

文章编号: 0253-9993(2007)01-0094-04

一种新型死区在线延时补偿算法

彭继慎¹, 刘栋良², 潘 雷¹, 宋绍楼¹

(1. 辽宁工程技术大学 电气工程系, 辽宁 阜新 123000; 2. 浙江大学 电气工程学院, 浙江 杭州 310027)

摘要: 为了改善逆变器的输出, 对死区效应进行了分析, 提出了一种新型的在线补延时偿算法. 该算法可以省掉开关器件没有必要的开通和关断, 不需要任何额外的硬件电路、离线的实验测量, 算法实现简单, 输出波形谐波含量小, 较好地解决了系统在低频时输出电流的脉动; 适用于永磁同步电机. 通过 DSP TMS320F2812 为开发平台的实验样机进行了实验, 结果表明, 该算法具有良好的在线补偿效果.

关键词: 死区补偿; 在线; 延时; 逆变器; 开关损耗

中图分类号: TM56 **文献标识码:** A

A new dead-time on-line time delay compensation algorithm

PENG Ji-shen¹, LIU Dong-liang², PAN Lei¹, SONG Shao-lou¹

(1. Dept. of Electrical Engineering, Liaoning Technical University, Fuxin 123000, China; 2. School of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310003, China)

Abstract: In order to improve the output of inverter, the dead-time effect was analyzed, and a new on-line dead-time time delay compensation algorithm was proposed for improving the inverter output performance. The proposed algorithm consists of forbidding unnecessary triggers for the inverter switches and do not need any additional circuits and off-line experimental measurement. The realization of algorithm is very simple, the harmonics in output waveform are small, and the algorithm resolves the pulsant when the system works at the low frequency. The proposed algorithm was applied to a PM synchronous motor drive system. This experiment was realized on the platform of TMS320F2812. The experimental results demonstrate the effectiveness of the proposed algorithm.

Key words: dead-time compensation; on-line; time delay; inverter; switch losses

由于高速开关器件的发展^[1,2], 电压型逆变器的 PWM 技术广泛应用于电机控制. 在脉宽调制技术中, 为了避免同一桥臂上的 2 个开关器件同时导通, 从而引入了死区的概念, 但同时也带来了逆变器输出电压的扰动, 即所谓的“死区效应”. 这个扰动导致了相电流的扰动、转矩的脉动, 甚至使整个控制系统的控制效果退化.

近些年, 各种对死区效应的补偿算法相继提出, 但大多数是在离线方式下很难达到实时控制的效果, 或者补偿方法过于复杂, 给 CPU 带来了很大的负担, 或者需要额外的附加硬件电路. 本文提出了一种基于最少开关损耗的在线延时补偿算法, 该算法不需任何外加硬件电路和离线实验测量, 实现方便, 能够对扰动电压进行很好的补偿.

1 开关损耗算法的数学模型

在传统的开关模式下, 由于死区效应引起的压降^[3]为

收稿日期: 2006-02-22 责任编辑: 高雪梅

基金项目: 浙江省科技攻关计划项目 (20060391041)

作者简介: 彭继慎 (1969-), 男, 辽宁阜新人, 副教授. 联系人: 潘 雷, E-mail: panlei4098@163.com

$$m = \frac{p}{2}(t_{\text{dead}}V_{\text{dc}})2f_0 = f_c t_{\text{dead}} V_{\text{dc}},$$

其中 p 为一个逆变器输出电压周期内产生的脉冲数, $p = f_c/f_0$; f_c, f_0 分别为逆变器载波频率和输出频率; t_{dead} 为逆变器的死区时间; V_{dc} 为直流母线电压. 在传统开关模式下由死区效应引起的压降 $V_{\text{drop1}} = 4m/\pi$.

在上述方法的基础上提出了一种新的计算死区压降的数学模型 (图 1). 首先规定电流由逆变器流向负载为电流的正方向, 反之为负. 以 U 相为例来说明, 其它相同理. 由图 1 可以看出, 电流只有 2 种流向: 一种是由逆变器流向负载, 即电流为正; 另一种由负载流向逆变器, 即电流为负. 由图 1 (a) 可以看出, 当电流为正时, 逆变器同一桥臂上的自关断器件有一种情况可以不闭合, 即 Q_2 可以不闭合, 电流通过 Q_1 或者续流二极管流向负载, 这样也就没有必要给 Q_2 加触发信号; 当电流为负 (图 1 (b)) 时同理 Q_1 可以不闭合, 电流通过 Q_2 或者续流二极管流向直流源. 也就是说逆变器的电流只在极性改变时才需加一个死区时间, 而在电流极性不变的情况下不需要加死区时间, 这样便减少了由于死区和开关器件本身引起的压降损耗. 如图 2 所示, 死区时间仅在输出电流改变极性时加入 1 次. 图中 $i_{\text{TH}+}$ 和 $i_{\text{TH}-}$ 分别表示正负的门槛电流. 当电流的方向为正时, 如果输出电流小于 $i_{\text{TH}+}$, 则流过正电流的器件关断, 即 E_{up} 变为 0, 输出电流在死区期间逐渐变为 0. 然后给流过负电流的器件加触发信号, 则 E_{un} 变为 1. 当电流的方向为负时, 如果输出电流大于 $i_{\text{TH}-}$ 则流过负电流的器件关断, 即 E_{un} 变为 0, 输出电流在死区期间逐渐变为 0. 然后给流过正电流的器件加触发信号, 则 E_{up} 变为 1, 如此往复. 理想的 PWM 开关模式如图 2 中 S_n, S_p 所示, 而实际的开关模式如图 2 中 $G_{\text{up}}, G_{\text{un}}$ 所示.

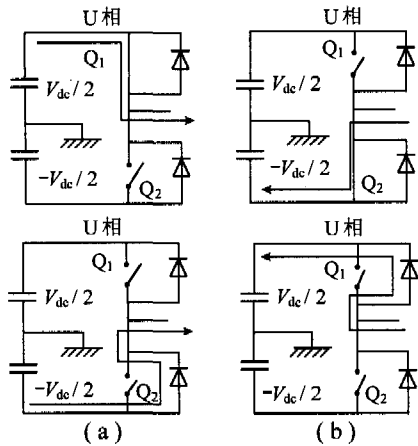


图 1 开关模式

Fig. 1 Mode of switch

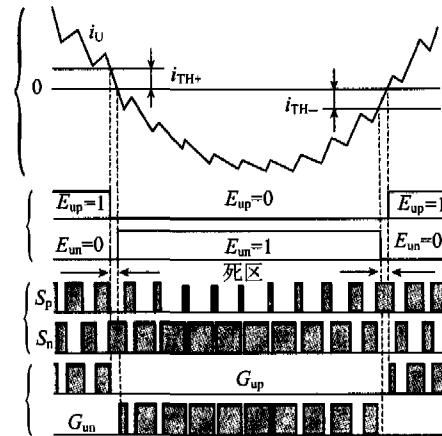


图 2 插入死区模式

Fig. 2 Mode of inserting dead - time

在本方法下, 由开关器件和死区引起的电压降可表示为

$$V_{\text{drop}} = \frac{4}{\pi} f_0 (t_{\text{dead}} + t_{\text{on}} - t_{\text{off}}) V_{\text{dc}},$$

式中, $t_{\text{on}}, t_{\text{off}}$ 为器件的开通和关断时间.

2 电压补偿算法

由死区等引起的压降转换成 d_q 坐标系下的形式^[4-6], 即

$$\begin{bmatrix} V_{q,\text{drop}}^r \\ V_{d,\text{drop}}^r \end{bmatrix} = \frac{2}{3} V_{\text{drop}} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin \theta_r & \sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{sgn}(i_{qs}^r \cos \theta_r + i_{ds}^r \sin \theta_r) \\ \text{sgn}[i_{qs}^r \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) + i_{ds}^r \sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3})] \\ \text{sgn}[i_{qs}^r \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) + i_{ds}^r \sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3})] \end{bmatrix},$$

式中, i_{qs}^r , i_{ds}^r 为 q , d 轴电流; θ_r 为电机转过的电角度; 当 $x > 0$ 时, $\text{sgn}(x) = 1$; 当 $x < 0$ 时, $\text{sgn}(x) = -1$.

由于在永磁同步电机磁场定向向量控制中的 $i_{ds}^r = 0$, 则上式可以变为

$$\begin{bmatrix} V_{q,\text{drop}}^r \\ V_{d,\text{drop}}^r \end{bmatrix} = \frac{2}{3} V_{\text{drop}} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin \theta_r & \sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{sgn}(i_{qs}^r \cos \theta_r) \\ \text{sgn}[i_{qs}^r \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3})] \\ \text{sgn}[i_{qs}^r \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3})] \end{bmatrix}. \quad (1)$$

由式(1)可以看出, 在 dq 坐标系下死区时间等引起的压降是 V_{drop} 的函数, V_{dc} 可以测量, 死区时间为常数, 但是器件的开通时间、关断时间和器件本身的压降随工作条件而变化. 永磁同步电机在离散域的数学模型^[7-9]为

$$V_s^*(k) = r_s i_s^r(k) + L_s [i_s^r(k+1) - i_s^r(k)]/T_s + E_s^r(k) + h_s(k),$$

式中, $V_s^* = [V_{ds}^* \ V_{qs}^*]^T$; $i_s^r = [i_{ds}^r \ i_{qs}^r]^T$; $E_s^r = [-L_q i_{ds}^r \omega_r \ L_d i_{qs}^r \omega_r + \lambda_m \omega_r]^T$; V_{ds}^* , V_{qs}^* 为 d 和 q 轴的电压矢量; L_d , L_q 为 d 和 q 轴的电感; λ_m 为转子直轴永磁磁场磁链常数; ω_r 为电机的角速度; T_s 为采样周期; h_s 为由死区效应等引起的扰动电压, $h_s(k) = [h_{ds} \ h_{qs}]^T = [V_{d,\text{dead}}^r + \Delta V_{ds} \ V_{q,\text{dead}}^r + \Delta V_{qs}]^T$, ΔV_{ds} , ΔV_{qs} 为其它不定因素在 d 和 q 轴上引起的电压扰动.

由于在一个采样周期中扰动电压的变化量接近于 0^[10,11], 即 $h_s(k) \cong h_s(k-1)$, 由此可知, 当前时刻的扰动电压值可以通过前一时刻的扰动电压值来估计, 即 $\hat{h}_s(k) \cong h_s(k-1) = V_s^*(k-1) - \{r_s i_s^r(k-1) + L_s [i_s^r(k) - i_s^r(k-1)]/T_s + E_s^r(k-1)\}$. 为了滤除测量中引入的高频噪音, 在该算法中引入了一个一阶低通滤波器, 其数学模型为

$$G(z) = \frac{aT_s(1+z^{-1})}{(2+aT_s) - (2-aT_s)z^{-1}},$$

式中, a 为滤波器的截至频率.

由于引入了滤波器, 则最终的扰动电压的数学模型可表示为

$$\hat{h}_{\text{af}}(k) = \frac{2-aT_s}{2+aT_s} \hat{h}_{\text{af}}(k-1) + \frac{aT_s}{2+aT_s} [\hat{h}_s(k) + \hat{h}_s(k-1)].$$

3 实验结果与分析

整个控制系统采用 TI 公司的 F2812 DSP 芯片^[12-14], 系统框图如图 3 所示. 电机参数: 额定功率为 2 kW, 额定转速为 1 500 r/min, 极对数为 2, 定子相电阻为 0.53 Ω , 额定转矩为 10 N·m, 交轴同步电抗为 3.02 Ω , 直轴同步电抗为 3.39 Ω , 电机功率因数为 0.95, 转子转动惯量为 0.003 68 $\text{kg} \cdot \text{m}^2$, 智能功率模块为 PM30CSJ060, IGBT 的参数为 $t_{\text{on}} = 0.6 \mu\text{s}$, $t_{\text{off}} = 0.3 \mu\text{s}$, 开关频率为 15 kHz, 输入工作电压为 220 V(交流), 设定死区时间为 $t_{\text{dead}} = 5.8 \mu\text{s}$. 图 4 是在该系统下, 频率分别为 0.5, 5, 25 Hz 时的电流输出波形, 图中 1 V 代表 3 A. 从图 4 可看出补偿前后输出电流的差异, 以及补偿后的电流输出波形的平滑性、正弦性均明显优于补偿前的输出电流波形, 尤其是在低频时候其补偿效果更为明显.

4 结 语

针对逆变器的死区效应提出了一种新型的基于最少开关损耗的补偿方法, 并用 TI 公司的 F2812 DSP

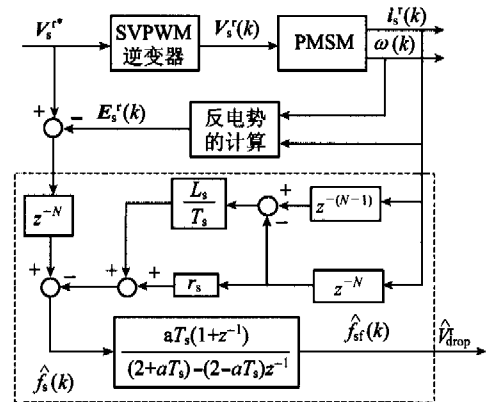


图 3 系统框图

Fig. 3 Schematic of system

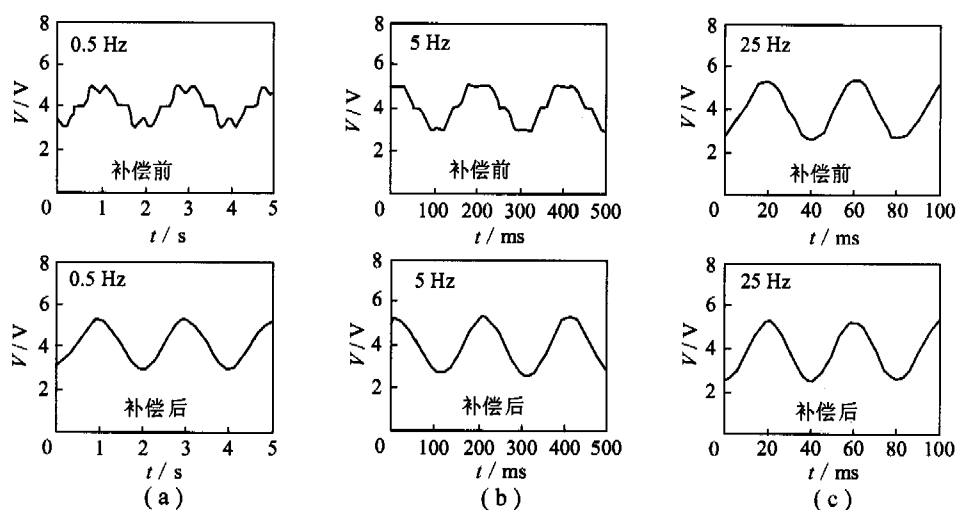


图 4 实验波形

Fig. 4 Experimental waveform

芯片实现. 理论分析和实验结果证明了该方法的可行性, 并且该方法不需要任何的硬件支持和离线测量. 具有较高的应用价值.

参考文献:

- [1] 王家军, 许镇琳, 王 豪, 等. 基于逆变器死区特性的永磁同步电动机系统的 μ -修整变结构控制 [J]. 中国电机工程学报, 2003, 23 (4): 148 ~ 152.
- [2] 王 江, 王家军, 许镇琳, 基于逆变器死区特性的永磁同步电动机系统的自适应变结构控制 [J]. 中国电机工程学报, 2001, 21 (8): 37 ~ 42.
- [3] Yoshihiro Murai, Tomofimi Watanabe, Harumitsu Iwasaki. Waveform distortion and correction circuit for PWM inverters with switching lag - times [J]. IEEE Trans. Ind. Appl., 1987, IA - 23 (5): 881 ~ 886.
- [4] 毛 鸿, 吴兆麟. 基于三相 PWM 整流器的无死区空间矢量调制策略 [J]. 中国电机工程学报, 2001, 21 (11): 100 ~ 104.
- [5] Zhang Xiaowei, Li Yongdong, Wang Wensen. A novel implementation of SVPWM algorithm and its application to three - phase power converter [A]. PIEMC 2000 [C]. Virginia, 2000.
- [6] 杨贵杰, 孙 力. 空间矢量脉宽调制方法的研究 [J]. 中国电机工程学报, 2001, 21 (10): 79 ~ 83.
- [7] 孙向东, 钟彦儒. 一种新颖的死区补偿时间测量方法 [J]. 中国电机工程学报, 2003, 23 (2): 103 ~ 107.
- [8] Summers, Betz. Dead - time issues in predictive current control [A]. 37th IAS Annual Meeting [C]. 2002, 3: 2 086 ~ 2 093.
- [9] Naomitsu Urasaki, Tomonobu Senjyu, Katsumi Uez - ato. On - linedead - time compensation method for permanent magnet synchronous motor drive [A]. IEEE ICIT02 [C]. Bangkok, Thailand, 2002.
- [10] Kim K H, Youn M J. A simple and robust digital control technique of a PM synchronous motor using time delay control approach [J]. IEEE Trans. Power Electroni - cs, 2001, 16 (1): 72 ~ 82.
- [11] Chang P H, Lee J W. A modal reference observer for time - delay control and its application to robot trajectory control [J]. IEEE Trans. Control System Technology, 1996, 4 (1): 2 ~ 10.
- [12] Oliveira, Lima, Jacobina. Varying the switching source inverters [A]. Power Electronics Specialists Conference, IEEE 33rd Annual Meeting [C]. 2002. 244 ~ 249.
- [13] 张 云, 谢丽萍. DSP 控制器及其应用 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2001.
- [14] 徐科军, 余书海, 王建华. 信号处理技术 [M]. 武汉: 武汉理工大学出版社, 2001.