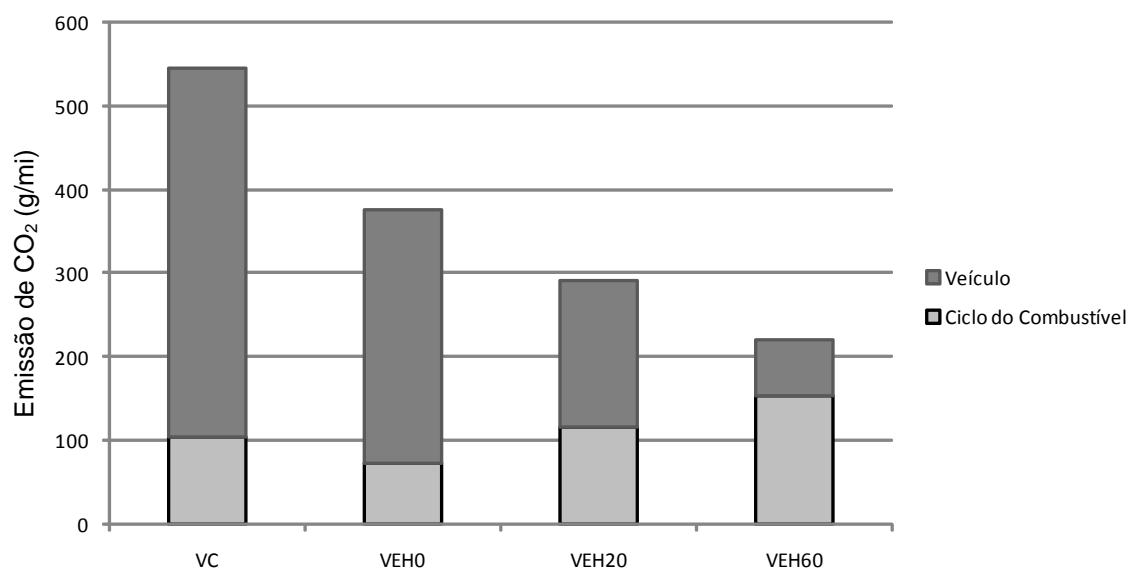


Figura 4: Emissão de gases do efeito estufa (CO_2) *Well-to-Wheels* para SUV de porte médio considerando um horário diário de condução médio (*Average Driving Schedule*) e recarga noturna.

- ii.* Estudar as técnicas de controle aplicadas ao motor PMBLDC;
- iii.* Investigar a utilização de sensores de efeito Hall para detectar a posição do eixo do motor PMBLDC;
- iv.* Desenvolver um protótipo de 5 kW em laboratório para um kart cross elétrico;
- v.* Implementar o algoritmo de controle no DSC TMS320F28335 da Texas Instruments;
- vi.* Obter os resultados experimentais frente a perturbações na referência, carga e tensão do barramento do sistema, além de simular o ciclo de condução urbano ECE 15.

1.5 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO

No Capítulo 2 serão abordadas as principais características do motor PMBLDC relacionadas a torque, velocidade, princípio de funcionamento, perfil da força contra-eletromotriz (FEM). Posteriormente o modelo matemático do motor será deduzido. Será realizada uma breve revisão sobre as topologias de conversores empregados no acionamento do motor PMBLDC, bem como o acionamento do conversor escolhido e os sinais dos sensores de posição.

O Capítulo 3 apresentará a estratégia de controle adotada para o controle dos interruptores semicondutores de potência. O funcionamento do sensor de posição e velocidade é detalhado. As malhas de controle de corrente e de velocidade são propostas e discutidas, assim como os métodos para sintonia dos controladores.

Os resultados experimentais serão apresentados no Capítulo 4, com detalhes construtivos do protótipo, implementação prática e estrutura da programação do DSC. Os resultados obtidos serão apresentados, discutidos e analisados.

O Capítulo 5 apresentará as conclusões gerais deste trabalho e propostas para trabalhos futuros.

No Apêndice A são apresentadas as transformações dos sistemas de coordenadas utilizadas no decorrer deste trabalho. No Apêndice B serão apresentados os diagramas esquemáticos dos circuitos de condicionamento dos sinais analógicos e digitais que realizam a interface entre o DSC, o motor PMBLDC e o circuito de acionamento.

Por fim no Apêndice C são apresentados os resultados obtidos no osciloscópio para os resultados experimentais discutidos no Capítulo 4.

2 CONSIDERAÇÕES BÁSICAS SOBRE O ACIONAMENTO DE MOTORES CC DE ÍMÃS PERMANENTES SEM ESCOVAS

Neste capítulo será apresentada uma breve revisão dos motores PMBLDC enfatizando características como: forma de onda da FEM gerada, conjugado desenvolvido, necessidade de sensor de posição entre outras.

2.1 INTRODUÇÃO

O uso de ímãs permanentes em máquinas elétricas em substituição aos sistemas de excitação eletromagnética apresenta vantagens como: construção mais compacta, redução do peso do rotor, inexistência de perdas no sistema de excitação, aumento da eficiência, rápida resposta dinâmica além de elevado conjugado de partida e alta relação potência por volume.

As características citadas fazem com que os motores PMBL sejam interessantes para aplicações em VE e VEH. Entre os motores de ímãs permanentes, o motor PMBLDC se apresenta como um forte candidato para aplicações embarcadas em veículos elétricos devido às seguintes características (EHSANI; GAO & EMADI, 2010):

- Elevada Eficiência: o motor PMBL é o mais eficiente entre todos os motores elétricos. Isto é devido ao uso de excitação por ímãs permanentes que não consome potência. Além disso, não há o comutador mecânico como em motores CC e universais o que reduz as perdas por fricção e também as interferências eletromagnéticas de baixa frequência.
- Volume reduzido: o uso de ímãs de elevada densidade de energia, como os ímãs de terras raras, tem permitido atingir alta densidade de fluxo em motores PMBL, proporcionando alto torque com um motor pequeno e leve.
- Fácil resfriamento: como não há corrente circulando pelo rotor não há aquecimento, sendo a única produção de calor oriunda do estator, podendo assim ser

mais facilmente resfriado por se encontrar na parte periférica do motor. No entanto, há casos em que o estator se encontra no centro, nestes casos o resfriamento pode se tornar mais difícil.

- Longa vida útil, alta confiabilidade e manutenção reduzida: devido à ausência de escovas, diminui-se a necessidade de manutenção regular o que reduz o risco de falhas associadas a este elemento. A vida útil depende somente do isolamento da bobina, mancais mecânicos (rolamentos) e desmagnetização dos ímãs permanentes devido a elevadas temperaturas.
- Baixa emissão de ruído: como não há ruído associado com a comutação mecânica, a emissão de ruídos é em alta frequência e devida ao conversor eletrônico de potência que pode ser projetado para operar fora da faixa de frequência audível.

Não obstante, o conjunto conversor-motor PMSM apresenta desvantagens como por exemplo:

- Custo: ímãs de terras raras são mais caros do que outros ímãs o que resulta em um aumento no custo do motor. No entanto, novas descobertas no desenvolvimento de ímãs de terras raras têm permitido o uso de materiais mais baratos como neodímio, boro e ferro.
- Segurança: Grandes ímãs de terras raras são perigosos durante a construção do motor por atrair objetos metálicos. Em caso de acidentes e a roda girar livremente tensões induzidas podem surgir nos terminais do motor, além disso, pedaços de ímãs podem dificultar o resgate.
- Operação em altas velocidades: motores com ímãs permanentes montados sobre a superfície do rotor não são adequados para altas velocidades podendo em alguns casos se desprender do rotor.
- Falhas no inversor: devido ao uso de ímãs permanentes, este tipo de motor apresenta maior risco no caso de curto-circuito no inversor. Com o motor em rotação uma FEM é induzida nos terminais do motor. No caso de um curto-circuito no inversor uma elevada corrente pode fluir pelas bobinas do estator podendo causar o travamento das rodas. Já para o caso de falhas de circuito aberto, não ocorre o comprometimento da estabilidade do veículo, mas sim da controlabilidade e perda de potência. Nestes casos pode-se adicionar mais fases ao motor para caso ocorra uma falha em um dos braços do inversor, este possa ser compensado pelos

braços restantes até que seja possível chegar a um local adequado para realizar uma manutenção ou reparo (SINGH & SINGH, 2009).

2.2 CARACTERÍSTICAS BÁSICAS DOS MOTORES DE ÍMÃS PERMANENTES

Os motores PMBL possuem características construtivas e operativas que os diferem quanto ao conjugado, velocidade, FEM, corrente de alimentação e tipo de sensoramento de posição.

2.2.1 CONSTRUÇÃO DO ROTOR

Com relação a construção do rotor, os ímãs podem ser montados sobre a superfície ou no interior de uma estrutura de aço, conforme mostrado na Figura 5. A maioria dos motores PMBL tem seus ímãs dispostos na superfície do rotor.

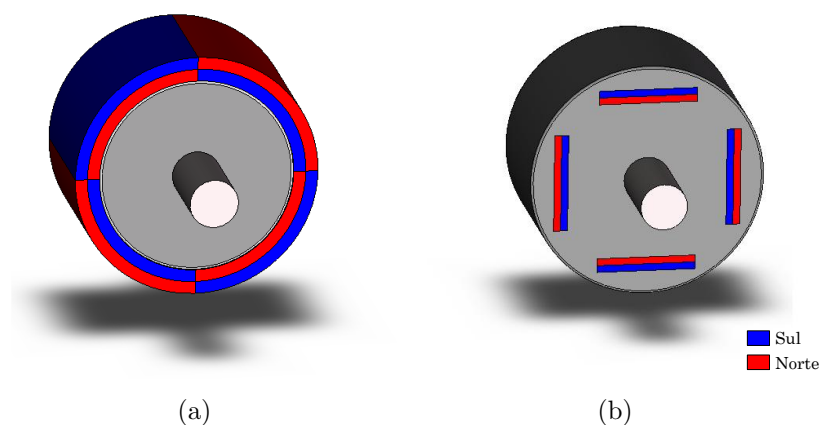


Figura 5: Arranjos de rotores de quatro polos: PMBL (a) ímãs na superfície, (b) ímãs no interior.

Os rotores com ímãs internos são aplicados em situações onde: (i) é possível concentrar o fluxo, (ii) com o ímã dentro da estrutura de aço, o rotor se torna mais resistente e é possível atingir rotações mais elevadas, (iii) é possível enfraquecer o campo do motor para operação em velocidades acima da velocidade nominal (HANSELMAN, 2006).

Atualmente existem três classes de ímãs permanentes usadas em motores elétricos (GIERAS; WANG & KAMPER, 2008):

- Alnicos (Al, Ni, Co, Fe): dominou o mercado de motores PMBL na faixa de poucos watts até 150 kW entre 1940 e 1960. Entre as vantagens do Alnico são sua alta densidade de fluxo magnético remanente, no entanto sua força coerciva é

muito baixa e a curva de desmagnetização é extremamente não linear. Este tipo de ímã é tanto facilmente magnetizado quanto desmagnetizado, no entanto sua máxima temperatura de trabalho é de 520°C.

- Ferrites de bário e de estrôncio: os ferrites de bário ($BaO \times 6Fe_2O_3$) e estrôncio ($SrO \times 6Fe_2O_3$) produzidos por metalurgia do pó foram desenvolvidos na década de 1950. Eles tem força coersiva maior que o Alnico, mas trabalham com uma densidade de fluxo magnético remanente menor. A sua principal vantagem é o custo. A máxima temperatura de operação é de 450°C. Motores PMBL com potência inferiores a 5 hp são comumente construídos usando ímãs de ferrites por possuírem um menor custo quando comparado aos ímãs de terras raras.
- Ímãs de terras raras: A primeira geração de ímãs de terras raras usando a composição $SmCo_5$ foi desenvolvida na década de 1960, mas só foi produzido comercialmente no início da década de 1970. Ele tem alta densidade de fluxo remanente, força coerciva e energia, elevado custo e baixo coeficiente de temperatura, sendo a máxima temperatura de operação entre 300 e 350°C. Com o desenvolvimento da segunda geração de ímãs de terras raras baseado no neodímio (Nd), os ímãs de terras raras se tornaram mais baratos uma vez que este material é mais facilmente encontrado. No entanto a temperatura de trabalho do ímã de neodímio é de 250°C. Além disso, ele é suscetível a corrosão sendo sua principal desvantagem em relação aos demais ímãs descritos, no entanto, revestimentos protetores têm sido desenvolvidos para sanar esta deficiência (TOLIYAT & KLIMAN, 2004).

A forma de onda da FEM gerada pelo motor PMBL permite classificá-lo em dois grupos: o trapezoidal e o senoidal. Neste trabalho será dado enfoque ao motor referenciado na literatura como PMBLDC. Este tipo de motor apresenta um perfil de tensão trapezoidal.

2.2.2 ACIONAMENTO DO MOTOR PMBLDC

O termo motor CC sem escovas (do inglês, *brushless DC motor*) é usado para identificar este tipo de máquina elétrica, pois a característica de operação deste motor se aproxima do motor CC convencional. Contudo o comutador mecânico com escovas, do motor CC convencional, é substituído por um conversor eletrônico de potência mais um sensor de posição (*encoder*) no PMBLDC.

O termo PMSM, também muito comum na literatura, é usado para caracterizar os

motores de ímãs permanentes cuja distribuição de força magnetomotriz no entreferro e as FEM geradas são “*senoidais*” (HANSELMAN, 2006).

O motor PMBLDC possui uma densidade de potência 15% maior que a do PMSM (KRISHNAN, 2001). A Tabela 1 exibe um comparativo das principais características dos motores PMBLDC e PMSM discutidas em (KRISHNAN, 2010).

Tabela 1: Características: PMBLDC *versus* PMSM.

Característica	PMBLDC	PMSM
FEM	Trapezoidal	Senoidal
Conjugado	Pulsante	Suave
Instalação do sensor de posição	Simples	Complexa
Operação dos interruptores em um ciclo	240°	360°
Perdas por condução relacionais	Menores	Maiores

A Figura 6 mostra um diagrama esquemático de um motor PMBLDC acionado a partir de um conversor estático. Nesta figura R e L são as resistências e indutâncias dos enrolamentos do estator, respectivamente. Por simplicidade, os interruptores semicondutores do conversor foram representados como interruptores ideais.

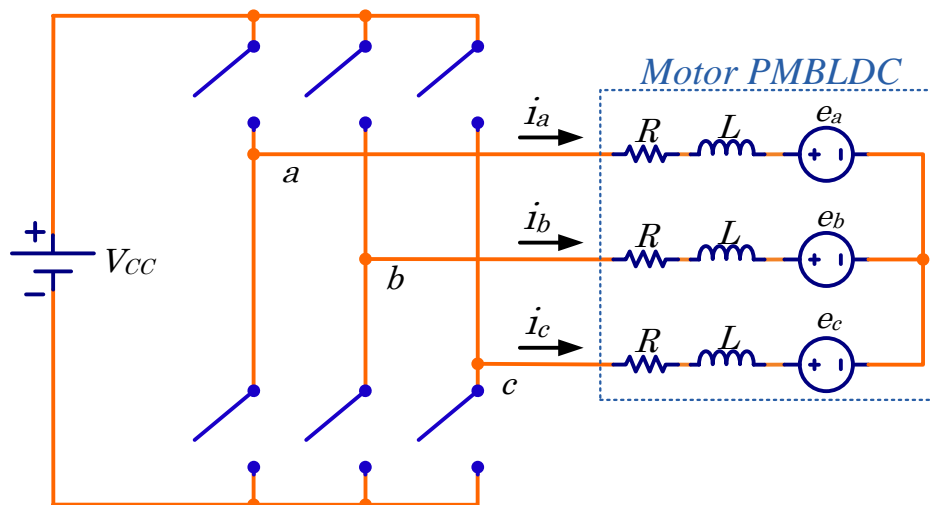


Figura 6: Diagrama elétrico de um sistema de acionamento de um motor PMBLDC.

Conforme mencionado anteriormente, os motores PMBLDC são projetados para gerar FEM trapezoidal, tendo como características: enrolamentos do estator concentrados e distribuição retangular do fluxo magnético no entreferro. Desse modo, para conseguir um conjugado eletromagnético constante, a forma de onda da corrente usada para acionar este tipo de motor deve ser retangular com dois períodos com corrente nula por ciclo conforme mostrada na Figura 7 (a).

Este tipo de forma de onda de corrente simplifica o algoritmo de controle do conversor estático e tem consequência direta no tipo e alocação dos sensores de posição do rotor. Esta última afirmação pode ser comprovada pela observação dos sinais mostrados na Figura 7 (b) gerados por três sensores de efeito Hall, um por fase, e usados para detectar a posição do rotor.

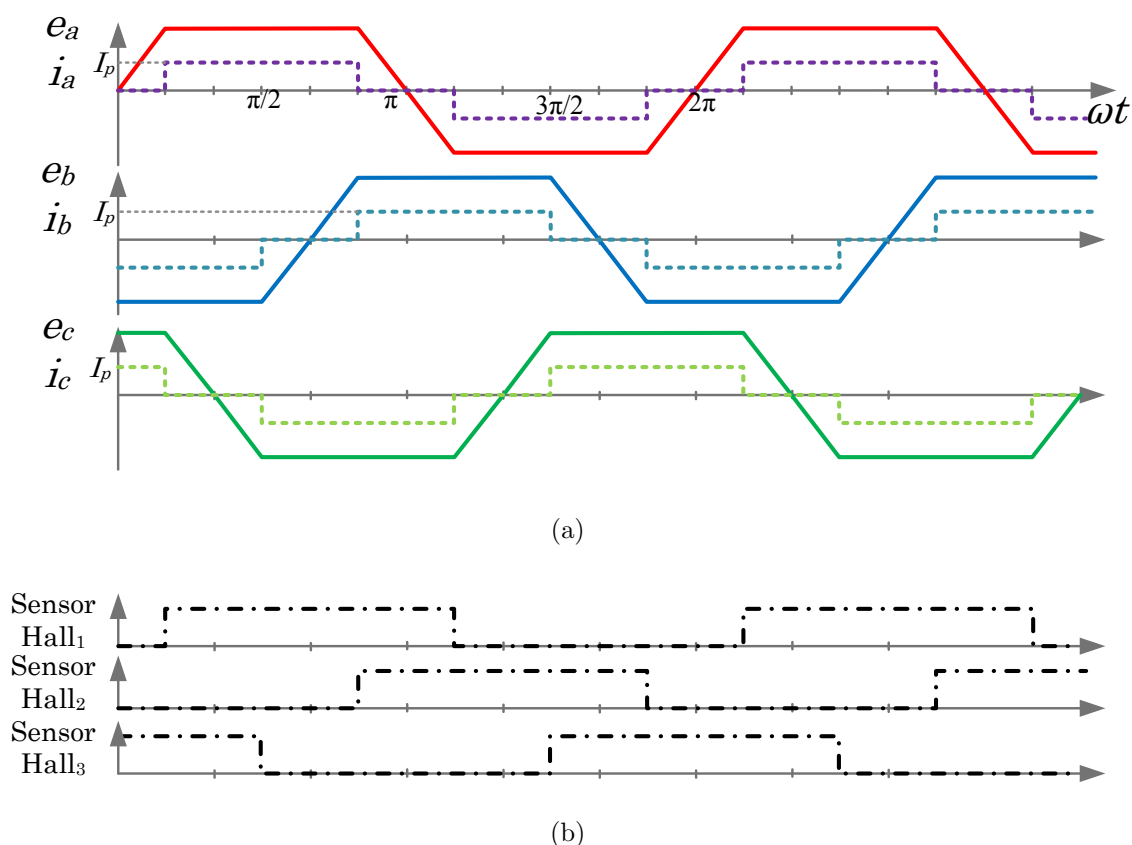


Figura 7: Formas de onda do PMBLDC: (a) FEM (linha cheia) e correntes (linha tracejada) de fase, (b) sinais dos sensores de posição.

Na prática, as FEM geradas por fase nos motores PMBLDC possuem bordas arredondadas, diferentes das desenhadas na Figura 7 (a), pois o fluxo enlaçado no entreferro e conseqüentemente as tensões geradas por fase não sofrem variações bruscas (SKVARENINA, 2002).

No caso de motores PMBLDC trifásicos a quatro fios que será abordado na Seção 2.5.4 é possível fazer fluir uma corrente unidirecional nos enrolamentos e as formas de onda das correntes mostradas na Figura 7 se alteram.

2.3 MODELAGEM MATEMÁTICA DO MOTOR PMBLDC NO SISTEMA DE COORDENADAS ABC

Devido a natureza trapezoidal da FEM gerada em cada fase é possível fazer simplificações na modelagem deste motor quando comparada com o motor com excitação senoidal.

Assim sendo, a derivação do modelo matemático apresentado aqui é baseada na suposição de que as correntes induzidas no rotor devido às correntes harmônicas impostas nas bobinas do estator, as perdas no entreferro e por dispersão são desprezíveis. As equações do circuito dos enrolamentos do estator em termos das constantes elétricas do motor são (KRISHNAN, 2010):

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix}, \quad (2.1)$$

onde R é a resistência por fase do estator, sendo assumida idêntica para as três fases; e_a , e_b , e_c são as FEM induzidas, assumidas trapezoidais e simétricas; v_a , v_b e v_c são tensões de fase e i_a , i_b e i_c são corrente impostas por fase.

Assumindo as seguintes hipóteses:

- a relutância do rotor não varia com sua posição;
- as FEM geradas são equilibradas e simétricas;
- as indutâncias próprias (L_{aa} , L_{bb} , L_{cc}) são iguais;
- as indutâncias mútuas (L_{ab} , L_{ba} , L_{ac} , L_{ca} , L_{bc} , L_{cb}) são iguais.

Pode-se então escrever as seguintes relações:

$$L_{aa} = L_{bb} = L_{cc} = L \quad (2.2)$$

e,

$$L_{ab} = L_{ba} = L_{ac} = L_{ca} = L_{bc} = L_{cb} = M \quad (2.3)$$

Substituindo (2.2) e (2.3) em (2.1) obtém-se:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix}. \quad (2.4)$$

Assumindo que correntes do estator são balanceadas, ou seja, $(i_a + i_b + i_c) = 0$, pode-se reescrever (2.4) como se segue,

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix}, \quad (2.5)$$

onde $R_s = R$ e $L_s = (L - M)$.

Manipulando (2.5) pode-se reescrever a expressão anterior na forma de espaço de estados conforme mostrado a seguir:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_s} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_s}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \left(\frac{1}{L_s} \right) \left\{ \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \right\}. \quad (2.6)$$

Finalmente, de (2.5) pode-se desenhar o circuito equivalente do motor PMLDC mostrado na Figura 8.

2.3.1 CONJUGADO ELETROMAGNÉTICO

Conforme mencionado anteriormente a alimentação do motor PMLDC é feita impondo correntes retangulares pelas fases do mesmo. Essas correntes provocam perdas nas resistências (R_s) e geram um campo magnético que armazena energia nas indutâncias (L_s) de cada fase.

Já quando estas correntes de fase fluem pelas fontes de FEM ocorre um consumo de potência elétrica p_{abc} que é transformada pelo motor em potência mecânica em consequência da interação entre os campos magnéticos do estator e do rotor. Pode-se então escrever:

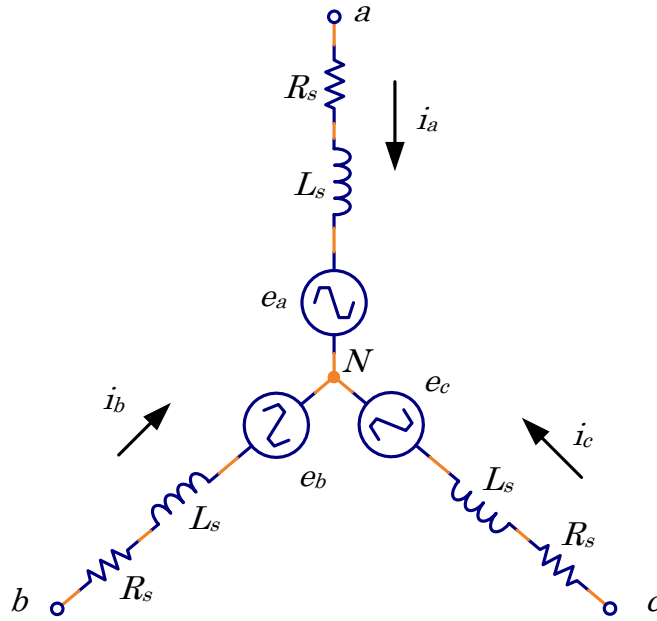


Figura 8: Circuito equivalente simplificado do motor PMBLDC.

$$T_e \cdot \omega_m = p_{abc} \equiv e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c. \quad (2.7)$$

onde T_e é o valor do conjugado eletromagnético desenvolvido e ω_m é o valor da velocidade angular do eixo do motor.

De uma maneira geral pode-se representar as tensões geradas em cada fase em função da velocidade angular ω_m e da posição do rotor conforme mostrado a seguir:

$$\begin{cases} e_a = k_{e,a}(\theta_e) \omega_m \\ e_b = k_{e,b}(\theta_e) \omega_m \\ e_c = k_{e,c}(\theta_e) \omega_m \end{cases} \quad (2.8)$$

onde $k_{e,a}$, $k_{e,b}$ e $k_{e,c}$ são fatores dependentes da intensidade do fluxo enlaçado e do ângulo de posição θ_e .

Os fabricantes de motores de ímãs permanentes definem os valores máximos de $k_{e,abc}$ como:

$$k_{pk} = \frac{V_{pk}/krpm}{2} \cdot \frac{1}{1000 \cdot 2\pi/60} \quad (2.9)$$

sendo $V_{pk}/krpm$ fornecido na folha de dados com as especificações do motor ou obtido experimentalmente colocando o motor para operar como gerador na velocidade de 1000 *rpm* e medindo o valor de pico da tensão de linha nos terminais (POWERSIM INC., 2001).

Na Figura 9(a) é ilustrada a medição do parâmetro k_{pk} para fase “a” de um motor PMBLDC, enquanto que, a Figura 9(b) apresenta o valor desse parâmetro relativo a um PMSM.

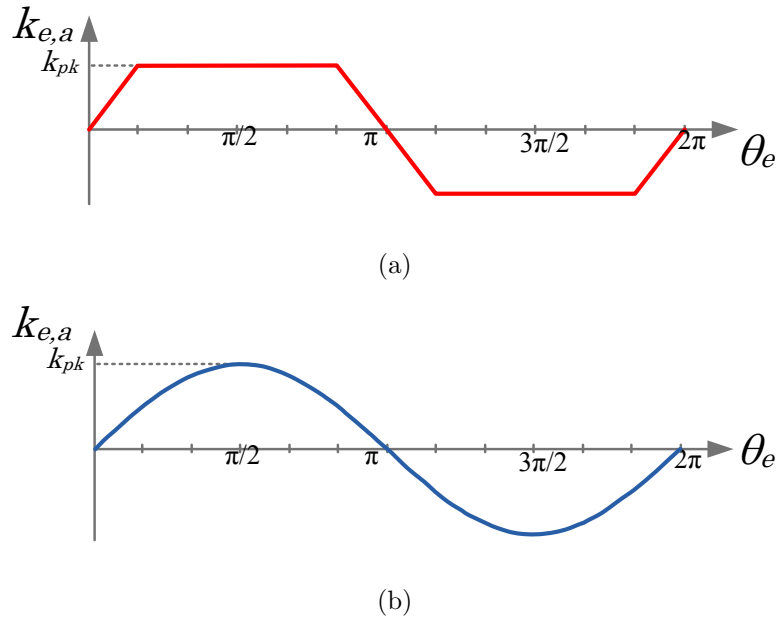


Figura 9: Indicação da medição do parâmetro $k_{e,a}$: (a) FEM trapezoidal, (b) FEM senoidal.

A relação (2.9) pode também ser definida em função do valor eficaz da tensão gerada. Neste caso deve-se substituir o fator $V_{pk}/krpm$ em (2.9) por $V_{rms}/krpm$, onde V_{rms} é o valor eficaz da tensão gerada.

Substituindo as expressões dadas em (2.8) em (2.7) pode-se reescrever a expressão do conjugado eletromagnético como:

$$T_e = k_{e,a}(\theta_e) i_a + k_{e,b}(\theta_e) i_b + k_{e,c}(\theta_e) i_c. \quad (2.10)$$

Analisando (2.10) conclui-se que o conjugado desenvolvido é uma combinação linear dos produtos dos fatores k_e multiplicados pelas correntes de cada fase. Em outras palavras, o conjugado dependerá essencialmente da forma de onda e da amplitude das correntes imposta nas fases do motor.

Assumindo que as correntes do motor PMBLDC são simétricas e em qualquer ins-

tante apenas duas fases conduzem simultaneamente. E ainda, sabendo que os períodos positivos e negativos das correntes coincidem com os períodos de valor máximo e mínimo das tensões geradas por fase, respectivamente, e que no restante do ciclo, isto é, dois períodos intercalados de $1/6$ do ciclo ($= 60^\circ$), as correntes de cada fase são nulas. Pode-se aproximar a expressão do conjugado desenvolvido por uma constante multiplicada pelo valor máximo da corrente por uma das fases (I_p). Assim, o conjugado desenvolvido pelo motor PMBLDC é diretamente proporcional a amplitude da corrente (HANSELMAN, 2006).

2.4 MODELAGEM DO SISTEMA MECÂNICO

Na Figura 10 é ilustrado o sistema mecânico conectado ao eixo do motor por meio de um conjunto de engrenagens. Nesta figura, B é o atrito viscoso do motor dado em $N \cdot m \cdot s \cdot rad$, J_m e J_L são o momento de inércia do motor e da carga, respectivamente, dados em $kg \cdot m^2$, T_e é o conjugado eletromagnético e T_L é o conjugado da carga, ambos dados em $N \cdot m$; N_m e N_L são o número de dentes das engrenagens ou relação das roldanas conectadas ao motor e a carga, respectivamente, θ_m e θ_L são os deslocamentos angulares mecânicos do motor e da carga, respectivamente, dados em rad .

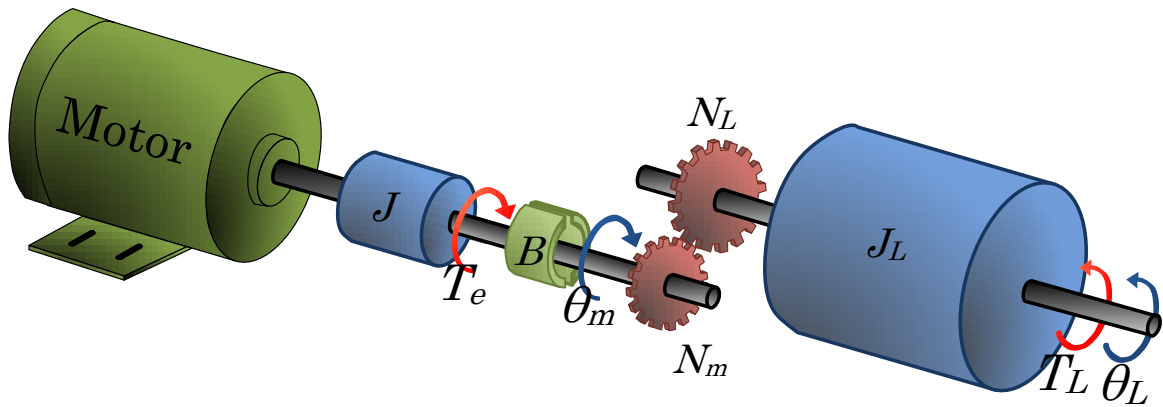


Figura 10: Sistema mecânico conectado ao motor.

A expressão do conjugado refletindo a inércia do lado da carga para o eixo do motor é dada por:

$$T_e(t) = J \frac{d^2\theta_m(t)}{dt^2} + B \frac{d\theta_m(t)}{dt} + J_L \left(\frac{N_m}{N_L} \right)^2 \frac{d^2\theta_m(t)}{dt^2} \quad (2.11)$$

A relação entre a posição angular elétrica e a posição angular mecânica é dada por:

$$\theta_e = \left(\frac{P}{2}\right) \theta_m, \quad (2.12)$$

onde P é o número de polos do rotor.

Reescrevendo (2.11) no domínio da frequência complexa tem-se:

$$T_e(s) = s^2 J \theta_m(s) + s B \theta_m(s) + T_L(s) \quad (2.13)$$

onde $T_L(s) = s^2 J_L \left(\frac{N_m}{N_L}\right)^2 \theta_m(s)$.

Manipulando (2.13) pode-se escrever:

$$\omega_m(s) = \frac{1}{(sJ + B)} \cdot [T_e(s) - T_L(s)] \quad (2.14)$$

onde $\omega_m(s) = s\theta_m(s)$ é a transformada de Laplace da velocidade angular ω_m .

2.5 O ACIONAMENTO DO PMBLDC

Para acionar o rotor na direção desejada, o conversor estático da Figura 6 irá alimentar os enrolamentos do estator com correntes retangulares com amplitude, fase e frequência controladas conforme mostrado na Figura 7 (a).

Conforme discutido anteriormente somente duas fases do motor conduzem correntes não nulas a cada $1/6$ ($= 60^\circ$) do ciclo de condução. Estas correntes produzem um campo magnético que interage com o campo magnético produzido pelos ímãs permanentes fazendo o rotor girar. Quando os campos do estator e do rotor tendem a se alinhar, o conjugado eletromagnético desenvolvido tende a se anular. Desse modo, antes do rotor atingir esta posição de conjugado nulo, deve-se comutar uma das fases do conversor de maneira a energizar outros dois enrolamentos. Esse procedimento deve acontecer sucessivamente de forma a garantir um conjugado e um movimento de rotação contínuos.

Conforme discutido anteriormente deve-se saber a posição do rotor do motor PMBLDC para decidir quais enrolamentos do estator devem ser energizados para conduzir correntes não nulas. O algoritmo de controle deve ter informação “*instantânea*” da posição

(ou seja, o tempo de atraso entre a aquisição dos sinais e o processamento é pequeno podendo ser considerado instantâneo) e do sentido de rotação do rotor de maneira que os enrolamentos sejam acionados na sequência correta.

Encontram-se na literatura trabalhos sobre diversas técnicas de estimação e de detecção indireta da posição e velocidade de motores de ímãs permanentes (SINGH & SINGH, 2009). Estas técnicas podem ser agrupadas em: (i) medição da FEM (MONTESINOS et al., 2005), (KIM; LEE & EHSANI, 2005), (ACARNLEY & WATSON, 2006) e (JOHNSON; EHSANI & GUZELGUNLER, 1999); (ii) medição da variação da indutância dos enrolamentos (QINGXIN & HUI, 2005), (MONTESINOS et al., 2005), (KIM; LEE & EHSANI, 2005), (ACARNLEY & WATSON, 2006) e (JOHNSON; EHSANI & GUZELGUNLER, 1999) e (iii) medição da variação do enlace de fluxo (KIM; LEE & EHSANI, 2005), (ACARNLEY & WATSON, 2006) e (JOHNSON; EHSANI & GUZELGUNLER, 1999).

Um segundo grupo de estratégias de medição é aquele em que são agrupadas as técnicas de medição direta através do uso de sensores óticos, sensores de valor absoluto (*encoders*) ou sensores de efeito Hall (SINGH & SINGH, 2009).

Neste trabalho serão utilizados sensores de efeito Hall para medição direta da posição rotor. Na próxima seção será descrito brevemente seu princípio de funcionamento e subsequentemente será descrita sua aplicação no motor PMBLDC.

2.5.1 SENSOR HALL

Partículas eletricamente carregadas movendo-se através de um campo magnético sofrem uma força de deflexão perpendicular. Na Figura 11(a) é ilustrado o princípio de funcionamento do efeito Hall que foi descoberto em 1879 (MOHAN; UNDELAND & ROBBINS, 2003). Dada uma tira de cobre, de espessura muito pequena, com uma corrente elétrica longitudinal fluindo por esta tira, i , numa região de campo magnético uniforme, uma força tende a acumular cargas positivas e negativas em cada extremo longitudinal da tira de cobre. Este acúmulo de cargas opostas em cada extremo gera uma diferença de potencial, denominada tensão Hall (SCHMIDT, 2010).

Considerando agora uma corrente constante fluindo pela tira e variando-se o campo magnético, Figura 11(b), a alternância do campo em função da rotação do ímã, causa uma tensão Hall alternada. Em alguns casos um circuito de condicionamento de sinal converte este sinal alternado em uma onda quadrada, conforme exibido no detalhe da Figura 11(b).

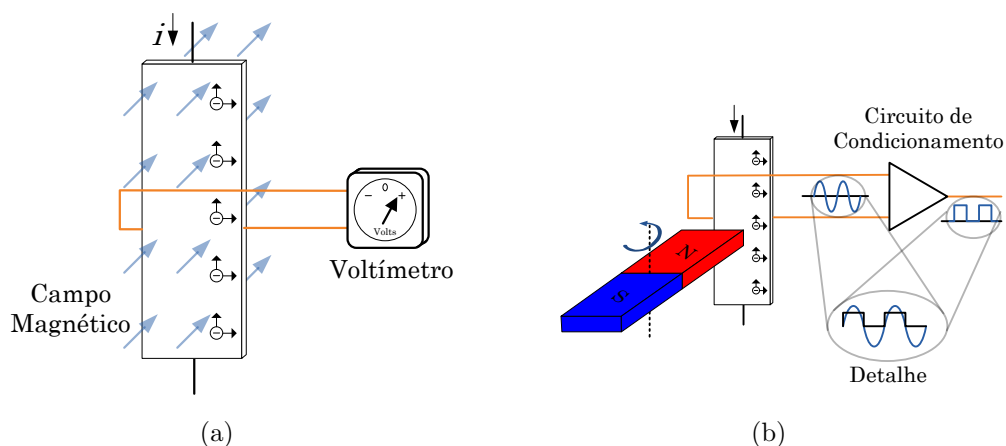


Figura 11: Princípio de funcionamento do sensor de efeito Hall.

Na Figura 12 são ilustradas três configurações diferentes para posicionamento dos sensores de efeito Hall dentro da carcaça de um motor de ímãs permanentes. Independente de qual delas é usada a disposição dos sensores deve manter uma simetria com a posição dos polos do rotor. Assim, ao serem excitados pelo campo magnético do rotor esses sensores geram sinais de referência semelhantes aos mostrados na Figura 7 (b).

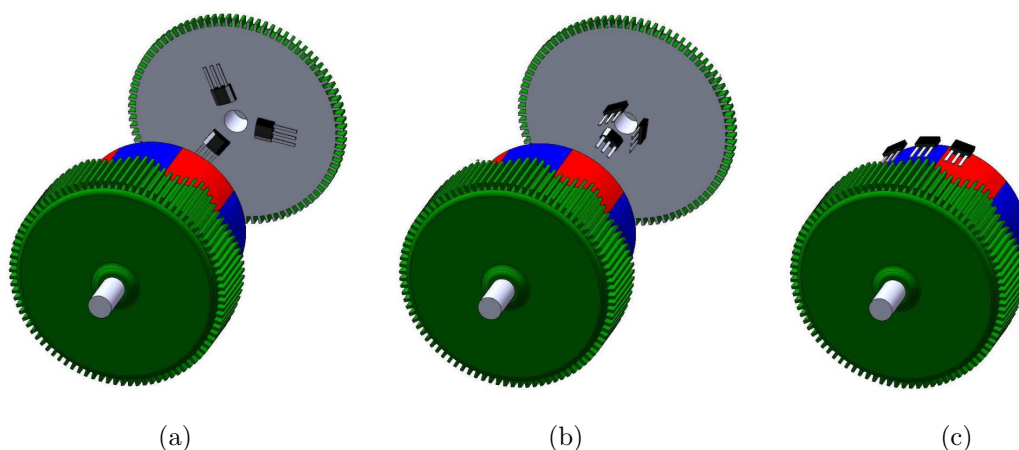


Figura 12: Configurações de posições para fixação dos sensores Hall em motores de ímãs permanentes: (a) lateral, (b) axial e (c) sob as faces polares.

2.5.2 DETECÇÃO DA POSIÇÃO DO ROTOR DO MOTOR PMBLDC

Na Figura 13 são mostrados seis estados distintos dos sensores de efeito Hall de um motor PMBLDC de oito polos e quatro enrolamentos por fase. Os seis estados representam um ciclo elétrico, sendo que um ciclo mecânico do rotor dependerá do número de polos. Junto a cada uma das figuras existe uma tabela onde são indicados os estados dos sensores.

Para cada posição do rotor gera-se uma palavra digital com os estados das saídas dos sensores Hall (*e.g.* 110, 010, 011, 001, 101 e 100). Esses números representam se os sensores Hall estão ligados (número 1) ou desligados (número 0). Sendo o primeiro, o segundo e o terceiro dígitos correspondentes ao Hall₁, Hall₂ e Hall₃, respectivamente, conforme dispostos Figura 14.

Para fins de análise um dos polos sul do rotor foi marcado com um ponto para servir de referência. O sensor Hall é ativado quando o polo norte está de frente ao sensor. Além disso, em cada uma das seis posições do rotor estão indicados os sentidos das correntes pelas fases do estator responsáveis por provocar a rotação do rotor no sentido horário, conforme é possível verificar na Figura 7.

Iniciando pela Figura 13 (a), o polo sul de referência está sob o sensor Hall₃ enquanto o polo norte liga os sensores Hall₁ e Hall₂, gerando a palavra 110. A corrente i nesta condição flui da fase “*b*” para a fase “*c*” induzindo os polos norte e sul no estator como indicado na figura. Esta configuração resulta numa condição de conjugado não nulo no sentido horário. Contudo antes que os polos do rotor se alinhem com os polos do estator, o estado dos sensores Hall se alteram para a condição 010, conforme mostrado na Figura 13 (b).

Na Figura 13 (b) a corrente é forçada a fluir da fase “*b*” para a fase “*a*”. Nesta condição uma nova configuração de campos magnéticos são induzidos no estator mantendo o sentido do conjugado desenvolvido na mesma direção e garantindo que o rotor continue a girar no sentido horário. Da mesma maneira que a descrita para a transição anterior, antes que os polos do estator e rotor se alinhem totalmente, os estados dos sensores Hall se alteram, passando o motor para a configuração 011 mostrada na Figura 13 (c).

As etapas se sucedem até que o motor complete um ciclo elétrico e o estado dos sensores volte a posição 110, Figura 13 (a). A partir deste ponto, a mesma sequência de operação é repetida, garantindo a operação cíclica do motor.

É importante ressaltar que os estados destes sensores não são determinados pelo fluxo da corrente no estator e sim pela posição do rotor. A leitura dos estados influencia diretamente no caminho e sentido das correntes impostas nas bobinas do estator.

Observe que a análise apresentada foi realizada considerando sentido de rotação horário. A inversão do sentido de rotação do motor será abordada na Seção 2.5.5.

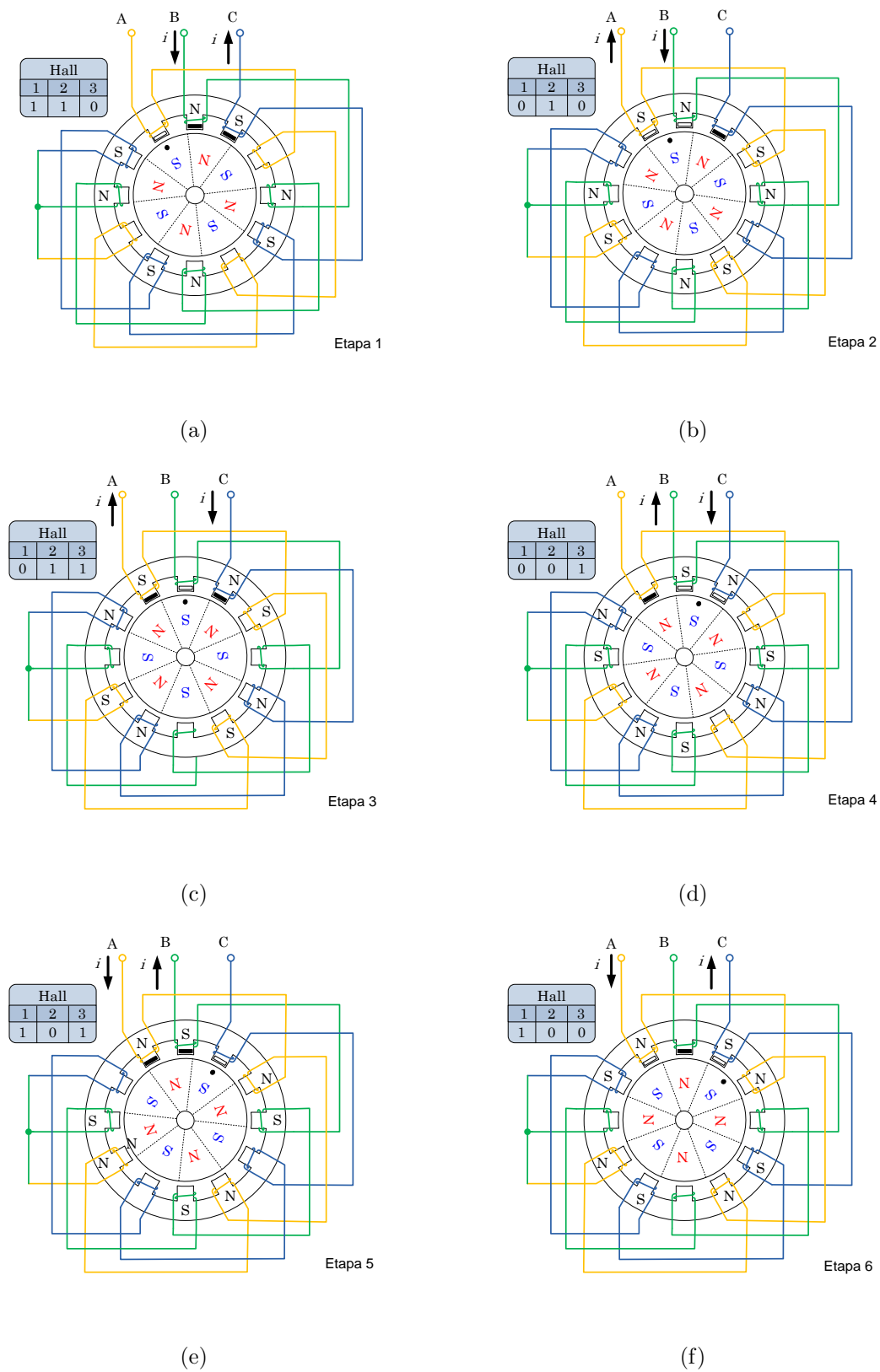


Figura 13: Estados dos sensores de efeito Hall para um motor PMSM de oito polos.

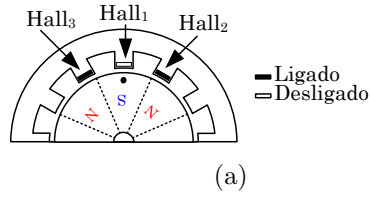


Figura 14: Localização dos sensores Hall no motor PMBLDC.

2.5.3 ESTIMATIVA DA FEM

Conforme equacionado em (2.8) as formas de onda das FEM geradas em cada fase do motor dependem de θ_e e ω_m , ou seja, da posição e da velocidade angular do rotor. Essas formas de onda podem ser medidas colocando o motor PMBLDC a operar como gerador com uma velocidade constante. Pode-se então medir e armazenar as tensões e_a , e_b e e_c em uma tabela para utilização posterior do sistema de acionamento.

Como as FEM das três fases são idênticas, apenas defasadas de $\pm 2\pi/3 \text{ rad}$, ao invés de armazenar as tensões das três fases pode-se estimar o valor do parâmetro $k_{e,a}(\theta_e)$ a partir da normalização da força eletromotriz da fase “a” pela velocidade ω_e conforme mostrado a seguir:

$$\hat{k}_{e,a}(\theta_e) = \frac{P}{2} \left(\frac{e_a}{\omega_e} \right) \Big|_{\omega_e = cte} \quad (2.15)$$

onde $\hat{k}_{e,a}$ é o valor do parâmetro estimado, P é o número de polos do motor e ω_e é a velocidade angular elétrica.

Assim, os valores das forças eletromotrizes em cada fase do motor podem ser estimados pelas seguintes relações:

$$\begin{cases} \hat{e}_a = \hat{k}_{e,a}(\theta_e) \omega_e \\ \hat{e}_b = \hat{k}_{e,a}(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) \omega_e \\ \hat{e}_c = \hat{k}_{e,a}(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \omega_e \end{cases} \quad (2.16)$$

onde \hat{e}_a , \hat{e}_b e \hat{e}_c são as forças contra eletromotrizes estimadas.

Na Figura 15 é exibido o diagrama de bloco representando o algoritmo descrito acima e implementado para estimação das FEM geradas pelo motor PMBLDC, tendo como entrada os valores de θ_e e ω_e e como saída as FEM estimadas.

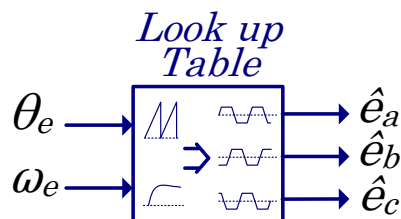


Figura 15: Bloco estimador da FEM.

2.5.4 TOPOLOGIAS DE CONVERSORES

O acionamento dos motores PMBLDC é realizado através de conversores estáticos, os quais podem ser classificados em duas grandes categorias: inversor fonte de tensão (*Voltage Source Inverter*) (VSI) e inversor fonte de corrente (*Current Source Inverter*) (CSI). Estes conversores podem também ser classificados com base nos tipos de interruptores semicondutores empregados em sua estrutura e de acordo com a estratégia de controle.

Conforme mencionado nas seções anteriores o controlador do PMBLDC necessita da informação da posição do rotor para impor as correntes em cada fase do motor. A sequência de comutação dos interruptores do conversor é gerada pelo controlador de acordo com a posição do rotor. Apesar do uso de sensores elevarem o custo do motor, modificações na topologia dos conversores, número de sensores e no algoritmo de controle podem ser feitas para reduzir o custo final do sistema motriz com um motor PMBLDC. Assim sendo, será apresentada nesta seção uma revisão de topologias de conversores em meia ponte trifásicos e em ponte completa destinadas ao acionamento de motores PMBLDC.

Na Figura 16 é mostrado um conversor CSI comutado pela carga com saída em ponte completa, usado em Waikar et al. (2001). A entrada é um retificador controlado a tiristor. O indutor L_d em série com os enrolamentos do estator garante uma característica de fonte de corrente. A comutação dos enrolamentos é feita por tiristores. Esta topologia permite operação nos quatro quadrantes. No entanto ela requer um grande indutor no elo CC que constitui uma grande desvantagem (SINGH & SINGH, 2009). Um segundo problema são os elevados tempos de comutação dos tiristores que limitam a frequência de operação do conversor.

Em Khopkar et al. (2003) são propostas duas topologias de conversores baseadas em conversores Buck e Čuk, respectivamente. As Figuras 17 e 18 mostram os detalhes dos dois sistemas de acionamento, respectivamente. Os autores mencionam que uma das

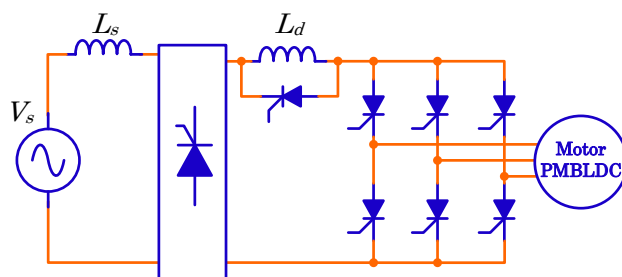


Figura 16: Conversor CSI comutado pela carga.

vantagens destas topologias é a possibilidade de operação com frequências de comutação mais elevada devido ao fato de serem usados transistores bipolares com gatilho isolado (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) (IGBT).

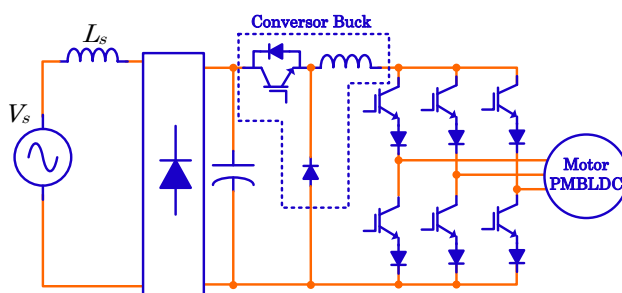


Figura 17: Conversor Buck CSI aplicado ao motor PMBLDC.

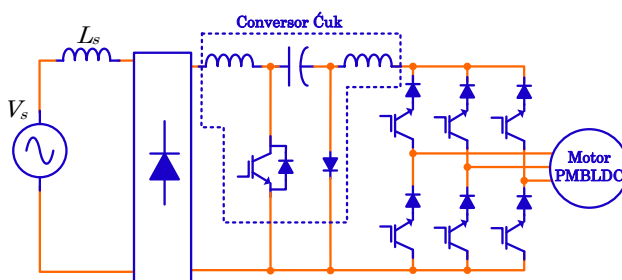


Figura 18: Conversor Ćuk CSI aplicado ao motor PMBLDC.

Algumas variações topológicas e de controle derivadas do VSI trifásico de ponte completa mostrado na Figura 19 são apresentadas na literatura (KIM & LIPO, 1995), (BLAABJERG; NEACSU & PEDERSEN, 1999). Em muitos casos reduz-se o número de interruptores do conversor para se reduzir os custos. Na Figura 20 é mostrado um motor trifásico sendo acionado por um conversor VSI com quatro interruptores (LEE; KIM & EHSANI, 2001). Neste arranjo, uma das fases é conectada no ponto médio dos terminais CC de entrada do conversor. A redução na complexidade do conversor resulta em acréscimo nas exigências do algoritmo de controle, podendo ser feita com técnicas digitais pelo uso de microprocessadores (BRASÃO et al., 2012). Podem ser adicionados

mais dois interruptores no lugar do retificador para realizar a correção do fator de potência em aplicações conectadas a rede (SINGH & SINGH, 2009). Outras propostas para aplicação em motores trifásicos são apresentados em (BLAABJERG; NEACSU & PEDERSEN, 1999) e (KIM & LIPO, 1995).

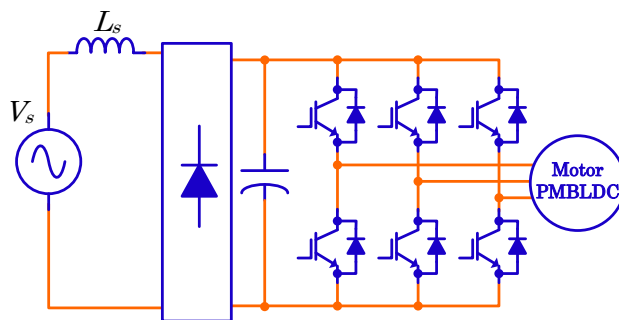


Figura 19: VSI em ponte completa trifásico.

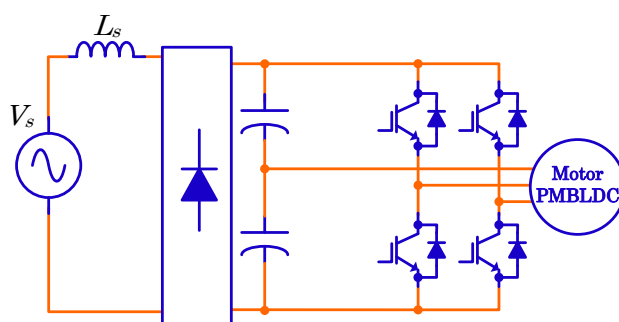


Figura 20: Inversor Trifásico a quatro interruptores.

Nas Figura 21, Figura 22, Figura 23 e Figura 24 são mostradas as topologias de conversores *C-dump*, *Split Supply*, SEPIC e com tensão do barramento variável aplicadas ao acionamento do motor PMBLDC, respectivamente (KRISHNAN & LEE, 1995), (KRISHNAN, 1997), (GOPALARATHNAM & TOLIYAT, 2003), (KRISHNAN & VIJAYRAGHAVAN, 1998). Estas topologias têm como característica comum a redução do número de interruptores quando comparado ao conversor trifásico de ponte completa. Maiores detalhes quanto a modelagem e projeto destes conversores são apresentados por Krishnan (2010).

Contudo, devido à operação em meia ponte, as correntes pelos enrolamentos do motor são unidirecionais. A principal desvantagem destas topologias de meia ponte trifásica é a pobre utilização do motor e baixa potência, inferior a 1 hp. Nestes últimos conversores citados o motor deve permitir o acesso ao terminal de neutro, o que não é comum em muitos motores comerciais. O uso do indutor em série com os enrolamentos do estator, nessas topologias, eleva a constante de tempo elétrica.

Devido à subutilização do motor e baixa potência destes conversores trifásicos de meia ponte sua aplicação em veículos elétricos não é atrativa. O uso da topologia CSI usando tiristores, eleva a constante de tempo elétrica devido ao indutor em série com o motor, tornando o sistema mais lento. No entanto, isso permite um maior tempo para o controlador executar sua tarefa entre os intervalos de comutação já que não há variações bruscas de correntes, outro fator é redução na ondulação de corrente.

Os conversores apresentados nesta seção são alimentados pela rede. No entanto, estes podem ser alimentados em corrente contínua substituindo a fonte V_s , o indutor de filtragem L_s e a ponte retificadora por uma fonte CC, no caso do VE, um banco de baterias.

Neste trabalho, buscando alcançar um melhor aproveitamento dinâmico do motor, o conversor adotado para o acionamento do motor foi o conversor trifásico em ponte completa apresentado na Figura 19. Essa escolha também considerou o fato do Núcleo de Automação e Eletrônica de Potência da UFJF (NAEP) dispor desta topologia de conversor já montada para utilização.

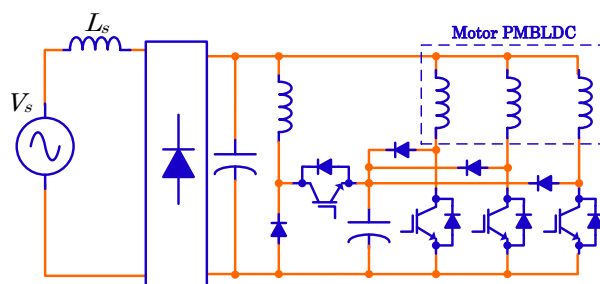


Figura 21: Topologia *C-dump*.

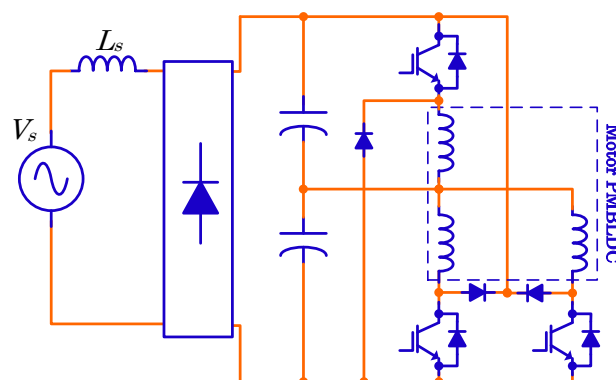


Figura 22: Topologia *Split Supply* com saída do inversor trifásico de meia ponte aplicado ao motor PMBLDC.

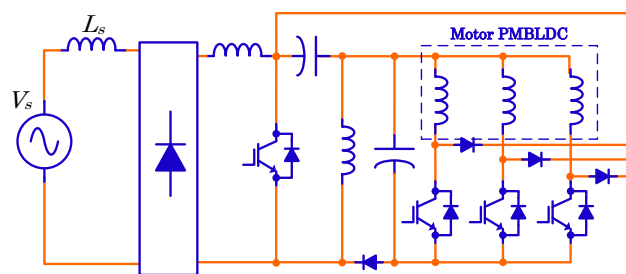


Figura 23: Topologia baseada no conversor SEPIC.

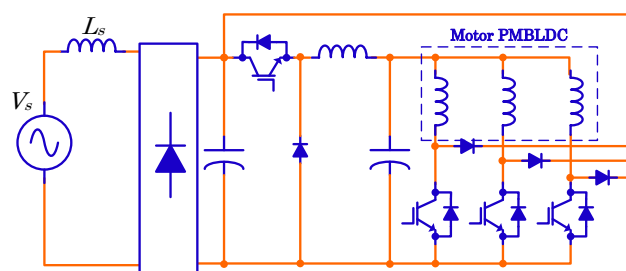


Figura 24: Conversor com tensão do barramento variável com saída do inversor trifásico de meia ponte aplicado ao motor PMBLDC.

2.5.5 GERAÇÃO DOS SINAIS DE REFERÊNCIA DAS CORRENTES

Os sinais dos sensores de posição não apresentam a mesma forma de onda das correntes por fase. Contudo, estes sinais podem ser combinados de maneira a gerar sinais de referência para a síntese das correntes de excitação do motor.

Na Figura 25 são exibidas as FEM de fase, FEM de linha, os sinais dos sensores Hall e os sinais de referência da correntes por fase. Com uma simples operação de subtração dos sinais dos sensores Hall é possível obter os sinais de referência das correntes do motor mostrados na Figura 25 (d). Estes sinais de referência das correntes têm suas amplitudes normalizadas (+1, 0, -1). Antes deles serem enviados para o controlador de corrente eles devem ser multiplicados pela amplitude desejada para as correntes de fase.

O sentido de rotação do rotor pode ser alterado invertendo os sinais das correntes de referência que vão para o controlador. Na Figura 13 (a) invertendo o fluxo da corrente da fase “c” para “b” ocorre uma troca dos polos norte e sul no estator indicados na figura. O polo sul do rotor tende a se alinhar com o polo norte do estator, provocando um conjugado anti-horário. Antes que os polos norte e sul se alinhem, o estado do sensor é alterado passando para a condição 100, como mostrado na Figura 13 (f). No

entanto, o sentido da corrente deve ser da fase “*c*” para “*a*”, criando um conjugado não nulo no sentido anti-horário. As etapas se sucedem em sentido contrário ao descrito anteriormente no sentido de rotação horária. Ao retornar à condição 110 um ciclo elétrico é concluído.

Desta forma, variando o sinal da variável *sent* (que assume os valores: -1 para o sentido anti-horário ou 1 para horário), apresentada na Figura 25(d) é possível alterar o sentido de rotação do motor. Cabe ressaltar que essa reversão deve ser feita de maneira suave a fim de que não ocorram danos aos interruptores, carga ou motor.

Os sinais dos sensores Hall podem ser identificados colocando-se o motor para operar como gerador e monitorando-se as tensões de linha. Observa-se na Figura 25 (b) e (c) que o sinal Hall₁ está deslocado de 180° da tensão de linha e_{ca} , o sinal de Hall₂ está deslocado de 180° da tensão de linha e_{ab} e o sinal do sensor Hall₃ deslocado de 180° da tensão de linha e_{bc} . Invertendo o sentido de rotação esses tendem a estar em fase.

2.6 CONCLUSÕES PARCIAIS

Neste capítulo foram levantadas as vantagens e desvantagens do uso do motor PMBLDC aplicado à VE. Características construtivas e tecnologias de materiais utilizadas na fabricação deste motor foram apresentadas. Os perfis de tensão e corrente, equações de torque e tensão e posterior modelagem elétrica e mecânica foram abordados. O modelo elétrico foi levantado no sistema de coordenadas natural. Realizou-se uma breve abordagem sobre o princípio de funcionamento do sensor Hall. As etapas de funcionamento do motor PMBLDC pelo uso de sensores Hall foram descritas. Apresentaram-se algumas topologias de conversores utilizadas nestes motores optando-se pelo conversor VSI trifásico.

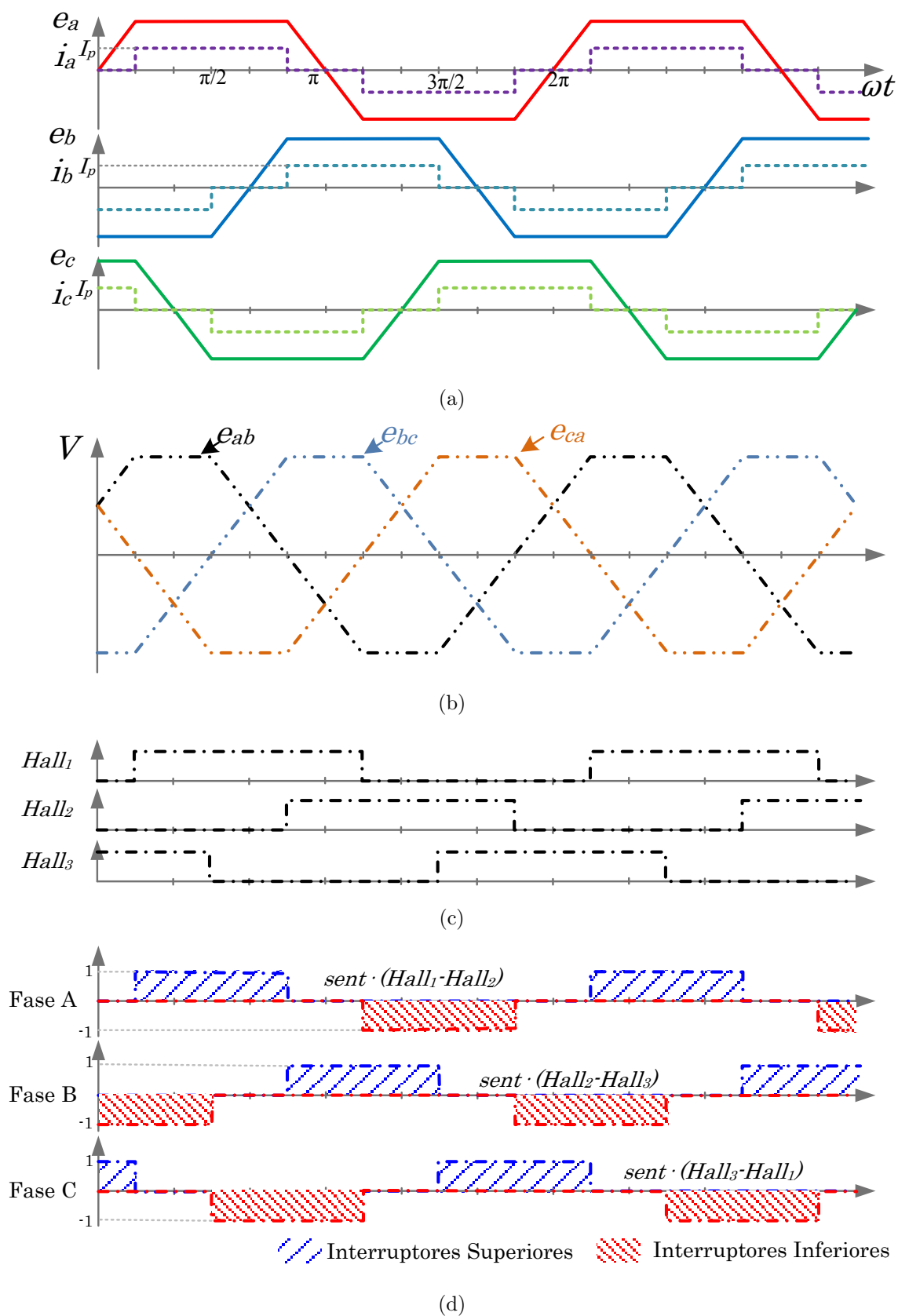


Figura 25: Geração dos sinais de controle para acionamento do motor PMBLDC: (a) FEM de fase (linha cheia) e correntes de fase (linha tracejada); (b) FEM de linha; (c) sinais dos sensores Hall e (d) sinais de referência para síntese das correntes.

3 TÉCNICAS DE CONTROLE APLICADAS AO MOTOR PMBLDC

Neste capítulo serão investigados dois tipos de controladores para garantir que as correntes sintetizadas pelo conversor, usado no acionamento do motor PMBLDC, rastreiem os sinais de referência:

- Controle da corrente usando um controlador proporcional integral no sistema de referência síncrono (*Proportional Integral – Synchronous Reference Frame*) (PI-SRF);
- Controle da corrente usando um controlador proporcional–integral com integradores em múltiplos sistemas de referência síncronos rotativos (*PI controller with multiple rotating synchronous reference frame integrators*) (PI-MRI);

Independente do tipo de controlador, será utilizada uma estratégia de modulação vetorial (*Space Vector Modulation*) (SVM) para comutar os interruptores do VSI. Em paralelo será apresentada uma estratégia usada para medir a velocidade e posição a partir dos sinais de posição do rotor, gerados por três sensores de efeito Hall fixados na carcaça do motor.

3.1 CONVERSOR VSI TRIFÁSICO

Conforme apresentado no Capítulo 2 podem ser usadas diferentes topologias de conversores estáticos para o acionamento dos motores PMBLDC. Neste trabalho foi utilizado um conversor VSI trifásico, em ponte completa, formado por seis IGBT com seis diodos conectados em antiparalelo conforme mostrado na Figura 26 (BOSE, 1996) e (MOHAN; UNDELAND & ROBBINS, 2003). A principal justificativa da utilização deste conversor foi a disponibilidade no laboratório do NAEP de um conversor deste tipo, modelo SKS200B6CI73V03, fabricado pela SEMIKRON[®], cujas as principais especificações serão apresentadas no capítulo de resultados experimentais.

O capacitor conectado ao barramento CC do conversor mostrado na Figura 26 foi projetado com uma capacitância grande o suficiente para garantir uma tensão CC sem ondulações nos terminais de entrada do VSI.

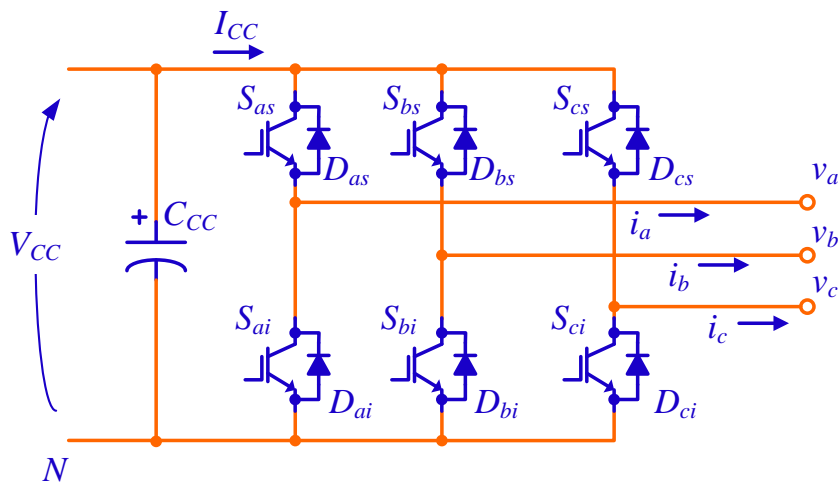


Figura 26: Topologia de um conversor VSI.

Apesar do conversor da Figura 26 usar IGBT em sua estrutura o mesmo poderia ter sido construído com interruptores do tipo transistor de efeito de campo de óxido metálico semicondutor (*Metal Oxide Semiconductor*) (MOSFET) ou tiristor controlado por MOS (*MOS-Controlled Thyristor*) (MCT). As aplicações de IGBT e MOSFET são abordadas em (BLAKE & BULL, International Rectifier). Em (MAURICE; IZZO & CASTAGNET, 1999) é apresentado um estudo comparativo das vantagens e desvantagens de MOSFET e IGBT no acionamento de motores de baixa potência. Nos últimos anos os IGBT tem ganhado destaque nas aplicações de eletrônica de potência devido a redução significativa dos custos e a melhora de suas características dinâmicas, incluindo o aumento da capacidade de bloqueio de tensão reversa e de comutação de correntes elevadas (JAHNS, 1994) e (SKVARENINA, 2002).

Devido a operação discreta dos interruptores, harmônicos de tensão e de corrente são gerados nos terminais de saída, independente da estratégia de comutação utilizada. Neste trabalho será empregada a estratégia SVM para controlar as tensões e, conseqüentemente, as correntes sintetizadas.

3.2 CONCEITOS BÁSICOS DA MODULAÇÃO VETORIAL

A técnica de modulação vetorial foi originalmente desenvolvida a partir de uma abordagem vetorial da modulação por largura de pulso (*Pulse Width Modulation*)

(PWM) para inversores trifásicos (BROECK; SKUDELNY & STANKE, 1988). O SVM permite otimizar a comutação dos interruptores reduzindo perdas por comutação e fornecendo tensões com amplitudes mais elevadas quando comparadas com aquelas geradas com a estratégia de modulação por largura de pulso senoidal (*Sinusoidal Pulse Width Modulation*) (SPWM).

Assumindo que os interruptores de cada braço do conversor da Figura 26 operem de maneira complementar pode-se definir funções de existência, também denominadas funções de comutação, para as fases “a”, “b” e “c” conforme mostradas a seguir:

$$S_a = \begin{cases} 1, & \text{para interruptor } S_{as} \text{ fechado e } S_{ai} \text{ aberto} \\ 0, & \text{para interruptor } S_{as} \text{ aberto e } S_{ai} \text{ fechado} \end{cases} \quad (3.1)$$

$$S_b = \begin{cases} 1, & \text{para interruptor } S_{bs} \text{ fechado e } S_{bi} \text{ aberto} \\ 0, & \text{para interruptor } S_{bs} \text{ aberto e } S_{bi} \text{ fechado} \end{cases} \quad (3.2)$$

$$S_c = \begin{cases} 1, & \text{para interruptor } S_{cs} \text{ fechado e } S_{ci} \text{ aberto} \\ 0, & \text{para interruptor } S_{cs} \text{ aberto e } S_{ci} \text{ fechado} \end{cases} \quad (3.3)$$

Contudo, nos conversores reais, existe um pequeno intervalo de tempo, denominado tempo morto (do inglês, *dead time*), durante o qual os dois interruptores de um mesmo braço ficam abertos para evitar um possível curto circuito no capacitor CC.

De (3.1), (3.2) e (3.3), como cada função de existência pode assumir dois valores distintos, tem-se 2^3 configurações diferentes para os interruptores do conversor que, considerando o terminal CC negativo como referência, correspondem a 8 combinações distintas para as tensões de saída v_{aN} , v_{bN} e v_{cN} .

Essas tensões trifásicas instantâneas podem ser usadas para compor um vetor espacial que ocupa $2^3 = 8$ posições discretas em um plano complexo, conforme mostrado na Figura 27, cujas componentes na direções dos eixos ortogonais $\alpha\beta$ são calculadas por:

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{aN} \\ v_{bN} \\ v_{cN} \end{bmatrix}. \quad (3.4)$$

Pode-se observar na Figura 27 que existem dois estados que correspondem aos vetores nulos V_{111} e V_{000} . A utilização destes vetores nulos permite reduzir a ondulação

das correntes sintetizadas pelo conversor (BUSO & MATTAVELLI, 1996).

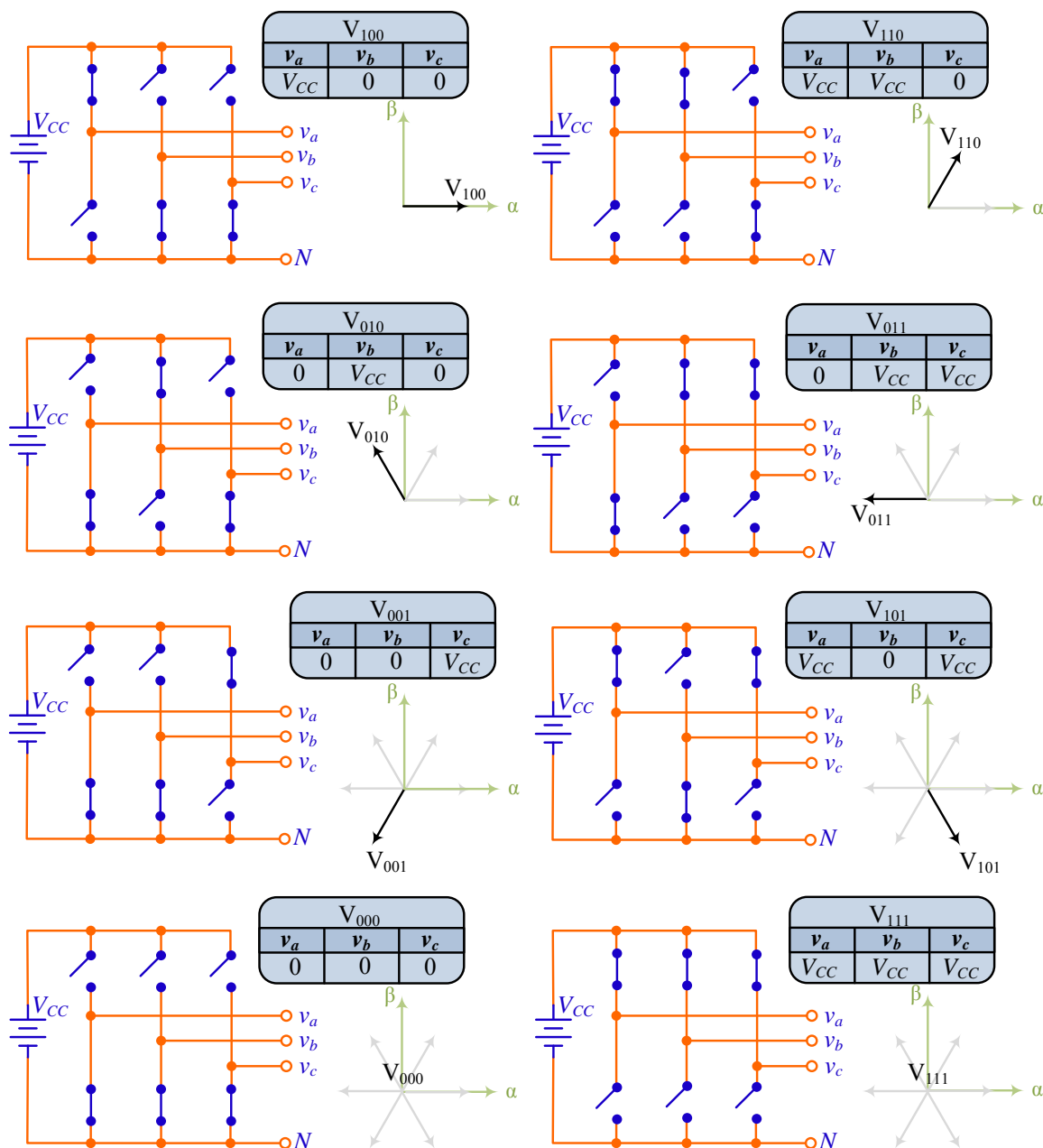


Figura 27: Estados dos interruptores do VSI trifásico e vetores espaciais correspondentes.

Na Tabela 2 são exibidas as combinações possíveis para os estados dos interruptores, as tensões terminais do conversor, medidas em relação ao terminal de referência N , e as tensões de fase nas coordenadas $\alpha\beta$. Todos os valores tabelados foram obtidos considerando uma tensão para o barramento CC igual a V_{CC} .

O procedimento para os cálculos dos tempos de comutação de cada interruptor é descrito em Group (2011) sendo este método utilizado em algumas famílias de DSC da

Tabela 2: Estados dos interruptores e tensões instantâneas do conversor VSI trifásico nas coordenadas $\alpha\beta$.

S_a	S_b	S_c	v_{aN}	v_{bN}	v_{cN}	$V_{s\alpha}$	$V_{s\beta}$
0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	V_{CC}	0	0	$\frac{2}{3}V_{CC}$	0
1	1	0	V_{CC}	V_{CC}	0	$\frac{V_{CC}}{3}$	$\frac{V_{CC}}{\sqrt{3}}$
0	1	0	0	V_{CC}	0	$-\frac{V_{CC}}{3}$	$\frac{V_{CC}}{\sqrt{3}}$
0	1	1	0	V_{CC}	V_{CC}	$-\frac{2}{3}V_{CC}$	0
0	0	1	0	0	V_{CC}	$-\frac{V_{CC}}{3}$	$-\frac{V_{CC}}{\sqrt{3}}$
1	0	1	V_{CC}	0	V_{CC}	$\frac{V_{CC}}{3}$	$-\frac{V_{CC}}{\sqrt{3}}$
1	1	1	V_{CC}	V_{CC}	V_{CC}	0	0

Texas Instruments, o qual será descrito sucintamente a seguir.

Considere que em um determinado instante de tempo deseja-se sintetizar um vetor de tensão, $V_{\alpha\beta}^*$, cujas componentes nos eixos ortogonais α e β são V_{α}^* e V_{β}^* , respectivamente. O superíndice * é usado para identificar os sinais de referência oriundos de um controlador de corrente ou fornecidos externamente por um operador.

Conforme mostrado na Figura 27, dependendo da configuração dos interruptores do conversor, é possível sintetizar 6 vetores não nulos no plano $\alpha\beta$ com o conversor VSI. Na Figura 28(a) são mostrados o vetor de tensão que se deseja sintetizar e o hexágono formado pelas tensões sintetizadas pelo conversor VSI.

No detalhe da Figura 28(b) pode-se observar o vetor de referência e suas projeções nas direções dos vetores adjacentes que formam o setor do hexágono no qual $V_{\alpha\beta}^*$ está localizado. Pode-se demonstrar, através de identidades geométricas que o vetor de referência pode ser sintetizado pela soma dos vetores adjacentes V_{100} e V_{110} ponderados pelos tempos T_1 e T_2 . Desse modo pode-se escrever que:

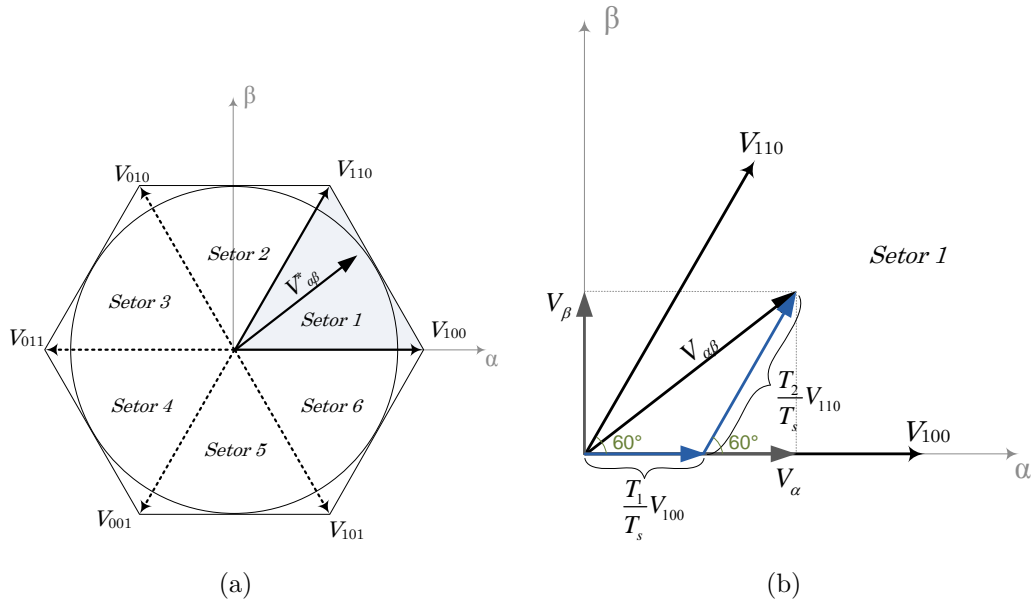


Figura 28: (a) Base do espaço vetorial formado pelos vetores espaciais do conversor estático; (b) decomposição do vetor de referência.

$$T_s = T_1 + T_2 + T_0, \quad (3.5)$$

onde T_s é o período de comutação do conversor; T_1 e T_2 são os tempos de permanência nos vetores V_{100} e V_{110} , respectivamente; T_0 é o tempo de permanência nos estados nulo V_{111} ou V_{000} , conforme o caso.

Da decomposição do vetor $V_{\alpha\beta}^*$ nas direções dos vetores que formam o setor do hexágono pode-se calcular o tempo de permanência em cada vetor adjacente de maneira a garantir que os vetores V_{α}^* e V_{β}^* sejam sintetizados pelo conversor. Dessa afirmação pode-se escrever as seguintes relações:

$$\begin{cases} V_{\alpha}^* = \frac{T_1}{T_s} |V_{100}| + \frac{T_2}{T_s} |V_{110}| \cos(60^\circ) \\ V_{\beta}^* = \frac{T_2}{T_s} |V_{110}| \sin(60^\circ) \end{cases}, \quad (3.6)$$

onde $|V_{100}| = |V_{110}| = (2V_{CC}/3)$ são os módulos dos vetores adjacentes que formam o setor do hexágono.

Substituindo os valores de $|V_{100}|$ e $|V_{110}|$ em (3.6) e dividindo a expressão resultante por $(V_{CC}/\sqrt{3})$ obtém-se as expressões dos tempos T_1 e T_2 em relação as tensões de fase

V_α^* e V_β^* conforme mostrado a seguir:

$$\begin{cases} T_1 = \frac{T_s}{2} (\sqrt{3}V_\alpha^* - V_\beta^*) \\ T_2 = T_s V_\beta^* \end{cases} . \quad (3.7)$$

Normalizando (3.7) em relação a T_s pode-se escrever:

$$\begin{cases} t_1 = \frac{T_1}{T_s} = \frac{1}{2} (\sqrt{3}V_\alpha^* - V_\beta^*) \\ t_2 = \frac{T_2}{T_s} = V_\beta^* \end{cases} . \quad (3.8)$$

Finalmente, de (3.5), tem-se que o tempo de permanência no estado nulo pode ser calculado por:

$$t_0 = 1 - t_1 - t_2. \quad (3.9)$$

Repetindo os cálculos anteriores para os demais setores do hexágono da Figura 28(a) observa-se uma repetição das expressões usadas para determinar os tempos t_1 e t_2 . Escrevendo essas expressões em função de três variáveis auxiliares tem-se:

$$\begin{cases} X = V_\beta^* \\ Y = \frac{1}{2} (\sqrt{3}V_\alpha^* + V_\beta^*) \\ Z = \frac{1}{2} (-\sqrt{3}V_\alpha^* + V_\beta^*) \end{cases} . \quad (3.10)$$

Usando (3.10) pode-se então montar a Tabela 3 onde os tempos de permanência nos vetores adjacentes que formam os setores de cada hexágono da Figura 28(a) são escritos em termos das variáveis auxiliares X , Y e Z .

Tabela 3: Tempos de permanência nos vetores adjacentes.

Tempo	Setores do hexágono					
	1	2	3	4	5	6
t_1	$-Z$	Z	X	$-X$	$-Y$	Y
t_2	X	Y	$-Y$	Z	$-Z$	$-X$

De posse dos tempos t_1 e t_2 pode-se determinar os tempos $t_{x,on}$, $t_{y,on}$, $t_{z,on}$, os quais correspondem aos tempos em que cada ramo do conversor VSI ficará no estado ativo como se segue:

$$\left\{ \begin{array}{l} t_{x,on} = \frac{1 - t_1 - t_2}{2} = \frac{t_0}{2} \\ t_{y,on} = t_{x,on} + t_1 \\ t_{z,on} = t_{y,on} + t_2 \end{array} \right. \quad (3.11)$$

Por fim os tempos de condução de cada interruptor podem ser obtidos pela Tabela 4.

Tabela 4: Ciclo de trabalho dos interruptores.

Tempos	Vetores adjacentes					
	V_{100} e V_{110}	V_{110} e V_{010}	V_{010} e V_{011}	V_{011} e V_{010}	V_{010} e V_{101}	V_{101} e V_{100}
T_a	$t_{x,on}$	$t_{y,on}$	$t_{z,on}$	$t_{z,on}$	$t_{y,on}$	$t_{x,on}$
T_b	$t_{y,on}$	$t_{x,on}$	$t_{x,on}$	$t_{y,on}$	$t_{z,on}$	$t_{z,on}$
T_c	$t_{z,on}$	$t_{z,on}$	$t_{y,on}$	$t_{x,on}$	$t_{x,on}$	$t_{y,on}$

Nos parágrafos anteriores foi mostrada a metodologia usada para determinar os instantes $t_{x,on}$, $t_{y,on}$ e $t_{z,on}$. Contudo antes que esses tempos possam ser usados para gerar o padrão de comutação do conversor é preciso determinar em qual setor se encontra o vetor $V_{\alpha\beta}^*$ para saber quais vetores adjacentes deverão ser usados. Alguns métodos para cálculo dos tempos e determinação do setor são propostos em (BUSO & MATTAVELLI, 1996) e (BROECK; SKUDELNY & STANKE, 1988).

A seguir será mostrado como esse setor pode ser determinado a partir do conhecimento das componentes V_α^* e V_β^* . Usando a transformada inversa de Clarke modificada, abordada no Apêndice A, pode-se escrever:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ref1} = V_\beta^* \\ V_{ref2} = \frac{-V_\beta^* + V_\alpha^* \sqrt{3}}{2} \\ V_{ref3} = \frac{-V_\beta^* - V_\alpha^* \sqrt{3}}{2} \end{array} \right. \quad (3.12)$$

As tensões V_{ref1} , V_{ref2} e V_{ref3} dados em (3.12) estão adiantadas 90° quando comparadas com as tensões geradas a partir do uso da transformada inversa de Clarke

convencional.

Da inspeção de (3.12) e de três testes condicionais é possível obter o setor em que o vetor de tensão de referência está localizado:

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{se, } V_{ref1} > 0, \text{ então } x = 1, \text{ senão } x = 0; \\ \text{se, } V_{ref2} > 0, \text{ então } y = 1, \text{ senão } y = 0; \\ \text{se, } V_{ref3} > 0, \text{ então } z = 1, \text{ senão } z = 0; \end{array} \right. \quad (3.13)$$

A soma ponderada dos valores de x , y e z atribuídos pelos testes condicionais de (3.13) define uma variável auxiliar que será usada para determinar o setor do vetor $V_{\alpha\beta}^*$:

$$AUX = 4z + 2y + x \quad (3.14)$$

A relação da variável AUX com o setor do hexágono onde se encontra o vetor $V_{\alpha\beta}^*$ é exibido na Tabela 5.

Tabela 5: Relação da variável AUX e o setor do hexágono.

AUX	1	2	3	4	5	6
$Setor$	2	6	1	4	3	5

Após os cálculos dos tempos T_a , T_b , T_c , períodos em que os interruptores de cada fase permanecerão ligados ou desligados, são gerados os pulsos de disparos e corte, a partir da comparação de T_a , T_b , T_c com uma portadora dente de serra, conforme exibido na Figura 29(a). Rebatendo a portadora dente de serra, conforme Figura 29(b), forma-se uma referência triangular para ser comparada com T_a , T_b , T_c , isso resulta em duas comutações a menos no estado onde o vetor é nulo (V_{000} ou V_{111}), além de reduzir a ondulação de corrente.

Desta forma o algoritmo SVM pode ter a seguinte sequência para determinar os tempos de permanência de condução de cada interruptor:

1. Determinar o setor em que se encontra $V_{\alpha\beta}^*$ calculando (3.12)–(3.14) e com auxílio da Tabela 5;
2. Calcular as variáveis X , Y e Z através de (3.10);

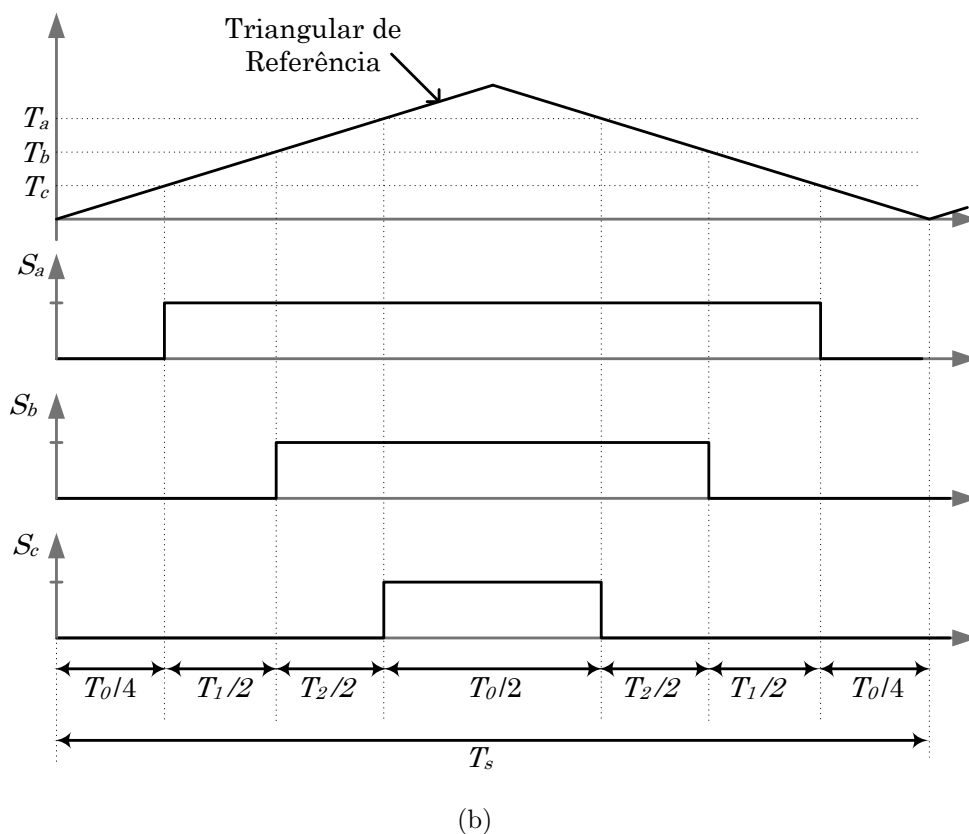
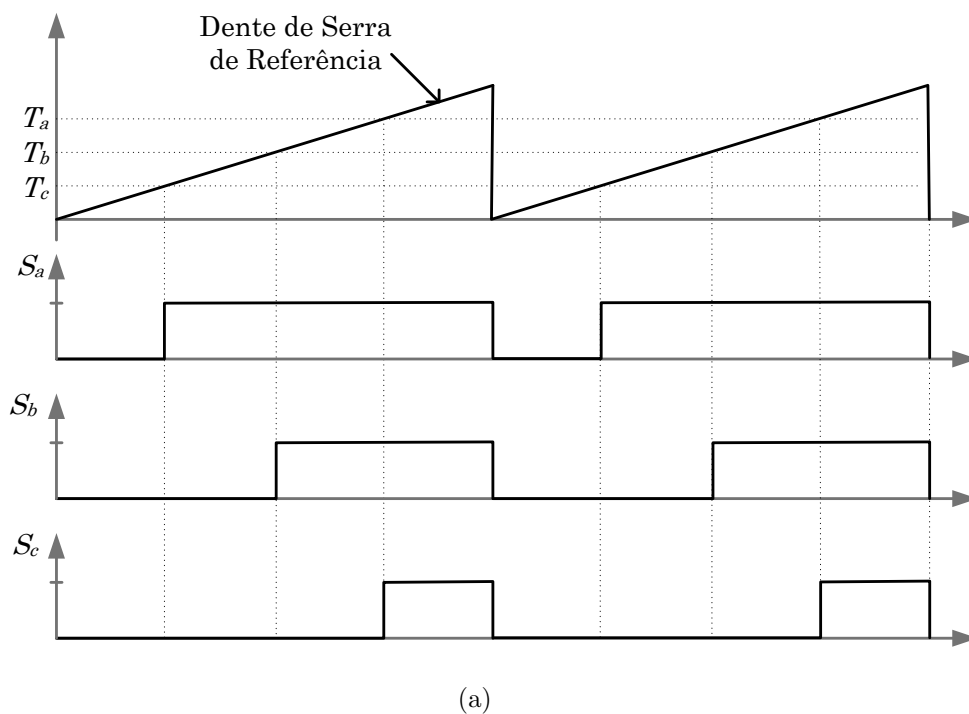


Figura 29: Padrão de comutação para o setor V_{100} e V_{110} : (a) referência de comparação dente de serra; (b) referência de comparação triangular.

3. Determinar os tempos t_1 e t_2 a partir da Tabela 3;
4. Determinar os ciclos de trabalho $t_{x,on}$, $t_{y,on}$, $t_{z,on}$ através de (3.11);

5. Encontrar os tempos de condução de cada interruptor T_a , T_b , T_c com auxílio da Tabela 4;
6. Finalmente compara-se os tempos T_a , T_b , T_c com uma portadora triangular para gerar o padrão de comutação desejado conforme mostrado na Figura 29;
7. Retornar ao item 1 e reiniciar toda sequência.

3.3 DETECÇÃO DA POSIÇÃO E VELOCIDADE DO ROTOR

Nesta seção será descrita a estratégia desenvolvida para determinar a posição e a velocidade do rotor a partir dos sinais gerados pelos sensores de efeito Hall.

Conforme mostrado na Seção 2.5.2, os sensores de efeito Hall instalados no motor PMBLDC fornecem três sinais que podem ser usados para determinar a posição do rotor. Por sua vez, a velocidade do rotor pode ser estimada medindo-se o tempo entre duas bordas consecutivas, de subida ou descida, de qualquer um dos sinais dos sensores. Esta estratégia tem a desvantagem de necessitar de um ciclo elétrico para se obter uma estimativa da velocidade do motor.

Assim, para aumentar a precisão e a taxa de aquisição da medição da velocidade foi implementado o algoritmo mostrado na Figura 30, baseado numa lógica XOR, para combinar os sinais dos três sensores Hall. Conforme mostrado na Figura 31 (b), em cada borda, tanto de subida quanto de descida dos sinais dos sensores Hall, tem-se uma mudança no sinal de saída da porta XOR como pode ser observado na Figura 31 (c). Este sinal resultante possui o triplo da frequência do sinal original gerado por um dos sensores de efeito Hall e pode ser usado para determinar a velocidade angular do motor.

Fazendo $f_e = 1/(3\Delta t)$ em $n = (120f_e)/P$ é possível estimar a velocidade do rotor sabendo que Δt é o intervalo de tempo entre duas bordas consecutivas de subidas do sinal de saída da porta XOR. O fator três foi incluído na formulação pelo fato da frequência do sinal de saída da lógica XOR ser três vezes o valor da frequência elétrica do motor. Desse modo pode-se escrever o valor da velocidade angular do motor como:

$$\omega_e = \left(\frac{2\pi}{3\Delta t} \right). \quad (3.15)$$

Integrando (3.15) obtém-se o ângulo da posição elétrica do rotor:

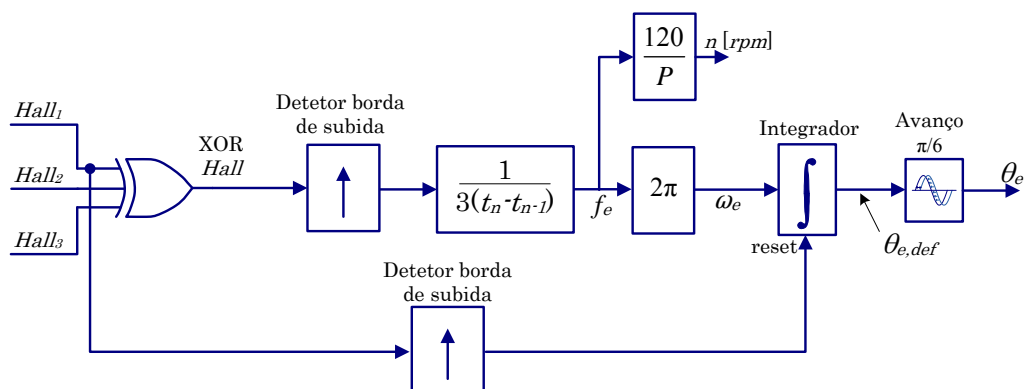


Figura 30: Estimação da velocidade (n) e posição (θ_e) do rotor.

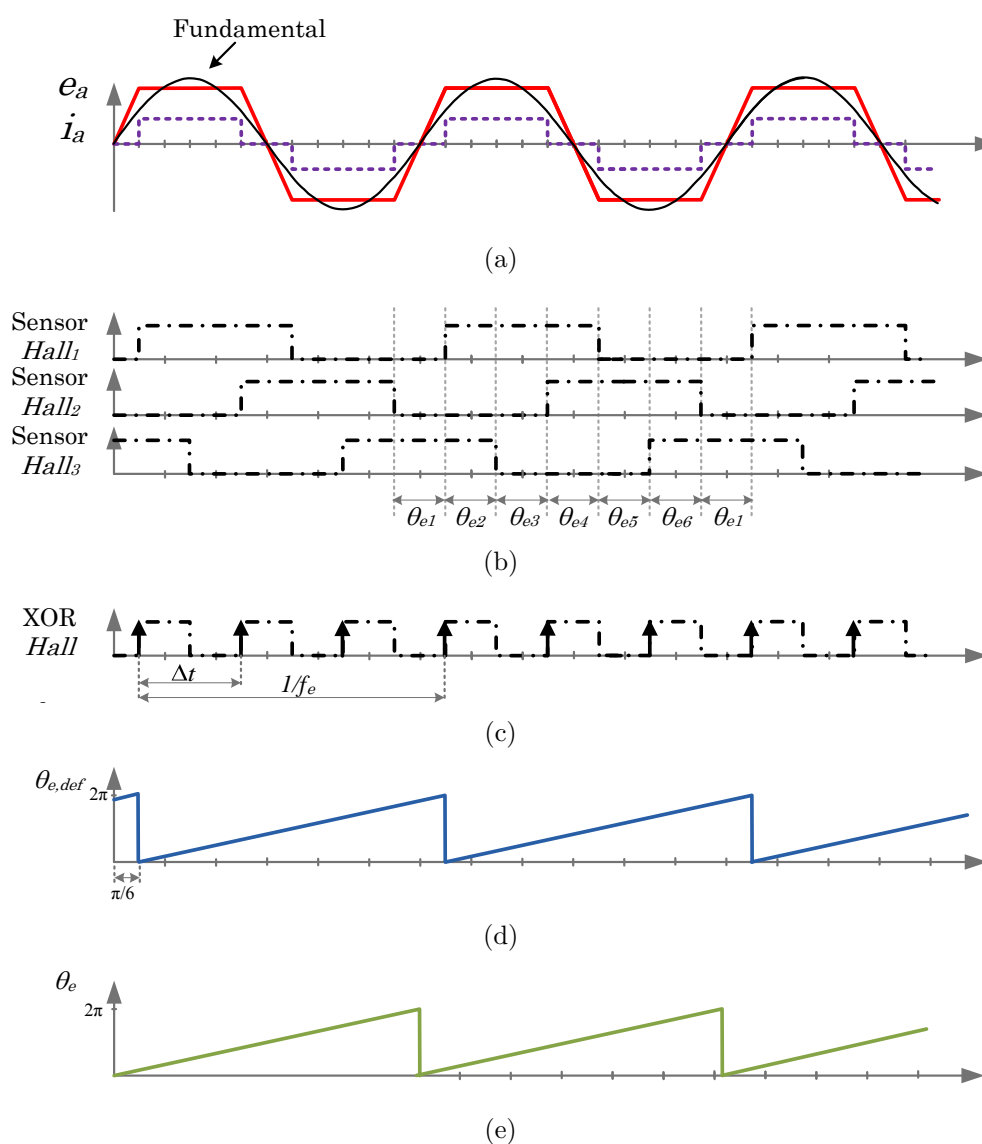


Figura 31: (a) Forma de onda da FEM da fase “a”; (b) sinais dos sensores Hall₁, Hall₂ e Hall₃; (c) sinal de saída XOR; (d) $\theta_{e,def}$; (e) θ_e .

$$\theta_{e,def}(t) = \int_0^t \omega_e(\xi) d\xi + \theta_{e,def}(0) \quad (3.16)$$

onde: $\theta_{e,def}(0)$ é a posição elétrica do rotor no momento da partida e ξ é a variável de integração.

Conforme mostrado na Figura 30, um sinal de *reset*, gerado em toda transição positiva do sinal do sensor Hall₁, é usado para zerar o integrador responsável pelo cálculo do ângulo de posição do rotor $\theta_{e,def}$.

Na Figura 31 (d) observa-se a lógica de detecção do ângulo $\theta_{e,def}$ retornando um sinal atrasado de $\pi/6$ rad em relação a componente fundamental da forma de onda da FEM da fase “a”. Este atraso do ângulo de posição do rotor é corrigido pelo bloco de avanço de fase cujo sinal de saída é mostrado na Figura 31 (e).

3.3.1 PARTIDA DO MOTOR

No momento da partida é importante que ângulo inicial de $\theta_{e,def}(0)$ em (3.16) seja atualizado em função da posição do rotor dada pelos sinais iniciais dos sensores de posição Hall₁, Hall₂ e Hall₃.

Da observação da Figura 31 (a) e (b) pode-se obter uma estimativa para o ângulo inicial igual a uma das seguintes condições: θ_{e1} , θ_{e2} , θ_{e3} , θ_{e4} , θ_{e5} ou θ_{e6} . A Tabela 6 exhibe a condição inicial para o ângulo $\theta_{e,def}(0)$ para as seis posições discretas resultantes dos sinais de saída dos sensores Hall. Esta condição somente é verificada na partida do motor.

Tabela 6: Condições Iniciais de θ_e para partida do motor.

Hall ₁	Hall ₂	Hall ₃	$\theta_e(0)$ (rad/s)
1	0	1	$\pi/6$
1	0	0	$\pi/2$
1	1	0	$5\pi/6$
0	1	0	$7\pi/6$
0	1	1	$3\pi/2$
0	0	1	$11\pi/6$

3.4 CONTROLE DA VELOCIDADE DO MOTOR PMBLDC

A velocidade do motor PMBLDC depende da diferença entre o conjugado desenvolvido e o conjugado resistente, aplicado no eixo da máquina pela carga. De (2.7) tem-se que o conjugado eletromagnético é inversamente proporcional a velocidade e diretamente proporcional a potência elétrica consumida pelo motor a qual, por sua vez, é dependente da amplitude e da forma de onda das correntes impostas nas três fases do motor.

Pelo exposto, caso as correntes sintetizadas pelo VSI resultem em uma potência elétrica oscilante nos terminais da máquina, tem-se o surgimento de um conjugado pulsante, indesejável para as aplicações de PMBLDC em VE ou VEH.

Assim sendo, o controle da velocidade do motor PMBLDC passa pelo projeto de controladores eficientes para as correntes do motor, os quais devem ser projetados com uma dinâmica rápida para garantir que as correntes sintetizadas sigam as correntes de referência com precisão.

Na Figura 32 é apresentado o diagrama de blocos do sistema de controle de velocidade do motor PMBLDC. Nessa figura a velocidade de referência, n^* , é comparada com a velocidade do rotor, n , resultando no sinal de erro de velocidade. Este erro alimenta um controlador $C_n(s)$ cujo sinal de saída é a amplitude das correntes I_p^* que devem ser impostas em cada fase do motor. O sinal de saída do controlador de velocidade é modulado pelos sinais processados dos três sensores Hall de posição, instalados no motor, resultando nas correntes retangulares de referência i_a^* , i_b^* e i_c^* cujas amplitudes são iguais a I_p^* .

As correntes de referência e as correntes reais do motor são transformadas para um sistema de coordenadas $dq0$ cujas matrizes de transformação direta e inversa são dadas no Apêndice A. Assim, as correntes de referência, nas coordenadas d e q , são comparadas com as correntes reais do motor e seus erros são usados para alimentar dois controladores, $C_{id}(s)$ e $C_{iq}(s)$, cujos sinais de saída u_d e u_q , são as tensões de controle que após uma transformação para coordenadas $\alpha\beta$, são usadas para alimentar o bloco SVM do VSI.

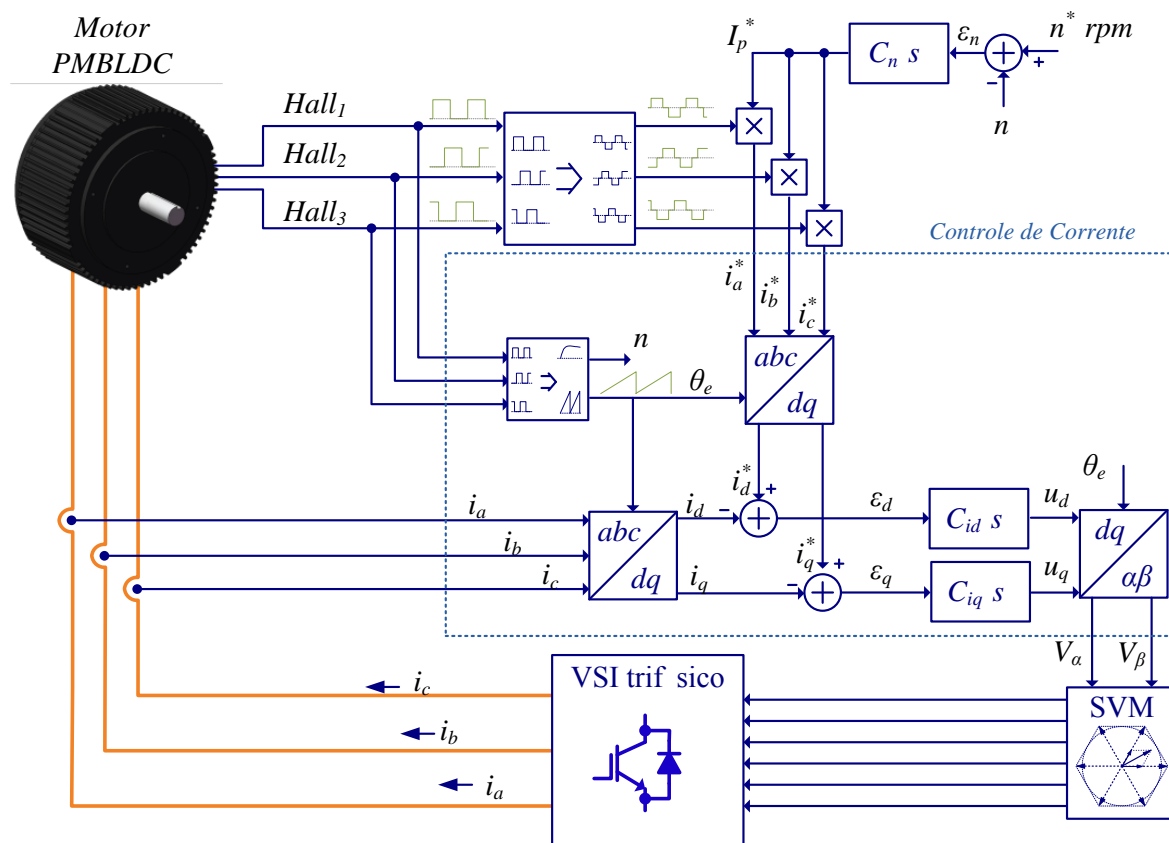


Figura 32: Diagrama de blocos do controle de velocidade do motor PMBLDC.

3.4.1 CONTROLADORES DE CORRENTE NO SISTEMA DE COORDENADAS SÍNCRONO

Na Figura 32 pode-se identificar duas malhas de controle: uma interna de corrente e outra externa de velocidade.

As malhas internas controlam as correntes do motor num sistema de coordenadas $dq0$, também denominado coordenadas síncronas. A modelagem do motor no sistema de coordenadas $dq0$ possui a vantagem de reduzir a ordem do sistema de 3 para 2, quando as correntes e tensões são equilibradas. Outra vantagem desta transformação é que as tensões e correntes trifásicas senoidais são transformadas em um conjunto de tensões e correntes estacionárias nas coordenadas d , q e 0 . Uma revisão detalhada das transformações de variáveis usadas nos estudos de máquinas elétricas é apresentada em (KRAUSE; WASYNCZUK & SUDHOFF, 1995).

Aplicando a transformação $dq0$ no sistema (2.6) chega-se a seguinte representação para as equações diferenciais do motor PMBLDC:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \omega_e \\ -\omega_e & -\frac{R_s}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \frac{1}{L_s} \left\{ \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} \right\} \quad (3.17)$$

onde v_d e v_q são as tensões de fase na saída do inversor no sistema de coordenadas síncrono; e_d e e_q são as FEM geradas pelo motor transformadas para o sistema de coordenadas síncrono.

A observação de (3.17) mostra um acoplamento cruzado entre as correntes i_d e i_q que agora não são independentes entre si. A fim de mitigar a influência cruzada das correntes essas podem ser compensadas somando-se $-(\omega_e L_s i_q)$ e $+(\omega_e L_s i_d)$ nas linhas relativas as correntes de eixo d e q , respectivamente.

Além do desacoplamento das correntes de eixo direto e quadratura, como as FEM geradas por fase são estimadas, pode-se fazer a compensação desse parâmetro para que o controlador de corrente fique imune as variações dessas grandezas. Pode-se então transformar \hat{e}_a , \hat{e}_b e \hat{e}_c para o sistema de coordenadas síncrono, gerar \hat{e}_d e \hat{e}_q e somar esses dois sinais a ação de controle de eixo direto e quadratura, respectivamente, proporcionando uma ação *feed-forward* para o controlador.

Os dois procedimentos descritos anteriormente estão ilustrados no diagrama de blocos dos controladores de corrente de eixo direto e em quadratura mostrados na Figura 33. Desse modo, o controle de corrente mostrado no retângulo tracejado na Figura 32 pode ser substituído pelo controlador da Figura 33.

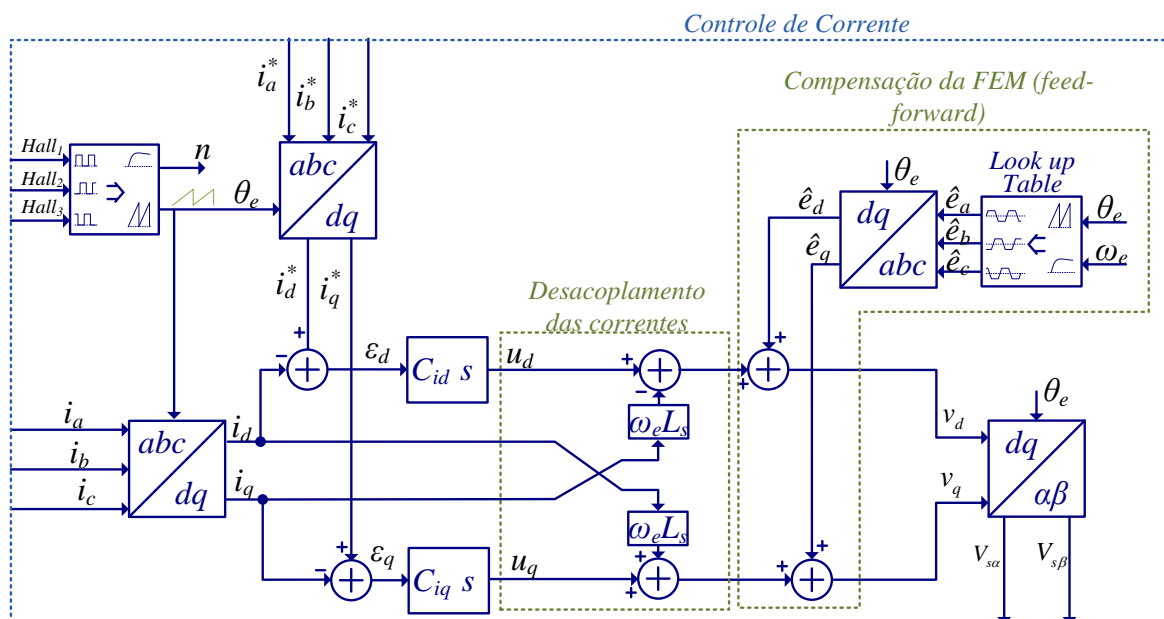


Figura 33: Desacoplamento das variáveis de eixo direto e quadratura e compensação da FEM na malha de controle.

A lei de controle para as tensões que devem ser sintetizadas pelo SVM no sistema de coordenadas síncrono com o desacoplamento das correntes e compensação da FEM é dada por:

$$\begin{cases} v_d = u_d - \omega_e L_s i_q + \hat{e}_d \\ v_q = u_q + \omega_e L_s i_d + \hat{e}_q \end{cases} \quad (3.18)$$

Após o desacoplamento das correntes e a compensação das FEM geradas, o sistema dado em (3.17) pode ser reescrito como um sistema de equações de primeira ordem totalmente desacoplado conforme mostrado a seguir:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

onde u_d e u_q são as saídas dos controladores de corrente de eixo direto e quadratura.

3.4.2 CONJUGADO ELETROMAGNÉTICO NAS COORDENADAS SÍNCRONAS

Krause, Wasynczuk e Sudhoff (1995) demonstraram que a expressão do conjugado eletromagnético desenvolvido pelo motor síncrono de ímãs permanentes sem escovas, considerando as grandezas elétricas nas coordenadas $dq0$ referenciadas ao rotor, é dado por:

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) (\lambda_d i_q - \lambda_q i_d) \quad (3.20)$$

onde $\lambda_d = (L_d i_d + \lambda_m)$ e $\lambda_q = L_q i_q$ são os fluxos enlaçados nas direções do eixo direto e de quadratura, respectivamente, sendo λ_m o fluxo magnético produzido pelos ímãs permanentes do rotor.

Fazendo $L_d = (L + M_d)$ e $L_q = (L + M_q)$ em (3.20) pode-se reescrever a expressão do conjugado como:

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) [\lambda_m i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (3.21)$$

onde L é a indutância de dispersão dos enrolamentos do estator e M_d e M_q são as indutâncias mútuas dos enrolamentos do estator nas coordenadas d e q referenciadas

ao rotor, respectivamente.

Conforme mostrado nas seções anteriores os estados dos sensores Hall fornecem a informação da posição dos polos do rotor e conseqüentemente as posições dos eixos d e q . Como o motor PMBLDC é alimentado a partir de um conversor VSI pode-se controlar as correntes sintetizadas nas fases a , b e c de maneira que a parcela média da corrente de eixo direto seja nula. Em outras palavras, a escolha de um ângulo adequado para a transformação de coordenadas $dq0$ (Apêndice A) permite reescrever (3.20) conforme mostrado a seguir:

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) \lambda_m i_q. \quad (3.22)$$

A análise de (3.22) mostra que o conjugado desenvolvido pelo motor passa a depender somente da componente i_q da corrente. Esta observação é interessante para controlar o motor PMBLDC já que os sensores Hall usados para detectar a posição do rotor, depois de processados, fornecem o ângulo θ_e que ao ser usado na matriz de transformação mostrada em (A.4) conduz a operação do motor para a condição mencionada anteriormente.

3.4.3 ESCOLHA DO CONTROLADOR DE CORRENTE

Assumindo que o desacoplamento das correntes i_d e i_q e a compensação *feed-forward* é perfeita pode-se redesenhar o diagrama de blocos da Figura 33 conforme mostrado no diagrama da Figura 34 para a corrente i_d .

Note que existirá um diagrama idêntico para a corrente i_q que por simplicidade não foi desenhado. E ainda, devido ao fato das duas malhas possuírem as mesmas características dinâmicas, os controladores $C_i(s)$ de eixo direto e quadratura são semelhantes.

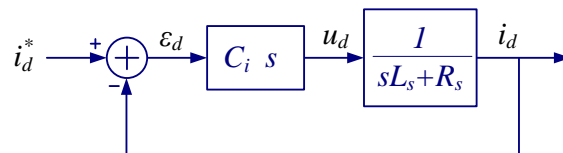


Figura 34: Diagrama de blocos do controlador de corrente de eixo direto.

Diferentes tipos de controladores podem ser projetados para garantir que a corrente de referência i_d^* seja rastreada com erro de magnitude e de fase aceitáveis. O controlador proporcional-integral (PI) é um forte candidato pois consegue, se projetado corretamente,

mente, garantir um erro de regime permanente nulo. A função de transferência do controlador PI pode ser escrita como se segue:

$$C_i(s) = k_{p,i} \frac{\left(s + \frac{k_{i,i}}{k_{p,i}}\right)}{s}, \quad (3.23)$$

onde $k_{p,i}$ e $k_{i,i}$ são os ganhos proporcional e integral, respectivamente.

A função de transferência do sistema em malha fechada é:

$$G_{MF,i} = \frac{k_{p,i}s + k_{i,i}}{L_s s^2 + s(R_s + k_{p,i}) + k_{i,i}}. \quad (3.24)$$

De uma maneira geral os critérios de compensação da função de transferência de malha aberta devem garantir (OGATA, 2002):

1. A frequência correspondente ao ganho de 0dB (ganho unitário) deve ser projetada o mais alto possível para garantir uma rápida resposta transitória;
2. Elevado ganho em baixa frequência;
3. Para garantir estabilidade, a margem de fase do sistema compensado deve ser positiva e maior que 30° (na prática deve estar entre 45° e 70°);
4. Para melhorar a estabilidade, a margem de ganho deve ser menor que 30 dB (medida na frequência em que a fase do sistema compensado é 180°).

Considerando a forma canônica dos sistemas de segunda tem-se que o coeficiente de amortecimento, ζ , e a frequência natural não amortecida, ω_n , de (3.24) são calculados por:

$$\zeta = \left(\frac{k_{p,i} + R_s}{2L_s}\right) \sqrt{\frac{L_s}{k_{i,i}}} \quad (3.25)$$

e,

$$\omega_n = \sqrt{\frac{k_{i,i}}{L_s}} \quad (3.26)$$

Isolando os ganhos do controlador PI em (3.25) e (3.26) pode-se escrever:

$$k_{p,i} = 2\zeta\omega_n L_s - R_s \quad (3.27)$$

e,

$$k_{i,i} = L_s\omega_n^2 \quad (3.28)$$

Baseados nesses parâmetros pode-se definir critérios para a escolha do coeficiente de amortecimento, ζ , o qual possui uma relação direta com o sobressinal percentual, $UP\%$ (NISE, 2002):

$$\zeta = -\frac{\ln(UP\%/100)}{\sqrt{\pi^2 + \ln^2(UP\%/100)}}, \quad (3.29)$$

Enquanto que a frequência natural do sistema compensado deve ser superior a frequência nominal elétrica do motor para que o sistema possua rápida resposta dinâmica, sendo a relação dada por:

$$\omega_{eNOM} \ll \omega_n. \quad (3.30)$$

Outro método para sintonia do controlador PI é o cancelamento do polo estável da planta com o zero do controlador (ALMEIDA, 2011). Esta metodologia de projeto não será investigada neste trabalho, pois como o motor possui uma resistência dos enrolamentos muito baixa seu polo está localizado muito próximo do eixo imaginário do plano complexo.

3.4.4 CONSIDERAÇÕES SOBRE A ESCOLHA DA FREQUÊNCIA DO SISTEMA COMPENSADO

Na seção anterior foi mencionado que a frequência natural do sistema compensado deveria ser superior a frequência nominal elétrica do motor para garantir que o mesmo possua uma resposta rápida. Contudo, a presença de componentes harmônicas nas correntes de excitação no sistema de coordenadas abc implicará também em correntes harmônicas no sistema de coordenadas $dq0$ (BOJRUP et al., 1999). Neste caso, porém as frequências harmônicas das correntes nas coordenadas abc serão moduladas pela

frequência de rotação do sistema de eixos coordenados .

Na Seção 2.2.2 foi discutido que as correntes ideais para alimentar o motor PMBLDC deveriam ter forma de onda retangular. Assim, expandindo as formas de onda das correntes mostradas na Figura 7 em suas séries de Fourier correspondentes pode-se escrever:

$$\left\{ \begin{array}{l} i_a = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_p \operatorname{sen}(\omega_e t) - \frac{2\sqrt{3}}{5\pi} I_p \operatorname{sen}(5\omega_e t) - \frac{2\sqrt{3}}{7\pi} I_p \operatorname{sen}(7\omega_e t) + \\ \quad + \frac{2\sqrt{3}}{11\pi} I_p \operatorname{sen}(11\omega_e t) + \frac{2\sqrt{3}}{13\pi} I_p \operatorname{sen}(13\omega_e t) + \dots \\ i_b = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_p \operatorname{sen}\left(\omega_e t - \frac{2\pi}{3}\right) - \frac{2\sqrt{3}}{5\pi} I_p \operatorname{sen}\left(5\omega_e t + \frac{2\pi}{3}\right) - \frac{2\sqrt{3}}{7\pi} I_p \operatorname{sen}\left(7\omega_e t - \frac{2\pi}{3}\right) + \\ \quad + \frac{2\sqrt{3}}{11\pi} I_p \operatorname{sen}\left(11\omega_e t + \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{2\sqrt{3}}{13\pi} I_p \operatorname{sen}\left(13\omega_e t - \frac{2\pi}{3}\right) + \dots \\ i_c = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_p \operatorname{sen}\left(\omega_e t + \frac{2\pi}{3}\right) - \frac{2\sqrt{3}}{5\pi} I_p \operatorname{sen}\left(5\omega_e t - \frac{2\pi}{3}\right) - \frac{2\sqrt{3}}{7\pi} I_p \operatorname{sen}\left(7\omega_e t + \frac{2\pi}{3}\right) + \\ \quad + \frac{2\sqrt{3}}{11\pi} I_p \operatorname{sen}\left(11\omega_e t - \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{2\sqrt{3}}{13\pi} I_p \operatorname{sen}\left(13\omega_e t + \frac{2\pi}{3}\right) + \dots \end{array} \right. \quad (3.31)$$

onde I_p é o valor máximo da corrente retangular, conforme Figura 25(a).

A análise de (3.31) mostra que as correntes em cada fase possuem componentes harmônicas nas frequências $(6k \pm 1)\omega_e$, onde $\omega_e = (2\pi f_e)$, f_e é a frequência elétrica de excitação do motor e $k = 1, 2, 3, \dots$

Aplicando a transformação de coordenadas dq nas correntes dadas em (3.31), considerando uma velocidade angular ω_e para o sistema de coordenadas síncrono, pode-se escrever as seguintes expressões para as correntes de eixo direto e quadratura:

$$\left\{ \begin{array}{l} i_d = \frac{2\sqrt{3}}{5\pi} I_p \operatorname{sen}(6\omega_e t) + \frac{2\sqrt{3}}{7\pi} I_p \operatorname{sen}(6\omega_e t) + \frac{2\sqrt{3}}{11\pi} I_p \operatorname{sen}(12\omega_e t) + \\ \quad + \frac{2\sqrt{3}}{13\pi} I_p \operatorname{sen}(12\omega_e t) + \dots \\ i_q = -\frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_p + \frac{2\sqrt{3}}{5\pi} I_p \cos(6\omega_e t) - \frac{2\sqrt{3}}{7\pi} I_p \cos(6\omega_e t) + \\ \quad + \frac{2\sqrt{3}}{11\pi} I_p \cos(12\omega_e t) - \frac{2\sqrt{3}}{13\pi} I_p \cos(12\omega_e t) + \dots \end{array} \right. \quad (3.32)$$

Observando as expressões dadas em (3.32) pode-se constatar a presença de parcelas constantes e parcelas oscilantes nas correntes i_d e i_q . Assim, caso os controladores $C_{i_d}(s)$ e $C_{i_q}(s)$ sejam projetados com frequências de corte baixas, as componentes oscilatórias serão filtradas, permitindo que apenas as parcelas estacionárias de i_d e i_q passem pelo controlador. Este problema fica mais crítico quando o motor está operando com velocidades elevadas, já que as componentes oscilatórias no sistema de coordenadas síncrono são múltiplas de $(6k\omega_e)$, sendo $k = 1, 2, 3, \dots$

Caso a ação de controle filtre os harmônicos das correntes i_d e i_q de forma a haver apenas componentes estacionárias, as correntes sintetizadas pelo inversor serão senoidais. Como a FEM do motor é trapezoidal, esta condição resultará em uma potência pulsada consumida pela máquina e, conseqüentemente, um conjugado pulsado no seu eixo.

Desse modo as frequências de corte dos controladores de corrente devem ser escolhidas de maneira a permitir que as correntes sintetizadas sejam retangulares. Para investigar o impacto de cada frequência harmônica da corrente sintetizada, sobre a potência elétrica consumida pelo motor, foram obtidos os resultados mostrados na Figura 35. Nesta análise, a série de Fourier que representa a corrente de excitação do motor dada em (3.31) foi truncada na 1°, 7°, 13° e 19° componente harmônica. Em todos os casos foi considerado o motor PMBLDC sendo excitado com correntes na frequência fundamental de $60Hz$ e foi desprezada a frequência de comutação dos interruptores.

Na Figura 35(a) é exibida a forma de onda da FEM trapezoidal para um motor trifásico PMBLDC com injeção apenas da corrente fundamental em fase com as FEM. A potência neste caso é pulsada, o que não é desejado. Na Figura 35(b) as frequências de corte dos controladores das correntes permitem sintetizar correntes de até 7ª harmônico, rejeitando harmônicos de ordem superior. Nota-se a redução na pulsação da potência devido às correntes de saída do inversor apresentarem características mais próximas de correntes retangulares. Na Figura 35(c) e 35(d) são exibidas as formas de onda das correntes do motor PMBLDC considerando as frequências de corte para os controladores superiores 13° e 19° harmônicos de corrente, respectivamente, com rejeição de harmônicos superiores.

No caso ideal onde a corrente é retangular não há potência pulsada conseqüentemente não há conjugado pulsado. Quando se opta por apenas algumas harmônicas a serem controladas o mesmo não ocorre. Na Tabela 7 é apresentado um resumo dos

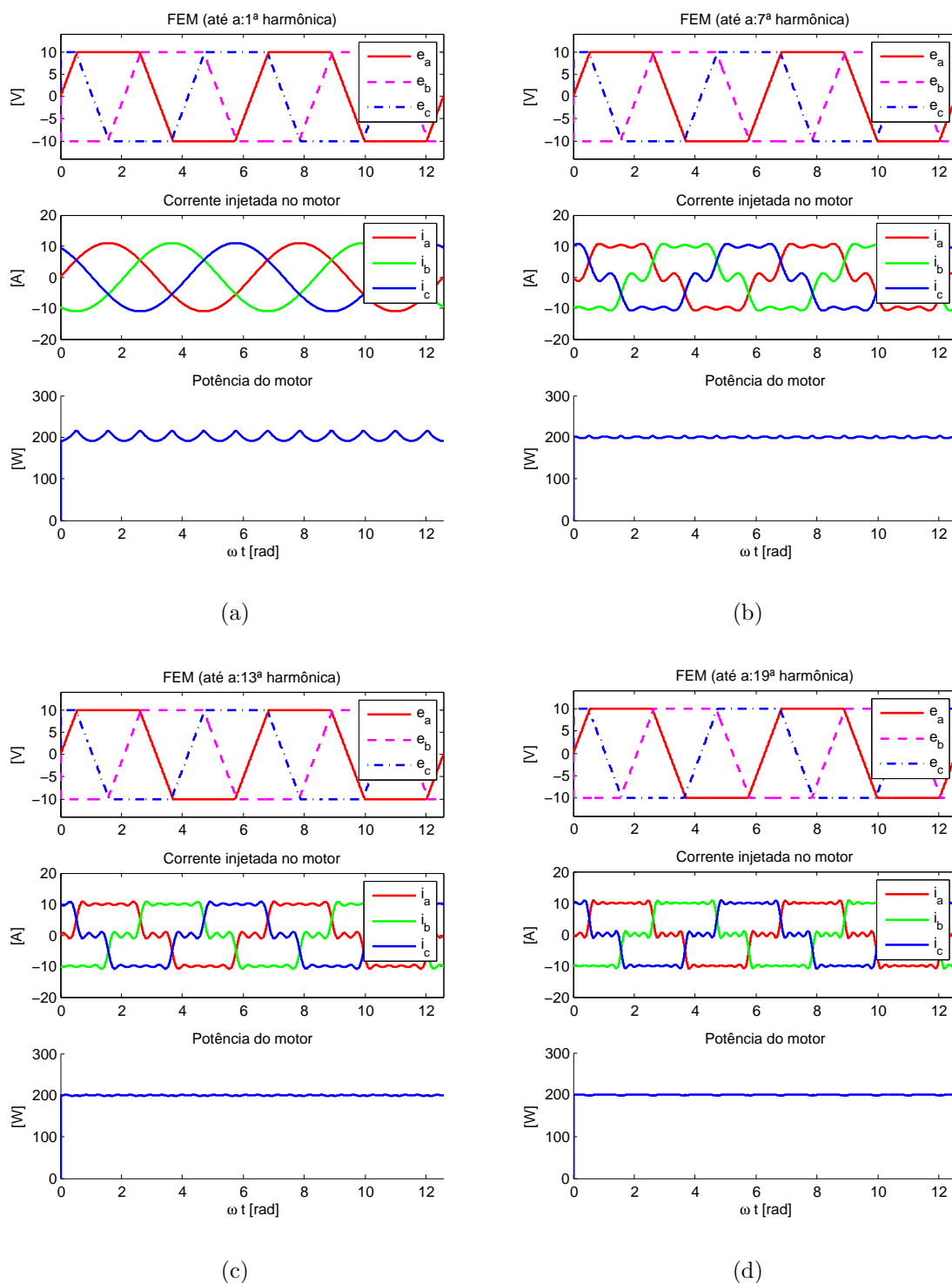


Figura 35: Forma de onda da FEM trapezoidal e injeção apenas da: (a) componente fundamental; (b) componente fundamental, 5° e 7° harmônicos de corrente; (c) componente fundamental, 5°, 7°, 11° e 13° harmônicos de corrente; (d) componente fundamental, 5°, 7°, 11°, 13°, 17° e 19° harmônicos de corrente.

valores obtidos para a potência média, potência oscilante e ondulação da potência em função do número de harmônicos de corrente considerados. Nesta tabela observa-se que a partir do 13º harmônico de corrente a ondulação percentual de potência é inferior a 1%. A análise desses resultados permite concluir que a partir do 19º componente harmônico, o aumento do número de componentes harmônicas não implica em uma redução significativa na ondulação da potência e do conjugado pulsante.

Tabela 7: Ondulação de potência em função do número de componentes harmônicas de corrente consideradas.

	Número de harmônicos incluídos				
	todas comp.	até 1°	até 7°	até 13°	até 19°
$P_{media}[W]$	200	200,03	199,63	199,71	199,76
$P_{osc.}[W]$	0	8,07	2,53	1,96	1,88
Ondulação [%]	0	4,0	1,3	1,0	0,9

Logo, uma frequência de cruzamento elevada para o controlador permite que componentes de alta frequência passem por este gerando sobrelevação da variável controlada e elevado tempo de acomodação. Na teoria, a frequência de cruzamento de ganho pode assumir valores de até metade da frequência de comutação (f_s). No entanto, para rejeitar as perturbações provenientes da comutação dos interruptores garantindo sua estabilidade para grandes sinais, a frequência de cruzamento de ganho deve ser limitada a 1/10 da frequência de comutação (MITCHELL & MAMMANO, 2001).

Desta forma a escolha da frequência de cruzamento de ganho da função de transferência em malha aberta da corrente em coordenadas síncronas deve atender ao critério de projeto:

$$12f_{e_{NOM}} < f_c < \frac{f_s}{10} \quad (3.33)$$

onde $f_{e_{NOM}}$ a frequência elétrica com o motor operando a rotação nominal e f_s a frequência de comutação dos interruptores.

Para elevar a frequência de corte do controlador PI de corrente deve-se aumentar o ganho proporcional. Na prática, o ganho proporcional elevado pode tornar o sistema instável (GOLNARAGHU FARID; KUO, 2010), além de provocar saturação do PWM e acionamento de proteções devido a elevados valores de corrente que, por sua vez é um fator limitador no projeto.

3.5 MALHA DE CONTROLE DE CORRENTE COM PI-MRI

De (3.32) observa-se que ambas as componentes de quadratura e de eixo direto possuem harmônicos de corrente múltiplos da frequência elétrica do motor. A malha de corrente no sistema de coordenadas síncrono deve ser capaz de sintetizar as correntes de referência neste sistema de coordenadas reproduzindo o máximo de conteúdos harmônicos possíveis considerando a menor ondulação de conjugado. No entanto, um controlador PI-SRF possui limitações em sintetizar essas correntes com elevado conteúdo harmônico devido a sua frequência de corte fixa. Assim, as componentes de frequências múltiplas de $(6k \pm 1)\omega_e$ podem ser atenuadas pelo controlador devido a limitações na frequência de corte para elevados valores de k_p dado em (3.23), mesmo para a condição dada em (3.33).

Uma possível solução para este problema é a utilização de um controlador PI-MRI (BOJRUP et al., 1999). Este controlador foi proposto inicialmente para controlar as correntes de um filtro ativo de potência.

Conforme mostrado na Figura 36, o controlador PI-MRI consiste em aplicar várias transformações de Park nos sinais de erro entre as correntes de referência e as correntes sintetizadas pelo conversor. O erro de corrente ε_{dq} passa por um controlador PI idêntico ao discutido na seção anterior. Porém existe um bloco integrador para cada frequência que se deseja compensar. Como se pode verificar este algoritmo de frequência seletiva requer múltiplas transformações para compensação das harmônicas de interesse. Na Figura 36 a estratégia de compensação para na 13^a harmônica no sistema de coordenadas natural, o que equivale a 12^a harmônica de sequência positiva no sistema de coordenadas síncrono. No entanto, essa compensação pode ser estendida para um maior número de harmônicos. O controlador PI-MRI mostrado na Figura 36 substitui os controladores $C_{id}(s)$ e $C_{iq}(s)$ no diagrama de blocos da Figura 33.

Esta técnica de controle tem como vantagem a estrutura modular, permitindo acrescentar ou retirar blocos de programação conforme a quantidade de harmônicos que se deseja compensar. No entanto múltiplas transformações implicam em maior esforço computacional (GHETTI et al., 2010). Além disso, o atraso introduzido pelo tempo de amostragem do controlador pode instabilizar o sistema quando componentes harmônicas de ordem mais elevada são compensadas (LIMONGI et al., 2009).

Com o uso do controlador PI-MRI as componentes harmônicas até a 13^a são controladas independente da frequência de operação do motor e com erro nulo, uma vez

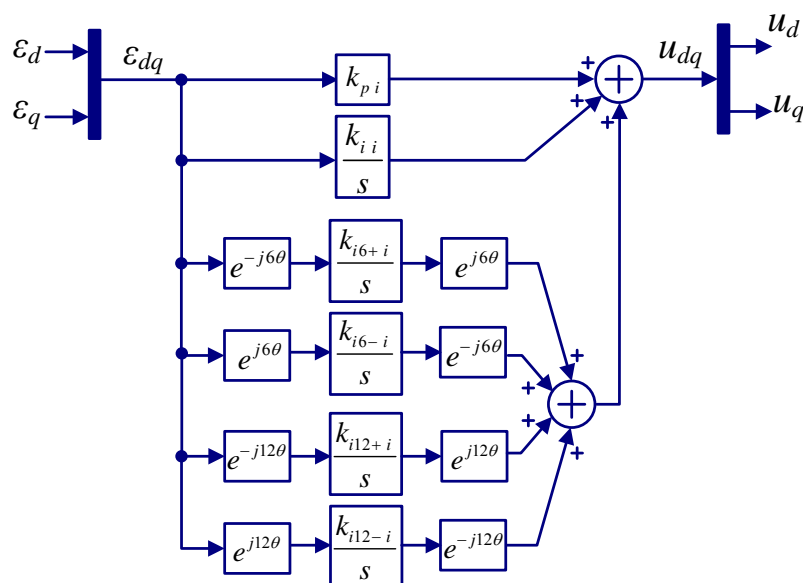


Figura 36: Diagrama de Blocos do Controlador PI-MRI.

que as harmônicas são tratadas como componentes estacionárias em suas respectivas transformações. No entanto, a corrente passa a ter um comportamento mais próximo ao da Figura 35(c) para elevadas rotações e com baixa oscilação de potência.

3.5.1 ESCOLHA DO CONTROLADOR DA MALHA DE VELOCIDADE

Acoplando o sistema mecânico modelado na Seção 2.4 ao modelo do motor PMLDLC chega-se ao diagrama de blocos da Figura 37. Nessa figura a velocidade mecânica do rotor é comparada com a velocidade de referência gerando o erro de velocidade ε_n . Este erro de velocidade é usado para alimentar o controlador $C_n(s)$ cuja saída é um sinal de referência da amplitude das correntes de referência do motor.

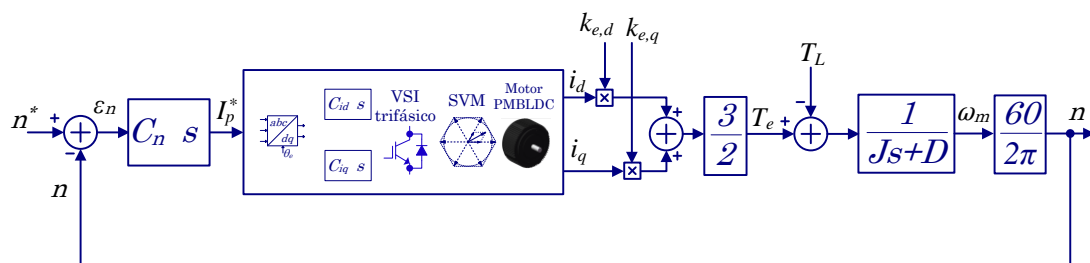


Figura 37: Diagrama de Blocos Geral do Sistema de Controle: Elétrico e Mecânico.

Caso a constante de tempo elétrica seja muito menor que a constante de tempo do sistema mecânico, o conjunto controlador de corrente, conversor e motor representados no bloco central da Figura 37 pode ser representado por um ganho conforme mostrado

no diagrama simplificado da Figura 38. Nessa figura, a relação entre o conjugado e a corrente é representado por uma constante k_t dada em Nm/A , que será calculada a partir dos dados fornecido pelo fabricante que serão apresentados na Seção 4.1.

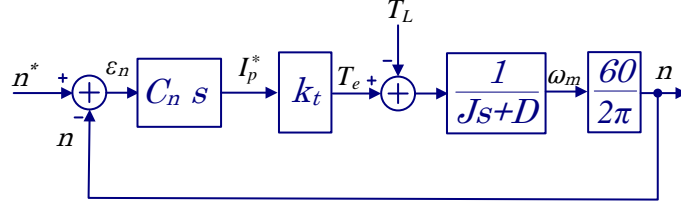


Figura 38: Diagrama de blocos simplificado da malha de controle de velocidade.

Uma rápida resposta dinâmica para o controle da malha de velocidade pode levar a uma sobrelevação da velocidade. Para o motor PMBLDC aplicado a um veículo elétrico quando ocorre um elevado sobressinal na velocidade gera-se uma desaceleração do veículo após o pico de velocidade, podendo causar desconforto e riscos durante a ultrapassagem. Caso a dinâmica do sistema compensado seja lenta, o veículo pode não responder adequadamente em períodos transitórios de rápida aceleração. Assim, a escolha do controlador e sintonia deve atender aos requisitos de projeto de baixo sobressinal e rápida resposta transitória. A seguir será realizada a análise do tipo de controlador adequado para a malha de velocidade frente a variações na carga e na referência de velocidade.

Do diagrama da Figura 38 pode-se escrever a seguinte função de transferência do erro em função do sinal de referência $n^*(s)$ e da perturbação da carga $T_L(s)$:

$$\varepsilon_n(s) = \frac{2\pi(Js + D)}{2\pi(Js + D) + 60C_n(s)k_t}n^*(s) + \frac{60}{2\pi(Js + D) + 60C_n(s)k_t}T_L(s) \quad (3.34)$$

Aplicando o teorema do valor final em (3.34) para $n^*(s) = 0$ pode-se escrever:

$$\varepsilon_{T_L}(0) = \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{60}{2\pi(Js + D) + 60C_n(s)k_t}T_L(s), \quad (3.35)$$

onde $\varepsilon_{T_L}(0)$ é o valor do erro de regime permanente em função da carga.

Considerando uma variação em degrau na carga, ou seja, fazendo $T_L(s) = 1/s$ em (3.35) e calculando o limite da expressão resultante chega-se em:

$$\varepsilon_{T_L}(0) = \frac{60}{2\pi D + 60C_n(s)k_t} \quad (3.36)$$

Da análise de (3.36) tem-se que o uso de um controlador proporcional só irá apresentar erro nulo de regime permanente se seu ganho for elevado. Porém a utilização de um ganho proporcional elevado pode levar o sistema a ter uma resposta oscilatória. Para contornar esse problema pode-se usar um controlador PI cuja função de transferência é dada a seguir:

$$C_n(s) = k_{p,n} \frac{s + \frac{k_{i,n}}{k_{p,n}}}{s} \quad (3.37)$$

Substituindo (3.37) em (3.35) conclui-se que $\varepsilon_{T_L}(0) = 0$ em consequência do polo localizado na origem.

Considerando agora uma entrada na carga do tipo rampa na forma: $T_L(s) = 1/s^2$ e substituindo em (3.35), o erro em regime permanente para um controlador PI é:

$$\varepsilon_{T_L}(0) = \frac{1}{k_t k_{i,n}} \quad (3.38)$$

Nesta condição o erro em regime para uma entrada em rampa é não nulo e constante, podendo ser reduzido aumentando-se o ganho $k_{i,n}$. Outro ponto a ser considerado é o valor de k_t que caso seja um valor elevado, o erro para uma entrada em rampa pode ser considerado pequeno. Uma opção para tornar este erro nulo para entrada em rampa é a inserção de mais um polo na origem, ou seja, inserir mais um integrador no sistema, dado por:

$$C_n(s) = k_{p,n} \frac{s + \frac{k_{i,n}}{k_{p,n}}}{s^2} \quad (3.39)$$

Substituindo (3.39) em (3.35) chega-se a um erro em regime permanente nulo para uma variação de carga do tipo rampa.

Analisado o tipo de controlador a ser utilizado para se obter um erro de velocidade nulo para diferentes variações de carga, neste momento, será analisado o erro de velocidade frente a variações na velocidade de referência. Assim, analisando o segundo termo da equação (3.34) após a igualdade, que relaciona o erro de velocidade com a

velocidade de referência n^* e aplicando o teorema do valor final na relação $\varepsilon_{n^*}(s)/n^*(s)$:

$$\varepsilon_{n^*}(s) = \frac{2\pi(Js + D)}{2\pi(Js + D) + 60C_n(s)k_t} n^*(s). \quad (3.40)$$

Aplicando a mesma análise considerando uma entrada do tipo degrau e um controlador PI dado em (3.37), chega-se a um erro em regime nulo. Para uma entrada de referência em rampa este erro é dado por:

$$\varepsilon_{n^*}(0) = \frac{2\pi D}{60k_t k_{i,n}} \quad (3.41)$$

Neste caso, o erro em regime se torna nulo, se for usado um controlador PI com polo duplo na origem.

A abordagem da escolha do controlador apresentada acima foi baseada no princípio do modelo interno de Francis e Wonham (1976). Conhecendo os parâmetros da planta é possível realizar a sintonia do controlador, no entanto em alguns casos estes parâmetros não se encontram disponíveis e/ou são de difícil obtenção experimental.

Contudo, há abordagens experimentais de sintonia de controladores. Ziegler e Nichols (1942) propuseram uma técnica baseada na resposta experimental ao degrau. Essas regras de sintonia podem ser aplicadas ao projeto de controladores de sistemas com modelos matemáticos conhecidos ou desconhecidos (OGATA, 2002). Outros métodos como os propostos por Cohen e Coon (1953) e Chien, Hrones e Reswick (1952) são citados em (ASTRÖM & HÄGGLUND, 2005).

3.6 CONCLUSÕES PARCIAIS

Neste capítulo foi apresentada a metodologia de projeto dos controladores das malhas de corrente e velocidade do motor PMBLDC. Foi realizada uma revisão da estratégia de modulação SVM usada para controlar o inversor VSI trifásico. Um método para obtenção da velocidade e posição angular do rotor a partir dos sinais gerados pelos sensores Hall de posição foi proposto. Dois tipos de controladores foram apresentados para controlar as correntes do motor no sistema de coordenadas síncronas: PI-SRF e PI-MRI. Apesar do maior esforço computacional, o controlador PI-MRI deve ser uma solução promissora para elevadas frequências de operação do motor.

Para a malha de velocidade foi analisado o erro frente variações de carga e referência na forma de degrau e rampa. A partir do erro em regime de velocidade foi possível

escolher o controlador que melhor reproduz o sinal de referência sem erro em regime.

4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A aplicação de técnicas de controle digital permite a implementação de sofisticadas leis de controle, levando em consideração não linearidades, variações paramétricas ou tolerâncias, e ainda o desenvolvimento de técnicas de auto-teste e/ou auto-sintonia (“*self-tuning*”) de difícil implementação por meio de técnicas analógicas. Outra importante vantagem é quanto a flexibilidade do controlador digital, permitindo ao projetista modificar a estratégia de controle, ou ainda, reprogramar totalmente o algoritmo de controle sem a necessidade de modificações significativas no *hardware*. Outro fator de destaque é a elevada tolerância a ruídos e ausência dos efeitos de envelhecimento ou temperatura sobre o componente do circuito de controle comuns em circuitos de controle analógicos (BUSO & MATTAVELLI, 1996).

Embora o preço da maioria dos bens e serviços tenha aumentado, o custo de circuitos digitais continua a cair. Avanços em integração de circuitos em muito grande escala (*Very Large Scale Integration*) (VLSI) têm permitido a fabricação mais rápida, melhor e mais confiável de circuitos integrados proporcionando preços mais baixos (FADALI, 2009).

Pelo exposto, e devido a disponibilidade, optou-se por desenvolver os controladores digitais do protótipo implementado em laboratório em um DSC da Texas Instruments. Serão descritos neste capítulo o DSC utilizado, os transdutores de corrente e tensão, bem como o circuito de condicionamento de sinais. Resultados experimentais são apresentados para os controladores de corrente PI-SRF e PI-MRI e para o controlador de velocidade.

4.1 MOTOR PMBLDC

O motor PMBLDC utilizado neste trabalho foi HPM05K-4Q-PZ da *Golden Motor* com 5 kW de potência nominal e velocidade nominal de 3532 rpm. Este motor tem aplicações em: carros, motocicletas, triciclos, carros de golf, empilhadeiras e bar-

cos elétricos. As principais características deste motor são apresentadas a seguir e na Tabela 8 (GOLDEN MOTOR, 2011a), (GOLDEN MOTOR, 2011b) e (GOLDEN MOTOR, Acessado em: 29/06/2012):

- Projeto compacto;
- Resistente a água;
- Auto refrigeração;
- Eixo de aço inoxidável;
- Carcaça em alumínio.

Tabela 8: Características do motor PMBLDC utilizado.

Parâmetro	Valor
Resistência por fase	6,2 $m\Omega$
Indutância por fase	68 μH
Tensão de alimentação	48 V
Potência Nominal	5 kW
Diâmetro	206 mm
Comprimento	126 mm
Massa	11 kg
Máxima Eficiência	89,1%
Conjugado Máximo	13,92 Nm
Velocidade Nominal	3532 rpm
Número de Pólos	8
Número de Enrolamentos por fase	4
Corrente máxima para operação contínua	100 A
Tempo máximo de operação a 300 A	30 s

Na Figura 39 é apresentada a relação velocidade *versus* conjugado para uma faixa de velocidade de operação deste motor, conforme dados de ensaio disponibilizados pelo fabricante em Golden Motor (2011b). Nestes ensaios observa-se que para a velocidade máxima de 4021,7 rpm o conjugado é mínimo (0,79 Nm) e que com a redução da velocidade ocorre o aumento do conjugado. Assim espera-se um elevado conjugado de partida para o veículo elétrico.

Na Figura 40 é apresentada a relação entre o conjugado e as grandezas: corrente, potência de saída e eficiência do motor PMBLDC. Observa-se que para um conjugado superior a 2,10 Nm a eficiência do motor é superior a 80%. A relação entre a corrente e o conjugado apresenta boa linearidade, como pode ser observado na figura, sendo possível obter o valor do parâmetro $k_t = 0,1153 \text{ Nm/A}$.

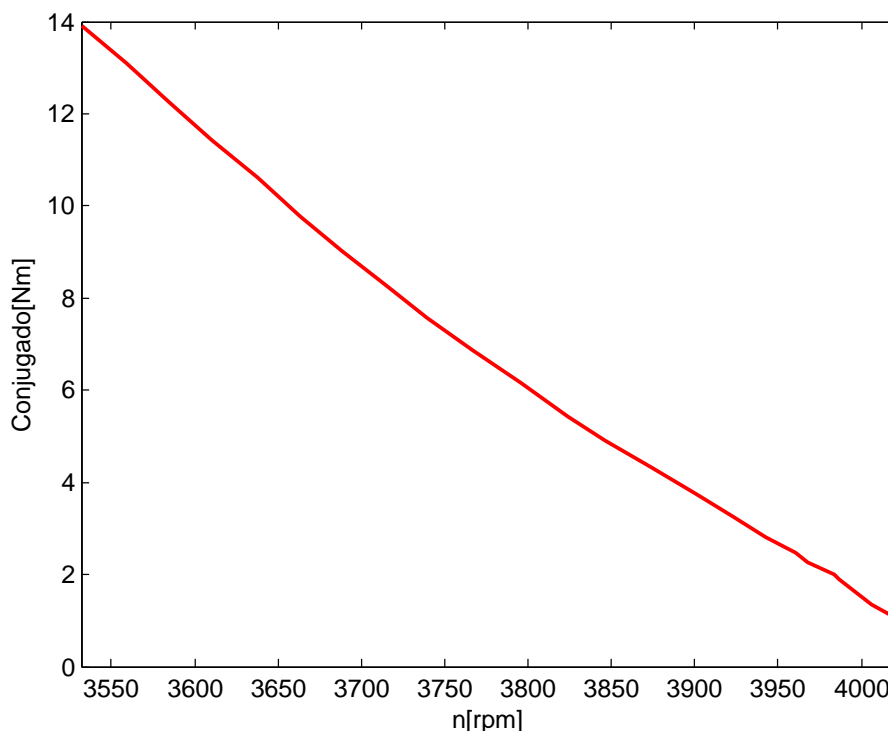


Figura 39: Curva velocidade *versus* conjugado do motor HPM05K-4Q-PZ.

A máxima corrente suportada por este modelo de motor é de 300 A desde que o tempo neste ponto de operação seja inferior a 30 s. Para operação contínua a corrente máxima não deve ser maior que 100 A (GOLDEN MOTOR, Acessado em: 29/06/2012).

4.2 CARACTERÍSTICAS DO DSC

Para implementação do controlador do conversor estático foi utilizado o DSC TMS320F28335 da Texas Instruments. A placa de desenvolvimento a qual está conectado o DSC é a eZdspTMF28335 da *Spectrum Digital*, apresentada na Figura 41. O TMS320F28335 é um dispositivo tão eficiente em tarefas matemáticas quanto um processador digital de sinais (*Digital Signal Processor*) (DSP) e apresenta *hardware* periféricos normalmente encontrados em microcontroladores, o que o figura como um DSC. Este DSC possui um processador de ponto flutuante de 32 bits (IEEE 754 *floating-point unit*), arquitetura Harvard, sendo muito eficiente para o desenvolvimento em linguagem C/C++ (Texas Instruments, 2012).

As principais características da placa e do DSC são citadas a seguir (Texas Instruments, 2012), (DIGITAL, 2007):

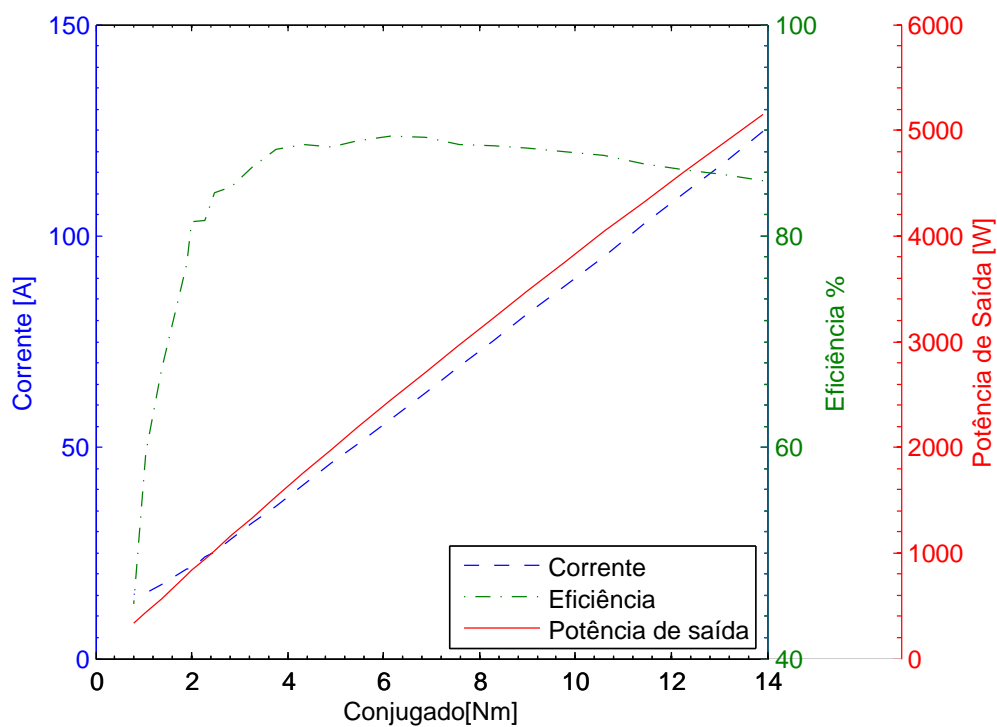


Figura 40: Relação entre conjugado e corrente, potência de saída e eficiência do motor HPM05K-4Q-PZ.

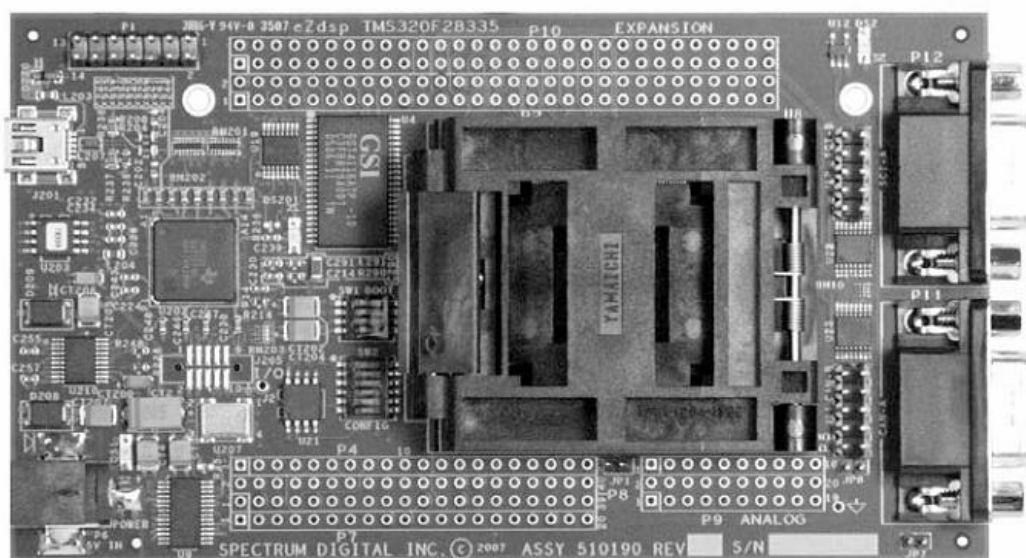


Figura 41: Fotografia do kit de desenvolvimento eZdsp™ F28335 (DIGITAL, 2007).

- Máximo ciclo de instrução 6,67 ns (150 MHz);
- Tensão de alimentação de 1,8 V/1,9 V Core e 3,3 V para I/O;
- Memória Flash *on-chip* 256k x 16;
- Memória SARAM 34k x 16;
- Memória OTP ROM 1K x 16;
- Rápida resposta à interrupção e rápido processamento;
- Watchdog Timer;
- Oscilador interno com suporte a modificações dinâmicas no PLL;
- Chave de segurança contra engenharia reversa de 128 bit para acessos à Flash / OTP / RAM;
- Até 18 PWM de saída e até 6 PWM de alta resolução;
- Até 6 entradas para captura de eventos externos;
- Até 8 timers de 32 bits;
- Três CPU Timers de 32 bits;
- Comunicação:
 - Até 2 módulos CAN;
 - Um módulo SPI;
 - Até 3 módulos SCI (UART);
 - Até 2 módulos McBSP (Configurável como SPI);
 - Um barramento I2C.
- 16 Canais de analógico/digital (A/D) de 12 bits com taxa de conversão de 80 ns, com multiplexador de 2×8 canais, aquisição individual ou simultânea com referência externa ou interna;
- 88 pinos de I/O;
- 8 Interrupções externas;
- Memória SRAM de 256k bytes *off-chip*;

- Alimentação da placa em 5 V;
- Controlador USB JTAG embarcado na placa;
- Oscilador externo de 30 MHz, com uso do PLL chegando a 150 MHz internamente;
- Conector para RS-232 e CAN 2.0 na placa.

A utilização de alguns desses periféricos na implementação do protótipo será descrita nas seções seguintes deste capítulo. No entanto, maiores informações sobre o funcionamento e utilização de cada um dos periféricos do DSC podem ser encontradas no site da Texas Instruments (<http://www.ti.com>).

4.3 CARACTERÍSTICAS DO CONVERSOR TRIFÁSICO

Nos testes em laboratório foi utilizado o conversor eletrônico da SEMIKRON[®] fabricado pela SEMISTACK[®] modelo SKS200B6CI73V03. A máxima corrente eficaz de saída do módulo é de 200 A com potência aparente máxima de 73 kVA. A entrada do conversor está conectada diretamente ao barramento CC composto por doze capacitores eletrolíticos em paralelo com 2.200 $\mu F/350 V$ cada, formando um capacitor equivalente de 26.400 $\mu F/350 V$.

A saída do módulo, ou seja, o inversor trifásico, é composto por seis módulos SKM200GB063D na configuração de meia ponte, sendo dois por fase e em paralelo. Cada interruptor do módulo IGBT tem capacidade máxima de corrente de coletor, I_c , de 200 A (à 80 °C no ambiente) e tensão máxima entre coletor-emissor de 600 V, além de um $V_{CE(sat)}$ típico de 1,05 V. No entanto, os diodos em antiparalelo com os IGBT possuem capacidade máxima de 130 A (à 80 °C no ambiente). Os tempos de entrada de condução e de corte são $t_{d(on)} = 140 ns$ e $t_{d(off)} = 442 ns$, respectivamente. Os interruptores de potência são disparados pela aplicação de sinais de tensão entre os terminais porta-emissor (*gate-emitter*), V_{GE} , de +15 V para condução e -7 V para corte, sendo estes níveis de tensão supridos pelo *driver* modelo SKHI22A. Cada *driver* aciona dois módulos de IGBT SKM200GB063D e será descrito adiante.

Para implementação em bancada utilizou-se um retificador para alimentar o barramento CC por meio de uma ponte monofásica modelo SKB72/12, com capacidade para 70 A e tensão máxima de 1200 V. Um autotransformador de potência aparente de 1,5 kVA e regulação de 0 a 206 V foi conectado à ponte retificadora de entrada para

alimentar o circuito de potência. Vale ressaltar que quando aplicado ao veículo elétrico a ponte retificadora conjuntamente com o autotransformador serão substituídos por um conjunto de baterias ou por um barramento CC alimentado por baterias por meio de um conversor.

4.4 CIRCUITOS DE INTERFACE ENTRE O CONVERSOR E O DSC

Devido aos níveis de tensão e corrente suportados pelo DSC serem diferentes dos níveis fornecido pelos transdutores, faz-se necessária a utilização de circuitos de interface entre o DSC e as grandezas elétricas medidas e o acionamento do circuito de potência. Para medição das grandezas, são utilizados sensores de corrente e tensão que após condicionadas e tratadas são discretizadas pelos conversores A/D do DSC. Os pulsos PWM gerados internamente pelo DSC são também condicionados aos níveis adequados para o *driver* de disparo dos interruptores.

Na Figura 42 é exibido o diagrama esquemático do sistema experimental. O barramento CC é alimentado por uma ponte retificadora de onda completa que está conectada ao autotransformador. Os sinais da tensão do barramento e correntes trifásicas do motor são medidas por meio de transdutores que, após condicionados pela placa de condicionamento, desenvolvida em (GARCIA, 2010), fornecem ao A/D do DSC os níveis de tensão proporcionais às variáveis medidas. Um circuito de proteção verifica os níveis máximos de tensão do barramento e corrente por fase e caso estes valores máximos estabelecidos sejam ultrapassados, geram-se sinais de falha, que são multiplexados com os sinais de falhas provenientes dos *drivers* de disparo, gerando um único erro que aciona o pino TRIP do DSC que realiza a abertura dos interruptores.

Com os sinais medidos digitalizados, estes são processados e utilizados no algoritmo de controle para gerar os pulsos de PWM. Os sinais de disparo dos interruptores passam por um *transceiver* unidirecional na placa de condicionamento desenvolvida em (ALMEIDA, 2011), que após condicionados pelo *buffer* e pelo *driver* disparam os dispositivos semicondutores de potência.

4.4.1 MEDIÇÃO DE GRANDEZAS

A precisão das grandezas medidas depende do tipo de transdutor utilizado e do número de bits do conversor A/D. Serão utilizados neste trabalho sensores de efeito Hall para medição das correntes sintetizadas pelo conversor e tensão do barramento.

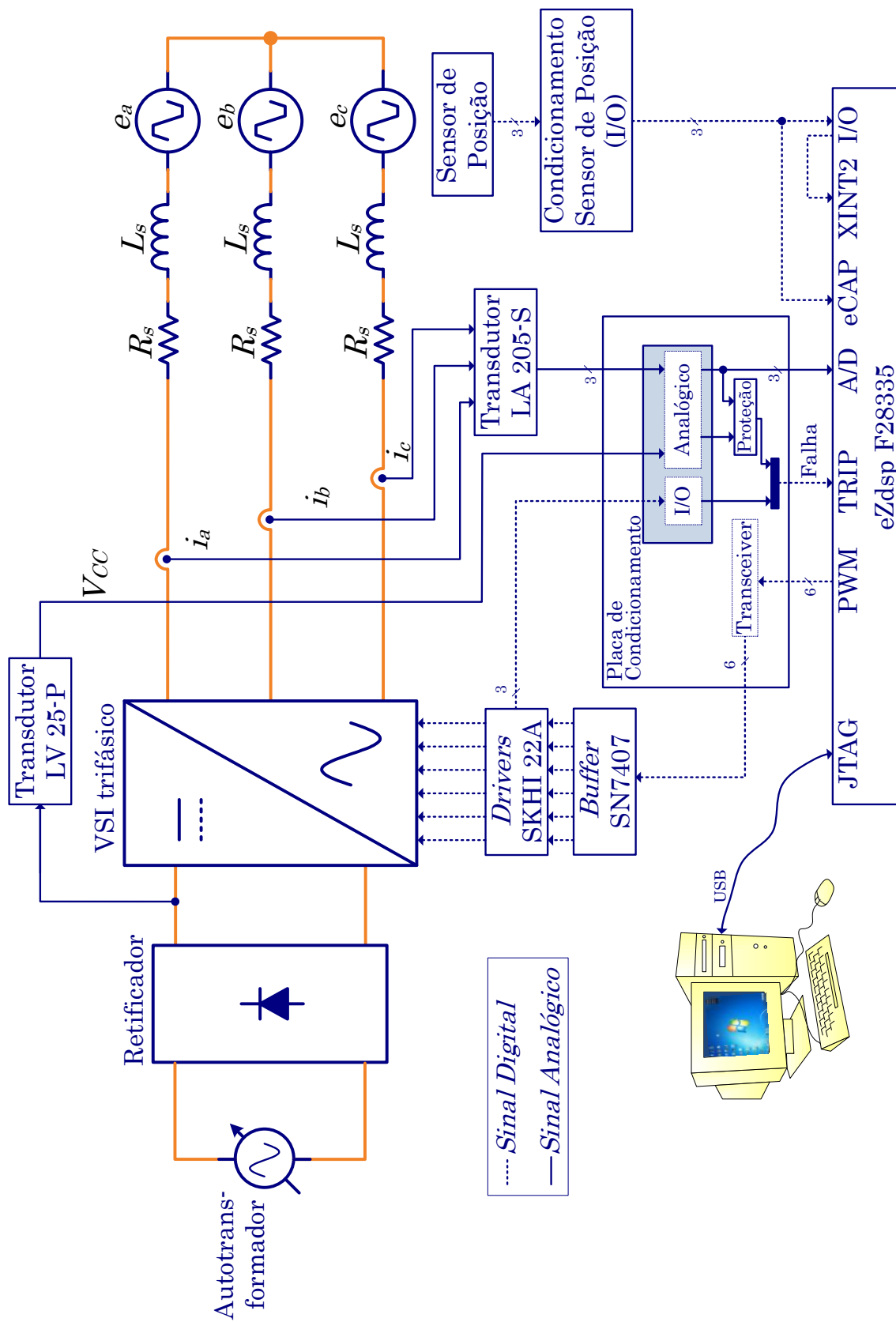


Figura 42: Diagrama esquemático do sistema experimental implementado no laboratório.

Este tipo de sensor apresenta excelente precisão, ótima linearidade e tempo de resposta, ampla banda de passagem, elevada imunidade a interferências externas e temperatura, além de capacidade de sobrecarga e baixos distúrbios de modo comum (LEM, LV 25-P), (LEM, LA 55-P).

4.4.1.1 TRANSDUTOR DE TENSÃO

O transdutor de tensão utilizado para medição da tensão do barramento CC foi o LV25-P da empresa LEM, em que as principais características são apresentadas na Tabela 9.

Tabela 9: Principais características do transdutor de tensão.

Parâmetro	Valor
Tensão de medição	10 .. 500 V
Corrente primária nominal (RMS)	10 mA
Intervalo de medição da corrente primária	0 .. ± 14 A
Corrente secundária nominal (RMS)	25 mA
Taxa de conversão	2500 : 1000
Tensão de alimentação ($\pm 5\%$)	± 12 .. 15 V

Este transdutor converte uma elevada tensão para níveis de sinais de tensão mais baixos e com isolamento entre o lado de alta tensão para o lado de baixa tensão (ASSOCIATES, LV 25-P). Na Figura 43 é apresentado um circuito equivalente deste sensor. A corrente i_1 implica em uma corrente i_2 com características de fonte de corrente e razão de ganho de 2500:1000. A corrente que flui entre os terminais $HT+$ e $HT-$ é limitada pelo resistor R_1 . Uma resistência de medição, R_{out} , deve ser conectada entre a saída em corrente do transdutor e a referência do circuito de condicionamento, assim a tensão de saída será proporcional a tensão de entrada, V_{CC} . Após condicionada a tensão, está é comparada com um nível de tensão máximo previamente estabelecido, de forma que caso a tensão medida ultrapasse este valor estabelecido, um sinal de erro é enviado ao DSC.

4.4.1.2 TRANSDUTORES DE CORRENTE

Para a medição das correntes de fase do motor foi empregado o sensor LA 55-P da LEM, cujas principais características são apresentadas na Tabela 10. A saída deste sensor é em corrente assim como o sensor de tensão, sendo necessária a conexão de uma resistência de medição.

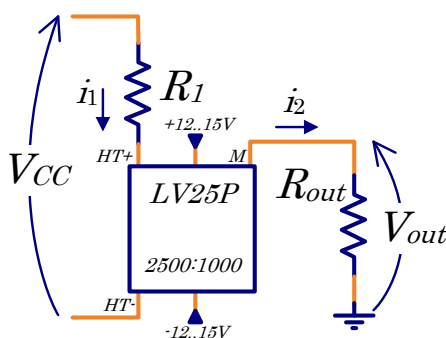


Figura 43: Circuito equivalente do sensor de Tensão LV 25-P.

Tabela 10: Principais características do transdutor de corrente.

Parâmetro	Valor
Corrente primária nominal (RMS)	200 A
Intervalo de medição da corrente primária	0 .. ± 300 A
Corrente secundária nominal (RMS)	100 mA
Taxa de conversão	1 : 2000
Tensão de alimentação ($\pm 5\%$)	± 12 .. 15 V

4.4.1.3 TRANSDUTORES DE POSIÇÃO

Uma abordagem sobre a aplicação de sensores Hall para aquisição da posição do rotor foi apresentada na Seção 2.5.1. Em testes foi possível verificar que a saída do sensor Hall é do tipo coletor aberto e que o sensor é alimentado em 5 V, segundo o fabricante.

Um circuito para o condicionamento dos sinais dos sensores Hall foi projetado. As tensões de saída do circuito de condicionamento são isoladas opticamente e com níveis de tensão compatíveis com o DSC. Maiores detalhes sobre o circuito de condicionamento dos sinais do sensor Hall para medição da posição do rotor são apresentados na Figura 71 do Apêndice B.

4.4.1.4 CIRCUITO DE CONDICIONAMENTO DE SINAIS ANALÓGICOS

As correntes e tensão medidas pelos sensores de efeito Hall necessitam de um tratamento analógico antes de serem lidas pelo conversor A/D do DSC. Para adequação deste sinais, utiliza-se de amplificadores operacionais para ajustar a amplitude de maneira a obter uma máxima excursão da variável medida entre os limites máximo e mínimo do A/D o que proporciona máxima exatidão na conversão minimizando erros

de quantização.

Nos sensores de corrente, a tensão de saída excursiona entre valores positivos e negativos. No entanto, os A/D do TMS320F28335 lê valores entre 0 e 3V. Neste caso deve-se somar a este sinal um *offset* na placa de condicionamento, evitando excursões negativas de tensão. Após a conversão pelo A/D este *offset* deve ser subtraído do valor digitalizado.

O circuito de condicionamento de sinal inclui filtros passa-baixas para eliminar ruídos de altas frequências dos sinais medidos. Os sinais medidos são comparados com os sinais máximos permitidos previamente e caso os níveis de corrente e tensão sejam superiores aos valores pré-estabelecidos um sinal de falha é gerado para o pino TRIP do DSC. Os circuitos de condicionamento estão disponíveis no Apêndice B, Figuras 68 e 69.

4.4.2 ACIONAMENTO DO INVERSOR

Para a correta comutação dos interruptores semicondutores de potência são necessários níveis de tensão adequados entre os terminais porta-emissor, V_{GE} . O circuito utilizado para garantir estes níveis de tensão entre V_{GE} é chamado de *driver*. Neste trabalho foi utilizado como *driver* o módulo SKHI 22A da SEMIKRON, onde as principais características estão dispostas na Tabela 11.

Tabela 11: Principais características do SKHI 22-A.

Parâmetro	Valor
Tensão de alimentação típica	15 V
Tensão do sinal de entrada (<i>on/off</i>)	15/0 V
Tensão de saída condução/corte	+15/17 V
Taxa de conversão	1 : 2000
Tempo de propagação típico da entrada para saída (<i>on</i>)	1 μ s
Tempo de propagação típico da entrada para saída (<i>off</i>)	1 μ s
Máxima frequência de comutação	50 kHz

Entre outras características do *driver* destacam-se: (i) geração de tempo morto; (ii) entrada compatível com CMOS; (iii) *driver* duplo para módulos IGBT de meia ponte; (iv) proteção contra curto circuito pelo monitoramento de V_{CE} ; (v) proteção contra subtensão na alimentação (13 V); (vi) isolamento por transformador e (i) retenção do erro por *latch*.

Os níveis lógicos de saída do DSC são de 0 V para nível baixo e 3,3 V para

nível alto, não sendo compatíveis com o SKHI 22-A, conforme Tabela 11. Por este motivo é necessário o uso de *buffers* para fazer a interface entre o DSC e o *driver*. Foram utilizados seis *buffers* com saída em coletor aberto do circuito integrado (CI) SN7407, fornecendo uma tensão de saída de 0 ou 15 V, compatível com o *driver*. Os sinais de falha provenientes do *driver* são condicionados e multiplexados. O diagrama esquemático do circuito descrito é apresentado na Figura 70 do Apêndice B.

4.5 PROGRAMAÇÃO DO DSC

O monitoramento das correntes e tensão, controle, configuração e inicialização do sistema e dos periféricos foram implementadas no DSC. A programação foi realizada no ambiente do *Code Composer StudioTM V3.3* da Texas Instruments.

Na Figura 44 é exibido o fluxograma com a lógica do programa implementado. O programa inicia com a declaração de variáveis necessárias ao algoritmo. No início as interrupções são desativadas para que durante a configuração não ocorram interrupções. A configuração da memória *Flash* é feita para que o programa seja armazenado na memória *Flash*, isto se faz necessário caso o programa exceda o tamanho máximo da memória RAM.

Acompanhando a Figura 44, a aquisição do A/D é configurada para ser cíclica com tempo de 80 ns por conversão. Na sequência os periféricos PWM, *Timer*, eCAP, TRIP e GPIO são configurados. O PWM trifásico é configurado para uma frequência de comutação de 50 kHz. A interrupção do TIMER0 ocorre a uma frequência de 10 kHz, quando é processado o algoritmo de controle. Foi configurado o procedimento a ser adotado para os interruptores caso ocorra uma falha no sistema. Em caso de falhas de sobretensão, sobrecorrente ou nos *drivers* um sinal de nível lógico baixo é gerado e enviado ao pino TRIP do DSC que envia os sinais para abrir todos os IGBT do inversor evitando maiores danos ao circuito de potência. O periférico TRIP possui rápida resposta em caso de erro sem necessidade de aguardar a ativação da interrupção. A configuração das portas de uso geral (*General Purpose I/O*) (GPIO) determina quais pinos do DSC são entradas ou saídas digitais, A/D, interrupções externas, entre outras configurações. Após realizadas as configurações iniciais as interrupções são configuradas e habilitadas.

No momento da partida do motor a posição do rotor é desconhecida, sendo necessária uma leitura inicial da posição para se determinar o valor de $\theta_e(0)$ aproximado. Feito isso o programa entra em um laço infinito em que realiza a operação de XOR entre os

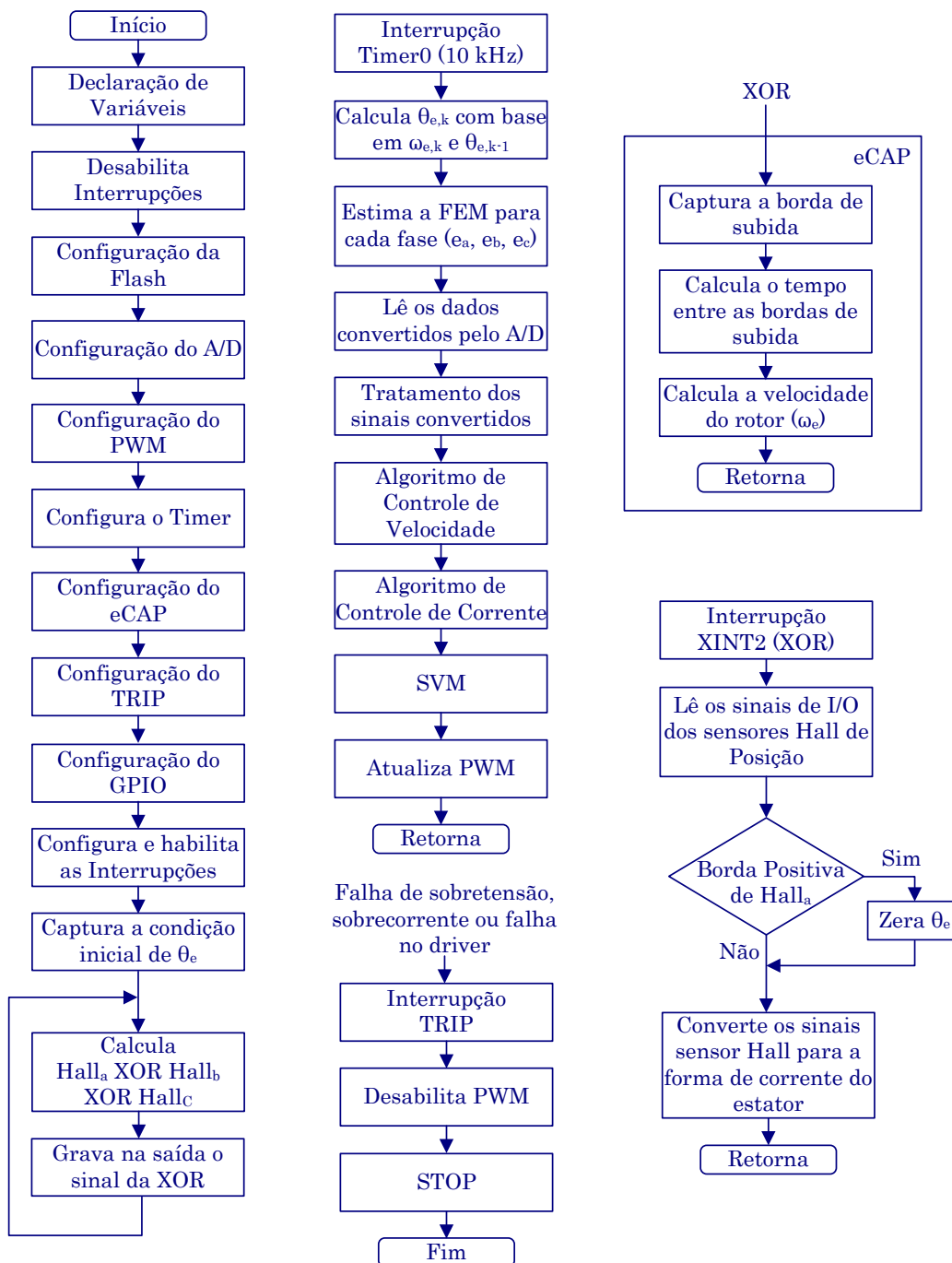


Figura 44: Fluxograma do programa implementado no DSC.

três sinais dos sensores de efeito Hall de posição.

A cada intervalo de $100 \mu s$ ocorre a interrupção gerada pelo Timer0, que desabilita temporariamente novas interrupções. O ângulo θ_e é calculado integrando a variável ω_e e tem sua defasagem corrigida, conforme abordado na Seção 3.3. Os valores de e_a , e_b , e_c referente a FEM são estimados com base na velocidade, posição angular do rotor e nos valores armazenados em uma tabela (*Look up Table*). As correntes de fase do motor são lidas e tratadas, corrigindo-se o *offset* e ajustando a amplitude. O algoritmo de controle de velocidade e corrente realiza a regulação utilizando os dados das correntes, posição e velocidade do rotor, que após determinada a ação de controle é enviada ao algoritmo do SVM que calcula os tempos de condução de cada interruptor atualizando o PWM e liberando o DSC para receber novas interrupções.

O sinal da operação XOR do laço principal aciona o eCAP a cada borda positiva do sinal, que calcula o tempo entre as bordas estimando a velocidade do rotor, ω_e . Este mesmo sinal da XOR entra na porta de interrupção externa XINT2 que detecta tanto bordas de subida quanto de descida. A cada transição dos sinais do sensor Hall de posição estes são lidos e a forma de onda das correntes de referência são atualizadas necessitando ainda de um ganho em amplitude dado pelo controlador de velocidade. A cada transição de borda de subida do sensor $Hall_1$ o ângulo θ_e é zerado pelos motivos expostos na Seção 3.3.

4.6 SISTEMA EXPERIMENTAL

As conexões entre inversor, motor, DSC, drivers, fontes auxiliares, transdutores e placas de condicionamento foram feitas conforme o diagrama esquemático da Figura 42. No eixo do motor PMBLDC foi conectado um motor de indução do tipo gaiola de $0,75 kW$, com alimentação em $220/380 V$ e velocidade nominal de $1720 rpm$. O motor de indução acionado por um inversor foi utilizado para levantar os dados da curva de tensão contra-eletromotriz e sinais dos sensores Hall de posição, com o motor PMBLDC operando como gerador. Estes dados ajudam na identificação das fases e dos sinais dos sensores de efeito Hall.

Com o motor PMBLDC trabalhando como motor, o motor de indução foi utilizado como carga variável sendo frenado pela aplicação de corrente CC em dois dos terminais (BEATY, 2001), permitindo a inserção de perturbações de carga no eixo do motor PMBLDC.

O ganho máximo de tensão do inversor VSI trabalhando sem sobremodulação é de $1,15 \cdot V_{CC}/2$, considerando uma tensão de barramento de 48 V a tensão de saída do inversor fica abaixo da tensão nominal do motor (BUSO & MATTAVELLI, 1996). Elevar a tensão do barramento para a tensão máxima de saída implica em uma elevada ondulação de corrente, devido ao baixo valor da indutância do motor e frequência de comutação. Na implementação a frequência máxima de comutação permitida foi de 50 kHz devido a limitação do *driver*.

4.6.1 IMAGENS DO SISTEMA EXPERIMENTAL

Na Figura 45 é exibido o protótipo montado em laboratório, com as partes designadas conforme se segue:

- I - Motor PMBLDC;
- II - Motor de indução;
- III - Inversor trifásico SEMIKRON;
- IV - *Drivers*;
- V - Autotransformador;
- VI - Ponte retificadora;
- VII - Placa de Condicionamento;
- VIII - Controlador digital de sinais (DSC);
- IX - Fontes auxiliares;
- X - Placa de condicionamento do sensor de posição;
- XI - *Buffer*;
- XII - Circuito de aquisição de dados analógicos do DSC (Filtro RC).

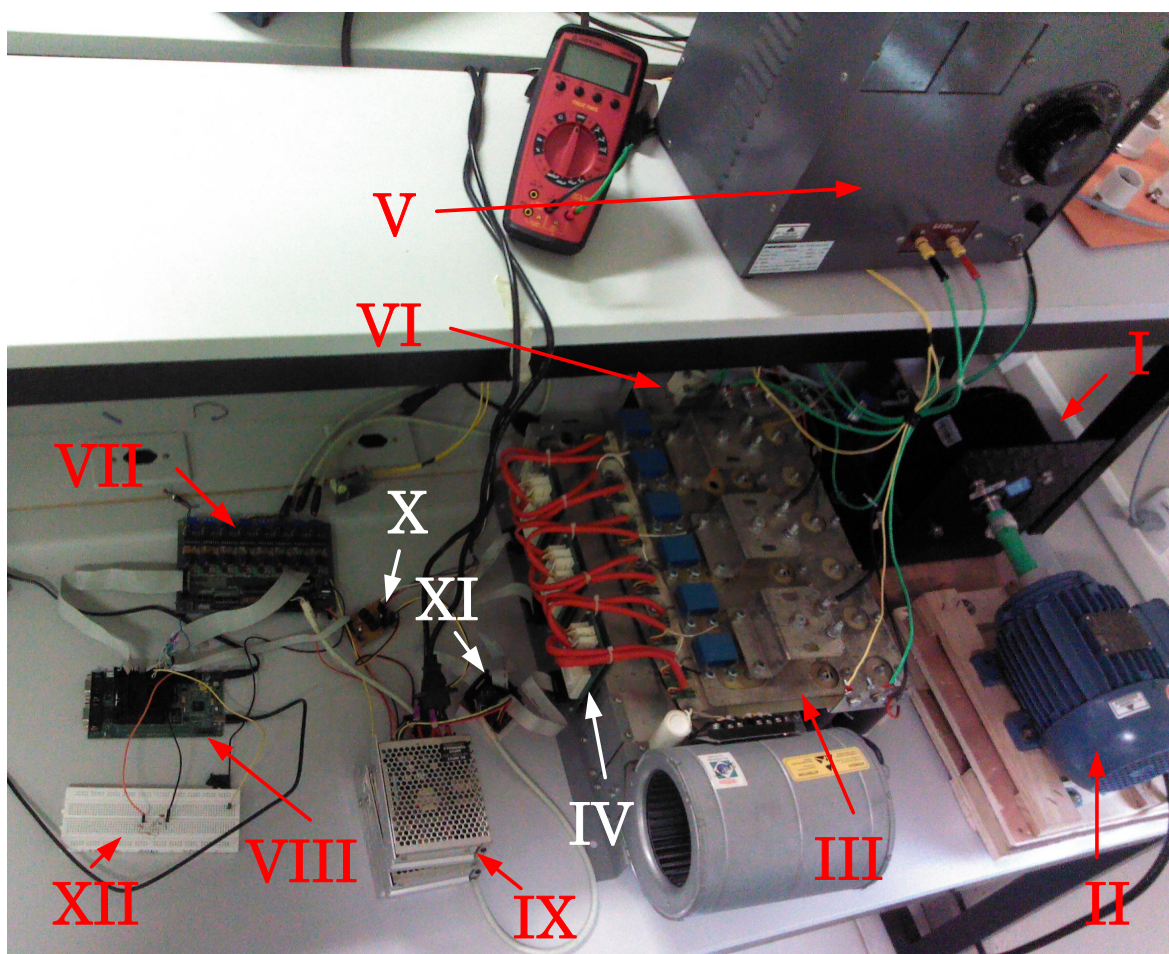


Figura 45: Fotografia do protótipo.

4.7 FORMA DE ONDA DA FEM E SINAIS DOS SENSORES HALL DE POSIÇÃO

Na Figura 46(a) são apresentadas as FEM de linha do motor PMSM operando a uma velocidade de 1000 *rpm* obtidas experimentalmente. A partir da FEM por linha é possível obter as FEM por fase e a partir dos sinais dos sensores Hall de posição obter as formas de onda das correntes que devem ser sintetizadas pelo conversor, conforme Figuras 46(b), (c) e (d), respectivamente. As formas de onda das FEM de linha e dos sinais dos sensores Hall de posição obtidas pelo osciloscópio estão disponíveis no Apêndice C, nas Figuras 72 e 73.

Apesar da forma de onda da FEM gerada exibida na Figura 46 não ser “totalmente” trapezoidal, em Infolytica (2012) um perfil da FEM muito semelhante ao apresentado anteriormente é considerado trapezoidal. Conforme mencionado na Seção 2.2.2 as bordas arredondadas observadas nas FEM geradas podem ser explicadas pela variação mais suave do fluxo no entreferro (SKVARENINA, 2002). De fato, o espectro harmônico da FEM mostrado na Figura 47 permite observar a presença de componentes harmônicas com amplitude significativa em relação a componente fundamental.

4.8 SINTONIA DO CONTROLADOR DE CORRENTE

Nesta seção serão apresentados os critérios e resultados da sintonia dos controladores de corrente. Inicialmente será abordado o controle PI-SRF sem compensação das FEM e depois com a compensação, em ambos os casos as variáveis i_d e i_q estão desacopladas. Em seguida os resultados do controle das correntes usando o controlador PI-MRI será apresentado e discutido.

4.8.1 CONTROLE DE CORRENTE EM COORDENADAS SÍNCRONAS SEM COMPENSAÇÃO DA FEM

Utilizando o método de sintonia do controlador de corrente apresentado na Seção 3.4.3, considerando uma ultrapassagem percentual de 5% e uma frequência natural $\omega_n = 10\omega_{e,NOM}$, chegam-se aos ganhos do controlador PI-SRF descritos na Tabela 12.

Tabela 12: Parâmetros do controlador PI.

Parâmetro	Valor
$k_{p,i}$	1,3824
$k_{i,i}$	14884,27

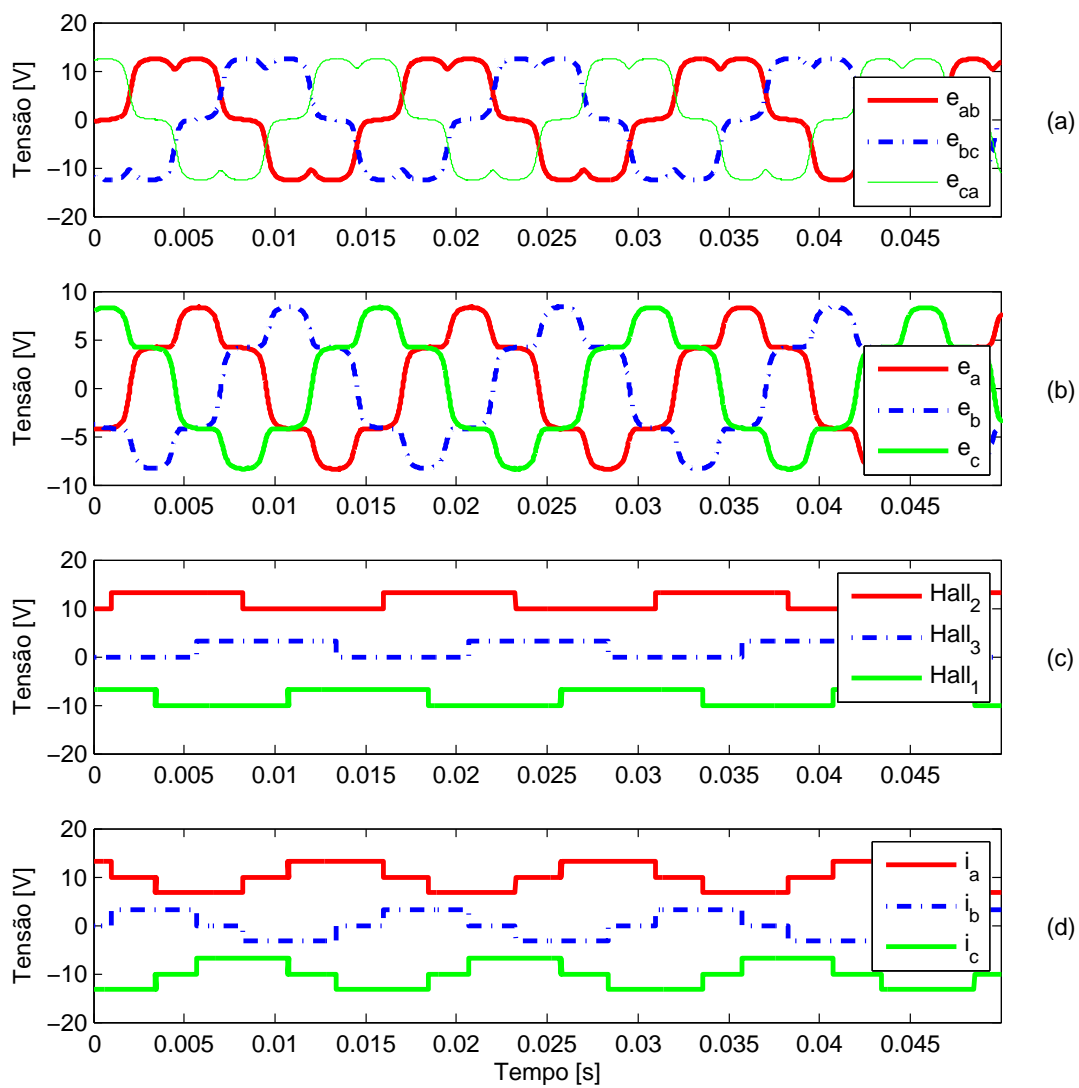


Figura 46: Formas de onda: (a)FEM por linha; (b)FEM por fase; (c) sinais do Sensor Hall de Posição; (d) sinais do sensor Hall processados. Para as formas de onda obtidas no osciloscópio, ver Figuras 72 e 73.

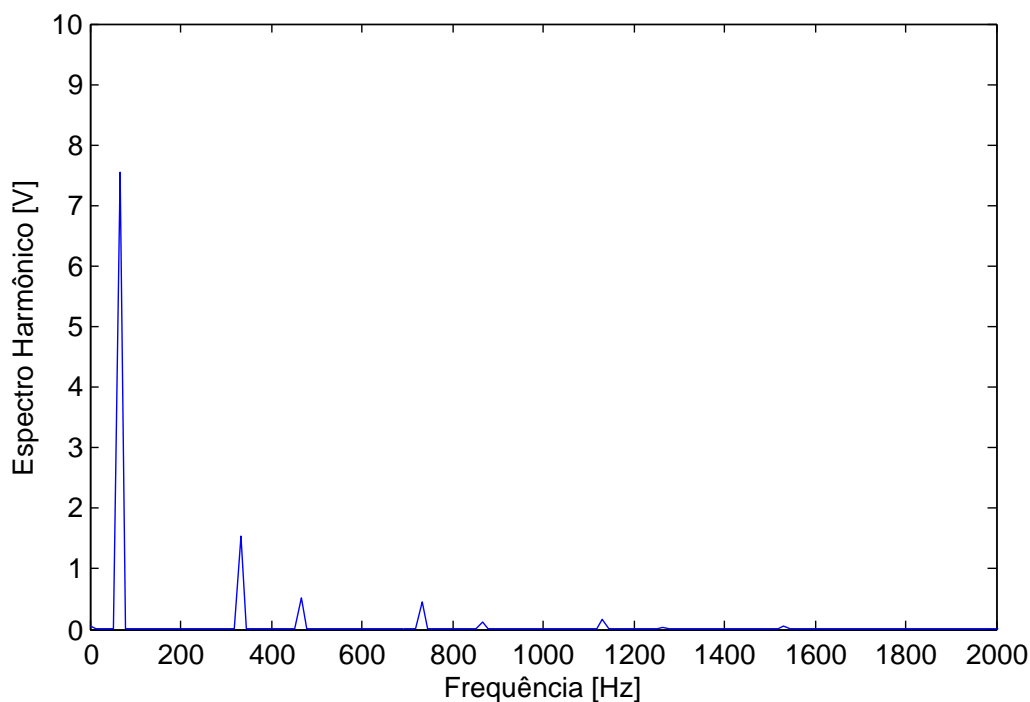


Figura 47: Espectro de frequência da FEM por fase com o motor PMBLDC operando a 1000 *rpm* ($f_e = 66,7$ *Hz* para a fundamental).

No entanto, para os ganhos do controlador da Tabela 12 a ação de controle é elevada e a corrente excede o valor máximo de 65 *A* permitido pelo sistema de proteção, gerando um sinal de falha. A corrente média é baixa, no entanto a ondulação de corrente é elevada devido ao baixo valor de L_s e baixa frequência de comutação para este valor de indutância.

Por este motivo foi necessário fazer uma relaxação da frequência natural do sistema compensado passando para $\omega_n = 2\omega_{e,NOM}$. A ultrapassagem percentual se manteve em 5% implicando em $\zeta = 0,69$. Cabe destacar que se a ponte retificadora e o autotransformador utilizados suportassem níveis de corrente condizentes com os requeridos pelo motor, o sistema de proteção poderia ser reajustado para valores de proteção maiores e não haveria necessidade de relaxação dos ganhos do controlador PI-SRF de corrente, ou ainda, se a frequência de comutação fosse maior as ondulações de corrente seriam reduzidas. Os ganhos para a nova sintonia dos controladores de corrente são apresentadas na Tabela 13.

Resultados experimentais para uma carga fixa e corrente de referência de 5 *A* são apresentados na Figura 48(a), para os ganhos dos controladores de corrente da Tabela 13. O algoritmo de estimação da posição elétrica do rotor descrito na Seção 3.3, tem seu resultado prático apresentado na Figura 48(b). O ângulo foi externado ao

Tabela 13: Parâmetros do controlador PI reajustado.

Parâmetro	Valor
$k_{p,i}$	0,2705
$k_{i,i}$	591,14

DSC por um canal de PWM com um filtro RC de primeira ordem. Nota-se que θ_e está em fase com a fundamental da corrente i_a , com valores entre 0 e 2π e apresenta boa linearidade. A corrente sintetizada apresenta características de uma onda retangular, porém com alguns afundamentos de corrente em decorrência das perturbações causadas pelas FEM e da alternância de condução das fases “b” e “c” nos ângulos de 90° e 270° na fase “a”. A velocidade do rotor é de 454,2 rpm.

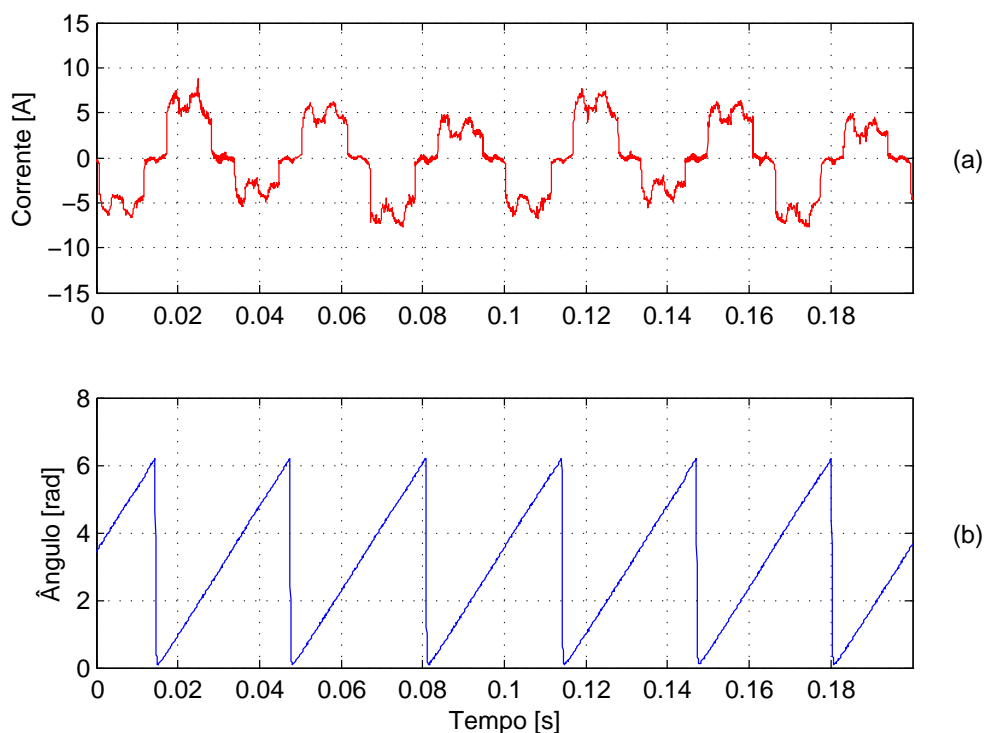


Figura 48: Corrente e posição angular no motor PMBLDC sem compensação da FEM: (a) Corrente na fase a; (b) Posição Angular Estimada. Para as formas de onda obtidas no osciloscópio, ver Figura 74.

A correção destes afundamentos na corrente é realizada compensando-se a tensão contra-eletromotriz, conforme os resultados que serão apresentados na seção seguinte.

4.8.2 CONTROLE DE CORRENTE EM COORDENADAS SÍNCRONAS COM COMPENSAÇÃO DA FEM

Na Figura 49(a), (b) e (c) são apresentadas as formas de onda da corrente i_a , posição angular θ_e e tensão contra-eletromotriz estimada da fase “a”, respectivamente, com o controlador de corrente compensando a FEM. A corrente de referência é de 5 A e a carga é a mesma do experimento anterior. A FEM e θ_e são externados pelo DSC por meio de dois canais de PWM que passam por um filtro RC de primeira ordem para eliminar as componentes de alta frequência devido a comutação, fazendo a conversão digital/analógico (D/A). A velocidade do rotor é de 506 rpm, havendo um aumento na velocidade de 11% em relação ao controle sem compensação da FEM para a mesma carga. Nota-se que a corrente está em fase com a tensão contra-eletromotriz. Os afundamentos de corrente foram mitigados devido a compensação da FEM.

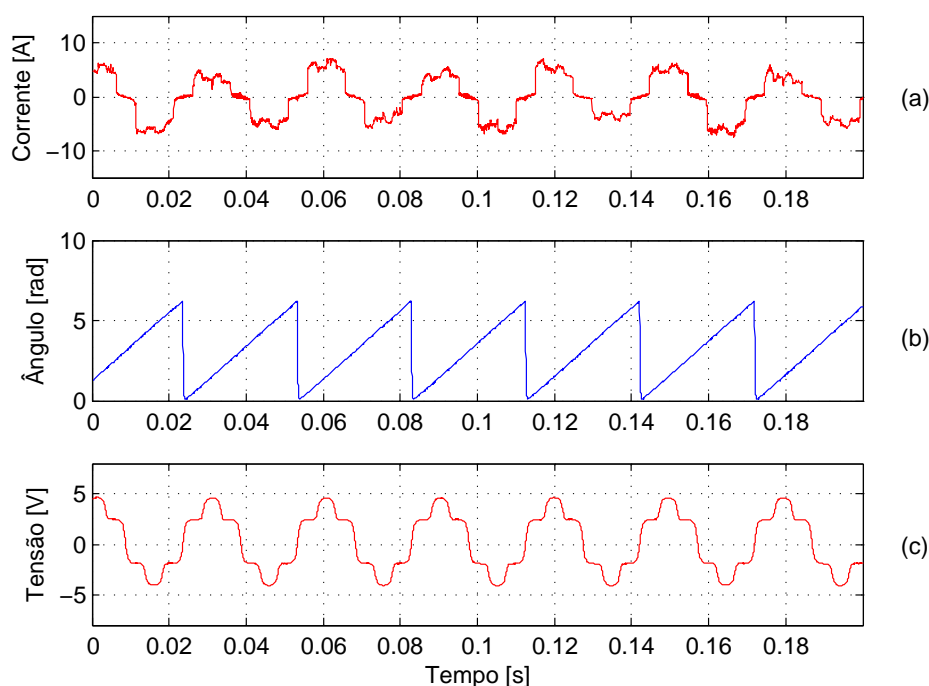


Figura 49: Compensação da FEM: (a) corrente na fase a; (b) posição angular estimada e (c) FEM estimada. Para as formas de onda obtidas no osciloscópio, ver Figura 75.

Na Figura 50 são apresentadas as formas de onda das correntes i_a , i_b e i_c do motor operando a 300 rpm, observa-se que estão defasadas de 120° elétricos com dois intervalos de 60° em que cada fase não conduz e dois intervalos de condução de 120° , sendo um dos intervalos com corrente positiva e outro com corrente negativa.

Nas Figuras 51 e 52 são exibidas as correntes de referência e as correntes medidas

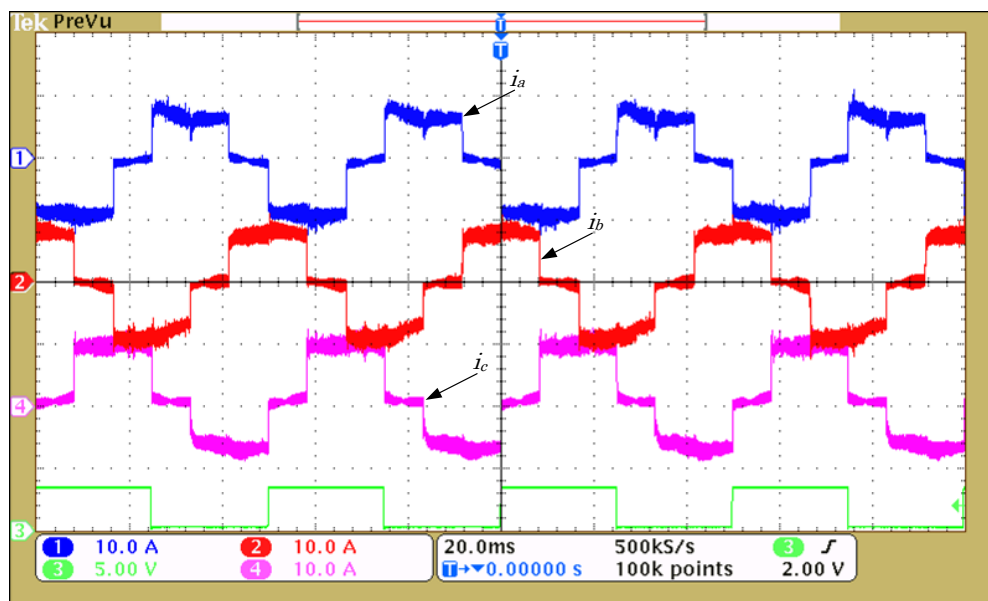


Figura 50: Correntes do motor PMBLDC a 300 *rpm* com controle PI-SRF: (a) fase *a*, (b) fase *b* e (c) fase *c*.

em eixo direto e de quadratura, respectivamente para uma velocidade de 300 *rpm*. A obtenção das formas de onda das correntes i_d e i_q internas ao DSC foi feita através de dois canais PWM com um filtro RC de primeira ordem. Observa-se que a corrente i_d sintetizada pelo conversor apresenta boa similaridade com a corrente de referência i_d^* . A corrente i_q^* possui valor médio negativo devido a transformação utilizada e descrita no Apêndice A, nota-se também um bom rastreamento da corrente de referência da corrente de quadratura.

Colocando o motor para operar a uma velocidade de 1000 *rpm* e carga reduzida, foram coletadas as correntes de referência e medidas para componentes de eixo direto e de quadratura conforme mostrado nas Figuras 53 e 54 respectivamente. Observa-se que para elevadas frequências de rotação o controlador PI-SRF não conseguiu rastrear com boa fidelidade o sinal de referência.

4.8.3 CONTROLE DE CORRENTE EM COORDENADAS SÍNCRONAS USANDO PI-MRI

A seguir serão apresentados os resultados práticos da implementação do controlador PI-MRI na malha de corrente. Os ganhos dos controladores foram ajustados de forma heurística e estão dispostos na Tabela 14.

Na Figura 55 são apresentadas as formas de onda das correntes por fase sintetizadas pelo conversor com o motor operando a 300 *rpm*. Comparando com a Figura 50 nota-se

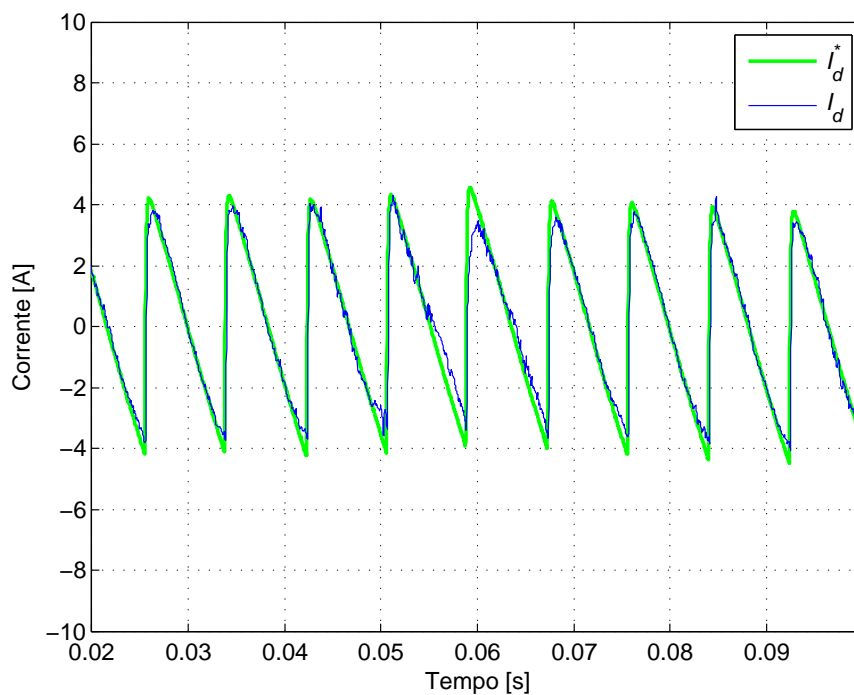


Figura 51: Corrente de eixo direto para uma velocidade de 300 *rpm* com controlador PI-SRF: referência e medido. Para as formas de onda obtidas no osciloscópio, ver Figura 76.

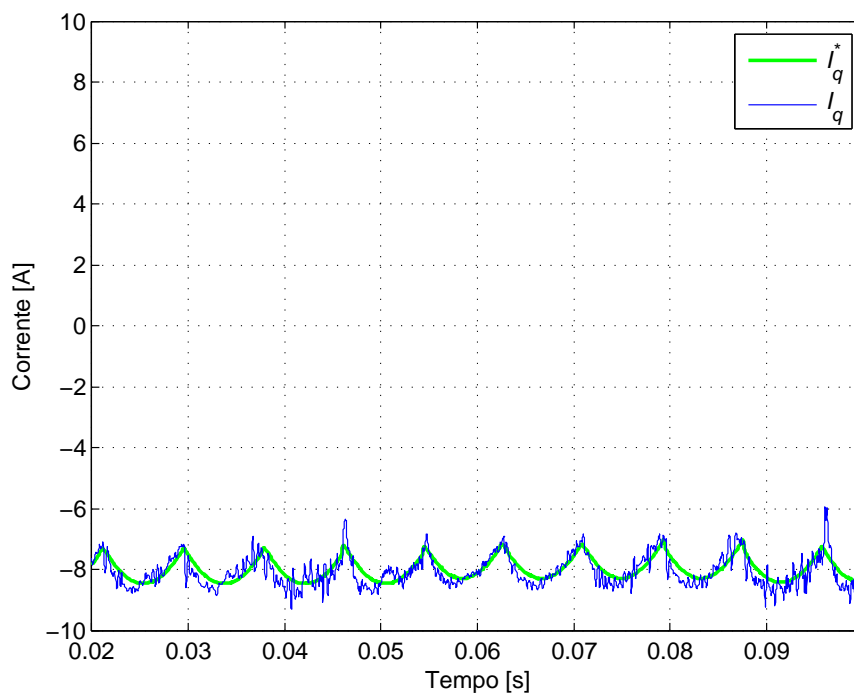


Figura 52: Corrente de eixo de quadratura para uma velocidade de 300 *rpm* com controlador PI-SRF: referência e medido. Para as formas de onda obtidas no osciloscópio, ver Figura 77.

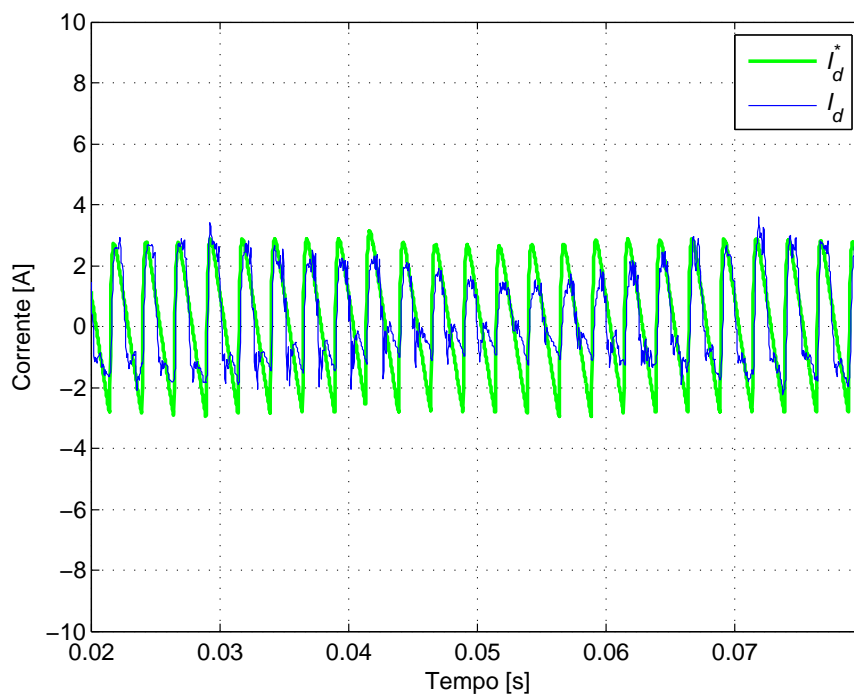


Figura 53: Corrente de eixo direto para uma velocidade de 1000 *rpm* com controlador PI-SRF: referência e medido. Para as formas de onda obtidas no osciloscópio, ver Figura 78.

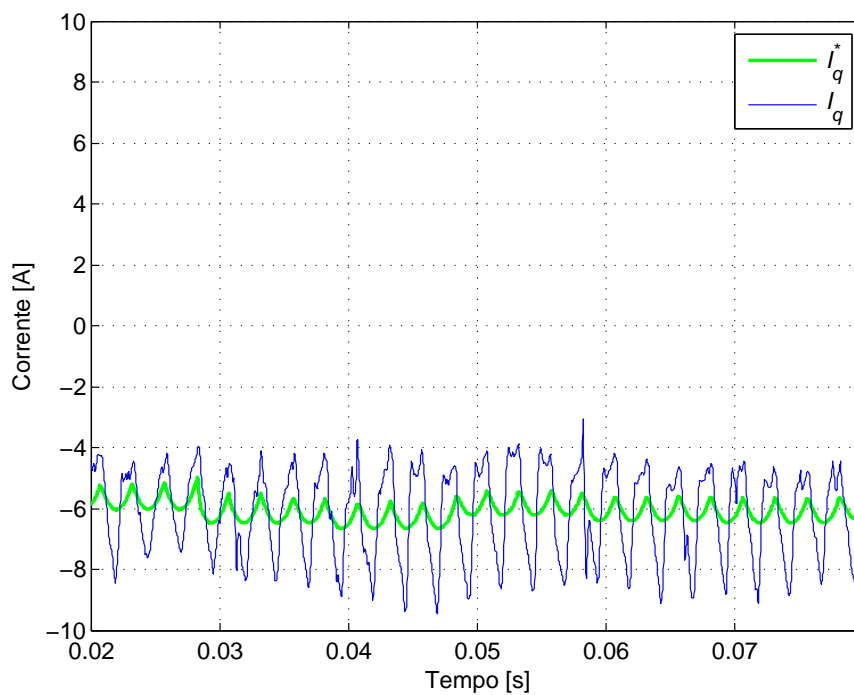


Figura 54: Corrente de eixo de quadratura para uma velocidade de 1000 *rpm* com controlador PI-SRF: referência e medido. Para as formas de onda obtidas no osciloscópio, ver Figura 79.

Tabela 14: Parâmetros do controlador PI-MRI.

Parâmetro	Valor
$k_{p,i}$	0,2
$k_{i,i}$	104,0
$k_{i6+,i}, k_{i6-,i}$	40,0
$k_{i12+,i}, k_{i12-,i}$	30,0

uma maior oscilação nas correntes para o controlador PI-MRI. As correntes de eixo direto e de quadratura são exibidas nas Figuras 56 e 57, respectivamente.

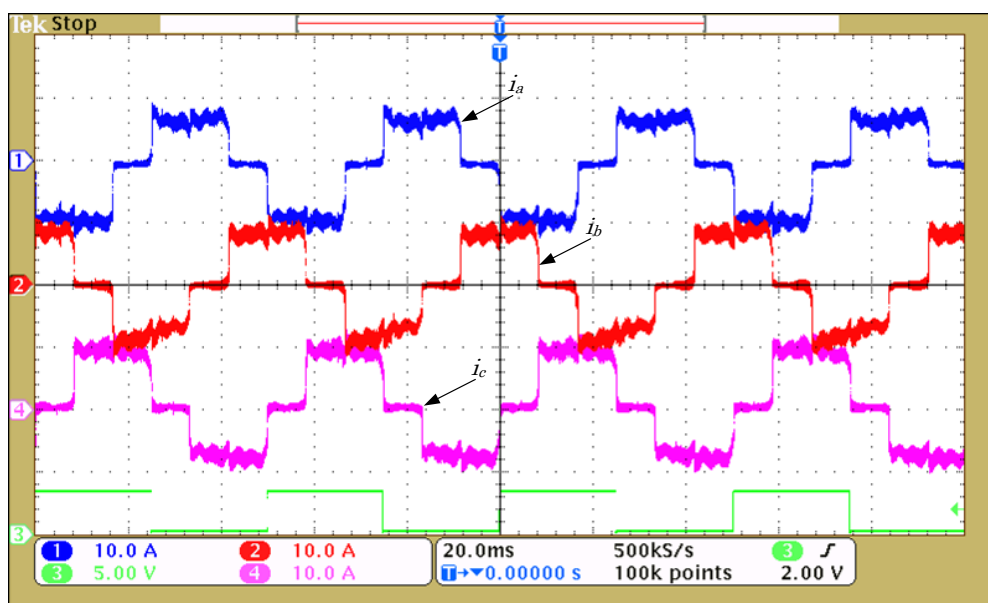


Figura 55: Correntes do motor PMBLDC a 300 *rpm* com controle PI-MRI: fase *a*, fase *b* e fase *c*.

Na Figura 58 é exibida a corrente de eixo direto e na Figura 59 a corrente de eixo de quadratura sintetizadas pelo conversor em ambas com o motor operando a uma velocidade de 1000 *rpm*. Não se observa significativa variação das amplitudes das correntes i_q entre os controles PI-MRI e PI-SRF para esta velocidade de rotação e essa corrente não apresenta boa repetibilidade da corrente de referência. No entanto, nota-se que a corrente i_d controlada via PI-MRI apresenta um comportamento mais próximo da referência de corrente do que a corrente i_d controlada usando PI-SRF na Figura 56. Isso ocorre devido ao controlador PI-MRI apresentar erro nulo nas frequências que se deseja compensar. Por este motivo, os experimentos para a malha de velocidade que serão feitos na próxima seção serão realizados utilizando o controlador PI-MRI por permitir melhor rastreamento da referência de corrente para uma maior faixa de velocidade de operação do motor PMBLDC.

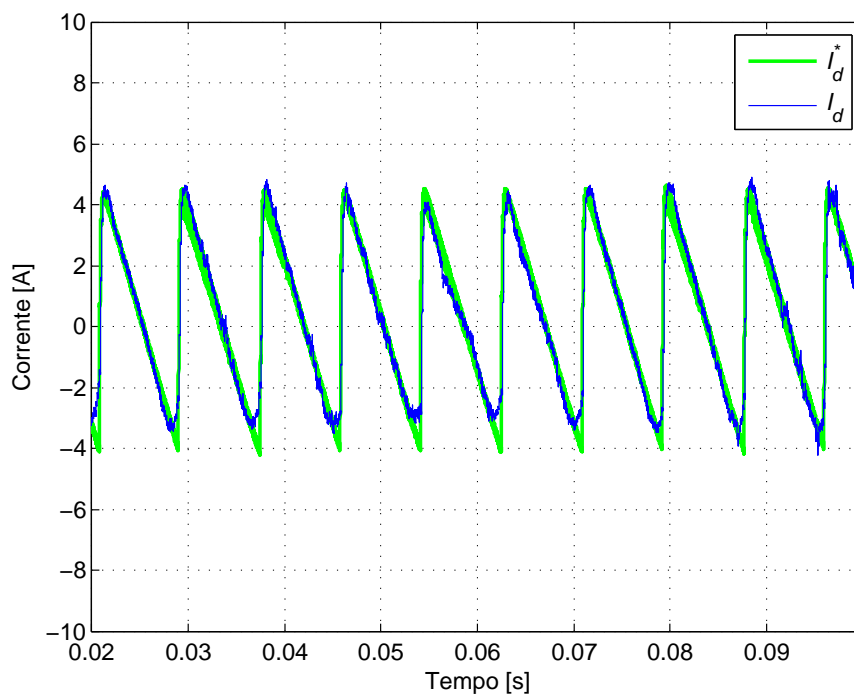


Figura 56: Corrente de eixo direto para uma velocidade de 300 *rpm* com controlador PI-MRI: referência e medido. Para as formas de onda obtidas no osciloscópio, ver Figura 80.

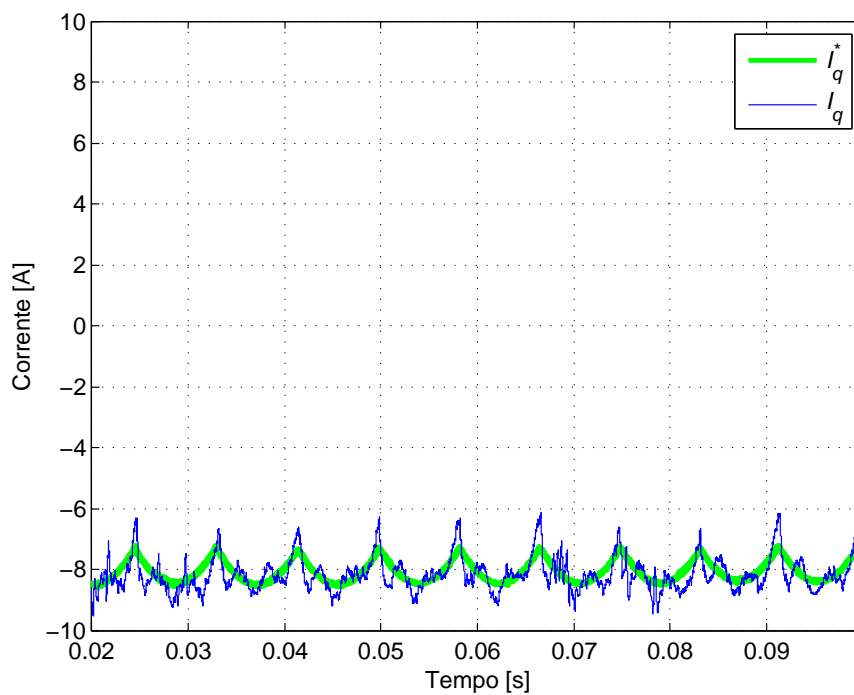


Figura 57: Corrente de eixo de quadratura para uma velocidade de 300 *rpm* com controlador PI-MRI: referência e medido. Para as formas de onda obtidas no osciloscópio, ver Figura 81

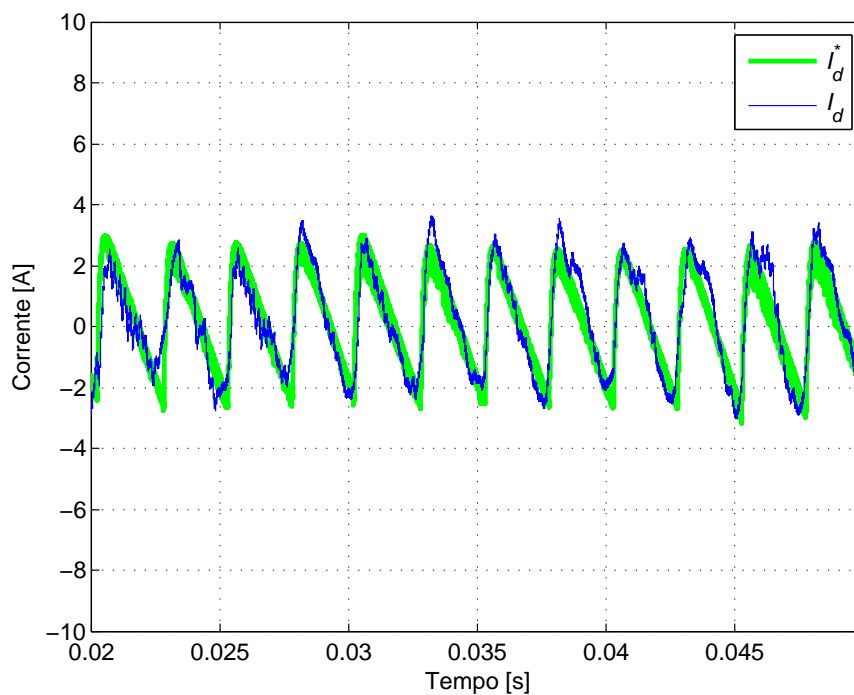


Figura 58: Corrente de eixo direto para uma velocidade de 1000 *rpm* com controlador PI-MRI: referência e medido. Para as formas de onda obtidas no osciloscópio, ver Figura 82.

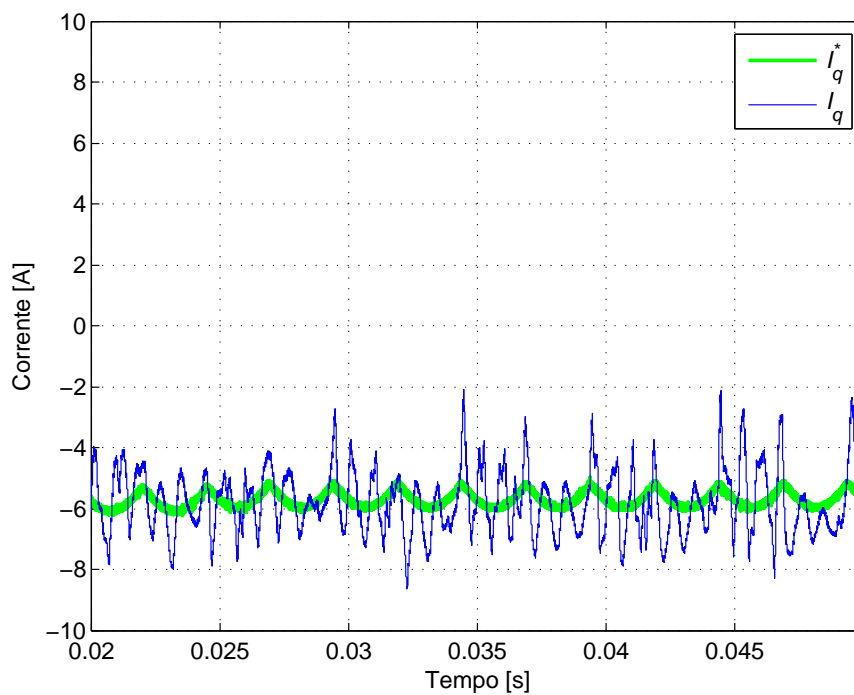


Figura 59: Corrente de eixo de quadratura para uma velocidade de 1000 *rpm* com controlador PI-MRI: referência e medido. Para as formas de onda obtidas no osciloscópio, ver Figura 83.

4.8.4 SINTONIA DO CONTROLADOR DE VELOCIDADE

Como discutido na Seção 3.5.1, em alguns casos quando os parâmetros da planta são de difícil obtenção, o modelo matemático se torna árduo de ser levantado, fazendo com que a abordagem analítica do projeto do controlador não seja possível ou não forneça bons resultados. No entanto, pode-se recorrer a abordagens experimentais de sintonia de controladores. Neste trabalho as constantes: inércia do motor, inércia da carga e atrito viscoso, são de difícil obtenção. Assim, utilizaram-se de técnicas de sintonia de controladores por meio da curva de reação, como as apresentadas por Ziegler e Nichols (1942) e Chien, Hrones e Reswick (1952).

A curva de reação foi levantada aplicando-se um degrau na referência da corrente de 0 para 5 A no controlador PI-MRI e verificando o comportamento da curva de velocidade do motor, conforme pode ser observado na Figura 60. Desta forma é possível obter os ganhos do controlador tendo em mãos os parâmetros exibidos no detalhe da Figura 60 (ASTRÖM & HÄGGLUND, 2005). Primeiramente, o ponto onde a inclinação da resposta ao degrau tem seu valor máximo é determinado e a tangente a partir deste ponto da curva é traçada. A interseção entre a tangente e o eixo das coordenadas permite obter os parâmetros a e L , conforme indicado no detalhe da Figura 60.

De posse dos parâmetros $a = 34,16$ e $L = 0,208$ os ganhos dos dois controladores podem ser calculados conforme Tabela 15.

Tabela 15: Obtenção dos ganhos dos controladores de velocidade.

Método de sintonia	$k_{p,n}$	$k_{i,n}$
Ziegler-Nichols	$\frac{0,9}{a}$	$\frac{0,3}{aL}$
CHR %20	$\frac{0,7}{a}$	$\frac{0,7}{2,3aL}$

Os ganhos do controlador para os métodos de sintonia desenvolvidos por Ziegler e Nichols (1942) e Chien, Hrones e Reswick (1952) (CHR) estão dispostos na Tabela 16.

Na Figura 61(a) são apresentadas as respostas às duas sintonias da Tabela 16 para o controlador PI da malha de velocidade. Com o motor operando em 150 rpm é aplicado um degrau em $t = 5s$ passando a velocidade de referência para 600 rpm. A nova referência é rastreada em ambos os casos e observa-se uma sobrelevação na velocidade de 22,22% para a sintonia CHR 20% e uma sobrelevação de 17,36% para o método de

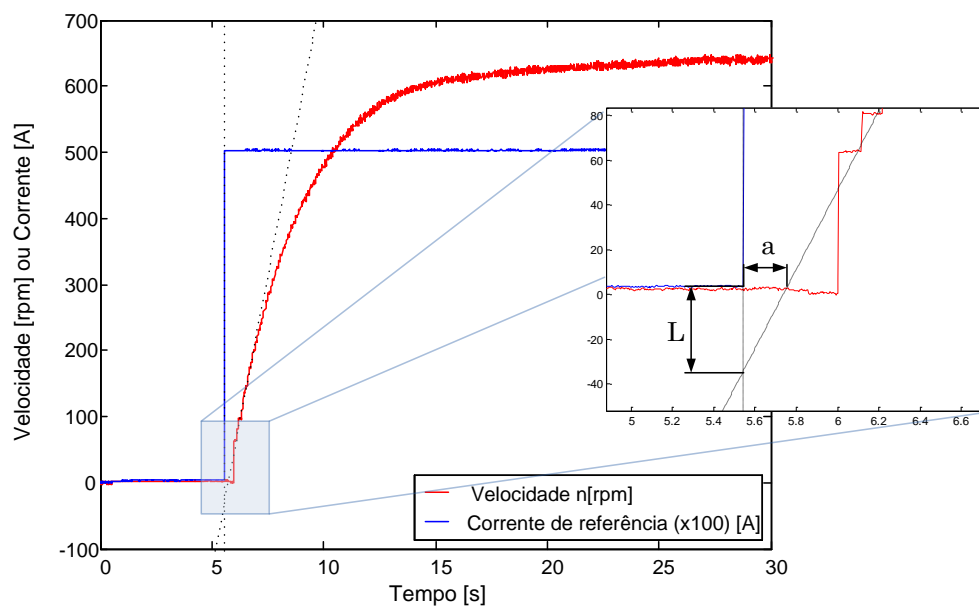


Figura 60: Curva de reação da velocidade em resposta a um degrau de corrente de 5 A. Para as formas de onda obtidas no osciloscópio, ver Figura 84.

Tabela 16: Parâmetros do controlador PI de velocidade.

Método	Parâmetro	Valor
Ziegler-Nichols	$k_{p,n}$	0,026347
	$k_{i,n}$	0,042222
CHR 20%	$k_{p,n}$	0,020492
	$k_{i,n}$	0,042834

Ziegler-Nichols.

Na Figura 61(b) são exibidas as formas de onda da tensão do barramento CC para as diferentes sintonias do controlador de velocidade. Para ambas as sintonias observa-se que em 5 s ocorre um afundamento da tensão do barramento, devido a maior corrente drenada pelo conversor. Em $t = 20$ s há uma nova variação na velocidade de referência passando para 300 rpm, nota-se uma elevação na tensão do barramento devido a redução na corrente consumida pelo motor.

A sobrelevação da velocidade utilizando o método de Ziegler-Nichols foi menor e com um tempo de acomodação muito próximo ao do controlador CHR 20%, por estes motivos, os demais resultados serão apresentados para o método proposto por Ziegler-Nichols.

Na Figura 62 são apresentados os resultados experimentais para variações na referência de velocidade em múltiplos degraus e variação da tensão do barramento e da

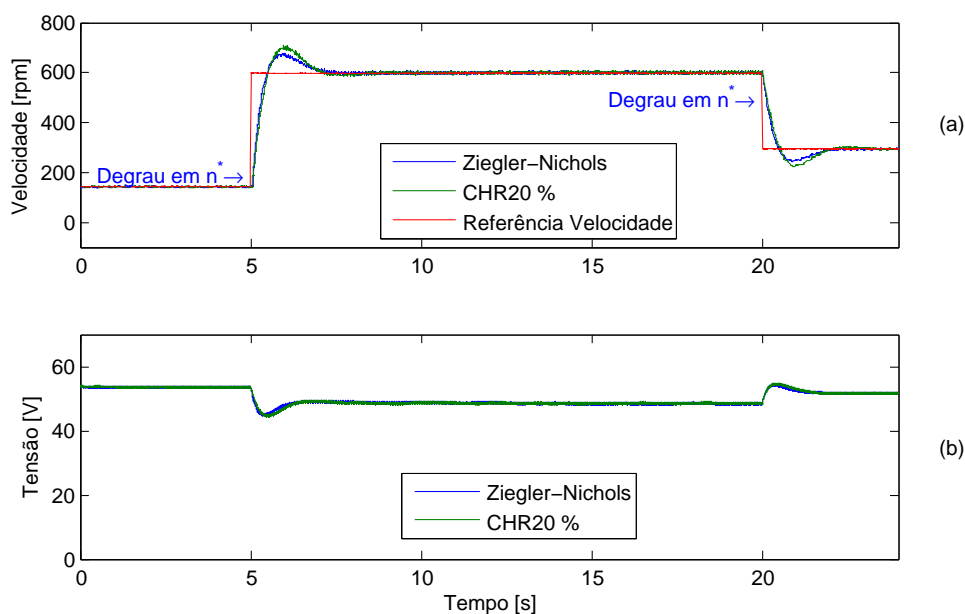


Figura 61: Comparativo entre os métodos de sintonia para a malha de velocidade: (a) velocidade do rotor; (b) tensão do barramento. Para as formas de onda obtidas no osciloscópio, ver Figura 85.

carga aplicada ao eixo do motor. Inicialmente o rotor se encontra em repouso. Próximo a 2,9 s é aplicado um degrau na referência de 150 *rpm* seguido de sucessivos degraus positivos na referência até atingir a velocidade de 450 *rpm*. Próximo a 12,4 s ocorre uma variação em degrau na carga e a velocidade é novamente rastreada com tempo inferior a 2,0 s, nota-se um redução na tensão do barramento devido a uma maior corrente drenada pelo inversor (Figura 62(b)). Em 20,0 s a carga retorna ao seu valor inicial e a tensão do barramento sofre uma elevação. Próximo de 26 s ocorre um afundamento proposital na tensão do barramento (Figura 62(c)), observa-se que a velocidade do motor não se alterou, isso ocorre uma vez que a tensão do barramento ainda com o afundamento é maior que a tensão de pico da FEM permitindo que a corrente de referência seja sintetizada.

A curva de velocidade é apresentada na Figura 63, para uma referência de velocidade em rampa crescente até atingir 1000 *rpm* e após permanecer 20 s decresce. Observa-se um bom rastreamento da velocidade de referência mesmo para uma entrada em rampa e com o uso de um controlador PI na malha de velocidade. A constante de erro de velocidade para uma entrada em rampa é quase imperceptível. Analisando a curva de velocidade, o controlador inicia com uma ação integral nula e o valor proporcional da ação de controle não é suficiente para vencer a inércia e o atrito viscoso do motor, atrasando o início da operação. Uma possível solução é iniciar a ação integral

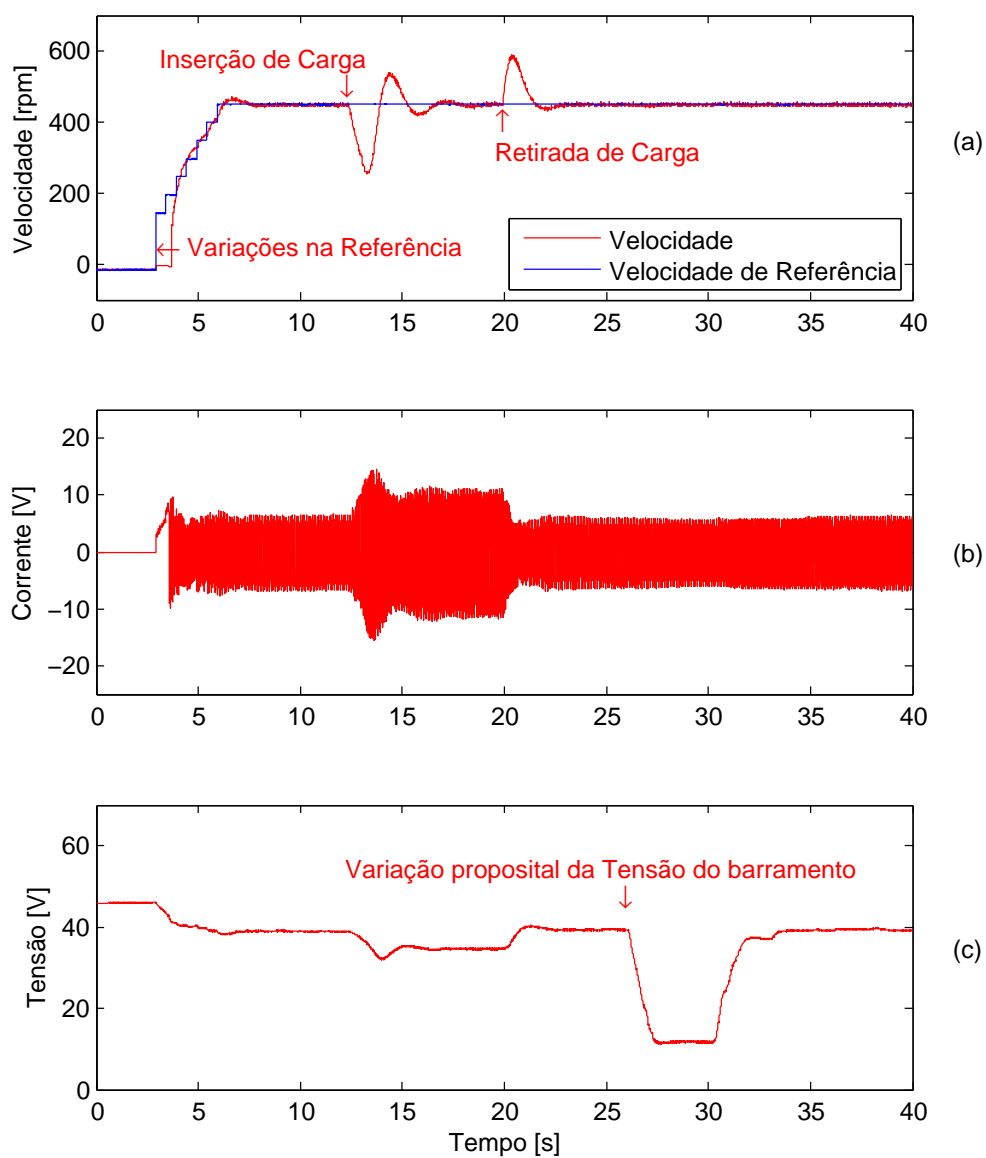


Figura 62: Resposta do sistema frente a perturbações: (a) velocidade do rotor; (b) corrente na fase *a* e (c) tensão do barramento CC. Para as formas de onda obtidas no osciloscópio, ver Figura 86.

do controlador PI com uma condição inicial.

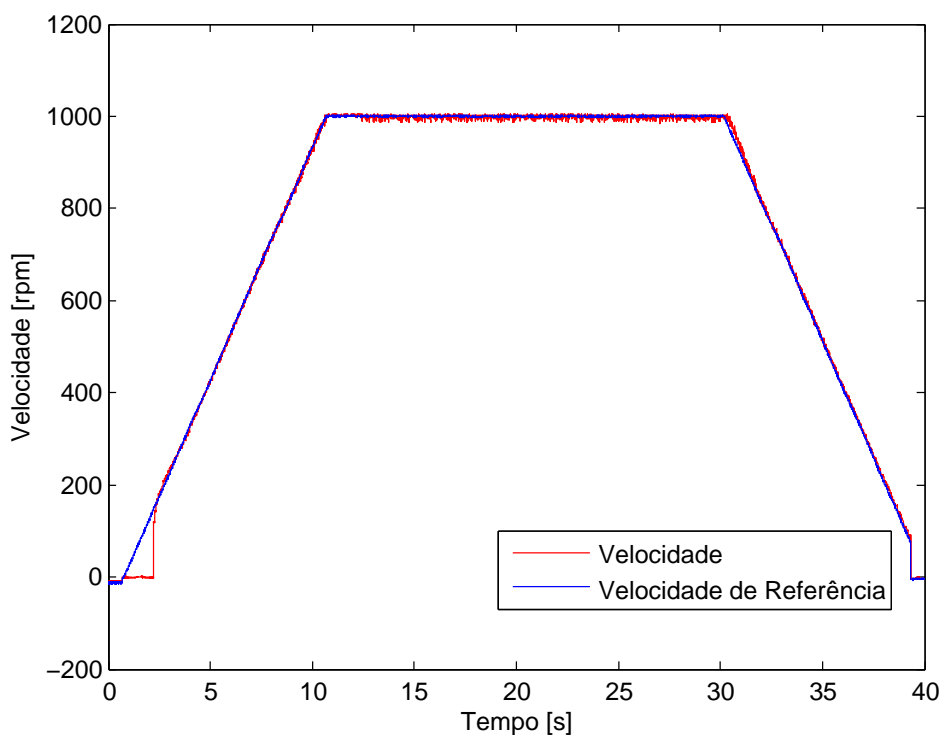


Figura 63: Velocidade para uma variação em rampa crescente e decrescente na referência. Para as formas de onda obtidas no osciloscópio, ver Figura 87.

Ciclos de condução são utilizados para verificar e certificar os índices de emissões de poluentes em veículos a combustão. Um desses ciclos é o ECE-15 que representa as condições típicas de direção urbanas de uma cidade europeia e foi estabelecido em 1958 pela *United Nations Economic Commission for Europe* (E.TZIRAKIS et al., 2006). Este ciclo é comumente utilizado para verificar o consumo de energia em veículos elétricos e híbridos (JINRUI; FENGCHUN & QINGLIAN, 2006), (KHOUCHA; BENBOUZID & KHELOUI, 2010), (SEDEF et al., 2012). A velocidade do motor PMBLDC e de referência é apresentada na Figura 64 para um ciclo de condução ECE-15. Nesta mesma figura são apresentadas: a tensão no barramento CC e a corrente na fase a . O ciclo de condução foi normalizado para uma velocidade máxima de 800 rpm .

As curvas de FEM estimada, posição angular do rotor, velocidade e correntes de eixo direto e de quadratura dos resultados experimentais apresentados neste capítulo foram adquiridos por meio de um D/A, sendo necessário ajuste de amplitude e *offset* para reconstituição do sinal original, os gráficos originais obtidos no osciloscópio modelo DPO 3014 da Tektronix estão disponíveis no Apêndice C.

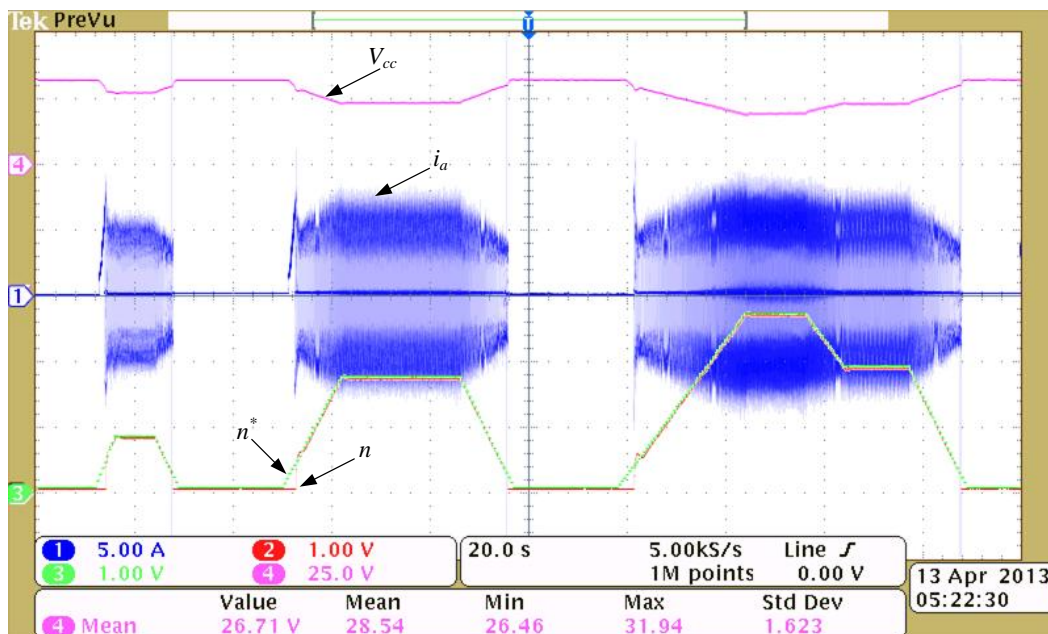


Figura 64: Teste para o ciclo de condução europeu ECE-15: velocidade do motor (canal 2), velocidade de referência do motor (canal 3), corrente na fase a (canal 1), tensão no barramento CC (canal 4).

4.9 CONCLUSÕES PARCIAIS

Neste capítulo foram descritos os dispositivos utilizados no acionamento e controle do motor PMBLDC, bem como o próprio motor e a conexão entre os elementos. O algoritmo de controle foi descrito e os resultados experimentais foram apresentados.

Apresentaram-se os resultados para o controle da corrente com e sem compensação da FEM por um controlador PI-SRF e PI-MRI com compensação da FEM, em todos os casos com o desacoplamento das correntes de eixos direto e de quadratura.

Para o controle de velocidade utilizou-se um controlador PI usando dois métodos de sintonia, optando-se por fim pelo método de sintonia proposto por Ziegler e Nichols (1942). Entradas em degrau, rampa e o ciclo de condução ECE-15 foram aplicados na referência de velocidade para verificar a dinâmica do sistema controlado.

5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

5.1 CONCLUSÕES

O objetivo principal deste trabalho foi apresentar as etapas do projeto experimental de um sistema de acionamento eletrônico de um motor PMBLDC visando sua aplicação em um VE de pequeno porte.

Foi apresentada uma breve revisão dos motores PMBLDC, suas aplicações gerais e em veículos elétricos, enfatizando características como: formas de onda das FEM e correntes por fase, conjugado desenvolvido, necessidade de sensor de posição, entre outras. Inicialmente foi estudado o modelo do motor PMBLDC no sistema de coordenadas natural e a carga mecânica acoplada ao eixo do motor foi modelada.

Sinais de três sensores Hall de posição foram usados para determinar a posição do rotor PMBLDC para fornecer a sequência e sentido das correntes de alimentação do motor. Algumas topologias de conversores utilizadas no acionamento do motor PMBLDC foram apresentadas e discutidas tendo sido escolhida a topologia de um conversor VSI trifásico. Foram apresentados os conceitos básicos da estratégia de modulação vetorial usada no acionamento do VSI.

O controle do motor PMBLDC foi projetado com duas malhas, sendo uma interna e outra externa. A malha externa controla a velocidade do motor fornecendo a amplitude das correntes de referência para o controlador de corrente da malha interna. A malha interna controla as correntes por fase injetadas no motor que devem apresentar formas de onda retangulares com dois intervalos de 60° de corrente nula por ciclo e em fase com as correntes de referência geradas a partir do processamento dos sinais dos sensores Hall de posição.

A transformação de Park foi usada para representar as grandezas elétricas do sistema e do conversor no sistema de coordenadas síncrona $dq0$. A posição angular do rotor é necessária para esta transformação de coordenadas. Desta forma, foi proposta uma estratégia para estimação da posição angular do rotor a partir dos sinais de três

sensores Hall de posição que fornecem seis posições discretas por ciclo. O algoritmo para detecção da posição angular apresentou os resultados esperados fornecendo a posição angular com boa precisão. Foram investigadas duas técnicas de controle para as correntes do motor no sistema de coordenadas $dq0$, sendo elas: PI-SRF e PI-MRI. O controlador PI-MRI apresentou-se como uma solução promissora para elevadas frequências de operação do motor.

Na Seção 3.5.1 foi analisado o erro em regime na malha de velocidade para variações na carga e na referência a fim de verificar qual tipo de controlador, no sistema compensado, melhor reproduz o sinal de referência sem erro em regime.

Devido à imprecisão dos parâmetros do modelo mecânico, foram comparados dois métodos de sintonia de controladores PI que usam a curva de reação para obter os parâmetros do controlador. O método de sintonia proposto por Ziegler e Nichols (1942) apresentou menor sobrelevação e bom tempo de acomodação sendo escolhido como o método para obtenção dos ganhos do controlador de velocidade.

O sistema de controle foi testado e validado para variações de carga, referência e tensão do barramento CC. As variáveis controladas apresentaram boa resposta dinâmica com boa recuperação diante das perturbações.

5.2 PRODUÇÃO CIENTÍFICA

MOURA, A. L. M. ; VALLE, R. L. ; RODRIGUES, M. C. B. P. ; GARCIA, F. S. ; TOFOLI, F. L. ; BARBOSA, P. G. ; BRAGA, H. A. C. ; FERREIRA, A. A. Estratégia de Gestão de Fontes de Energia de um Veículo Elétrico Baseada em Lógica Nebulosa. *Anais do XIX Congresso Brasileiro de Automática*, 2012, Campina Grande, PB.

RODRIGUES, M. C. B. P. ; MOURA, A. L. M. ; BORGES, L. M. ; ALMEIDA, P. M. ; ALMEIDA, P. S. ; FERREIRA, A. A. ; VALLE, R. L. ; FERREIRA, R. A. F. ; BARBOSA, P. G. ; BRAGA, H. A. C. . Proposal of a Hybrid DC/AC Microgrid Integrating Renewable Energy Sources into a Smart Building. *Proceedings of the 1st International Conference and Exhibition for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management - Power Electronics South America*, 2012, São Paulo, SP.

RODRIGUES, M. C. B. P. ; MOURA, A. L. M. ; BORGES, L. M. ; ALMEIDA, P. M. ; ALMEIDA, P. S. ; VALLE, R. L. ; FERREIRA, R. A. F. ; FERREIRA, A.

A. ; BARBOSA, P. G. ; BRAGA, H. A. C. . Microrrede Híbrida CC/CA Baseada em Fontes de Energia Renovável Aplicada a um Edifício Sustentável. *Anais do XIX Congresso Brasileiro de Automática*, 2012, Campina Grande, PB.

5.3 TRABALHOS FUTUROS

Alguns temas de trabalhos futuros são sugeridos tendo por finalidade aperfeiçoar o sistema apresentado, bem como definir novos temas de pesquisa na linha de acionamento de motores PMBLDC e tração de veículos elétricos:

- Aplicação de técnicas de controle robusto nas malhas de controle;
- Obter resultados conclusivos sobre a regeneração de energia pelo uso da frenagem regenerativa;
- Investigar a operação do motor PMBLDC acima da velocidade nominal através do enfraquecimento de campo por meio do controle no sistema de coordenadas síncronas.
- Desenvolvimento de um conversor VSI com tamanho reduzido e compatível com o espaço disponível para o conversor no veículo elétrico;
- Instalação do conjunto bateria, conversor e motor no kart cross elétrico do NAEP/UFJF;

REFERÊNCIAS

- ACARNLEY, P.; WATSON, J. Review of position-sensorless operation of brushless permanent-magnet machines. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 53, n. 2, p. 352 – 362, april 2006. ISSN 0278-0046.
- ALMEIDA, P. M. de. *Modelagem e Controle de Conversores Estáticos Fonte de Tensão Utilizados em Sistemas de Geração Fotovoltaicos Conectados a Rede Elétrica de Distribuição*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Juiz de Fora, 2011.
- ASSOCIATES, G. *LEM Voltage Transducers, LV 25-P, CV 3, CV4*. LV 25–P. Acessado: 10/12/2012. Disponível em: http://www.gmw.com/electric_current/LEM/voltage-transducers.html.
- ASTRÖM, K.; HÄGGLUND, T. *PID Controllers 2nd Edition*. : Instrument Society of America, 2005. ISBN 1-55617-516-7.
- BEATY, H. *HANDBOOK OF ELECTRIC POWER CALCULATIONS*. : MCGRAW-HILL, 2001. ISBN 0-07-136298-3.
- BENTOUATI, S.; ZHU, Z.; HOWE, D. Permanent magnet brushless dc motors for consumer products. In: *Electrical Machines and Drives, 1999. Ninth International Conference on (Conf. Publ. No. 468)*. 1999. p. 118 –122. ISSN 0537-9989.
- BLAABJERG, F.; NEACSU, D.; PEDERSEN, J. Adaptive svm to compensate dc-link voltage ripple for four-switch three-phase voltage-source inverters. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 14, n. 4, p. 743 –752, jul 1999. ISSN 0885-8993.
- BLAKE, C.; BULL, C. *IGBT or MOSFET: Choose Wisely*. International Rectifier. Acessado em: 27/03/2013.
- BOJRUP, M. et al. A multiple rotating integrator controller for active filters. *EPE Association*, 1999.
- BOSE, B. *Power Electronics and Variable Frequency Drive*. : IEEE Press, 1996.
- BRASÃO, L. C. et al. Acionamento do motor de corrente contínua a ímã permanente sem escovas em regime permanente utilizando estratégia a quatro chaves. *XIX Congresso Brasileiro de Automática, CBA 2012*, v. 1, n. 1, p. 1392–1399, set 2012.
- BROECK, H. van der; SKUDELNY, H.-C.; STANKE, G. Analysis and realization of a pulsewidth modulator based on voltage space vectors. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 24, n. 1, p. 142 –150, jan/feb 1988. ISSN 0093-9994.
- BUSO, S.; MATTAVELLI, P. *Digital Control in Power Electronics*. : IEEE Press, 1996. ISBN 1598291122.
- CHAN, C. The state of the art of electric and hybrid vehicles. *Proceedings of the IEEE*, v. 90, n. 2, p. 247 –275, feb 2002. ISSN 0018-9219.

- CHAN, C.; WONG, Y. The state of the art of electric vehicles technology. In: *Power Electronics and Motion Control Conference, 2004. IPEMC 2004. The 4th International*. 2004. v. 1, p. 46–57 Vol.1.
- CHIEN, K.; HRONES, J.; RESWICK, J. On the automatic control of generalized passive systems. *Transactions of the ASME*, v. 74, p. 175–185, 1952.
- COHEN, G. H.; COON, G. A. Theoretical consideration of retarded control. *Transactions of the ASME*, v. 75, p. 827–834, 1953.
- DIGITAL, S. *Technical Reference eZdsp F28335*. novembro 2007.
- DUVALL, M. *Comparing the Benefits and Impacts of Hybrid Electric Vehicle Options for Compact Sedan and Sport Utility Vehicles*. 2002.
- EHSANI, M.; GAO, Y.; EMADI, A. *Modern Electric Hybrid Electric and Fuel Cell Vehicles*. : CRC Press, 2010. ISBN 978-1-4200-5398-2.
- EMADI, A. *Handbook of Automotive Power Electronics and Motor Drives*. : CRC Taylor & Francis, 2006. ISBN 10: 0-8247-2361-9.
- E.TZIRAKIS et al. Vehicle emissions and driving cycles: Comparison of the athens driving cycle (adc) with ece-15 and european driving cycle (edc). *Global NEST Journal*, v. 8, n. 3, p. 282–290, may 2006.
- FADALI, M. S. *Digital Control Engineering - Analysis and Design*. : Elsevier, 2009. ISBN 978-0-12-374498-2.
- FRANCIS, B.; WONHAM, W. The internal model principle of control theory. *Automatica*, v. 12, n. 5, p. 457 – 465, 1976. ISSN 0005-1098. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/0005109876900066>>.
- GARCIA, F. S. *Conversores CC-CC elevadores de tensão, não isolados, com ganhos estáticos elevados*. Tese (Doutorado) — Universidade Estadual de Campinas, 2010.
- GHETTI, F. et al. Estudo comparativo de técnicas de controle de corrente aplicadas a filtros ativos shunt. *Congresso Brasileiro de Automática*, p. 3701–3708, 2010.
- GIERAS, J.; WANG, R.; KAMPER, M. *Axial Flux Permanent Magnet Brushless Machines*. : Springer, 2008. ISBN 978-1-4020-6993-2.
- GOLDEN MOTOR. *Performance Curve HPM5000B-4x48*. 2011. Acessado em: 29/06/2012. Disponível em: <http://www.goldenmotor.com/eCar/HPM5000B-4x48%20Performance%20Curve.pdf>.
- GOLDEN MOTOR. *Performance Data HPM5000B-4x48*. 2011. Acessado em: 29/06/2012. Disponível em: <http://www.goldenmotor.com/eCar/HPM5000B-4x48%20Performance%20Data.pdf>.
- GOLDEN MOTOR. *BLDC Motors and Controllers*. Acessado em: 29/06/2012. Acessado em: 29/06/2012. Disponível em: <http://www.goldenmotor.com/frame-blcdmotor.htm>.

- GOLNARAGHU FARID; KUO, B. *Sistemas de Controle Automático*. : LTC, 2010. ISBN 978-85-216-0672-7.
- GOPALARATHNAM, T.; TOLIYAT, H. A new topology for unipolar brushless dc motor drive with high power factor. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 18, n. 6, p. 1397 – 1404, nov. 2003. ISSN 0885-8993.
- GROUP, D. C. S. *Space Vector Generator With Quadrature Control*. 2011.
- HANSELMAN, D. D. *Brushless Permanent Magnet Motor Design*. : Magna Physics Publishing, 2006. ISBN 1-881855-15-5.
- IEA, I. energy agency. *Energy-Efficiency Policy Opportunities for Electric Motor-Driven Systems*. 2011.
- Infolytica. *PWM analysis using MotorSolve BLDC*. 2012. Acessado em :26/03/2013. Disponível em: <http://www.infolytica.com/en/applications/ex0145/>.
- JAHNS, T. Motion control with permanent-magnet ac machines. *Proceedings of the IEEE*, v. 82, n. 8, p. 1241 –1252, aug 1994. ISSN 0018-9219.
- JINRUI, N.; FENGCHUN, S.; QINGLIAN, R. A study of energy management system of electric vehicles. In: *Vehicle Power and Propulsion Conference, 2006. VPPC '06. IEEE*. 2006. p. 1–6.
- JOHNSON, J.; EHSANI, M.; GUZELGUNLER, Y. Review of sensorless methods for brushless dc. In: *Industry Applications Conference, 1999. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 1999 IEEE*. 1999. v. 1, p. 143 –150 vol.1. ISSN 0197-2618.
- KHOPKAR, R. et al. A low-cost bldc motor drive using buck-boost converter for residential and commercial applications. In: *Electric Machines and Drives Conference, 2003. IEMDC'03. IEEE International*. 2003. v. 2, p. 1251 – 1257 vol.2.
- KHOUCHA, F.; BENBOUZID, M. E. H.; KHELOUI, A. An optimal fuzzy logic power sharing strategy for parallel hybrid electric vehicles. In: *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2010 IEEE*. 2010. p. 1–5.
- KIM, G.-T.; LIPO, T. Vsi-pwm rectifier/inverter system with a reduced switch count. In: *Industry Applications Conference, 1995. Thirtieth IAS Annual Meeting, IAS '95., Conference Record of the 1995 IEEE*. 1995. v. 3, p. 2327 –2332 vol.3. ISSN 0197-2618.
- KIM, T.-H.; LEE, H.-W.; EHSANI, M. State of the art and future trends in position sensorless brushless dc motor/generator drives. In: *Industrial Electronics Society, 2005. IECON 2005. 31st Annual Conference of IEEE*. 2005. p. 8 pp.
- KRAUSE, P. C.; WASYNCZUK, O.; SUDHOFF, S. D. *Analysis of Electric Machinery*. : IEEE PRESS, 1995. ISBN 0-7803-1101-9.
- KRISHNAN, R. A novel single-switch-per-phase converter topology for four-quadrant pm brushless dc motor drive. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 33, n. 5, p. 1154 –1161, sep/oct 1997. ISSN 0093-9994.

KRISHNAN, R. *Electric Motor Drives: Modeling, Analysis, and Control*. : Prentice Hall, 2001. ISBN 0-13-091014-7.

KRISHNAN, R. *Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives*. : CRC Taylor & Francis, 2010. ISBN 978-0-8247-5384-9.

KRISHNAN, R.; LEE, S. Pm brushless dc motor drive with a new power converter topology. In: *Industry Applications Conference, 1995. Thirtieth IAS Annual Meeting, IAS '95., Conference Record of the 1995 IEEE*. 1995. v. 1, p. 380 –387 vol.1. ISSN 0197-2618.

KRISHNAN, R.; VIJAYRAGHAVAN, P. A new power converter topology for pm brushless dc motor drives. In: *Industrial Electronics Society, 1998. IECON '98. Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE*. 1998. v. 2, p. 709 –714 vol.2.

LEE, B.; KIM, T.; EHSANI, M. On the feasibility of four-switch three-phase bldc motor drives for low cost commercial applications: topology and control. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2001. APEC 2001. Sixteenth Annual IEEE*. 2001. v. 1, p. 428 –433 vol.1.

LEM. *Current Transducer LA 55-P*. LA 55–P. Acessado: 10/12/2012. Disponível em: <http://www.lem.com/docs/products/la%2055-p%20e.pdf>.

LEM. *Voltage Transducer LV 25-P*. LV 25–P. Acessado: 10/12/2012. Disponível em: <http://www.lem.com/docs/products/lv%2025-p.pdf>.

LIMONGI, L. et al. Digital current-control schemes. *Industrial Electronics Magazine, IEEE*, v. 3, n. 1, p. 20 –31, march 2009. ISSN 1932-4529.

MAURICE, B.; IZZO, G.; CASTAGNET, T. *COMPARISON OF MOSFET AND IGBT TRANSISTORS IN MOTOR DRIVE APPLICATIONS*. 1999. Acessado em: 27/03/2013.

MITCHELL, D.; MAMMANO, B. Designing stable control loops. *Power Supply Design Seminar 2001 Series - Unitrode Products from Texas Instruments Topic 5*, p. 5–1 – 5–30, 2001.

MOHAN, N.; UNDELAND, T.; ROBBINS, W. *Power electronics: converters, applications, and design*. John Wiley & Sons, 2003. (Power Electronics: Converters, Applications, and Design, v. 1). ISBN 9780471226932. Disponível em: <<http://books.google.com.pa/books?id=ToYoAQAAMAAJ>>.

MONTESINOS, D. et al. Sensorless control of pm synchronous motors and brushless dc motors - an overview and evaluation. In: *Power Electronics and Applications, 2005 European Conference on*. 2005. p. 10 pp. –P.10.

MOURA, A. L. M. et al. Estratégia de gestão de fontes de energia de um veículo elétrico baseada em lógica nebulosa. In: *Anais do XIX Congresso Brasileiro de Automática*. 2012. p. 4346–4352. ISBN 978-85-8001-069-5.

NISE, N. S. *Engenharia de Sistemas de Controle*. : LTC, 2002.

OGATA, K. *Engenharia de Controle Moderno*. : Pearson, 2002. ISBN 85-87918-23-0.

POWERSIM INC. *PSIM User Manual*. May 2001.

QINGXIN, H.; HUI, L. Dsp control system of brushless dc motor without position sensor. In: *Electrical Machines and Systems, 2005. ICEMS 2005. Proceedings of the Eighth International Conference on*. 2005. v. 1, p. 371 – 375 Vol. 1.

SCHMIDT, V. *Materiais Elétricos: Condutores e Semicondutores*. : Edgard Blucher, 2010. ISBN 9788521205203.

SEDEF, K. et al. A comparative study of the performance of dc permanent magnet and ac induction motors in urban electric cars. In: *Environment Friendly Energies and Applications (EFEA), 2012 2nd International Symposium on*. 2012. p. 100–105.

SINGH, B.; SINGH, S. State-of-art on permanent magnet brushless dc motor drives. *Jornal of Power Electronics*, v. 9, n. 1, p. 1–17, jan 2009. ISSN 978-85-8001-069-5.

SKVARENINA, T. L. *The Power Electronics Handbook: Industrial Electronics Series*. : CRC Press LLC, 2002. ISBN 0-8493-7336-0.

Texas Instruments. *Data Manual: TMS320F28335, TMS320F28334, TMS320F28332, TMS320F28235, TMS320F28234, TMS320F28232. Digital Signal Controllers (DSCs)*. agosto 2012.

TOLIYAT, H. A.; KLIMAN, G. B. *Handbook of Electric Motors*. : CRC Press, 2004. ISBN 978-0824741051.

TRADE, U. N. C. on; DEVELOPMENT. *The future energy matrix and renewable energy: implications for energy and food security*. 2010.

WAIKAR, S. et al. A novel thyristor-based brushless dc motor drive for low cost applications. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2001. APEC 2001. Sixteenth Annual IEEE*. 2001. v. 1, p. 434 –439 vol.1.

ZIEGLER, J.; NICHOLS, B. Optimum settings for automatic controllers. *Transactions of the ASME*, v. 64, n. 11, p. 759 – 765, 1942.

APÊNDICE A – TRANSFORMAÇÕES DOS SISTEMAS DE COORDENADAS

A seguir serão apresentados os conceitos básicos para as transformações dos sistemas de coordenadas utilizados neste trabalho.

A.1 SISTEMA DE COORDENADAS NATURAIS

Considerando as seguintes tensões trifásicas senoidais balanceadas:

$$\begin{cases} v_a = \hat{V} \cos(\omega_e t) \\ v_b = \hat{V} \cos(\omega_e t - \frac{2\pi}{3}) \\ v_c = \hat{V} \cos(\omega_e t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{A.1})$$

onde \hat{V} é o valor de pico da tensão por fase e ω_e é a velocidade angular em rad/s .

Para um sistema balanceado algumas transformações podem ser feitas a fim de reduzir a ordem do sistema, como a transformação para o sistema de coordenadas $\alpha\beta 0$ e $dq0$.

A.2 SISTEMA DE COORDENADAS $\alpha\beta 0$

Na Figura 65 é ilustrada a interpretação geométrica da transformação do sistema de coordenadas $abc \rightarrow \alpha\beta 0$. Decompondo as componentes abc no sistema de referência estacionário $\alpha\beta 0$, chega-se a relação de transformação dada por:

$$\begin{bmatrix} \chi_\alpha \\ \chi_\beta \\ \chi_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \chi_a \\ \chi_b \\ \chi_c \end{bmatrix}, \quad (\text{A.2})$$

a constante $2/3$ caracteriza a invariância em amplitude das grandezas elétricas transformadas podendo a variável χ representar um conjunto de tensões, correntes ou fluxos magnéticos instantâneos (KRAUSE; WASYNCZUK & SUDHOFF, 1995). O eixo em que é projetada a variável χ_0 é perpendicular aos eixos α e β .

A relação inversa da transformação é dada por:

$$\begin{bmatrix} \chi_a \\ \chi_b \\ \chi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \chi_\alpha \\ \chi_\beta \\ \chi_0 \end{bmatrix}, \quad (\text{A.3})$$

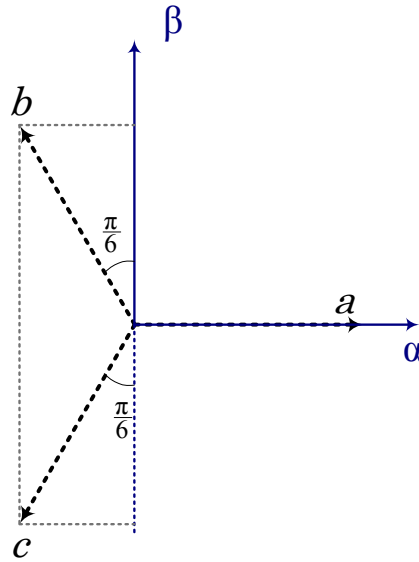


Figura 65: Representação gráfica da transformação de coordenadas $abc \rightarrow \alpha\beta 0$.

Considerando um sistema trifásico a três fios pode-se eliminar a terceira linha de (A.2) e a terceira coluna de (A.3).

A.3 SISTEMA DE COORDENADAS DQ0

Na Figura 66 é apresentado um fasor \vec{V} no sistema de coordenadas $\alpha\beta 0$, rotacionando com velocidade angular ω_e . O sistema de coordenadas $dq0$ rotaciona com mesma velocidade angular do vetor \vec{V} . Assume-se que não há defasagem entre o fasor e a coordenada d , ou seja, $\theta_e = \theta_1$. Pela decomposição das coordenadas $\alpha\beta 0$ no sistema de coordenadas $dq0$ em função de θ_e , chega-se a relação de transformação dada a seguir:

$$\begin{bmatrix} \chi_d \\ \chi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \text{sen}(\theta_e) \\ -\text{sen}(\theta_e) & \cos(\theta_e) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \chi_\alpha \\ \chi_\beta \end{bmatrix}, \quad (\text{A.4})$$

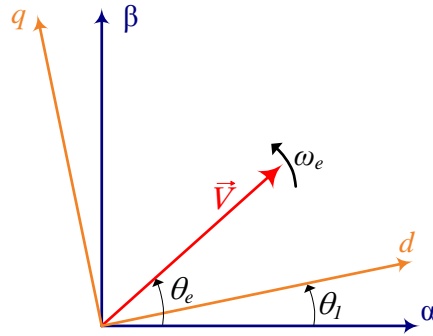


Figura 66: Sistema de coordenadas $\alpha\beta 0$ e $dq0$.

A transformação de $dq0 \rightarrow \alpha\beta 0$ é dada por:

$$\begin{bmatrix} \chi_\alpha \\ \chi_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\text{sen}(\theta) \\ \text{sen}(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \chi_d \\ \chi_q \end{bmatrix}, \quad (\text{A.5})$$

A.4 TRANSFORMADA INVERSA DE CLARKE MODIFICADA

A transformada inversa de Clarke modificada permite simplificar o algoritmo de identificação do setor que encontra o vetor de referência no sistema $V_{\alpha\beta}^*$. Na Figura 67 é exibida a relação entre os sistemas de coordenadas. Esta transformada é dada por:

$$\begin{cases} V_{ref1} = V_{s\beta}^* \\ V_{ref2} = \frac{-V_{s\beta}^* + V_{s\alpha}^* \sqrt{3}}{2} \\ V_{ref3} = \frac{-V_{s\beta}^* - V_{s\alpha}^* \sqrt{3}}{2} \end{cases}. \quad (\text{A.6})$$

Observa-se que a componente β está projetada sobre a variável V_{ref1} . Isto significa que as variáveis V_{ref1} , V_{ref2} e V_{ref3} estão avançadas em $\pi/2$ quando comparada com as tensões correspondentes geradas pela transformação inversa de Clarke convencional, a qual projeta a componente α na tensão de fase V_a .

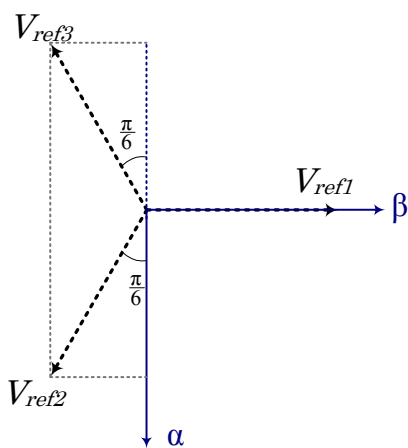


Figura 67: Sistema de coordenadas $\alpha\beta$ e dq .

APÊNDICE B - CONDICIONAMENTO DOS SINAIS ANALÓGICOS, DIGITAIS (SENSOR DE POSIÇÃO) E PWM

Os circuitos de condicionamento e proteção de sinais utilizados neste trabalho e apresentados nas Figuras 68 e 69 foram desenvolvidos por Garcia (2010).

O circuito de *buffer* utilizado para fazer a interface entre a placa de condicionamento e o *driver* de disparo dos IGBT é apresentado na Figura 70 e foi desenvolvido por Almeida (2011).

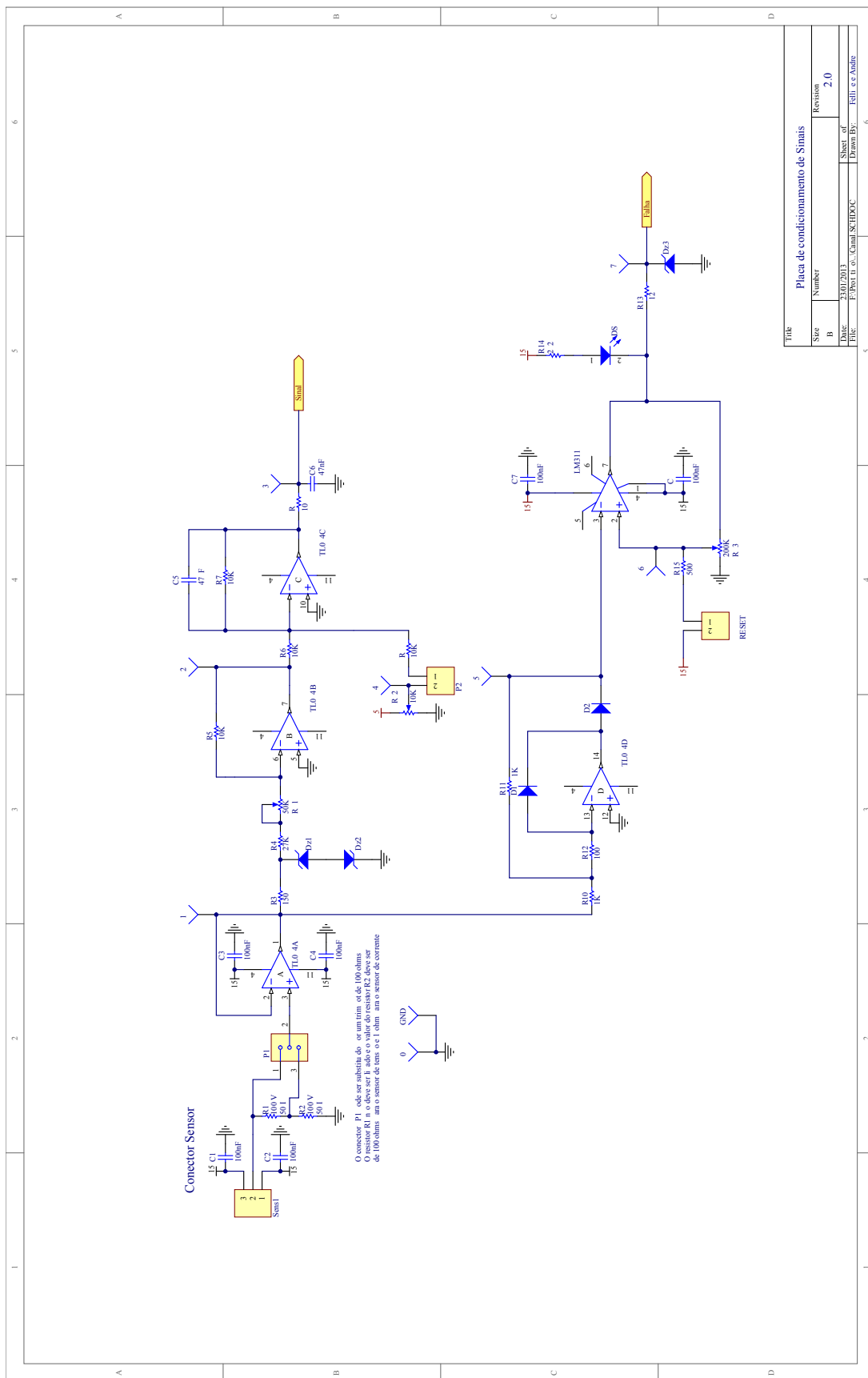


Figura 68: Circuito para condicionamento e proteçao dos canais de tensao e corrente.

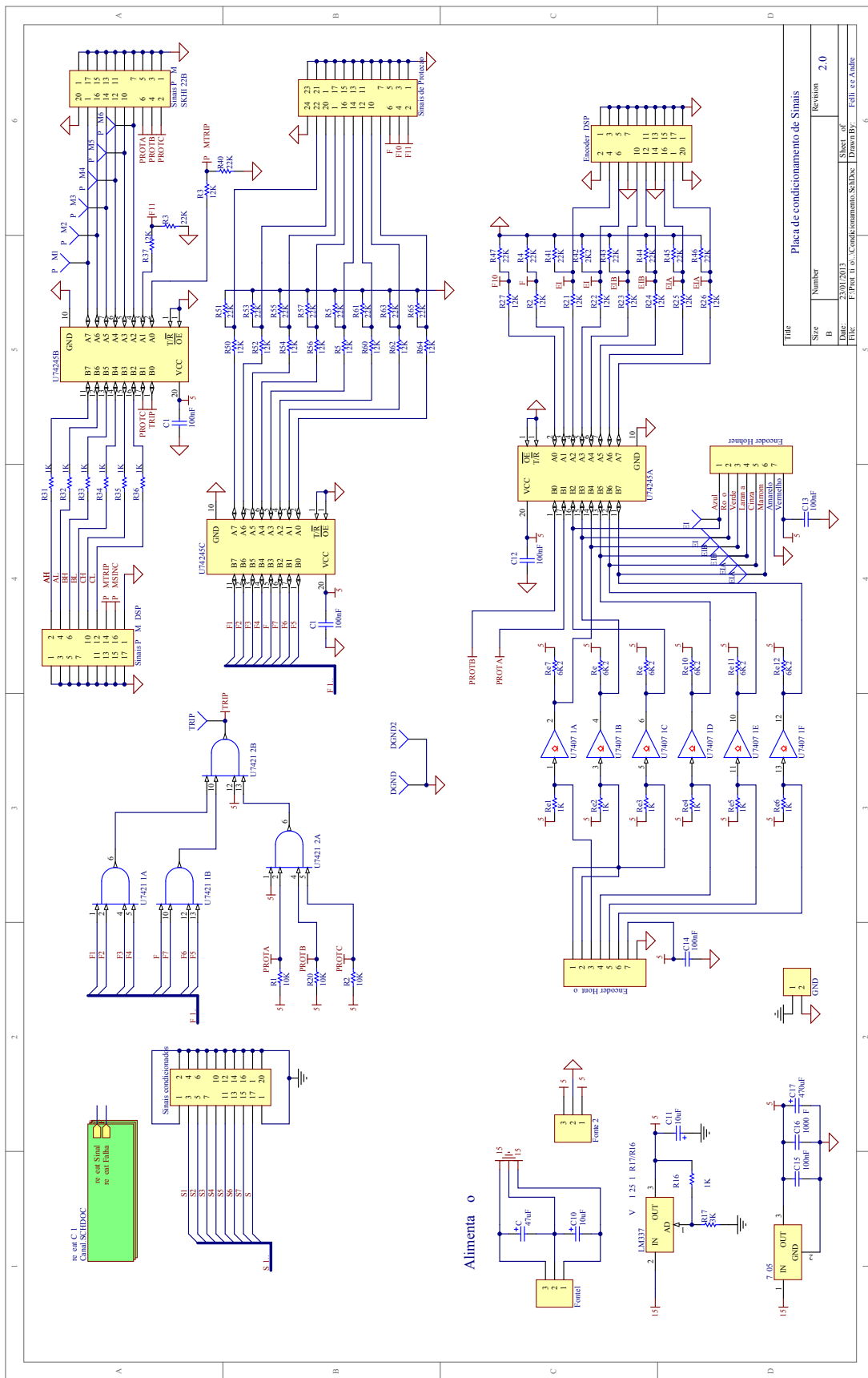


Figura 69: Circuito da placa de condicionamento de sinais.

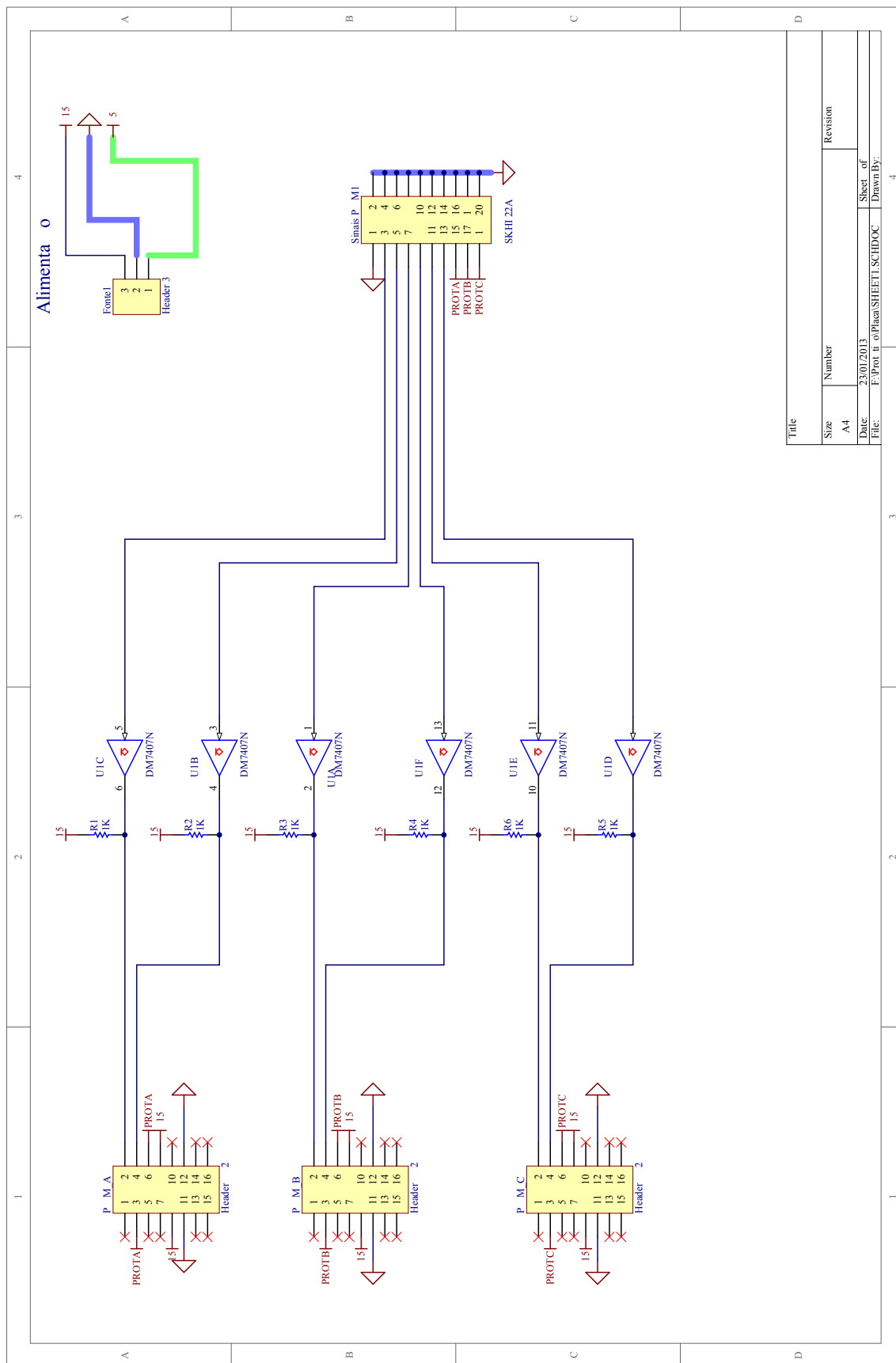


Figura 70: Circuito do buffer.

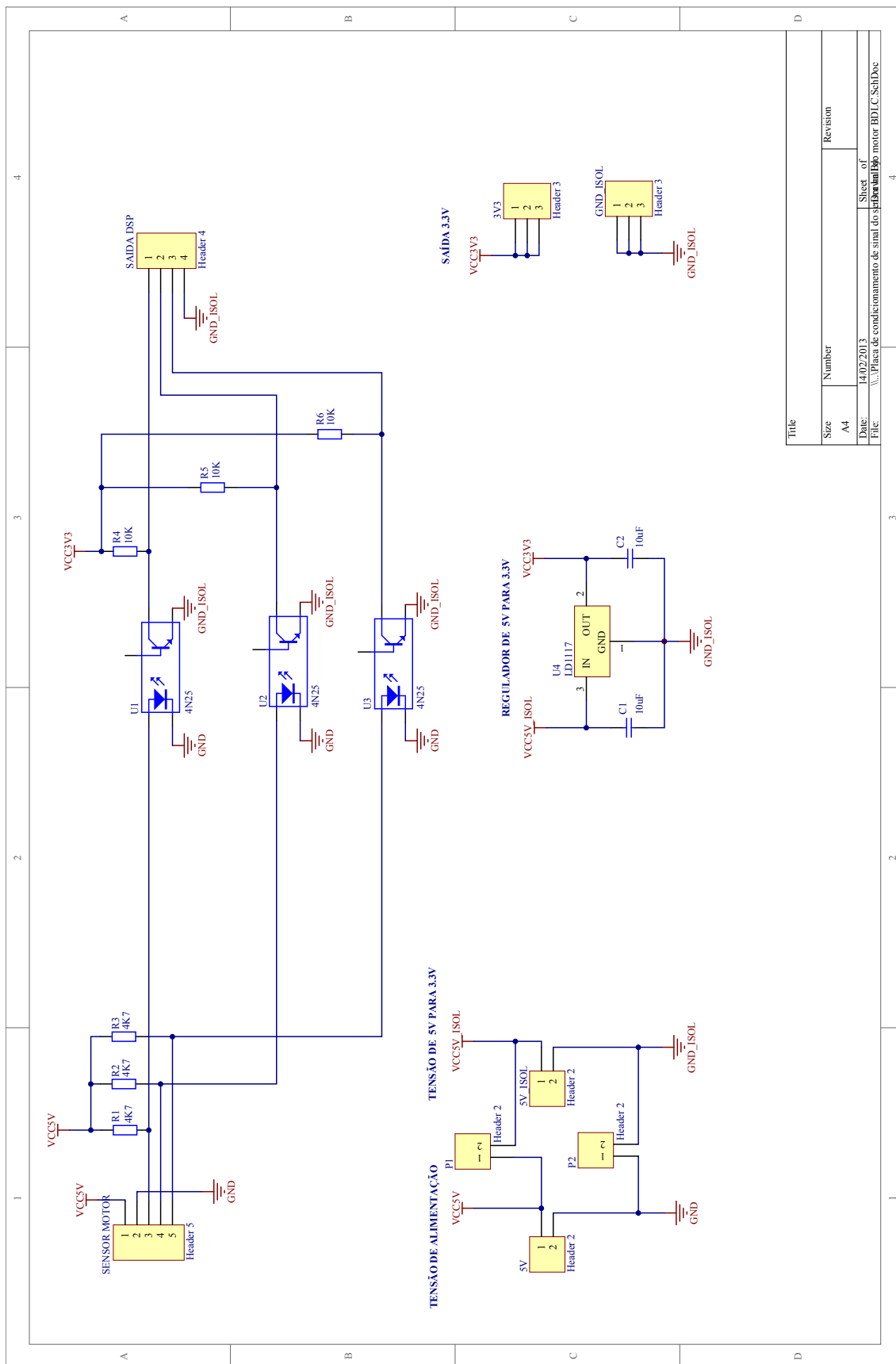
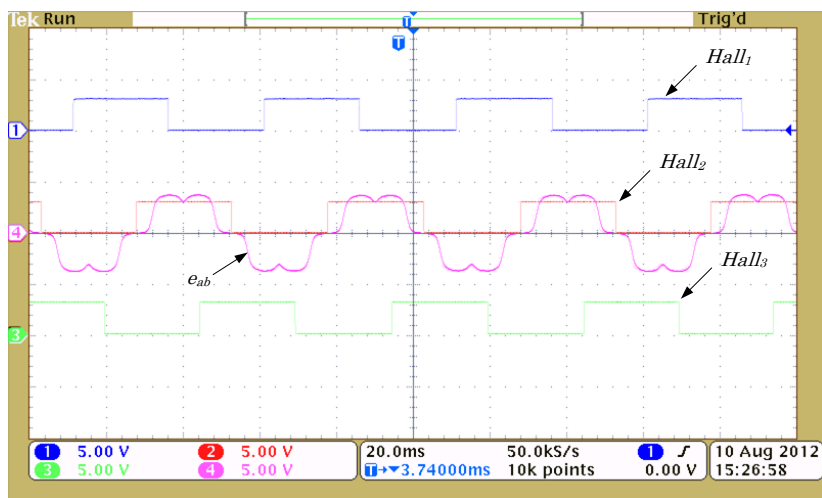


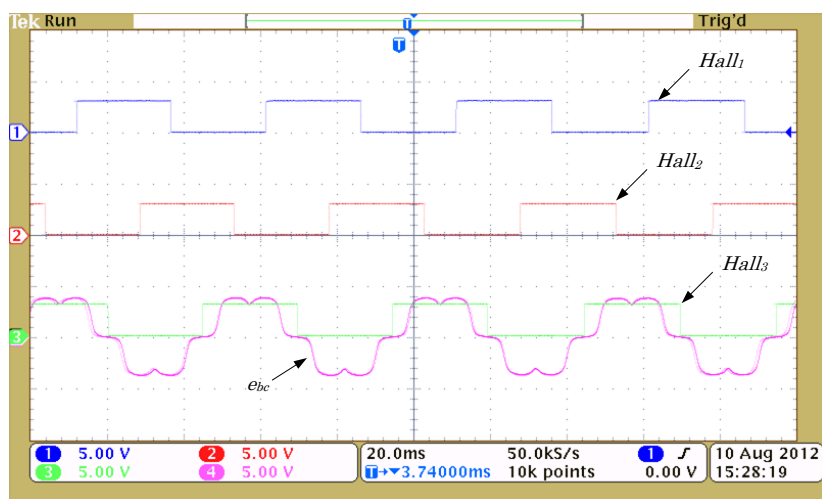
Figura 71: Circuito de condicionamento dos sinais do sensor Hall de Posição.

APÊNDICE C – RESULTADOS EXPERIMENTAIS: FORMAS DE ONDA DO OSCILOSCÓPIO

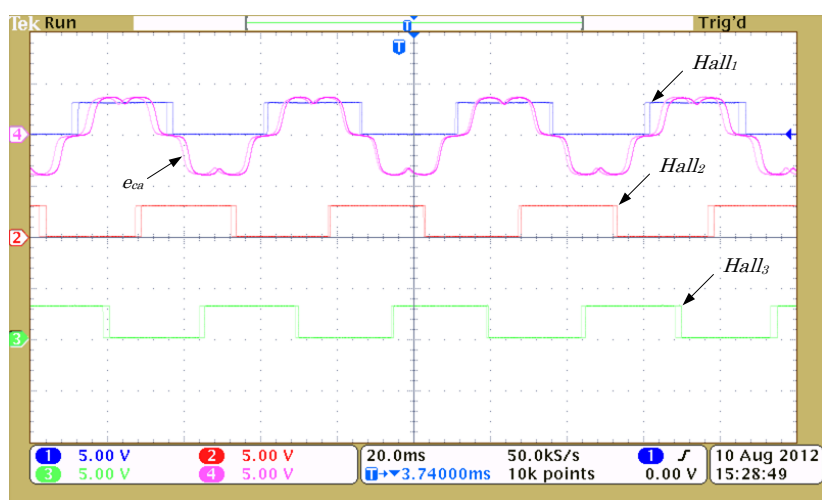
Neste apêndice são apresentados as telas capturadas nas medições realizadas com o osciloscópio na bancada de testes. Com objetivo de manter a padronização das figuras todas as curvas foram redesenhadas a partir dos pontos amostrados já que o próprio osciloscópio forneceu todas as curvas digitalizadas em arquivos no formato *.csv.



(a)



(b)



(c)

Figura 72: Formas de onda: (a) e_{ab} e fase com $Hall_2$; (b) e_{bc} e fase com $Hall_3$; (c) e_{ca} e fase com $Hall_1$.



(a)

Figura 73: Forma de onda da FEM trifásica para uma velocidade de 1000 rpm.

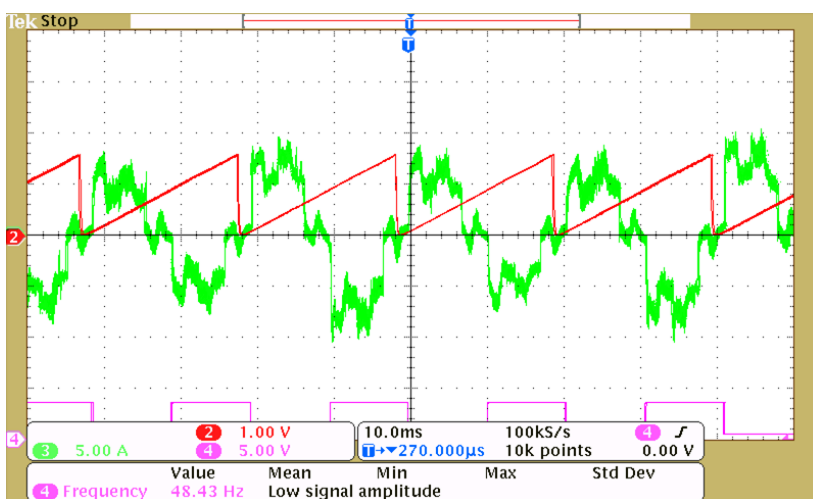


Figura 74: Corrente e posição angular no motor PMBLDC sem compensação da FEM.

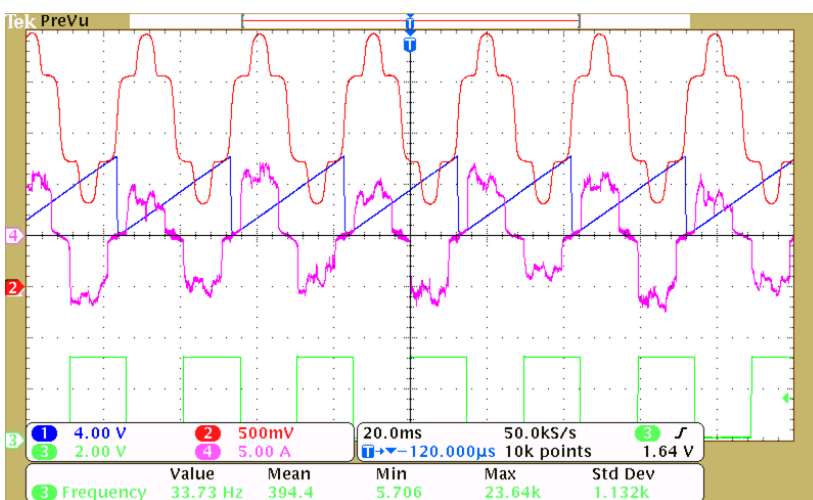


Figura 75: Compensação da FEM: (a) corrente na fase a; (b) posição angular estimada e (c) FEM estimada.

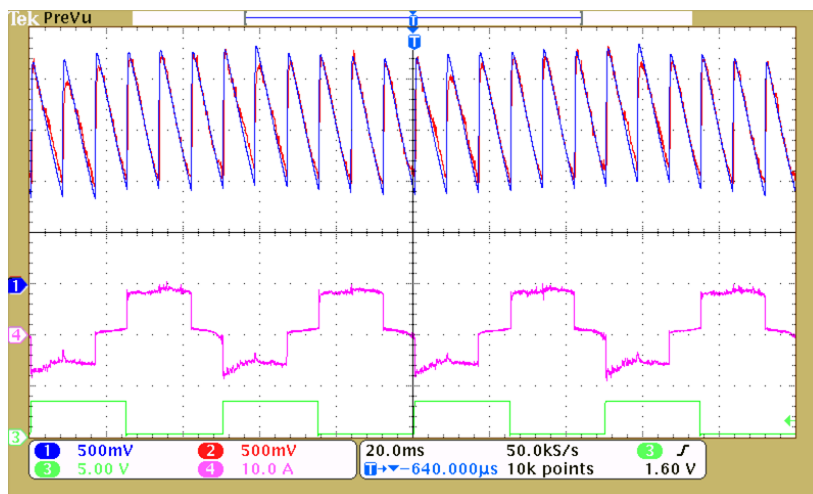


Figura 76: Corrente de eixo direto: referência (canal 1) e medido (canal 2); corrente na fase a (canal 3) com controlador PI-SRF de corrente e velocidade de 300 rpm .

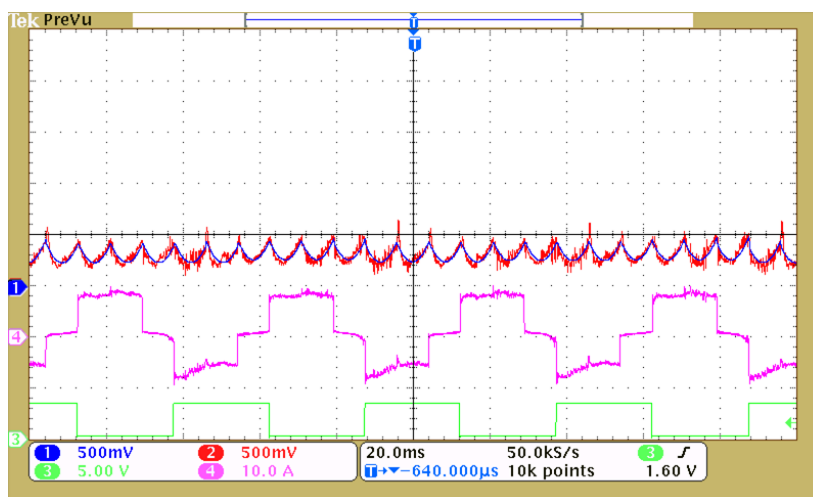


Figura 77: Corrente de eixo de quadratura: referência (canal 1) e medido (canal 2); corrente na fase a (canal 4) com controlador PI-SRF de corrente e velocidade de 300 rpm .

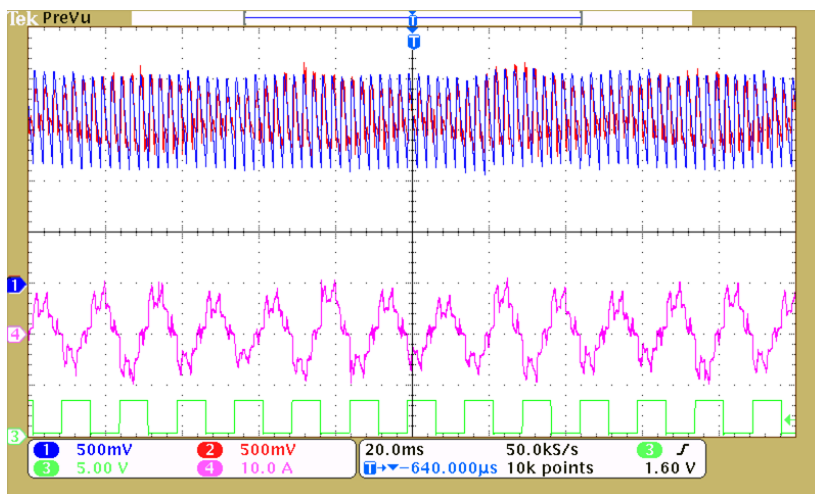


Figura 78: Corrente de eixo de direto: referência (canal 1) e medido (canal 2); corrente na fase *a* (canal 4) com controlador PI-SRF de corrente e velocidade de 1000 *rpm*.

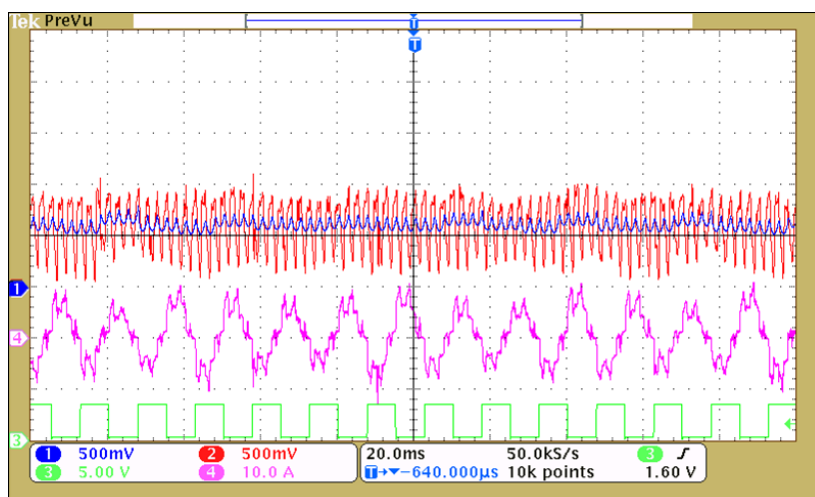


Figura 79: Corrente de eixo de quadratura: referência (canal 1) e medido (canal 2); corrente na fase *a* (canal 4) com controlador PI-SRF de corrente e velocidade de 1000 *rpm*.

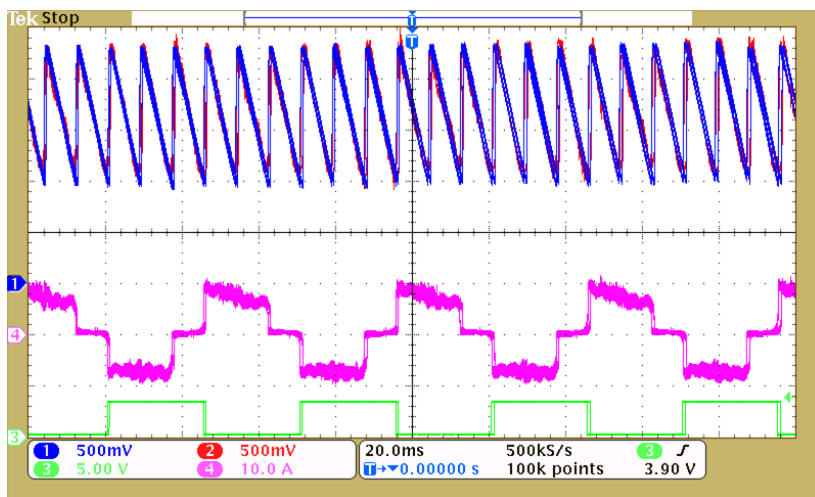


Figura 80: Corrente de eixo direto: referência (canal 1) e medido (canal 2); corrente na fase a (canal 4) com controlador PI-MRI de corrente e velocidade de 300 rpm .

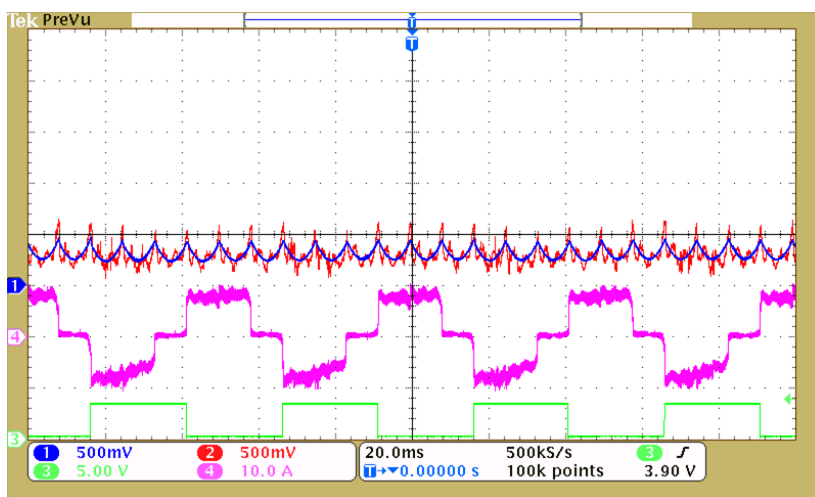


Figura 81: Corrente de eixo de quadratura: referência (canal 1) e medido (canal 2); corrente na fase a (canal 4) com controlador PI-MRI de corrente e velocidade de 300 rpm .

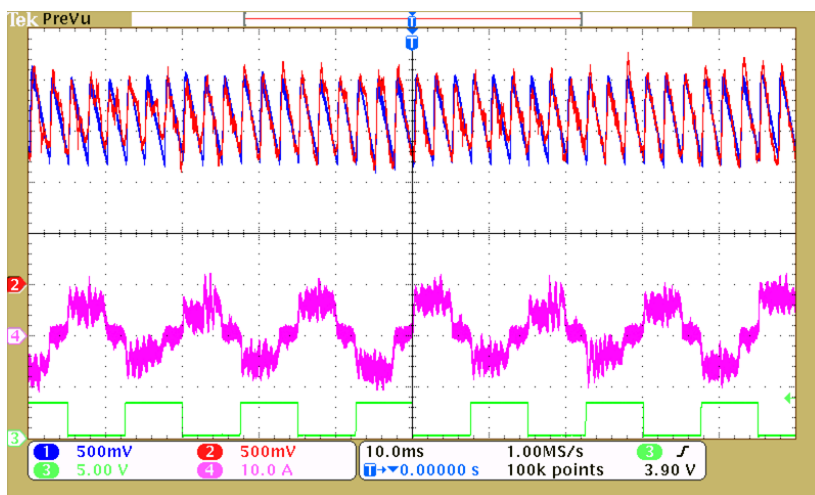


Figura 82: Corrente de eixo direto: referência (canal 1) e medido (canal 2); corrente na fase *a* (canal 4) com controlador PI-MRI de corrente e velocidade de 1000 *rpm*.

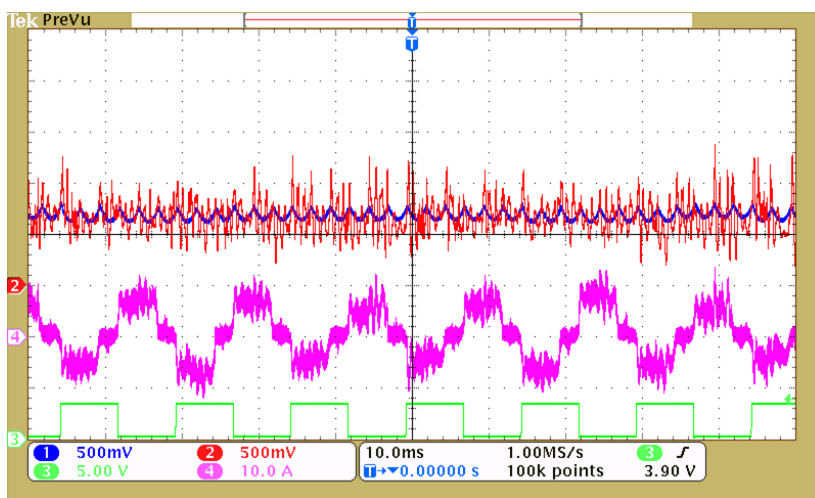


Figura 83: Corrente de eixo de quadratura: referência (canal 1) e medido (canal 2); corrente na fase *a* (canal 4) com controlador PI-MRI de corrente e velocidade de 1000 *rpm*.

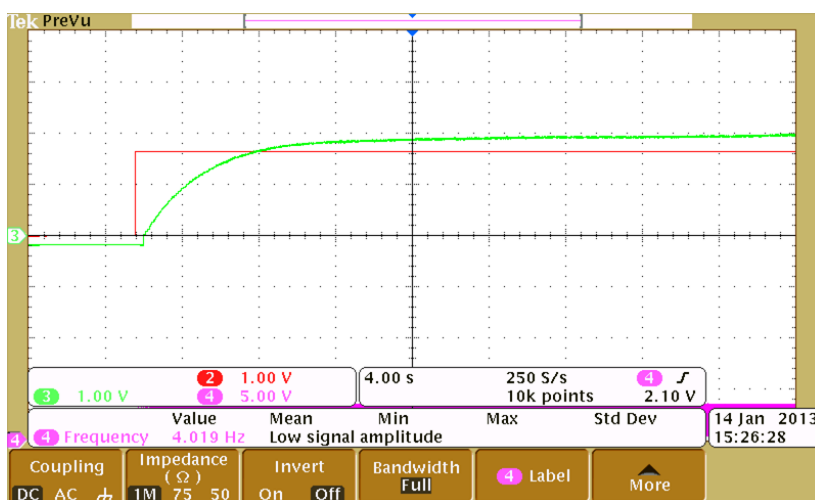
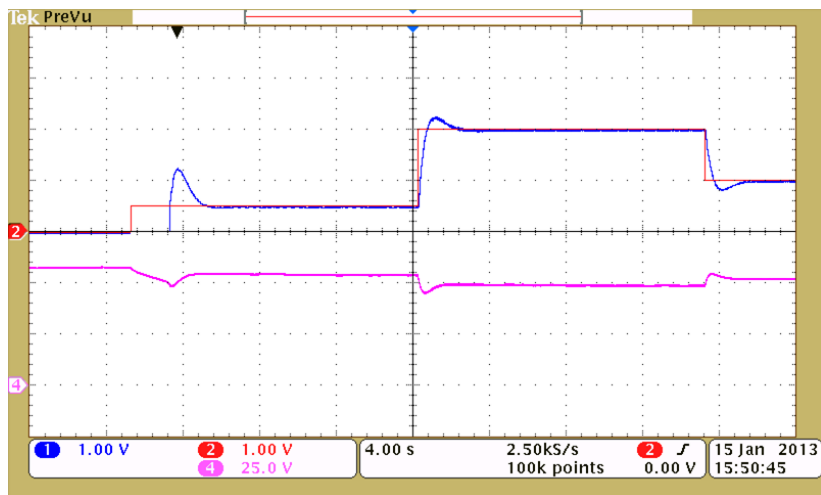
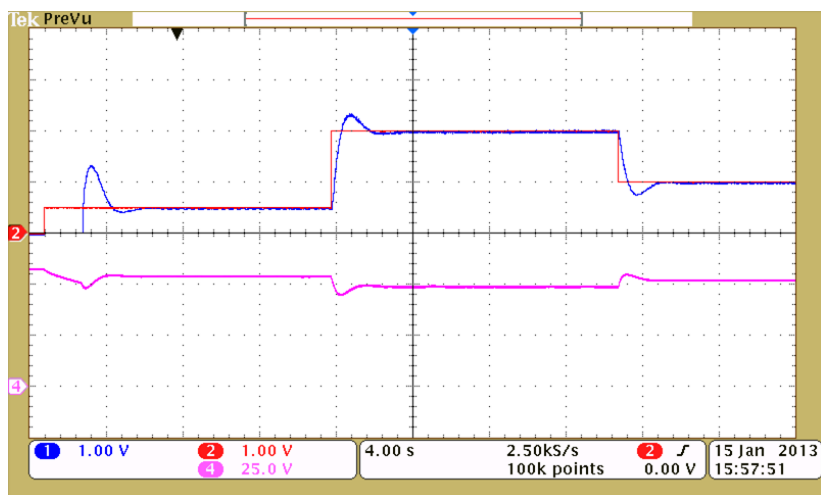


Figura 84: Curva de Reação da velocidade em resposta a um degrau de corrente de 5 A.



(a)



(b)

Figura 85: Comparativo entre os métodos de sintonia para a malha de velocidade: (a) Ziegler-Nichols e (b) CHR 20%.

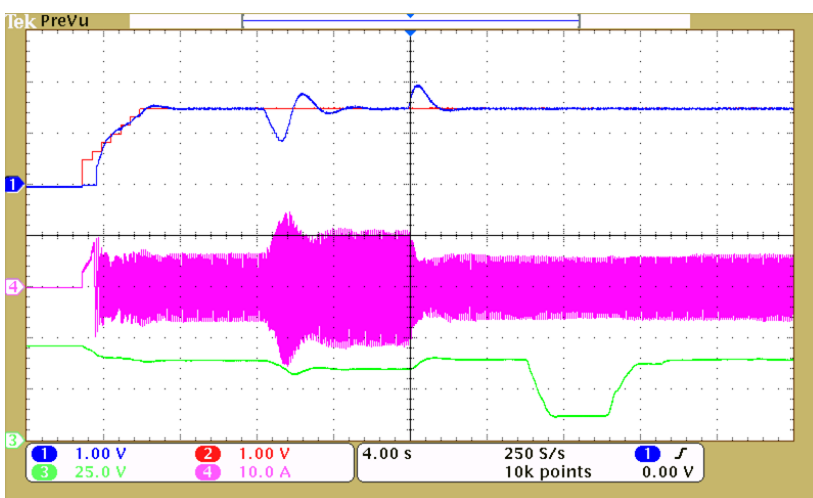


Figura 86: Velocidade do rotor frente a variações na referência, tensão do barramento e carga.

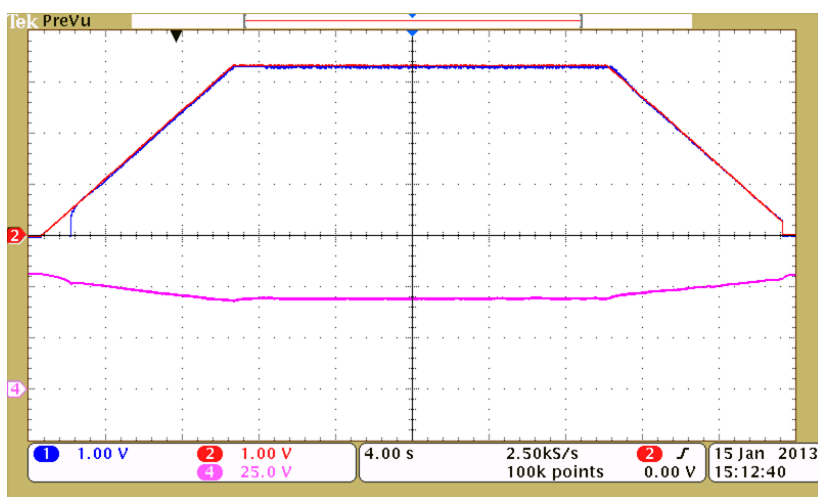


Figura 87: Velocidade para uma variação em rampa crescente e decrescente na referência: velocidade (canal 1), velocidade de referência (canal 2) e tensão do barramento (canal 4).