

PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM CONTROLADOR DIGITAL PREDITIVO PARA REGULAR AS CORRENTES DE UM MOTOR BLDC

Rodolfo L. Valle^{1,2}, André A. Ferreira¹, Janaína G. de Oliveira¹,
Vinícius F. Montagner³, Pedro G. Barbosa¹

¹Universidade Federal de Juiz de Fora, Juiz de Fora - MG, Brasil

²Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais, Leopoldina - MG, Brasil

³Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria - RS, Brasil

e-mails: rodolfoacerda@leopoldina.cefetmg.br, pedro.gomes@ufjf.edu.br

Resumo — Este artigo apresenta as etapas do projeto e implementação de um controlador digital preditivo para regular as correntes de um motor CC de ímãs permanentes sem escovas (BLDC - *Permanent Magnets Brushless DC Motor*) trifásico à três fios. O projeto e sintonia de controladores lineares, como o PI-SRF (PI no sistema de coordenadas síncrono), é uma tarefa difícil devido às formas de onda não senoidais das FEM internas e das correntes de acionamento dos motores BLDC. A complexidade desta tarefa aumenta quando se considera a faixa de variação de velocidade dos motores usados nos veículos elétricos. Os controladores digitais preditivos têm sido utilizados com sucesso para regular correntes de conversores CC-CC. Será mostrado que pode-se usar um controlador digital preditivo para regular as correntes do sistema de acionamento. Resultados experimentais e de simulação para uma aplicação em 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 em um DSP TMS320F28335 da *Texas Instruments*. Será apresentada uma metodologia para compensar os atrasos dos circuitos de disparo e amostragem, bem como as quedas de tensão do inversor no algoritmo do controlador proposto.

Palavras-chave — Controle Preditivo, Motor BLDC, Veículo Elétrico.

DESIGN AND IMPLEMENTATION OF A DIGITAL PREDICTIVE CONTROLLER TO REGULATE THE CURRENTS OF A BLDC MOTOR

Abstract — This paper presents the design and implementation steps of a digital predictive controller to regulate the currents of a three-phase three-wire Permanent Magnets Brushless Motor DC (BLDC) motor. The trapezoidal EMF and the rectangular waveform of the motor currents difficult the design and the tuning process of linear controllers such as PI-SRF (PI-synchronous reference frame). The complexity of this task increases when the range of variation of the velocity of electric vehicle is considered. Digital predictive controllers are easily implemented in digital signal processors (DSP) and they are successfully used to regulate currents of DC-DC converters. It will be shown that it is possible to design a digital predictive controller to regulate the drive currents. Experimental and simulation results for a 5 kW/48 V three-phase BLDC motor are presented to demonstrate the feasibility of this proposal. The control algorithm of the BLDC motor was implemented in a TMS320F28335 DSP of Texas Instruments. In the proposed algorithm, it will be presented a methodology to compensate the delays of the conditioning and

sampling circuits as well as the voltage drop of the inverter semiconductors.

Keywords — BLDC Motor, Electric Vehicle, Predictive Control.

I. INTRODUÇÃO

Motores de ímãs permanentes sem escovas (PMBL - *Permanent Magnets Brushless Motor*) modernos, com potências variando de alguns watts até centenas de quilowatts, são encontrados em diversos tipos de aplicações residenciais, comerciais e industriais devido a: (i) volume e peso relativos reduzidos; (ii) elevados conjugados nominal e de sobrecarga; (iii) capacidade de operação em ampla faixa de velocidade; (iv) baixo nível de produção de ruído; (v) ausência de circuito de excitação e (vi) capacidade de regeneração de energia [1]–[4].

Construídos com ímãs de elevados campo remanente e força coercitiva, os motores PMBL são classificados como motor síncrono de ímãs permanentes (PMSM - *Permanent Magnets Synchronous Motor*) ou motor CC de ímãs permanentes sem escovas (BLDC - *Permanent Magnets Brushless DC Motor*), em função do perfil senoidal ou trapezoidal da força contra-eletromotriz (FEM) gerada, respectivamente. Contudo, independentemente do perfil da FEM interna, é fundamental conhecer a posição do rotor para acionar corretamente a máquina [1], [2].

Apesar do custo inferior dos motores de indução, os PMBL têm sido a principal escolha para utilização nos sistemas de propulsão de veículos elétricos (VE) e veículos elétricos híbridos (VEH) em consequência das características enumeradas anteriormente [5]–[7].

Diferentes topologias e técnicas de controle de conversores estáticos são usadas para acionar os motores PMBL. Elas variam em função da quantidade de interruptores, ganho de tensão, tipo de conexão dos enrolamentos do motor, etc.

Em [8]–[11] são apresentadas algumas topologias de conversores com um número reduzido de interruptores ativos. Porém nestes exemplos deve-se ter acesso ao terminal comum das bobinas da máquina. Já os motores sem acesso ao terminal *neutro* são acionados por inversores em ponte completa. Neste segundo tipo, a utilização de estruturas integradas simplifica o projeto dos circuitos de disparo e proteção dos semicondutores.

Em [12]–[14] são propostas simplificações em que uma das fases do motor é conectada ao ponto médio dos terminais CC

Artigo submetido em 13/02/2015. Primeira revisão em 20/05/2015. Segunda revisão em 02/06/2015. Aceito para publicação em 02/06/2015, por recomendação do Editor Cassiano Rech.

do inversor. Esta modificação reduz o número de interruptores ativos do inversor, porém apresenta a desvantagem de usar tensão CC mais elevada no barramento. O conjugado eletromagnético desenvolvido também fica comprometido para o motor operando abaixo da velocidade nominal.

Diferentemente dos motores PMSM, os motores BLDC são acionados por correntes retangulares em consequência da forma de onda trapezoidal da FEM interna. Em [15]–[18] são descritas diferentes técnicas de controle de corrente aplicadas ao acionamento dos motores BLDC.

O controle por histerese é de fácil implementação e geralmente é projetado de maneira independente para cada fase. No entanto, ele apresenta um elevado *ripple* em regime permanente e uma frequência de operação variável [15], [16].

Controladores PI no sistema de coordenadas síncrono apresentam erros de magnitude e fase devido as componentes de alta frequência das correntes retangulares de acionamento. Em [17] é usado um controlador PI com múltiplos integradores para corrigir essa limitação. Contudo o esforço computacional do controlador aumenta proporcionalmente com o número de componentes harmônicas compensadas.

O controle por modos deslizantes é de simples implementação, boa precisão e tempo de resposta bastante reduzido, porém pode apresentar elevado grau de dificuldade na modelagem, presença de *chattering*, além de elevada taxa de amostragem [18].

Este trabalho propõe a aplicação do controlador digital preditivo na malha de corrente de um motor BLDC trifásico a três fios acionado por um inversor trifásico. Este motor será usado na propulsão de um veículo elétrico de pequeno porte, um *Kart-Cross* elétrico [19]. O interesse no desenvolvimento de controladores digitais pode ser explicado pela redução dos custos do processador digital de sinais (DSP). Para simplificação do algoritmo de controle é aplicada uma transformação sobre as correntes trifásicas possibilitando controlar somente a amplitude da corrente retangular do motor. Resultados experimentais e de simulação são apresentados para validar o algoritmo de controle. Por fim, um ciclo de condução veicular é emulado para demonstrar o desempenho do sistema de controle projetado.

II. FUNDAMENTOS DO CONTROLADOR DIGITAL PREDITIVO DE CORRENTE

O princípio de funcionamento do controlador digital preditivo de corrente é simples e será explicado usando o circuito do conversor CC-CC em ponte completa da Figura 1. 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. Por simplicidade, os interruptores semicondutores do conversor foram desenhados como ideais.

O controlador digital preditivo pode ser visto como um caso discreto do controlador por realimentação de estados no qual os polos da planta compensada são alocados na origem do círculo unitário no plano complexo z [20]. Nas Figuras 2 (a), (b) e (c) são mostradas as formas de onda da tensão de controle, corrente de saída e sinal PWM dos interruptores do conversor, respectivamente.

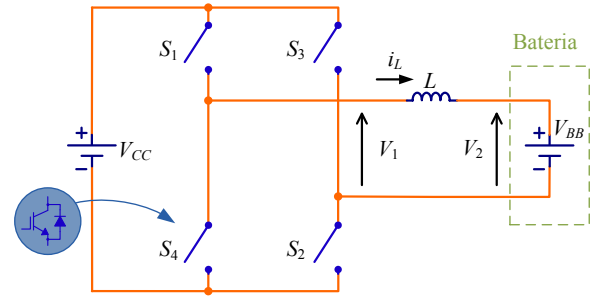


Fig. 1. Conversor CC-CC em ponte completa alimentando uma carga tipo tensão constante.

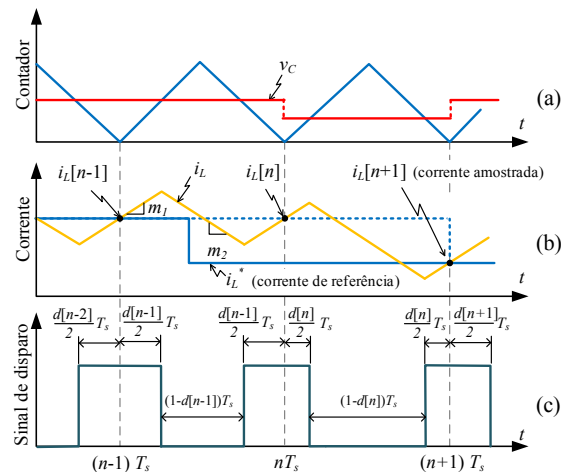


Fig. 2. Formas de onda do controle preditivo de corrente: (a) contador de sincronização da amostragem/PWM e tensão de controle; (b) corrente real e amostrada do indutor; (c) sinal PWM.

Na Figura 2 a corrente de referência i_L^* é variada em degrau antes do instante nT_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 indutor são amostradas sempre que a forma de onda do contador crescente/decrecente atinge o valor zero.

Assumindo uma estratégia de comutação bipolar, e ainda que $i_L > 0$, pode-se escrever a seguinte equação às diferenças para o conversor da Figura 1 [20], [21]:

$$i_L[n+1] = i_L[n] + m_1 d[n] T_s + m_2 (1-d[n]) T_s \quad (1)$$

onde $i_L[n+1]$ e $i_L[n]$ são as correntes pelo indutor de interface, amostradas nos instantes $(n+1)T_s$ e nT_s , respectivamente; m_1 e m_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; $d[n]$ é a razão cíclica durante o período nT_s e L é a indutância do filtro do conversor. Sendo:

$$m_1 = \frac{V_1[n] - V_2[n]}{L} = \frac{+V_{CC} - V_{BB}}{L} \quad (2)$$

e

$$m_2 = \frac{V_1[n] - V_2[n]}{L} = \frac{-V_{CC} - V_{BB}}{L}. \quad (3)$$

Usando (2) e (3), e fazendo $i_L[n+1] = i_L^*$, pode-se reescrever (1) isolando $d[n]$:

$$d[n] = \frac{1}{2} + \frac{L f_s}{2V_{CC}} (i_L^* - i_L[n]) + \frac{V_{BB}}{2V_{CC}} \quad (4)$$

onde i_L^* é a corrente de referência que o conversor deve rastrear nos terminais de saída e $f_s = 1/T_s$ é a frequência de amostragem do controlador digital preditivo.

A análise de (4) mostra que a razão cíclica $d[n]$ é calculada no instante nT_s de maneira que a corrente i_L seja igual a corrente de referência i_L^* em $(n+1)T_s$. Assim, a ação de controle (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 (4).

Além disso, o fato de usar uma frequência de amostragem igual a frequência de comutação do conversor possibilita obter o valor médio da corrente chaveada sintetizada sem a necessidade do uso de filtros passivos [20]. Maiores detalhes a respeito da implementação do controlador digital preditivo podem ser obtidos em [22].

Nas seções seguintes será discutido como esta técnica de controle pode ser aplicada para regular as correntes de um motor BLDC.

III. O ACIONAMENTO DO MOTOR BLDC

Na Figura 3 é mostrado o diagrama esquemático de um motor BLDC acionado por um inversor fonte de tensão (VSI - Voltage Source Inverter) trifásico composto por seis interruptores. Nesta figura R_s e L_s representam as resistências e indutâncias dos enrolamentos do estator, respectivamente. Novamente aqui, para simplificar o desenho, os interruptores semicondutores do conversor foram representados como ideais.

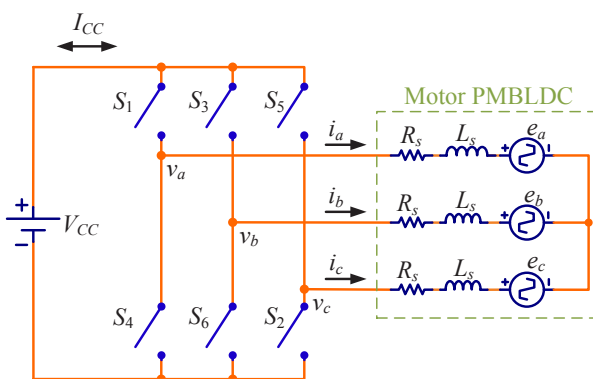


Fig. 3. Diagrama esquemático simplificado do sistema de acionamento de um motor BLDC.

Conforme mencionado anteriormente, a distribuição retangular do fluxo magnético no entreferro e os enrolamentos concentrados do estator são responsáveis

pela FEM trapezoidal dos motores BLDC. Desse modo, para produzir um conjugado eletromagnético constante, esses motores são alimentados com correntes retangulares, com dois intervalos de corrente nula por ciclo fundamental, conforme ilustrado na Figura 4. Essa característica simplifica a precisão dos sensores de posição usados nesse tipo de motor já que eles deverão identificar apenas seis posições discretas do rotor.

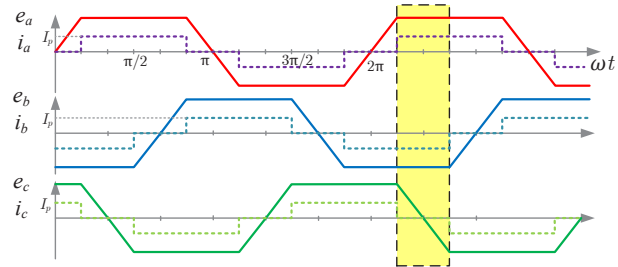


Fig. 4. Formas de onda das FEM (linha cheia) e das correntes (linha tracejada) do BLDC.

Duas estratégias básicas são usadas para controlar as correntes dos motores BLDC [23]. Na primeira, as correntes de duas fases do motor são medidas, sendo a corrente da terceira fase obtida pela soma, com sinal invertido, das correntes das outras duas. As correntes medidas são então comparadas com sinais de referência gerados pelo sistema de acionamento. Diferentes tipos de controladores são usados para garantir que as correntes de referência sejam rastreadas com pequenos erros de amplitude e fase [24]. O maior desafio neste caso é garantir uma boa resposta do controlador para uma ampla faixa de variação de velocidade da máquina.

Na segunda estratégia, como a cada 60° do ciclo de acionamento somente duas fases do motor conduzem correntes não nulas, ao invés de controlar a corrente de cada fase, controla-se a amplitude da corrente retangular que o inversor deve sintetizar. Da Figura 4 tem-se que as correntes em duas fases possuem sinais opostos, enquanto a corrente da terceira fase tem valor nulo. Assim, a cada instante de tempo, pode-se calcular a amplitude da corrente retangular através da relação,

$$I_p = \frac{1}{2} (|i_a| + |i_b| + |i_c|). \quad (5)$$

onde I_p é a amplitude da onda retangular de corrente sintetizada pelo inversor.

Além de usar somente um controlador para regular as correntes do motor BLDC, esta segunda técnica apresenta a vantagem de facilitar o projeto do controlador de corrente já que sua frequência de corte não é afetada quando o motor é acionado com velocidade variável, sendo esta a técnica utilizada neste trabalho [23].

IV. REGULAÇÃO DAS CORRENTES DO MOTOR BLDC

Na Seção II foi apresentado o princípio de funcionamento de um controlador digital preditivo que usa as tensões nos

terminais do conversor CC-CC e da carga, bem como a corrente no indutor de filtro, medidas no período atual, para determinar a razão cíclica do conversor de maneira que na próxima amostragem a corrente sintetizada seja igual a corrente de referência [20], [21].

Da observação das formas de onda da Figura 4 tem-se que somente duas fases do inversor conduzem correntes não nulas a cada 60° do ciclo de acionamento do motor BLDC. Assim, além de identificar a posição do rotor, o sinal do sensor de posição pode ser usado para indicar quais os braços do inversor estarão ativos naquele intervalo de tempo.

Nas Figuras 5 (a) e (b) estão destacados os braços ativos do inversor referentes ao período indicado pelo retângulo sombreado da Figura 4. Observe que durante esse intervalo somente flui corrente nas fases “a” e “b” do motor, ficando a fase “c” em repouso.

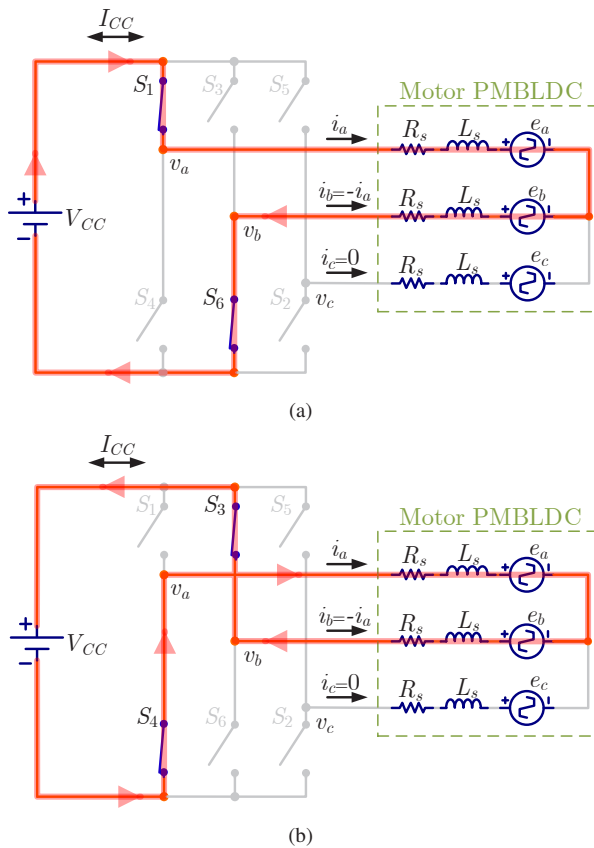


Fig. 5. Etapas ativas do inversor do motor BLDC para correntes fluindo entre as fases “a” e “b”: (a) S_1 e S_6 , (b) S_3 e S_4 .

A comparação da Figura 1 com as topologias mostradas nas Figuras 5 (a) e (b) permite concluir que, com algumas adaptações, pode-se usar a mesma estratégia de controle descrita na Seção II para regular as correntes de acionamento do motor BLDC.

Assim sendo, desprezando o efeito da resistência do enrolamento do motor ($R_s \ll 2\pi f_s L_s$), pode-se recalculer (2) e (3) para os circuitos equivalentes da Figura 5 fazendo $L = 2L_s$ e $V_{BB} = E$, sendo E a FEM de linha. De posse das novas relações m_1 e m_2 pode-se usar (4) para controlar a razão cíclica dos braços ativos do inversor de maneira a regular as correntes de acionamento do motor BLDC.

Na prática porém, nas aplicações com frequências de comutação elevadas, nem sempre é possível amostrar, calcular e atuar instantaneamente conforme (4) e mostrado na Figura 2. Assim, para que a metodologia descrita na Seção II seja possível de implementar, pode-se aplicar (4) em dois períodos consecutivos de amostragem resultando na seguinte ação de controle:

$$d[n] = 1 - d[n-1] + \frac{L_s f_s}{V_{CC}} (i_{L_s}^* - i_{L_s}[n-1]) + \frac{E}{V_{CC}} \quad (6)$$

onde $i_{L_s}^* = I_p^*$ é o valor da corrente de referência do motor, $i_{L_s}[n-1] = I_p[n-1]$ é o valor da corrente amostrada no instante $(n-1)T_s$ e $d[n-1]$ é a razão cíclica no período compreendido entre $(n-1)T_s$ e nT_s .

Desse modo, usando (6) pode-se determinar a razão cíclica para o inversor no instante nT_s de maneira que a diferença entre as correntes de referência e pelas fases ativas do motor ($i_{L_s}^* - i_{L_s}[n-1]$) seja zerada em dois períodos de amostragem. Note que a tensão E usada em (6) representa a FEM gerada internamente no motor BLDC e cuja amplitude depende da velocidade de acionamento da máquina.

Na Figura 6 é mostrado o diagrama de blocos do sistema de controle das correntes do motor BLDC. A razão cíclica é calculada e associada a comutação dos interruptores em função da posição do rotor. A velocidade angular do rotor é estimada por um algoritmo que usa os sinais de três sensores Hall de posição [17]. Da observação da Figura 4 tem-se que a FEM interna é constante nas duas fases do motor cujas correntes não são nulas, sendo seu valor calculado multiplicando a velocidade do rotor por uma constante k_v .

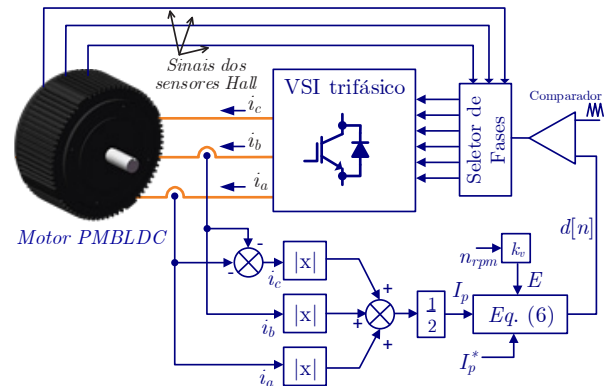


Fig. 6. Diagrama de blocos do sistema de controle proposto para regular as correntes do motor BLDC.

V. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

O sistema de acionamento do motor BLDC da Figura 6 foi implementado no programa PSIM para verificar a viabilidade da estratégia de controle proposta.

Os parâmetros do motor foram ajustados iguais a $R_s = 6,2 \text{ m}\Omega$, $L_s = 14,8 \text{ }\mu\text{H}$ e $k_v = 0,0125 \text{ V/rpm}$. O inversor trifásico foi assumido ideal e com frequência de comutação de 75 kHz , sendo alimentado por uma fonte CC de 48 V . O

controlador digital preditivo foi implementado digitalmente no PSIM sendo seus ganhos calculados de acordo com (6).

Na Figura 7 são mostradas as formas de onda das correntes nas três fases do motor BLDC. Em $t = 0,25$ s é aplicada uma variação em degrau de 15 A para 30 A na amplitude da corrente de referência do motor. Observe que as correntes das fases “a” e “b” rastreiam o novo sinal de referência enquanto a corrente da fase “c” se mantém nula já que o braço correspondente do inversor é bloqueado durante este intervalo. Nas Figuras 8 (a) e (b) são mostrados detalhes das correntes das fases “a” e “b” no instante da aplicação do degrau no sinal de referência, respectivamente, enquanto que os interruptores da fase “c” permanecem bloqueados. Note que a corrente atinge o novo valor após dois períodos de amostragem ($26,67 \mu\text{s}$). Na Figura 8(c) é mostrada a razão cíclica calculada pelo controlador digital cuja lei de controle é dada em (6).

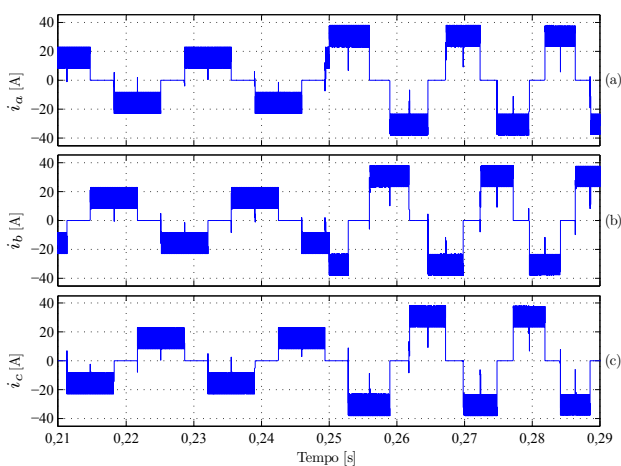


Fig. 7. Correntes do motor BLDC para um degrau de 15 A para 30 A aplicado na amplitude da corrente de referência em $t = 0,25$ s: (a) fase “a”, (b) fase “b”, (c) fase “c”

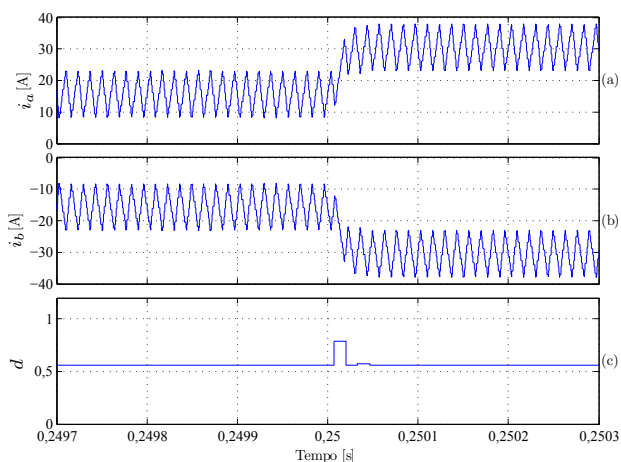


Fig. 8. Detalhes no instante de aplicação do degrau na corrente de referência: (a) fase “a”, (b) fase “b” e (c) razão cíclica calculada pelo controlador digital preditivo.

O modelo digital utilizado na simulação pode ser usado para investigar a robustez do controlador proposto frente a variações dos parâmetros do motor. Nas Figuras 9 (a) e (b)

são mostrados dois detalhes da corrente da fase “a”, para a mesma condição anterior, porém supondo um erro de $\pm 25\%$ no valor de L_s usado em (6). Como esse parâmetro é a própria indutância do enrolamento da máquina não se pode garantir que eles serão iguais devido a diferenças no circuito magnético e elétrico de cada fase.

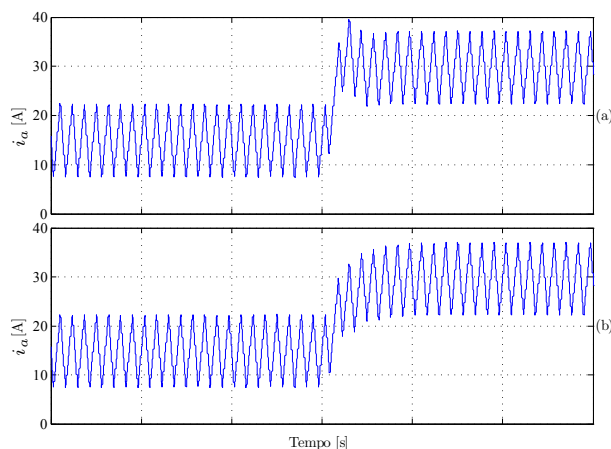


Fig. 9. Detalhes da corrente de referência da fase “a” para uma variação de $\pm 25\%$ da indutância estimada: (a) $L_s = 18,5 \mu\text{H}$ e (b) $L_s = 11,1 \mu\text{H}$.

A análise das duas curvas da Figura 9 mostra que a corrente demora mais do que dois ciclos de amostragem para rastrear o sinal de referência porém o erro de regime permanente é nulo. Enquanto que a corrente na Figura 9 (a) apresenta um comportamento subamortecido, na Figura 9 (b) pode-se observar um comportamento superamortecido para a corrente. Esse efeito pode ser explicado pelo fato dos polos da planta compensada não ficarem alocados no zero do plano complexo z [22].

Um segundo parâmetro importante na síntese do controlador digital preditivo é a tensão E . Essa tensão é obtida indiretamente multiplicando a velocidade angular do rotor por uma constante k_v , fornecida pelo fabricante ou obtida através de ensaios. Erros de medição na FEM interna da máquina provocarão desvios entre a corrente de referência e a corrente sintetizada pelo inversor, gerando erro em regime permanente. Estes erros podem ser minimizados usando algoritmos precisos para a detecção da posição e medição da velocidade do rotor [17].

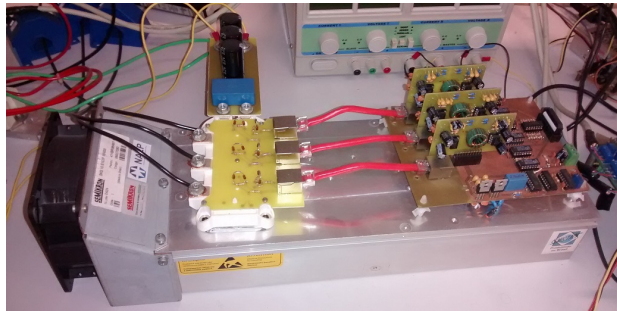
VI. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Na Figura 10 são mostradas duas fotografias da bancada experimental usada para validar os estudos teóricos e resultados simulados apresentados. O motor BLDC utilizado foi o HPM05K-4Q-PZ fabricado pela Golden Motor, cujos parâmetros principais são dados na Tabela I. O inversor trifásico foi construído com o módulo SEMiX101GD066HDS da Semikron®. O inversor será embarcado no Kart-Cross elétrico sendo alimentado por uma bateria de íons de lítio de 48 V/ 100Ah [19].

Todo o algoritmo do controlador digital preditivo bem como do sistema de detecção da posição e velocidade do rotor, que é baseado na medição dos sinais de três



(a)



(b)

Fig. 10. Fotografia da banca experimental: (a) conjunto motor-carga (gerador CC), (b) inversor trifásico e circuito de disparo.

TABELA I
Características do Motor BLDC Utilizado

Parâmetro	Valor
Potência nominal	5 kW
Tensão nominal	48 V
Corrente nominal	100 A
Eficiência máxima	89,1%
Resistência por fase	6,2 mΩ
Indutância por fase	14,8 μH
k_v	0,0125 V/rpm
Número de polos	8
Massa	11 kg
Conjugado máximo	13,92 Nm
Velocidade nominal	3532 rpm

sensores de efeito *Hall*, foram implementados em um DSP TMS320F28335 da Texas Instruments.

Na implementação experimental do controlador digital preditivo foram compensadas as quedas de tensão e atrasos dos circuitos de amostragem e de disparo do inversor, para garantir o desempenho desejado do controlador preditivo. A compensação desses parâmetros é mais crítica para o inversor operando com frequências de comutação e amostragem mais elevadas. Pela metodologia apresentada no Apêndice, após a compensação dos parâmetros do inversor, a nova lei de controle preditiva passa a ser dada por:

$$d[n] = 1 - d[n-1] + \frac{L_s f_s}{V_{CC}} (i_{L_s}^* - i_{L_s}[n-1]) + \left(\frac{E}{V_{CC}} \right) - \frac{1}{2} \left(1 - \frac{E}{V_{CC}} \right) (T_D + T_L) f_s + 2T_M f_s + \left(\frac{2V_G}{V_{CC}} \right) \quad (7)$$

em que T_M , T_L e T_D são o tempo morto dos interruptores, o tempo de atraso na amostragem e o tempo de atraso no

circuito de disparo, respectivamente, e V_G é a queda de tensão nos interruptores. Os valores destes parâmetros para o inversor foram obtidos experimentalmente e são listados na Tabela II.

TABELA II
Parâmetros Compensados do Inversor

Parâmetro	Valor
Tempo morto (T_M)	600 ns
Atraso da amostragem (T_L)	1,5 μs
Atraso do disparo (T_D)	700 ns
Queda de tensão nos interruptores (V_G)	1,2 V

A. Escolha da Frequência de Comutação

As Figuras 11 (a), (b) e (c) mostram as formas de onda da corrente da fase “a” do motor para o inversor comutado com uma frequência de 20 kHz, 40 kHz e 75 kHz, respectivamente. As correntes de referência nas três condições anteriores foram de 15 A. Considerando que o sistema de acionamento (motor e inversor) deverá ficar embarcado em um veículo elétrico de pequeno porte, sem espaço para inclusão de filtros passivos, a frequência de comutação foi escolhida a mais alta possível para garantir uma menor ondulação da corrente.

B. Degrau na Referência de Corrente

Na Figura 12 são mostradas as formas de onda das correntes nas três fases do motor BLDC quando aplica-se um degrau na corrente de referência de 15 A para 30 A. Nota-se que a corrente apresenta um comportamento semelhante ao mostrado na Figura 7 para o sistema simulado.

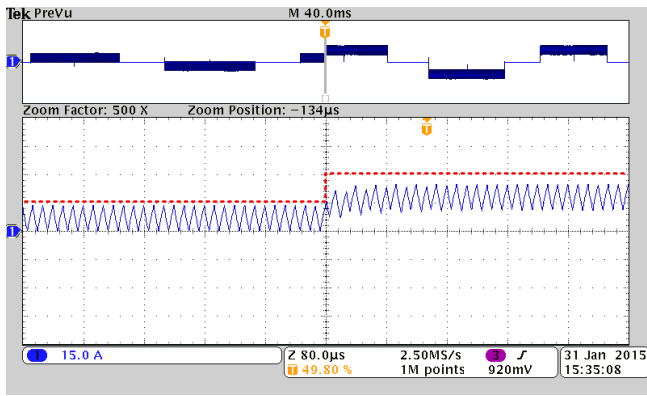
Na Figura 13 são mostradas as formas de onda das FEM de linha trifásicas para o motor acionado com uma velocidade de 1000 rpm.

C. Compensação de Parâmetros

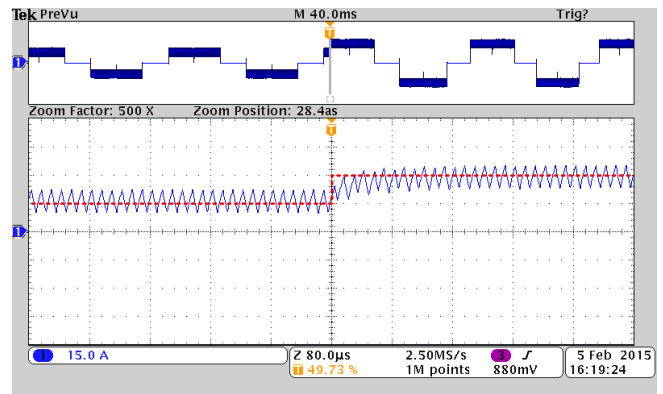
Nas Figuras 14 (a) e (b) são mostrados dois detalhes das formas de onda da corrente da fase “a”, e do sinal de referência (linha tracejada), para o controlador digital preditivo implementado de acordo com (6) e (7), respectivamente. Observe que a compensação dos parâmetros do inversor garante que o controlador preditivo rastreie a corrente de referência sem erro de regime permanente. Da análise da forma de onda da corrente da Figura 14 (b) pode-se concluir que o valor da indutância L_s usado no projeto do controlador digital preditivo, e fornecido pelo fabricante, é levemente inferior ao valor real da indutância do motor BLDC.

D. Ciclo de Condução

Finalmente, para verificar o desempenho do controlador preditivo no ciclo de condução europeu (ECE-15) [25], foi implementada uma malha externa de controle de velocidade. 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.s do regulador PI de velocidade foram obtidos usando o primeiro método de Ziegler–Nichols [26]. Na Figura 15 são mostradas as formas de onda da velocidade de

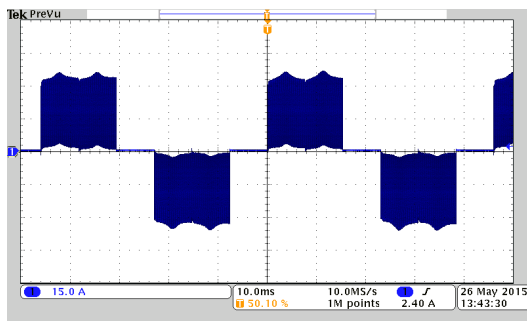


(a)

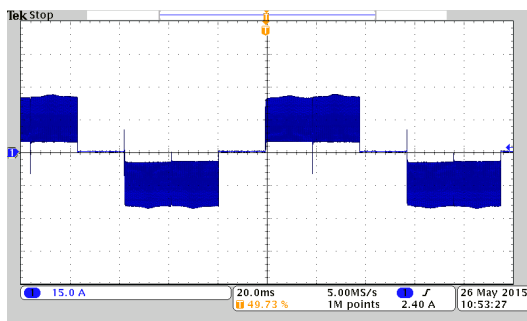


(b)

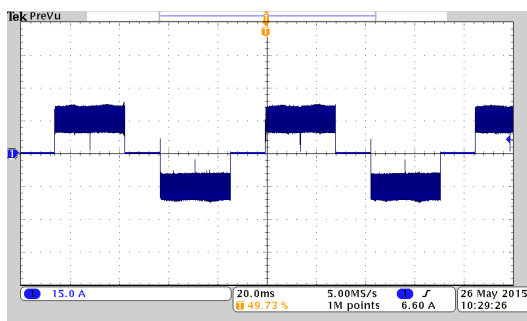
Fig. 14. Detalhe da corrente da fase “a” para um degrau na referência de corrente de 15 A para 30 A: (a) controlador preditivo sem a compensação de parâmetros do inversor (6), (b) controlador preditivo com compensação de parâmetros do inversor (7).



(a)



(b)



(c)

Fig. 11. Forma de onda da corrente na fase “a” utilizando o controlador preditivo com frequência de comutação de: (a) 20 kHz, (b) 40 kHz e (c) 75 kHz.

referência e da velocidade do motor, bem como a corrente da fase “a”. Este ciclo é comumente utilizado para verificar o

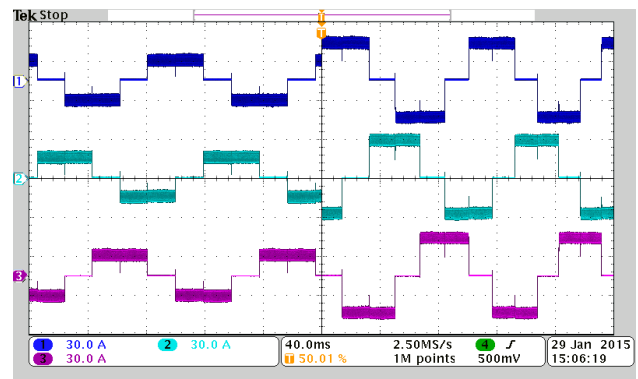


Fig. 12. Formas de onda das correntes nas três fases do motor BLDC para um degrau de 15 A para 30 A aplicado na amplitude da corrente retangular.

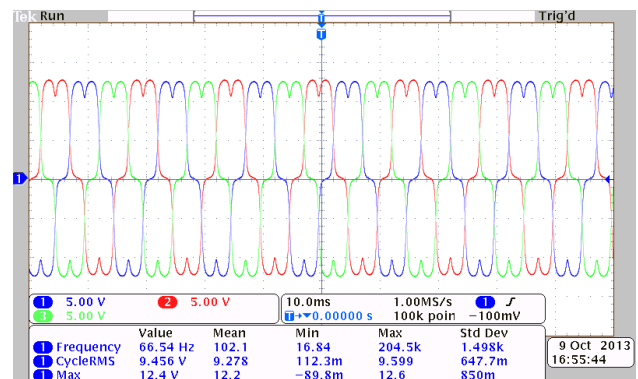


Fig. 13. Formas de onda das FEM de linha para o motor BLDC acionado com 1000 rpm.

consumo de energia em VE e VEH e os resultados foram normalizados para uma velocidade de 600 rpm (1 V = 600 rpm).

VII. CONCLUSÕES

Neste artigo foram mostrados os passos de projeto de um controlador preditivo proposto para regular as correntes de um motor BLDC. A estrutura de controle

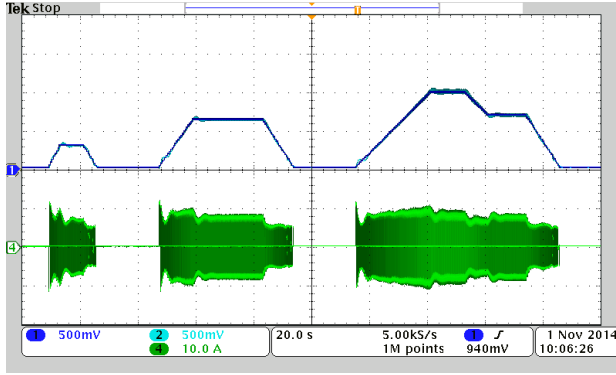


Fig. 15. Teste para o ciclo de condução europeu ECE-15: velocidade de referência do motor (canal 1, 1 V = 600 rpm) velocidade do motor (canal 2, 1 V = 600 rpm), corrente na fase “a” (canal 4).

utilizada permitiu usar um único controlador de corrente, reduzindo significativamente o esforço computacional do controlador digital proposto. Na implementação experimental o tempo para o processamento do algoritmo de controle foi aproximadamente 13,5 % do período de amostragem ($T_s = 1/75$ kHz), ou seja, 1,8 μ s.

Os resultados obtidos com um modelo digital do motor BLDC foram usados para demonstrar o desempenho do controlador proposto frente a variações da corrente de referência e variações paramétricas. Uma bancada experimental com um motor BLDC de 5 kW / 48 V foi construída para validar os estudos teóricos e resultados simulados. Foi proposta uma metodologia para compensar os erros devido ao tempo morto, os atrasos do circuito de amostragem e de disparo além da queda de tensão nos interruptores, não antes descrita na literatura para este tipo de controlador. O algoritmo de controle apresentou simples implementação por possuir apenas um controlador na malha de corrente, baixo esforço computacional e baixo tempo de processamento, além das correntes convergirem rapidamente para os valores de referência em dois períodos de comutação. Dentre os trabalhos futuros propõe-se a implementação de uma nova lei de controle para o inversor sendo acionado por uma estratégia de comutação unipolar.

AGRADECIMENTOS

Os autores gostariam de agradecer ao INERGE, à FAPEMIG, à CAPES e ao CNPq pelos recursos financeiros e bolsas de estudo para o desenvolvimento desta pesquisa e à Semikron pela doação dos módulos semicondutores.

APÊNDICE

METODOLOGIA DE COMPENSAÇÃO DOS PARÂMETROS DO INVERSOR

Na implementação experimental do controlador digital preditivo foi fundamental compensar os efeitos do tempo morto dos semicondutores, a queda de tensão nos interruptores do inversor, e os atrasos dos circuitos de amostragem e de disparo.

A. Tempo Morto

O tempo morto (*blanking time*) é um intervalo de tempo, fixo e independente da razão cíclica, usado para evitar que dois interruptores de um mesmo braço do inversor conduzam simultaneamente. Como consequência, a tensão de cada braço do inversor, medida em relação ao terminal CC negativo, é reduzida ou aumentada para a corrente positiva ou negativa, respectivamente, de um fator dado por,

$$\Delta V_{kN} = \begin{cases} + (T_M/T_s) V_{CC}, & i_k > 0 \\ - (T_M/T_s) V_{CC}, & i_k < 0 \end{cases} \quad (8)$$

onde T_M é o tempo morto dos interruptores; ΔV_{kN} é o valor da redução ou aumento da tensão no terminal de saída do inversor em função do sentido da corrente e $k \in \{a, b, c\}$.

Tomando como exemplo as topologias das Figuras 5 (a) e (b) pode-se calcular as inclinações m_1 e m_2 fazendo $V_1 = V_{CC} - \Delta V_{ab}$ e $V_2 = -V_{CC} - \Delta V_{ab}$ em (2) e (3), respectivamente, sendo $\Delta V_{ab} = 2 (T_M/T_s) V_{CC}$. Da nova relação para corrente sintetizada pelo inversor obtém-se a lei de controle compensada:

$$d[n] = 1 - d[n-1] + \left(\frac{L_s f_s}{V_{CC}} \right) (i_{Ls}^* - i_{Ls}[n-1]) + \left(\frac{E}{V_{CC}} \right) + 2T_M f_s. \quad (9)$$

B. Atraso do Circuito de Disparo

Na Figura 16 (a) é ilustrado o efeito do atraso entre o sinal PWM e o sinal de disparo dos interruptores do inversor. Na Figura 16 (b) pode-se observar o efeito desse atraso sobre a corrente sintetizada pelo conversor. Num primeiro instante o atraso do sinal de disparo provoca um erro no valor amostrado da corrente i_L que é menor que a corrente de referência. Contudo, após dois ciclos de amostragem, a atuação do controlador inclui um *offset* na corrente sintetizada.

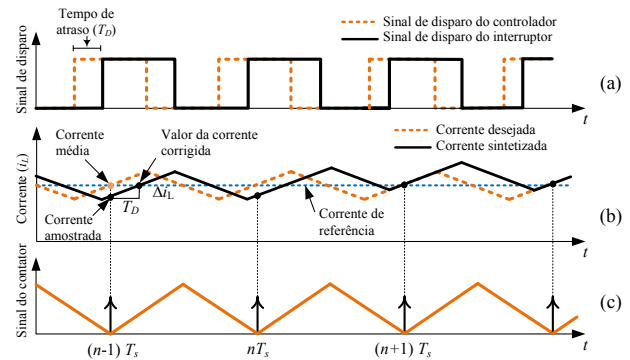


Fig. 16. Efeito do atraso do circuito de disparo sobre a corrente sintetizada pelo inversor.

Da Figura 16 (c) tem-se que a corrente de saída do conversor é amostrada sempre que o sinal do contador crescente/decrecente chega a zero. Isto posto, da observação da Figura 16 (b) pode-se calcular o fator de correção para a corrente amostrada como se segue:

$$\Delta i_L = m_1 T_D \quad (10)$$

onde T_D é o tempo de atraso do circuito de acionamento dos interruptores; m_1 é a inclinação de subida da corrente i_L e Δi_L é o fator de correção da corrente amostrada.

Somando o fator Δi_L a corrente amostrada $i_L[n-1]$ pode-se reescrever (6) como se segue,

$$d[n] = 1 - d[n-1] + \frac{L_s f_s}{V_{CC}} (i_{L_s}^* - i_{L_s}[n-1]) + \left(\frac{E}{V_{CC}} \right) - \frac{1}{2} \left(1 - \frac{E}{V_{CC}} \right) T_D f_s. \quad (11)$$

C. Atraso do Circuito de Condicionamento e Amostragem

Os atrasos nos filtros da placa de condicionamento e de conversão do ADC provocam um deslocamento na forma de onda da corrente do inversor semelhante ao mostrado na Figura 16 (b). A compensação desse atraso pode ser feita simplesmente adicionando mais uma parcela ao tempo T_D conforme mostrado a seguir:

$$d[n] = 1 - d[n-1] + \frac{L_s f_s}{V_{CC}} (i_{L_s}^* - i_{L_s}[n-1]) + \left(\frac{E}{V_{CC}} \right) - \frac{1}{2} \left(1 - \frac{E}{V_{CC}} \right) (T_D + T_L) f_s \quad (12)$$

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

D. Queda de Tensão nos Interruptores

De maneira semelhante ao tempo morto, a circulação de corrente pelos interruptores semicondutores provoca uma redução da tensão de saída do inversor. O valor e a polaridade da queda de tensão irão depender do sentido da corrente e de quais interruptores estarão ativos.

Para os circuitos equivalentes das Figuras 5 (a) e (b) pode-se escrever as seguintes expressões para a tensão nos terminais de saída do inversor:

$$V_1[n] = \begin{cases} +V_{CC} - 2V_G, & 0 \leq t < dT_s, \\ -V_{CC} - 2V_G, & dT_s \leq t < (1-d)T_s \end{cases} \quad (13)$$

onde V_G é a queda de tensão em cada interruptor ativo do inversor. Por simplicidade foi adotado um mesmo valor de tensão para o diodo e para o IGBT.

Substituindo (13), $V_2[n] = E$ e $L = 2L_s$ em (2) e (3), pode-se reescrever (6) que aplicada em dois períodos de amostragem consecutivos retorna:

$$d[n] = 1 - d[n-1] + \frac{L_s f_s}{V_{CC}} (i_{L_s}^* - i_{L_s}[n-1]) + \left(\frac{E}{V_{CC}} \right) + \left(\frac{2V_G}{V_{CC}} \right). \quad (14)$$

Apesar de serem não lineares, a superposição dos efeitos anteriores permite obter a relação aproximada dada em (7) para a lei de controle preditiva com a compensação dos parâmetros do inversor usada no acionamento do motor BLDC

REFERÊNCIAS

[1] D. D. Hanselman, *Brushless Permanent Magnet Motor Design*. Magna Physics Publishing, 2006.

[2] R. Krishnan, *Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives*. CRC Taylor & Francis, 2010.

[3] S. Bentouati, Z. Zhu, D. Howe, "Permanent magnet brushless dc motors for consumer products," in *International Conference on Electrical Machines and Drives*, pp. 118–122, 1999.

[4] B. Singh S. Singh, "State of the art on permanent magnet brushless dc motor drives," *Journal of Power Electronics*, vol. 9, no. 1, pp. 1–17, 2009.

[5] C. C. Chan K. T. Chau, "An overview of power electronics in electric vehicles," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 44, no. 1, pp. 3–13, Feb. 1997.

[6] A. Emadi, *Handbook of Automotive Power Electronics and Motor Drives*. CRC Taylor & Francis, 2006.

[7] Y. Gao, M. Ehsani, J. Miller, "Hybrid electric vehicle: Overview and state of the art," in *Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, vol. 1, pp. 307–316, Jun. 2005.

[8] R. Krishnan, "A novel single-switch-per-phase converter topology for four-quadrant pm brushless dc motor drive," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 33, no. 5, pp. 1154–1161, Sep./Oct. 1997.

[9] R. Krishnan P. Vijayraghavan, "A new power converter topology for pm brushless dc motor drives," in *Proceedings of the 24th Industrial Electronics Conference*, vol. 2, pp. 709–714, Aug./Sep. 1998.

[10] R. Krishnan S. Lee, "Pm brushless dc motor drive with a new power converter topology," in *Conference Record of the 1995 IEEE Industry Applications Conference*, vol. 1, pp. 380–387, Oct. 1995.

[11] T. Gopalarathnam H. A. Toliyat, "A new topology for unipolar brushless dc motor drive with high power factor," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, no. 6, pp. 1397–1404, Nov. 2003.

[12] F. Blaabjerg, D. O. Neacsu, J. K. Pedersen, "Adaptive svm to compensate dc-link voltage ripple for four-switch three-phase voltage-source inverters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 14, no. 4, pp. 743–752, Jul. 1999.

[13] B. kuk Lee, T.-H. Kim, M. Ehsani, "On the feasibility of four-switch three-phase bldc motor drives for low cost commercial applications: topology and control," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, no. 1, pp. 164–172, Jan. 2003.

[14] L. C. Brasão, D. A. Andrade, L. C. Gomes, V. R. Bernadelli, A. F. V. Silveira, "Acionamento do motor de corrente contínua a ímã permanente sem escovas em regime permanente utilizando estratégia a quatro chaves," in *XIX Congresso Brasileiro de Automática*, pp. 1392–1399, 2012.

[15] D.-H. Lee J.-W. Ahn, "A current ripple reduction of a high-speed miniature brushless direct current motor using instantaneous voltage control," *IET Electric Power Applications*, vol. 3, no. 2, pp. 85–92, Mar. 2009.

[16] L. Malesani P. Tenti, "A novel hysteresis control method for current-controlled voltage-source pwm inverters with constant modulation frequency," *IEEE*

- Transactions on Industry Applications*, vol. 26, no. 1, pp. 88–92, Jan. 1990.
- [17] R. L. Valle, J. G. de Oliveira, A. A. Ferreira, P. G. Barbosa, “Controlador de corrente com múltiplos integradores aplicado ao acionamento de um motor pmbldc,” in *Proceedings of 11th IEEE IAS International Conference on Industry Applications*, pp. 1–8, 2014.
- [18] J. Chen P.-C. Tang, “A sliding mode current control scheme for pwm brushless dc motor drives,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 14, no. 3, pp. 541–551, May 1999.
- [19] M. do C. B. P. Rodrigues, J. G. de Oliveira, A. A. Ferreira, P. G. Barbosa, H. A. C. Braga, “Conexão de veículos elétricos à rede de energia elétrica para recarga de baterias: Uma visão geral,” *Revista Eletrônica de Potência*, vol. 19, no. 2, pp. 193–207, Mar./Maio 2014.
- [20] A. de Caux Henriques Damasceno, H. A. C. Braga, P. G. Barbosa, “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*, vol. 1, pp. 388–394, 2007.
- [21] J. Chen, A. Prodic, R. Erickson, D. Maksimovic, “Predictive digital current programmed control,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, no. 1, pp. 411–419, Jan. 2003.
- [22] A. de Caux Henriques Damasceno, “Controle preditivo de corrente aplicado a um controlador de carga de baterias baseado em conversor cc-cc bidirecional,” Dissertação de mestrado, Universidade Federal de Juiz de Fora, 2008.
- [23] J. W. Dixon L. Leal, “Current control strategy for brushless DC motors based on a common DC signal,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 17, no. 2, pp. 232–240, Mar. 2002.
- [24] D. M. B. Brod D. Novotny, “Current control of vsi-pwm inverters,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 21, no. 3, pp. 562–570, May 1985.
- [25] B. Vural, S. Dusmez, M. Uzunoglu, E. Ugur, B. Akin, “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*, vol. 2, no. 3, pp. 552–561, Sept. 2014.
- [26] K. Ogata, *Engenharia de Controle Moderno*. Editora Pearson, 2011.

DADOS BIOGRÁFICOS

Rodolfo Lacerda Valle recebeu os títulos de Engenheiro de Controle e Automação pelo CEFET-MG em 2010 e o de Mestre em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Juiz de Fora em 2013, onde atualmente é aluno de doutorado. Desde de 2014 atua como professor EBTT no CEFET-MG, Unidade Leopoldina.

André Augusto Ferreira recebeu o título de Engenheiro Eletricista pela Universidade Federal de Juiz de Fora em 2000 e os títulos de Mestre e Doutor em Engenharia Elétrica em 2002 e 2007, respectivamente pela Universidade Estadual de Campinas. Desde novembro de 2009 é professor adjunto do curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Juiz de Fora.

Janáina Gonçalves de Oliveira recebeu o título de Engenheira Eletricista pela Universidade Federal de Juiz de Fora (2007), Licenciada in technology (2009) e doutorado em tecnologia (2011) pela Universidade de Uppsala, Suécia. Atualmente, é professora adjunta na Faculdade de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Juiz de Fora, Minas Gerais.

Vinicius Foletto Montagner recebeu os títulos de Engenheiro Eletricista (1996) e mestre (2000) em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria, RS, e doutor (2005) em Engenharia Elétrica pela Universidade Estadual de Campinas. Desde de 2012 atua como professor nos cursos de Graduação e Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da UFSM.

Pedro Gomes Barbosa recebeu os títulos de Engenheiro Eletricista pela Universidade Federal de Juiz de Fora em 1986 e os títulos de mestre e doutor em Engenharia Elétrica pela COPPE/UFRJ, em 1994 e 2000, respectivamente. Desde de 1999 atua como professor nos cursos de Graduação e Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da UFJF.