



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

Rodolfo Lacerda Valle

CONTROLADOR PREDITIVO APLICADO NA REGULAÇÃO DAS
CORRENTES DE UM MOTOR CC DE ÍMÃS PERMANENTES SEM ESCOVAS
DE BAIXA INDUTÂNCIA

Tese de Doutorado

Juiz de Fora
2017

Rodolfo Lacerda Valle

Controlador Preditivo Aplicado na Regulação das Correntes de um Motor CC de
Ímãs Permanentes sem Escovas de Baixa Indutância

Tese submetida ao Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Juiz de Fora como requisito parcial para obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Sistemas Eletrônicos.

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

Juiz de Fora
2017

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.

Controlador Preditivo Aplicado na Regulação das Correntes de um Motor CC de Ímãs Permanentes sem Escovas de Baixa Indutância / Rodolfo Lacerda Valle. -- 2017.

165 p. : il.

Orientador: Pedro Gomes Barbosa

Tese (doutorado) - Universidade Federal de Juiz de Fora, Faculdade de Engenharia. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2017.

1. motor CC de ímãs permanentes sem escovas. 2. controlador PWM preditivo. 3. compensação de parâmetros. 4. acionamento de motor com velocidade variável. I. Barbosa, Pedro Gomes, orient. II. Título.

Rodolfo Lacerda Valle

**Controlador Preditivo Aplicado na Regulação das Correntes de um Motor
CC de Ímãs Permanentes sem Escovas de Baixa Indutância**

Aprovada em 2 de fevereiro de 2017.

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. Márcio do Carmo Barbosa Poncilio Rodrigues, Dr.Eng.

Instituto Federal do Sudeste de Minas Gerais, IF Sudeste MG

Prof. Ernesto Ruppert Filho, Dr.

Universidade Estadual de Campinas, UNICAMP

Prof. Leandro Michels, Dr. Eng.

Universidade Federal de Santa Maria, UFSM

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

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus e em especial à minha mãe, Maria Helena, e irmãos Fernanda e Henrique pelo apoio durante a minha jornada. Aos meus avós, tios e tias pelo apoio e incentivo durante boa parte da minha formação. À minha querida namorada Jordana pelo carinho, zelo e compreensão nos momentos difíceis. Aos amigos Jorgia e Eneas pela amizade.

Em especial ao Professor Pedro Gomes Barbosa pela orientação, conselhos, ensinamentos, amizade, atenção e toda paciência durante minha jornada acadêmica.

À banca examinadora pelas contribuições dadas desde a qualificação e aos membros externos pela disponibilidade em se deslocarem de suas cidades até Juiz de Fora para avaliar este trabalho.

Aos Professores Pedro Machado, Israel Lopes, Leandro Manso, Janaína Gonçalves, André Ferreira e Henrique Braga pela amizade e apoio durante o doutorado.

Aos amigos dos laboratórios NAEP, LAPTEL e Labsolar pela amizade e troca de experiências, em especial ao Gabriel Fogli, Pablo Furtado, Frederico Ghetti, Carlos Henrique, Henrique Monteiro, Igor Souza e Salatiel. Aos bolsistas Ettore, Andrei, Adeilson, Pedro Henrique, João Pedro, Fenando Monteiro, Geordan e Leonardo Vieira pela amizade. Aos laboratoristas do LABEL pela assistência e presteza.

Aos amigos do CEFET/MG Unidade Leopoldina, em particular aos professores do Departamento de Eletroeletrônica, por aceitarem meu pedido de afastamento para conclusão do doutorado.

Ao CEFET/MG pelo apoio à minha capacitação. Ao INERGE, CAPES, FAPEMIG, 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.

Por fim eu gostaria de agradecer a Jéssica Amaral Rocha, Assistente em Administração da Pró-Reitoria de Pós-Graduação e Pesquisa da UFJF, que foi fundamental para que a defesa desta tese acontecesse na data programada.

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

Abraham Lincoln

RESUMO

Esta tese apresenta as etapas de projeto e de implementação de um controlador digital preditivo para regular as correntes de um motor CC de ímãs permanentes sem escovas (do inglês, *Permanent Magnets Brushless DC motor*) (BLDC) de baixa indutância, trifásico a três fios. Estes tipos de motores são usualmente acionados por conversores eletrônicos de potência com múltiplos estágios, comutados em altas frequências, ou usam filtros adicionais para limitar as ondulações de corrente. As formas de onda da força contra eletromotriz induzida e das correntes retangulares dificulta o projeto e sintonia de controladores lineares. A complexidade desta tarefa aumenta quando se considera a ampla faixa de velocidade de operação do motor. Controladores digitais preditivos são facilmente implementados em processadores digitais de sinais, tendo sido usados com sucesso para regular correntes de diferentes tipos de conversores eletrônicos de potência. Três estratégias de comutação (bipolar, unipolar síncrona e unipolar) são usadas para obter três controladores PWM preditivos para regular as correntes retangulares do motor BLDC, sem a necessidade de filtros ou conversores adicionais. O fato das correntes fluírem por apenas duas das fases do motor em cada intervalo de $\pi/3$ rad permite operar o inversor fonte de tensão trifásico (*Voltage Source Inverter*) (VSI) como um conversor CC-CC em ponte completa. Esta característica simplifica o algoritmo de controle sendo necessário apenas um controlador para as correntes trifásicas. Parcelas para compensar o erro em regime permanente devido ao tempo morto, queda de tensão nos interruptores e atrasos de amostragem e de disparo dos interruptores são incorporadas à lei de controle modificada. Resultados experimentais e de simulação para um motor BLDC trifásico de 5 kW/48 V são apresentados para demonstrar a viabilidade da proposta. O algoritmo de controle do sistema de acionamento do motor BLDC foi implementado usando o controlador digital de sinais TMS320F28335.

Palavras-chave: motor CC de ímãs permanentes sem escovas, controlador PWM preditivo, compensação de parâmetros, acionamento de motor com velocidade variável.

ABSTRACT

This thesis presents the design and implementation steps of a digital predictive controller to regulate a low-inductance, three-phase, three-wire permanent magnet brushless DC (BLDC) motor currents. These types of motors are usually driven by multi-stage converters, switched at high frequencies, or use additional inductances to limit the current ripple. The motor's trapezoidal back electromotive force and rectangular currents waveforms make the design and the tuning process of linear controllers difficult. This task complexity increases when a wide speed range is considered. Digital predictive controllers are easily implemented using digital signal processors (DSP), as successfully used for different types of power electronic converters currents regulation. Three switching strategies (bipolar, synchronous unipolar and unipolar) are used to obtain three PWM predictive controllers to regulate the rectangular currents of a brushless DC motor, without the need for any additional filters or converter. Due the fact that the currents flow only between two phases of the motor at every $\pi/3$ rad period makes possible to operate the three-phase voltage source inverter as a full-bridge DC-DC converter. This feature simplify the control algorithm which requires only one controller to synthesize the three-phase currents. A methodology to eliminate the steady-state error due to blanking time, switches voltage drop, sampling delay and pulse driver delay were incorporated in the modified predictive control law. Experimental and simulation results using a 5 kW/48 V three-phase BLDC motor are presented to demonstrate the feasibility of this proposal. The control algorithm was implemented in a digital signal controller TMS320F28335.

Keywords: permanent magnet brushless DC motor, PWM predictive controller, parametric compensation, adjustable speed drive.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1	Formas de onda da FEM e corrente para os motores: (a) PMSM, (b) BLDC.	32
Figura 2	Fotografia do veículo elétrico de pequeno porte em desenvolvimento no Laboratório do Núcleo de Automação e Eletrônica de Potência da Universidade Federal de Juiz de Fora (UFJF).	34
Figura 3	Diagrama elétrico de um sistema de acionamento do motor BLDC. .	40
Figura 4	Formas de onda do motor BLDC: (a) FEM (linha cheia) e correntes (linha tracejada) de fase, (b) sinais dos sensores Hall de posição (VALLE, 2013).	41
Figura 5	Controlador de corrente por histerese monofásico.	42
Figura 6	Diagrama de blocos do controle das correntes do motor BLDC no sistema de coordenadas naturais.	44
Figura 7	Diagrama de blocos do controle das correntes do motor BLDC no sistema de coordenadas síncronas.	46
Figura 8	Desacoplamento das variáveis de eixo direto e quadratura e compensação da FEM na malha de controle (VALLE, 2013).	47
Figura 9	Diagrama de blocos do controlador de corrente de eixo direto.	47
Figura 10	Correntes do motor BLDC no sistema de coordenadas naturais: (a) fase “a”; (b) fase “b”; (c) fase “c”; e no sistema de coordenadas síncronas usando a transformada de <i>Park</i> : (d) eixo “d”; (e) eixo “q” e (f) eixo “0”.	48
Figura 11	Resultados de simulação do controlador PI-SRF ($I_p^* = 120 A$), correntes sintetizadas (linha contínua) e de referência (linha tracejada) para $f_c = f_s/20$: (a) corrente de eixo direto, (b) corrente de eixo de quadratura, (c) corrente na fase “a” e (d) velocidade de operação do motor.	51
Figura 12	Espectro de frequência da corrente na fase “a” (linha contínua) e de referência (linha tracejada) sintetizadas pelo controlador PI-SRF para velocidade de operação próxima a 3000 rpm.	51

Figura 13	Diagrama de blocos do controlador PI-MRI.	52
Figura 14	Resultado de simulação do controlador PI-MRI ($I_p^* = 120 A$), correntes sintetizadas (linha contínua) e de referência (linha tracejada): (a) corrente de eixo direto, (b) corrente de eixo de quadratura, (c) corrente na fase “a” e (d) velocidade de operação do motor.	54
Figura 15	Espectro de frequência da corrente na fase “a” (linha contínua) e de referência (linha tracejada) sintetizadas pelo controlador PI-MRI para velocidade de operação próxima a 3000 rpm.	55
Figura 16	Conversor CC-CC em ponte completa alimentando uma carga tipo tensão constante.	62
Figura 17	Formas de onda do controle preditivo de corrente: (a) contador de sincronização da amostragem/PWM e tensão de controle; (b) sinal de disparo dos interruptores; (c) tensão nos terminais de saída do conversor e (d) corrente real e amostrada do indutor.	62
Figura 18	Sistema de acionamento do motor BLDC: (a) Diagrama esquemático simplificado, (b) FEM (linha contínua) e correntes (linha tracejada) trifásicas.	65
Figura 19	Diagrama de blocos do controle da “pseudo” corrente do motor BLDC.	66
Figura 20	Formas de onda da estratégia PWM bipolar: (a) sinal modulante e portadora triangular, (b) sinais de disparo (S_1 e S_3), (c) tensão de saída do VSI entre os terminais “ab” (v_{ab}), (d) “pseudo” corrente sintetizada (I_p).	67
Figura 21	Formas de onda da estratégia PWM unipolar síncrona: (a) correntes trifásicas, (b) sinais de disparo ($S_1, S_3; S_3, S_6$ e S_5, S_2).	70
Figura 22	Formas de onda da estratégia PWM unipolar síncrona: (a) sinal modulante e portadora triangular, (b) sinais de disparo (S_1 e S_3), (c) tensão de saída do VSI entre os terminais “ab” (v_{ab}), (d) “pseudo” corrente sintetizada (I_p).	71
Figura 23	Formas de onda do padrão PWM unipolar: (a) sinal modulante e portadora triangular, (b) sinais de disparo (S_1 e S_3), (c) tensão de saída do VSI entre os terminais “ab” (v_{ab}), (d) “pseudo” corrente sintetizada (I_p).	74

Figura 24	Ondulação de corrente em função da razão cíclica d para as estratégias PWM: bipolar, unipolar síncrona e unipolar.	76
Figura 25	Diagrama de blocos do modelo discreto do motor BLDC.	80
Figura 26	Diagrama de blocos do controlador preditivo de corrente.	81
Figura 27	Localização dos polos do sistema compensado sob variações paramétricas fazendo $L_c = L_s$ e variando R_s : (a) localização dentro do círculo unitário, (b) detalhe da localização dos polos.	84
Figura 28	Localização dos polos do sistema compensado sob variações paramétricas fazendo $R_s = 0$ e variando L_s	85
Figura 29	Localização dos polos do sistema compensado nos instantes de troca das fases.	86
Figura 30	Sistema de controle.	86
Figura 31	Circuito de potência e controle para o acionamento do motor BLDC.	90
Figura 32	Correntes trifásicas para a estratégia PWM bipolar ($I_p^* = 20$ A): (a) corrente na fase “a”, (b) corrente na fase “b” e (c) corrente na fase “c”.	91
Figura 33	Comportamento dinâmico da corrente na fase “a” para a estratégia PWM bipolar frente a variações em L_c (degrau de $I_p^* = 20$ A para $I_p^* = 30$ A): (a) $L_c = L_s$, (b) $L_c = 1,5L_s$ e (c) $L_c = 0,5L_s$	92
Figura 34	Detalhe da forma de onda da corrente na fase “a” para a estratégia PWM bipolar no instante do degrau: (a) $L_c = L_s$, (b) $L_c = 1,5L_s$ e (c) $L_c = 0,5L_s$	93
Figura 35	Formas de onda da estratégia PWM bipolar frente a variações na tensão do barramento e de carga no motor: (a) corrente na fase “a”, (b) corrente na fase “b”, (c) corrente na fase “c”, (d) tensão do barramento CC e (e) velocidade do rotor.	94
Figura 36	Correntes trifásicas para a estratégia PWM unipolar síncrona ($I_p^* = 20$ A): (a) corrente na fase “a”, (b) corrente na fase “b” e (c) corrente na fase “c”.	95
Figura 37	Comportamento dinâmico da corrente na fase “a” para a estratégia PWM unipolar síncrona frente a variações em L_c (degrau de $I_p^* = 20$ A para $I_p^* = 30$ A): (a) $L_c = L_s$, (b) $L_c = 1,5L_s$ e (c) $L_c = 0,5L_s$	96
Figura 38	Detalhe da forma de onda da corrente na fase “a” para a estratégia PWM	

	unipolar síncrona no instante do degrau: (a) $L_c = L_s$, (b) $L_c = 1,5L_s$ e (c) $L_c = 0,5L_s$	97
Figura 39	Forma de onda da estratégia PWM unipolar síncrona frente a variações na tensão do barramento e de carga: (a) corrente na fase “a”, (b) corrente na fase “b”, (c) corrente na fase “c”, (d) tensão do barramento CC e (e) velocidade do rotor.	98
Figura 40	Correntes trifásicas para a estratégia PWM unipolar ($I_p^* = 20$ A): (a) corrente na fase “a”, (b) corrente na fase “b” e (c) corrente na fase “c”.	99
Figura 41	Forma de onda da corrente na fase “a” para a estratégia PWM unipolar (degrau de $I_p^* = 20$ A para $I_p^* = 30$ A): (a) $L_c = L_s$, (b) $L_c = 1,5L_s$ e (c) $L_c = 0,5L_s$	100
Figura 42	Detalhe da forma de onda da corrente na fase “a” para a estratégia PWM unipolar no instante do degrau para corrente: (a) $L_c = L_s$, (b) $L_c = 1,5L_s$ e (c) $L_c = 0,5L_s$	101
Figura 43	Forma de onda da estratégia PWM unipolar frente a variações na tensão do barramento e de carga mecânica: (a) corrente na fase “a”, (b) corrente na fase “b”, (c) corrente na fase “c”, (d) tensão do barramento CC e (e) velocidade do rotor.	102
Figura 44	Diagrama esquemático do sistema experimental implementado no laboratório.	106
Figura 45	Fotografia: (a) conversor eletrônico, (b) motor BLDC e carga.	107
Figura 46	Fotografia do kit de desenvolvimento eZdsp TM F28335 (DIGITAL, 2007).	108
Figura 47	Inversor e circuito de disparo: (a) diagrama de blocos, (b) fotografia do protótipo.	109
Figura 48	Correntes do motor BLDC com a estratégia PWM bipolar ($I_p = 15$ A, $f_s = 50$ kHz): (a) forma de onda das correntes trifásicas, (b) espectro harmônico.	111
Figura 49	Correntes do motor BLDC utilizando a estratégia PWM unipolar síncrona ($I_p = 15$ A, $f_s = 50$ kHz): (a) forma de onda das correntes trifásicas, (b) espectro harmônico.	113
Figura 50	Correntes do motor BLDC utilizando a estratégia PWM unipolar ($I_p = 15$ A, $f_s = 50$ kHz): (a) forma de onda das correntes trifásicas, (b) espectro harmônico.	114

Figura 51	Corrente da fase “a” para um degrau na referência de corrente de 15 A para 30 A para o controlador preditivo utilizando a estratégia PWM unipolar sem a compensação de parâmetros (3.27).	115
Figura 52	Efeito do tempo morto sobre a tensão de saída na fase “a”. Formas de onda (a) sinal modulante e portadora triangular, (b) sinais de disparo para o caso ideal, (c) sinais de disparo considerando o tempo morto, (d) tensão de saída v_{aN} para $i_a > 0$, (e) tensão de saída v_{aN} para $i_a < 0$	116
Figura 53	Efeito do atraso no disparo dos interruptores sobre a “pseudo” corrente sintetizada pelo VSI para estratégia PWM unipolar: (a) sinais de disparo do interruptor, (b) corrente real e atrasada e (c) portadora triangular.	118
Figura 54	Efeito do atraso da placa de condicionamento e de amostragem do DSC sobre a “pseudo” corrente sintetizada pelo VSI para estratégia PWM unipolar: (a) corrente real e atrasada e (b) portadora triangular.	119
Figura 55	Corrente da fase “a” para um degrau na referência de corrente de 15 A para 30 A para o controlador preditivo utilizando a estratégia PWM unipolar com compensação de parâmetros (6.8).	120
Figura 56	Varição em degrau da corrente de referência de 15 A para 20 A para: (a) $L_c = L_s$, (b) $L_c = 1,5L_s$, (c) $L_c = 0,5L_s$	121
Figura 57	FEM real do motor BLDC para velocidade de 1.000 rpm.	122
Figura 58	Corrente de fase do motor BLDC ($I_p = 15$ A): (a) sem compensação da ondulação da FEM, (b) com compensação da ondulação da FEM.	123
Figura 59	Comparativo ($I_p = 15$ A): (a) sem compensação da ondulação da FEM, (b) com compensação da ondulação da FEM e (c) erro quadrático.	124
Figura 60	Rejeição de distúrbios da tensão do barramento para estratégia PWM unipolar: corrente na fase “a” para $I_p^* = 20$ A (Canal 1), tensão do barramento CC (Canal 2) e velocidade do rotor (Canal 3 - 1 V = 1.000 rpm).	124
Figura 61	Rejeição de distúrbios na corrente frente a variações de carga mecânica: corrente na fase “a” para $I_p^* = 20$ A (Canal 1), tensão do barramento CC (Canal 2) e velocidade do rotor (Canal 3 - 1 V = 1.000 rpm) (a) variação de carga, (b) detalhe das formas de onda antes e (c) após	

	variação de carga.	128
Figura 62	Representação simplificada em diagrama de blocos do controle de velocidade do motor BLDC.	129
Figura 63	Controle de velocidade do motor BLDC: (a) Ciclo de condução europeu ECE-15: Canal 1 velocidade de referência (500 mV = 500 rpm), Canal 2 velocidade do rotor (500 mV = 500 rpm) e Canal 4 corrente da fase “a” (25 A/div); (b) Ciclo de condução europeu ECE-15 modificado: Canal 1 velocidade de referência (500 mV = 500 rpm), Canal 2 velocidade do rotor (500 mV = 500 rpm) e Canal 4 corrente da fase “a” (25 A/div).	129
Figura 64	Representação gráfica da transformação de coordenadas $abc \rightarrow \alpha\beta 0$	146
Figura 65	Sistema de coordenadas $\alpha\beta 0$ e $dq0$	147
Figura 66	Ondulação de corrente para estratégia PWM bipolar: (a) tensão nos terminais do conversor (v_{ab}), (b) corrente sintetizada e (c) circuito equivalente.	149
Figura 67	Ondulação de corrente para estratégia PWM unipolar síncrona: (a) tensão nos terminais do conversor (v_{ab}), (b) corrente sintetizada.	152
Figura 68	Ondulação de corrente para estratégia PWM unipolar para $I_p > 0$: (a) tensão nos terminais do conversor (v_{ab}), (b) corrente sintetizada.	153
Figura 69	Ondulação de corrente para estratégia PWM unipolar para $I_p < 0$: (a) tensão nos terminais do conversor (v_{ab}), (b) corrente sintetizada.	155
Figura 70	Circuito para condicionamento dos sinais e proteção.	158
Figura 71	Circuito da placa de condicionamento de sinais.	159
Figura 72	Circuito de condicionamento dos sinais dos sensores Hall de Posição.	160
Figura 73	Circuito do inversor trifásico.	161
Figura 74	Circuito para isolação óptica entre a placa de condicionamento e a placa de Interface.	162
Figura 75	Circuito de interface para o disparo dos interruptores de potência.	163
Figura 76	Circuito da placa de disparo isolado dos interruptores de potência.	164

LISTA DE TABELAS

Tabela 1	Parâmetros de Simulação: Inversor e Motor.	49
Tabela 2	Ganhos do Controlador PI-MRI.	53
Tabela 3	Dados comparativos entre as técnicas de comutação.	76
Tabela 4	Parâmetros de simulação do motor BLDC.	90
Tabela 5	Parâmetros de simulação do conversor.	90
Tabela 6	Influência da indutância do estator sobre a resposta das correntes para as estratégias PWM bipolar, unipolar síncrona e unipolar.	103
Tabela 7	Características do motor BLDC.	108
Tabela 8	Tempo de processamento do algoritmo de acionamento do motor BLDC.	127

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

2PC controle preditivo de duas configurações (*two-configuration predictive control*)

A/D analógico/digital

BLDC motor CC de ímãs permanentes sem escovas (*Permanent Magnets Brushless DC motor*)

CA corrente alternada

CC corrente contínua

DPC controle preditivo direto (*direct predictive control*)

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

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

FEM força contra-eletromotriz

FPGA arranjo de portas programável em campo (*field-programmable gate array*)

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

MCI motor a combustão interna

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

PI proporcional-integral

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

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

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

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

PPC controlador PWM preditivo (*PWM predictive control*)

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

SVM modulação vetorial (*Space Vector Modulation*)

UFJF Universidade Federal de Juiz de Fora

VE veículo elétrico

VEH veículo elétrico híbrido

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

LISTA DE SÍMBOLOS

a_x	coeficientes do polinômio característico ($x \in \{1, 2, 3\}$)	
A	matriz de estados no tempo contínuo	
B	matriz de entrada no tempo contínuo	
C_i	função de transferência do controlador de corrente	
C_n	controlador de velocidade	
$d[k]$	razão cíclica no instante kT_s	
D	atrito viscoso	[N·m·s/rad]
e	FEM instantânea	[V]
$E[k]$	FEM amostrada no instante kT_s	[V]
f_s	frequência de comutação do conversor	[Hz]
f_c	frequência de corte do sistema compensado da malha de corrente	[Hz]
G_{MA}	função de transferência de malha aberta da corrente	
i	corrente instantânea	[A]
i_L	corrente pelo indutor de saída do conversor CC–CC em ponte completa	[A]
I_p	magnitude da pseudo corrente do motor BLDC	[A]
J	inércia do motor e carga	[kg/m ²]
$k_{ix+,i}$	ganho do controlador PI-MRI para a harmônica x de sequência positiva no sistema de coordenadas dq	[V/A·s]
$k_{ix-,i}$	ganho do controlador PI-MRI para a harmônica x de sequência negativa no sistema de coordenadas dq	[V/A·s]
$k_{i,i}$	ganho integral do controlador de corrente	[V/A·s]
$k_{p,i}$	ganho proporcional do controlador de corrente	[V/A]
$k_{p,n}$	ganho proporcional do controlador PI de velocidade	[A/rpm]
$k_{i,n}$	ganho integral do controlador PI de velocidade	[A/rpm·s]

L_c	parâmetro do controlador referente a indutância do motor	[H]
L_s	indutância de fase dos enrolamentos do motor	[H]
$m[k]$	índice de modulação no instante kT_s	
n_{rpm}	velocidade de operação do motor	[rpm]
R_s	resistência de fase dos enrolamentos do motor	[Ω]
r_1	taxa de subida da corrente pelo indutor de saída	[A/s]
r_2	taxa de descida da corrente pelo indutor de saída	[A/s]
r_{1b}	taxa de subida da corrente para estratégia PWM bipolar	[A/s]
r_{2b}	taxa de descida da corrente para estratégia PWM bipolar	[A/s]
r_{1s}	taxa de subida da corrente para estratégia PWM unipolar síncrona	[A/s]
r_{2s}	taxa de descida da corrente para estratégia PWM unipolar síncrona	[A/s]
r_{1u}	taxa de subida da corrente para estratégia PWM unipolar	[A/s]
r_{2u}	taxa de descida da corrente para estratégia PWM unipolar	[A/s]
T_D	tempo de atraso relativo ao circuito de disparo do conversor	[s]
T_e	conjugado elétrico	[N·m]
T_l	conjugado da carga	[N·m]
T_L	tempo de atraso relativo a amostragem e condicionamento de sinais	[s]
T_M	tempo morto	[s]
T_s	período de amostragem	[s]
u	ação de controle	
V_G	queda de tensão nos interruptores semicondutores de potência do VSI	[V]
v	tensão instantânea	[V]
V_{BB}	tensão nos terminais da bateria	[V]
v_c	tensão de controle	[V]
V_{CC}	tensão no barramento CC	[V]
v_{tri}	portadora triangular	
v_{xo}	tensão no terminal de saída x ($x \in \{a, b, c\}$) do conversor em relação ao ponto “o”	[V]

ΔV_{xN}	variação da tensão no terminal de saída x ($x \in \{a, b, c\}$) em relação ao terminal N devido ao tempo morto	[V]
ΔI_p	variação da corrente em relação a referência	[A]
ε	erro	
Φ	matriz de estados no tempo discreto	
Γ	matriz de entrada no tempo discreto	
ω_n	frequência natural não amortecida	[rad/s]
ω	frequência angular	[rad/s]
θ	posição angular	[rad]
ζ	coeficiente de amortecimento	

Sobrescritos

x^*	valores de referência
\hat{x}	valores estimados

Subscritos

x_a	grandezas referentes à fase a
x_b	grandezas referentes à fase b
x_c	grandezas referentes à fase c
x_α	grandezas referidas ao eixo alfa
x_β	grandezas referidas ao eixo beta
x_d	grandezas referidas ao eixo direto
x_q	grandezas referidas ao eixo em quadratura
x_0	grandezas referidas ao eixo 0
x_e	variável relacionada à grandeza elétrica
x_m	variável relacionada à grandeza mecânica

SUMÁRIO

1	Introdução	31
1.1	Identificação do problema	32
1.2	Proposta	34
1.3	Objetivos	35
1.4	Principais Contribuições	36
1.5	Estrutura da Tese	37
2	Controladores de Corrente Elétrica	39
2.1	Acionamento do motor BLDC	39
2.2	Revisão Bibliográfica: Métodos de Controle de Corrente aplicados ao acio- namento de motores BLDC	41
2.2.1	Controlador por Histerese	41
2.2.2	Controlador Proporcional-Integral no sistema de coordenadas naturais .	43
2.2.3	Controladores no sistema de coordenadas síncronas	44
2.2.3.1	Controlador Proporcional-Integral	45
2.2.3.2	Controlador PI-MRI	52
2.2.4	Controladores Preditivos	55
2.3	Sumário	58
3	Controlador Preditivo de Corrente Proposto	61
3.1	Fundamentos do controlador digital preditivo de corrente	61
3.2	Controlador preditivo de corrente aplicado ao motor BLDC	64
3.3	Controlador preditivo utilizando a estratégia PWM bipolar	65
3.4	Controlador preditivo utilizando a estratégia PWM unipolar síncrona . . .	69

3.5	Controlador preditivo utilizando a estratégia PWM unipolar	73
3.6	Análise da ondulação de corrente	75
3.7	Sumário	77
4	Análise de estabilidade	79
4.1	Discretização do motor BLDC	79
4.2	Análise de Estabilidade do Controlador Preditivo	80
4.3	Análise do erro em regime permanente	83
4.4	Sumário	87
5	Resultados de Simulação	89
5.1	Parâmetros de Simulação	89
5.2	Resultados de simulação para a estratégia PWM bipolar	89
5.3	Resultados de simulação para a estratégia PWM unipolar síncrona	95
5.4	Resultados de simulação para a estratégia PWM unipolar	99
5.5	Sumário	102
6	Resultados experimentais do sistema de acionamento com velocidade variável	105
6.1	Descrição da Planta	105
6.1.1	Motor BLDC	106
6.1.2	Características do DSC	106
6.1.3	Características do Inversor Trifásico	108
6.1.4	Placa de Condicionamento de Sinais	109
6.1.5	Transdutores de Posição	110
6.2	Estratégia PWM Bipolar	110
6.3	Estratégia PWM Unipolar Síncrona	112
6.4	Estratégia PWM Unipolar	112

6.4.1	Compensação dos Parâmetros do Inversor e atrasos de amostragem . . .	114
6.4.2	Sensibilidade a variações no parâmetro do controlador	121
6.5	Compensação da FEM induzida	121
6.6	Distúrbio na tensão do barramento e na carga mecânica	123
6.7	Ciclo de Condução ECE-15	125
6.8	Sumário	126
7	Conclusões e Trabalhos Futuros	131
7.1	Produção científica resultante da pesquisa	134
7.1.1	Resultados diretos	134
7.1.2	Resultados indiretos	134
7.2	Proposta de trabalhos futuros	135
	Referências	137
	Apêndice A – Transformações dos sistemas de coordenadas	145
A.1	Sistema de coordenadas naturais	145
A.2	Sistema de coordenadas $\alpha\beta 0$	145
A.3	Sistema de coordenadas dq0	146
	Apêndice B – Análise de Ondulação de Corrente	149
B.1	Ondulação de corrente para estratégia PWM bipolar	149
B.2	Ondulação de corrente para estratégia PWM unipolar síncrona	151
B.3	Ondulação de corrente para estratégia PWM unipolar	153
	Apêndice C – Diagrama Esquemático das Placas	157
	Apêndice D – Características do DSC	165

1 INTRODUÇÃO

Apesar do baixo custo dos motores de indução, os motores de ímãs permanentes sem escovas (*Permanent Magnets Brushless*) (PMBL) têm sido a principal escolha para utilização nos sistemas de propulsão de veículos elétricos (VEs) e veículos elétricos híbridos (VEHs) (CHAN & CHAU, 1997), (EMADI, 2006), (GAO; EHSANI & MILLER, 2005).

Construídos com ímãs de elevados campo remanescente e força coercitiva, os motores PMBL são classificados como: (i) motor síncrono de ímãs permanentes (*Permanent Magnet Synchronous Motor*) (PMSM) ou (ii) motor CC de ímãs permanentes sem escovas (*Permanent Magnets Brushless DC motor*) (BLDC), em função do perfil senoidal ou trapezoidal da força contra-eletromotriz (FEM) gerada, respectivamente.

Diferentemente dos motores PMSM que são acionados por correntes senoidais, os motores BLDC são alimentados por correntes retangulares em consequência da forma de onda trapezoidal da FEM, conforme exibido na Figura 1.

Contudo, independentemente do perfil da FEM interna, é fundamental conhecer a posição do rotor para acionar corretamente essas máquinas (HANSELMAN, 2006), (KRISHNAN, 2010). Nos motores PMSM são usados sensores de posição precisos e de elevada resolução. Por outro lado, num motor BLDC de n fases, devido à FEM ser trapezoidal, é necessário conhecer apenas $2n$ posições discretas do rotor. Esta característica simplifica o algoritmo de controle e o tipo de sensor utilizado.

Além da simplicidade dos sensores, os motores BLDC possuem uma densidade de potência 15% maior quando comparados com os motores PMSM (KRISHNAN, 2001). A interação entre o campo magnético trapezoidal e a corrente retangular produz um conjugado maior no motor BLDC do que aquele produzido pelo campo magnético e corrente senoidais no motor PMSM, considerando um mesmo valor de pico de tensão e de corrente (MARIAH & WAHSH, 1996). Essas características possibilitam a redução do volume e do peso dos motores BLDC, tornando-os mais atrativos para aplicações em sistemas embarcados.

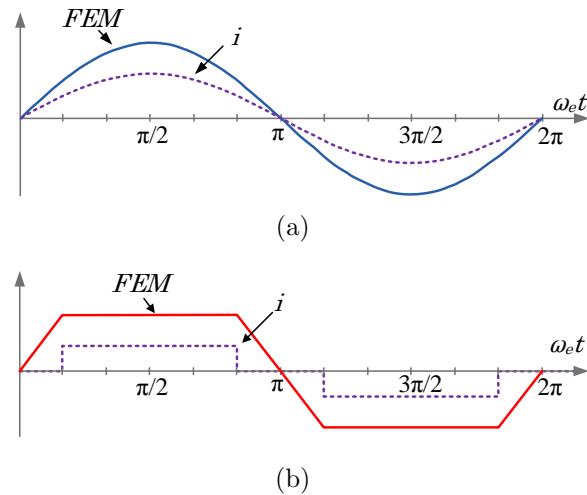


Figura 1: Formas de onda da FEM e corrente para os motores: (a) PMSM, (b) BLDC.

1.1 IDENTIFICAÇÃO DO PROBLEMA

Atualmente, o setor de transportes é responsável por mais da metade do consumo mundial de petróleo. Projeções recentes apontam um aumento da demanda de combustíveis fósseis neste setor em 40% até 2035 (IEA, 2013, 2012). Diante do cenário atual de redução das reservas de combustíveis fósseis, alta dependência de petróleo *offshore* e pressões ambientais para redução das emissões de gases de efeito estufa, governos dos países desenvolvidos vêm propondo medidas para incentivar e exigir mudanças no setor de transportes.

Tais políticas abrangem desde mudanças do tipo de transporte, de ponto a ponto para o modal ou público, até alterações das tecnologias usadas nos veículos como, por exemplo, o uso de energia elétrica para propulsão de VE e VEH em substituição aos veículos baseados em motor a combustão interna (MCI). A Alemanha, como exemplo, tem tomado medidas políticas para redução das emissões produzidas pelos MCI, em que apenas veículos de passageiros não emissores possam trafegar nas estradas a partir de 2030 (SCHMITT, 2016).

Nesse sentido, limitações técnicas devem ser estudadas e superadas para que haja a consolidação dos VE e VEH no mercado. Uma das principais restrições destes veículos está relacionada com sua baixa autonomia. Uma das linhas de pesquisas realizadas para contornar esse problema é o projeto de sistemas de tração mais eficientes e compactos (LASKARIS & KLADAS, 2010). Neste contexto os motores BLDC se apresentam como uma alternativa interessante devido à sua eficiência e densidade de potência elevadas.

Técnicas de controle para acionamento de motores que requerem correntes senoi-

dais para o seu acionamento são bem conhecidas na literatura. Como exposto, os motores BLDC com FEM trapezoidais necessitam de correntes retangulares para o seu acionamento. Assim, motores BLDC possuem correntes de referência que variam bruscamente na forma de degrau e controladores com rápida resposta dinâmica devem ser investigados para a síntese dessas correntes.

Apesar das vantagens dos motores BLDC, alguns destes motores apresentam desafios na síntese das correntes devido à sua baixa indutância. Geralmente, a indutância de dispersão dos motores BLDC com grande entreferro magnético, fluxo axial ou ainda de estator sem núcleo, é muito baixa (tipicamente inferior a $100 \mu H$ (DE et al., 2012)). Este parâmetro é responsável por imprimir uma constante de tempo muito baixa na dinâmica das correntes consumidas por este tipo de motores. Devido a isso, cuidados especiais devem ser tomados para limitar a amplitude da ondulação de corrente nos enrolamentos destes motores (DE et al., 2012), (KRAH & HOLTZ, 1999), (ZHOU & FANG, 2013), (FANG; ZHOU & LIU, 2012), (SU & ADAMS, 2001). Embora elevar a frequência de comutação possa reduzir a ondulação de corrente, o aumento da frequência de comutação é limitado pela capacidade computacional do processador (FANG; ZHOU & LIU, 2012) e pelos interruptores semicondutores utilizados. Isto torna crítico o projeto de controladores de corrente (KRAH & HOLTZ, 1999). Na implementação digital, o algoritmo de controle deve possuir baixo esforço computacional, de forma a ser capaz de atuar rapidamente. Assim, há uma busca por controladores de simples implementação, que garantam erro em regime permanente nulo, além de rápida resposta transitória.

Técnicas de controle digital permitem a implementação de sofisticadas leis de controle, levando em consideração não linearidades, variações paramétricas ou tolerâncias, e ainda o desenvolvimento de técnicas de autoteste e/ou autosintonia (“*self-tuning*”) de difícil implementação por meio de técnicas analógicas. Outra vantagem é a flexibilidade do controlador digital que permite ao projetista modificar a estratégia de controle, ou ainda, reprogramar totalmente o algoritmo de controle sem a necessidade de modificações significativas no hardware. Outros fatores relevantes são a elevada tolerância a ruídos e ausência dos efeitos de envelhecimento ou de temperatura sobre o componente do circuito de controle, comuns em circuitos de controle analógicos (BUSO & MATTAVELLI, 2006).

Por estas vantagens, plataformas de controles digitais como processadores digitais de sinais (*Digital Signal Processors*) (DSPs) e controladores digitais de sinais (*Digital Signal Controllers*) (DSCs) têm se tornado o estado da arte, além de serem usados amplamente pela indústria (RODRIGUEZ & CORTES, 2012).



Figura 2: Fotografia do veículo elétrico de pequeno porte em desenvolvimento no Laboratório do Núcleo de Automação e Eletrônica de Potência da UFJF.

1.2 PROPOSTA

Diversas técnicas têm sido investigadas para a redução da ondulação de corrente em motores BLDC de baixa indutância. Em (LI; ZHENG & REN, 2017), (ZHOU & FANG, 2013), (FANG; ZHOU & LIU, 2013) e (FANG; ZHOU & LIU, 2012) é adicionado um conversor buck para controlar a tensão do barramento CC ao qual está conectado um inversor fonte de tensão (*Voltage Source Inverter*) (VSI) trifásico que aciona o motor BLDC. O conversor buck permite reduzir a tensão aplicada sobre os enrolamentos do motor e conseqüentemente diminui a ondulação de corrente. A necessidade de elevar a frequência de amostragem e comutação, e ainda, em função do elevado esforço computacional, nestes trabalhos são utilizados DSP conjuntamente com arranjo de portas programável em campo (*field-programmable gate array*) (FPGA) para implementação dos algoritmos de controle. Em (FANG; ZHOU & LIU, 2013), (FANG; ZHOU & LIU, 2012) é utilizada uma frequência de comutação de 200 kHz para uma indutância de enrolamento de $36\ \mu\text{H}$.

Filtros indutivos podem ser adicionados às fases do motor elevando a indutância equivalente. Em (WANG et al., 2015) é utilizado um conversor Chopper classe C operando como fonte de corrente alimentando um VSI trifásico que aciona um motor BLDC com indutância de enrolamento de $80\ \mu\text{H}$. O elevado valor da indutância do

conversor Chopper permite reduzir a frequência de comutação para 20 kHz .

Apesar dos bons resultados, estes trabalhos apresentam a desvantagem de utilizar indutores ou conversores extras elevando o custo, peso e volume dos conversores e reduzindo a carga útil ¹ quando embarcados em veículos. Em alguns destes trabalhos a elevada frequência de comutação limita o uso de dispositivos como transistores bipolares com gatilho isolado (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) (IGBT).

Em (DE et al., 2012) é empregado um conversor trifásico multinível com frequência de comutação de 100 kHz e indutância dos enrolamentos de $170\ \mu\text{H}$. Em (SU & ADAMS, 2001) um conversor de cinco níveis é utilizado para variar a tensão do barramento CC do VSI trifásico. Apesar dos resultados apresentados serem satisfatórios, conversores multiníveis elevam o número de interruptores aumentando os custos, elevando a dissipação de potência e acarretam em maior peso e volume ao conversor. Além disso, um maior número de interruptores, sem redundância, aumenta o risco de falhas no conversor (HIRSCHMANN et al., 2007).

De maneira a evitar a adição de filtros ou conversores de múltiplos estágios, uma possível solução para a redução da ondulação de corrente é elevar a frequência de comutação do conversor o que exige algoritmos de controle com baixo esforço computacional para que sejam capazes de atuar rapidamente sobre as correntes. A escolha adequada da estratégia de modulação por largura de pulso (*Pulse Width Modulation*) (PWM) permite reduzir a ondulação de corrente e ainda a frequência de comutação permitindo.

Neste trabalho é investigado o acionamento de um motor BLDC de $5\text{ kW}/48\text{ V}$ de baixa indutância sem a adição de filtros ou conversores de múltiplos estágios visando sua aplicação em um veículo elétrico de pequeno porte exibido na Figura 2. O algoritmo de controle foi desenvolvido em um controlador digital de sinais o TMS320F28335. O veículo será alimentado por um banco de baterias de íons de lítio.

1.3 OBJETIVOS

No intuito de atingir o principal objetivo deste trabalho, que é o acionamento de um motor BLDC de baixa indutância, com baixa ondulação de corrente, erro de regime permanente nulo e rápida resposta transitória das correntes, os seguintes objetivos específicos foram considerados necessários para realizar o objetivo principal deste trabalho:

¹carga total transportada por um veículo, desconsiderando a massa do próprio veículo

- Investigar controladores com baixo esforço computacional para a síntese das correntes do motor BLDC permitindo o uso de DSC com elevada frequência de amostragem;
- Investigar diferentes estratégias PWM que reduzam a ondulação de corrente, minimizando assim ondulações no conjugado;
- Propor a análise de estabilidade para o controlador frente a variações paramétricas do motor;
- Investigar o comportamento das correntes compensadas frente a distúrbios;
- Desenvolver um inversor trifásico para o acionamento de um motor BLDC de 5 kW;
- Obter resultados experimentais que validem os resultados teóricos e de simulação.

1.4 PRINCIPAIS CONTRIBUIÇÕES

Dentre as contribuições desta tese de doutorado cabe destacar:

- Redução da ondulação de corrente em motores BLDC de baixa indutância pelo uso da estratégia PWM adequada, sem a necessidade de conversores de múltiplos estágios ou filtros adicionais;
- Algoritmo de controle de simples implementação e baixo esforço computacional, sem o uso de FPGA conjuntamente com DSP comumente utilizados em motores de baixa indutância;
- Análise de estabilidade e de erro de regime permanente considerando variações nos parâmetros do motor BLDC, ainda não descritos na literatura para o controlador preditivo proposto aplicado a este motor;
- Proposta de uma técnica para compensação do erro em regime permanente nas correntes em função de atrasos no circuito de disparo e amostragem, bem como a compensação da queda de tensão nos interruptores de potência e tempo morto para o controlador preditivo proposto.

1.5 ESTRUTURA DA TESE

No Capítulo 2 são apresentadas as características básicas para o acionamento do motor BLDC. As particularidades dos principais controladores utilizados na malha de controle das correntes do motor BLDC são apresentadas e avaliadas. O baixo esforço computacional e rápida resposta dinâmica do controlador PWM preditivo (*PWM predictive control*) (PPC) o torna atrativo para a síntese das correntes deste motor.

No Capítulo 3 são obtidas as leis de controle preditivas para a síntese das correntes do motor BLDC para três estratégias PWM: bipolar, unipolar síncrona e unipolar. A ondulação de corrente é comparada para as três estratégias PWM.

No Capítulo 4 é investigada a estabilidade no plano complexo z para os controladores preditivos obtidos no Capítulo 3. O comportamento dinâmico das correntes é analisado para variações na indutância do motor. A influência das resistências de enrolamento sobre o comportamento em regime permanente é obtida e discutida.

Resultados de simulações são apresentados no Capítulo 5, demonstrando a viabilidade do controlador preditivo de corrente. A ondulação de corrente é comparada para as três estratégias PWM. A rejeição a distúrbios na malha de corrente é analisada para variações na tensão do barramento de corrente contínua (CC) e de carga mecânica.

No Capítulo 6 são apresentados e discutidos os resultados experimentais do PPC. A compensação de parâmetros do inversor e da placa de condicionamento de sinais é incorporada à lei de controle para a estratégia PWM unipolar, a fim de reduzir o erro em regime permanente nas correntes do motor BLDC.

O Capítulo 7 apresentará as conclusões finais deste trabalho com propostas para trabalhos futuros. Publicações científicas que possuem relação direta ou indireta com o presente trabalho são apresentadas.

2 CONTROLADORES DE CORRENTE ELÉTRICA

Como exposto no capítulo anterior, motores BLDC são acionados por correntes com perfil retangular, cuja frequência depende da velocidade de operação do motor. Assim, o projeto de controladores que garantam erro em regime permanente nulo e rápida resposta transitória para toda a faixa de velocidade de operação do motor não é uma tarefa trivial (FANG; ZHOU & LIU, 2012).

Além disso, motores acionados por conversores eletrônicos de potência cujos enrolamentos possuem uma baixa indutância representam um desafio adicional já que as correntes drenadas possuem uma elevada ondulação, a menos que a frequência de comutação seja elevada (tipicamente, cerca de 200 kHz). Devido à dinâmica rápida das correntes, os controladores devem responder rapidamente, sendo desejável algoritmos com baixo esforço computacional permitindo elevar a frequência de comutação.

Inicialmente, neste capítulo, as características básicas para o acionamento de motores BLDC são apresentadas. Em seguida, uma revisão dos principais controladores utilizados na síntese da corrente destes motores foi realizada.

2.1 ACIONAMENTO DO MOTOR BLDC

Na Figura 3 é mostrado um diagrama esquemático de um motor BLDC acionado a partir de um conversor eletrônico de potência alimentado por um banco de baterias. Nesta figura R_s e L_s são as resistências e indutâncias dos enrolamentos do estator, respectivamente, e e_a , e_b e e_c são as FEM por fase. Por simplicidade, os interruptores semicondutores do conversor foram representados como interruptores ideais.

Para obter uma FEM trapezoidal, este motor apresenta características como: 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 intervalos de tempo com corrente nula por ciclo, conforme mostrada na Fi-

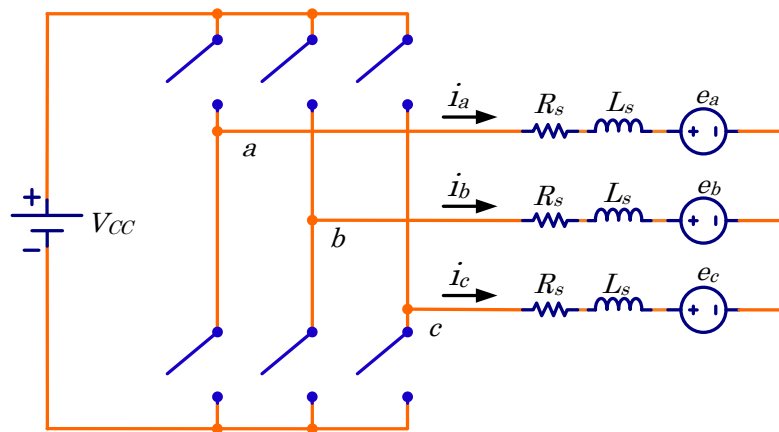


Figura 3: Diagrama elétrico de um sistema de acionamento do motor BLDC.

gura 4 (a). Este tipo de forma de onda de corrente simplifica o algoritmo de controle do conversor eletrônico de potência e tem consequência direta no tipo e localização dos sensores de posição do rotor. Esta última afirmação pode ser comprovada pela observação dos sinais mostrados na Figura 4 (b) gerados por três sensores de efeito Hall, um por fase, e usados para detectar a posição do rotor. Os sensores de efeito Hall são posicionados mecanicamente de forma a se obter os sinais defasados de $\pm 120^\circ$ elétricos. A partir de uma operação matemática simples sobre os três sinais dos sensores de efeito Hall é possível determinar a forma de onda e a fase das correntes de referência. Como exemplo, a forma e a fase da corrente na fase “a” é obtida pela subtração dos sinais dos sensores Hall₁ e Hall₂.

Na prática, as FEM geradas por fase nos motores BLDC possuem bordas arredondadas, diferentes das desenhadas na Figura 4 (a), pois o fluxo enlaçado no entreferro, e conseqüentemente as tensões geradas por fase, não sofrem variações bruscas (SKVARININA, 2002).

No caso de motores BLDC trifásicos a quatro fios é possível fazer fluir uma corrente unidirecional nos enrolamentos e as formas de onda das correntes mostradas na Figura 4 se alteram, passando a ser unidirecional. A principal desvantagem do acionamento com correntes unidirecionais é a pobre utilização do motor (KRISHNAN, 2010). Além disso, o motor deve permitir acesso ao terminal de neutro, o que não é comum em muitos motores comerciais.

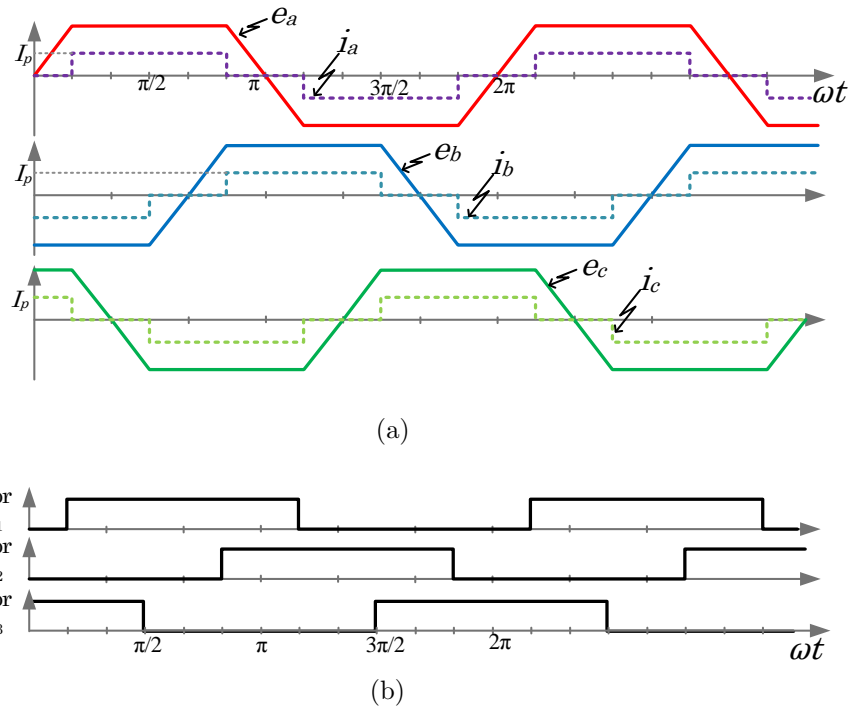


Figura 4: Formas de onda do motor BLDC: (a) FEM (linha cheia) e correntes (linha tracejada) de fase, (b) sinais dos sensores Hall de posição (VALLE, 2013).

2.2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA: MÉTODOS DE CONTROLE DE CORRENTE APLICADOS AO ACIONAMENTO DE MOTORES BLDC

Diversos métodos de controle de corrente são propostos na literatura. O controle por banda de histerese e o controle linear utilizando a técnica de PWM são os mais comuns em motores BLDC (RODRIGUEZ & EMADI, 2006), (SINGH & SINGH, 2010). Entretanto, outras técnicas de controle das correntes de motores BLDC são descritas na literatura, como o controle preditivo e controle por modos deslizantes. Em algumas abordagens o controle do conjugado, e conseqüentemente das correntes, é realizado no sistema de coordenadas síncronas, através da mudança dos eixos das coordenadas por meio da transformada de *Park* ou transformada de *Park* estendida (LU; ZHANG & QU, 2008), (LIDOZZI et al., 2008), (GRENIER et al., 1995).

Nas próximas seções é feita uma revisão das principais técnicas de controle empregadas na regulação das correntes dos motores BLDC.

2.2.1 CONTROLADOR POR HISTERESE

Controladores por histerese são tipicamente utilizados para síntese das correntes retangulares de motores BLDC (SKVARENINA, 2002). Esta estratégia de controle apresenta boa resposta devido ao fato de não possuir modulador. Os estados dos interrup-

tores são obtidos diretamente a partir da comparação do erro de corrente com uma banda de histerese fixa (BUSO & MATTAVELLI, 2006), conforme é possível verificar na Figura 5.

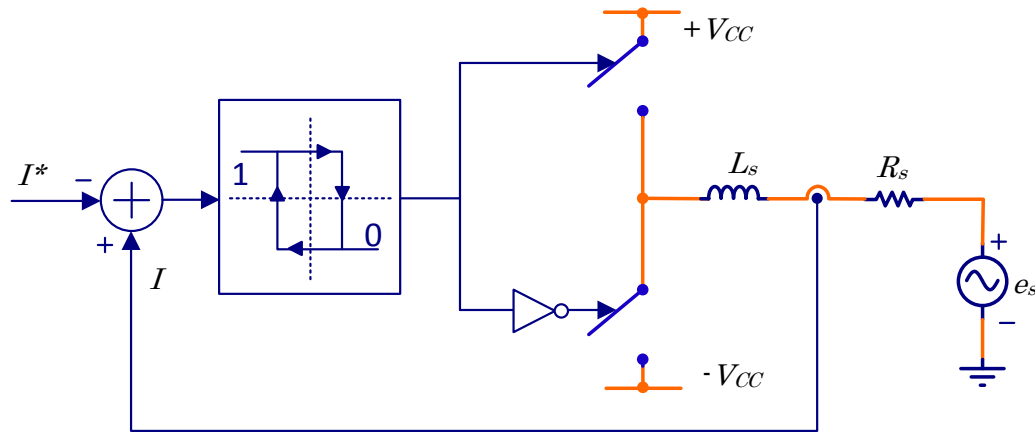


Figura 5: Controlador de corrente por histerese monofásico.

Apesar da simplicidade de implementação, rápida resposta, robustez a variações nos parâmetros da carga e capacidade de limitação dos picos de corrente, este controlador apresenta desvantagens descritas na literatura (YAO & HOLMES, 1993), (AZAM et al., 2013). Bandas de histerese pequenas elevam a frequência de comutação aumentando as perdas por comutação no conversor. Em contrapartida, aumentar a banda de histerese resulta em maiores ondulações nas correntes. Para este tipo de controle essas ondulações de corrente em regime permanente costumam ser elevadas (CHEN & TANG, 1999). Além disso, a frequência de comutação variável faz surgir ruídos acústicos e eletromagnéticos, difíceis de serem filtrados (BUSO & MATTAVELLI, 2006), (AZAM et al., 2013), (MOON; KIM & YOUN, 2003). O excesso de correntes harmônicas em motores causa um incremento na temperatura da máquina (BOSE, 1990).

Lee e Ahn (2009) propuseram um controlador por histerese com tensão do barramento CC variável aplicado a um motor BLDC de baixa potência e elevada velocidade de operação. A frequência de comutação e a ondulação de corrente são limitadas pela diferença entre a FEM e a tensão do barramento CC. A tensão do barramento CC é variável e determinada pela velocidade do motor e carga mecânica. Um amplificador operacional fornece a energia para o motor devido à sua rápida resposta dinâmica, o que limita sua aplicação a motores de baixa potência, neste caso em 50 W.

Lawler et al. (2004) e Pillay e Krishnan (1989) utilizaram o controle de corrente por banda de histerese para o acionamento de um motor BLDC. Em Huang et al. (2012) são comparadas duas técnicas de controle por histerese para o acionamento de

correntes unidirecionais em um motor BLDC: controle por banda de histerese e controle por dupla banda de histerese. Para limitar a frequência de comutação do inversor foram adicionados filtros indutivos conectados ao motor. No entanto, em velocidades de operação mais elevadas do motor esses filtros prejudicaram a rastreabilidade das correntes de referência, além de significar maior peso e volume para o sistema.

Como dito anteriormente, alguns motores BLDC apresentam baixos valores de indutância, L_s , que implicam em constantes de tempo pequenas para as correntes, e conseqüentemente elevam a frequência de comutação e as perdas por comutação quando usado o controle por histerese. Em aplicações como VE e VEH o motor opera em uma ampla faixa de velocidades e provoca variações na amplitude da FEM do motor resultando em frequências de comutação variáveis para este controlador, podendo ocasionar ruídos acústicos e eletromagnéticos em um amplo espectro de frequência. No intuito de limitar a frequência de comutação variável é comum o uso de PWM. A seguir serão investigadas técnicas de controle que possuem frequência de comutação fixa por utilizar uma portadora triangular.

2.2.2 CONTROLADOR PROPORCIONAL-INTEGRAL NO SISTEMA DE COORDENADAS NATURAIS

Na Figura 6 é apresentada uma estrutura em diagrama de blocos para o controle das correntes do motor BLDC no sistema de coordenadas naturais. As correntes de referência e as correntes do motor são medidas e comparadas, gerando os erros por fase que entram nos respectivos controladores de corrente. As ações de controle são moduladas por uma portadora triangular gerando os sinais de disparo dos interruptores do VSI. Um controlador de velocidade ou conjugado fornece a amplitude das correntes de referência. Uma ação *feed-forward* pode ser adicionada à lei de controle compensando as perturbações das FEM por fase.

As correntes que devem ser sintetizadas pelo conversor possuem elevado conteúdo harmônico, como pode ser deduzido pela Figura 4(a). As correntes variam em graus com frequência dependente da velocidade do rotor. Assim os controladores das correntes de cada fase ($C_{ia}(s)$, $C_{ib}(s)$ e $C_{ic}(s)$) da Figura 6 devem assegurar erro em regime permanente nulo, além de rápida resposta transitória para uma ampla largura de banda.

Para muitas aplicações envolvendo o acionamento de máquinas elétricas, os controladores proporcional-integral (PI) são uma das opções escolhidas para regular o

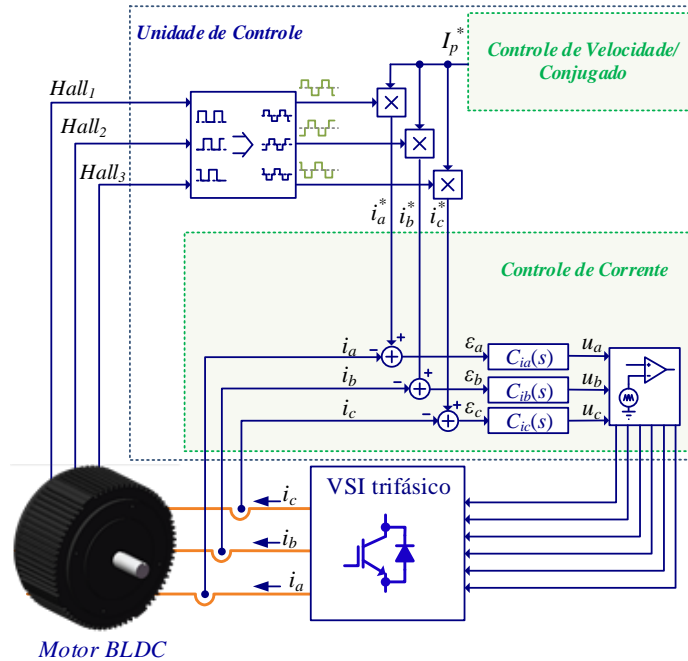


Figura 6: Diagrama de blocos do controle das correntes do motor BLDC no sistema de coordenadas naturais.

conjugado/velocidade (RODRIGUEZ & EMADI, 2006). Nesse sentido este controlador seria um forte candidato para controlar as correntes do motor BLDC. A função de transferência do PI pode ser escrita como se segue:

$$C_i(s) = k_{p,i} \frac{\left(s + \frac{k_{i,i}}{k_{p,i}}\right)}{s}, \quad (2.1)$$

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

No entanto, o controlador PI é adequado para rastrear referências estacionárias, diferentemente das correntes de referência do motor BLDC (OGATA, 2010). Assim, erros de amplitude e fase podem surgir quando os sinais de referência são senoidais, ou variam rapidamente. Estes erros se tornam mais significativos a medida que a frequência de operação do motor aumenta (GRENIER; MENDE & LOUIS, 1994).

2.2.3 CONTROLADORES NO SISTEMA DE COORDENADAS SÍNCRONAS

A mudança de variáveis é frequentemente usada para reduzir a complexidade das equações de máquinas. A transformada de *Park*, que revolucionou a análise de má-

quinas, tem uma propriedade única de eliminar as indutâncias variantes no tempo em máquinas síncronas. Embora a mudança de variáveis seja usada na análise de máquinas de corrente alternada (CA), ela também é aplicada em sistemas de controle para o acionamento de máquinas (KRAUSE; WASYNCZUK & SUDHOFF, 1995).

A aplicação da transformação de *Park* sobre correntes senoidais equilibradas resulta na redução do número de variáveis, permitindo que correntes trifásicas sejam controladas por apenas dois controladores. Como consequência da transformação, o sistema de equações resultante das máquinas estará referenciado a um sistema de coordenadas rotativo, com a mesma velocidade angular elétrica do rotor. Assim, a aplicação da transformação de *Park* possibilita transformar correntes e tensões senoidais em correntes e tensões estacionárias, simplificando o projeto de controladores do tipo PI.

2.2.3.1 CONTROLADOR PROPORCIONAL-INTEGRAL

Na Figura 7 é exibido o diagrama de blocos para o controle das correntes do motor BLDC no sistema de coordenadas síncronas. As correntes de referência e do motor são lidas e transformadas para o sistema de coordenadas síncronas, conforme Apêndice A, e comparadas. Os erros das correntes de eixo direto e de quadratura são compensados pelos controladores $C_{id}(s)$ e $C_{iq}(s)$, respectivamente. As ações de controle em dq são transformadas para o sistema de coordenadas $\alpha\beta$. Uma estratégia de modulação vetorial (*Space Vector Modulation*) (SVM) é utilizada para comutar os interruptores do VSI.

O modelo matemático no sistema de coordenadas síncrono do motor BLDC é dado por:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \omega_e \\ -\omega_e & -\frac{R_s}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \frac{1}{L_s} \left\{ \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} \right\}. \quad (2.2)$$

onde i_d e i_q são as correntes de eixo direto e de quadratura; v_d , v_q são as tensões de eixo direto e de quadratura nos terminais do conversor e e_d e e_q são as FEM de eixo direto e eixo de quadratura, respectivamente. Para a malha de controle de corrente as FEM são consideradas perturbações.

Observa-se em (2.2) que há um acoplamento cruzado entre as correntes de eixo direto e de quadratura. 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 às correntes de eixo d e q , respectivamente.

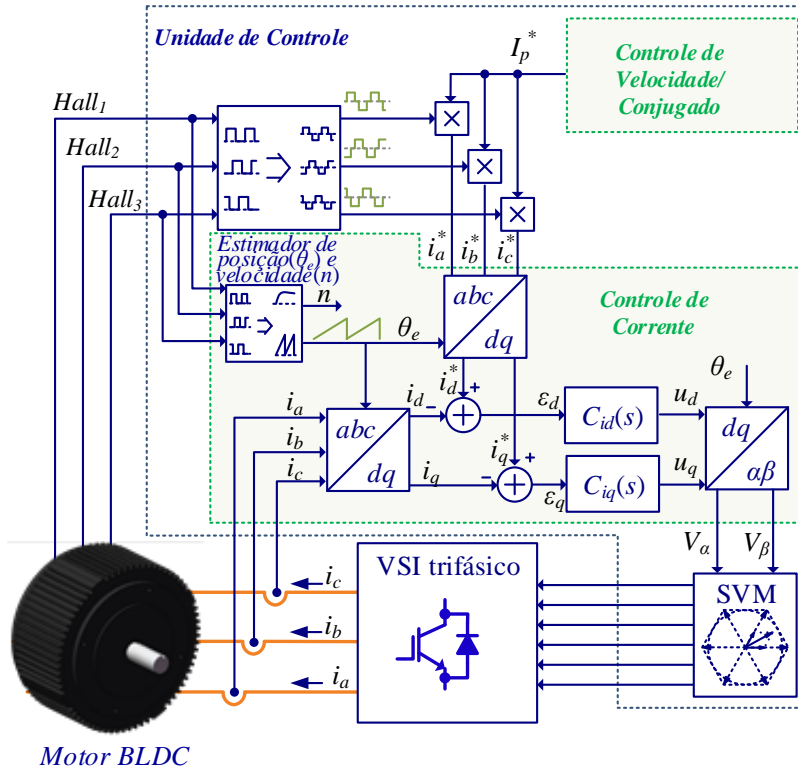


Figura 7: Diagrama de blocos do controle das correntes do motor BLDC no sistema de coordenadas síncronas.

As FEM por fase e a posição do rotor, θ_e , podem ser estimadas conforme apresentado em (VALLE et al., 2014). Assim, pode-se fazer a compensação da FEM para que o controlador de corrente fique imune às variações dessas grandezas. Pode-se então transformar as tensões estimadas \hat{e}_a , \hat{e}_b e \hat{e}_c para o sistema de coordenadas síncronas, gerando \hat{e}_d e \hat{e}_q e somando esses dois sinais à 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 8. Desse modo, o controle de corrente mostrado no retângulo tracejado na Figura 7 pode ser substituído pelo controlador da Figura 8.

Assumindo que o desacoplamento das correntes i_d e i_q e as compensações *feed-forward* são perfeitas, pode-se redesenhar o diagrama de blocos das Figuras 7 e 8, conforme mostrado no diagrama da Figura 9 para a corrente i_d . Um diagrama idêntico para a corrente i_q também é obtido e por simplicidade não foi representado. Como as características dinâmicas das correntes são idênticas, controladores semelhantes podem ser utilizados para as duas malhas.

Nas Figuras 10(a)–(c) são exibidas as correntes por fase do motor BLDC e nas Figu-

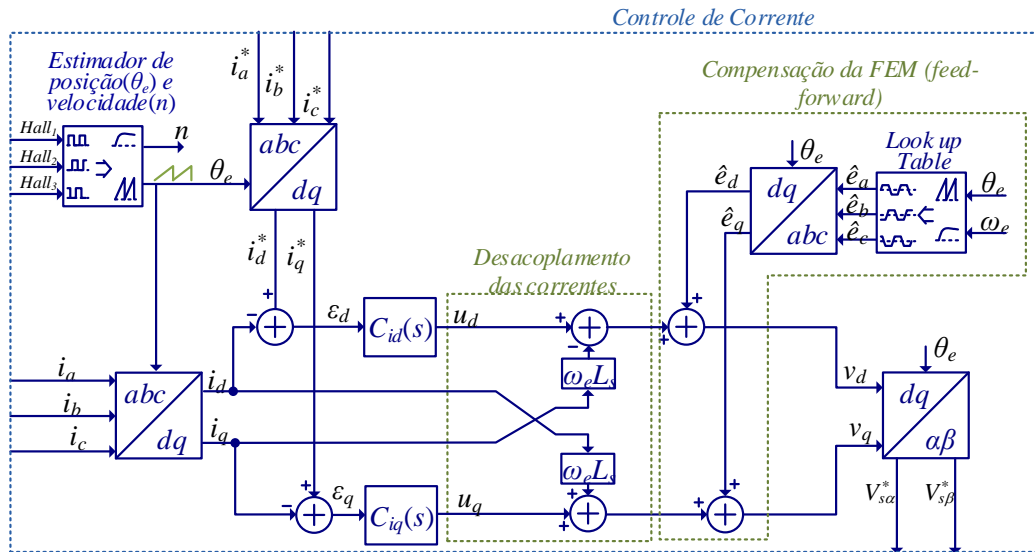


Figura 8: Desacoplamento das variáveis de eixo direto e quadratura e compensação da FEM na malha de controle (VALLE, 2013).

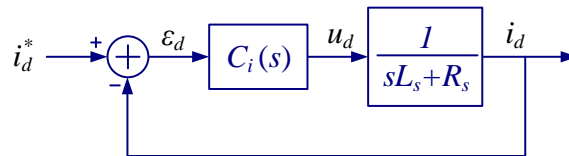


Figura 9: Diagrama de blocos do controlador de corrente de eixo direto.

ras 10(d)–(f) são exibidas as correntes de eixo direto, quadratura e eixo zero no sistema de coordenadas síncronas, respectivamente, considerando o caso ideal. Como é possível observar, a corrente de eixo direto e quadratura não são constantes. Assumindo que os controladores de corrente $C_{id}(s)$ e $C_{iq}(s)$ sejam do tipo controlador proporcional integral no sistema de referência síncrono (*Proportional Integral – Synchronous Reference Frame*) (PI-SRF), estes controladores devem possuir rápida resposta dinâmica e uma ampla largura de banda para que sejam capazes de sintetizar as correntes harmônicas durante a operação na velocidade nominal do motor. Isso implica em uma elevada frequência de corte para o sistema compensado. Em sistemas com elevada ondulação de corrente, uma frequência de corte do sistema compensado próxima a frequência de comutação pode não atenuar as componentes harmônicas advindas da comutação dos interruptores semicondutores. Além disso, uma frequência de corte elevada pode levar a sobremodulação do conversor.

Escolhendo um PI-SRF cuja função de transferência é dada em (2.1), a função de transferência simplificada do sistema em malha fechada é:

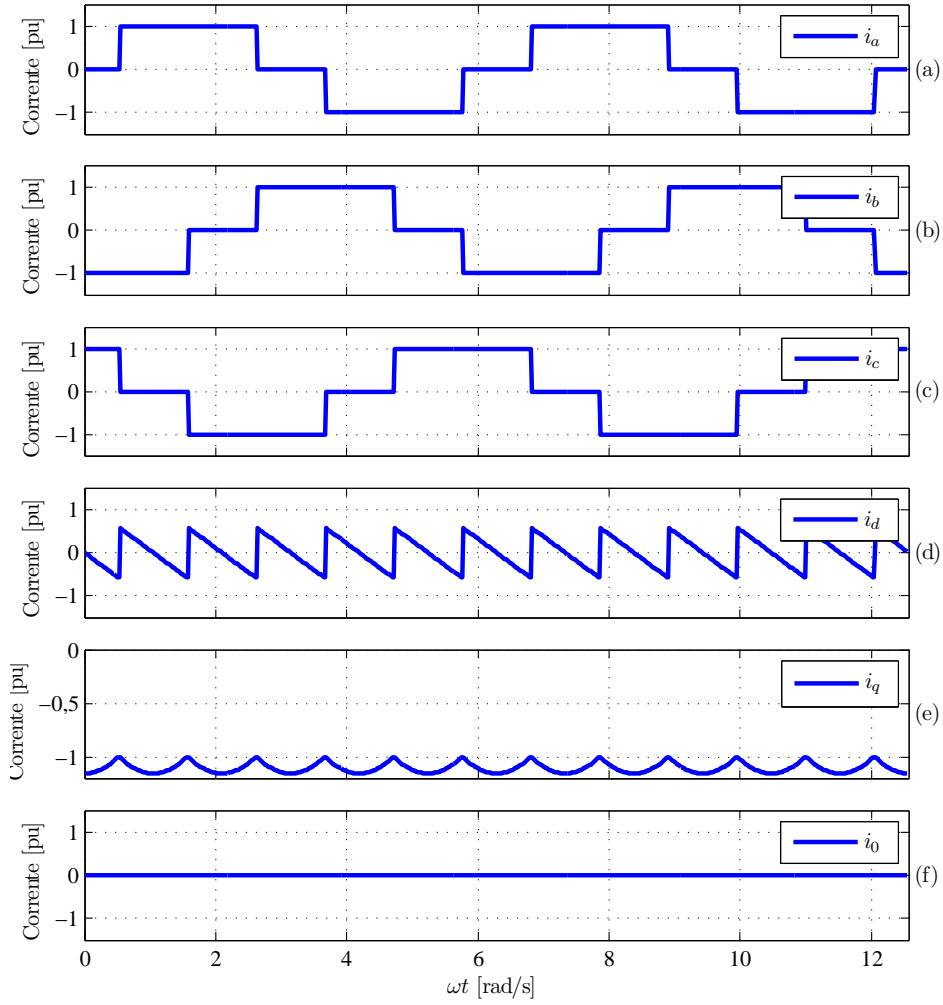


Figura 10: Correntes do motor BLDC no sistema de coordenadas naturais: (a) fase “a”; (b) fase “b”; (c) fase “c”; e no sistema de coordenadas síncronas usando a transformada de *Park*: (d) eixo “d”; (e) eixo “q” e (f) eixo “0”.

$$G_{MF,i} = \frac{k_{p,i}s + k_{i,i}}{L_s s^2 + s(R_s + k_{p,i}) + k_{i,i}}. \quad (2.3)$$

Considerando a forma canônica dos sistemas de segunda ordem, tem-se que o coeficiente de amortecimento, ζ , e a frequência natural não amortecida, ω_n , de (2.3) são determinados por:

$$\zeta = \left(\frac{k_{p,i} + R_s}{2L_s} \right) \sqrt{\frac{L_s}{k_{i,i}}} \quad (2.4)$$

e

$$\omega_n = \sqrt{\frac{k_{i,i}}{L_s}}. \quad (2.5)$$

Isolando os ganhos do controlador PI-SRF em (2.4) e (2.5), pode-se escrever:

$$k_{p,i} = 2\zeta\omega_n L_s - R_s \quad (2.6)$$

e

$$k_{i,i} = L_s\omega_n^2. \quad (2.7)$$

Baseados nesses parâmetros, podem-se estabelecer critérios para a escolha do coeficiente de amortecimento (ζ) e frequência natural não amortecida (ω_n). A frequência natural não amortecida normalmente tem o seu valor próximo, porém inferior, ao da frequência de corte do sistema em malha fechada.

Para a sintonia de controladores aplicados a conversores eletrônicos, a frequência de corte máxima é limitada pela frequência de comutação do conversor. Para rejeitar as perturbações provenientes da comutação dos interruptores, garantindo sua estabilidade para grandes sinais, a frequência de corte máxima deve ser limitada a 1/10 da frequência de comutação (MITCHELL & MAMMANO, 2001), (LYNCH, 2006–2007).

No intuito de verificar a capacidade de síntese de correntes do controlador PI-SRF em velocidades de operação próximas à nominal, foram realizadas simulações cujos parâmetros do inversor e do motor são apresentados na Tabela 1. O software utilizado para simulação foi o PSIM[®] da empresa *Power Sim Tech*.

Tabela 1: Parâmetros de Simulação: Inversor e Motor.

Parâmetros	Valor
Frequência de comutação (f_s)	50 <i>kHz</i>
Frequência de amostragem	25 <i>kHz</i>
Tensão do Barramento CC (V_{CC})	48 <i>V</i>
Indutância do motor por fase (L_s)	14,8 μH
Resistência do motor por fase (R_s)	6,2 <i>mΩ</i>
Número de Polos do motor	8
Velocidade Nominal do motor	3532 <i>rpm</i>

Para que o controlador consiga sintetizar o maior número de componentes harmônicas das correntes e com atenuação das componentes harmônicas de comutação devido a

elevada ondulação de corrente, a frequência de corte do sistema compensado foi definida como:

$$f_c = \frac{f_s}{20}, \quad (2.8)$$

onde f_s a frequência de comutação do conversor eletrônico de potência e f_c a frequência de corte do sistema de controle das correntes em malha fechada.

Para garantir um compromisso entre desempenho satisfatório com o mínimo de sobrelevação, foi escolhido $\zeta = 0,7$. Substituindo L_s e R_s da Tabela 1, bem como ζ e $\omega_n \approx 2\pi f_c$ em (2.6) e (2.7), obtém-se os ganhos proporcional e integral do controlador PI-SRF: 0,319269 V/A e 3651,75 V/A · s, respectivamente.

Investigando a operação do motor para uma velocidade de operação próxima à nominal, foi aplicada uma referência de corrente de 120 A. Na Figura 11 (a), (b), (c) e (d) são exibidos resultados de simulação da corrente de eixo direto, corrente de eixo em quadratura, corrente na fase “a” e velocidade do motor, respectivamente. Na Figura 11(a) observa-se um erro de fase entre a corrente de eixo direto de referência e sintetizada, além de baixa rastreabilidade da corrente de referência para a corrente de eixo em quadratura. A simulação mostra que, em velocidades próximas à nominal, o sistema de controle não foi capaz de rastrear a corrente nos instantes em que a referência de corrente é nula (Figura 11(c)). Na Figura 12 é exibido o espectro de frequência da corrente da fase “a” para uma corrente de referência de 120 A. Como é possível observar, as harmônicas de corrente não são rastreadas pelo controlador com erro nulo.

O controlador PI-SRF possui frequência de corte fixa. Ao se projetar controladores PI-SRF no acionamento de BLDC deve-se escolher um ganho para a parcela proporcional de maneira que a frequência de corte da função de transferência de malha aberta seja grande o suficiente para que o inversor sintetize as componentes harmônicas desejadas na velocidade nominal do motor (VALLE, 2013). Contudo, a escolha de um ganho proporcional elevado pode forçar a saturação da tensão de saída do inversor. Uma largura de banda elevada pode resultar em indesejáveis erros de *wind-up* devido a limitações práticas como uma tensão do barramento CC finita (RODRIGUEZ & EMADI, 2006). No entanto, uma baixa frequência de corte implicará em uma corrente com baixa repetibilidade das harmônicas de corrente em velocidades de operação elevadas.

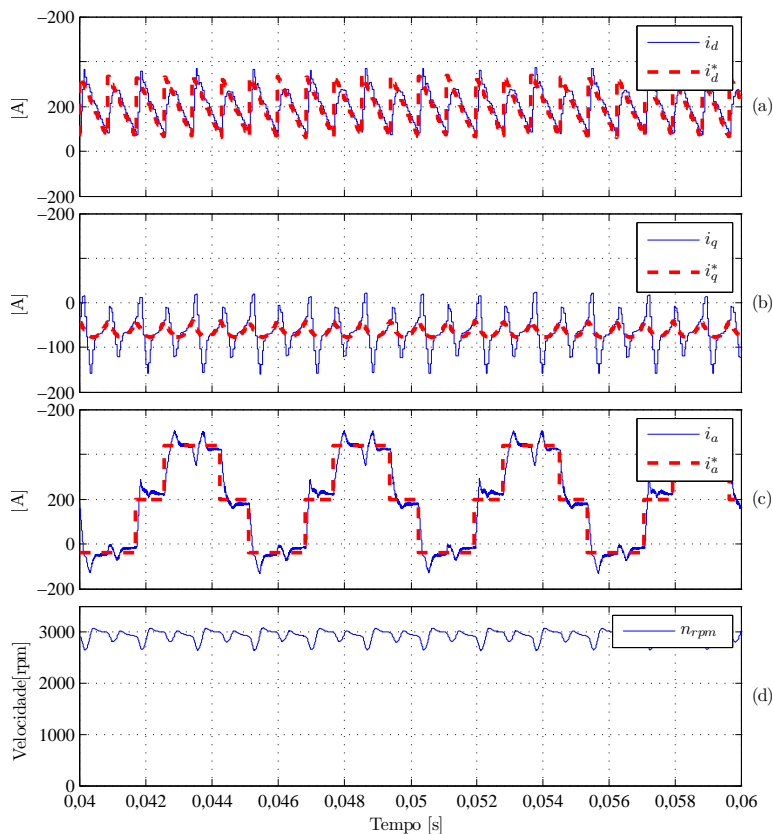


Figura 11: Resultados de simulação do controlador PI-SRF ($I_p^* = 120 A$), correntes sintetizadas (linha contínua) e de referência (linha tracejada) para $f_c = f_s/20$: (a) corrente de eixo direto, (b) corrente de eixo de quadratura, (c) corrente na fase “a” e (d) velocidade de operação do motor.

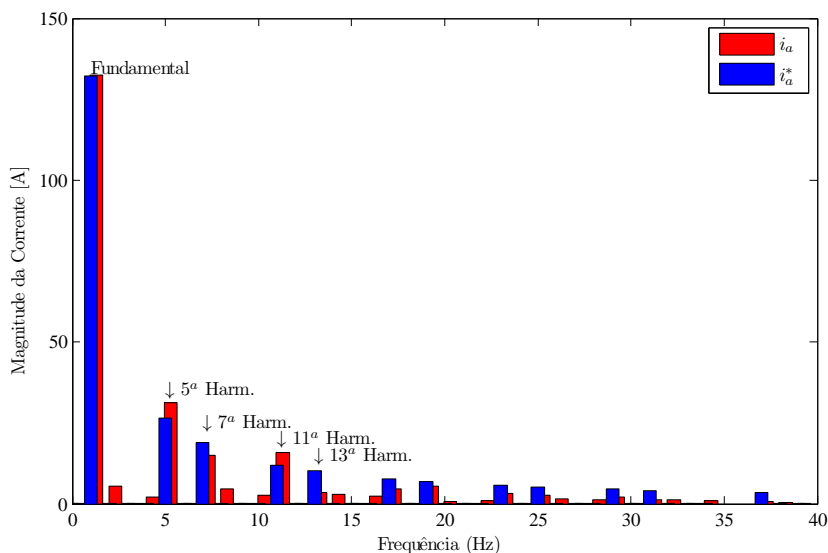


Figura 12: Espectro de frequência da corrente na fase “a” (linha contínua) e de referência (linha tracejada) sintetizadas pelo controlador PI-SRF para velocidade de operação próxima a 3000 rpm.

Uma possível solução para a frequência de corte fixa do controlador PI-SRF é o controlador proporcional–integral com integradores em múltiplos sistemas de referência síncronos rotativos (*PI controller with multiple rotating synchronous reference frame integrators*) (PI-MRI), sendo este investigado na próxima seção.

2.2.3.2 CONTROLADOR PI-MRI

Com objetivo de compensar algumas componentes harmônicas previamente selecionadas, independente da velocidade de operação da máquina, Valle et al. (2014) apresentam o PI-MRI para sintetizar as correntes do motor BLDC. Este controlador foi inicialmente proposto para controlar as correntes de um filtro ativo de potência (BOJRUP et al., 1999).

Na Figura 13 é exibida a estrutura do controlador PI-MRI que 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, existem duas transformações e um integrador para cada frequência que se deseja compensar. Como é possível verificar, este algoritmo de frequência seletiva requer múltiplas transformações para compensação das harmônicas de interesse. 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).

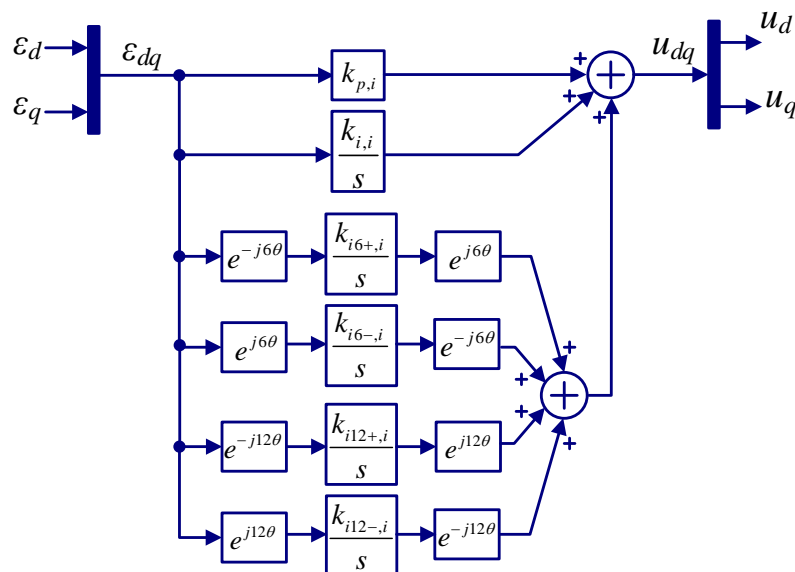


Figura 13: Diagrama de blocos do controlador PI-MRI.

De maneira a reduzir o esforço computacional, devem-se escolher quais componentes harmônicas de corrente devem ser compensadas sem gerar significativas ondulações de potência e, conseqüentemente, no conjugado do motor.

Considerando a compensação das harmônicas de corrente para as componentes 5^a, 7^a, 11^a e 13^a ordens no sistema de coordenadas naturais, há uma ondulação de potência de aproximadamente 1% (VALLE, 2013). Desta forma, foram compensadas as harmônicas das correntes para componentes não nulas até a 13^a harmônica de corrente.

Os resultados de simulação referentes a essa compensação são apresentados na sequência e foram realizados utilizando os dados do motor e inversor já apresentados na Tabela 1.

Na Tabela 2 são exibidos os ganhos dos controladores PI-MRI das correntes. Foi estabelecido um coeficiente de amortecimento para a componente fundamental de 0,7, com uma frequência natural não amortecida de $\omega_n = 10 \times 2\pi f_{e,nominal}$, sendo $f_{e,nominal}$ a frequência elétrica do motor operando em velocidade nominal. Para as demais componentes harmônicas foi estabelecida uma frequência natural não amortecida de $\omega_n = 3 \times 2\pi f_{e,nominal}$.

Tabela 2: Ganhos do Controlador PI-MRI.

Parâmetros	Valor
$k_{p,i}$	0,3003 V/A
$k_{i,i}$	3239,51 V/A · s
$k_{i6+,i}$	291,56 V/A · s
$k_{i6-,i}$	291,56 V/A · s
$k_{i12+,i}$	291,56 V/A · s
$k_{i12-,i}$	291,56 V/A · s

Na Figura 14(a), (b), (c) e (d) são exibidos os resultados de simulação da corrente de eixo direto, corrente de eixo de quadratura, corrente na fase “a” e velocidade de operação do motor, respectivamente, para uma corrente de referência de 120 A. Apesar das oscilações em torno da corrente de referência, as componentes harmônicas compensadas apresentam erro nulo, conforme é possível observar pelo espectro de frequência da corrente na fase “a” apresentado na Figura 15. Os valores das magnitudes das correntes de referência e sintetizadas pelo controlador para a fundamental e componentes harmônicas de 5^a, 7^a, 11^a e 13^a ordem estão praticamente sobrepostas. No entanto, este controlador não é capaz de rejeitar algumas componentes de ordem par, além de possuir uma elevada ondulação de corrente devido ao número limitado de componentes compensadas. Porém, isso não inviabiliza o uso deste controlador em velocidade

de operações mais elevadas. Na Figura 14(d) a velocidade de operação do motor é próxima a 3.000 *rpm*.

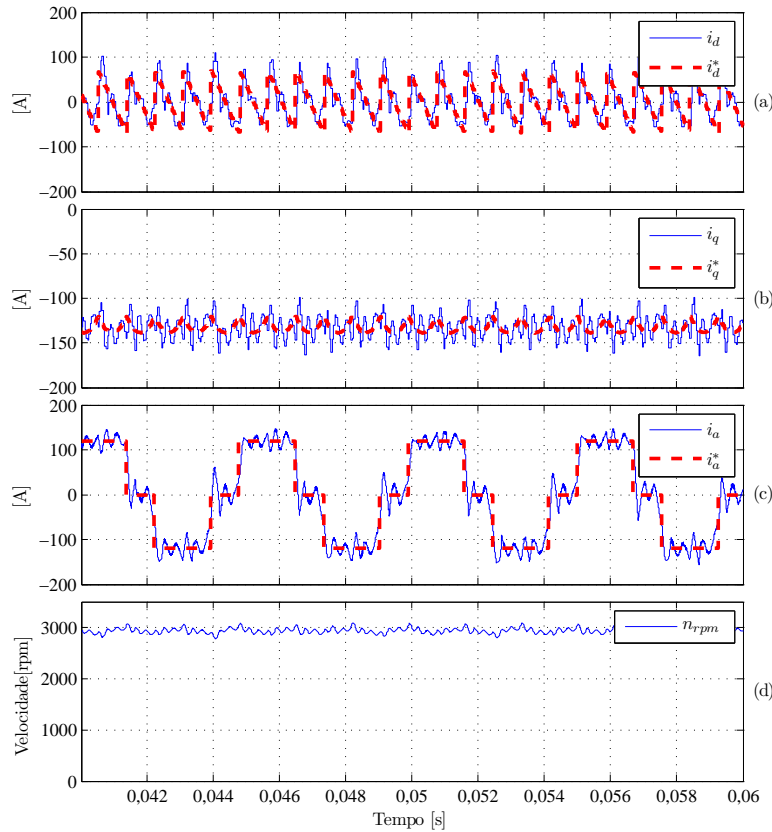


Figura 14: Resultado de simulação do controlador PI-MRI ($I_p^* = 120 A$), correntes sintetizadas (linha contínua) e de referência (linha tracejada): (a) corrente de eixo direto, (b) corrente de eixo de quadratura, (c) corrente na fase “a” e (d) velocidade de operação do motor.

O controlador PI-MRI, conforme esperado, realizou a compensação das correntes fundamental e das harmônicas de interesse próximo à velocidade de operação nominal com erro nulo. O aumento do número de harmônicas a serem compensadas implica no aumento do número de transformações de coordenadas. Este processo requer um maior esforço computacional, que por sua vez, pode limitar a frequência de amostragem e inviabilizar a implementação do controlador em altas frequências de amostragem. 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).

Controladores preditivos, em função da rápida resposta, se tornam atrativos para a síntese das correntes do motor BLDC e sendo apresentados na próxima seção.

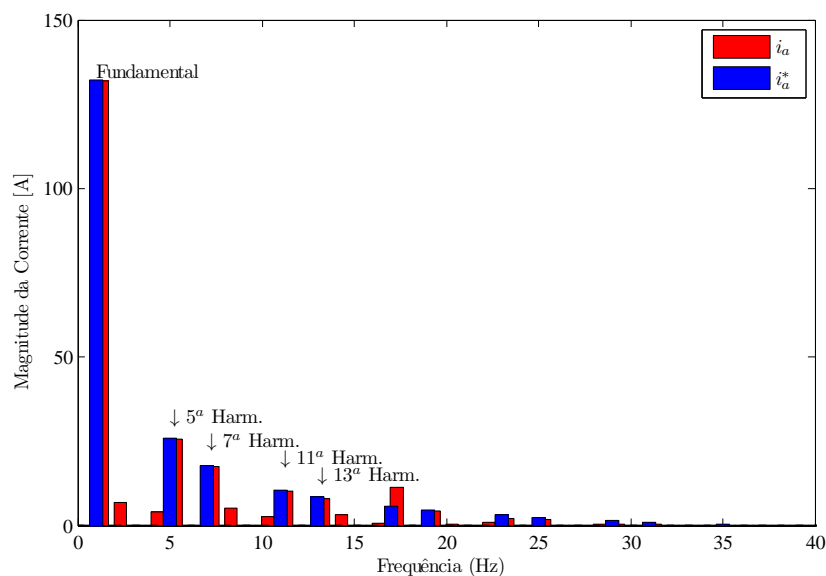


Figura 15: Espectro de frequência da corrente na fase “a” (linha contínua) e de referência (linha tracejada) sintetizadas pelo controlador PI-MRI para velocidade de operação próxima a 3000 *rpm*.

2.2.4 CONTROLADORES PREDITIVOS

As primeiras aplicações de controladores preditivos foram em sistemas dinâmicos lentos, como em processos químicos e refinarias de petróleo (MOHAMED et al., 2011). Os avanços no campo da microeletrônica, desenvolvendo processadores de alto desempenho e baixo custo, aliado com o desempenho superior dos controladores preditivos, tem aberto possibilidades para aplicações em sistemas com dinâmica rápida, como em controle de conversores eletrônicos de potência (RODRIGUEZ & CORTES, 2012).

Controladores preditivos possuem rápida resposta dinâmica, o melhor entre os controladores digitais de corrente, e desempenho superior aos controladores digitais do tipo PI (BOUAFIA; GAUBERT & KRIM, 2010), (ARASHLOO et al., 2015). Em função disso, são adequados para aplicações em VSI em que é necessário rastrear sinais de referência que variem rapidamente, como em filtro ativo de potência e no acionamento de máquinas elétricas com velocidade variável (BUSO & MATTAVELLI, 2006).

Em acionamento de máquinas com velocidade variável, estes controladores são utilizados para eliminar o erro da corrente no menor tempo possível. No controle preditivo, a variável de controle é calculada para os períodos posteriores ao atual, de forma que o erro se torne nulo após um determinado número de amostras. Controladores preditivos de corrente podem ser classificados em três grandes classes:

(i) **controle preditivo direto (*direct predictive control*) (DPC)**: o comportamento futuro da corrente para cada estado possível dos interruptores do inversor é calculado. Através da função custo é determinado o melhor estado para os interruptores de maneira a minimizar o erro. Desta forma é necessário calcular a função custo para cada estado possível dos interruptores do inversor a fim de obter o melhor estado possível dos interruptores. Devido ao número de estados possíveis dos interruptores ser finito, esta técnica também é conhecida como *Finite Control Set Model Predictive Control* (ARASHLOO et al., 2015).

(ii) **controle preditivo de duas configurações (*two-configuration predictive control*) (2PC)**: nesta categoria, para minimizar o erro, é realizada uma combinação de um vetor zero e um vetor ativo por meio de um modulador a ser aplicado ao inversor entre as amostragens (MOREL et al., 2009).

(iii) **controlador PWM preditivo (*PWM predictive control*) (PPC) ou *Dead-beat***: esta técnica de controle consiste em calcular a ação de controle no instante atual, de forma que a corrente real atinja o valor de referência após um período de amostragem (ARASHLOO et al., 2015; MOREL et al., 2009).

O DPC e 2PC apresentam uma distribuição das componentes harmônicas de corrente em uma ampla faixa de frequências, principalmente em baixas frequências. O PPC possui componentes harmônicas concentradas na frequência de amostragem e em suas múltiplas, devido à presença do modulador em sua estrutura. Além disso, o PPC apresenta a resposta mais rápida entre estes três controladores. Entretanto, devido às não idealidades não modeladas do inversor, o PPC apresenta maior sensibilidade a parâmetros não modelados, ocasionando maior erro de estado estacionário entre estas três técnicas (MOREL et al., 2009).

Como o comportamento futuro da variável a ser controlada é baseado no modelo do sistema, estas técnicas de controle preditivo se tornam sensíveis às incertezas não modeladas (SANCHEZ et al., 2013), (EMADI et al., 2009), (RODRIGUEZ & CORTES, 2012). Além disso, o seu desempenho fica comprometido na presença de perturbações imprevisíveis e tempo morto, uma vez que não há nenhuma ação integral nesta estrutura de controle (MATTAVELLI, 2005). Outra desvantagem deste controle é o atraso inerente ao tempo necessário para o cálculo da ação de controle (BUSO; MALESANI & MATTAVELLI, 1998).

São propostas diversas melhorias no intuito de mitigar ou suprimir as limitações descritas em diversas aplicações. A redução do tempo necessário ao cálculo da ação de

controle é obtida com o uso de FPGA (SANCHEZ et al., 2013), (ZHOU & FANG, 2013). Em (FISCHER et al., 2014) a compensação do atraso inerente ao cálculo da ação de controle é adicionada à lei de controle. Em (SUMMERS & BETZ, 2004) é realizada a compensação da tensão de saída devido ao tempo morto necessário para a comutação segura dos interruptores de potência do VSI. Outras melhorias são baseadas em observadores ou estimadores para compensar incertezas na planta, rejeição a distúrbios e atrasos computacionais (LEE et al., 2012), (GUZINSKI & ABU-RUB, 2013), (SONG; XIA & LIU, 2013), (MATTAVELLI, 2005).

Para limitar a frequência de comutação dentro de uma banda estreita, Cortés et al. (2008b) propõem um DPC que incorpora um filtro rejeita faixa à função custo. Apesar de limitar a frequência de comutação, a escolha de uma banda de passagem próxima da frequência de amostragem não é possível, uma vez que a frequência de corte do filtro rejeita faixa se torna limitada, no máximo, à metade da frequência de amostragem (teorema da amostragem). Por este motivo a frequência de comutação fica restrita a baixos valores, aumentando a ondulação de corrente.

Controladores preditivos aplicados a motores BLDC são encontrados na literatura. Em (ARASHLOO et al., 2015) as correntes de um motor BLDC pentafásico são controladas por controladores preditivos no sistema de coordenadas síncrono. O desempenho do controlador é avaliado sob condições de falha do motor. Em (BERENDSEN; CHAMPENOIS & BOLOPION, 1993) um termo preditivo é adicionado à corrente de referência no intuito de reduzir afundamentos da corrente do motor BLDC. Em (GATTO et al., 2006) e (LI & CHENG, 2010) o DPC tem como função custo minimizar as perdas por efeito Joule e erro nas correntes, respectivamente. Em (DARBA et al., 2016) é proposto um controlador preditivo utilizando função custo para minimizar erro de velocidade do motor BLDC em um sistema de baixa inércia. Entretanto, a corrente sintetizada é deteriorada uma vez que a função custo prioriza o controle de velocidade. Em (XIA; WANG & SHI, 2013) o DPC é utilizado para reduzir ondulações no conjugado nos instantes de transição de condução de duas fases do motor BLDC. Mesmo apresentando bons resultados, o DPC possui elevado esforço computacional quando comparado ao PPC, já que uma função custo deve ser minimizada considerando os estados possíveis a serem assumidos pelos interruptores. Além disso, nas aplicações citadas, o valor da indutância do motor BLDC não é baixa ($> 100 \mu\text{H}$), não sendo necessárias elevadas frequências de comutação ou algoritmos de baixo esforço computacional.

Song e Choy (2004) propõem um controlador PPC para reduzir ondulação no conjugado do motor BLDC, não sendo realizadas compensações de parâmetros do conversor.

Em (NA et al., 2011) controladores preditivos são aplicados no controle das correntes das fontes de energia elétrica embarcadas em um veículo elétrico incluindo o acionamento de um motor BLDC utilizando o PPC. A compensação do erro em regime permanente das correntes do motor é feita adicionando ao sinal das correntes de referência um termo integral proporcional ao erro, afetando o comportamento dinâmico da corrente do motor devido ao elevado ganho integral.

Dentre os controladores preditivos, o PPC é uma solução atrativa devido à sua rápida resposta (MOREL et al., 2009), simples implementação e baixo esforço computacional (FISCHER et al., 2014), permitindo elevar a frequência de amostragem e comutação do conversor. Estes controladores têm sido bastante estudados na literatura, ainda assim, uma investigação mais detalhada deve ser feita considerando efeitos como atrasos na amostragem e no disparo dos semicondutores de potência, tempo morto, bem como elementos parasitas presentes no circuito de acionamento do motor, uma vez que estes efeitos ocasionam erro em regime permanente quando estas não-idealidades não são consideradas no modelo. Alguns desses efeitos se tornam mais significativos no controle da corrente devido aos baixos valores de indutâncias do motor e baixa tensão do barramento CC.

2.3 SUMÁRIO

Neste capítulo foram apresentadas as principais técnicas de controle de corrente usadas no acionamento de motores BLDC. Este motor é acionado por correntes retangulares que variam bruscamente e possuem um elevado conteúdo harmônico fazendo com que haja uma degradação na síntese das correntes quando controladores PI e PI-SRF são utilizados, principalmente em velocidades de operação próximas à nominal. O controlador PI-MRI apresentou erro em regime nulo para as frequências compensadas, entretanto o esforço computacional necessário para as várias transformações de coordenadas limita a frequência de amostragem deste controlador.

Entre os controladores preditivos de corrente o PPC possui a resposta mais rápida. Por não utilizar função custo o PPC possui baixo esforço computacional, além de simples implementação. Desta forma o PPC se apresenta como um candidato promissor para a síntese das correntes do motor BLDC. Contudo, este controlador apresenta sensibilidade a incertezas não modeladas, devendo ser investigadas formas de mitigar o erro em estado estacionário. Pelo exposto, neste trabalho o controlador preditivo PPC é investigado para a síntese das correntes de um motor BLDC. Devido à baixa

indutância do motor, três diferentes estratégias PWM são investigadas e comparadas, sendo elas: bipolar, unipolar síncrona e unipolar, utilizando o controlador preditivo no intuito de reduzir ondulações nas correntes do motor.

3 CONTROLADOR PREDITIVO DE CORRENTE PROPOSTO

Neste capítulo o controlador preditivo é descrito e leis de controle são obtidas para três estratégias PWM, sendo elas: bipolar, unipolar síncrona e unipolar. A principal contribuição deste capítulo é mostrar que, utilizando a estratégia de comutação adequada com uma lei de controle preditiva no acionamento de um motor BLDC de baixa indutância é possível reduzir a ondulação de corrente no motor, sem a necessidade de adicionar filtros ou conversores de múltiplos estágios, permitindo o uso de IGBT ao reduzir a frequência de comutação.

Inicialmente, o princípio básico de funcionamento do controlador preditivo de corrente é explicado através do conversor CC/CC com carga tipo fonte de tensão constante. Posteriormente o controlador preditivo é aplicado à malha de controle das correntes do motor BLDC para as três estratégias PWM. A ondulação de corrente é discutida e comparada para as três técnicas.

3.1 FUNDAMENTOS DO CONTROLADOR DIGITAL PREDITIVO DE CORRENTE

O princípio de funcionamento do controlador digital preditivo de corrente é simples sendo explicado utilizando o circuito do conversor CC-CC em ponte completa da Figura 16 (VALLE et al., 2015). Nessa figura, V_1 e V_2 são as tensões nos terminais do conversor e da carga, respectivamente, enquanto i_L é a corrente que flui pelo indutor de saída do conversor. Os braços do conversor são comutados de maneira complementar.

Nas Figuras 17(a), (b), (c) e (d) são mostradas as formas de onda da tensão de controle, sinal PWM dos interruptores do conversor, tensão nos terminais de saída do conversor e corrente de saída, respectivamente.

Na Figura 17, a corrente de referência i_L^* é variada em degrau antes do instante kT_s . A tensão de controle v_c define a razão cíclica para o disparo dos semicondutores de potência. As tensões nos terminais do conversor e da carga, bem como a corrente no

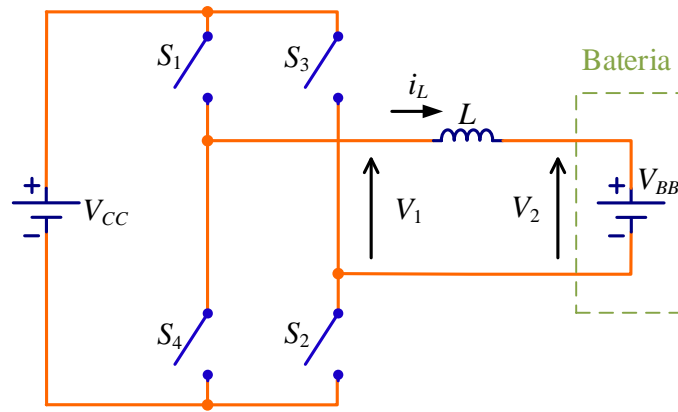


Figura 16: Conversor CC-CC em ponte completa alimentando uma carga tipo tensão constante.

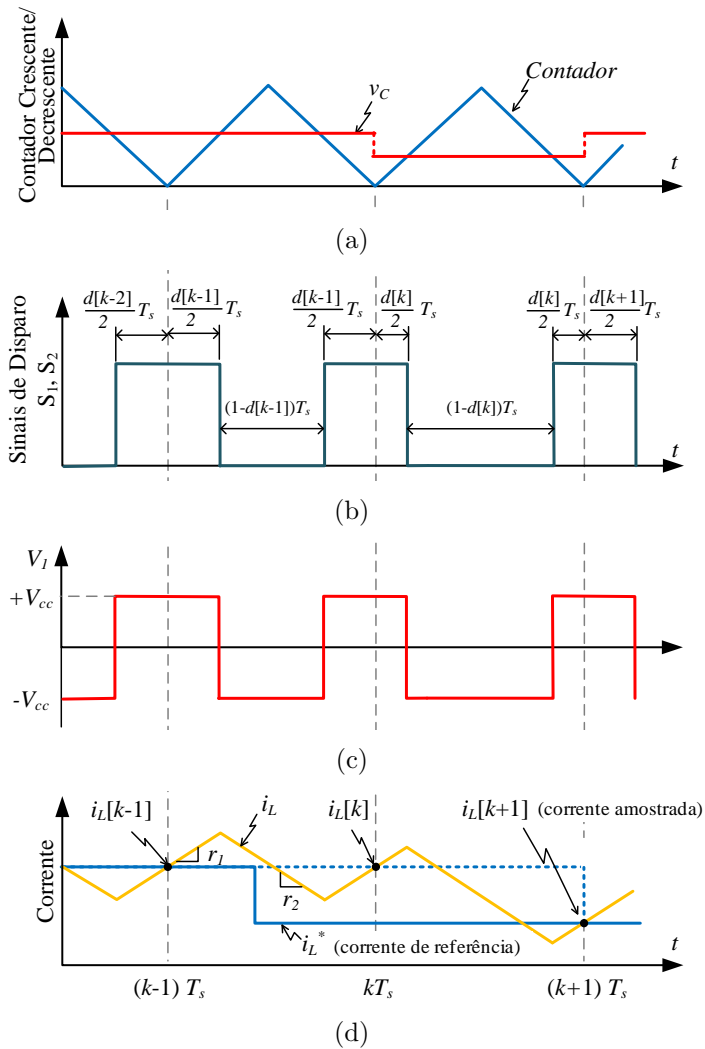


Figura 17: Formas de onda do controle preditivo de corrente: (a) contador de sincronização da amostragem/PWM e tensão de controle; (b) sinal de disparo dos interruptores; (c) tensão nos terminais de saída do conversor e (d) corrente real e amostrada do indutor.

indutor, são amostradas sempre que a forma de onda do contador crescente/decrescente (Figura 17(a)) atinge o valor *zero*.

Assumindo uma estratégia PWM bipolar, e ainda que $i_L > 0$, pode-se escrever a seguinte equação a diferenças para o conversor da Figura 16 (CHEN et al., 2003), (DAMASCENO; BRAGA & BARBOSA, 2007):

$$i_L[k+1] = i_L[k] + r_1 d[k] T_s + r_2 (1 - d[k]) T_s, \quad (3.1)$$

onde $i_L[k+1]$ e $i_L[k]$ são as correntes pelo indutor de interface, amostradas nos instantes $(k+1)T_s$ e kT_s , respectivamente; r_1 e r_2 são as taxas de subida e descida da forma de onda da corrente pelo indutor de saída, respectivamente; T_s é o período de amostragem; $d[k]$ é a razão cíclica durante o período compreendido entre kT_s e $(k+1)T_s$ e L é a indutância do filtro do conversor. Sendo:

$$r_1 = \frac{V_1[k] - V_2[k]}{L} = \frac{+V_{CC}[k] - V_{BB}[k]}{L} \quad (3.2)$$

e

$$r_2 = \frac{V_1[k] - V_2[k]}{L} = \frac{-V_{CC}[k] - V_{BB}[k]}{L}. \quad (3.3)$$

Usando (3.2) e (3.3), e fazendo $i_L[k+1] = i_L^*$, pode-se reescrever (3.1) isolando $d[k]$:

$$d[k] = \frac{1}{2} + \frac{L f_s}{2V_{CC}[k]} (i_L^* - i_L[k]) + \frac{V_{BB}[k]}{2V_{CC}[k]}, \quad (3.4)$$

onde i_L^* é a corrente de referência que o conversor deve rastrear nos terminais de saída, $f_s = 1/T_s$ é a frequência de amostragem do controlador digital preditivo e $V_{CC}[k]$ e $V_{BB}[k]$ são a tensão do barramento CC e tensão nos terminais da bateria amostradas no instante kT_s , respectivamente.

A análise de (3.4) mostra que a razão cíclica $d[k]$ é calculada no instante kT_s de maneira que a corrente i_L seja igual à corrente de referência i_L^* em $(k+1)T_s$. Assim, a ação de controle (3.4) garante que a corrente de referência seja rastreada com um período de amostragem de atraso. Os coeficientes dessa equação são calculados substituindo os parâmetros da planta em (3.4).

O fato de usar uma frequência de amostragem igual à frequência de comutação do conversor, e a amostragem ser sincronizada com a portadora triangular, possibilita obter o valor médio da corrente comutada sintetizada sem a necessidade do uso de filtros passivos (DAMASCENO; BRAGA & BARBOSA, 2007).

3.2 CONTROLADOR PREDITIVO DE CORRENTE APLICADO AO MOTOR BLDC

A Figura 18(a) exhibe o diagrama esquemático do acionamento do motor BLDC utilizando um VSI trifásico. As tensões e_a , e_b e e_c representam as tensões por fase da FEM enquanto R_s e L_s são a resistência e indutância por fase dos enrolamentos do motor BLDC, respectivamente. O ponto médio entre as células da bateria “ o ” é um ponto fictício usado aqui simplesmente para facilitar a análise do circuito. Na prática este terminal não é utilizado. As linhas em destaque da Figura 18(a) indicam as fases do VSI que irão conduzir correntes não nulas durante a operação dentro do retângulo destacado na Figura 18(b). Como é possível observar, as fases “ a ” e “ b ” estão em condução, ao passo que a fase “ c ” permanece com corrente nula. Deslocando $\pi/3$ rad para a direita o retângulo da Figura 18(b) observa-se que, novamente, apenas duas fases irão conduzir correntes não nulas (fases “ a ” e “ c ”) enquanto a terceira fase (fase “ b ”) terá corrente nula. Em velocidade de operação constante, nota-se que quando as correntes são não nulas nas fases ativas, a FEM é constante nestas fases (Figura 18(b)). Desta forma, o inversor trifásico opera como um conversor CC-CC em ponte completa tendo como carga uma fonte de tensão, porém com alternância de fases a cada $\pi/3$ rad. Devido a semelhança é possível utilizar técnicas de controle aplicadas a conversores CC-CC, como a discutida na seção anterior.

Além da simplicidade dos sensores de posição utilizados, outra vantagem é relacionada ao projeto do controlador do motor BLDC. Como durante cada intervalo de $\pi/3$ rad a corrente flui apenas por duas das fases do motor, enquanto a terceira a corrente é nula, ao controlar a corrente de uma fase em condução a segunda fase em condução é também controlada. Assim, não são necessários três controladores de corrente, mas um único capaz de regular a “pseudo” corrente calculada por:

$$I_p = \frac{1}{2} (|i_a| + |i_b| + |i_c|), \quad (3.5)$$

onde I_p é a magnitude da “pseudo” corrente sintetizada pelo VSI. Configurações semelhantes são propostas em (FAKHAM; DJEMAI & BUSAWON, 2008), (DIXON & LEAL, 2002)

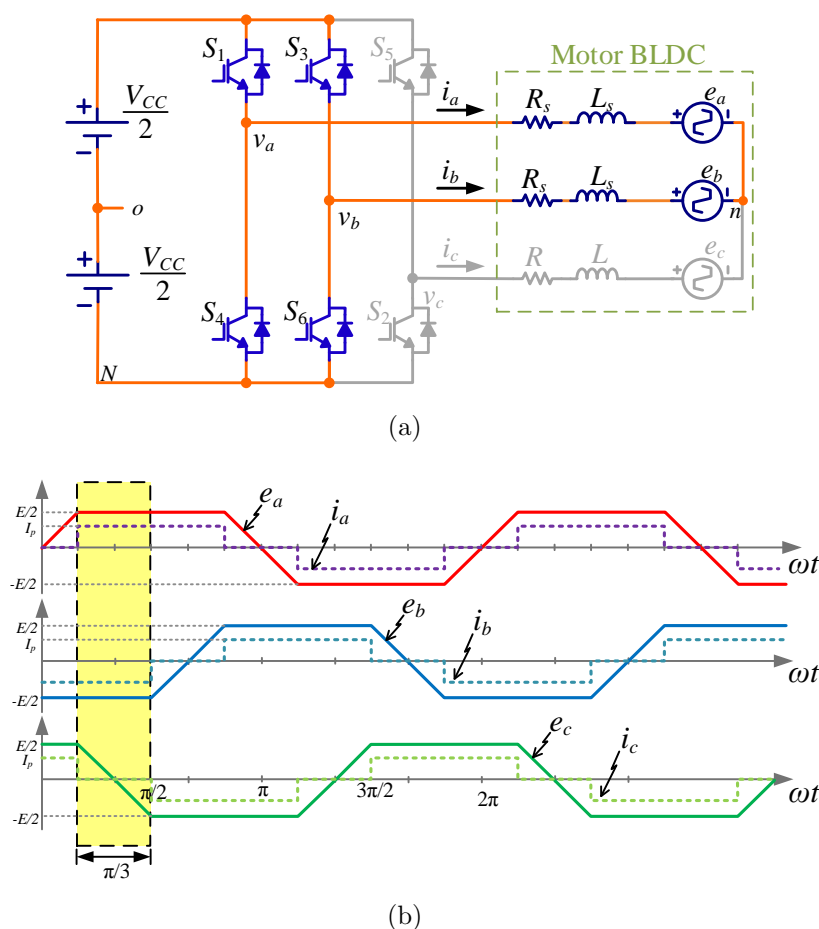


Figura 18: Sistema de acionamento do motor BLDC: (a) Diagrama esquemático simplificado, (b) FEM (linha contínua) e correntes (linha tracejada) trifásicas.

e (BERENDSEN; CHAMPENOIS & BOLOPION, 1993).

A Figura 19 mostra o diagrama de blocos do controlador utilizado para regular as correntes do motor BLDC. Nesta figura, um bloco seletor de fase é responsável por determinar quais braços do VSI estarão ativos a cada setor de $\pi/3$ rad.

Tendo em mente a operação do motor dentro do setor destacado na Figura 18(b), foram utilizadas três estratégias PWM para controlar a tensão e corrente de saída do VSI, sendo elas: bipolar, unipolar síncrona e unipolar. Estas estratégias PWM são investigadas nas próximas seções.

3.3 CONTROLADOR PREDITIVO UTILIZANDO A ESTRATÉGIA PWM BIPOLAR

Para as estratégias descritas, devido ao baixo valor das resistências dos enrolamentos do motor utilizado estas foram assumidas como desprezíveis, ou seja, $R_s \ll 2\pi f_s L_s$.

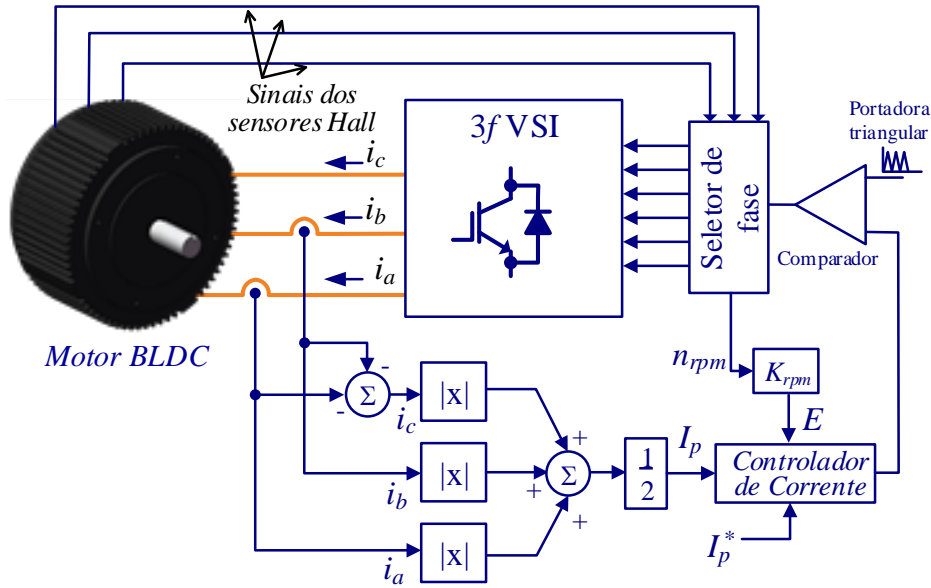


Figura 19: Diagrama de blocos do controle da “pseudo” corrente do motor BLDC.

Foi considerado que a tensão do barramento CC e FEM não variam durante o intervalo entre as amostragens.

Na estratégia PWM bipolar (Figura 20), o sinal modulante m é comparado com um contador crescente/decrescente (Figura 20(a)) gerando os sinais de disparo S_1 e S_3 (Figura 20(b)), de forma a comutar os braços do conversor de maneira complementar. A análise da forma de onda da tensão de saída (Figura 20(c)) mostra que v_{ab} é comutado entre $+V_{CC}$ e $-V_{CC}$ com frequência de $f_s = (1/T_s)$. A Figura 20(d) mostra a forma de onda da “pseudo” corrente sintetizada pelo conversor VSI. A “pseudo” corrente I_p e a tensão do barramento são amostradas sempre que a forma de onda do contador crescente/decrescente atinge o valor mínimo, ou seja, nos instantes $kT_s, (k+1)T_s, (k+2)T_s, \dots$

Observando a Figura 20(d) é possível determinar a corrente no instante futuro ($I_p[k+1]$) a partir do valor da corrente no instante atual ($I_p[k]$) e das taxas de subida e descida da corrente (r_{1b} e r_{2b}), ponderadas pelo tempo de permanência em cada estado, durante o intervalo kT_s e $(k+1)T_s$. Desta forma, pode-se escrever a seguinte relação no domínio do tempo discreto para o conversor utilizando a estratégia PWM bipolar:

$$I_p[k+1] = I_p[k] + r_{1b}d[k] \frac{T_s}{2} + r_{2b}(1-d[k])T_s + r_{1b}d[k] \frac{T_s}{2}, \quad (3.6)$$

onde r_{1b} e r_{2b} são as derivadas de subida e descida da corrente I_p , respectivamente, sendo o subscrito “b” referente à estratégia PWM bipolar; T_s é o período de amostragem; $d[k]$

é a razão cíclica durante o período compreendido entre kT_s e $(k+1)T_s$.

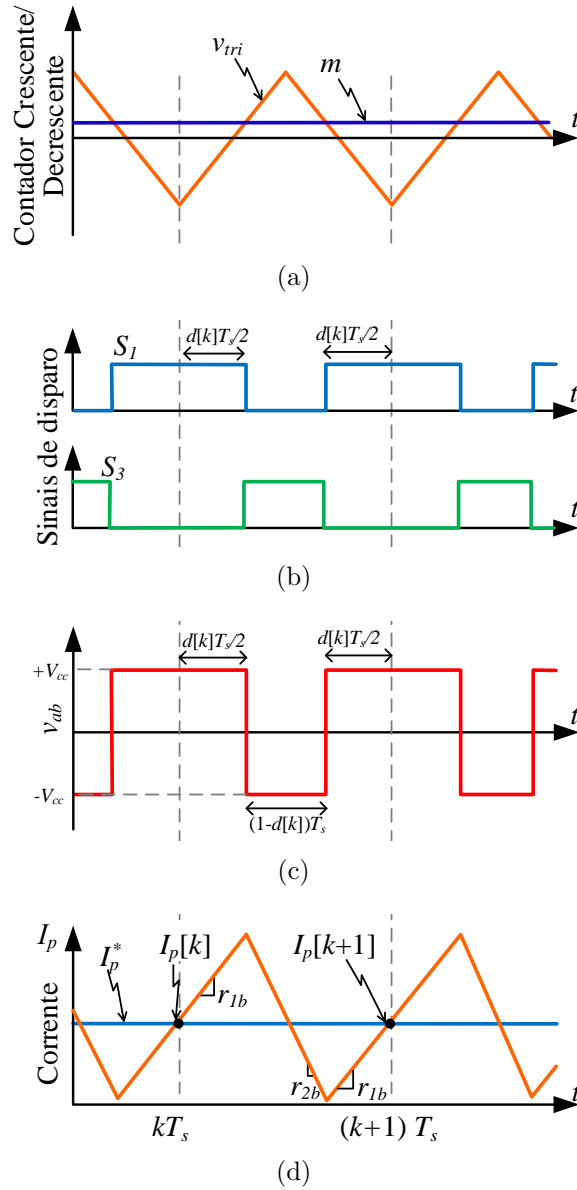


Figura 20: Formas de onda da estratégia PWM bipolar: (a) sinal modulante e portadora triangular, (b) sinais de disparo (S_1 e S_3), (c) tensão de saída do VSI entre os terminais “ab” (v_{ab}), (d) “pseudo” corrente sintetizada (I_p).

Desprezando o efeito das resistências dos enrolamentos do motor ($R_s \ll 2\pi f_s L_s$), pode-se obter facilmente as derivadas de subida:

$$r_{1b} = \frac{v_{ab}[k] - e_{ab}[k]}{2L_s} = \frac{+V_{CC}[k] - E[k]}{2L_s}, \quad (3.7)$$

e descida da corrente:

$$r_{2b} = \frac{v_{ab}[k] - e_{ab}[k]}{2L_s} = \frac{-V_{CC}[k] - E[k]}{2L_s}, \quad (3.8)$$

sendo $e_{ab} = E$ a FEM de linha entre as fases “a” e “b”, e L_s a indutância por fase do motor.

Substituindo (3.7) e (3.8) em (3.6) e isolando $d[k]$ obtém-se:

$$d[k] = \frac{1}{2} + \frac{L_s f_s}{V_{CC}[k]} (I_p^* - I_p[k]) + \frac{E[k]}{2V_{CC}[k]}, \quad (3.9)$$

onde $I_p^* = I_p[k+1]$ é a corrente de referência que deve ser rastreada no instante futuro $(k+1)T_s$, $f_s = 1/T_s$ é a frequência de comutação do conversor, $V_{CC}[k]$ é a tensão do barramento CC amostrada no instante kT_s e $E[k]$ é a FEM de linha estimada para o instante kT_s .

As tensões nos terminais de saída do conversor podem ser calculadas por:

$$\begin{cases} v_{ao} = S_1 \frac{V_{CC}[k]}{2} - S_4 \frac{V_{CC}[k]}{2} \\ v_{bo} = S_3 \frac{V_{CC}[k]}{2} - S_6 \frac{V_{CC}[k]}{2} \end{cases}, \quad (3.10)$$

em que v_{ao} e v_{bo} são as tensões nos terminais de saída “a” e “b”, respectivamente, medidas em relação ao ponto médio da bateria, “o”; S_1 , S_4 , S_3 e S_6 , indicados na Figura 18(a), são os padrões de comutação dos interruptores. Como dito anteriormente, os braços do conversor são comutados de maneira complementar. Então, substituindo os padrões de comutação $S_1 = d[k]$, $S_4 = 1 - d[k]$, $S_3 = 1 - d[k]$ e $S_6 = d[k]$ em (3.10) e calculando $v_{ab} = v_{ao} - v_{bo}$ obtém-se:

$$v_{ab} = m[k]V_{CC}[k], \quad (3.11)$$

sendo $m[k] = 2d[k] - 1$ a variável que relaciona a ação de controle com a tensão de saída.

Assim, fazendo $d[k] = (m[k] + 1)/2$, é possível reescrever (3.9) como se segue:

$$m[k] = \left(\frac{2L_s f_s}{V_{CC}[k]} \right) (I_p^* - I_p[k]) + \left(\frac{E[k]}{V_{CC}[k]} \right), \quad (3.12)$$

onde $m[k]$ é o índice de modulação da estratégia PWM bipolar o qual irá variar entre $-1 \leq m[k] \leq 1$.

O índice de modulação $m[k]$ é a ação de controle calculada pelo controlador preditivo no instante kT_s que deve ser enviado ao modulador do VSI para forçar a corrente $I_p[k]$ a rastrear a corrente de referência I_p^* no próximo período de amostragem $(k+1)T_s$.

Em muitas aplicações práticas nem sempre é possível amostrar, calcular e atuar tão rápido como mostrado na Figura 20. Para contornar esta limitação, pode-se aplicar (3.6) em dois períodos consecutivos. Assim, aplicando um avanço de uma amostra em (3.6) e isolando $I_p[k+1]$, obtém-se:

$$I_p[k+1] = I_p[k+2] - r_{1b}d[k+1] \frac{T_s}{2} - r_{2b}(1-d[k+1])T_s - r_{1b}d[k+1] \frac{T_s}{2}. \quad (3.13)$$

Substituindo $I_p[k+1]$ de (3.6) em (3.13) e neste resultado substituindo $d[k] = (m[k] + 1)/2$, $d[k+1] = (m[k+1] + 1)/2$, (3.7) e (3.8) e isolando $m[k+1]$, resulta em:

$$m[k+1] = \frac{2L_s f_s}{V_{CC}[k]} (I_p^* - I_p[k]) - m[k] + \frac{2E[k]}{V_{CC}[k]}, \quad (3.14)$$

onde $I_p^* = I_p[k+2]$ é a nova referência de corrente e $m[k+1]$ é o índice de modulação a ser aplicado no instante futuro entre o período $(k+1)T_s$ e $(k+2)T_s$. Assim, (3.14) retorna o índice de modulação aplicado no instante $(k+1)T_s$, a fim de que a corrente sintetizada pelo VSI rastreie o sinal de referência após dois períodos de amostragem.

3.4 CONTROLADOR PREDITIVO UTILIZANDO A ESTRATÉGIA PWM UNIPOLAR SÍNCRONA

O nome da estratégia unipolar síncrona está sendo usado neste trabalho para diferenciar a estratégia PWM onde um braço do conversor é comutado em baixa frequência) enquanto o outro braço é comutado em alta frequência. O terceiro braço do conversor é mantido em repouso. Há uma alternância entre os braços ativos a cada $\pi/3 \text{ rad}$ conforme é possível verificar na Figura 21.

Na Figura 22 são exibidas as formas de onda da estratégia PWM unipolar síncrona quando as fases “a” e “b” sintetizam correntes não nulas, conforme destacado no retângulo da Figura 18(b). O sinal modulante é comparado com a portadora triangular

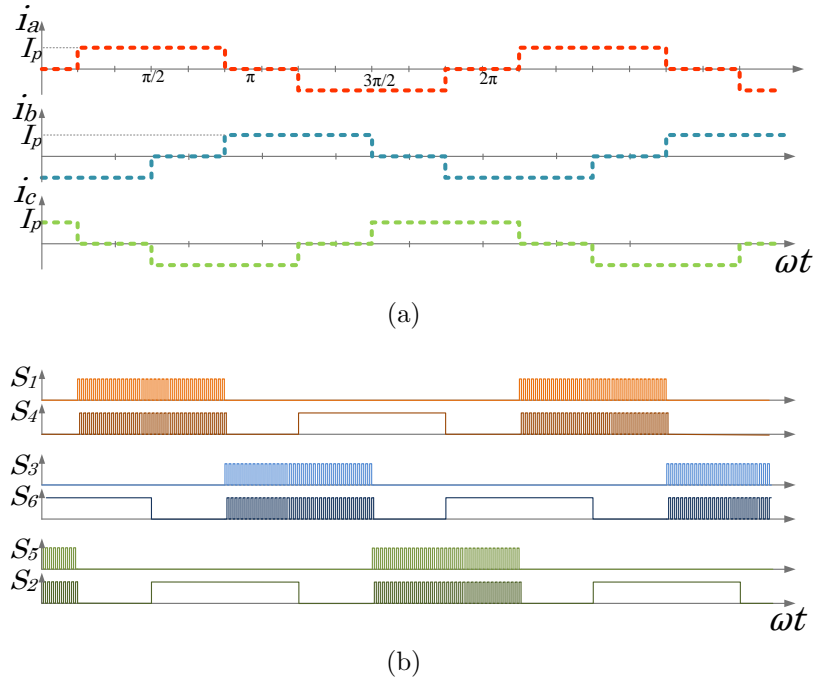


Figura 21: Formas de onda da estratégia PWM unipolar síncrona: (a) correntes trifásicas, (b) sinais de disparo ($S_1, S_3; S_3, S_6$ e S_5, S_2).

(Figura 22(a)), gerando o sinal de disparo PWM do interruptor S_1 (Figura 22(b)). O interruptor S_3 está desligado e S_6 está em condução (Figura 18(b)) permitindo o fluxo negativo da corrente na fase “b”. O braço do conversor relativo a fase “a” comuta na frequência da portadora triangular, enquanto que a fase “b” comuta em uma frequência mais baixa, “sincronizada” com a corrente do motor (daí o nome adotado neste trabalho, unipolar síncrona). Esta estratégia de comutação foi utilizada em (MATTOS et al., 2015). Assim, a amplitude da corrente I_p é controlada pela fase que está comutando na frequência da portadora triangular. Deslocando em $\pi/3$ rad para a direita o retângulo da Figura 18(b), a fase “b” deixa de conduzir e a fase “c” entra em condução, permitindo o fluxo negativo da corrente pela fase “c”, ao passo que a fase “a” continua a comutar na frequência da portadora triangular. Esta análise pode ser estendida para as demais seções de duração $\pi/3$ rad.

Analisando a forma de onda da tensão nos terminais de saída (Figura 22(c)) observa-se que v_{ab} é comutada com frequência $f_s = (1/T_s)$ entre $+V_{CC}$ e 0. Na Figura 22(d) é exibida a forma de onda da “pseudo” corrente sintetizada pelo conversor VSI. A corrente I_p e a tensão do barramento são amostradas nos instantes $kT_s, (k+1)T_s, (k+2)T_s, \dots$, ou seja, quando a portadora triangular atinge seu valor mínimo.

A partir da Figura 22(d), é possível obter o valor estimado da corrente no instante

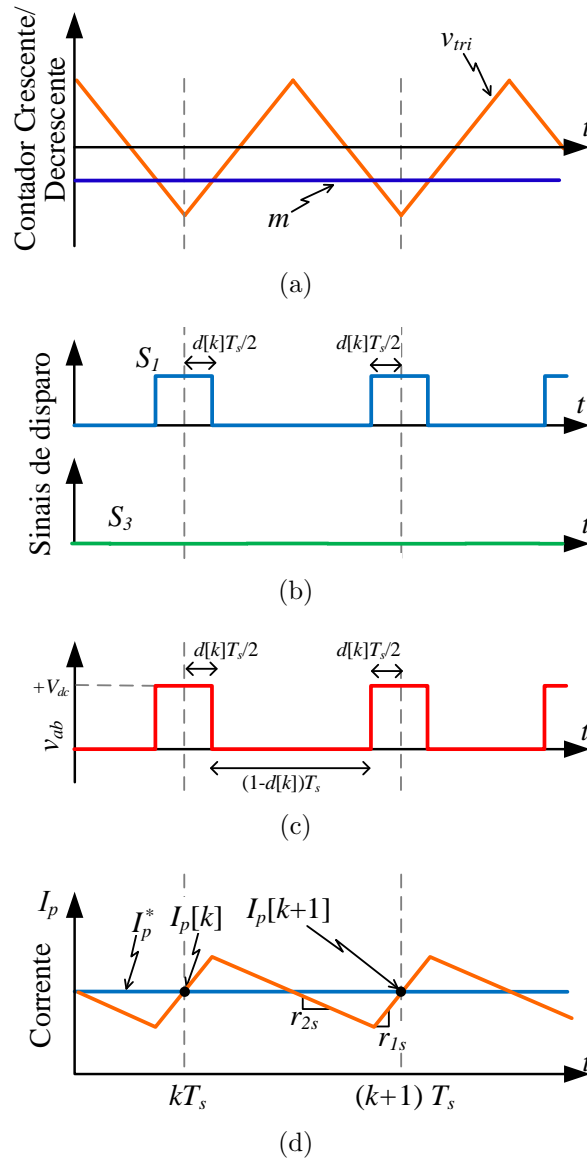


Figura 22: Formas de onda da estratégia PWM unipolar síncrona: (a) sinal modulante e portadora triangular, (b) sinais de disparo (S_1 e S_3), (c) tensão de saída do VSI entre os terminais “ ab ” (v_{ab}), (d) “pseudo” corrente sintetizada (I_p).

futuro $I_p[k+1]$, sabendo-se as taxas de subida e descida da corrente, o tempo de permanência em cada estado e a corrente no instante kT_s :

$$I_p[k+1] = I_p[k] + r_{1s}d[k] \frac{T_s}{2} + r_{2s}(1-d[k])T_s + r_{1s}d[k] \frac{T_s}{2}, \quad (3.15)$$

onde r_{1s} e r_{2s} as derivadas de subida e descida da “pseudo” corrente I_p , o subscrito “ s ” se refere a estratégia PWM unipolar síncrona, $d[k]$ é a razão cíclica durante o intervalo kT_s e $(k+1)T_s$.

Desprezando a resistência do enrolamento, uma vez que $R_s \ll 2\pi f_s L_s$, pode-se

obter de forma simplificada as derivadas de subida:

$$r_{1s} = \frac{v_{ab}[k] - e_{ab}[k]}{2L_s} = \frac{+V_{CC}[k] - E[k]}{2L_s}, \quad (3.16)$$

e descida da corrente:

$$r_{2s} = \frac{v_{ab}[k] - e_{ab}[k]}{2L_s} = -\frac{E[k]}{2L_s}. \quad (3.17)$$

Substituindo (3.16) e (3.17) em (3.15) e isolando $d[k]$, obtém-se:

$$d[k] = \left(\frac{2L_s f_s}{V_{CC}[k]} \right) (I_p^* - I_p[k]) + \left(\frac{E[k]}{V_{CC}[k]} \right). \quad (3.18)$$

A seguir será obtida a relação entre a razão cíclica ($d[k]$) e a tensão de saída nos terminais do conversor para a estratégia PWM unipolar síncrona. As tensões nos terminais “a” e “b” em relação ao ponto “o” podem ser obtidas substituindo os padrões de comutação $S_1 = d[k]$, $S_4 = 1 - d[k]$, $S_3 = 0$ e $S_6 = 1$ em (3.10). Observa-se que as expressões para os interruptores de um mesmo braço do conversor são complementares. De posse das tensões v_{ao} e v_{bo} , é possível obter a expressão que relaciona a tensão v_{ab} com a razão cíclica dada por:

$$v_{ab} = m[k]V_{CC}[k], \quad (3.19)$$

onde $m[k] = d[k]$.

Substituindo $d[k] = m[k]$ em (3.18) obtém-se a lei de controle:

$$m[k] = \left(\frac{2L_s f_s}{V_{CC}[k]} \right) (I_p^* - I_p[k]) + \left(\frac{E[k]}{V_{CC}[k]} \right). \quad (3.20)$$

No intuito de contornar limitações práticas como o tempo necessário à amostragem, cálculo e atuação, a equação (3.15) pode ser aplicada em dois períodos consecutivos, assim como descrito para a estratégia PWM bipolar, resultando em:

$$m[k+1] = \frac{2L_s f_s}{V_{CC}[k]} (I_p^* - I_p[k]) - m[k] + \frac{2E[k]}{V_{CC}[k]}, \quad (3.21)$$

onde $m[k+1]$ é a ação de controle a ser aplicada no instante futuro durante o intervalo $(k+1)T_s$ e $(k+2)T_s$; $I_p^* = I_p[k+2]$ é a corrente de referência. Desta maneira, a lei

de controle (3.21) calcula o índice de modulação a ser aplicado no instante $(k + 1)T_s$ a fim de que a corrente sintetizada pelo VSI rastreie no instante $(k + 2)T_s$ o sinal de referência. Assim, são necessários dois ciclos de amostragem para a convergência da corrente ao valor de referência.

3.5 CONTROLADOR PREDITIVO UTILIZANDO A ESTRATÉGIA PWM UNIPOLAR

Diferentemente das estratégias PWM anteriores descritas, o padrão de comutação unipolar usa duas portadoras triangulares, defasadas de π rad entre si, para gerar os sinais de disparo S_1 e S_3 como mostrado na Figura 23(a) e (b). Cada braço do conversor é controlado por um contador crescente/decrescente e diferentemente da estratégia PWM bipolar a tensão de saída v_{ab} é comutada entre $+V_{CC}$ e 0 (Figura 23(c)). A comparação das tensões de saída e das correntes da Figura 23 com as Figuras 20 e 22 mostra que a frequência de comutação equivalente da estratégia PWM unipolar é duas vezes superior à frequência de comutação equivalente da estratégia PWM bipolar e unipolar síncrona. Isto implica em uma redução na ondulação de corrente, para uma mesma frequência de comutação dos interruptores.

A partir da Figura 23(d) é possível obter a equação da corrente no instante futuro $(k + 1)T_s$ a partir do instante kT_s , dada por:

$$I_p[k + 1] = I_p[k] + 2 \left\{ r_{2u} (1 - d[k]) \frac{T_s}{2} + r_{1u} (2d[k] - 1) \frac{T_s}{2} + r_{2u} (1 - d[k]) \frac{T_s}{2} \right\}. \quad (3.22)$$

A derivada da corrente de subida para estratégia PWM unipolar é a mesma da bipolar e unipolar síncrona:

$$r_{1u} = \frac{v_{ab}[k] - e_{ab}[k]}{2L_s} = \frac{+V_{CC}[k] - E[k]}{2L_s}, \quad (3.23)$$

sendo a derivada de descida igual a estratégia PWM unipolar síncrona e dada por:

$$r_{2u} = \frac{v_{ab}[k] - e_{ab}[k]}{2L_s} = -\frac{E[k]}{2L_s}, \quad (3.24)$$

onde o subscrito “u” em (3.23) e (3.24) indica ser as derivadas de subida e descida da estratégia PWM unipolar.

As tensões nos terminais “a” e “b” a partir do referencial “o” da Figura 18(a) podem

$$m[k] = \left(\frac{2L_s f_s}{V_{CC}[k]} \right) (I_p^* - I_p[k]) + \left(\frac{E[k]}{V_{CC}[k]} \right), \quad (3.26)$$

onde $m[k]$ é o índice de modulação para a estratégia PWM unipolar, $I_p^* = I_p[k + 1]$ é a corrente de referência que será rastreada com um atraso de amostragem.

Entretanto, amostragem, processamento e atuação não são instantâneos como exibido na Figura 23. Para contornar esta limitação, a equação (3.22) pode ser aplicada em dois períodos consecutivos, obtendo:

$$m[k + 1] = \frac{2L_s f_s}{V_{CC}[k]} (I_p^* - I_p[k]) - m[k] + \frac{2E[k]}{V_{CC}[k]}, \quad (3.27)$$

sendo $I_p^* = I_p[k + 2]$ a corrente de referência a ser rastreada após dois períodos de amostragem.

A comparação entre (3.14), (3.21) e (3.27) mostra que as estratégias PWM bipolar, unipolar síncrona e unipolar resultam na mesma lei de controle, e assim, possuem esforço computacional para os cálculos muito próximos. Entretanto, devido as estratégias PWM serem diferentes, há uma variação na ondulação de corrente entre os três casos. Os efeitos das três técnicas de controle sobre a ondulação de corrente são comparados na próxima seção.

3.6 ANÁLISE DA ONDULAÇÃO DE CORRENTE

Ondulações nas correntes do motor não contribuem efetivamente para a produção de conjugado, além de aumentar o aquecimento da máquina. Outro fator importante é que elevadas ondulações de corrente influenciam na seleção dos dispositivos semicondutores que devem suportar maiores correntes de pico.

Na Figura 24 são exibidas as curvas do valor absoluto da ondulação de corrente em função da razão cíclica, para o caso em que a FEM é nula. No Apêndice B são derivadas as equações da ondulação de corrente para as três estratégias PWM descritas nas seções anteriores. Observa-se que quanto maior a indutância do motor e maior a frequência de comutação, menor é a ondulação de corrente, enquanto que, quanto maior a tensão do barramento, maior é a ondulação de corrente. Dada a tensão do barramento fixa, em motores com baixa indutância, uma forma de reduzir a ondulação de corrente é aumentar a frequência de comutação. Dispositivos como IGBT não apresentam elevada frequência de comutação como os transistores de efeito de campo de óxido metálico

semicondutor (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*) (MOSFETs), o que pode limitar sua aplicação em motores com baixa indutância. Entretanto, utilizando a estratégia PWM unipolar é possível reduzir a frequência de comutação permitindo o emprego de IGBT (disponíveis no laboratório) com ondulações aceitáveis nas correntes.

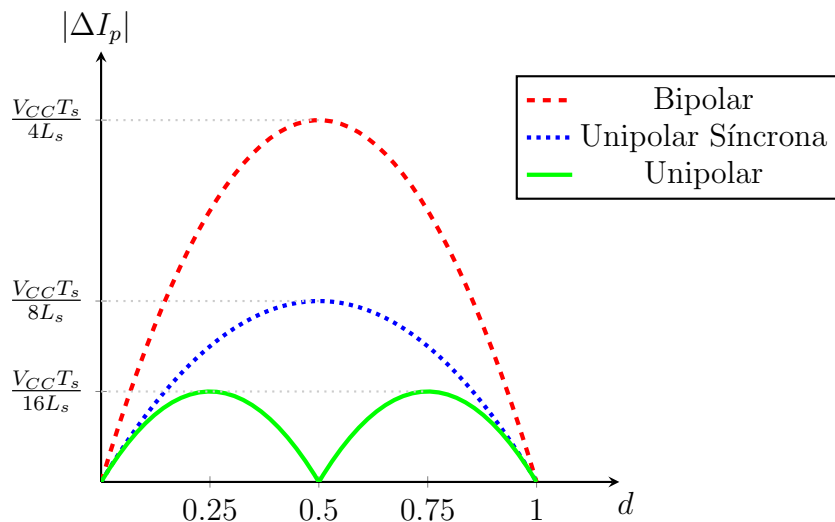


Figura 24: Ondulação de corrente em função da razão cíclica d para as estratégias PWM: bipolar, unipolar síncrona e unipolar.

A Tabela 3 mostra uma comparação entre as três técnicas considerando frequência de comutação e máxima ondulação de corrente. A máxima ondulação de corrente para a estratégia PWM unipolar é 4 vezes menor que a máxima ondulação de corrente para a estratégia PWM bipolar. Já a estratégia PWM unipolar síncrona apresenta metade da máxima ondulação da estratégia PWM bipolar. Observa-se também que a frequência de comutação equivalente da estratégia PWM unipolar é o dobro das outras duas estratégias, porém com frequência de comutação de cada braço em 50 kHz.

Tabela 3: Dados comparativos entre as técnicas de comutação.

Estratégia PWM	Frequência de comutação dos interruptores	Frequência de comutação equivalente	Máxima ondulação de corrente
Bipolar	50 kHz	50 kHz	$\frac{V_{CC}T_s}{4L_s}$
Unipolar síncrona	50 kHz	50 kHz	$\frac{1}{2} \left(\frac{V_{CC}T_s}{4L_s} \right)$
Unipolar	50 kHz	100 kHz	$\frac{1}{4} \left(\frac{V_{CC}T_s}{4L_s} \right)$

3.7 SUMÁRIO

Neste capítulo foram obtidas as leis de controle preditivas de corrente para o acionamento de um motor BLDC de baixa indutância acionados por um conversor VSI trifásico para três diferentes estratégias de modulação por largura de pulso: bipolar, unipolar síncrona e unipolar. Devido à característica deste motor de apenas duas fases conduzirem a cada intervalo de $\pi/3$, foi possível reduzir o número de controladores para um único controlador de corrente, reduzindo também o esforço computacional para os cálculos. As leis de controle obtidas apresentaram-se ser de simples implementação e baixo esforço computacional, por não exigirem elevado número de operações ou funções trigonométricas que demandem tempo considerável para o processamento.

A ondulação de corrente foi analisada para as três estratégias PWM. A estratégia PWM unipolar apresentou significativa redução na ondulação de corrente quando comparada com as demais técnicas investigadas, para uma mesma frequência de comutação. Isto permite a redução na frequência de comutação e consequentemente o uso de IGBT.

4 ANÁLISE DE ESTABILIDADE

Conforme apresentado no Capítulo 3 o controlador preditivo pode ser usado para regular as correntes do motor BLDC de forma que a corrente de referência seja rastreada após dois períodos de amostragem. Entretanto, incertezas na medição ou variações nos parâmetros do motor podem afetar o comportamento da corrente sintetizada pelos algoritmos de controle, podendo levar o sistema à instabilidade. A principal contribuição deste capítulo é a análise de estabilidade e de erro em regime permanente para o controlador preditivo de corrente aplicado ao motor BLDC para as estratégias PWM bipolar, unipolar síncrona e unipolar ainda não descritas na literatura para este tipo de motor.

4.1 DISCRETIZAÇÃO DO MOTOR BLDC

Nas próximas seções, a função de transferência em malha fechada do sistema compensado é obtida para ser utilizada para o estudo da análise de estabilidade. Para isso, se faz necessária a obtenção do modelo discreto do motor BLDC.

Desprezando as harmônicas geradas pelo padrão de comutação do VSI, a seguinte equação dinâmica pode ser escrita para os braços ativos do circuito da Figura 18(a), referente ao instante destacado pelo retângulo na Figura 18(b):

$$\frac{d}{dt}I_p(t) = -\left(\frac{R_s}{L_s}\right)I_p(t) + \left(\frac{1}{2L_s}\right)(v_{ab}(t) - e_{ab}(t)), \quad (4.1)$$

onde $I_p(t) = i_a(t)$ e $i_b(t) = -i_a(t)$.

Utilizando um extrapolador de ordem zero (ÅSTRÖM & WITTENMARK, 2013) em (4.1), a seguinte representação em espaço de estados é obtida,

$$I_p[k+1] = \Phi I_p[k] + \Gamma(v_{ab}[k] - e_{ab}[k]), \quad (4.2)$$

onde

$$\Phi = e^{AT_s} = e^{-\frac{R_s}{L_s}T_s} \quad (4.3)$$

e

$$\Gamma = \int_{t_k}^{t_{k+1}} e^{A(t_{k+1}-\tau)} B d\tau = \frac{1 - e^{-\frac{R_s}{L_s}T_s}}{2R_s}, \quad (4.4)$$

sendo $A = -R_s/L_s$ e $B = 1/(2L_s)$.

Substituindo $v_{ab}[k] = m[k] V_{CC}[k]$ e $e_{ab}[k] = E[k]$ em (4.2) e aplicando a transformada z obtém-se a função de transferência da corrente,

$$I_p(z) = \frac{1}{2R_s} \left(\frac{1 - e^{-\frac{R_s}{L_s}T_s}}{z - e^{-\frac{R_s}{L_s}T_s}} \right) (M(z)V_{CC}(z) - E(z)). \quad (4.5)$$

A Figura 25 exibe uma representação em diagrama de blocos do modelo discreto do motor obtida a partir de (4.5). A corrente $I_p(z)$ é controlada a partir da ação de controle $M(z)$, sendo que a FEM (E) é considerada perturbação na malha de controle da corrente.

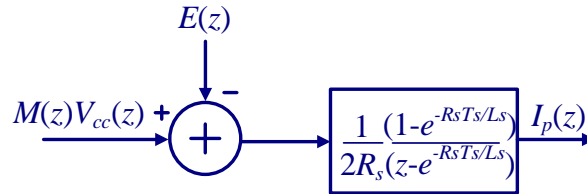


Figura 25: Diagrama de blocos do modelo discreto do motor BLDC.

4.2 ANÁLISE DE ESTABILIDADE DO CONTROLADOR PREDITIVO

As leis de controle para as estratégias PWM bipolar, unipolar síncrona e unipolar dadas por (3.14), (3.21) e (3.27), respectivamente, são idênticas. O valor médio das correntes sintetizadas é o mesmo, porém a ondulação de corrente é menor para a estratégia PWM unipolar. Aplicando a transformada z nestas equações, obtém-se:

$$M(z) = \frac{1}{(z+1)} \left\{ \left(\frac{2L_c f_s}{V_{CC}(z)} \right) (I_p^*(z) - I_p(z)) + \left(\frac{2E_c(z)}{V_{CC}(z)} \right) \right\}. \quad (4.6)$$

O subscrito “c” associado a L_c e E_c em (4.6) são introduzidos aqui para diferenciar os parâmetros do controlador em relação aos parâmetros do motor. Caso os parâmetros sejam corretamente obtidos $L_c = L_s$ e $E_c = E$.

A partir de (4.5) e (4.6) é possível obter uma representação em diagrama de blocos

como apresentado na Figura 26. Assumindo que a FEM do motor é completamente compensada pelo sinal *feed-forward* E_c , a seguinte função de transferência em malha fechada pode ser escrita:

$$\frac{I_p(z)}{I_p^*(z)} = \frac{\frac{L_c}{R_s T_s} \left(1 - e^{-\frac{R_s T_s}{L_s}}\right)}{z^2 + z \left(1 - e^{-\frac{R_s T_s}{L_s}}\right) + \frac{L_c}{R_s T_s} \left(1 - e^{-\frac{R_s T_s}{L_s}}\right) - e^{-\frac{R_s T_s}{L_s}}}. \quad (4.7)$$

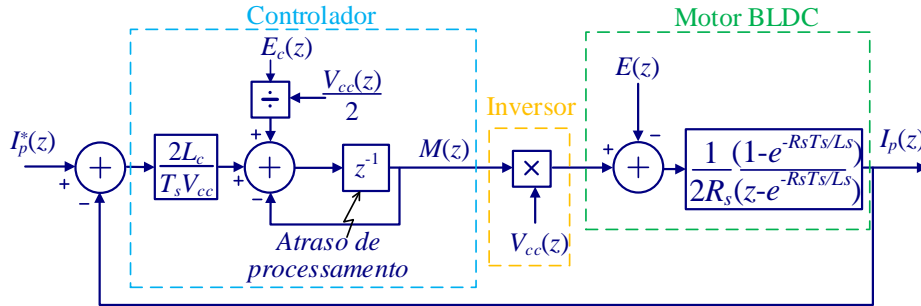


Figura 26: Diagrama de blocos do controlador preditivo de corrente.

Considerando $L_c = L_s$ e $R_s \rightarrow 0$, a função de transferência de malha fechada (4.7) é reduzida a $(1/z^2)$. Assim, para uma entrada em degrau na referência, a corrente de saída se torna igual a referência após duas amostragens. Desta forma o PPC pode ser visto como o caso discreto do controlador por realimentação de estados no qual os polos compensados são alocados na origem do plano complexo z .

O critério de estabilidade de Jury é usado para verificar os limites da estabilidade do sistema (ÅSTRÖM & WITTENMARK, 2013; FADALI, 2009). Para um polinômio do segundo grau na forma:

$$F(z) = a_2 z^2 + a_1 z + a_0 = 0, a_n > 0, \quad (4.8)$$

as raízes do polinômio característico estarão dentro do círculo unitário e consequentemente o sistema será estável caso as seguintes condições sejam satisfeitas (FADALI, 2009):

$$F(1) > 0 \quad (4.9)$$

$$(-1)^2 F(-1) > 0 \quad (4.10)$$

$$|a_0| < a_2 \quad (4.11)$$

Verificando (4.9) para o polinômio característico de (4.7):

$$1^2 + 1 \left(1 - e^{-\frac{R_s T_s}{L_s}}\right) + \frac{L_c}{R_s T_s} \left(1 - e^{-\frac{R_s T_s}{L_s}}\right) - e^{-\frac{R_s T_s}{L_s}} > 0$$

e isolando L_c , obtém-se a primeira condição para a estabilidade:

$$L_c > -2R_s T_s. \quad (4.12)$$

Tendo em vista que $R_s > 0$ e $T_s > 0$, a condição dada por (4.12) é atendida para qualquer valor positivo de L_c .

Calculando a segunda condição para a estabilidade dada por (4.10):

$$(-1)^2 \left[(-1)^2 + (-1) \left(1 - e^{-\frac{R_s T_s}{L_s}}\right) + \frac{L_c}{R_s T_s} \left(1 - e^{-\frac{R_s T_s}{L_s}}\right) - e^{-\frac{R_s T_s}{L_s}} \right] > 0$$

e isolando L_c , obtém a condição para estabilidade:

$$L_c > 0. \quad (4.13)$$

Por fim, analisando a terceira condição de estabilidade substituindo os coeficientes do polinômio característico de (4.7) em (4.11), chega-se em:

$$\left| \frac{L_c}{R_s T_s} \left(1 - e^{-\frac{R_s T_s}{L_s}}\right) - e^{-\frac{R_s T_s}{L_s}} \right| < 1,$$

e isolando L_c , obtém-se:

$$L_c < R_s T_s \left(\frac{1 + e^{-\frac{R_s T_s}{L_s}}}{1 - e^{-\frac{R_s T_s}{L_s}}} \right). \quad (4.14)$$

Então, para garantir que os polos de (4.7) estejam dentro do círculo unitário, a seguinte inequação deve ser verificada:

$$0 < L_c < R_s T_s \left(\frac{1 + e^{-\frac{R_s T_s}{L_s}}}{1 - e^{-\frac{R_s T_s}{L_s}}} \right). \quad (4.15)$$

Assumindo que $R_s \rightarrow 0$, tem-se que (4.15) é reduzida para $0 < L_c < 2L_s$. Esta

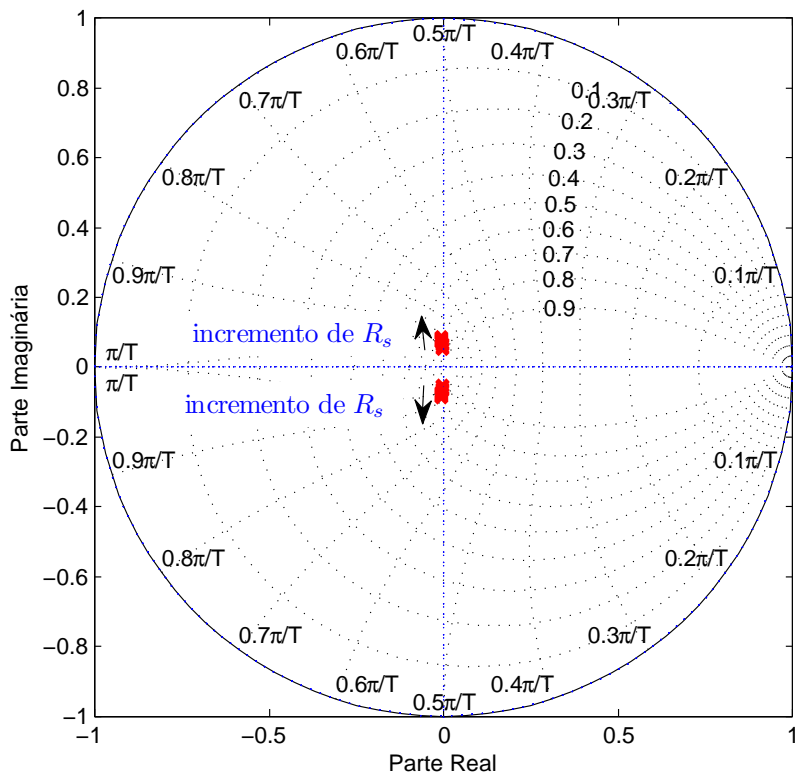
condição implica que o sistema compensado é instável caso o parâmetro L_c exceda duas vezes o valor da indutância do motor L_s . A função de transferência discreta em malha fechada (4.7) pode também ser utilizada para investigar como a variação dos parâmetros do motor R_s e L_s afetam a localização dos polos do sistema compensado.

Erros nos parâmetros medidos ou ainda variações durante a operação do motor podem levar o projetista a escolher valores imprecisos de L_c para o controlador preditivo (4.6). As Figura 27 e Figura 28 mostram a localização dos polos considerando variações dentro da faixa de $\pm 50\%$ dos nominais de resistência e indutância dos enrolamentos do motor, respectivamente. A simulação foi realizada considerando os dados da Tabela 1 para uma frequência de comutação e amostragem de 50 kHz . Como pode ser visto, variações na resistência e indutância dos enrolamentos do motor fazem com que os polos não permaneçam exatamente na origem do plano complexo z . Analisando a Figura 27(a) observa-se que variações na resistência não afetam significativamente a localização dos polos. A Figura 27(b) exhibe um detalhe da localização dos polos próximo a origem. Entretanto, para variações em L_s , Figura 28, o sistema compensado pode se tornar instável. A partir da Figura 28, considerando $L_s < L_c$ o sistema compensado irá apresentar um comportamento subamortecido até $L_s = L_c/2$, quando o sistema se torna instável. Para $L_s > L_c$ o sistema compensado irá apresentar um resposta superamortecida.

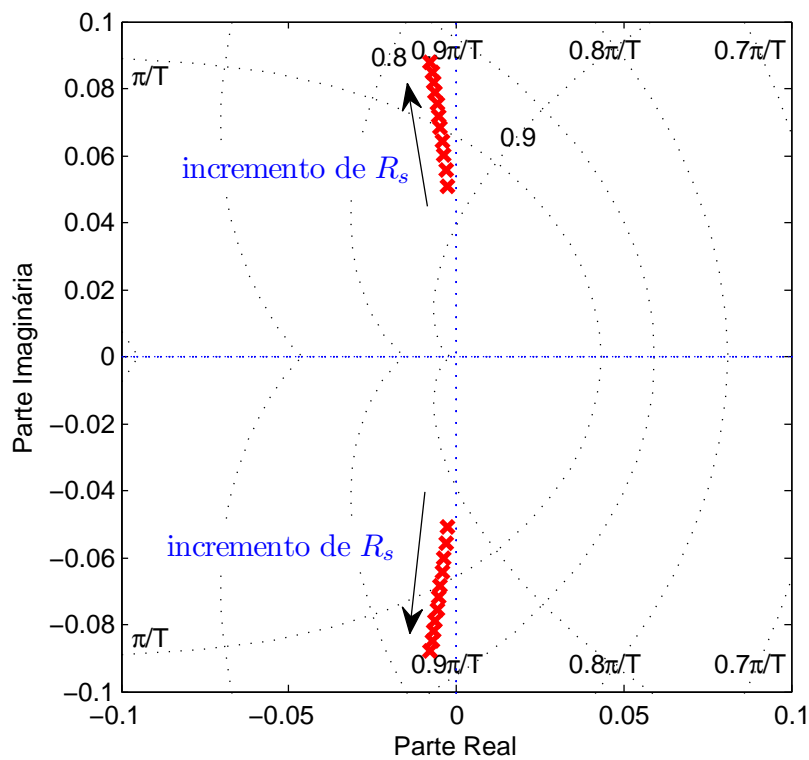
Uma condição interessante a ser investigada é no instante final do retângulo destacado na Figura 18(b). No momento da troca de condução entre duas das fases, a corrente na fase que deixa de conduzir não se torna nula instantaneamente devido à indutância da fase. Durante um curto intervalo de tempo, as três fases do motor estarão ativas reduzindo a indutância equivalente do motor de forma a tornar-se $(3/4)L_s$. Assim, substituindo L_s por $(3/4)L_s$ e fazendo $L_c = L_s$ em (4.7), os polos do sistema compensado irão deslizar para $\pm j(1/\sqrt{3})$, como mostrado na Figura 29, retornando à origem quando apenas duas fases voltarem a conduzir. Embora esta condição de curta duração aconteça seis vezes por ciclo elétrico, os polos permanecem no interior do círculo unitário e o sistema descrito por (4.7) mantém-se estável.

4.3 ANÁLISE DO ERRO EM REGIME PERMANENTE

Na seção anterior foi investigada a estabilidade do controlador preditivo para variações no parâmetro do controlador. Devido à baixa resistência elétrica dos enrolamentos do estator, a mesma foi desprezada nas leis de controle preditivas obtidas no Capítulo 3.



(a)



(b)

Figura 27: Localização dos polos do sistema compensado sob variações paramétricas fazendo $L_c = L_s$ e variando R_s : (a) localização dentro do círculo unitário, (b) detalhe da localização dos polos.

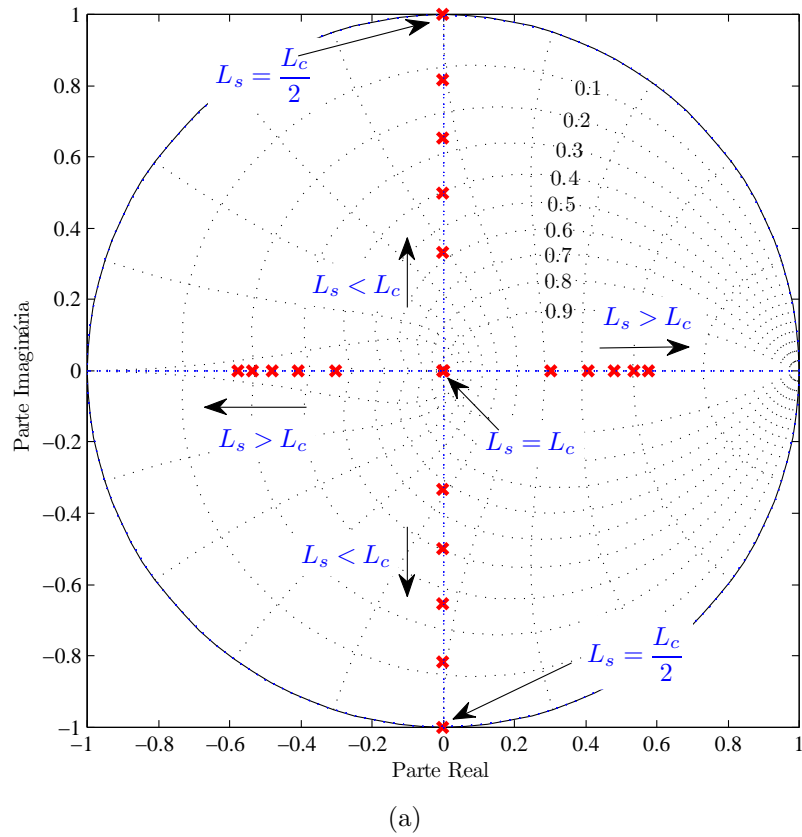


Figura 28: Localização dos polos do sistema compensado sob variações paramétricas fazendo $R_s = 0$ e variando L_s .

Como visto na seção anterior, variações na resistência não interferem significativamente na localização dos polos do controlador. Nesta seção é analisada a influência da resistência dos enrolamentos no valor de regime permanente das correntes do motor BLDC.

Na Figura 30 exibi-se a representação canônica de um sistema de controle em malha fechada. Comparando as Figuras 26 e 30 é possível obter a seguinte função de transferência de malha aberta:

$$G_{MA}(z) = \frac{\frac{L_c}{R_s T_s} \left(1 - e^{-\frac{R_s T_s}{L_s}}\right)}{z^2 + z \left(1 - e^{-\frac{R_s T_s}{L_s}}\right) - e^{-\frac{R_s T_s}{L_s}}}. \quad (4.16)$$

Da Figura 30, $\varepsilon(z) = I_p^*(z) - \varepsilon(z)G_{MA}(z)$, ou ainda:

$$\varepsilon(z) = \frac{I_p^*(z)}{1 + G_{MA}(z)}, \quad (4.17)$$

onde $\varepsilon(z)$ é o erro de corrente no domínio discreto z .

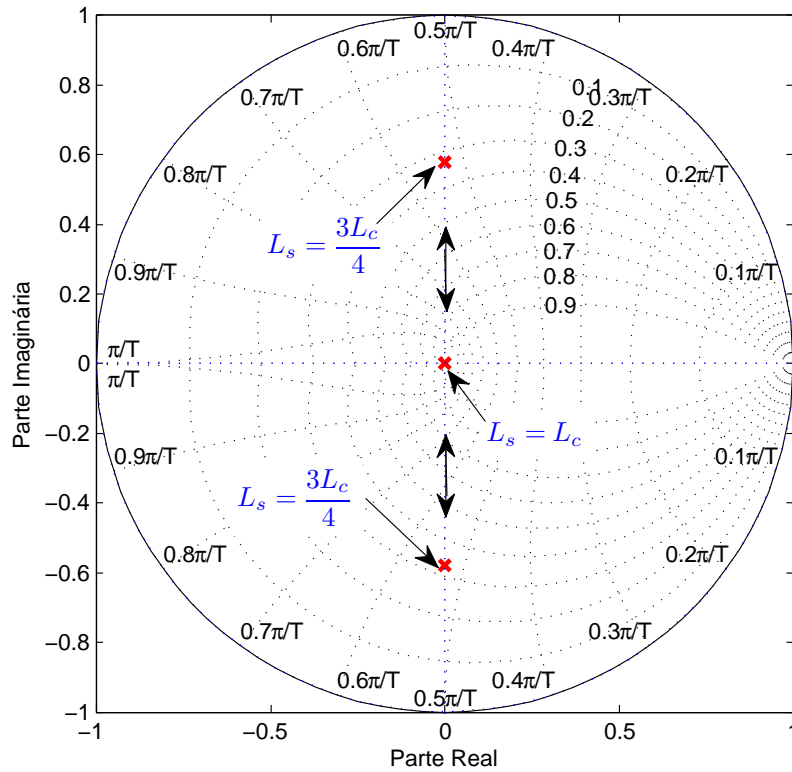


Figura 29: Localização dos polos do sistema compensado nos instantes de troca das fases.

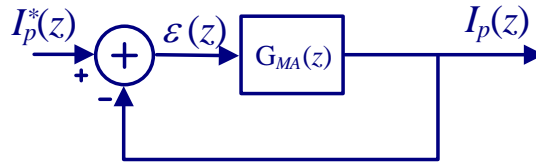


Figura 30: Sistema de controle.

Aplicando o teorema do valor final para o caso discreto (NISE, 2011):

$$e(\infty) = \lim_{z \rightarrow 1} (1 - z^{-1}) \frac{I_p^*(z)}{1 + G_{MA}(z)}, \quad (4.18)$$

onde $e(\infty)$ é o valor do erro em regime permanente quando $t \rightarrow \infty$.

Considerando um degrau na corrente de referência, ou seja, $I_p^*(z) = z/(z - 1)$ e substituindo em (4.18), obtém-se o erro de corrente em regime permanente para uma entrada do tipo degrau:

$$e(\infty) = \lim_{z \rightarrow 1} \frac{1}{1 + G_{MA}(z)}. \quad (4.19)$$

Substituindo (4.16) em (4.19) chega-se ao erro em regime permanente:

$$e(\infty) = \frac{2R_s}{L_c f_s + 2R_s}. \quad (4.20)$$

Observa-se em (4.20) que a indutância dos enrolamentos do motor (L_s) não afetam o erro em regime permanente. Quanto maior o valor de L_c ou f_s , menor será o erro. Entretanto, um grande valor de L_c pode tornar o sistema instável, como visto na Seção 4.2. Assim, uma forma de reduzir o erro em regime permanente é elevando a frequência de comutação. Substituindo os parâmetros R_s , $L_c = L_s$ e f_s apresentados na Tabela 1 em (4.20), obtém-se um erro de corrente de 0,01648 A para uma entrada em degrau de 1,0 A, ou seja, um erro percentual de 1,648%.

4.4 SUMÁRIO

Neste capítulo foi investigada a estabilidade do controlador preditivo de corrente aplicado ao motor BLDC para as técnicas de comutação PWM apresentadas no Capítulo 3. Variações ou erros na medição dos parâmetros do motor BLDC afetam o comportamento dinâmico esperado do sistema compensado podendo levar à instabilidade para o modelo utilizado. Mostrou-se que variações nas resistências dos enrolamentos não influenciam significativamente na localização dos polos do sistema compensado. Entretanto, o mesmo não ocorre para variações na indutância do motor, podendo tornar o sistema instável. Assim, a estabilidade do sistema de controle das correntes do motor foi investigada. Mostrou-se que o sistema será estável desde que o parâmetro do controlador L_c não exceda duas vezes o valor da indutância do motor L_s .

Foi demonstrado matematicamente que, para o caso considerado, o fato de desprezar as resistências de enrolamento no projeto do controlador ocasionou um erro de corrente inferior a 2%.

5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Neste capítulo são apresentados e discutidos os resultados de simulação do controlador preditivo de corrente utilizado na síntese das correntes do motor BLDC. O programa PSIM[®] foi utilizado para obtenção dos resultados de simulação. As estratégias PWM bipolar, unipolar síncrona e unipolar são comparadas. O erro de estimação do parâmetro do controlador é investigado para diferentes valores de L_c dentro do limite de estabilidade definido no Capítulo 4. Variações de carga e tensão do barramento são simuladas a fim de verificar o impacto sobre as correntes sintetizadas pelos controladores preditivos.

5.1 PARÂMETROS DE SIMULAÇÃO

Na Figura 31 é exibida uma representação da estrutura do acionamento do motor BLDC utilizada para obtenção dos resultados de simulação. O controle foi desenvolvido usando um *C Block* (semelhante à programação do DSC) que realiza a leitura das correntes trifásicas, tensão do barramento CC, velocidade do motor e os sinais dos três sensores Hall de posição. Os sinais dos sensores Hall são usados para definir quais fases do motor estarão ativas e o sentido das correntes. Com base na leitura dos sinais de entrada, o algoritmo de controle determina a razão cíclica dos interruptores ativos. Variações de carga e tensão do barramento foram realizadas utilizando a função *Step*.

Os parâmetros do motor e do conversor utilizados estão dispostos nas Tabelas 4 e 5, respectivamente, complementando os valores apresentados na Tabela 1. O conversor eletrônico foi assumido como ideal.

5.2 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO PARA A ESTRATÉGIA PWM BIPOLAR

Na Figura 32 são exibidas as correntes trifásicas do motor assumindo $L_c = L_s$ e corrente de referência de $I_p^* = 20$ A. Observa-se uma boa rastreabilidade da corrente

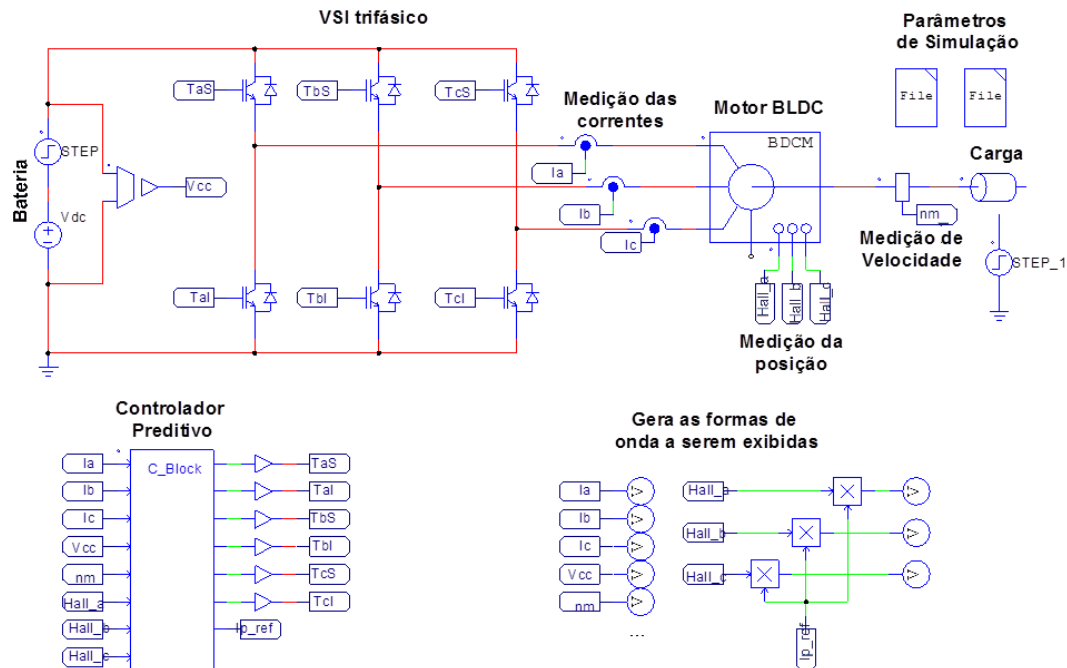


Figura 31: Circuito de potência e controle para o acionamento do motor BLDC.

Tabela 4: Parâmetros de simulação do motor BLDC.

Parâmetro	Valor
Resistência por fase	6,2 m Ω
Indutância por fase	14,8 μ H
FEM de pico	0,0125 $\frac{V_{pico}}{rpm}$
FEM eficaz	0,00932 $\frac{V_{rms}}{rpm}$
Número de polos	8

Tabela 5: Parâmetros de simulação do conversor.

Parâmetro	Valor
Tensão do barramento CC	48 V
Frequência de comutação	50 kHz
Frequência de amostragem	50 kHz

de referência sem sobressinal e com erro em regime permanente desprezível.

Na Figura 32, nos instantes onde há a troca de condução de corrente entre duas fases há um afundamento na corrente da fase que não há troca de condução. Como exemplo, é possível observar este comportamento em $t = 0,25$ s, onde ocorre a troca de condução entre as fases “a” e “b” ao passo que surge um afundamento de corrente na fase “c”. Isto se deve ao fato que as derivadas de subida e de descida das correntes das fases “a” e “b” não são iguais, como o sistema é balanceado, há uma alteração na corrente na fase onde não há troca de condução. Diferentes estratégias são utilizadas para reduzir este afundamento na corrente (SHI et al., 2010), (XIA; WANG & SHI, 2013)

e (SONG & CHOY, 2004). Entretanto, este efeito não é investigado neste trabalho.

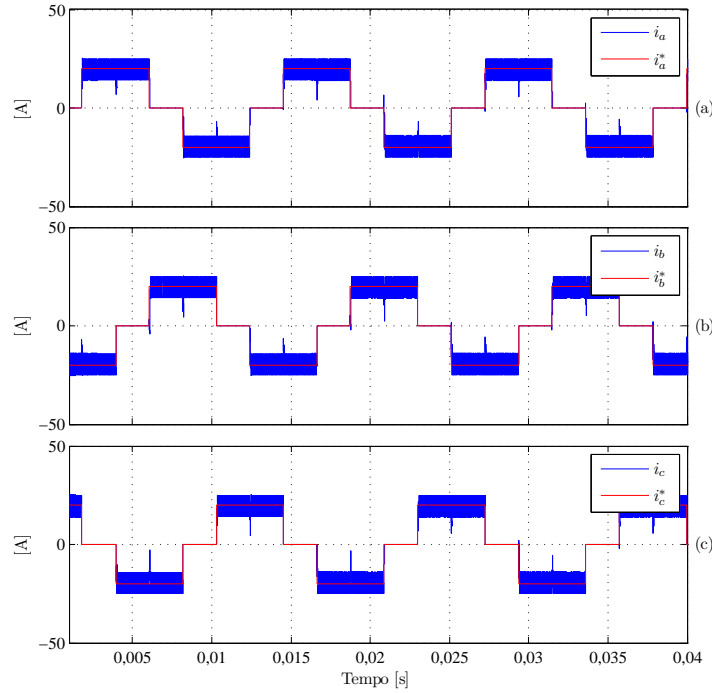


Figura 32: Correntes trifásicas para a estratégia PWM bipolar ($I_p^* = 20$ A): (a) corrente na fase “a”, (b) corrente na fase “b” e (c) corrente na fase “c”.

Como exposto anteriormente, a determinação da indutância do motor por parte do projetista pode não ser exata, afetando a resposta do controlador e podendo comprometer o comportamento dinâmico e a estabilidade do sistema. Nas Figuras 33 (a), (b) e (c) são exibidos os resultados de simulação da corrente na fase “a” do motor para diferentes parâmetros de indutância do controlador, sendo elas: $L_c = L_s$, $L_c = 1,5L_s$ e $L_c = 0,5L_s$, respectivamente, frente a uma variação em degrau na corrente de referência de 20 A para 30 A. Observa-se que o comportamento subamortecido ou superamortecido é presente não apenas no instante do degrau da referência de corrente, mas também nos instantes de transição entre as fases.

Nas Figuras 34 (a), (b) e (c) são exibidos os detalhes nos instantes da ocorrência dos degraus. Nestas figuras, o valor médio da corrente ($i_{a,medio}$) foi calculado usando um filtro de média móvel de 200 amostras. Observa-se que para $L_c = L_s$, Figura 34 (a), a corrente de referência é rastreada com dois atrasos de amostragem e sem sobrelevação no valor da corrente. Neste caso, desprezando a resistência do motor, equivale aos dois polos se encontrarem na origem do plano complexo z . Em função disso, ocorre o atraso de duas amostras para que a corrente siga a corrente de referência. Para $L_c = 1,5L_s$, Figura 34 (b), os dois polos conjugados estão próximos ao eixo imaginário do plano

discreto z , fazendo com que ocorra uma sobrelevação na corrente sintetizada. Para a condição $L_c = 0,5L_s$, Figura 34 (c), a corrente é superamortecida devido ao fato dos polos estarem sobre o eixo real do plano complexo z . Mesmo para variações de $\pm 50\%$ no parâmetro da indutância, o controlador apresentou rápida convergência para a corrente de referência.

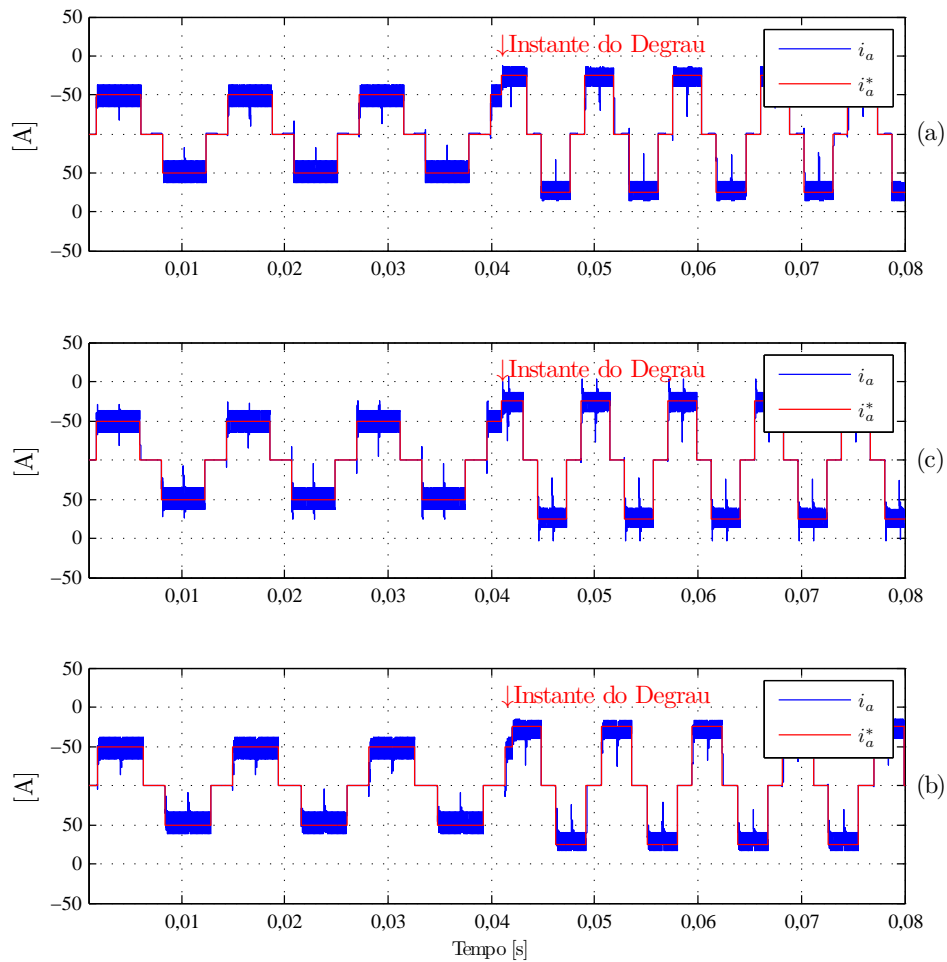


Figura 33: Comportamento dinâmico da corrente na fase “a” para a estratégia PWM bipolar frente a variações em L_c (degrau de $I_p^* = 20$ A para $I_p^* = 30$ A): (a) $L_c = L_s$, (b) $L_c = 1,5L_s$ e (c) $L_c = 0,5L_s$.

Na Figura 34 (c) nota-se a presença de um deslocamento CC na corrente sintetizada. Analisando (4.20), observa-se que dada a frequência de comutação constante, uma redução no valor do parâmetro L_c aumenta o erro em regime permanente. Por isto, o erro é mais significativamente notado para $L_c = 0,5L_s$.

Na Figura 35 (a)-(e) são exibidos os resultados de simulação das correntes nas fases “a”, “b”, “c”, a tensão no barramento CC (terminais da bateria) e a velocidade de

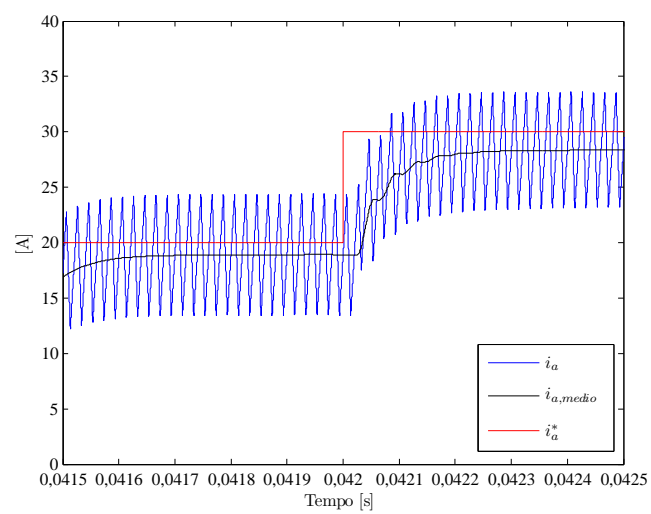
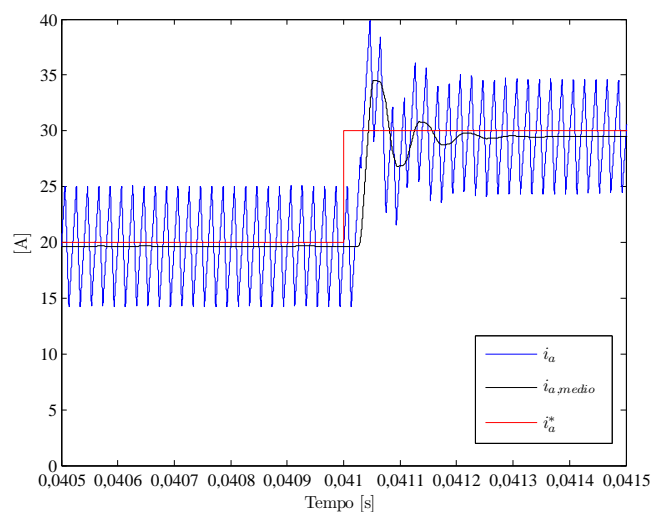
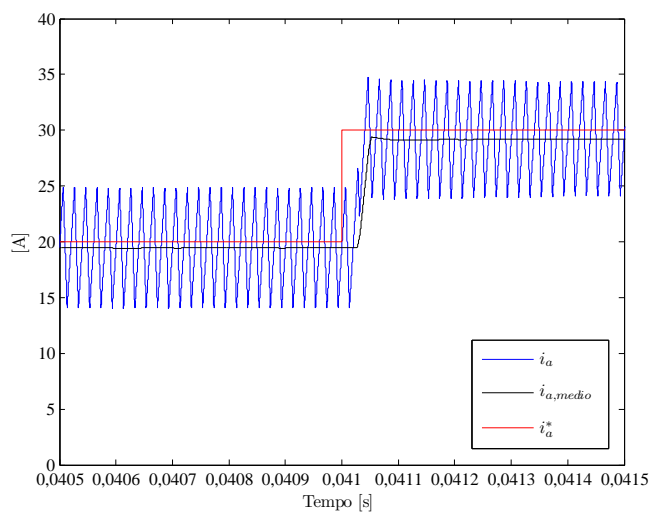


Figura 34: Detalhe da forma de onda da corrente na fase “a” para a estratégia PWM bipolar no instante do degrau: (a) $L_c = L_s$, (b) $L_c = 1,5L_s$ e (c) $L_c = 0,5L_s$.

operação do motor, respectivamente. Foi considerada uma corrente de referência fixa de 20 A e supondo $L_c = L_s$. Foram aplicados degraus de tensão do barramento e de carga no motor BLDC. Inicialmente o motor opera a vazio com velocidade de operação de aproximadamente 1.160 rpm e tensão do barramento CC em 48 V. Um degrau para 38 V de tensão é aplicado ao barramento CC, conforme indicado na Figura 35 (d). Observa-se, na Figura 35 (c), uma redução na ondulação das correntes após o degrau de tensão no barramento. Uma vez que a tensão do barramento reduziu e a amplitude da FEM se manteve constante a derivada da corrente reduz, conseqüentemente reduzindo a ondulação de corrente. Em seguida aplica-se um degrau de carga de 1 Nm, reduzindo a velocidade do motor para 680 rpm, alterando a frequência das correntes. Observa-se que em ambos os casos a amplitude (I_p) das correntes trifásicas se mantiveram constantes, mostrando que variações bruscas de carga e na tensão do barramento são rejeitadas pelo controlador preditivo de corrente.

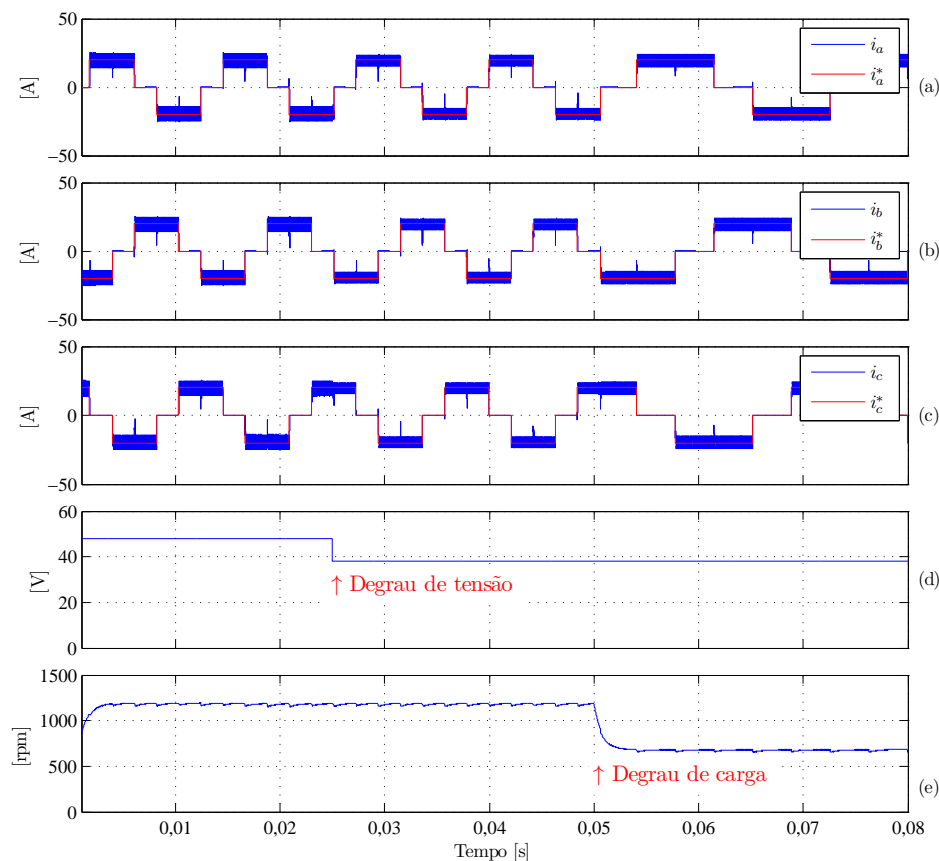


Figura 35: Formas de onda da estratégia PWM bipolar frente a variações na tensão do barramento e de carga no motor: (a) corrente na fase “a”, (b) corrente na fase “b”, (c) corrente na fase “c”, (d) tensão do barramento CC e (e) velocidade do rotor.

5.3 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO PARA A ESTRATÉGIA PWM UNIPOLAR SÍNCRONA

Nas Figuras 36 (a), (b) e (c) são exibidas as correntes trifásicas do motor BLDC para uma corrente de referência de 20 A, utilizando a lei do controlador unipolar síncrona dada por (3.21), considerando $L_c = L_s$. Nota-se que a corrente de referência é seguida com erro em regime permanente desprezível e com redução da ondulação de corrente quando comparada com a estratégia PWM bipolar, mostrada na Figura 32 (a)–(c).

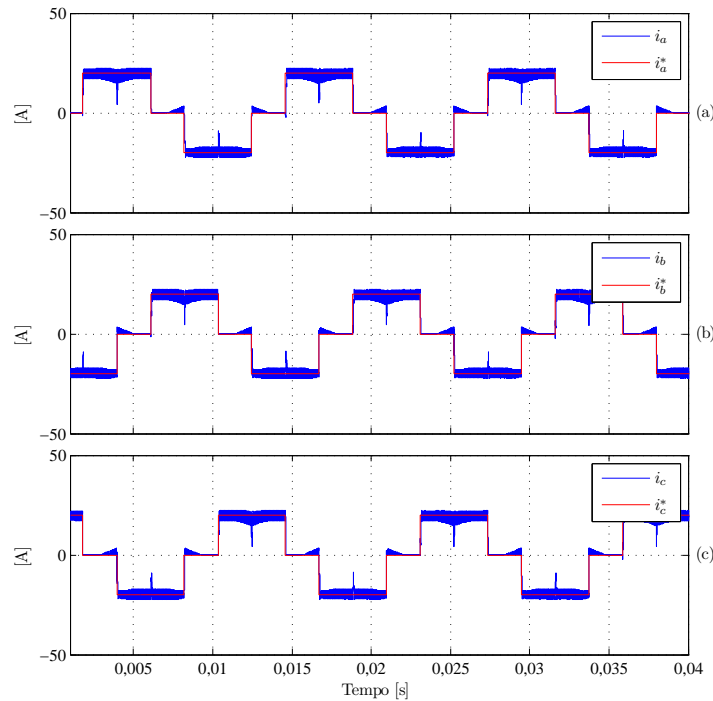


Figura 36: Correntes trifásicas para a estratégia PWM unipolar síncrona ($I_p^* = 20$ A): (a) corrente na fase “a”, (b) corrente na fase “b” e (c) corrente na fase “c”.

Na Figura 37 (a), (b) e (c) são mostrados os resultados de simulação para a corrente na fase “a” frente a uma variação em degrau na corrente de referência de 20 A para 30 A, considerando variações no parâmetro da indutância: $L_c = L_s$, $L_c = 1,5L_s$ e $L_c = 0,5L_s$, respectivamente. Detalhes das formas de onda das Figuras 37 (a), (b) e (c) nos instantes dos degraus são exibidos nas Figura 38 (a), (b) e (c), respectivamente. Na Figura 38 (a), (b) e (c), o valor médio da corrente ($i_{a,medio}$) foi calculado usando um filtro de média móvel de 200 amostras. Observa-se que, para $L_c = L_s$, há rápida convergência ao valor da corrente de referência, para $L_c = 1,5L_s$ há uma sobrelevação na corrente e para o caso $L_c = 0,5L_s$ o comportamento da corrente é superamortecido. Entretanto, mesmo para variações de $\pm 50\%$ no parâmetro L_c , o controlador apresenta rápida convergência para a corrente de referência e pequeno erro em regime permanente, devido à resistência do

motor não incluída no modelo do controlador. É possível observar, ainda, uma redução na ondulação de corrente após o período transitório quando comparado com a estratégia PWM bipolar, Figura 33. Esta redução se deve ao fato da estratégia PWM unipolar síncrona reduzir a derivada da corrente de descida ao sintetizar, nos terminais de saída do conversor, uma tensão nula.

Na Figura 38 (c) observa-se, assim como no controle preditivo utilizando a estratégia PWM bipolar, um maior erro em regime para $L_c = 0,5L_s$. Analisando (4.20), conclui-se que para uma redução em L_c há um aumento no erro de regime permanente.

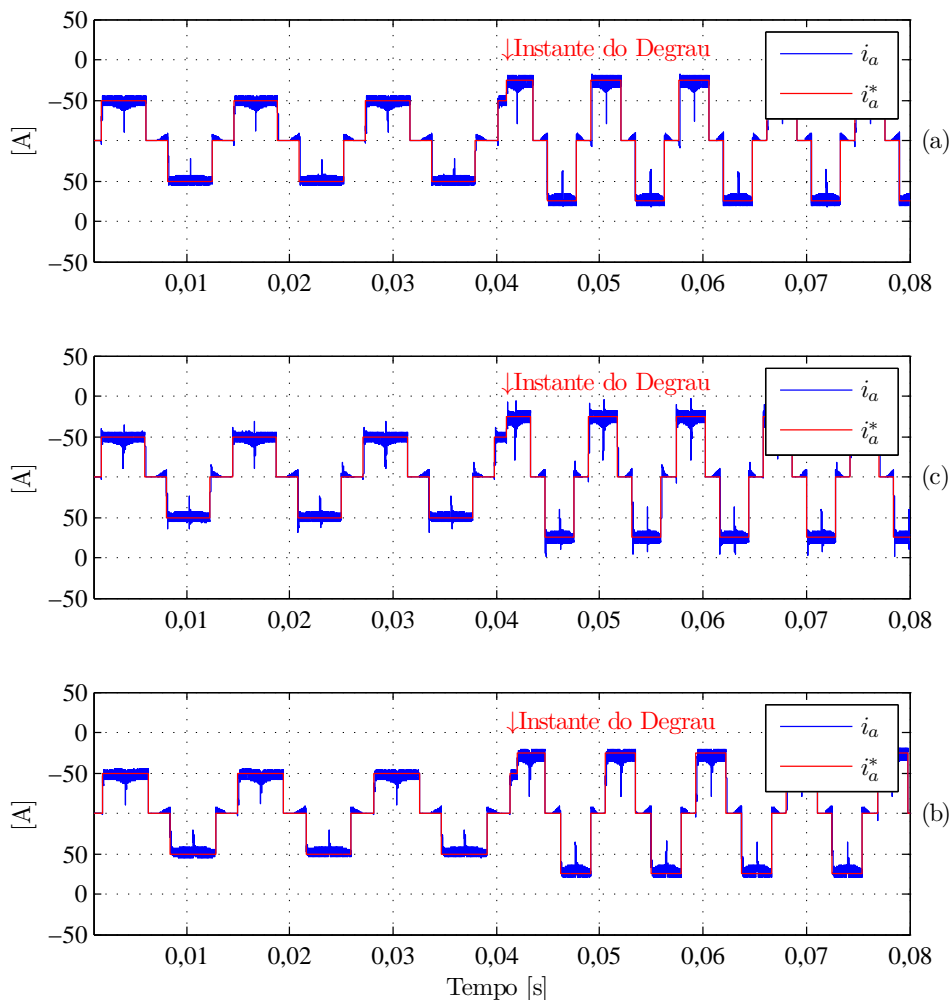


Figura 37: Comportamento dinâmico da corrente na fase “a” para a estratégia PWM unipolar síncrona frente a variações em L_c (degrau de $I_p^* = 20$ A para $I_p^* = 30$ A): (a) $L_c = L_s$, (b) $L_c = 1,5L_s$ e (c) $L_c = 0,5L_s$.

Na Figura 39 (a)–(e) são exibidas as correntes trifásicas do motor, a tensão do barramento CC e a velocidade de operação do motor em rpm. Inicialmente o motor

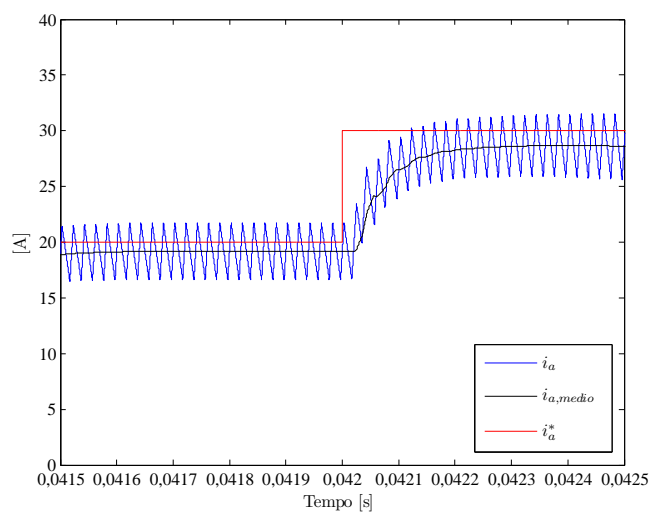
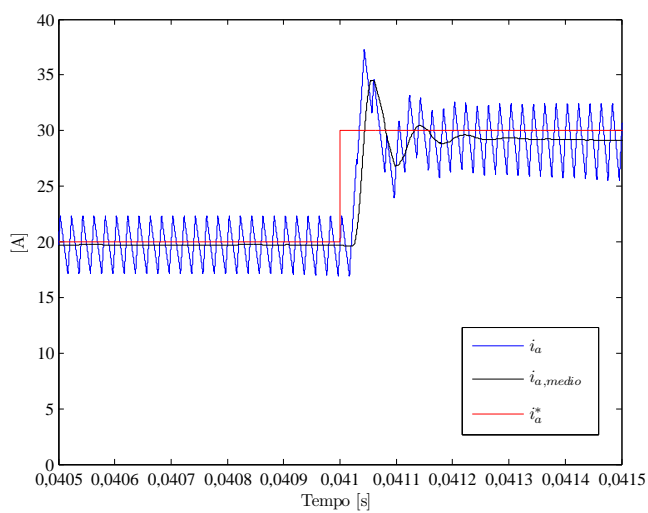
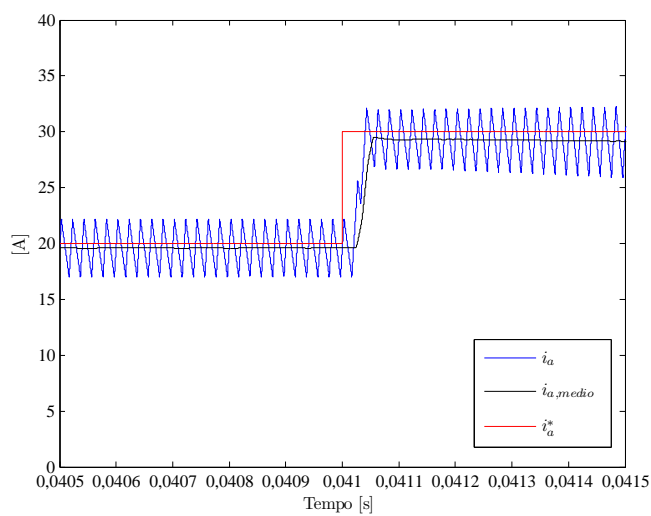


Figura 38: Detalhe da forma de onda da corrente na fase “a” para a estratégia PWM unipolar síncrona no instante do degrau: (a) $L_c = L_s$, (b) $L_c = 1,5L_s$ e (c) $L_c = 0,5L_s$.

opera com velocidade de 1.160 rpm e tensão do barramento de 48 V. A corrente de referência (I_p^*) é constante, sendo igual a 20 A. Como indicado na Figura 39 (d), a tensão do barramento é variada em degrau para 38 V. Em seguida é aplicado um degrau de carga de 1 Nm, como indicado na Figura 39 (e), levando a máquina para outro ponto de operação com velocidade de 680 rpm e menor FEM. Observa-se que para variações de tensão no barramento CC e carga mecânica, o valor da amplitude I_p da corrente se manteve constante, demonstrando a capacidade do controlador em rejeitar estes distúrbios. Comparando as Figuras 39(e) e 35(e) observa-se uma maior ondulação na velocidade para a estratégia PWM unipolar síncrona. Como dito anteriormente, nos instantes de troca de condução das fases ativas, surge um afundamento da corrente da fase em que não a troca de condução. No caso da estratégia de comutação bipolar a derivada deste afundamento é menos acentuada que na estratégia de comutação unipolar síncrona. Entretanto, em sistema com maior inércia essas ondulações se tornam desprezíveis.

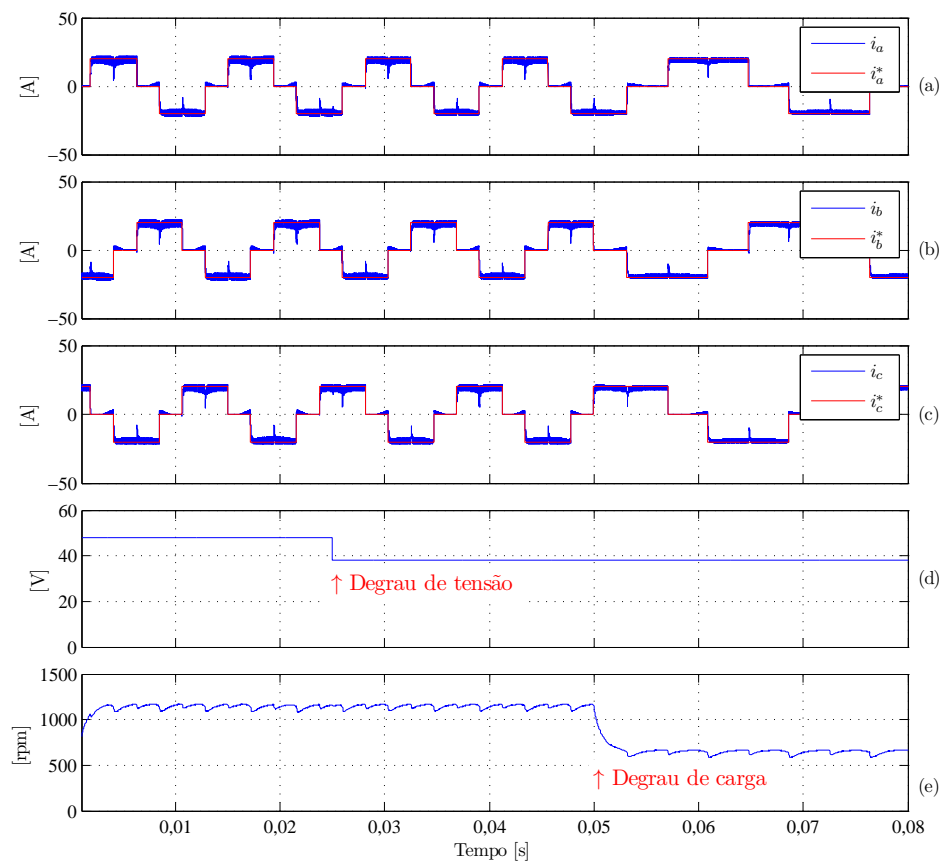


Figura 39: Forma de onda da estratégia PWM unipolar síncrona frente a variações na tensão do barramento e de carga: (a) corrente na fase “a”, (b) corrente na fase “b”, (c) corrente na fase “c”, (d) tensão do barramento CC e (e) velocidade do rotor.

5.4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO PARA A ESTRATÉGIA PWM UNIPOLAR

Na Figura 40 (a), (b) e (c) são exibidas as correntes trifásicas para o controlador preditivo de corrente utilizando a estratégia PWM unipolar, considerando $L_c = L_s$, para uma referência de corrente $I_p^* = 20$ A. Observa-se uma rápida convergência ao valor de referência, erro em regime permanente desprezível e uma redução na ondulação de corrente quando comparado com a estratégia PWM bipolar e unipolar síncrona.

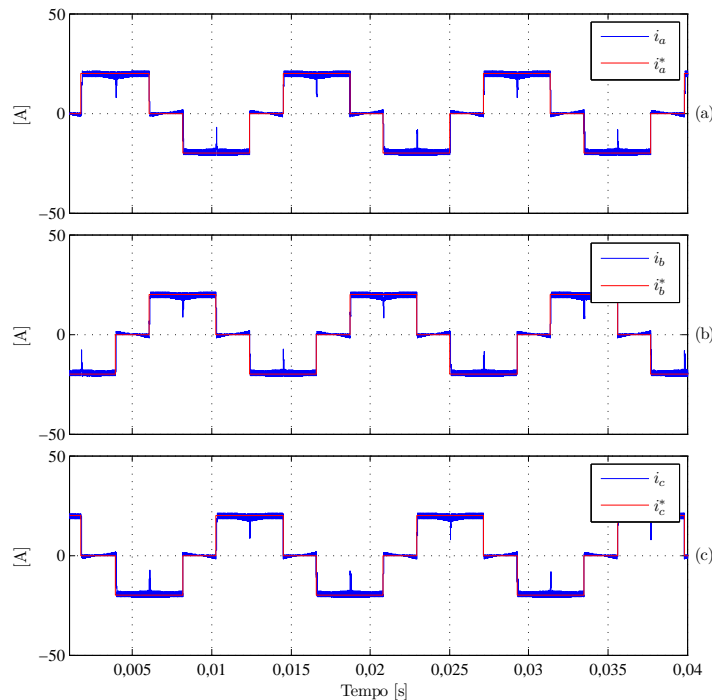


Figura 40: Correntes trifásicas para a estratégia PWM unipolar ($I_p^* = 20$ A): (a) corrente na fase “a”, (b) corrente na fase “b” e (c) corrente na fase “c”.

Como já discutido, variações na estimação da indutância do motor por parte do projetista alteram o comportamento dinâmico das correntes. Na Figura 41 (a), (b) e (c) são exibidas as correntes na fase “a” considerando três casos de variação da indutância: $L_c = L_s$, $L_c = 1,5L_s$ e $L_c = 0,5L_s$, respectivamente. Na Figura 42 (a), (b) e (c) são exibidos detalhes das correntes nos instantes dos degraus respectivos às Figuras 41 (a), (b) e (c). Na Figura 42 (a), (b) e (c), o valor médio da corrente ($i_{a,medio}$) foi calculado usando um filtro de média móvel de 200 amostras. Assim como para a estratégia PWM bipolar e unipolar síncrona, para $L_c = L_s$ (Figura 42 (a)) a corrente possui rápida convergência em dois ciclos de amostragem. Para $L_c = 1,5L_s$ (Figura 42 (b)), a corrente possui um comportamento subamortecido levando a uma sobrelevação na corrente sintetizada e um maior número de amostras para atingir o regime permanente.

Para $L_c = 0,5L_s$, a resposta é superamortecida levando a um maior número de amostras para atingir a operação em regime permanente. Mesmo com variações de $\pm 50\%$ no valor do parâmetro estimado da indutância, as correntes apresentam resultados satisfatórios, como rápida convergência e baixo erro em regime permanente. Adicionalmente, a corrente possui o dobro da frequência de comutação quando comparada com as outras duas estratégias PWM anteriores em virtude da estratégia PWM unipolar. Em função disso, a corrente sintetizada possui uma ondulação menor.

Assim como para as outras duas estratégias PWM, uma redução no valor de L_c implica em aumentar o erro em regime permanente da corrente, Figura 42 (c).

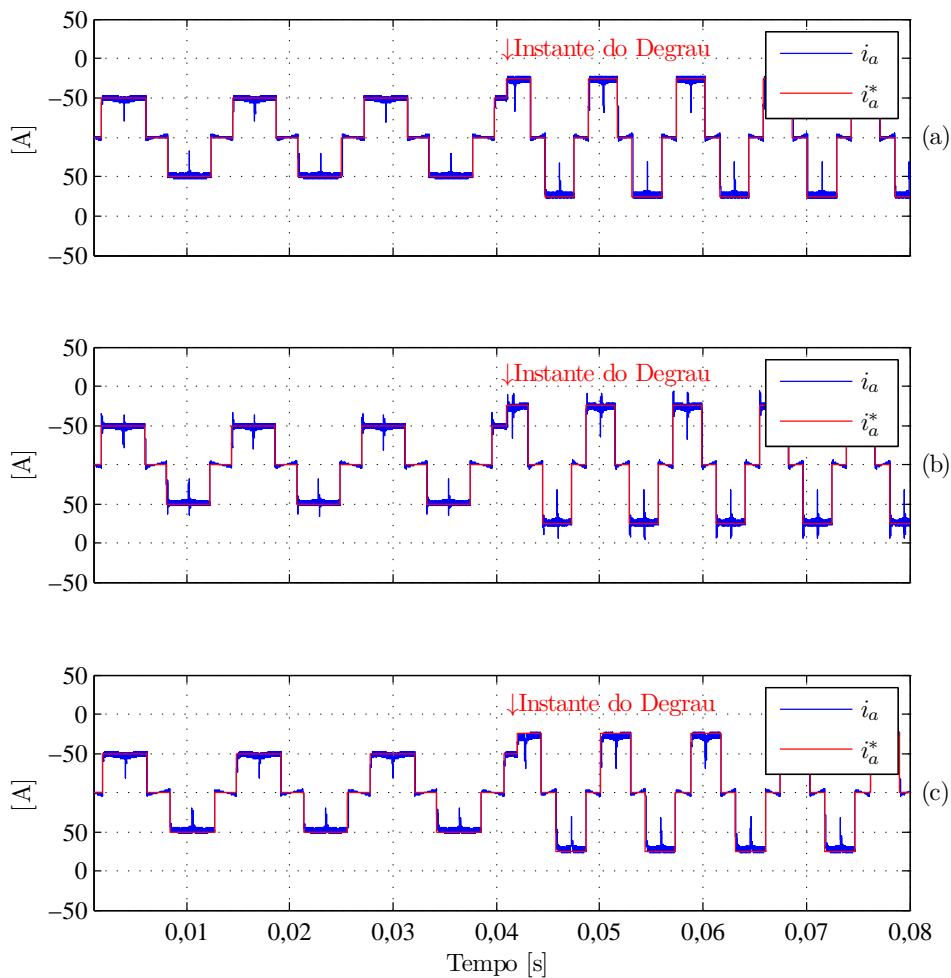
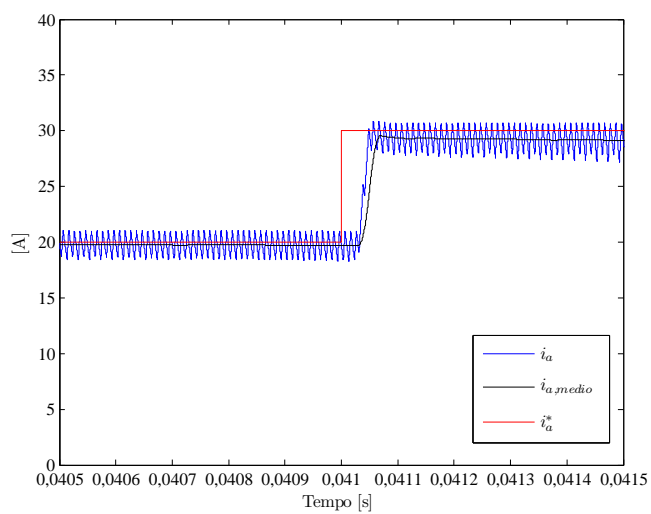
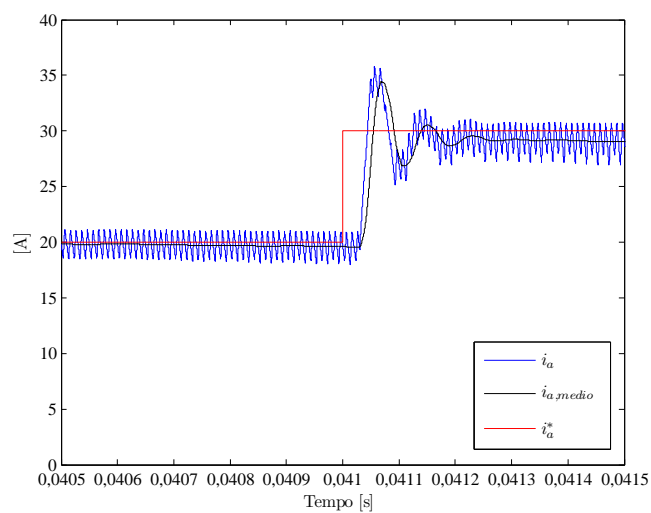


Figura 41: Forma de onda da corrente na fase “a” para a estratégia PWM unipolar (degrau de $I_p^* = 20$ A para $I_p^* = 30$ A): (a) $L_c = L_s$, (b) $L_c = 1,5L_s$ e (c) $L_c = 0,5L_s$.

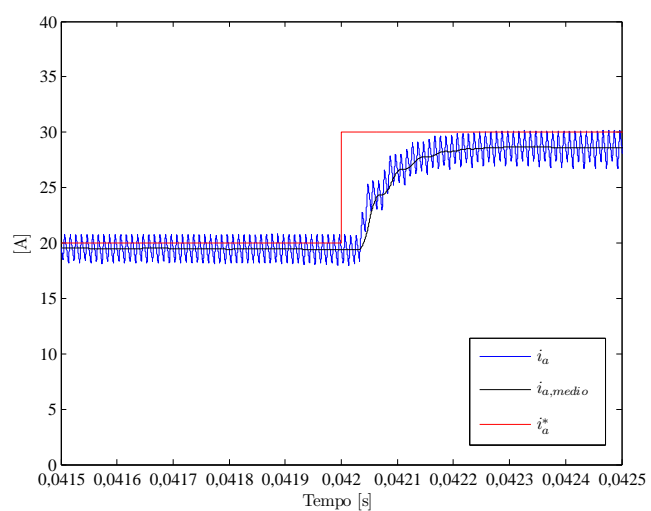
Na Figura 43 (a)–(e) são exibidas as correntes nas fases “a”, “b” e “c” do motor BLDC, a tensão do barramento CC e a velocidade de operação do rotor, respectiva-



(a)



(b)



(c)

Figura 42: Detalhe da forma de onda da corrente na fase “a” para a estratégia PWM unipolar no instante do degrau para corrente: (a) $L_c = L_s$, (b) $L_c = 1,5L_s$ e (c) $L_c = 0,5L_s$.

mente. Inicialmente, a tensão do barramento CC é de 48 V e a velocidade do rotor é de aproximadamente 1.160 rpm sem carga. Quando uma variação na tensão do barramento CC é aplicada para 38 V, conforme indicado na Figura 43 (d), esta perturbação é rapidamente rejeitada pelo controlador de corrente. Como indicado na Figura 43 (e), há uma variação na carga para 1 Nm, reduzindo a velocidade do rotor e consequentemente a amplitude da FEM. Observa-se também, que a amplitude das correntes sintetizadas pelo conversor não se altera, mesmo para variações de carga e de tensão do barramento (Figura 43 (a)–(c)), mostrando que o controlador é capaz de rejeitar esses distúrbios.

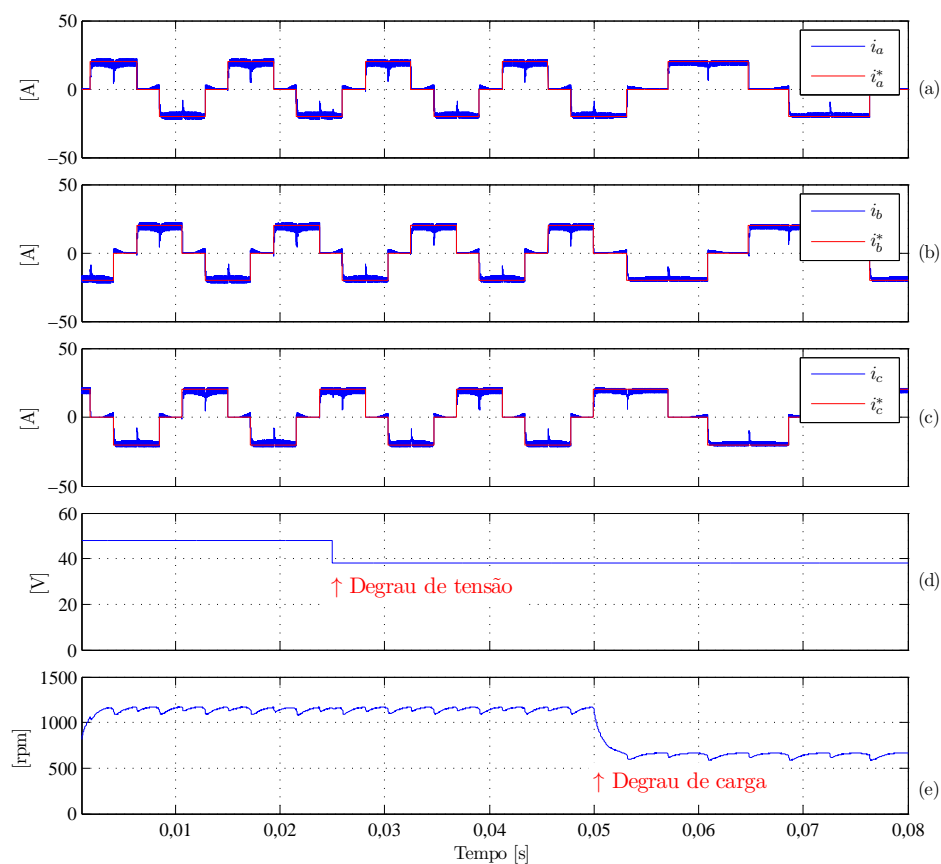


Figura 43: Forma de onda da estratégia PWM unipolar frente a variações na tensão do barramento e de carga mecânica: (a) corrente na fase “a”, (b) corrente na fase “b”, (c) corrente na fase “c”, (d) tensão do barramento CC e (e) velocidade do rotor.

5.5 SUMÁRIO

Neste capítulo foram apresentados e discutidos os resultados de simulação do acionamento do motor BLDC para três estratégias PWM: bipolar, unipolar síncrona e unipolar. O parâmetro indutância do controlador foi variado considerando desvios na

estimação da indutância do motor de $\pm 50\%$ para as três estratégias. Na Tabela 6 é descrita a influência da estimação da indutância do estator sobre o comportamento das correntes, respeitando o critério de estabilidade. Os resultados discutidos no Capítulo 4 corroboram os resultados de simulação. A estratégia PWM unipolar síncrona apresentou menor ondulação de corrente que a estratégia PWM bipolar, sendo que a estratégia PWM unipolar apresentou a menor ondulação de corrente entre as três técnicas.

O comportamento das correntes do motor BLDC sintetizadas pelo controlador preditivo foi investigado diante de variações em degrau na tensão do barramento CC e na carga para as três estratégias PWM. Conforme foi observado nas simulações, o controlador preditivo foi capaz de rejeitar os distúrbios nestas grandezas para as três estratégias.

Motores com baixa indutância exigem elevadas frequências de comutação para redução da ondulação de corrente. Muitas vezes a frequência de comutação elevada restringe o emprego de IGBT no circuito de potência. Entretanto, com a escolha adequada da técnica de modulação PWM, como a unipolar, é possível obter uma redução da ondulação de corrente para uma mesma frequência de comutação, o que torna viável o uso de semicondutores como os IGBT.

Tabela 6: Influência da indutância do estator sobre a resposta das correntes para as estratégias PWM bipolar, unipolar síncrona e unipolar.

Condição	Tipo de resposta
$0 < L_c < L_s$	Superamortecida
$L_c = L_s$	2 atrasos de amostragem
$L_s < L_c \leq 2L_s$	Subamortecida

6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO SISTEMA DE ACIONAMENTO COM VELOCIDADE VARIÁVEL

Neste capítulo são descritos os elementos presentes no protótipo do sistema motor/inversor utilizado neste trabalho. Resultados experimentais foram obtidos utilizando controladores preditivos para as estratégias de PWM: bipolar, unipolar síncrona e unipolar. A ondulação de corrente, para os três casos, é analisada.

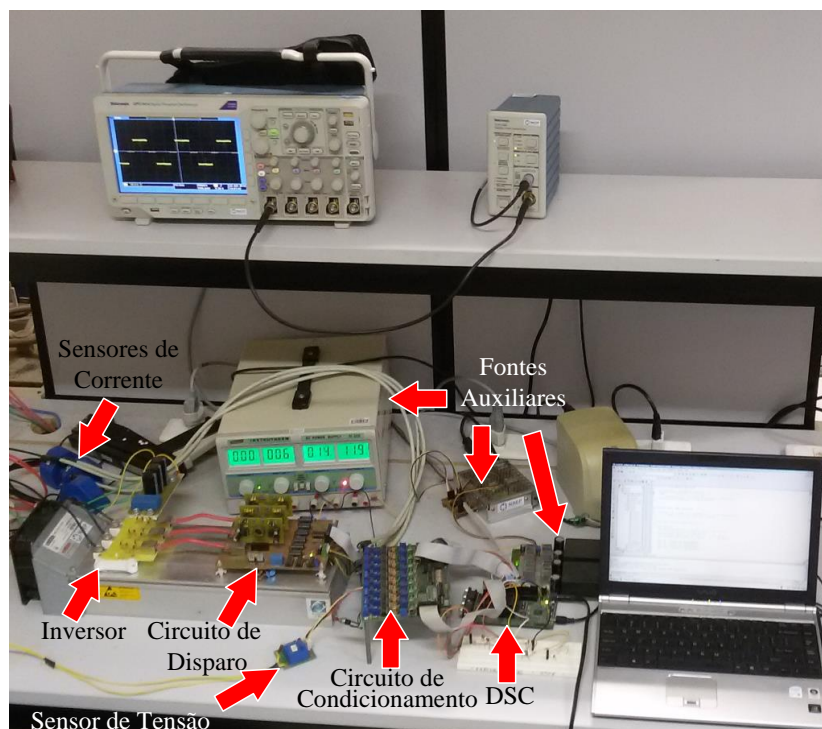
Na literatura são relatados erros em regime permanente nas correntes quando a lei de controle do PPC despreza as não idealidades do conversor (MOREL et al., 2009), (WIPASURAMONTON; ZHU & HOWE, 2006). Segundo (CORTÉS et al., 2008a), não linearidades do sistema são difíceis de serem adicionadas ao controlador PPC.

No intuito de compensar o erro de regime permanente, neste capítulo é proposta uma metodologia para compensação de não idealidades do conversor e do circuito de amostragem, sendo esta uma das principais contribuições deste trabalho. Variações de carga no motor e na tensão do barramento são aplicadas a fim de verificar o impacto sobre as correntes do motor BLDC. Por fim, um ciclo de condução veicular é emulado.

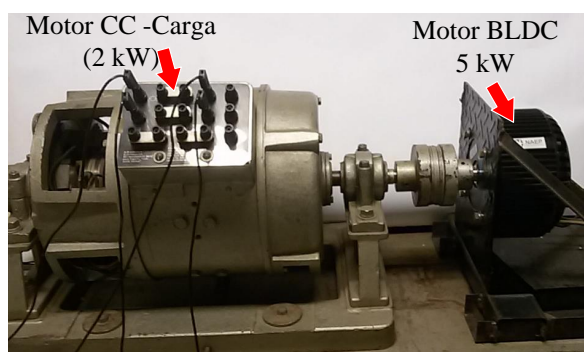
6.1 DESCRIÇÃO DA PLANTA

A seguir são descritos o motor BLDC, o DSC utilizado, o inversor trifásico desenvolvido, circuitos de interface, bem como o circuito de condicionamento de sinais.

A Figura 44 apresenta o diagrama esquemático do sistema experimental. Para realizar variações na tensão do barramento, a fim de verificar o comportamento do controlador, o barramento CC é alimentado por uma ponte retificadora de onda completa que está conectada a um autotransformador. A tensão do barramento e as correntes do motor são medidas por transdutores. Os sinais são tratados pela placa de condicionamento analógico de sinais e, em seguida, adquiridos pelo DSC. Outra placa de condicionamento de sinais optoacoplada é utilizada para a leitura dos sinais dos sensores Hall de posição, realizadas pelas entradas digitais do DSC. Após executado o algoritmo de controle e de estimação da velocidade, são gerados os sinais de PWM que,



(a)



(b)

Figura 45: Fotografia: (a) conversor eletrônico, (b) motor BLDC e carga.

de desenvolvimento eZdspTMF28335 da *Spectrum Digital*, apresentada na Figura 46. As principais características da placa e do DSC são apresentadas no Apêndice D. As simplificações nas leituras das correntes observadas no Capítulo 3 não requerem operações trigonométricas, permitindo o uso de um DSC de mais baixo custo. O TMS320F28335 é um dispositivo tão eficiente em tarefas matemáticas quanto um DSP e apresenta hardwares periféricos normalmente encontrados em microcontroladores, o que o diferencia de um DSP. 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).

Tabela 7: Características do motor BLDC.

Parâmetro	Valor
Potência Nominal	5 kW
Tensão Nominal	48 V
Corrente Nominal	100 A
Máxima eficiência	89,1 %
Resistência por fase	6,2 m Ω
Indutância por fase	14,8 μ H
K_{rpm}	0,0125 $\frac{V}{rpm}$
Número de polos	8
Massa	11 kg
Máximo conjugado	13,92 Nm
Velocidade Nominal	3.532 rpm

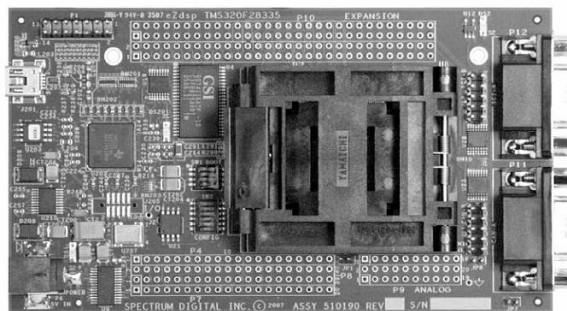


Figura 46: Fotografia do kit de desenvolvimento eZdsp™F28335 (DIGITAL, 2007).

6.1.3 CARACTERÍSTICAS DO INVERSOR TRIFÁSICO

Para os testes em laboratório desenvolveu-se um inversor trifásico. Na Figura 47(a) exibe-se uma representação em diagrama de blocos do conversor. Os circuitos contendo maiores detalhes sobre o diagrama esquemático são apresentados nas Figuras 73, 74, 75 e 76 do Apêndice C. A placa de interface possui isolamento ótico, proteção contra curto circuito nos braços do conversor, bem como insere um tempo morto, por hardware, no disparo dos interruptores semicondutores, evitando assim, um possível curto circuito nos braços do inversor trifásico. No caso dos sinais de PWM implicarem em curto circuito nos braços do conversor, ambos o interruptores são abertos e um sinal de erro retorna à placa de condicionamento de sinais que, por sua vez, retorna o sinal de erro ao DSC o qual será tratado pelo módulo Trip-Zone.

Utilizou-se um módulo inversor trifásico SEMiX101GD066HDs fabricado pela Semikron® composto por seis IGBT. A corrente nominal de saída por IGBT é de 100 A com máxima tensão entre coletor-emissor de 600 V, além de um $V_{CE(sat)}$ típico de 1,45 V. Os diodos em antiparalelo com os IGBT possuem corrente nominal de 100 A com queda

de tensão típica de $1,40\text{ V}$, quando em condução. Nos testes foram utilizados seis capacitores em paralelo de $2.200\ \mu\text{F}/350\text{ V}$ cada, formando o capacitor equivalente do barramento CC de $13.200\ \mu\text{F}$. Uma fotografia do inversor com o circuito de disparo é exibida na Figura 47(b).

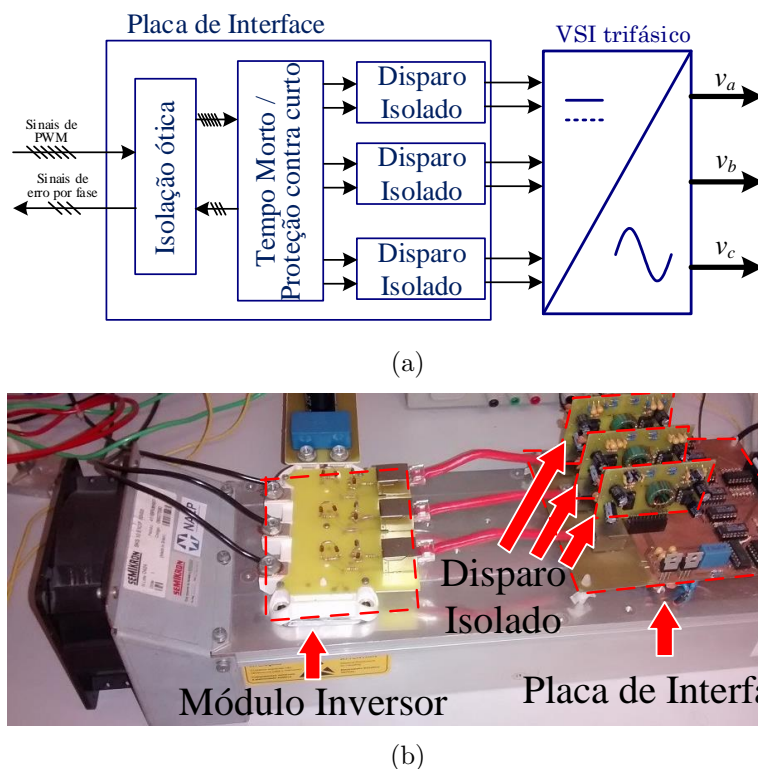


Figura 47: Inversor e circuito de disparo: (a) diagrama de blocos, (b) fotografia do protótipo.

Por meio do autotransformador é possível emular variações na tensão do barramento CC a uma taxa mais rápida que a variação normal na tensão nos terminais da bateria. Assim, 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 $2,8\text{ kVA}$ e regulação de 0 a 280 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 são substituídos por um conjunto de baterias.

6.1.4 PLACA DE CONDICIONAMENTO DE SINAIS

Devido aos níveis de tensão suportados pelas entradas analógicas do DSC serem diferentes dos níveis fornecidos pelos transdutores, faz-se necessária a utilização de circuitos de interface entre o DSC e as grandezas elétricas medidas, e entre o DSC

e o acionamento dos interruptores de potência. Para medição dessas grandezas são utilizados sensores de corrente e de tensão, cujas medições, após condicionamento e tratamento dos sinais, são discretizadas pelos conversores analógico/digital (A/D) do DSC. Os pulsos PWM gerados internamente pelo DSC são também condicionados aos níveis adequados para o circuito de disparo dos interruptores.

Os sinais da tensão do barramento e as correntes trifásicas do motor são medidos por meio dos transdutores LV-25-P e LA-205-S, respectivamente, que, após condicionados pela placa de condicionamento de sinais, desenvolvida em (GARCIA, 2010), fornecem ao A/D do DSC níveis de tensão proporcionais às variáveis medidas. Um circuito de proteção verifica os níveis máximos de tensão do barramento e da corrente por fase, gerando sinais de falha, caso ultrapassem os valores máximos preestabelecidos. Esses sinais de falha, advindos das medições, são multiplexados com os indicadores de falhas dos circuitos de disparo, gerando um sinal único de erro que realiza a abertura dos interruptores por meio do pino TRIP do DSC. Esta proteção por hardware é importante uma vez que, devido à baixa indutância do motor, as correntes podem atingir elevados valores em um curto intervalo de tempo, podendo ocasionar danos aos interruptores de potência. O circuito da placa de condicionamento de sinais é exibido nas Figuras 70 e 71 do Apêndice C.

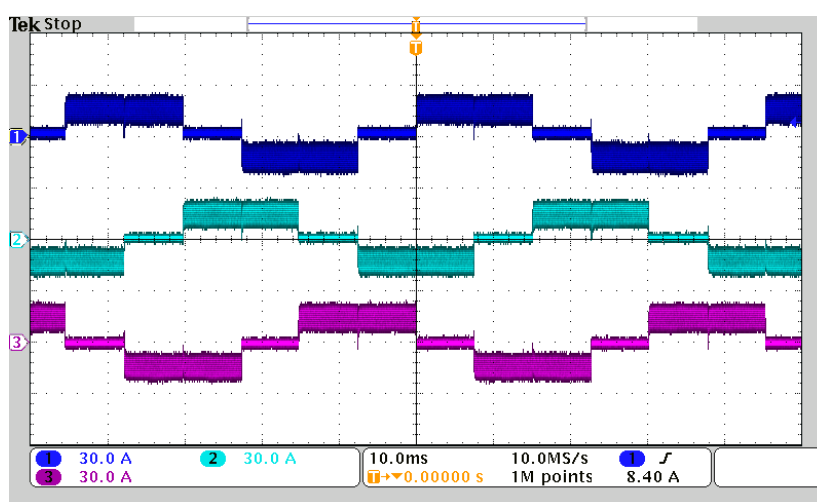
6.1.5 TRANSDUTORES DE POSIÇÃO

Durante os 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, com saída em 0 e 5 V, dependendo da posição do rotor. Como os níveis de tensão do sensor não são compatíveis com a entrada digital do DSC, e no intuito de reduzir os riscos nas portas de entrada do DSC, foi desenvolvida uma placa de condicionamento optoacoplada. Maiores detalhes sobre o circuito de condicionamento dos sinais do sensor Hall para medição da posição do rotor são apresentados na Figura 72 do Apêndice C.

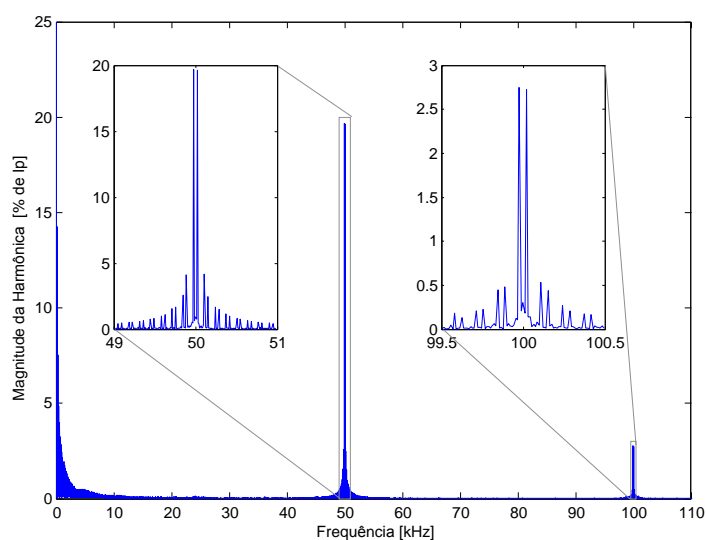
6.2 ESTRATÉGIA PWM BIPOLAR

Nesta seção são apresentados os resultados experimentais obtidos para a estratégia PWM bipolar. Foi utilizada uma frequência de comutação de 50 kHz que, para efeitos de comparação, foi a mesma utilizada para as demais estratégias PWM. A Figura 48(a) exibe as formas de onda das correntes trifásicas do motor BLDC para uma “pseudo” corrente de $I_p = 15$ A, utilizando a estratégia PWM bipolar. Na Figura 48(b) exibe-se o

espectro harmônico da corrente da fase “a”. É possível observar um conteúdo harmônico na frequência de comutação de amplitude aproximada de 19,5 % do valor de I_p e uma componente harmônica em 100 kHz com 2,7 %. A elevada ondulação de corrente se deve à baixa indutância do motor e à frequência de comutação do conversor. Elevar a frequência de comutação do conversor implica em maiores perdas por comutação. Por limitações práticas o conversor foi comutado em 50 kHz, devido a máxima frequência de comutação suportada pelo módulo de interruptores.



(a)



(b)

Figura 48: Correntes do motor BLDC com a estratégia PWM bipolar ($I_p = 15$ A, $f_s = 50$ kHz): (a) forma de onda das correntes trifásicas, (b) espectro harmônico.

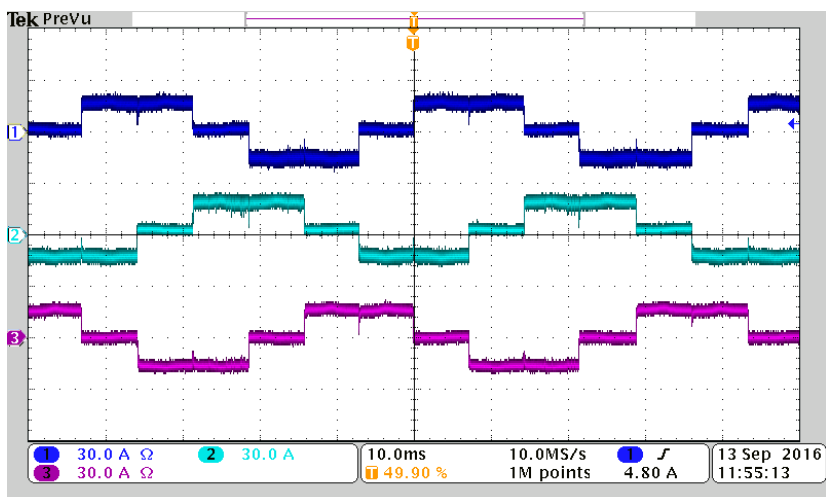
6.3 ESTRATÉGIA PWM UNIPOLAR SÍNCRONA

Na Figura 49(a) são exibidas as formas de onda das correntes trifásicas do motor BLDC para uma “pseudo” corrente $I_p = 15$ A utilizando a estratégia PWM unipolar síncrona. A Figura 49(b) mostra o espectro harmônico da corrente da fase “a”. Na frequência de comutação (50 kHz) há a presença de componentes harmônicas de 5,0 % do valor de I_p e uma componente harmônica em 100 kHz com 2,25 %. Analisando as Figuras 49(b) e 48(b), observa-se uma significativa redução na amplitude das componentes harmônicas de corrente para a estratégia PWM unipolar síncrona quando comparada à estratégia PWM bipolar. Em 50 kHz houve uma redução na amplitude da harmônica de 3,9 vezes e em 100 kHz a amplitude praticamente se manteve. Os resultados obtidos demonstram que a estratégia PWM unipolar síncrona reduz significativamente a amplitude das correntes harmônicas, sendo atrativa para sistemas com baixa indutância.

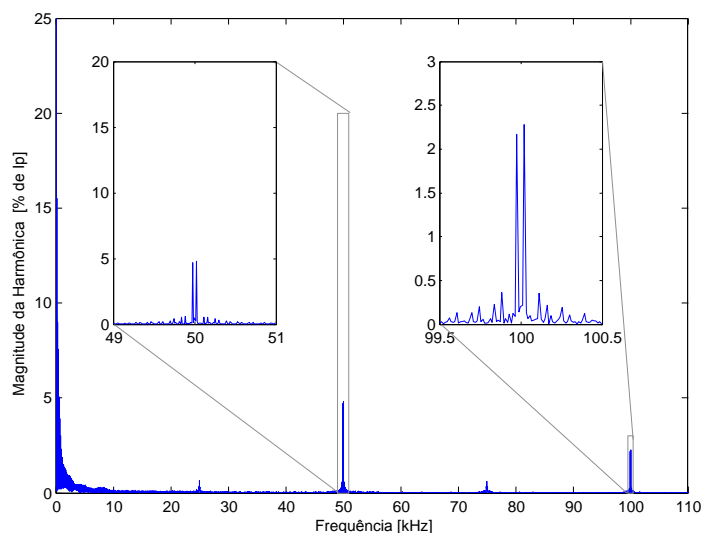
6.4 ESTRATÉGIA PWM UNIPOLAR

Na Figura 50(a) são exibidas as formas de onda das correntes trifásicas do motor BLDC para uma “pseudo” corrente de 15 A, para uma frequência de comutação de 50 kHz utilizando a estratégia PWM unipolar. Observa-se uma redução significativa da ondulação de corrente quando comparada à estratégia PWM bipolar, exibida na Figura 48(a). Na Figura 50(b) é exibido o espectro harmônico da corrente na fase “a” da Figura 50(a). É possível observar que a amplitude da harmônica de corrente na frequência de comutação é desprezível quando comparada aos 19,5% da estratégia PWM bipolar. Na frequência de 100 kHz, a amplitude tanto para estratégia PWM unipolar quanto bipolar é aproximadamente a mesma, conforme Figura 50(b) e Figura 48(b). É possível concluir que a estratégia PWM unipolar tem a vantagem de “efetivamente” dobrar a frequência de comutação em relação às harmônicas quando comparada com a estratégia PWM bipolar (MOHAN; UNDELAND & ROBBINS, 2003). Além disso, a estratégia PWM unipolar possibilita uma redução na ondulação de corrente para uma mesma frequência de comutação, sendo atrativa para aplicações onde as correntes possuem dinâmica rápida.

Na Figura 51 mostra-se a corrente na fase “a” para um degrau na “pseudo” corrente de referência de 15 A para 30 A. É possível notar um erro em regime permanente significativo para a corrente sintetizada pelo conversor, não somente atribuído às resistências dos enrolamentos. A lei de controle do controlador preditivo depende do



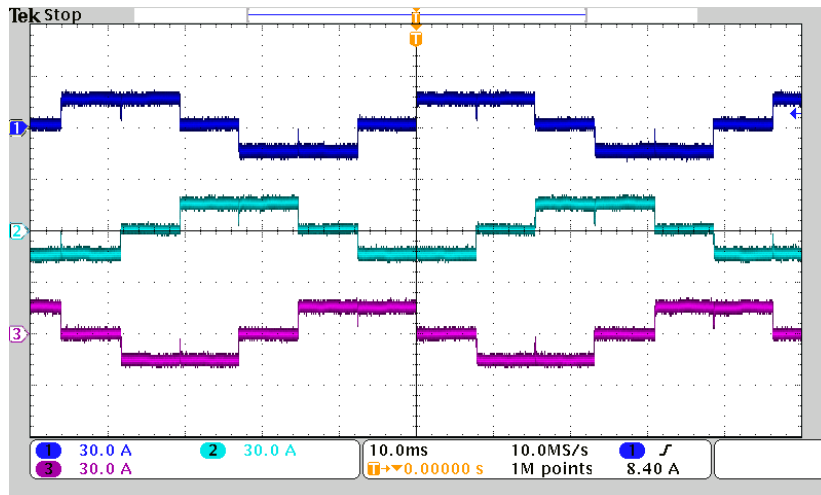
(a)



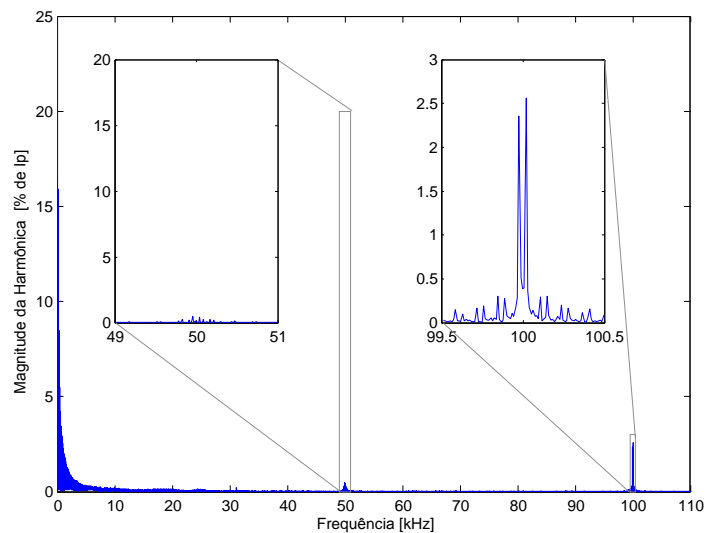
(b)

Figura 49: Correntes do motor BLDC utilizando a estratégia PWM unipolar síncrona ($I_p = 15$ A, $f_s = 50$ kHz): (a) forma de onda das correntes trifásicas, (b) espectro harmônico.

modelo da planta. Assim, parâmetros não modelados do conversor e atrasos de amostragem e disparo dos interruptores, por exemplo, podem implicar em erros em regime permanente (MOREL et al., 2009). Devido à não compensação das não-idealidades do conversor e do circuito de amostragem, há um erro em regime permanente, tanto antes quanto após o degrau na referência de corrente. Este efeito também foi observado para as estratégias PWM bipolar e unipolar síncrona. Uma metodologia para incorporar essas não-idealidades à lei de controle do controlador preditivo unipolar é descrita na próxima seção.



(a)



(b)

Figura 50: Correntes do motor BLDC utilizando a estratégia PWM unipolar ($I_p = 15$ A, $f_s = 50$ kHz): (a) forma de onda das correntes trifásicas, (b) espectro harmônico.

6.4.1 COMPENSAÇÃO DOS PARÂMETROS DO INVERSOR E ATRASOS DE AMOSTRAGEM

Assim como na estratégia PWM bipolar e unipolar síncrona a estratégia PWM unipolar apresenta erro de regime permanente devido às não idealidades do conversor como tempo morto, queda de tensão nos interruptores, atrasos do circuito de disparo e amostragem. Em (VALLE et al., 2015) e (VALLE et al., 2017) são propostas as compensações do erro em regime permanente para as estratégias PWM bipolar e unipolar, respectivamente. Nesta seção é abordada a compensação destes parâmetros na lei de controle preditiva para a estratégia PWM unipolar.

Tempo Morto

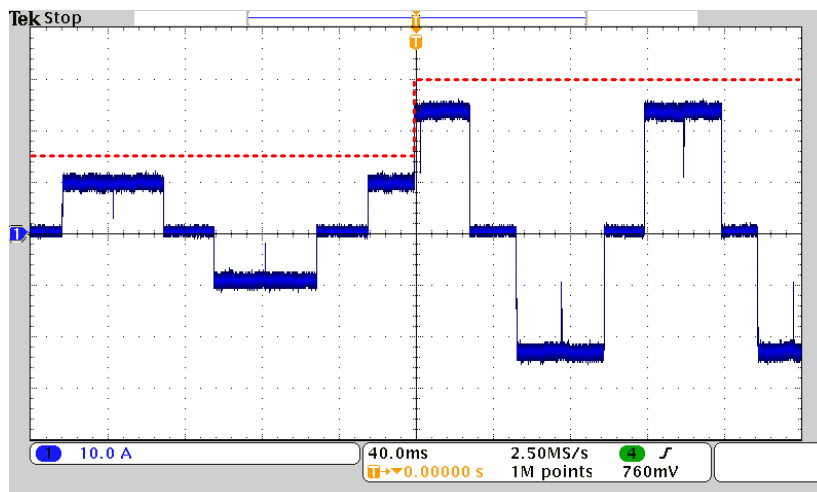


Figura 51: Corrente da fase “a” para um degrau na referência de corrente de 15 A para 30 A para o controlador preditivo utilizando a estratégia PWM unipolar sem a compensação de parâmetros (3.27).

Idealmente, os interruptores de um mesmo braço do inversor são comutados de maneira complementar. Entretanto, na prática, devido aos tempos de ligamento (*turn-on*) e desligamento (*turn-off*) dos interruptores serem diferentes, o interruptor ativo de cada braço do inversor VSI deve sair do estado de condução antes do outro interruptor do mesmo braço começar a conduzir. Para contornar esta condição, é escolhido um tempo, conhecido como tempo morto, no intuito de evitar curto circuito no braço do conversor.

O efeito do tempo morto, T_M , sobre a tensão de saída é exemplificado através de um único braço do conversor, neste caso, referente a fase “a”. Na Figura 52 (a), (b), (c), (d) e (e) são exibidas as formas de onda da portadora triangular e sinais de disparo; sinais de disparo dos interruptores da fase “a” considerando o caso ideal; sinais de disparo dos interruptores da fase “a” considerando o tempo morto; tensão de saída v_{aN} para $i_a > 0$; e para $i_a < 0$, respectivamente. Observa-se na Figura 52 (c) que há um atraso na transição do estado de não condução para o estado de condução, dado pelo tempo morto (T_M), evitando o curto-circuito no braço. Na Figura 52 (d) é exibida a condição para $i_a > 0$, para esta condição a tensão (v_{aN}) é reduzida em relação a tensão v_{aN} ideal, que inclui a área hachurada. Para $i_a < 0$, Figura 52 (e), a tensão de saída é acrescida devido ao tempo morto.

Como consequência disso, a tensão de saída do braço do conversor é reduzida ou aumentada dependendo do sentido do fluxo da corrente, positiva ou negativa, respectivamente do fator dado por (6.1).

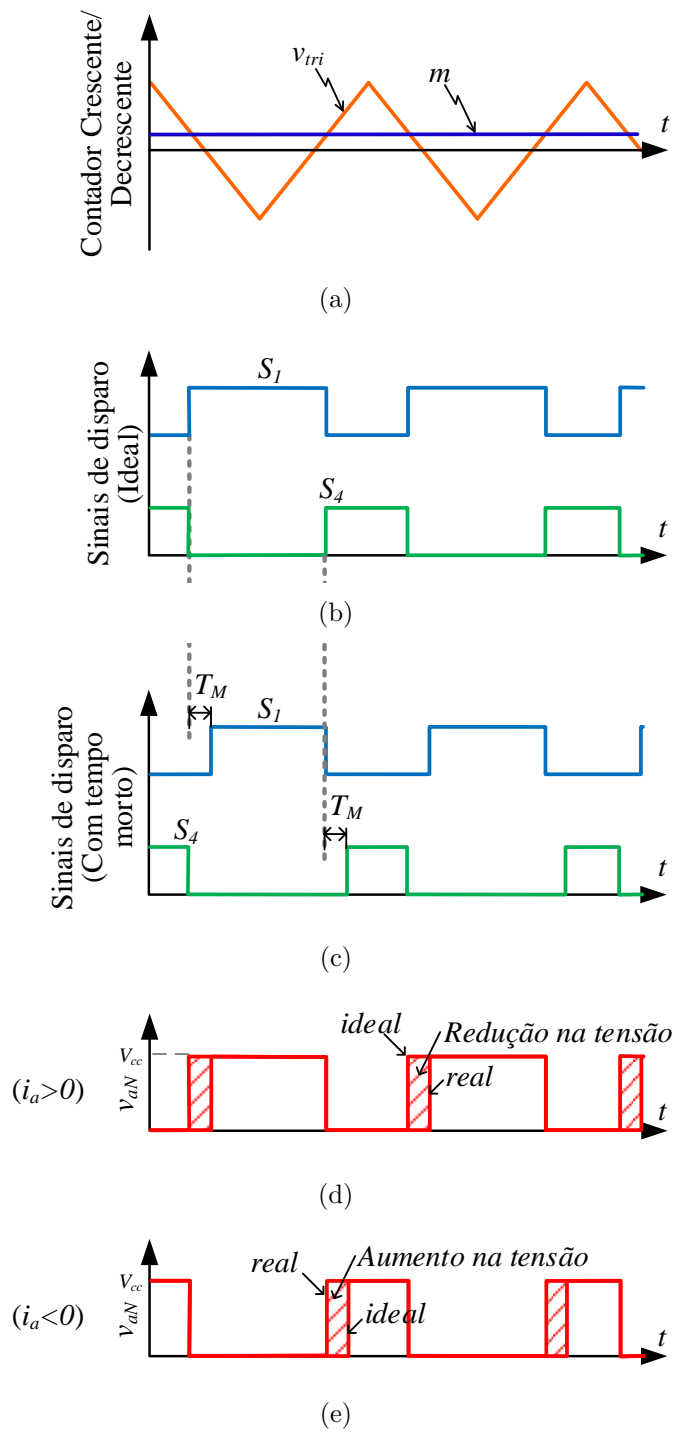


Figura 52: Efeito do tempo morto sobre a tensão de saída na fase “a”. Formas de onda (a) sinal modulante e portadora triangular, (b) sinais de disparo para o caso ideal, (c) sinais de disparo considerando o tempo morto, (d) tensão de saída v_{aN} para $i_a > 0$, (e) tensão de saída v_{aN} para $i_a < 0$.

$$\Delta V_{xN} = \begin{cases} + (T_M/T_s) V_{CC}, & i_x > 0 \\ - (T_M/T_s) V_{CC}, & i_x < 0 \end{cases} \quad (6.1)$$

sendo $x \in \{a, b, c\}$ referente as fases ativas do conversor e N é o terminal negativo da bateria.

Tendo em mente a estratégia PWM unipolar, as taxas r_{1u} e r_{2u} podem ser recalculadas substituindo $v_{ab}[k] = (V_{CC}[k] - \Delta V_{ab}[k])$ em (3.23) e $v_{ab}[k] = -\Delta V_{ab}[k]$ em (3.24). Desta forma, a nova lei de controle é dada por:

$$m[k + 1] = \frac{2L_s f_s}{V_{CC}[k]} (I_p^* - I_p[k]) - m[k] + \frac{2E[k]}{V_{CC}[k]} + 4T_M f_s. \quad (6.2)$$

O tempo morto pode ser adicionado ao disparo dos interruptores por hardware, com o uso de lógica combinacional e filtros RC , ou por software, durante a programação do DSP. O tempo morto total pode ser facilmente obtido, medindo os sinais de disparo dos interruptores de um mesmo braço através de um osciloscópio e medindo o tempo entre o desligamento do interruptor e o ligamento de seu interruptor complementar.

Atraso do circuito de disparo

Na Figura 53(a)-(c) são mostradas as formas de onda do sinal de disparo, a corrente sintetizada pelo VSI e a portadora triangular, respectivamente. Embora a frequência de comutação equivalente da estratégia PWM unipolar seja duas vezes maior do que a da bipolar, a corrente $I_p[k]$ é amostrada toda vez que a portadora triangular atinge o valor mínimo, como mostrada na Figura 53(c). Isto permite uma boa imunidade a ruído na corrente amostrada, além de obter o valor médio da corrente sem a necessidade de filtros digitais ou passivos.

Na Figura 53 é mostrado o efeito do atraso no disparo dos interruptores nas correntes sintetizadas pelo conversor. Comparando as duas curvas, tracejada e contínua, é possível concluir que o atraso provoca um erro de *offset* na “pseudo” corrente. Uma possível solução é calcular um fator de correção na corrente amostrada dado por:

$$\Delta I_p = r_{2u} T_D \quad (6.3)$$

onde T_D é o atraso no disparo do interruptor e r_{2u} é a derivada de descida da corrente $I_p[k]$.

Adicionando o termo ΔI_p à corrente $I_p[k]$ em (3.27), a nova lei de controle se torna:

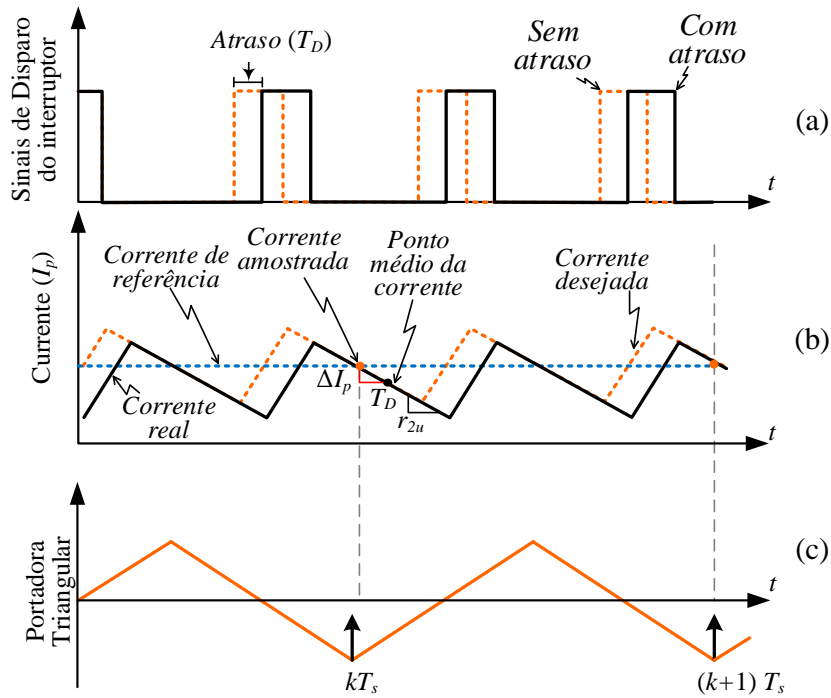


Figura 53: Efeito do atraso no disparo dos interruptores sobre a “pseudo” corrente sintetizada pelo VSI para estratégia PWM unipolar: (a) sinais de disparo do interruptor, (b) corrente real e atrasada e (c) portadora triangular.

$$m[k + 1] = \frac{2L_s f_s}{V_{CC}[k]} (I_p^* - I_p[k]) - m[k] + \frac{2E[k]}{V_{CC}[k]} + \frac{E[k]}{V_{CC}[k]} T_D f_s, \quad (6.4)$$

O tempo de atraso do disparo dos interruptores foi obtido experimentalmente pela medição e comparação do sinal PWM na saída do DSC e da tensão aplicada nos terminais de gate/emissor do IGBT, V_{ge} , referentes a um mesmo interruptor. A diferença de tempo entre o sinal de saída do DSC e V_{ge} é o atraso de disparo T_D .

Atraso do Circuito de Condicionamento e Amostragem

Atrasos nos filtros da placa de condicionamento, amplificadores operacionais e de conversão A/D do DSC provocam um deslocamento na forma de onda da corrente do inversor, conforme se verifica na Figura 54, o que implica em um erro na corrente amostrada. Assumindo que o instante de amostragem ocorre no pico da portadora triangular, a compensação desse atraso pode ser feita simplesmente adicionando uma parcela de tempo (T_L) ao tempo T_D , conforme mostrado a seguir:

$$m[k + 1] = \frac{2L_s f_s}{V_{CC}[k]} (I_p^* - I_p[k]) - m[k] + \frac{2E[k]}{V_{CC}[k]} + \frac{E[k]}{V_{CC}[k]} (T_D + T_L) f_s, \quad (6.5)$$

onde T_L é o tempo de atraso do circuito de condicionamento e amostragem.

O parâmetro T_L foi obtido somando o atraso da placa de condicionamento ao tempo médio de amostragem do A/D do DSC. O tempo de atraso da placa de condicionamento foi medido comparando a corrente medida utilizando uma ponteira de corrente TCP303 da Tektronix com o sinal condicionado conectado a entrada do A/D do DSC.

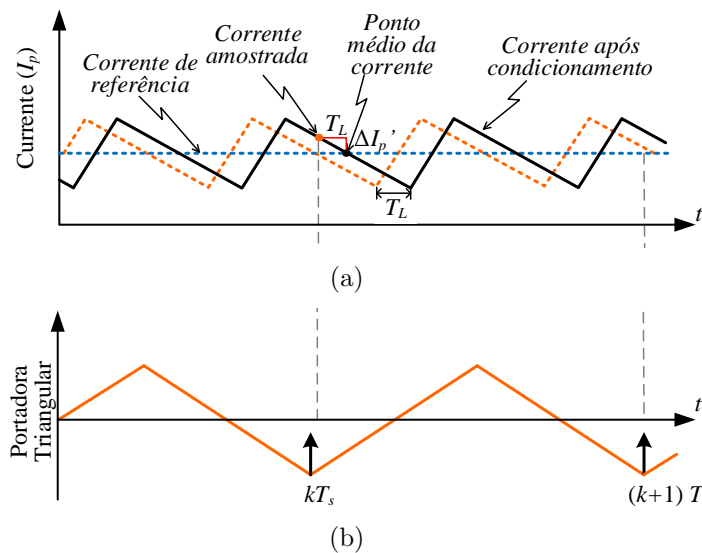


Figura 54: Efeito do atraso da placa de condicionamento e de amostragem do DSC sobre a “pseudo” corrente sintetizada pelo VSI para estratégia PWM unipolar: (a) corrente real e atrasada e (b) portadora triangular.

Queda de Tensão nos Interruptores

De forma similar ao tempo morto, a queda de tensão nos interruptores semicondutores reduz a tensão de saída do VSI. A polaridade e o valor da queda de tensão dependem do sentido da corrente e de quais interruptores estarão ativos.

Considerando os braços ativos do VSI da Figura 18(a) e os tempos de condução dos interruptores da Figura 23 é possível calcular os novos valores para a tensão de saída $v_{ab}[k]$ dada por:

$$v_{ab}[k] = \begin{cases} (+V_{CC}[k] - 2V_G), & \begin{cases} T_s(1 - d[k])/2 \leq t < T_s d[k]/2, \\ T_s(2 - d[k])/2 \leq t < T_s(d[k] + 1)/2. \end{cases} \\ -2V_G, & \begin{cases} 0 \leq t < T_s(1 - d[k])/2, \\ T_s d[k]/2 \leq t < T_s(2 - d[k])/2, \\ T_s(d[k] + 1)/2 \leq t < T_s. \end{cases} \end{cases} \quad (6.6)$$

onde V_G é a queda de tensão em cada interruptor ativo. Por simplificação, foi assumindo

que a queda de tensão nos interruptores semicondutores é a mesma. Na prática, para os interruptores utilizados a queda de tensão tanto para o IGBT quanto para os diodos são próximas, 1,45 V e 1,40 V, respectivamente.

Substituindo (6.6) em (3.23) e (3.24), é possível recalcular a lei de controle preditiva levando em conta a queda de tensão nos interruptores dada por:

$$m[k+1] = \frac{2L_s f_s}{V_{CC}} (I_p^* - I_p[n]) - m[k] + \frac{2E}{V_{CC}} + \left(\frac{4V_G}{V_{CC}} \right). \quad (6.7)$$

A superposição dos efeitos do atraso no disparo e amostragem, queda de tensão nos interruptores e tempo morto permitem obter uma relação aproximada para a lei de controle preditiva com a compensação dos parâmetros do inversor usando a estratégia PWM unipolar:

$$m[k+1] = \frac{2L_s f_s}{V_{CC}} (I_p^* - I_p[k]) - m[k] + \frac{2E}{V_{CC}} + \frac{E}{V_{CC}} (T_D + T_L) f_s + 4T_M f_s + \left(\frac{4V_G}{V_{CC}} \right). \quad (6.8)$$

A Figura 55 exibe a forma de onda da corrente da fase “a” para um degrau na corrente de referência de 15 A para 30 A, utilizando a estratégia PWM unipolar com compensação paramétrica para a lei de controle dada por (6.8). É possível observar que o erro em regime permanente é corrigido quando comparado com a Figura 51.

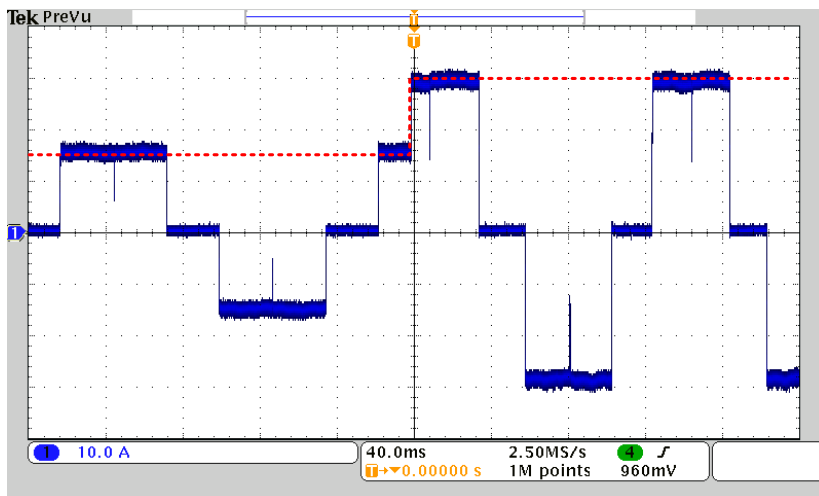


Figura 55: Corrente da fase “a” para um degrau na referência de corrente de 15 A para 30 A para o controlador preditivo utilizando a estratégia PWM unipolar com compensação de parâmetros (6.8).

6.4.2 SENSIBILIDADE A VARIAÇÕES NO PARÂMETRO DO CONTROLADOR

As Figuras 56(a), (b) e (c) mostram a resposta ao degrau de corrente do motor BLDC quando o parâmetro L_c é igual a L_s , $1,5L_s$ e $0,5L_s$, respectivamente. A referência de corrente é alterada em degrau de 15 A para 20 A. A escolha de $L_c > L_s$ irá produzir uma resposta subamortecida (Figura 56(b)), enquanto que para $L_c < L_s$ a resposta é superamortecida (Figura 56(c)). Idealmente, quando há uma boa estimativa de L_s , ou seja, $L_c = L_s$, a corrente de referência é rastreada com dois atrasos de amostragem, como visto na (Figura 56(a)). Os resultados experimentais obtidos validam a análise do comportamento das correntes apresentada no Capítulo 4.

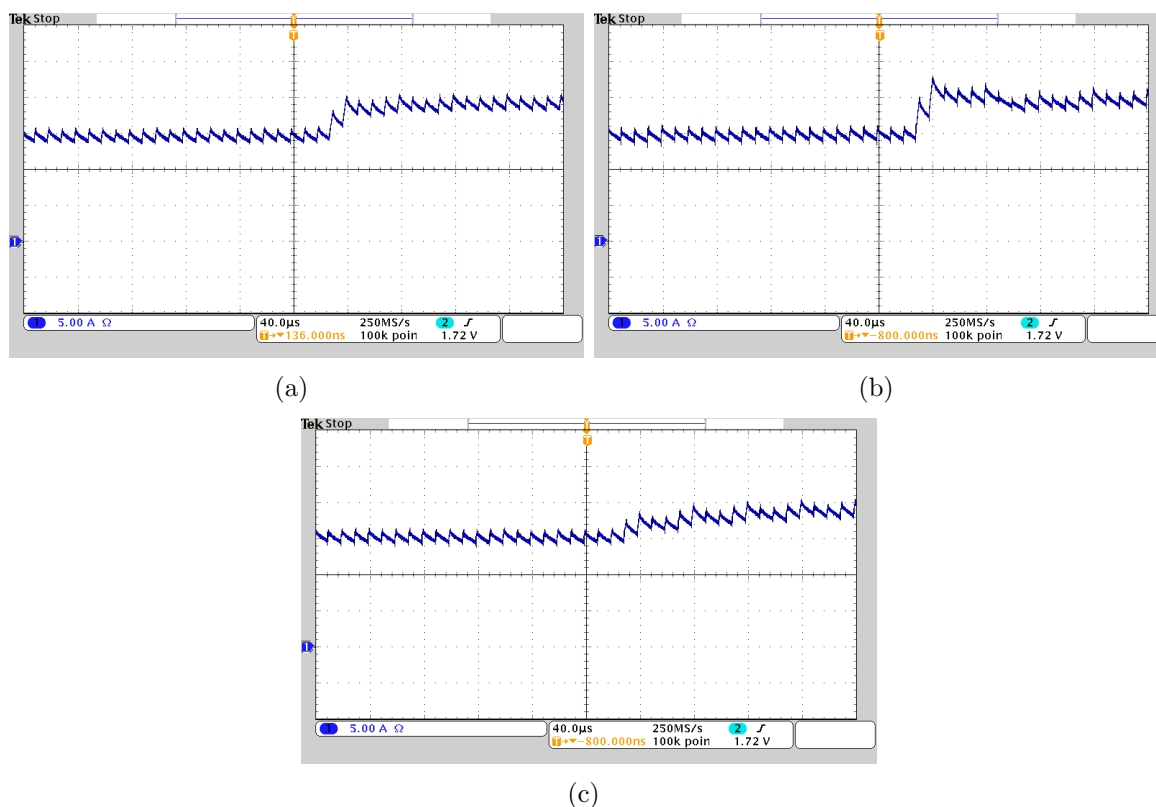


Figura 56: Variação em degrau da corrente de referência de 15 A para 20 A para: (a) $L_c = L_s$, (b) $L_c = 1,5L_s$, (c) $L_c = 0,5L_s$.

6.5 COMPENSAÇÃO DA FEM INDUZIDA

A FEM, idealmente, possui perfil plano conforme exibido na Figura 18(b). Na prática, as FEM de linha geradas nos motores BLDC possuem bordas arredondadas, diferentes das representadas na Figura 18(b), pois o fluxo enlaçado no entreferro, e consequentemente as tensões geradas por fase, não sofrem variações bruscas (SKVARE-

NINA, 2002). Na Figura 57 são exibidas as FEM de linha do motor BLDC acionado a uma velocidade de 1.000 rpm. Como é possível verificar, as bordas são arredondadas. Assim, quanto maior for a velocidade do motor, mais significativa será a FEM e maior será a distorção na corrente, uma vez que foi assumida proporcional à velocidade, independente da posição do rotor.

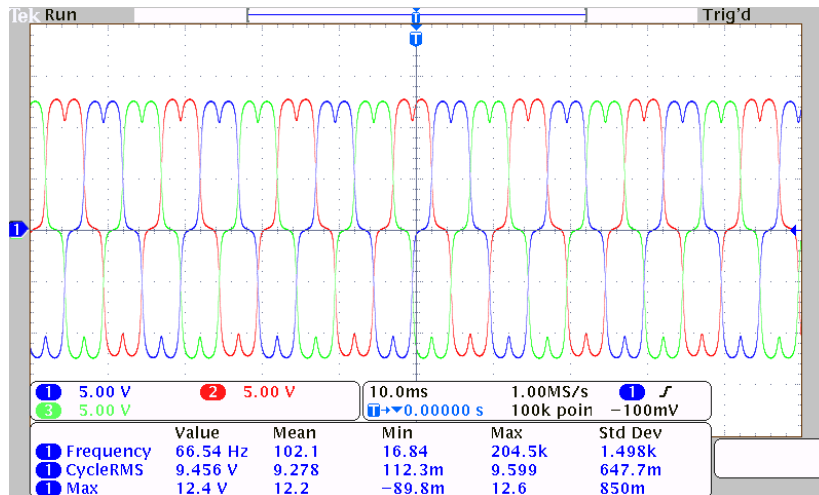
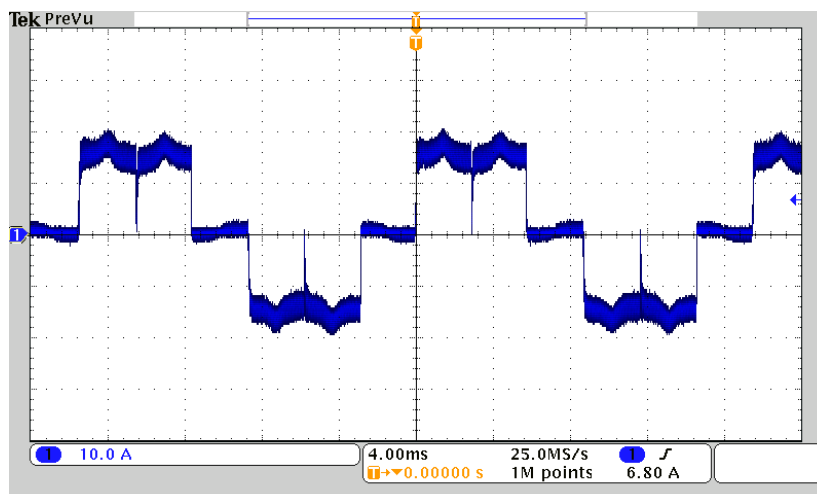


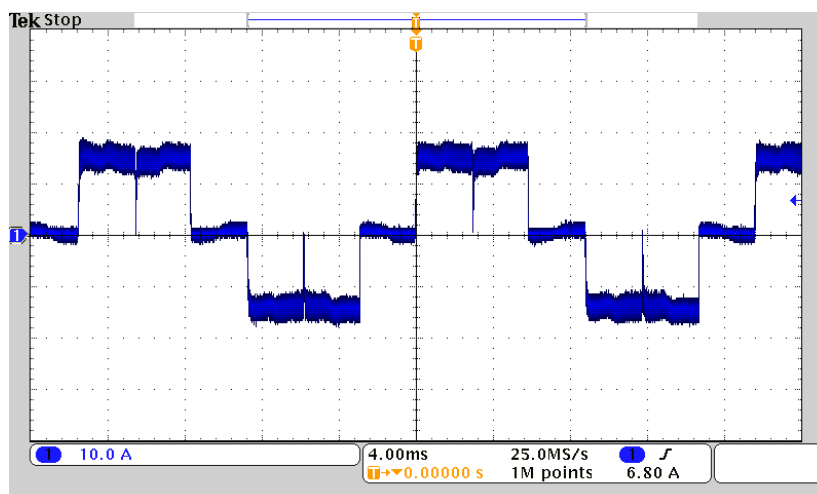
Figura 57: FEM real do motor BLDC para velocidade de 1.000 rpm.

Pelo exposto, outro efeito importante a ser compensado é a ondulação da FEM. Assim, a FEM foi medida, colocando o motor BLDC para operar como gerador na velocidade de 1000 rpm, e a FEM foi normalizada e armazenada na forma de um vetor (de 150 posições) na memória *flash* do DSC. O vetor é indexado pela posição do rotor durante a operação da máquina, dando a forma normalizada da FEM. A posição do rotor é obtida por meio do algoritmo proposto em (VALLE et al., 2014). Obtida a posição e velocidade do rotor a FEM de linha das fases ativas é estimada a cada ciclo de amostragem e atualizada na lei de controle dada por (6.8).

Na Figura 58 (a) e (b) são exibidas as formas de onda da corrente sem e com a compensação da ondulação da FEM, respectivamente. Como é possível observar na Figura 58(a), há uma ondulação nos intervalos que a corrente deveria ser constante. Após a compensação, estas ondulações são reduzidas, conforme é possível observar na Figura 58(b). Na Figura 59 (c) é exibido um comparativo do erro quadrático da corrente na fase “a”, sem compensação e com compensação da ondulação da FEM, para a região destacada nas Figuras 59 (a) e (b), respectivamente. Observa-se uma redução no erro quadrático quando a compensação da ondulação da FEM é realizada.



(a)



(b)

Figura 58: Corrente de fase do motor BLDC ($I_p = 15$ A): (a) sem compensação da ondulação da FEM, (b) com compensação da ondulação da FEM.

6.6 *DISTÚRBO NA TENSÃO DO BARRAMENTO E NA CARGA MECÂNICA*

Foram aplicadas variações de carga mecânica e tensão no barramento CC para verificar o efeito sobre as correntes sintetizadas pelo algoritmo de controle. Na Figura 60 são exibidas as formas de onda da corrente na fase “a”, tensão do barramento e velocidade do rotor. Inicialmente, a tensão do barramento CC é de 51,5 V. Em seguida é aplicada uma variação na tensão do barramento até atingir o valor de 22,0 V. A corrente de referência é de 20 A. Nota-se que a amplitude da corrente I_p se mantém constante antes e após a variação da tensão do barramento, mostrando que o controlador é capaz de rejeitar distúrbios na tensão do barramento CC. Como o conjugado é proporcional à corrente e não há variações na carga, a velocidade do rotor não sofre

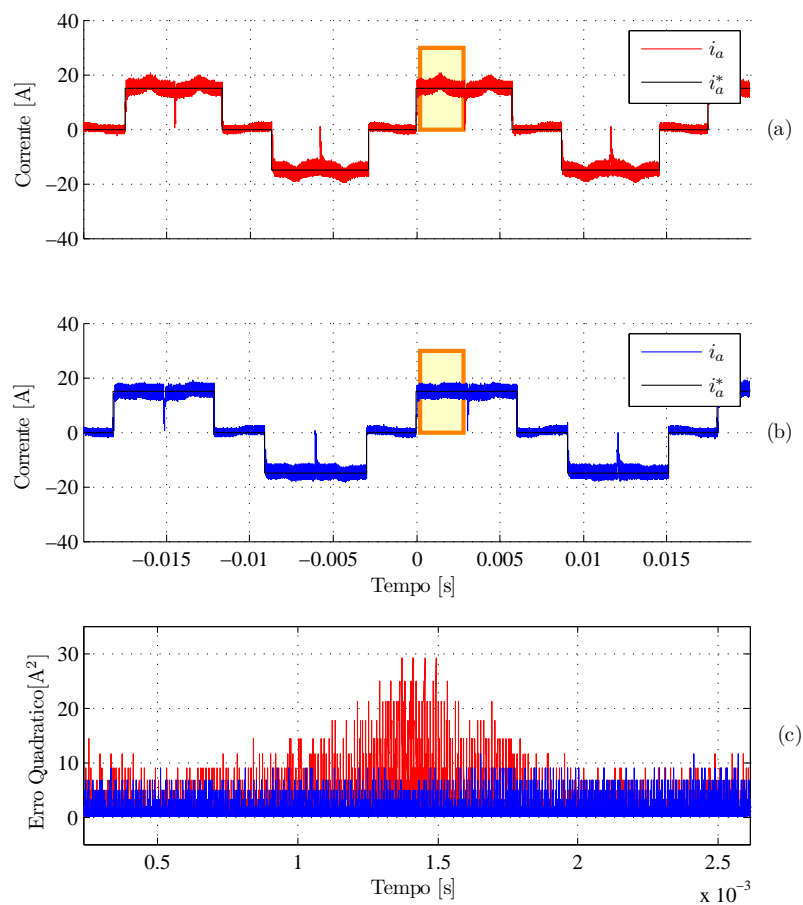


Figura 59: Comparativo ($I_p = 15$ A): (a) sem compensação da ondulação da FEM, (b) com compensação da ondulação da FEM e (c) erro quadrático.

variação.

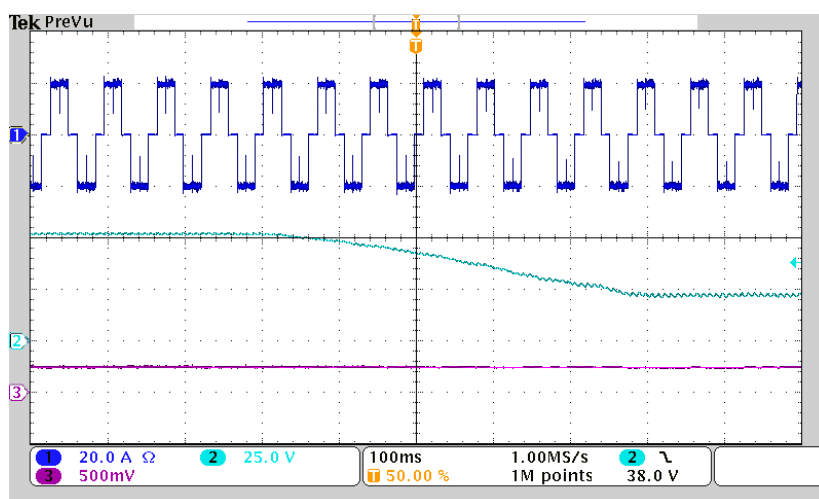


Figura 60: Rejeição de distúrbios da tensão do barramento para estratégia PWM unipolar: corrente na fase “a” para $I_p^* = 20$ A (Canal 1), tensão do barramento CC (Canal 2) e velocidade do rotor (Canal 3 - 1 V = 1.000 rpm).

Variações na velocidade de operação da máquina alteram a amplitude da FEM

gerada. Caso a FEM não seja corretamente estimada e compensada pelo controlador, podem surgir perturbações nas correntes sintetizadas pelo algoritmo de controle. Na Figura 61(a) são exibidos os resultados experimentais das formas de onda da corrente na fase “a”, tensão do barramento CC e velocidade do rotor para variações de carga mecânica. Inicialmente, o motor opera com velocidade de 500 rpm para uma corrente de referência de 20 A. Em seguida é aplicada uma carga, causando uma redução na velocidade de operação da máquina. A tensão do barramento sofre um pequeno acréscimo. Como amplitude da corrente I_p é constante, o conjugado induzido é constante. Porém, a potência induzida é reduzida com a redução da velocidade. Devido às impedâncias do autotransformador, quanto maior a potência drenada do barramento, menor será a tensão do barramento. Assim, como a potência consumida pelo motor após à aplicação da carga é menor, há um acréscimo da tensão do barramento.

Nas Figuras 61(b) e (c) são exibidos detalhes das formas de onda das corrente antes e após a aplicação da carga mecânica, respectivamente, evidenciando que a corrente I_p se mantém constante com amplitude de 20 A. Após a aplicação da carga, observa-se ainda uma redução na frequência das correntes em decorrência da variação na velocidade do rotor.

6.7 CICLO DE CONDUÇÃO ECE-15

Para verificar o comportamento do controlador preditivo para referências de corrente variantes no tempo, foi emulado o ciclo de condução europeu ECE-15 (VURAL et al., 2014). Este ciclo de condução é utilizado para verificar o consumo de energia em VE e VEH e os índices e emissão em MCI. Para isso foi implementada uma malha externa de controle de velocidade, conforme exibido na Figura 62, que foi utilizada para rastrear o perfil de velocidade do ciclo de condução ECE-15. Na Figura 62 n é a velocidade do rotor em rpm, n^* é a velocidade de referência, T_e , T_L , ω_m , J , D são o conjugado elétrico, conjugado da carga, velocidade angular mecânica, inércia e atrito viscoso, respectivamente.

Devido às incertezas do modelo mecânico, os ganhos proporcional $k_{p,n} = 0,0484$ A/rpm e integral $k_{i,n} = 0,1345$ A/rpm \cdot s do regulador PI de velocidade foram obtidos usando o primeiro método de Ziegler–Nichols (OGATA, 2010). Na Figura 63(a) são mostradas as formas de onda da velocidade de referência e da velocidade do motor, bem como a corrente da fase “a”. Na Figura 63(b) são exibidos os resultados experimentais de um ciclo de condução ECE-15 modificado, substituindo as variações suaves por vari-

ações em degrau. Os resultados foram normalizados para uma velocidade máxima de 800 rpm. É possível observar uma boa rastreabilidade da velocidade de referência em ambos os casos.

6.8 SUMÁRIO

Neste capítulo o protótipo do sistema de tração de um VE foi descrito. Resultados experimentais para as três técnicas de comutação PWM, abordadas neste trabalho, foram obtidos e seus espectros harmônicos comparados. Como esperado, a estratégia PWM unipolar apresentou menor ondulação de corrente, com frequência de comutação equivalente sendo duas vezes a frequência de comutação. O comportamento dinâmico das correntes foi investigado para variações no parâmetro da indutância no controlador (L_c). Os resultados experimentais corroboraram as análises dos Capítulos 4 e 5.

Controladores preditivos, por serem baseados no modelo da planta, se tornam sensíveis a incertezas não modeladas, como exemplo, quando se supõe o VSI como ideal. Durante o desenvolvimento do protótipo, observou-se que supor o conversor VSI como ideal implicava em erros de regime permanente consideráveis, principalmente devido à baixa indutância do motor e tensão do barramento reduzida. Desta forma, foram incluídas na lei do controlador preditivo unipolar as compensações de parâmetros como tempo morto, queda de tensão nos interruptores, atrasos de disparo e amostragem, no intuito de corrigir o erro em regime permanente causado por estas não idealidades. A compensação destes parâmetros foi suficiente para corrigir o erro em regime permanente.

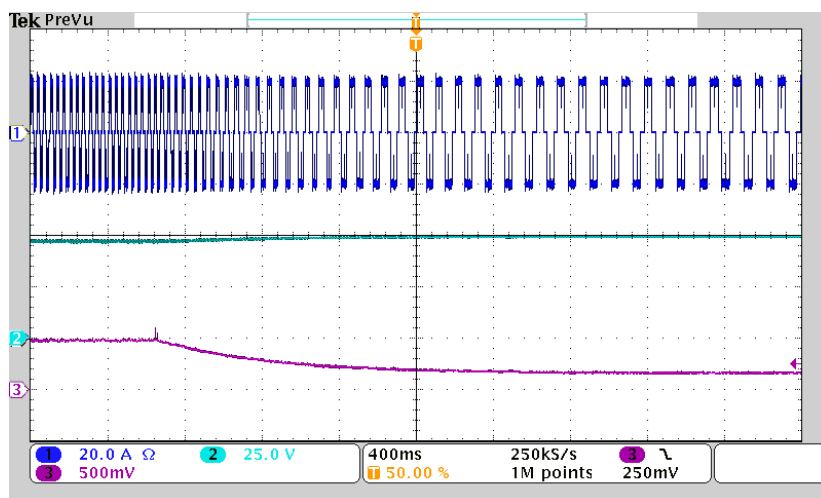
Ondulações na forma de onda da FEM foram incluídas na lei de controle preditiva de forma a reduzir a influência destas nas correntes sintetizadas. Variações na tensão do barramento e degrau de carga foram introduzidas no sistema compensado a fim de verificar sua influência sobre as correntes do motor BLDC. O controlador apresentou boa rejeição em ambas as perturbações.

Na Tabela 8 são exibidos os tempos de processamento dos algoritmos de controle para as três estratégias PWM. O tempo de processamento inclui as seguintes tarefas: amostragem, obtenção da velocidade e posição, controle de velocidade, seleção de fases ativas, bem como o cálculo da ação de controle das correntes e compensação paramétrica. Observa-se que os controladores apresentam baixo tempo de processamento, inferior a $5 \mu s$, permitindo concluir que seria possível operar o sistema com uma frequência de amostragem/comutação quatro vezes superior a utilizada, podendo

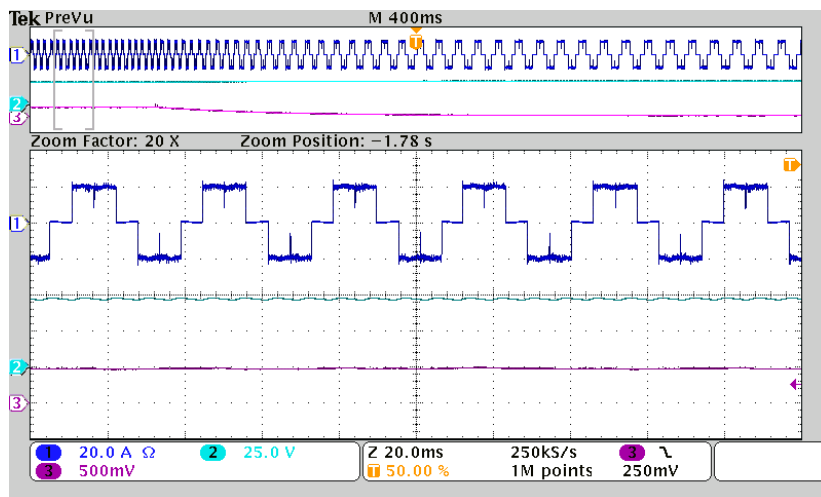
chegar a uma frequência de comutação equivalente para estratégia PWM unipolar de 400 *kHz*. Entretanto, em função das limitações práticas do *setup*, não foi possível elevar a frequência de comutação.

Tabela 8: Tempo de processamento do algoritmo de acionamento do motor BLDC.

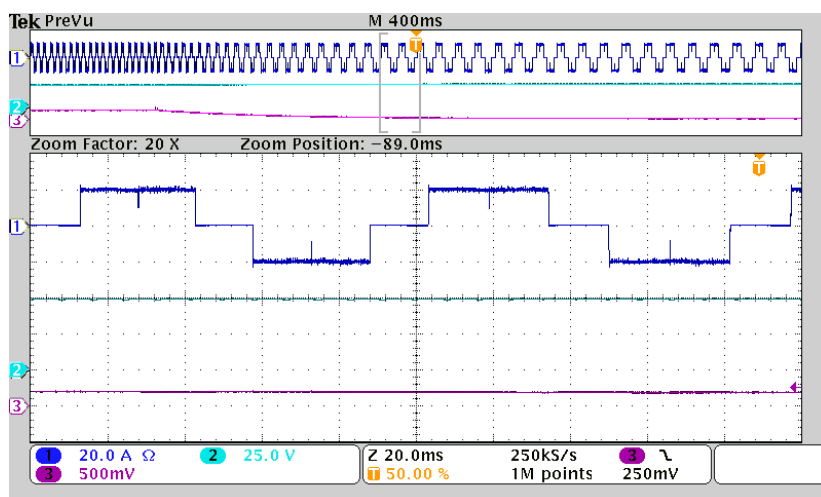
Técnica	Tempo
Bipolar	4,44 μs
Unipolar Síncrona	4,36 μs
Unipolar	4,70 μs



(a)



(b)



(c)

Figura 61: Rejeição de distúrbios na corrente frente a variações de carga mecânica: corrente na fase “a” para $I_p^* = 20$ A (Canal 1), tensão do barramento CC (Canal 2) e velocidade do rotor (Canal 3 - 1 V = 1.000 rpm) (a) variação de carga, (b) detalhe das formas de onda antes e (c) após variação de carga.

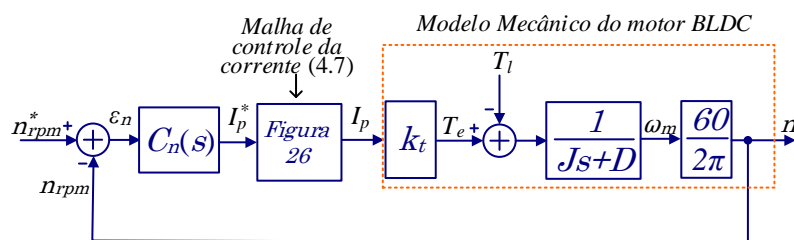


Figura 62: Representação simplificada em diagrama de blocos do controle de velocidade do motor BLDC.

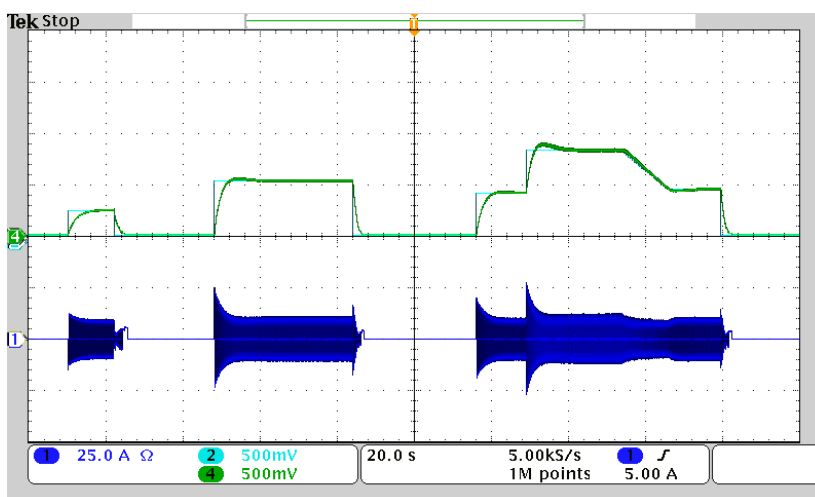
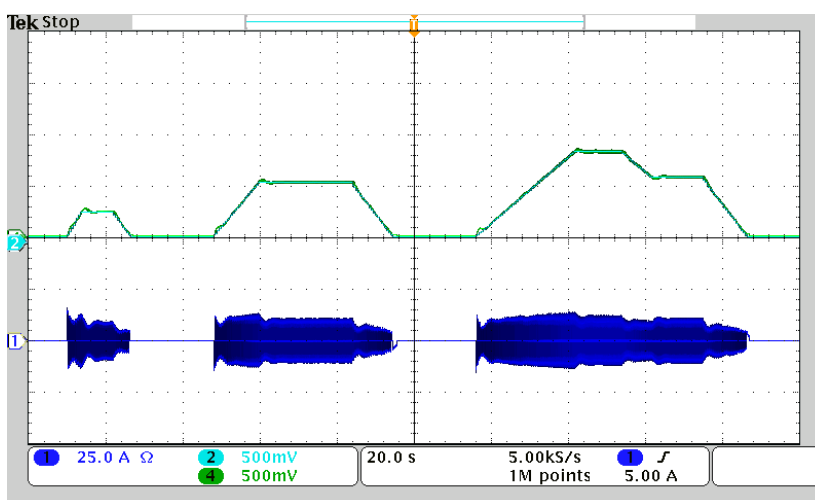


Figura 63: Controle de velocidade do motor BLDC: (a) Ciclo de condução europeu ECE-15: Canal 1 velocidade de referência (500 mV = 500 rpm), Canal 2 velocidade do rotor (500 mV = 500 rpm) e Canal 4 corrente da fase “a” (25 A/div); (b) Ciclo de condução europeu ECE-15 modificado: Canal 1 velocidade de referência (500 mV = 500 rpm), Canal 2 velocidade do rotor (500 mV = 500 rpm) e Canal 4 corrente da fase “a” (25 A/div).

7 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

O objetivo principal deste trabalho foi o controle das correntes aplicado ao acionamento de um motor BLDC de baixa indutância. Assim, foi realizada uma revisão dos principais controladores de corrente utilizados no acionamento destes motores. O controlador por histerese apresenta frequência de comutação variável e dependente da carga. O controlador proporcional-integral (PI) foi analisado para a síntese das correntes retangulares do motor, tanto no sistema de coordenadas naturais quanto no síncrono. Em altas velocidades de operação do motor há uma degradação das correntes retangulares sintetizadas devido ao fato da corrente de referência variar rapidamente e a frequência de corte do controlador PI ser fixa. Assim o controlador proporcional-integral com integradores em múltiplos sistemas de referência síncronos rotativos (*PI controller with multiple rotating synchronous reference frame integrators*) (PI-MRI) foi apresentado. Apesar da boa resposta em elevadas velocidades de operação do motor, o controlador PI-MRI possui elevado esforço computacional devido às múltiplas transformações de coordenadas necessárias.

Três controladores preditivos foram apresentados. O controle preditivo direto (*direct predictive control*) (DPC) e controle preditivo de duas configurações (*two-configuration predictive control*) (2PC) por não utilizarem modulador possuem frequência de comutação variável sendo ainda necessário minimizar uma função custo. O controlador PWM preditivo (*PWM predictive control*) (PPC) possui rápida resposta, superior ao DPC e 2PC, além de baixo esforço computacional por não usar função custo. Neste sentido o controlador PPC foi investigado para a síntese das correntes do motor BLDC.

O princípio de funcionamento do PPC foi introduzido através de um conversor em ponte completa com carga tipo fonte de tensão constante. A semelhança desta topologia com o fato de apenas duas fases do motor BLDC conduzirem correntes não nulas em intervalos de $\pi/3$ rad simplifica a leitura das correntes do motor, permitindo controlar apenas uma “pseudo” corrente. Assim, foi possível derivar a lei de controle

preditiva para a síntese das correntes utilizando um único controlador. Devido à baixa indutância do motor, a ondulação de corrente é elevada exigindo elevadas frequências de comutação, podendo limitar o uso de IGBT. Os IGBT possuem a vantagem de operar em níveis de tensão e corrente superiores aos MOSFET, entretanto, a sua frequência de comutação é menor. Desta forma, três estratégias PWM foram investigadas a fim de reduzir a ondulação de corrente, sendo elas: bipolar, unipolar síncrona e unipolar. Foi realizada uma análise da ondulação de corrente para as três estratégias, sendo que a estratégia PWM unipolar apresentou menor ondulação por dobrar a frequência de comutação equivalente.

Controladores preditivos usam o modelo da planta para prever a ação de controle necessária para levar o sistema ao estado desejado. Assim, variações paramétricas entre o modelo e a planta real podem refletir em um comportamento diferente do desejado, podendo em alguns casos levar o sistema à instabilidade. Desta maneira, foi realizada uma análise de estabilidade do sistema compensado frente a variações paramétricas do motor. O comportamento dinâmico das correntes foi analisado mediante variações no parâmetro da indutância do motor. O PPC foi projetado desprezando as resistências de enrolamento do motor, devido ao seu baixo valor. Em função disto, foi realizada uma análise do efeito sobre as correntes ao se desprezar as resistências de enrolamento. Variações na indutância estimada têm maior impacto sobre o comportamento dinâmico das correntes e estabilidade, ao passo que, a resistência de enrolamento possui relação com o erro em regime permanente.

Resultados de simulação foram apresentados para avaliar o comportamento do controlador das correntes do motor BLDC. Quando o parâmetro L_c foi corretamente estimado, o sistema compensado apresenta rápida convergência, em dois ciclos de amostragem. Para variações no parâmetro L_c as correntes apresentam comportamento sub-amortecido ou superamortecido, sendo necessário um número maior de amostras para convergência. Ainda sim, o controlador apresenta rápida convergência à corrente de referência. Os resultados de simulação também mostraram que o sistema compensado apresentou imunidade às variações em degrau na tensão do barramento CC e da carga mecânica.

Por fim, o sistema de acionamento do motor BLDC foi descrito e resultados experimentais foram obtidos para um protótipo de 5 kW/48V. A ondulação de corrente para as três estratégias PWM foram comparadas. A estratégia PWM unipolar apresentou menor ondulação de corrente e frequência de comutação equivalente de 100 kHz mesmo com cada interruptor sendo comutado em 50 kHz. Os resultados experimentais per-

mitiram observar a existência de erro de regime permanente nas correntes sintetizadas devido à não idealidades do sistema de acionamento, tais como: atraso do disparo dos interruptores, atraso de amostragem, tempo morto e queda de tensão nos interruptores. Assim, a lei de controle foi refinada, incorporando parcelas extras para compensar termos referentes às não idealidades de maneira a corrigir o erro em regime permanente. Resultados para variações no parâmetro L_c foram apresentados validando as análises matemáticas realizadas. A rejeição de distúrbios na tensão do barramento CC e da carga mecânica foi investigada. Como nos resultados simulados, o controlador preditivo apresentou uma resposta rápida com erro em regime permanente nulo.

Por fim, foi usado o ciclo de condução veicular (ECE-15) para avaliar o comportamento dinâmico do controlador preditivo frente a uma variação mais próxima a uma situação real de um veículo elétrico. Os resultados experimentais apresentados corroboram as análises matemáticas e simulações validando o trabalho proposto.

Desta forma, o PPC, combinado com a estratégia PWM unipolar, permitiu sintetizar correntes com rápida dinâmica, erro em regime permanente desprezível e baixa ondulação de corrente. Neste sentido, destacam-se as principais contribuições desta tese:

- Redução da ondulação de corrente em motores BLDC de baixa indutância pelo uso da estratégia PWM unipolar e unipolar síncrona sem o uso de conversores ou filtros adicionais;
- Algoritmo PPC de baixo esforço computacional e simples implementação, não sendo necessário o uso de FPGA conjuntamente com DSP, comumente utilizados em motores BLDC com baixa indutância;
- Análise da estabilidade e erro de regime permanente frente à variações nos parâmetros do motor BLDC, ainda não descritos na literatura para este tipo de motor;
- Proposta de uma técnica para compensação do erro em regime permanente nas correntes em função de atrasos no circuito de disparo e amostragem, bem como a compensação da queda de tensão nos interruptores de potência e tempo morto para o controlador PPC.

7.1 PRODUÇÃO CIENTÍFICA RESULTANTE DA PESQUISA

Nesta seção estão indicados os artigos científicos publicados e aceitos para publicação sendo resultado da pesquisa direta, que possui relação com o sistema de acionamento do motor BLDC, ou indireta, que possui relação com temas relacionados a veículos elétricos.

7.1.1 RESULTADOS DIRETOS

Artigos em periódicos

[1] VALLE, R. L.; FERREIRA, A. A.; ALMEIDA P. M.; BARBOSA P. G. Unipolar PWM Predictive Current-Mode Control of a Variable-Speed Low Inductance BLDC Motor Drive. *IET Electric Power Application*. DOI 10.1049/iet-epa.2016.0421.

[2] VALLE, R. L.; FERREIRA, A. A.; CARVALHO, J. R.; MONTAGNER, V. F.; BARBOSA, P. G. Projeto e implementação de um controlador digital preditivo para regular as correntes de um motor BLDC. *Revista Eletrônica de Potência*, v. 20, p. 215-224, 2015.

Artigos em congresso

[3] VALLE, R. L., OLIVEIRA, J. G.; FERREIRA, A. A.; BARBOSA, P. G. Controlador de Corrente com Múltiplos Integradores Aplicado ao Acionamento de um Motor PMBLDC. *XI International Conference on Industry Applications*, v. 1. p. 1-8., Dez. 2014.

7.1.2 RESULTADOS INDIRETOS

Artigos em periódicos

[4] MACCARI JÚNIOR, L. A.; VALLE, R. L.; FERREIRA, A. A.; BARBOSA, P. G.; MONTAGNER, V. F. A Lqr Design With Rejection Of Disturbances And Robustness To Load Variations Applied To A Buck Converter. *Eletrônica de Potência*, v. 21, p. 7-15, 2016.

[5] MATTOS, F. C.; SOBREIRA, V. L.; VALLE, R. L.; FERREIRA, A. A.; BARBOSA, P. G.; BRAGA, H. A. C. Contribution To The Study Of A Single-Phase And Single Stage Photovoltaic System. *Revista IEEE América Latina*, v. 13, p. 1265-1271, 2015.

Artigos em congresso

[6] SOUZA, I. D. N.; MONTEIRO, F. C. G., VALLE, R. L.; RODRIGUES, M. C. B. P.; FERREIRA A. A.; BARBOSA, P. G.; BRAGA, H. A. C. Protótipo de um Sistema de Monitoramento de Baterias de um Kart Cross Elétrico. *XI International Conference on Industry Applications*, v. 1. p. 1-8., Dez. 2014.

7.2 PROPOSTA DE TRABALHOS FUTUROS

Alguns temas são sugeridos para trabalhos futuros tendo como finalidade aperfeiçoar e dar continuidade a este trabalho:

- Embarcar o conjunto bateria, conversor e motor no kart cross elétrico;
- Desenvolvimento do sistema de gerenciamento da bateria e conversores para alimentação do circuito de disparo, condicionamento de sinais e DSC compatíveis com a tensão da bateria (em andamento);
- Investigar e implementar o processo de frenagem regenerativa na lei de controle preditiva proposta;
- Testar e comparar outras técnicas de controle preditivo para a síntese das correntes do motor BLDC;
- Investigar o projeto em espaço de estados do controlador preditivo de corrente para um sistema aumentado com integrador e considerando o atraso de processamento;
- Implementar o controlador preditivo no sistema de coordenadas $\alpha\beta$.

REFERÊNCIAS

ARASHLOO, R. S. et al. A robust predictive current controller for healthy and open-circuit faulty conditions of five-phase BLDC drives applicable for wind generators and electric vehicles. *Energy Conversion and Management*, Elsevier, v. 92, p. 437–447, 2015.

ÅSTRÖM, K. J.; WITTENMARK, B. *Computer-controlled systems: theory and design*. : Courier Corporation, 2013.

AZAM, A. et al. Current control of BLDC drives for EV application. In: *Power Engineering and Optimization Conference (PEOCO), 2013 IEEE 7th International*. 2013. p. 411–416.

BERENDSEN, C.-S.; CHAMPENOIS, G.; BOLOPION, M. Commutation strategies for brushless DC motors: influence on instant torque. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 8, n. 2, p. 231–236, 1993.

BOJRUP, M. et al. A multiple rotating integrator controller for active filters. *EPE Association*, 1999.

BOSE, B. An adaptive hysteresis-band current control technique of a voltage-fed PWM inverter for machine drive system. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 37, n. 5, p. 402–408, Oct 1990. ISSN 0278-0046.

BOUAFIA, A.; GAUBERT, J.-P.; KRIM, F. Design and implementation of predictive current control of three-phase PWM rectifier using space-vector modulation (SVM). *Energy Conversion and Management*, Elsevier, v. 51, n. 12, p. 2473–2481, 2010.

BUSO, S.; MALESANI, L.; MATTAVELLI, P. Comparison of current control techniques for active filter applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 45, n. 5, p. 722–729, 1998. ISSN 0278-0046.

BUSO, S.; MATTAVELLI, P. Digital control in power electronics. *Lectures on Power Electronics*, Morgan & Claypool Publishers, v. 1, n. 1, p. 1–158, 2006.

CHAN, C.; CHAU, K. An overview of power electronics in electric vehicles. *IEEE transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 44, n. 1, p. 3–13, 1997.

CHEN, J. et al. Predictive digital current programmed control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 18, n. 1, p. 411–419, Nov. 2003.

CHEN, J.; TANG, P.-c. A sliding mode current control scheme for PWM brushless DC motor drives. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 14, n. 3, p. 541–551, maio 1999. ISSN 08858993.

CORTÉS, P. et al. Predictive control in power electronics and drives. *IEEE Transactions on industrial electronics*, IEEE, v. 55, n. 12, p. 4312–4324, 2008.

- CORTÉS, P. et al. Predictive current control strategy with imposed load current spectrum. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 23, n. 2, p. 612–618, 2008.
- DAMASCENO, A. de C. H.; BRAGA, H. A. C.; BARBOSA, P. G. Battery charge system based on bidirectional DC-DC converter employing a digital current-mode controller for photovoltaic applications. In: *Proceedings of Brazilian Power Electronics Conference*. 2007. v. 1, p. 388–394.
- DARBA, A. et al. Improved dynamic behavior in BLDC drives using model predictive speed and current control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 63, n. 2, p. 728–740, 2016.
- DE, S. et al. Low-inductance axial flux BLDC motor drive for more electric aircraft. *IET Power Electronics*, IET, v. 5, n. 1, p. 124–133, 2012.
- DIGITAL, S. *Technical Reference eZdsp F28335*. novembro 2007.
- DIXON, J. W.; LEAL, L. Current control strategy for brushless DC motors based on a common DC signal. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 17, n. 2, p. 232–240, Mar. 2002.
- EMADI, A. *Handbook of Automotive Power Electronics and Motor Drives*. : CRC Taylor & Francis, 2006. ISBN 10: 0-8247-2361-9.
- EMADI, A. et al. *Integrated Power Electronic Converters and Digital Control*. : CRC Press, 2009. ISBN 978-1-4398-0070-6.
- FADALI, M. S. *Digital Control Engineering - Analysis and Design*. : Elsevier, 2009. ISBN 978-0-12-374498-2.
- FAKHAM, H.; DJEMAI, M.; BUSAWON, K. Design and practical implementation of a back-EMF sliding-mode observer for a brushless DC motor. *Electric Power Applications, IET*, IET, v. 2, n. 6, p. 353–361, 2008.
- FANG, J.; ZHOU, X.; LIU, G. Instantaneous torque control of small inductance brushless DC motor. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 27, n. 12, p. 4952–4964, Dec 2012.
- FANG, J.; ZHOU, X.; LIU, G. Precise accelerated torque control for small inductance brushless DC motor. *IEEE transactions on power electronics*, IEEE, v. 28, n. 3, p. 1400–1412, 2013.
- FISCHER, J. R. et al. Calculation-delay tolerant predictive current controller for three-phase inverters. v. 10, n. 1, p. 233–242, 2014.
- GAO, Y.; EHSANI, M.; MILLER, J. M. Hybrid electric vehicle: Overview and state of the art. In: IEEE. *Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2005. ISIE 2005*. 2005. v. 1, p. 307–316.
- GARCIA, F. S. *Conversores CC-CC elevadores de tensão, não isolados, com ganhos estáticos elevados*. Dissertação (Dissertação de mestrado) — Universidade Estadual de Campinas, 2010.

GATTO, G. et al. Performance improvement of brushless DC motor drive controlled by a predictive algorithm. In: IEEE. *Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, 2006. SPEEDAM 2006. International Symposium on.* 2006. p. 1034–1038.

GHETTI, F. et al. Estudo comparativo de técnicas de controle de corrente aplicadas à filtros ativos shunt. *Congresso Brasileiro de Automatica*, p. 3701–3708, 2010.

GRENIER, D. et al. A park-like transformation for the study and the control of a nonsinusoidal brushless DC motor. In: *Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, 1995., Proceedings of the 1995 IEEE IECON 21st International Conference on.* 1995. v. 2, p. 836–843 vol.2.

GRENIER, D.; MENDE, R.; LOUIS, J. Comparison of several control strategies for DC brushless drives. In: IEEE. *Industrial Electronics, Control and Instrumentation, 1994. IECON'94., 20th International Conference on.* 1994. v. 1, p. 26–31.

GUZINSKI, J.; ABU-RUB, H. Speed sensorless induction motor drive with predictive current controller. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 60, n. 2, p. 699–709, 2013. ISSN 0278-0046.

HANSELMAN, D. D. *Brushless Permanent Magnet Motor Design.* : Magna Physics Publishing, 2006. ISBN 1-881855-15-5.

HIRSCHMANN, D. et al. Reliability prediction for inverters in hybrid electrical vehicles. *IEEE transactions on power electronics*, IEEE, v. 22, n. 6, p. 2511–2517, 2007.

HUANG, X. et al. A single sided matrix converter drive for a brushless DC motor in aerospace applications. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 59, n. 9, p. 3542–3552, Sept 2012. ISSN 0278-0046.

IEA. *World Energy Outlook 2012.* 2012.

IEA. *CO₂ Emissions from Fuel Combustion.* 2013.

KRAH, J.-O.; HOLTZ, J. High-performance current regulation and efficient PWM implementation for low-inductance servo motors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IEEE, v. 35, n. 5, p. 1039–1049, 1999.

KRAUSE, P. C.; WASYNCZUK, O.; SUDHOFF, S. D. *Analysis of Electric Machinery.* : IEEE PRESS, 1995. ISBN 0-7803-1101-9.

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.

LASKARIS, K.; KLADAS, A. Internal permanent magnet motor design for electric vehicle drive. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 57, n. 1, p. 138–145, Jan 2010. ISSN 0278-0046.

- LAWLER, J. S. et al. Extending the constant power speed range of the brushless DC motor through dual-mode inverter control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 19, n. 3, p. 783–793, 2004. ISSN 08858993.
- LEE, D.; AHN, J. A current ripple reduction of a high-speed miniature brushless direct current motor using instantaneous voltage control. *Electric Power Applications, IET*, n. December 2007, p. 85–92, 2009.
- LEE, K. J. et al. Robust predictive current controller based on a disturbance estimator in a three-phase grid-connected inverter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 27, n. 1, p. 276–283, 2012. ISSN 08858993.
- LI, H.; ZHENG, S.; REN, H. Self-correction of commutation point for high-speed sensorless BLDC motor with low inductance and nonideal back EMF. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 32, n. 1, p. 642–651, Jan 2017. ISSN 0885-8993.
- LI, Z.; CHENG, S. Torque ripple reduction in brushless DC motors based on model predictive control. In: IEEE. *Electrical and Control Engineering (ICECE), 2010 International Conference on*. 2010. p. 4498–4501.
- LIDOZZI, A. et al. Vector control of trapezoidal back-EMF pm machines using pseudo-park transformation. In: *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE*. 2008. p. 2167–2171. ISSN 0275-9306.
- LIMONGI, L. et al. Digital current-control schemes. *Industrial Electronics Magazine, IEEE*, v. 3, n. 1, p. 20–31, march 2009. ISSN 1932-4529.
- LU, H.; ZHANG, L.; QU, W. A new torque control method for torque ripple minimization of BLDC motors with un-ideal back EMF. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 23, n. 2, p. 950–958, 2008. ISSN 08858993.
- LYNCH, B. Feedback in the fast lane modeling extending current-mode control in highfrequency converters. *SEM1700 - Texas Instruments*, n. 6, p. 3.1–3.17, June 2006–2007.
- MARIAH, I.; WAHSH, S. Comparative study of high speed brushless DC motor fed from various inverter types. *Proceedings of the 35th SICE Annual Conference. International Session Papers, Ieee*, p. 1401–1405, 1996.
- MATTAVELLI, P. An improved deadbeat control for ups using disturbance observers. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 52, n. 1, p. 206–212, Feb 2005. ISSN 0278-0046.
- MATTOS, F. C. et al. Contribution to the study of a single-phase and single stage photovoltaic system. *IEEE Latin America Transactions, IEEE*, v. 13, n. 5, p. 1265–1271, 2015.
- MITCHELL, D.; MAMMANO, B. Designing stable control loops. *Power Supply Design Seminar 2001 Series - Unitorde Products from Texas Instruments Topic 5*, p. 5-1 – 5-30, 2001.

MOHAMED, T. et al. Decentralized model predictive based load frequency control in an interconnected power system. *Energy Conversion and Management*, Elsevier, v. 52, n. 2, p. 1208–1214, 2011.

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.

MOON, H.-T.; KIM, H.-S.; YOUN, M.-J. A discrete-time predictive current control for PMSM. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 18, n. 1, p. 464–472, Jan 2003. ISSN 0885-8993.

MOREL, F. et al. A comparative study of predictive current control schemes for a permanent-magnet synchronous machine drive. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on, IEEE*, v. 56, n. 7, p. 2715–2728, 2009.

NA, W. et al. Light fuel-cell hybrid electric vehicles based on predictive controllers. *Vehicular Technology, IEEE Transactions on, IEEE*, v. 60, n. 1, p. 89–97, 2011.

NISE, N. S. Control system engineering, John Wiley & Sons. Inc, New York, 2011.

OGATA, K. *Engenharia de Controle Moderno*. : Pearson, 2010. ISBN 978-85-7605-810-6.

PILLAY, P.; KRISHNAN, R. Modeling, simulation, and analysis of permanent-magnet motor drives, part ii: The brushless DC motor drive. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 25, n. 2, p. 274–279, 1989. ISSN 00939994.

RODRIGUEZ, F.; EMADI, A. A novel digital control technique for brushless DC motor drives: Steady state and dynamics. *IECON 2006 - 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics*, IEEE, p. 1545–1550, nov. 2006. ISSN 1553-572X.

RODRIGUEZ, J.; CORTES, P. *Predictive control of power converters and electrical drives*. : John Wiley & Sons, 2012.

SANCHEZ, P. M. et al. FPGA-based implementation of a predictive current controller for power converters. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, v. 9, n. 3, p. 1312–1321, 2013. ISSN 15513203.

SCHMITT, B. *Germany's Bundesrat Resolves End Of Internal Combustion Engine*. oct. 2016. Disponível em: <<http://www.forbes.com/sites/bertelschmitt/2016/10/08/germanys-bundesrat-resolves-end-of-internal-combustion-engine>>.

SHI, T. et al. A new approach of minimizing commutation torque ripple for brushless DC motor based on DC–DC converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 57, n. 10, p. 3483–3490, out. 2010. ISSN 0278-0046.

SINGH, B.; SINGH, S. Single-phase power factor controller topologies for permanent magnet brushless DC motor drives. *IET Power Electronics*, v. 3, n. 2, p. 147, 2010. ISSN 17554535.

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

SONG, J.-H.; CHOY, I. Commutation torque ripple reduction in brushless DC motor drives using a single DC current sensor. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 19, n. 2, p. 312–319, mar. 2004. ISSN 0885-8993.

SONG, Z.; XIA, C.; LIU, T. Predictive current control of three-phase grid-connected converters with constant switching frequency for wind energy systems. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 60, n. 6, p. 2451–2464, June 2013. ISSN 0278-0046.

SU, G.-J.; ADAMS, D. J. Multilevel DC link inverter for brushless permanent magnet motors with very low inductance. In: IEEE. *Industry Applications Conference, 2001. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2001 IEEE*. 2001. v. 2, p. 829–834.

SUMMERS, T.; BETZ, R. Dead-time issues in predictive current control. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 40, n. 3, p. 835–844, May 2004. ISSN 0093-9994.

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

VALLE, R. L. *Acionamento de um Motor Síncrono de Ímãs Permanentes sem Escovas Visando Aplicação em Veículos Elétricos*. Dissertação (Dissertação de mestrado) — Universidade Federal de Juiz de Fora, 2013.

VALLE, R. L. et al. Unipolar PWM predictive current–mode control of a variable-speed low inductance BLDC motor drive. *IET Electric Power Application*, 2017.

VALLE, R. L. et al. Projeto e implementação de um controlador digital preditivo para regular as correntes de um motor BLDC. *Revista Eletrônica de Potência*, v. 20, p. 215–224, 2015.

VALLE, R. L. et al. Controlador de corrente com múltiplos integradores aplicado ao acionamento de um motor PMBLDC. In: *Proceedings of XI International Conference on Industry Applications (INDUSCON)*. 2014.

VURAL, B. et al. Fuel consumption comparison of different battery/ultracapacitor hybridization topologies for fuel-cell vehicles on a test bench. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, v. 2, n. 3, p. 552–561, Sept. 2014. ISSN 2168-6777.

WANG, X. et al. Predictive instantaneous torque control for disc coreless permanent magnet synchronous motor with the current source chopper. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 30, n. 12, p. 7100–7112, 2015.

WIPASURAMONTON, P.; ZHU, Z.; HOWE, D. Predictive current control with current-error correction for PM brushless AC drives. *IEEE transactions on industry applications*, IEEE, v. 42, n. 4, p. 1071–1079, 2006.

XIA, C.; WANG, Y.; SHI, T. Implementation of finite-state model predictive control for commutation torque ripple minimization of permanent-magnet brushless DC motor. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 60, n. 3, p. 896–905, 2013.

YAO, Q.; HOLMES, D. A simple, novel method for variable-hysteresis-band current control of a three phase inverter with constant switching frequency. In: *Industry Applications Society Annual Meeting, 1993., Conference Record of the 1993 IEEE*. 1993. p. 1122–1129 vol.2.

ZHOU, X.; FANG, J. Precise braking torque control for attitude control flywheel with small inductance brushless DC motor. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 28, n. 11, p. 5380–5390, 2013.

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 equilibrado algumas transformações sobre tensões e correntes, por exemplo, 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 64 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:

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

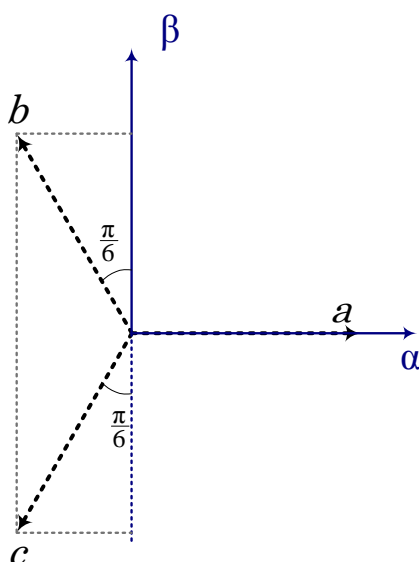


Figura 64: Representação gráfica da transformação de coordenadas $abc \rightarrow \alpha\beta 0$.

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 65 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 de \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:

$$\begin{bmatrix} \chi_d \\ \chi_q \\ \chi_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \text{sen}(\theta_e) & 0 \\ -\text{sen}(\theta_e) & \cos(\theta_e) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \chi_\alpha \\ \chi_\beta \\ \chi_0 \end{bmatrix}, \quad (\text{A.4})$$

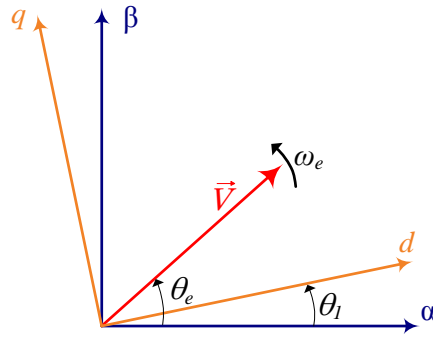


Figura 65: Sistema de coordenadas $\alpha\beta 0$ e $dq0$.

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

$$\begin{bmatrix} \chi_\alpha \\ \chi_\beta \\ \chi_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\text{sen}(\theta) & 0 \\ \text{sen}(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \chi_d \\ \chi_q \\ \chi_0 \end{bmatrix}, \quad (\text{A.5})$$

APÊNDICE B - ANÁLISE DE ONDULAÇÃO DE CORRENTE

A seguir serão obtidas expressões matemáticas para ondulação de corrente para as estratégias PWM bipolar, unipolar síncrona e unipolar, considerando operação em regime permanente.

B.1 ONDULAÇÃO DE CORRENTE PARA ESTRATÉGIA PWM BIPOLAR

Na Figura 66(a) e (b) são exibidas as formas de onda da tensão e corrente nos terminais do inversor, respectivamente, para a estratégia PWM bipolar. Em operação em regime permanente $d[k] = d[k + 1]$ que por simplicidade será representado por d . Assumindo que apenas dois braços do conversor estão em condução, pode-se redesenhar a Figura 18(a) como apresentado na Figura 66(c).

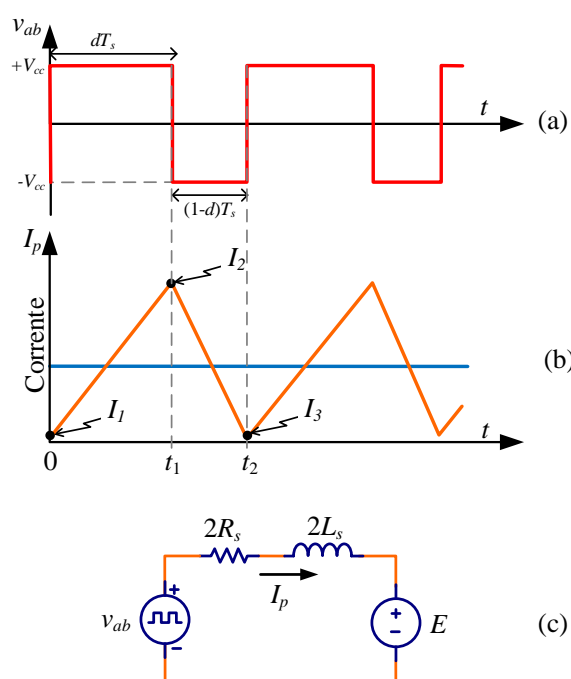


Figura 66: Ondulação de corrente para estratégia PWM bipolar: (a) tensão nos terminais do conversor (v_{ab}), (b) corrente sintetizada e (c) circuito equivalente.

A corrente na indutância durante o intervalo $0 \leq t < t_1$ pode ser expressa por:

$$V_{CC} = 2R_s I_p(t) + 2L_s \frac{dI_p(t)}{dt} + E, \quad (\text{B.1})$$

assumindo condição inicial $I_p(0) = I_1$ e passando (B.1) para o domínio de Laplace:

$$\frac{V_{CC}}{s} = 2R_s I_p(s) + 2sL_s I_p(s) - 2L_s I_1 + \frac{E}{s}. \quad (\text{B.2})$$

Isolando $I_p(s)$ em (B.2) e aplicando a transformada inversa de Laplace:

$$I_{p,1}(t) = \frac{V_{CC} - E}{2R_s} \left(1 - e^{-\frac{R_s}{L_s}t}\right) + I_1 e^{-\frac{R_s}{L_s}t}, \quad (\text{B.3})$$

sendo $I_{p,1}(t)$ a corrente no tempo compreendido entre $0 \leq t < t_1$.

De forma análoga, a corrente na indutância compreendida entre $t_1 \leq t < t_2$ é dada por:

$$-V_{CC} = 2R_s I_p(t) + 2L_s \frac{dI_p(t)}{dt} + E, \quad (\text{B.4})$$

Aplicando a transformada de Laplace em (B.4) considerando como condição inicial $I_p(t_1) = I_2$:

$$-\frac{V_{CC}}{s} = 2R_s I_p(s) + 2sL_s I_p(s) - 2L_s I_2 + \frac{E}{s}. \quad (\text{B.5})$$

Isolando $I_p(s)$ em (B.5) e em seguida aplicando a transformada inversa de Laplace:

$$I_{p,2}(t) = \frac{-V_{CC} - E}{2R_s} \left(1 - e^{-\frac{R_s}{L_s}t}\right) + I_2 e^{-\frac{R_s}{L_s}t}, \quad (\text{B.6})$$

sendo $I_{p,2}(t)$ a corrente no tempo compreendido entre $t_1 \leq t < t_2$.

Dado que $I_{p,1}(t_1) = I_{p,1}(dT_s) = I_2$:

$$I_2 = \frac{V_{CC} - E}{2R_s} \left(1 - e^{-\frac{R_s}{L_s}dT_s}\right) + I_1 e^{-\frac{R_s}{L_s}dT_s}. \quad (\text{B.7})$$

Em regime permanente $I_{p,2}(t_2) = I_3 = I_1$, assim substituindo $t = (1-d)T_s$ em (B.6):

$$I_1 = \frac{-V_{CC} - E}{2R_s} \left(1 - e^{-\frac{R_s}{L_s}(1-d)T_s}\right) + I_2 e^{-\frac{R_s}{L_s}(1-d)T_s}. \quad (\text{B.8})$$

Analisando a Figura 66(b), a ondulação de corrente é dada por $\Delta I_p = I_2 - I_1$, logo manipulando I_2 e I_1 obtém-se:

$$\Delta I_p = \frac{V_{CC} - E}{R_s} \frac{\left(1 - e^{-\frac{R_s T_s d}{L_s}}\right) \left(1 - e^{-\frac{R_s T_s (1-d)}{L_s}}\right)}{1 - e^{-\frac{R_s T_s}{L_s}}} \quad (\text{B.9})$$

No instante da partida do motor quando a FEM é nula tem-se uma das condições de máxima ondulação de corrente. Analisando (B.9) para $E = 0$ e desprezando as resistências dos enrolamentos fazendo $R \rightarrow 0$ obtém-se a expressão para ondulação de corrente em função de parâmetros da planta e da razão cíclica d :

$$\Delta I_p = V_{CC} \frac{d(1-d)T_s}{L_s}. \quad (\text{B.10})$$

Analisando (B.10) observa-se que quanto maior a tensão do barramento ou menor a indutância do motor maior será a ondulação de corrente. Uma forma de reduzir a ondulação de corrente é aumentando a frequência de comutação.

Dado que T_s , V_{CC} e L_s são constantes é possível obter a máxima ondulação de corrente derivando (B.10) em função de d e igualando a zero, onde a máxima ondulação de corrente é obtida para $d = 1/2$. Substituindo $d = 1/2$ em (B.10) obtém-se a máxima ondulação de corrente para estratégia PWM bipolar dada por:

$$\Delta I_{p,\text{máximo}} = \frac{V_{CC} T_s}{4L_s}. \quad (\text{B.11})$$

B.2 ONDULAÇÃO DE CORRENTE PARA ESTRATÉGIA PWM UNIPOLAR SÍNCRONA

Na Figura 67(a) e (b) são exibidas as formas de onda da tensão e corrente nos terminais do conversor entre as fases “a” e “b”, respectivamente, para a estratégia PWM unipolar síncrona, considerando operação em regime permanente.

Comparando as Figuras 66(a) e 67(a), a mesma tensão é aplicada durante o intervalo $0 \leq t < t_1$ onde $t_1 = dT_s$. Assim, (B.3) pode ser usada para descrever a corrente durante $0 \leq t < t_1$. Dada a condição inicial para corrente igual a I_1 é possível obter a corrente I_2 por meio de (B.7).

Na Figura 67(a) durante o intervalo $t_1 \leq t < t_2$ a tensão $v_{ab} = 0$, diferentemente da estratégia PWM bipolar onde $v_{ab} = -V_{CC}$. Assim, substituindo $V_{CC} = 0$ em (B.8),

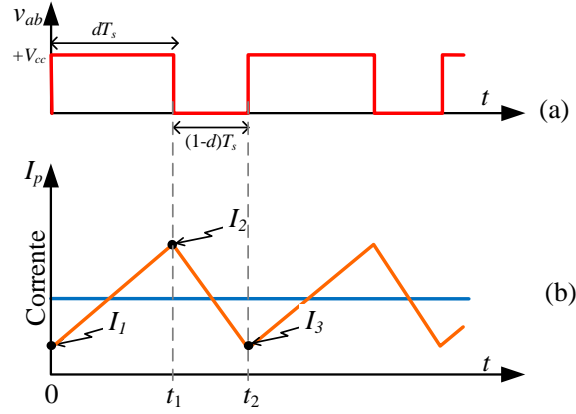


Figura 67: Ondulação de corrente para estratégia PWM unipolar síncrona: (a) tensão nos terminais do conversor (v_{ab}), (b) corrente sintetizada.

obtém-se a corrente I_3 no instante t_2 , onde em operação em regime $I_1 = I_3$:

$$I_1 = \frac{-E}{2R_s} \left(1 - e^{-\frac{R_s}{L_s}(1-d)T_s} \right) + I_2 e^{-\frac{R_s}{L_s}(1-d)T_s}, \quad (\text{B.12})$$

De posse de I_2 e I_1 por meio (B.7) (B.12), respectivamente, e assumindo $E = 0$ pode-se calcular a ondulação de corrente dada por $\Delta I_p = I_2 - I_1$:

$$\Delta I_p = \frac{V_{CC}}{2R_s} \frac{\left(1 - e^{-\frac{R_s T_s d}{L_s}} \right) \left(1 - e^{-\frac{R_s T_s (1-d)}{L_s}} \right)}{1 - e^{-\frac{R_s T_s}{L_s}}} \quad (\text{B.13})$$

Desprezando a resistência do enrolamento em (B.13), obtém-se a expressão para ondulação de corrente utilizando a estratégia PWM unipolar síncrona:

$$\Delta I_p = V_{CC} \frac{d(1-d)T_s}{2L_s}. \quad (\text{B.14})$$

Dado que T_s , V_{CC} e L_s são constantes, a máxima ondulação de corrente é obtida derivando (B.14) em função de d e igualando a zero, resultando no valor de $d = 1/2$ para a máxima ondulação de corrente. A máxima ondulação de corrente é obtida substituindo $d = 1/2$ em (B.14):

$$\Delta I_{p,\text{máximo}} = \frac{V_{CC} T_s}{8L_s}. \quad (\text{B.15})$$

B.3 ONDULAÇÃO DE CORRENTE PARA ESTRATÉGIA PWM UNIPOLAR

A análise da estratégia PWM unipolar síncrona será realizada para duas condições: $I_p > 0$ onde o conversor sintetiza tensão média positiva em v_{ab} (Caso 1) e $I_p < 0$ onde o conversor sintetiza tensão média negativa em v_{ab} (Caso 2), ambas considerando operação em regime permanente.

Caso 1

Na Figura 68(a) e (b) são exibidas as formas de onda da tensão nos terminais v_{ab} e corrente I_p , respectivamente, para a estratégia PWM unipolar para $I_p > 0$.

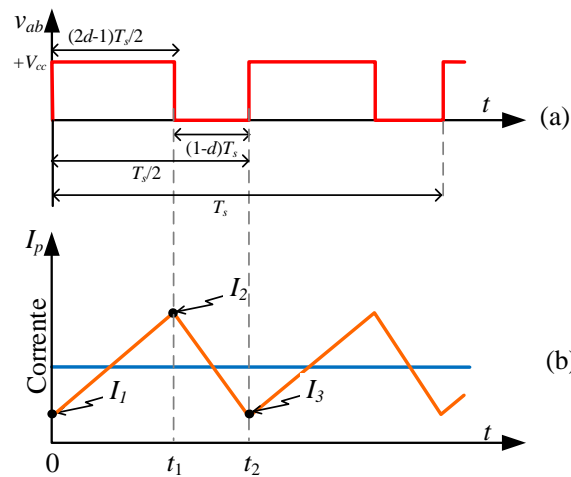


Figura 68: Ondulação de corrente para estratégia PWM unipolar para $I_p > 0$: (a) tensão nos terminais do conversor (v_{ab}), (b) corrente sintetizada.

A corrente durante o intervalo $0 \leq t < t_1$ pode ser obtida por (B.3), onde $t_1 = (2d - 1)T_s/2$. Assim, substituindo t_1 em (B.3):

$$I_{p,1}(t_1) = \frac{V_{CC} - E}{2R_s} \left(1 - e^{-\frac{R_s T_s}{2L_s}(2d-1)} \right) + I_1 e^{-\frac{R_s T_s}{2L_s}(2d-1)}, \quad (\text{B.16})$$

onde $I_{p,1}(t_1) = I_2$ é a equação que descreve a trajetória da corrente durante $0 \leq t < t_1$, tendo como condição inicial a corrente I_1 .

Considerando o intervalo $t_1 \leq t < t_2$, tem-se que a condição inicial para a equação da corrente é dada por I_2 . A tensão aplicada nos terminais do conversor é zero. A partir do circuito da Figura 66(c) é possível obter a expressão no domínio de Laplace:

$$0 = 2R_s I_p(s) + 2sL_s I_p(s) - 2LI_2 + \frac{E}{s}. \quad (\text{B.17})$$

Isolando $I_p(s)$ em (B.17) e aplicando a transformada inversa de Laplace:

$$I_{p,2}(t) = \frac{-E}{2R_s} \left(1 - e^{-\frac{R_s}{L_s}t}\right) + I_2 e^{-\frac{R_s}{L_s}t}. \quad (\text{B.18})$$

Dada a operação em regime permanente $I_1 = I_3 = I_{p,2}(t_2)$, substituindo $t_2 = (1-d)T_s$ em (B.18):

$$I_1 = \frac{-E}{2R_s} \left(1 - e^{-\frac{R_s}{L_s}(1-d)T_s}\right) + I_2 e^{-\frac{R_s}{L_s}(1-d)T_s}. \quad (\text{B.19})$$

De posse de I_2 e I_1 calculados em (B.16) e (B.19), respectivamente, é possível calcular a ondulação de corrente $\Delta I_p = I_2 - I_1$, considerando $E = 0$:

$$\Delta I_p = \frac{V_{CC}}{2R_s} \frac{\left(1 - e^{-\frac{R_s T_s}{2L_s}} - e^{-\frac{R_s T_s}{2L_s}(2d-1)} - e^{-\frac{R_s T_s}{2L_s}(1-d)}\right)}{1 - e^{-\frac{R_s T_s}{2L_s}}} \quad (\text{B.20})$$

Desprezando a resistência do enrolamento em (B.20), chega-se a expressão para ondulação de corrente utilizando a estratégia PWM unipolar:

$$\Delta I_p = V_{CC} T_s \frac{-2d^2 + 3d - 1}{2L_s}. \quad (\text{B.21})$$

A máxima ondulação de corrente é obtida derivando (B.21) em função de d e igualando a zero, resultando no valor de $d = 3/4$ para a máxima ondulação de corrente. Substituindo $d = 3/4$ em (B.21), obtém-se a máxima ondulação de corrente:

$$\Delta I_{p,\text{máximo}} = \frac{V_{CC} T_s}{16L_s}. \quad (\text{B.22})$$

Inicialmente, para esta análise considerando a estratégia PWM unipolar, foi assumido que $I_p > 0$ e que a tensão média sintetizada nos terminais do conversor também é positiva, esta condição é atendida para $1/2 \leq d \leq 1$. Então as equações (B.21) e (B.20) são válidas apenas para este intervalo de d .

Caso 2

Nas Figuras 69(a) e (b) são exibidas as formas de onda da tensão e corrente nos terminais do conversor utilizando a estratégia PWM unipolar para $I_p < 0$ e tensão média sintetizada nos terminais negativa.

Aplicando a mesma metodologia é possível calcular os valores de I_2 e I_1 :

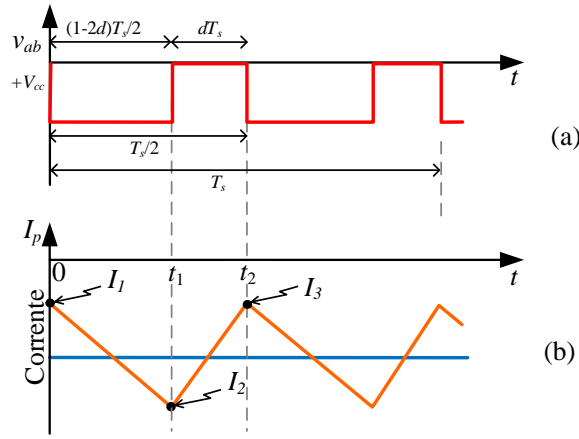


Figura 69: Ondulação de corrente para estratégia PWM unipolar para $I_p < 0$: (a) tensão nos terminais do conversor (v_{ab}), (b) corrente sintetizada.

$$I_2 = \frac{-V_{CC} - E}{2R_s} \left(1 - e^{-\frac{R_s}{2L_s}(1-2d)T_s} \right) + I_1 e^{-\frac{R_s}{2L_s}(1-2d)T_s}, \quad (\text{B.23})$$

$$I_1 = \frac{-E}{2R_s} \left(1 - e^{-\frac{R_s}{L_s}dT_s} \right) + I_2 e^{-\frac{R_s}{L_s}dT_s}. \quad (\text{B.24})$$

Manipulando (B.23) e (B.24) e calculando a ondulação de corrente $\Delta I_p = I_2 - I_1$:

$$\Delta I_p = -\frac{V_{CC}}{2R_s} \frac{\left(1 + e^{-\frac{R_s T_s}{2L_s}} - e^{-\frac{R_s T_s}{L_s}d} - e^{\frac{R_s T_s}{2L_s}(2d-1)} \right)}{1 - e^{-\frac{R_s T_s}{2L_s}}} \quad (\text{B.25})$$

Desprezando o efeito das resistências dos enrolamento ($R \rightarrow 0$):

$$\Delta I_p = V_{CC} T_s \frac{d(2d-1)}{2L_s}. \quad (\text{B.26})$$

As equações (B.25) e (B.26) são válidas apenas para $0 \leq d < 1/2$, ou seja, para tensões médias negativas sintetizadas nos terminais de saída do conversor e consequentemente $I_p < 0$.

Derivando (B.26) em função de d e igualando a zero é possível obter a razão cíclica que causa a maior ondulação de corrente, sendo dada por $d = 1/4$. Substituindo $d = 1/4$ em (B.26) obtém-se (B.22).

APÊNDICE C - DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DAS PLACAS

Os circuitos de condicionamento de sinais e de proteção utilizados neste trabalho e apresentados nas Figuras 70 e 71 foram desenvolvidos por Garcia (2010). Os demais circuitos foram projetados especificamente para este trabalho.

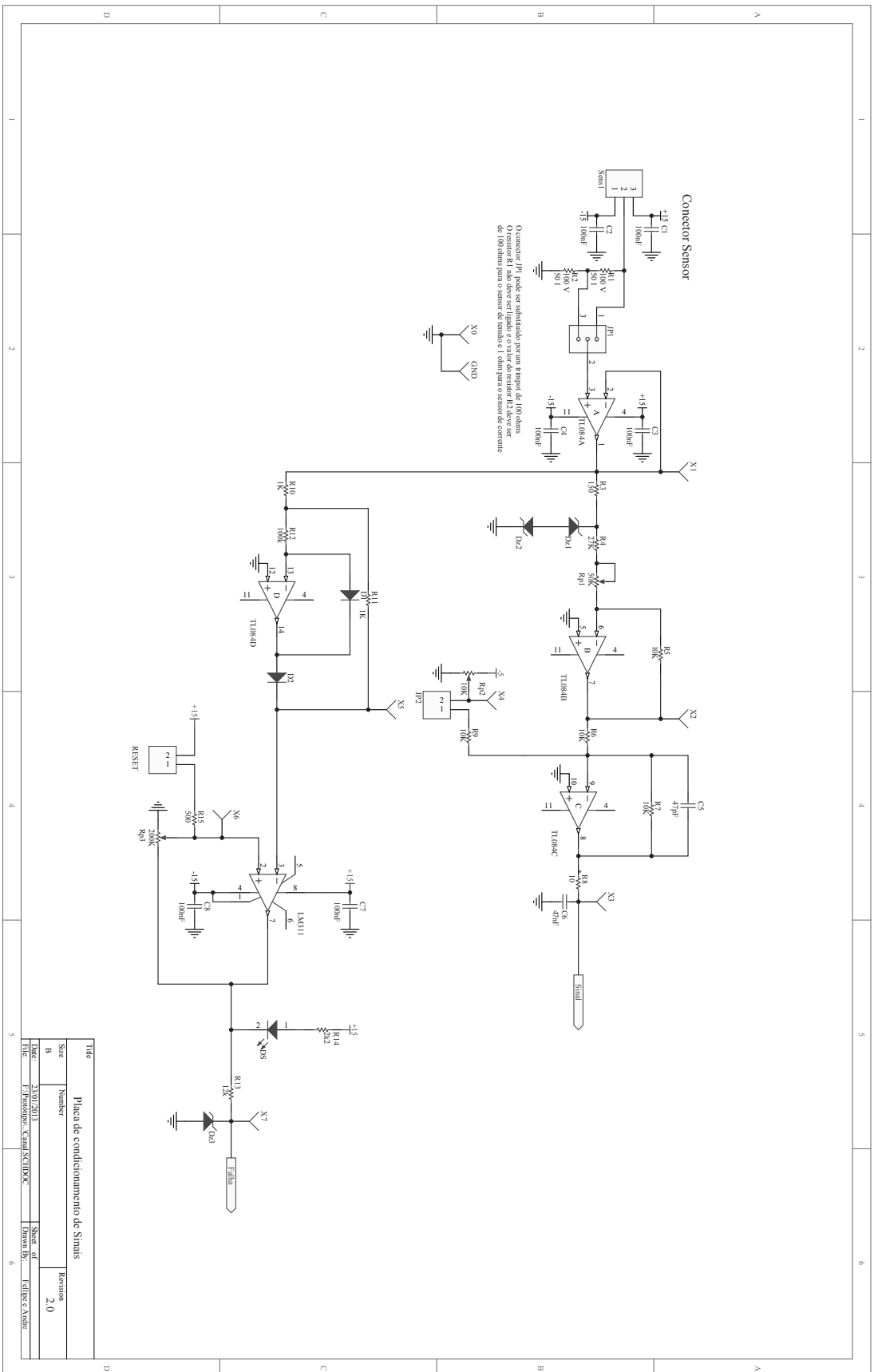


Figura 70: Circuito para condicionamento dos sinais e proteção.

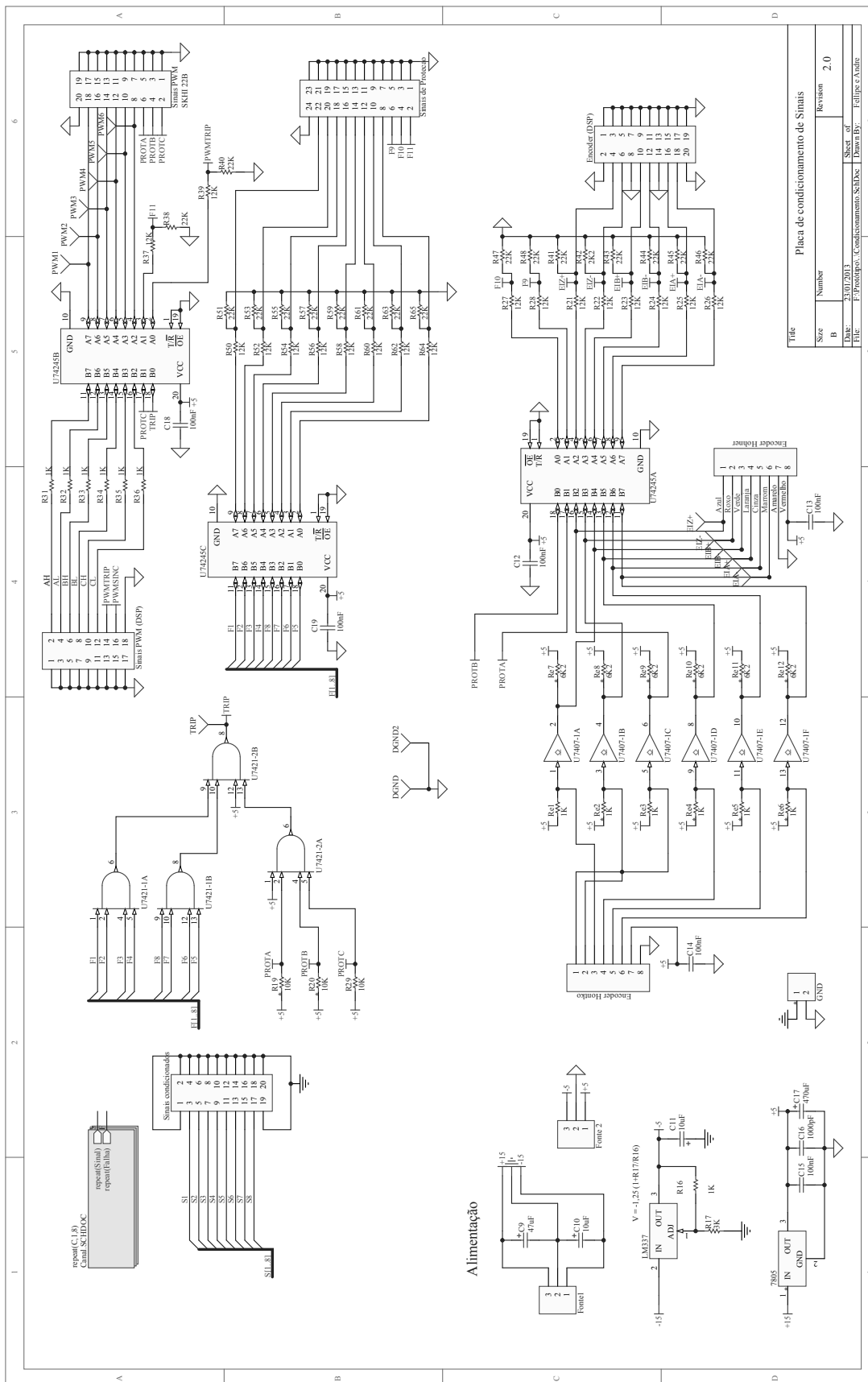


Figura 71: Circuito da placa de condicionamento de sinais.

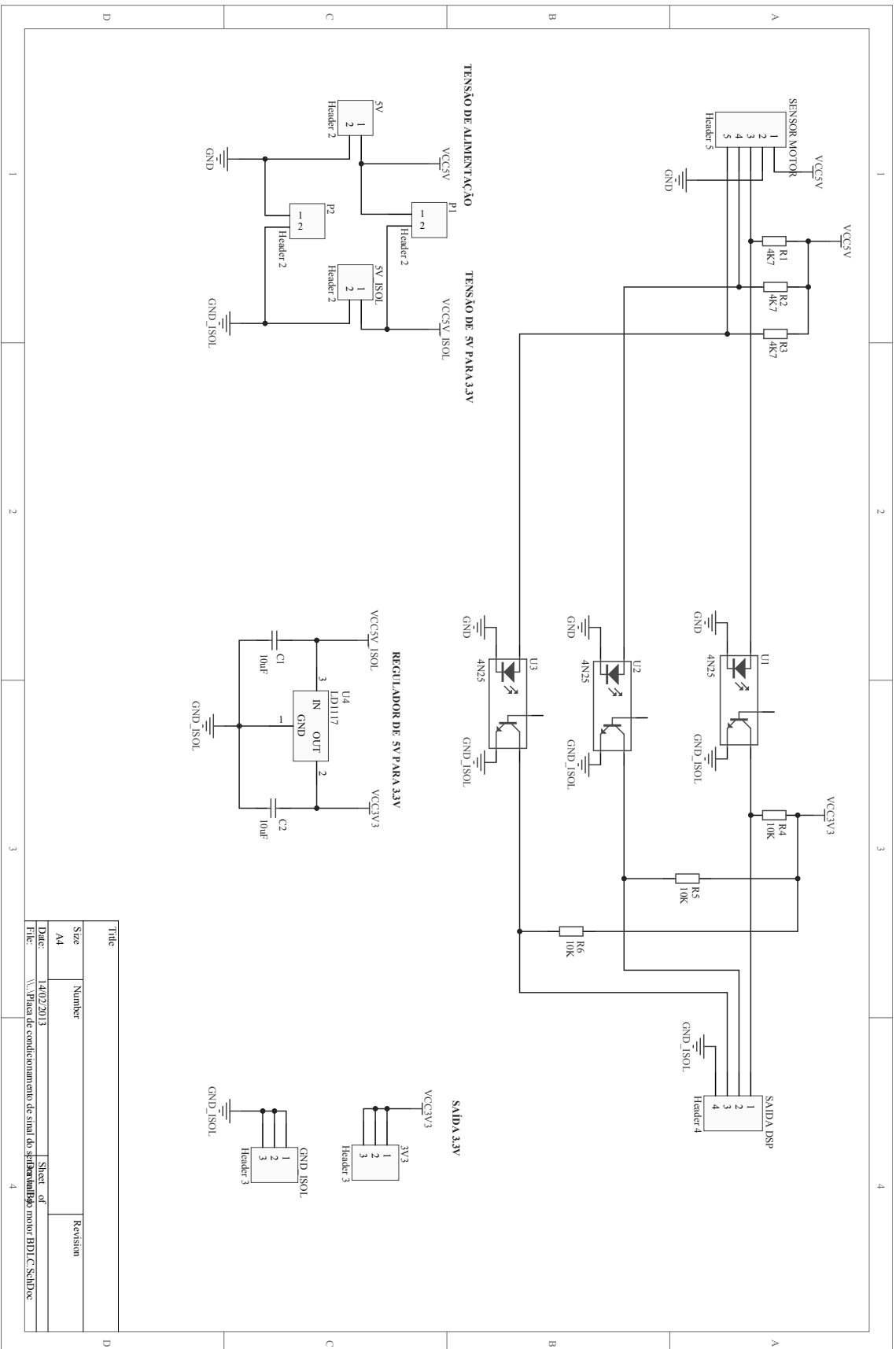


Figura 72: Circuito de condicionamento dos sinais dos sensores Hall de Posição.

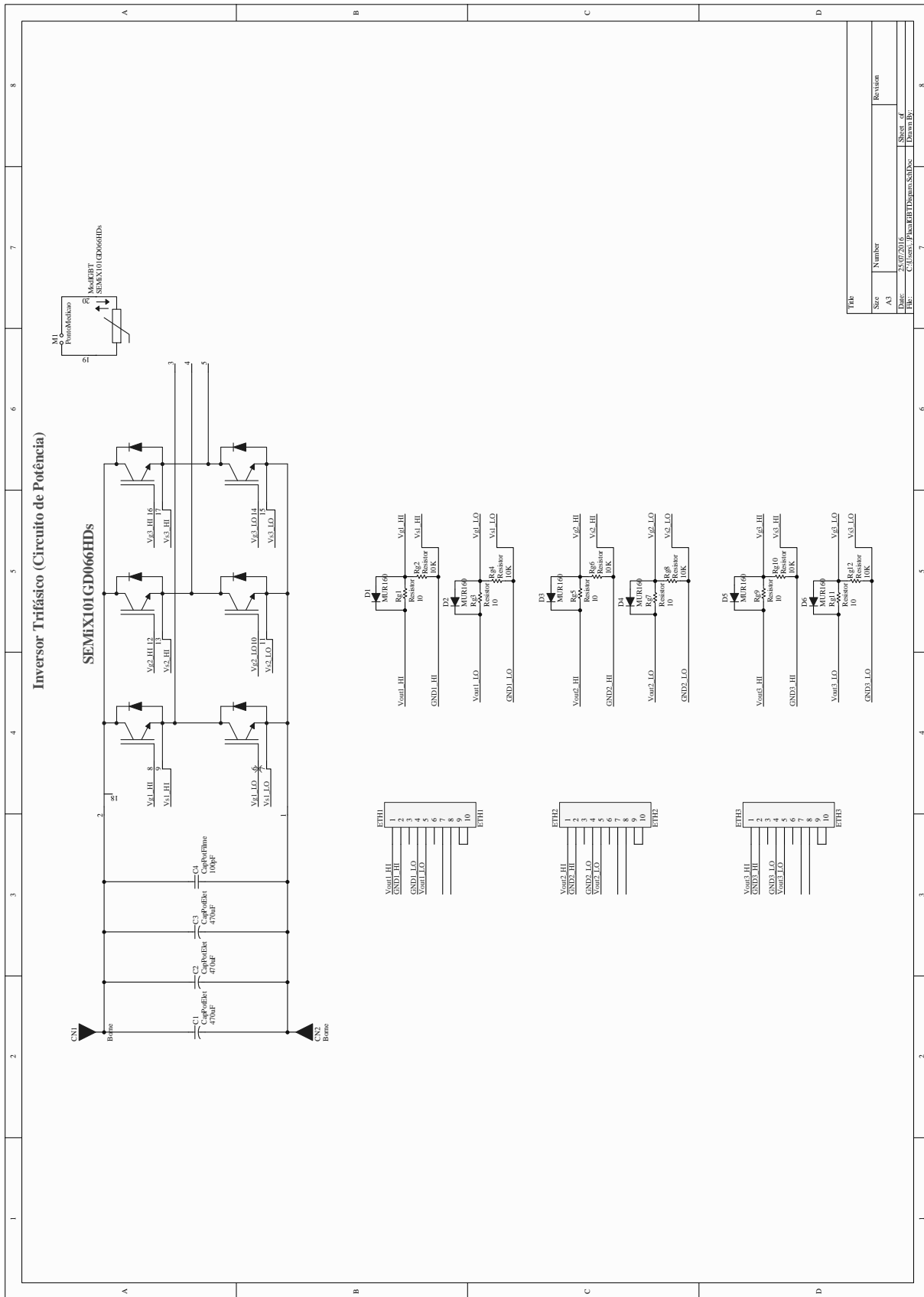


Figura 73: Circuito do inversor trifásico.

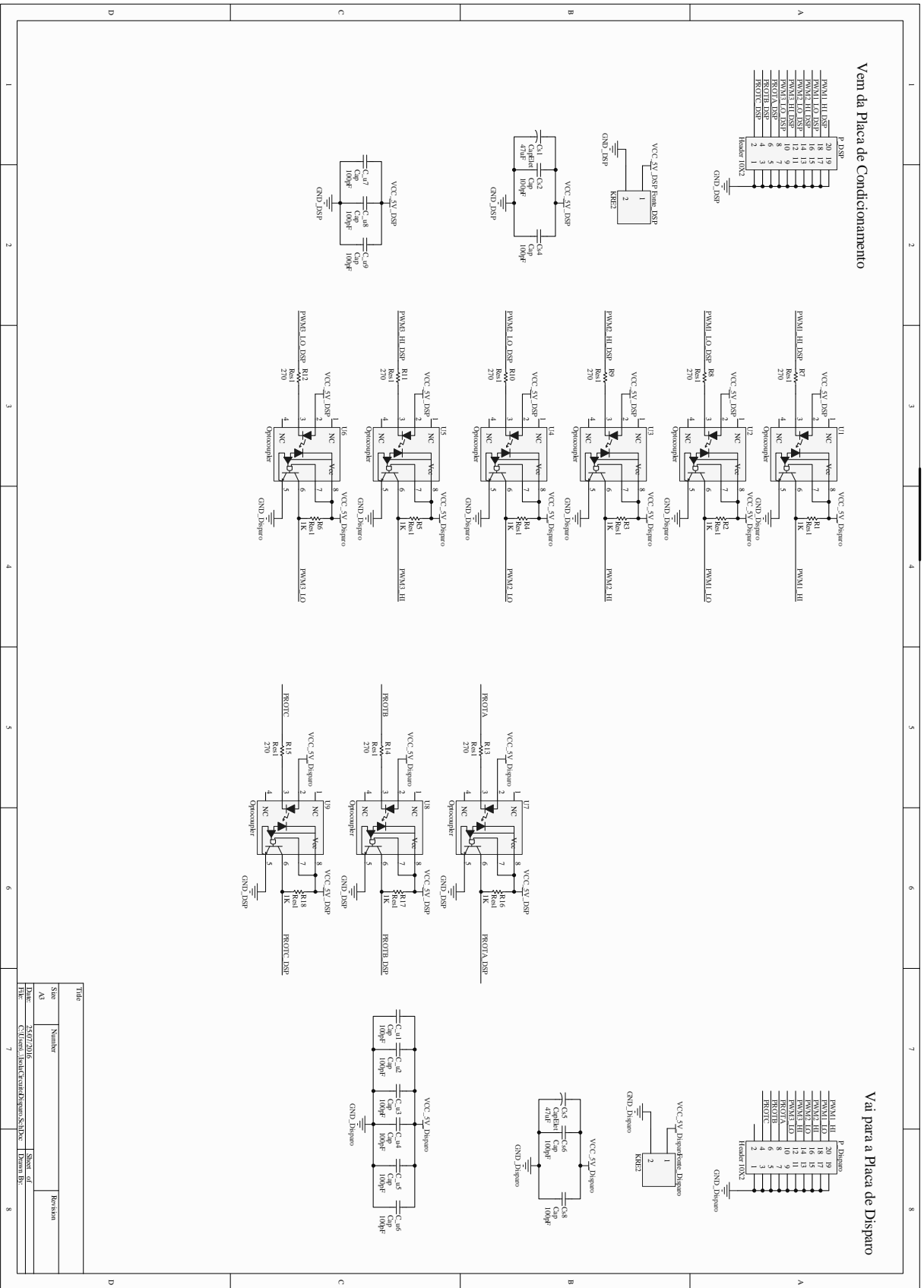


Figura 74: Circuito para isolamento óptica entre a placa de condicionamento e a placa de Interface.

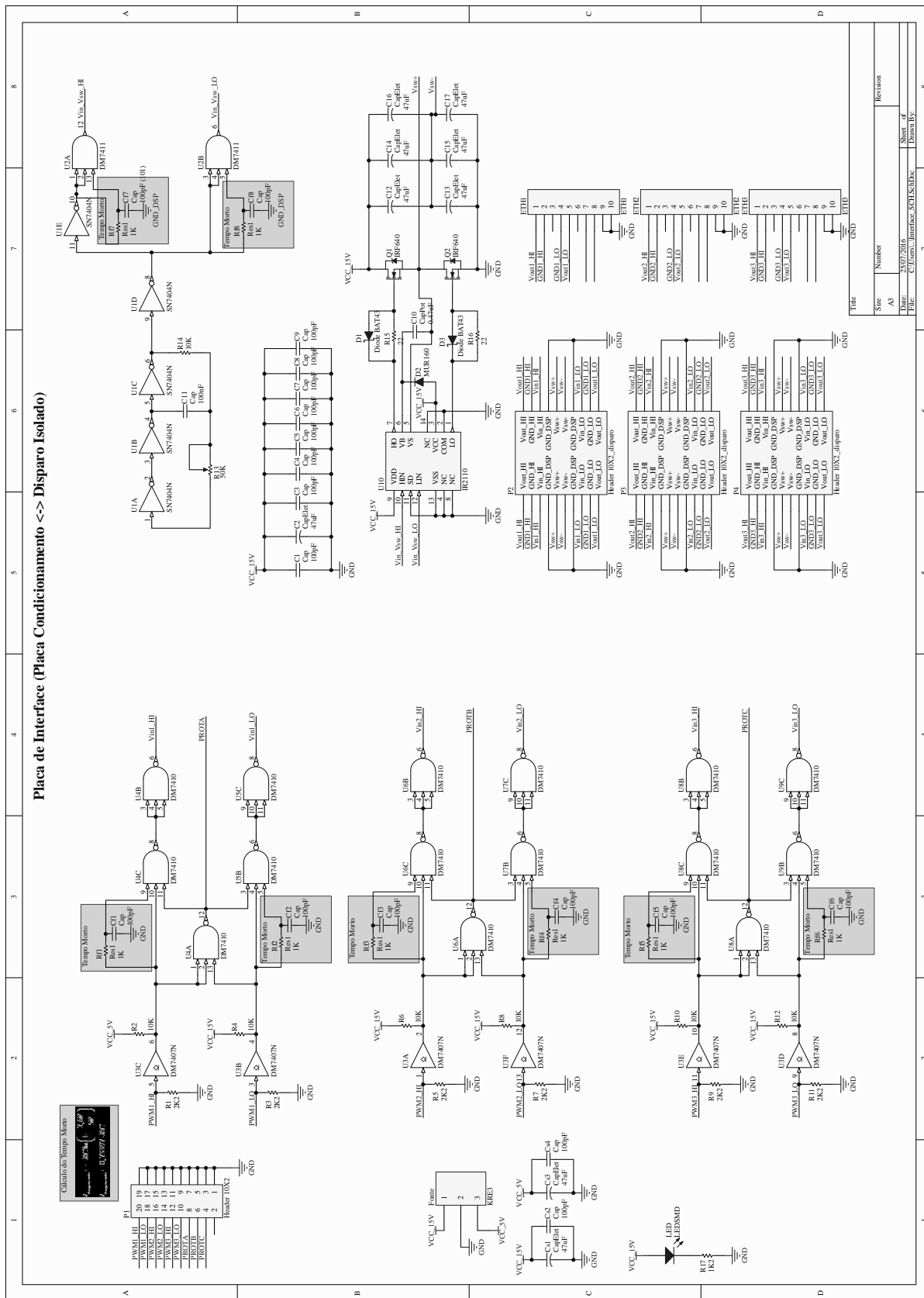


Figura 75: Circuito de interface para o disparo dos interruptores de potência.

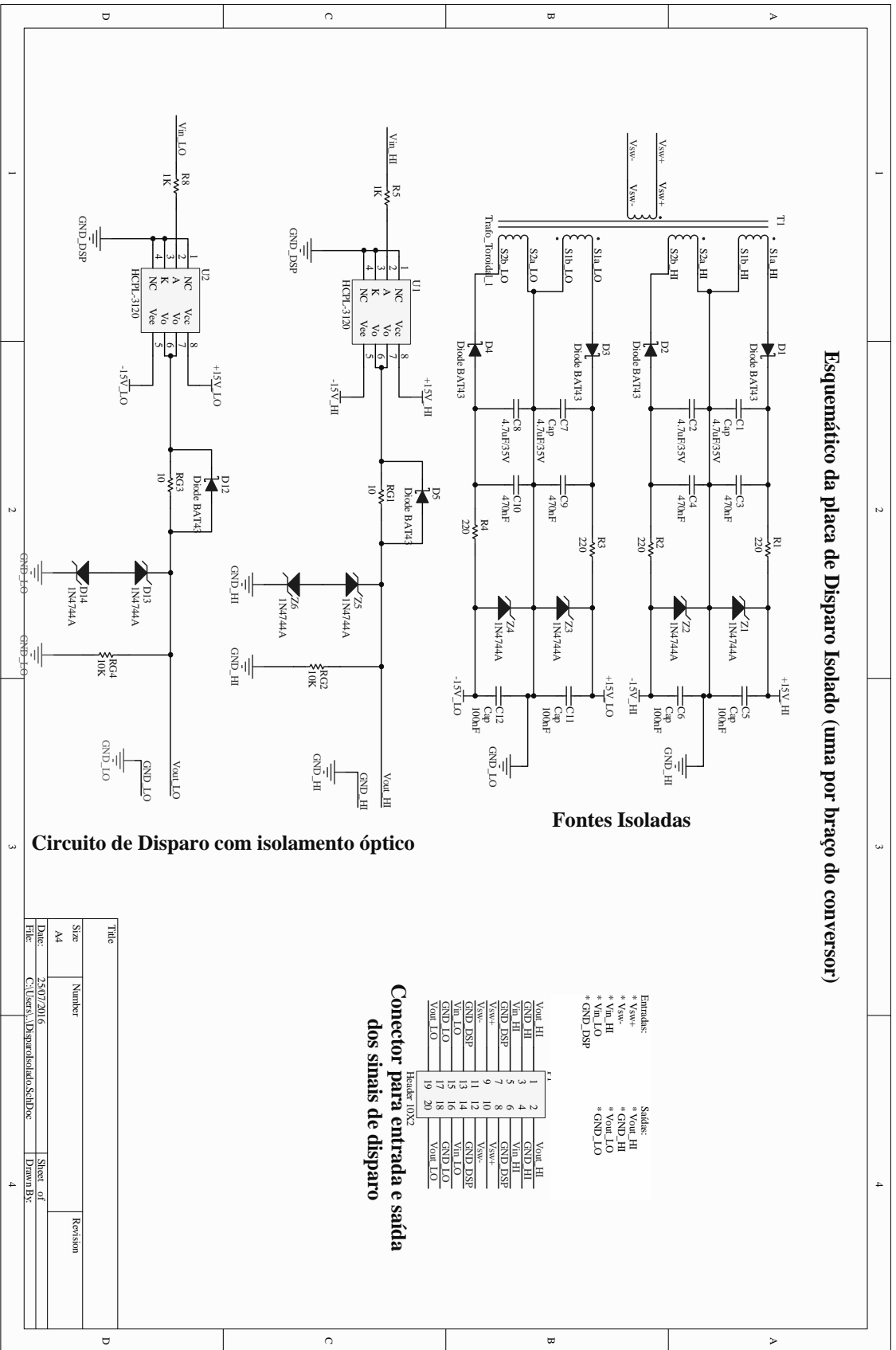


Figura 76: Circuito da placa de disparo isolado dos interruptores de potência.

APÊNDICE D – CARACTERÍSTICAS DO DSC

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

- Máximo ciclo de instrução $6,67\text{ ns}$ (150 MHz);
- Memória Flash *on-chip* $256k \times 16$;
- Memória SARAM $34k \times 16$;
- Memória SRAM de $256k$ bytes *off-chip*;
- 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: CAN, SPI, UART e I2C;
- 16 Canais de 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;
- Alimentação da placa em 5 V ;