

一种新颖的在线自校正死区补偿策略

汪宝龙¹, 高艳霞¹, 杨根胜²

(1. 上海大学 机电工程与自动化学院, 上海 200072;

2. 格立特电力电子有限公司, 上海 200063)

摘要: 为解决正弦脉宽调制 (SPWM) 电压源逆变器在低频和轻载时死区效应所导致的相电压、相电流畸变和转矩脉动等问题, 提出了一种新颖的在线自校正死区补偿策略。该策略考虑了死区时间、功率器件管压降、开通时间、关断时间等对逆变器输出电流的影响, 而且对直流母线电压和载波频率的波动进行了自校正在线计算补偿。最后, 对输出电流进行了死区补偿前和补偿后的对比试验, 结果表明该方法具有较好的补偿效果。

关键词: 正弦脉宽调制; 电压源逆变器; 死区效应; 在线自校正死区补偿

中图分类号: TM 301.2 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2017)08-0043-05

A Novel Online Self-Calibration Dead-Time Compensation Strategy

WANG Baolong¹, GAO Yanxia¹, YANG Gensheng²

(1. School of Mechatronics Engineering and Automation, Shanghai University, Shanghai 200072, China;

2. Gelite Electronics Co., Ltd., Shanghai 200063, China)

Abstract: In order to solve the problem of phase voltage, phase current distortion and torque ripple caused by effect of dead time in the low frequency and light load of sinusoidal pulse width modulation (SPWM) voltage source inverter. A novel self-calibration method was proposed. The method not only considered influence of dead time, voltage drop of power device, turn-on time and turn-off time on the output current of inverter. And the fluctuation of DC bus voltage and carrier frequency was calculated and online compensated. Finally, the experiments were carried out before and after compensation, the results showed that the method had better compensation effect.

Key words: sinusoidal pulse width modulation (SPWM); voltage source inverter; dead time effect; online self-calibration dead time compensation

0 引言

目前, 采用 PWM 调制策略的电压源型逆变器得到了广泛的应用。在这种逆变器中, 功率器件在导通和关断时, 需要一定的开通和关断时间, 但开通时间要比关断时间短, 因此必须插入一段微秒级的死区时间, 以防止桥臂直通短路, 保证逆变器的安全运行。在调制过程中, 死区时间、功率器件的开通关断时间、管压降、直流母线电压和载波频率的波动共同作用造成了逆变器的输出波形

畸变, 降低基波幅值, 增加电动机谐波损耗。电动机在低速运行时会造成空载振荡现象, 而且随着电力电子变换器的高频化发展, 功率器件的开关频率不断提高, 导致电压波形畸变越来越严重^[1-3]。因此, 寻找一种补偿方法改善逆变器输出波形十分必要。

针对死区效应, 国内、外学者已经提出了多种补偿的方法。文献[4]利用硬件电路实时检测功率管的实际导通时间, 得到逆变器的实时死区时间, 无需电流过零点的检测或预估, 取得了较好的

作者简介: 汪宝龙(1991—), 男, 硕士研究生, 研究方向为异步电机变频控制技术。

高艳霞(1958—), 女, 副教授, 研究方向为电力电子变换与控制等相关技术。

杨根生(1980—), 男, 高级工程师, 研究方向为电机控制、新能源等相关技术。

补偿效果,但是这种方法需要额外的硬件装置,增加了系统的复杂性。文献[5]在分析逆变器输出电压畸变的基础上,提出了一种利用闭环反馈来消除死区影响的方法,虽效果较好,但是存在计算量大、需要整定PI调节器参数等缺点。文献[6]考虑了管压降对输出电压的影响,但是认为管压降在运行过程中为一个常数,未考虑电流变化对管压降的影响。文献[7-10]都只考虑了死区时间对输出电压波形的影响,没有对其他因素进行补偿。

本文提出一种新颖的在线自校正死区补偿方法,不仅将死区时间、前向通道延迟、功率器件的管压降、导通时间和关断时间都考虑进去了,而且能实时的对直流母线电压和载波频率波动所造成的影响进行在线自校正补偿。

1 死区时间和非理想特性的影响分析

1.1 死区效应的初步分析

一个典型的三相 PWM 电压源型逆变器电路如图 1 所示。相电压 U 中死区时间的影响如图 2 所示, 一个正弦参考电压 U_u^* 与等腰的三角载波相比较产生 PWM, 逆变器的输出电压 U_{u0} 为参考直流母线中性点 O 的输出相电压。

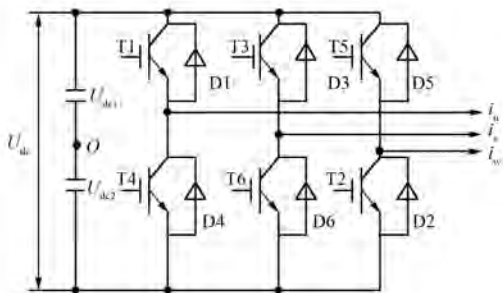


图 1 三相 PWM 逆变器

相电流的正方向被定义如图 1 所示,假设 $i_u > 0$,在死区时间内 T1 和 T4 管都没有导通,则输出电压由负载的电流决定。由于负载是感性的,所以输出电流连续流向续流二极管 D4,并且输出端的电压为直流母线电压 U_{dc2} ;同理当 $i_u < 0$ 时,在死区时间内,输出电流流向续流二极管 D1,且输出端电压为直流母线的电压 U_{dc1} 。因此,在死区时间内的输出电压的大小由负载的输出电流的方

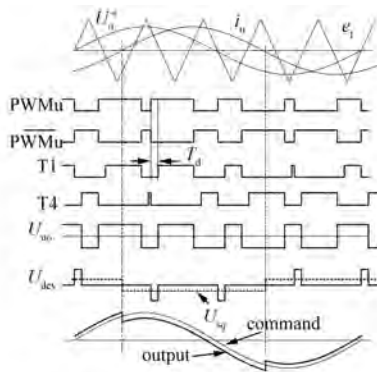


图2 死区时间和误差电压的关系

向决定而不是控制信号决定。

图 2 中的 U_{dev} 表示由死区时间引起的偏差脉冲,而开关设备假设是理想的。这些偏差脉冲有相同的脉冲高度 U_{dc} 和一样的宽度 T_{deadtime} 。因此,这些偏差电压可以等效为虚线的矩形电压,且死区时间引起的偏差电压与电流的方向相反。结合以上特点,则可以得到由死区时间引起的电压畸变表示如下:

$$U_{\text{deadtime}} = U_{\text{dc}} \times t_{\text{deadtime}} / T_{\text{period}} \times \text{sign}(i_{\text{phase}}) \quad (1)$$

1.2 前向通道延迟效应的分析

除了死区影响外,还有其他因素对输出电压造成畸变。如图 3 所示,脉宽调制信号在调制功率开关器件之前,需要从脉宽调制器产生经过输出逻辑单元和驱动单元。假设六路通道具有相同的电气特性,但这些通道在开通和关断过程中会有一定的延迟效应,这将会对输出电压造成一定的畸变影响。

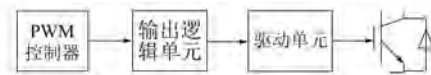


图3 驱动信号前向通道

用式(2)去表示在开通和关断的过程中,脉宽调制信号在经过输出逻辑单元和驱动单元过程时,延迟效应对输出电压畸变的影响:

$$U_{\text{forward}} = \frac{U_{\text{dc}} \times (t_{\text{delay_on}} - t_{\text{delay_off}})}{T_{\text{period}}} \times \text{sign}(i_{\text{phase}}) \quad (2)$$

1.3 开关器件的影响分析

开关器件的开通和关断过程并不是瞬时完成的,具有一定的延迟效应。该特性对逆变器输出

的电压波形也将造成影响。图 4 描述了典型的 IGBT 在开通和关断时延迟时间与集电极电流 i_c 的特性关系。导通延时 $t_{d(on)}$ 和关断延时 $t_{d(off)}$ 几乎恒定不变, 而电流上升时间 t_r 和电流下降时间 t_f 与 i_{phase} 成线性关系。

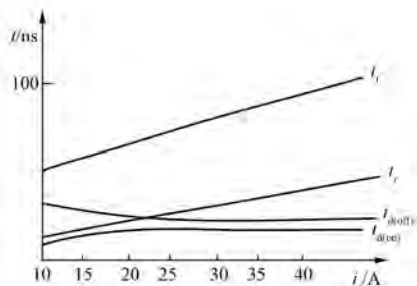


图 4 典型的 IGBT 开关特性

由 $t_{d(on)}$ 和 $t_{d(off)}$ 造成的电压畸变可以同死区时间引起的畸变电压表达式一样表示为

$$U_{delay} = \frac{U_{dc} \times (t_{d(on)} - t_{d(off)})}{T_{period}} \times \text{sign}(i_{phase}) \quad (3)$$

为了表示 t_r 和 t_f 对输出电压畸变的影响, 开关的延迟曲线被线性化做如下处理:

$$t_r = k_r \times i_{phase} + t_{rc} \quad (4)$$

$$t_f = k_f \times i_{phase} + t_{fc} \quad (5)$$

这里 t_{rc} 和 t_{fc} 是常数, 并且 k_r 和 k_f 对 i_{phase} 来说也是恒定的常数。因此开关电压的畸变能被表示如下:

$$U_{switch} = U_{dc} \times (t_r - t_f) / T_{period} \times \text{sign}(i_{phase}) \quad (6)$$

将式(4)和式(5)代入式(6)中可得

$$U_{switch} = U_{dc} \times [(k_r - k_f) \times i_{phase} + (t_{rc} - t_{fc})] / T_{period} \times \text{sign}(i_{phase}) = U_{dc} \times (k_r - k_f) \times i_{phase} / T_{period} \times \text{sign}(i_{phase}) + U_{dc} \times (t_{rc} - t_{fc}) / T_{period} \times \text{sign}(i_{phase}) \quad (7)$$

1.4 管压降的影响分析

在电压源型逆变器中除了总的时间延迟效应对输出电压造成畸变外, 电力器件的管压降也同样对输出电压造成影响, 如图 5 所示。

假设 IGBT 和续流二极管的管压降能表示如下:

$$U_{ce} = U_{ce0} + r_{ce} |i_{phase}| \quad (8)$$

$$U_{de} = U_{de0} + r_{de} |i_{phase}| \quad (9)$$

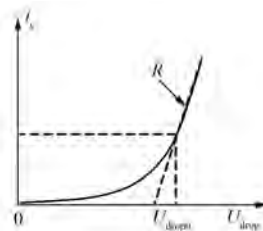


图 5 电力器件电压电流的非线性特性

式中: U_{ce0} 、 U_{de0} ——电力器件的截止压降;

r_{ce} 、 r_{de} ——电力器件的等效电阻。

则整个电压降可以表示为

$$U_{device} = (U_{de0} + U_{ce0}) \times \text{sign}(i_{phase}) / 2 + (r_{ce} + r_{de}) |i_{phase}| / 2 \quad (10)$$

1.5 上述因素的综合分析

通过对式(1)、式(2)、式(7)、式(10)的分析, 上述提到影响输出电压畸变的因素可以被分为三类。第一类是时间延迟, 例如死区时间、前向通道的延迟时间等, 由这些因素造成的电压畸变与延迟时间呈正比关系; 第二类是关于 IGBT、续流二极管引起的管压降, 由这种因素引起的电压畸变的大小是恒定的; 最后一类如同异步电机中定子电阻一样, 电压的畸变与相电流成正比关系。如果把最后一类当成电机中的定子电阻, 则只有前两类因素需要考虑补偿误差电压。在式(1)、式(2)、式(7)、式(10)中, 在不考虑最后一类的影响下, 第一类影响因素能被表示为

$$U_{delay} = (t_{delay_on} - t_{delay_off} + t_{deadtime} + t_{rc} - t_{fc}) \times U_{dc} / T_{period} \times \text{sign}(i_{phase}) = U_{dc} \times t_{delay} / T_{period} \times \text{sign}(i_{phase}) \quad (11)$$

式中: t_{delay} ——所有延迟时间的总和。

第二类管压降能被表示为

$$U_{drop} = (U_{de0} + U_{ce0}) / 2 \times \text{sign}(i_{phase}) \quad (12)$$

在逆变器中, 误差电压补偿通过改变 PWM 控制信号中的导通时间而实现。因此首先要把电压信号转化成时间信号, 总的补偿时间为

$$T_{com} = T_{delay} + T_{drop} \quad (13)$$

其中: $T_{delay} = t_{delay}$, $T_{drop} = \frac{U_{drop}}{U_{dc}} T_{period}$ 。

2 在线自校正方法的提出

2.1 在线自校正理论

由式(13)可知, 要想实现误差电压补偿, T_{delay}

和 T_{drop} 这两个元素必须要知道, 其中 T_{delay} 是恒定值而 T_{drop} 与 $1/U_{\text{dc}}$ 和 T_{period} 成正比。为了得到 T_{delay} 和 T_{drop} 的值, 必须要区分影响它们的因素。在实际的应用中, U_{dc} 和 T_{period} 是会发生改变的, 而这种变化将会对输出电压造成影响。本文提出了一种在线自校正补偿策略, 该策略能实时补偿 U_{dc} 和 T_{period} 变化所造成的影响。图 6 展示了自校正模型。

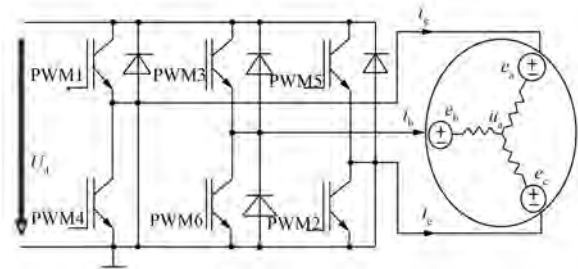


图6 自校正模型

注入直流电流, 因为总的导通时间由电阻的压降和总的补偿值所等效的时间组成。导通时间的表达式如下:

$$T_{\text{on}} = R_{\text{equivalent}} \times i_{\text{phase}} / U_{\text{dc}} \times T_{\text{period}} + T_{\text{com}} \quad (14)$$

定义 T_{delay} (总的延迟时间) 和 $T_{V_{\text{com}, 10 \text{ k}}}$ (U_{drop} 在开关频率为 10 kHz 且 $U_{\text{dc}} = U_{\text{com1}}$ 时的等效时间) 作为补偿的参数。式(14)可以表示为

$$\begin{aligned} T_{\text{on}} = & R_{\text{equivalent}} \times i_{\text{phase}} / U_{\text{dc}} \times T_{\text{period}} + T_{\text{delay}} + \\ & U_{\text{drop}} / U_{\text{dc}} \times T_{\text{period}} = \\ & R_{\text{equivalent}} \times i_{\text{phase}} / U_{\text{dc}} \times T_{\text{period}} + T_{\text{delay}} + \\ & U_{\text{com1}} / U_{\text{dc}} \times T_{\text{period}} / 100 \mu\text{s} \times T_{V_{\text{com}, 10 \text{ k}}} \quad (15) \end{aligned}$$

在式(15)中有 3 个未知参数: $R_{\text{equivalent}}$, T_{delay} , $T_{V_{\text{com}, 10 \text{ k}}}$ 。为了得到这 3 个未知参数, 可以通过改变逆变器的 i_{phase} 和 T_{period} 建立 4 个等式方程来求解这几个未知量。

2.2 自校正算法的介绍

按以下步骤实现自校正过程:

(1) 步骤 1, 载波频率为 10 kHz 时注入直流电流 I_1 ;

(2) 步骤 2, 载波频率为 10 kHz/(b) 时注入直流电流 I_1 ;

(3) 步骤 3, 载波频率为 (a) kHz 时注入直流电流被注入 I_2 ;

(4) 步骤 4, 载波频率为 (a) kHz/(b) kHz 时,

注入直流电流 I_2 。

其中: 在不同的条件下, a 和 b 是变化的参数。通过四个不同注入电流得到如下 4 个等式:

$$\begin{aligned} T_{\text{on}, n} = & R_{\text{equivalent}} \times i_{\text{phase}, n} / U_{\text{dc}, n} \times T_{\text{period}, n} + T_{\text{delay}} + \\ & U_{\text{com1}} / U_{\text{dc}, n} \times T_{\text{period}, n} / 100 \mu\text{s} \times T_{V_{\text{com}, 10 \text{ k}}} \quad (16) \end{aligned}$$

其中 $n=1, 2, 3, 4$ 。

为了简化计算, 假设 $U_{\text{dc}, 1} = U_{\text{dc}, n} = U_{\text{dc}}$, 由式(16)可知:

$$T_{12} = \frac{(bT_{\text{on}, 2} - T_{\text{on}, 1})}{b-1} = T_{\text{delay}} + \frac{U_{\text{com1}}}{U_{\text{dc}}} \times T_{V_{\text{com}, 10 \text{ k}}} \quad (17)$$

$$\begin{aligned} T_{34} = & \frac{(bT_{\text{on}, 4} - T_{\text{on}, 3})}{b-1} = \\ & T_{\text{delay}} + \frac{U_{\text{com1}}}{U_{\text{dc}}} \times \frac{10}{a} \times T_{V_{\text{com}, 10 \text{ k}}} \quad (18) \end{aligned}$$

最后, T_{delay} 和 $T_{V_{\text{com}, 10 \text{ k}}}$ 可被表示如下:

$$T_{\text{delay}} = (10T_{12} - aT_{34}) / (10 - a) \quad (19)$$

$$T_{V_{\text{com}, 10 \text{ k}}} = \frac{U_{\text{dc}}}{U_{\text{com1}}} \times a(T_{34} - T_{12}) / (10 - a) \quad (20)$$

在实际的设计中, 选择 $a=5, b=2$, 则式(19)和式(20)表示为

$$T_{\text{delay}} = 4T_{\text{on}, 2} + T_{\text{on}, 3} - 2(T_{\text{on}, 1} + T_{\text{on}, 4}) \quad (21)$$

$$T_{V_{\text{com}, 10 \text{ k}}} = \frac{U_{\text{dc}}}{U_{\text{com1}}} [2(T_{\text{on}, 4} - T_{\text{on}, 2}) + T_{\text{on}, 1} - T_{\text{on}, 3}] \quad (22)$$

由以上计算可得出 T_{delay} 和 $T_{V_{\text{com}, 10 \text{ k}}}$ 的值, 则在线补偿值为

$$T_{\text{com}} = T_{\text{delay}} + \frac{U_{\text{com1}}}{U_{\text{dc}}} \times \frac{T_{\text{period}}}{100 \mu\text{s}} \times T_{V_{\text{com}, 10 \text{ k}}} \quad (23)$$

3 试验结果

按上述方法, 做了异步电机的空载试验, 主控制器采用瑞萨电子公司的 SH7137, 功率模块采用英飞凌的 FF600R06ME3 IGBT。异步电机额定功率为 11 kW, 极对数为 4, 额定电压为 380 V, 额定电流为 22.4 A, 额定转速为 1460 r/min, 额定频率为 50 Hz。用示波器观测定子电流在不同的开关频率及转速下的死区补偿前和补偿后的波形。

图 7 是开关频率为 5 kHz、异步电机工作在 5 Hz 时空载电流未进行死区补偿时试验波形。

从图 7 可以看出电流畸变较为严重。图 8 为采用死区补偿的电流波形,加入死区补偿后电流波形正弦度得到改善。

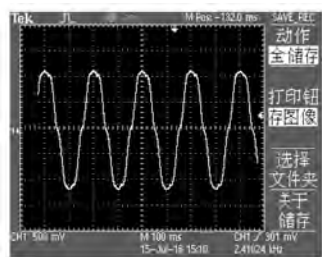


图 7 开关频率 5 kHz、异步电机工作在 5 Hz 时,未进行死区补偿的电流波形

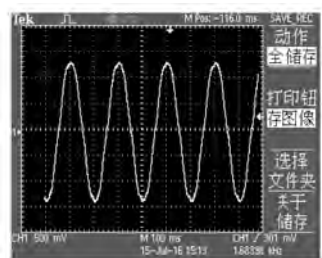


图 8 开关频率 5 kHz、异步电机工作在 5 Hz 时,进行死区补偿的电流波形

图 9 和图 10 是开关频率为 5 kHz、电机工作在 2 Hz 时补偿前和补偿后的电流波形,可以看出死区补偿后电流的波形同样得到了明显的改善。对比图 7 和图 9 的电流波形可知,在开关频率一定的情况下,转速越低,电流畸变越严重。

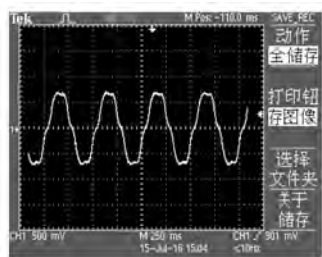


图 9 开关频率 5 kHz、异步电机工作在 2 Hz 时,死区补偿前的电流波形

图 11 和图 12 是开关频率为 8 kHz、电机工作在 2 Hz 时补偿前和补偿后的电流的波形,对比前后波形可明显看出死区补偿后电流波形得到了改善。对比图 9 和图 11 的波形可知,在转速一定的情况下,开关频率越高,畸变越严重。

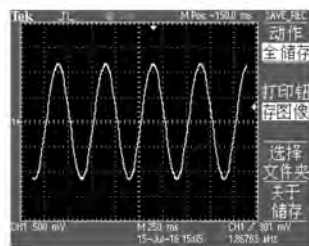


图 10 开关频率 5 kHz、异步电机工作在 2 Hz 时,死区补偿后的电流波形

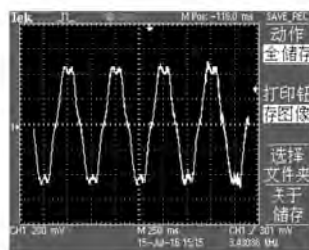


图 11 开关频率为 8 kHz、电机工作在 2 Hz 时,死区补偿前的电流波形

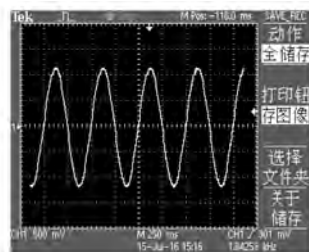


图 12 开关频率为 8 kHz、电机工作在 2 Hz 时,死区补偿后的电流波形

4 结 语

针对电压源逆变器输出电流波形的畸变效应,本文提出了一种在线自校正死区补偿策略。该策略首先在一定条件下经过离线参数自辨识得到死区时间和管压降的电压大小,后对直流母线电压和开关频率的实时变化进行在线补偿。在不同的转速和开关频率下,补偿后输出波形的谐波含量得到了有效的抑制,从而电流的波形得到了改善,系统的性能得到了提高。

【参考文献】

- [1] 程曙,徐国卿,徐哲熊.SPWM 逆变器死区效应分析[J].电力系统及其自动化学报,2002,14(2): 39-42. (下转第 68 页)

的考虑铁耗的电压型磁链观测正常,磁链波形正弦度较好,转子磁链轨迹在稳态时其轨迹近似圆形,无积分漂移现象发生,并且不存在积分饱和的现象。当电机转速达到 120 Hz 时,电机工作于弱磁区域,在该频率下,转子磁链的轨迹面积明显小于恒励磁区域,在该区域,磁链观测依旧具有良好的稳定性。

4 结 语

本文通过对传统的电压磁链观测模型进行分析,针对其积分饱和、存在直流偏置等问题进行详尽分析,并提出采用低通和高通滤波环节,以此提高整体的观测准确性。在此基础上采取了相应的补偿措施,使得电机在全速范围内均保证了良好的观测稳定性。最终通过仿真和试验验证了文中所述理论的准确性和可行性。

【参 考 文 献】

- [1] 文晓燕. 列车牵引电机低速运行优化控制研究 [D]. 北京: 北京交通大学, 2012.
 - [2] HO S M, SOOK H D. An improved stator flux estimation for speed sensorless stator flux orientation control of induction motors [J]. PESC, 2011, 15 (2): 1581-1586.
 - [3] SEYOUM D, GRANTHAMAND C, RAHMAN M F. Simplified flux estimation for control application in induction machines [J]. IEMDC, 2003, 3 (2): 691-695.
 - [4] ZHANG X, QU W L. Method for elimination of DC offset and steady state error for voltage module flux observer [J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2006, 25 (2): 39-42.
 - [5] HU J, WU B. New integration algorithms for estimating motor flux over a wide speed range [J]. IEEE Trans on Power Electronics, 1998, 13 (5): 969-977.
 - [6] ANDRADE D A, SILVERIRA A W F V. DSP based torque estimation in three-phase cage induction motors [J]. IEMDC, 2007, 2 (2): 1726-1731.
 - [7] IDRIS N R N, YATIM A H M. An improved stator flux estimation in steady-state operation for direct torque control of induction machines [J]. IEEE Transactions Industry Applications, 2000, 38 (3): 110-116.
- 收稿日期: 2017 -03 -22
-
- (上接第 47 页)
- [2] 陈伯时. 电力拖动自动控制系统 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2012.
 - [3] LIN J K. A new approach of dead-time compensation for PWM voltage inverters [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems, 2002, 49 (4): 476-483.
 - [4] KIM H S, KIM K H, YOUN M J. Online dead-time compensation method based on time delay control [J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2003, 11 (2): 279-285.
 - [5] JEONG S, PARK M. The analysis and compensation of dead-time effects in PWM inverters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1991, 38 (2): 108-114.
 - [6] CHOI J, SUL S. Inverter output voltage synthesis using novel dead time compensation [J]. IEEE Transactions on power Electronics, 1996, 11 (2): 221-227.
 - [7] 王庆义, 邓歆, 罗慧, 等. 一种新的基于 SVPWM 策略的死区补偿方法 [J]. 电气传动, 2008, 38 (2): 19-22.
 - [8] 胡庆波, 吕征宇. 一种新颖的基于空间矢量 PWM 的死区补偿方法 [J]. 中国电机工程学报, 2005, 25 (3): 13-17.
 - [9] SUKEQAWA T, KAMIYAMA K, MIZUNO K, et al. Fully digital vector controlled PWM VSI-fed AC drives with an inverter dead-time compensator strategy [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1991, 27 (3): 552-559.
 - [10] GARCIA M, LIPO T A. On-line dead-time compensation technique for open-loop PWM-VSI drives [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1999, 14 (4): 683-689.
- 收稿日期: 2016 -08 -16