

# SVPWM 逆变器死区效应补偿方法的研究

## DEAD-TIME COMPENSATION FOR VECTOR-CONTROL INDUCTION MOTOR PWM INVERTER

王高林, 贵献国, 于泳, 徐殿国

(哈尔滨工业大学电气工程系, 黑龙江省 哈尔滨市 150001)

(Email: [Wanggl@hit.edu.cn](mailto:Wanggl@hit.edu.cn), [Xianggui@hit.edu.cn](mailto:Xianggui@hit.edu.cn), [Yuyong@hit.edu.cn](mailto:Yuyong@hit.edu.cn), [Xudiang@hit.edu.cn](mailto:Xudiang@hit.edu.cn))

**摘要:** 针对伺服系统矢量控制系统, 提出了一种可以补偿死区误差电压并消除零电流钳位效应的死区补偿方法。在分析了影响死区效应的因素以及等效死区时间的表达式的基础上, 采用平均死区时间补偿法, 在两相静止轴系中对等效死区时间产生的误差电压进行了补偿。为了提高电流极性检测的准确性, 利用旋转轴系中的励磁电流和转矩电流分量经过坐标反变换, 判断电流在两相静止轴系所处的扇区来决定需要施加的补偿电压。另外为了更好地消除由于死区时间而产生的零电流钳位效应, 将一种消除零电流钳位效应的方法结合到上述补偿方法中。最后通过 TMS320F2812 DSP 芯片来实现补偿算法, 并在 11kW 伺服电机矢量控制系统中验证了补偿算法的有效性。

**ABSTRACT:** A dead-time compensation strategy is presented to compensate dead-time error-voltage and eliminate zero-current clamping effect for servo motor vector control system. The factor influencing dead-time effect is analyzed, and expression of equivalent dead time is deduced. Average dead-time compensation technique is adopted to compensate error-voltage at two-phase stationary frame. To improve accuracy of detection of current direction, components of magnetizing current and torque current are transformed into two-phase stationary frame. Therefore compensating voltage vector can be decided according to the sector the current vector is locating. In addition, a kind of zero-current clamping effect eliminating scheme is adopted combining with the above compensation method to improve the compensation performance. The proposed compensation method is performed with TMS320F2812 DSP chip. Experimental results demonstrate the efficiency of the dead-time compensation method in 11kW servo motor vector control system.

**关键词:** 伺服系统, 空间矢量 PWM, 死区效应, 零电流钳位, 补偿

**KEY WORDS:** servo system; space vector PWM; dead-time effect; zero-current clamping; compensation

## 1 引言

由于伺服系统在各种工业场合应用非常普遍, 永磁伺服电机相关控制技术研究也获得了广泛重视, 其中空间矢量脉宽调制技术 (SVPWM) 一直是一个热门的研究课题<sup>[1,2]</sup>。在 SVPWM 逆变器中, 为了防止同一桥臂的两只开关管产生直通, 需要在两只开关管的开通与关断时刻之间加入一定的死区时间, 所产生的死区效应会造成逆变器输出电压基波分量减小、输出电流波形畸变及输出转矩脉动<sup>[3]</sup>。在感应电机矢量控制场合, 往往需要知道电压的状态量, 由于输出电压是由离散的脉冲组合而成难以测量, 通常直接将参考电压当作输出电压。但与参考电压相比, 实际的输出电压由于受死区时间影响而与参考电压有所差别。因此为了能够进一步提高感应电机的控制性能, 有必要对死区效应进行有效地补偿。

已经有众多学者对死区效应进行了研究, 并提出了许多补偿方法<sup>[3-10]</sup>。这些方法基本上可以分为两种, 一种是基于平均误差电压补偿法, 这种方法具有易于实现的优点, 缺点是补偿不够精确, 后来又有学者对开关器件管压降引起的附加死区时间, 以及电路中寄生参数对死区效应的影响进行了研究<sup>[11,12]</sup>。另一类方法是基于脉冲的补偿方法, 这种方法可以对死区时间进行较精确地补偿, 但对控制芯片的要求也更高, 要求在一个 PWM 载波周期内进行两次采样<sup>[12]</sup>。死区补偿中电流极性的检测很重要, 如果对电流过零点判断不够准确反而会引起误补偿。尽管很多补偿方法能够取得不错的补偿效果, 但在低速轻载的场合, 经常会发生零电流钳位的现象, 使输出电流产生畸变<sup>[12]</sup>。本文研究了一种采用平均误差电压补偿法并结合消除零电流钳位效应的方法对感应电机 PWM 逆变器的死区效应进行了补偿, 最后在 11kW 伺服

电机系统中对这种补偿方法进行了验证。

## 2 PWM 逆变器死区效应分析

图 1 为伺服系统 PWM 逆变器的原理图。由于死区时间的存在，使得在死区时间内输出电压的大小不受开关管控制，由输出电流的流向来决定，另外 IGBT 的开通和关断都需要一定的时间，再考虑到 IGBT 和反并联二极管的通态管压降，这些因素共同作用使得输出电压产生了一定的误差。

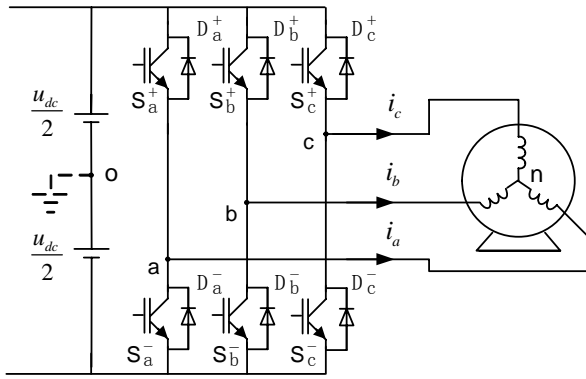


图 1 三相 PWM 逆变器原理图

Fig.1 Three-phase PWM inverter

下面以 a 相为例来分析 PWM 逆变器的死区效应。图 2 所示为 a 相电流由逆变器流向负载 ( $i_a > 0$ ) 时死区效应的波形图。

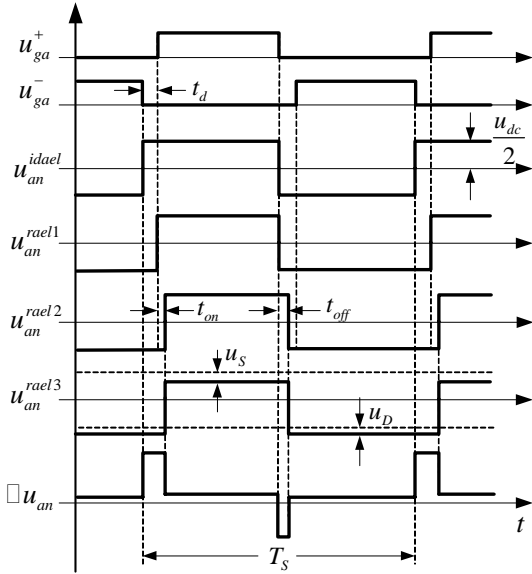


图 2 a 相死区效应波形图 ( $i_a > 0$ )

Fig.2 Dead-time effect of phase a ( $i_a > 0$ )

$u_{ga}^+$  和  $u_{ga}^-$  分别为上下两只开关管的驱动信号，两只开关管开通与关断时刻之间的死区时间

为  $t_d$ 。 $u_{an}^{ideal}$  为不考虑死区时间时的理想输出电压波形， $u_{an}^{real1}$  为考虑了外加死区时间时的输出电压波形， $u_{an}^{real2}$  为考虑了开关器件开通和关断延迟时间 ( $t_{on}$  和  $t_{off}$ ) 时的输出电压波形， $u_{an}^{real3}$  是将开关管和二极管的管压降 ( $u_s$  和  $u_D$ ) 也加以考虑时的输出电压波形。 $\Delta u_{an}$  为输出电压的误差电压波形图。

同理可以对  $i_a < 0$  的情况进行分析。如果将  $t_d$ 、 $t_{on}$ 、 $t_{off}$ 、 $u_s$  和  $u_D$  对输出电压产生的影响都进行考虑，则等效死区时间  $t_{err}$  可以表示为：

$$t_{err} = \text{sign}(i_{an})(t_d + t_{on} - t_{off} + t_{avon}) \quad (1)$$

其中  $\text{sign}(i_{an}) = \begin{cases} 1, & i_{an} > 0 \\ -1, & i_{an} < 0 \end{cases}$ ， $t_{avon}$  为开关管和

二极管的平均通态管压降产生的等效误差时间：

$$t_{avon} = \begin{cases} \frac{t_{on}u_s + t_{off}u_D}{u_{dc}}, & i_{an} > 0 \\ \frac{t_{off}u_D + t_{on}u_s}{u_{dc}}, & i_{an} < 0 \end{cases} \quad (2)$$

实际输出相电压与理想输出相电压的一个周期内的平均误差电压  $\Delta u_{an}$  可以表示为：

$$u_{err} = u_{dc} \frac{t_{err}}{T_s} \quad (3)$$

## 3 死区补偿方法

### 3.1 误差补偿电压矢量的确定

采用平均死区时间补偿法进行补偿，通过以上分析可以确定三相静止轴系中的误差电压，则两相静止轴系中的误差电压可以通过坐标变换来计算：

$$\begin{bmatrix} \Delta u_\alpha \\ \Delta u_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta u_{an} \\ \Delta u_{bn} \\ \Delta u_{cn} \end{bmatrix} \quad (4)$$

在两相静止轴系中，误差电压矢量可以用图 3 表示，误差电压矢量取决于电流矢量角，可以将两相静止电流轴系平面分为 6 个扇区，每个扇区对应一个误差电压矢量。

于是可以得到在两相静止轴系中补偿电压与电流矢量角的关系如表 1 所示。

### 3.2 电流极性的判断方法

补偿电压取决于三相电流的极性，如果通过直接检测三相电流来判断电流极性，在零点附近会有较大误差，容易引起误补偿。由于  $i_d$  和  $i_q$  为直流量，

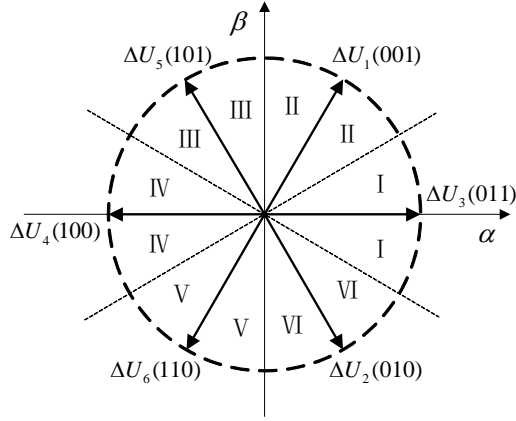


图 3 两相静止轴系中的误差电压矢量  
Fig.3 Error-voltage vector in two-phase stationary scheme

表 1 电流矢量与补偿电压的关系

| Tab.1 Relation of current vector to compensation voltage |       |       |       |                       |                              |
|--|-------|-------|-------|-----------------------|------------------------------|
| Sector   | $i_a$ | $i_b$ | $i_c$ | $u_{dcom1}$           | $u_{qcom1}$                  |
| I  | +     | -     | -     | $\frac{4}{3}u_{err}$  | 0                            |
| II   | +     | +     | -     | $\frac{2}{3}u_{err}$  | $\frac{2}{\sqrt{3}}u_{err}$  |
| III  | -     | +     | -     | $-\frac{2}{3}u_{err}$ | $\frac{2}{\sqrt{3}}u_{err}$  |
| IV   | -     | +     | +     | $-\frac{4}{3}u_{err}$ | 0                            |
| V  | -     | -     | +     | $-\frac{2}{3}u_{err}$ | $-\frac{2}{\sqrt{3}}u_{err}$ |
| VI   | +     | -     | +     | $\frac{2}{3}u_{err}$  | $-\frac{2}{\sqrt{3}}u_{err}$ |

可通过一个简单的一阶低通滤波器来滤除高次谐波成分，再由滤波后的  $i_{df}$  和  $i_{qf}$  来判断电流的极性。

同步旋转轴系的电流  $i_{df}$  和  $i_{qf}$  经过坐标反变换可以得到两相静止坐标系下电流矢量的幅值和相位角：

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \omega t & -\sin \omega t \\ \sin \omega t & \cos \omega t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{df} \\ i_{qf} \end{bmatrix} = I_s \begin{bmatrix} \cos \theta_i \\ \sin \theta_i \end{bmatrix} \quad (5)$$

根据所计算得到的电流矢量角  $\theta_i$ ，可以在两

相静止坐标系中判断电流矢量所处的扇区，这样就可以根据表 1 来确定所需的补偿电压矢量。

### 3.3 零电流钳位效应消除策略

为了提高死区补偿效果，有必要对电流过零点的钳位现象进行分析，采取有效措施将其消除。图 4 为 a 相电流由正向负向过渡时，由于死区时间引起电流与电压波形的偏差。在死区时间内，当  $i_a$  减小到零时，由于同一桥臂的两只开关管都处于关断的状态，使得  $u_{an}$  失去开关管的控制而出现了偏差（此时  $u_{an}$  等于 a 相反电动势  $e_a$ ），这将阻碍  $i_a$  朝反方向变化而钳位在零点。当电机低转速运行时，输出电压较低，这种现象可能持续几个采样周期，从而产生了明显的零电流钳位效应。

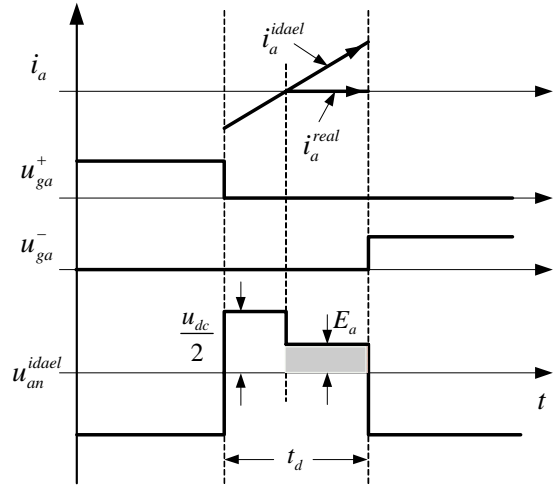


图 4 零电流钳位现象原理图

Fig.4 Zero-current clamping phenomenon

当  $i_a$  过零点时，图 1 中的 b 和 c 点电位由所在桥臂开关管的状态决定：

$$u_{bo} = u_{dc} \left( S_b - \frac{1}{2} \right) \quad (6)$$

$$u_{co} = u_{dc} \left( S_c - \frac{1}{2} \right) \quad (7)$$

结合永磁电机三相绕组对称的原理，可以得到：

$$u_{ao} = \frac{3}{2}e_a + \frac{1}{2}(u_{bo} + u_{co}) \quad (8)$$

$$u_{bo} = \frac{1}{2}(u_{bo} - u_{co} - e_a) \quad (9)$$

$$u_{co} = \frac{1}{2}(u_{co} - u_{bo} - e_a) \quad (10)$$

可以看出由于零电流钳位效应使得三相输出电压都产生了误差，误差电压可以通过坐标变换

在两相静止坐标系。三个相电流过零时需要补偿的等效误差电压可以用表 2 来表示。

将表 2 的零电流钳位效应补偿电压与表 1 的死区时间误差电压补偿相结合，最后的补偿电压  $u_{dcom}$  由  $u_{dcom1}$  和  $u_{dcom2}$  组成，可以补偿输出电压的误差，同时也可以改善低速轻载场合的输出电流波形。

表 2 零电流钳位补偿电压

Tab.2 Compensation voltage for zero-current clamping

| Phase | $u_{dcom2}$                    | $u_{qcom2}$                           |
|-------|--------------------------------|---------------------------------------|
| a     | $u_{an}^* - e_a$               | 0                                     |
| b     | $-\frac{1}{2}(u_{bn}^* - e_b)$ | $-\frac{\sqrt{3}}{2}(u_{bn}^* - e_b)$ |
| c     | $-\frac{1}{2}(u_{cn}^* - e_c)$ | $\frac{\sqrt{3}}{2}(u_{cn}^* - e_c)$  |

#### 4 实验结果分析

图 5 为采用上述的死区补偿方法的永磁电机矢量控制系统框图，通过 11kW 永磁电机矢量控制平台进行了验证，采用 TI 公司的 TMS320F2812 DSP 芯片来实现矢量控制算法和死区补偿算法。

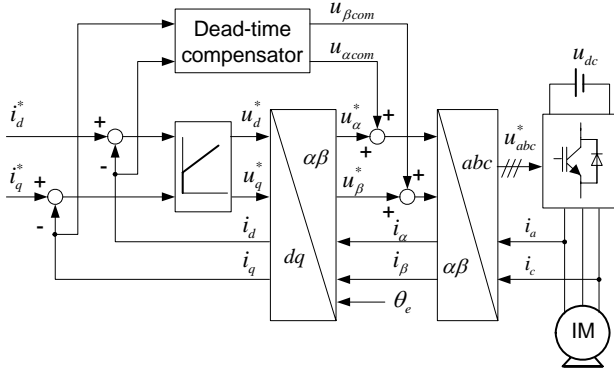


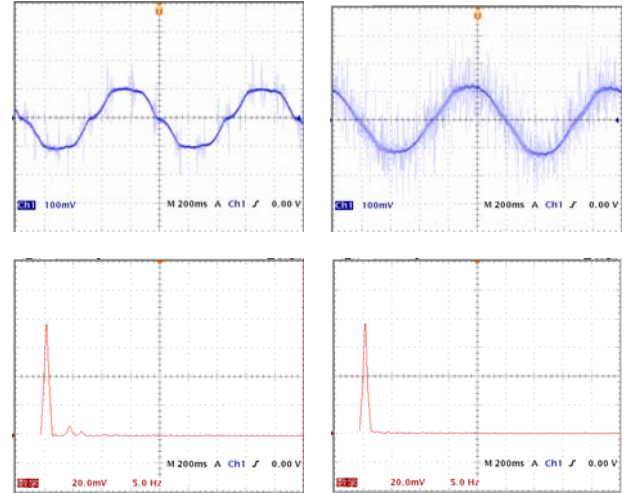
图 5. 进行死区补偿的感应电机矢量控制框图

Fig.5 Vector control induction motor drive with proposed dead-time compensator

伺服电动机的额定参数为：  $P_n = 11\text{kW}$ ， $U_n = 380\text{V}$ ， $I_n = 23\text{A}$ ， $n_n = 2000\text{rpm}$ 。DSP 系统时钟设为 150MHz，PWM 调制频率为 8kHz，死区时间设定为 3.2us，功率模块采用 EUPEC 的 FP75R12KE3，电流信号检测采用霍尔传感器 L18P50D15。

图 6 为电机工作在 1Hz 时的空载电流实验波形，纵坐标刻度为 10mV/A 其中图 6(a)为未采用

死区补偿的输出电流波形及 FFT 分析波形，可以看出电流波形有明显的畸变，含有较多的 5 次和 7 次谐波，并且在电流过零点处出现了零电流钳位的现象，谐波电流含量约为 7.58%。其中图 6(b)为采用死区补偿后的输出电流波形及 FFT 分析波形，电流波形的正弦度得到明显的改善，也有效地消除了零电流钳位现象，此时输出电流谐波含量约为 1.91%。

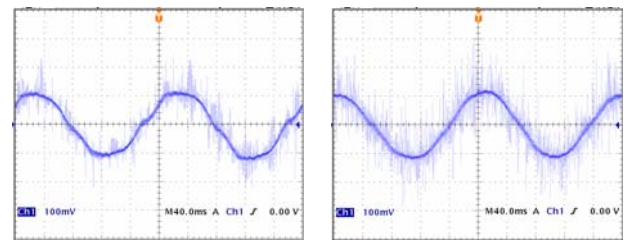


(a) 补偿之前波形

(b) 补偿之后波形

图 6 1Hz 时的空载电流波形及 FFT 波形

Fig.6 Measured current waves with no load at 1Hz

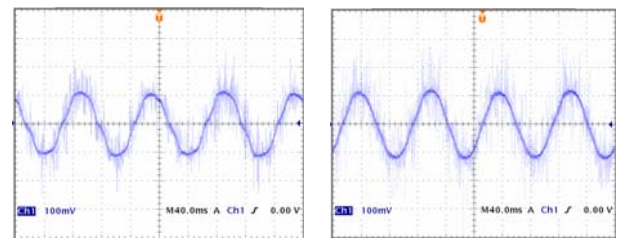


(a) 补偿之前波形

(b) 补偿之后波形

图 7 5Hz 时的空载电流波形

Fig.7 Measured current waves with no load at 5Hz



(a) 补偿之前波形

(b) 补偿之后波形

图 8 10Hz 时的空载电流波形

Fig.8 Measured current waves with no load at 10Hz

图 7 和图 8 分别为电机工作在 5H 和 10Hz 时死

区补偿前后的空载电流波形，可以看出采用死区补偿后，输出电流波形得到了明显改善。

## 5 结论

介绍了一种应用于永磁伺服系统矢量控制的电压型 PWM 逆变器的死区效应补偿方法。采用平均电压补偿法在两相静止轴系中对死区误差电压进行了补偿，通过将两相旋转轴系电流分量经过一阶低通滤波器滤波后，坐标反变换到两相静止轴系来判断电流极性。并结合了一种能消除零电流钳位现象的补偿法有效地消除电流过零点的钳位问题。最后通过 11kW 伺服系统矢量控制系统验证了所提出的死区效应补偿方法，获得了比较好的补偿效果。

## 参考文献

- [1] Frede Blaabjerg, John K. Pedersen, and Paul Thoeegersen. Improved modulation techniques for PWM-VSI drives[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 1997, 44(1):87-95.
- [2] 杨贵杰, 孙立. 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.
- [3] Takashi Sukegawa, Kenzo Kamiyama, Katsuhiro Mizuno, Takayuki Matsui and Toshiaki Okuyama. Fully digital, vector-controlled PWM VSI-Fed ac drives with an inverter dead-time compensation strategy[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 1991, 27(3):552-559.
- [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] Y. H. Liu, and C.L. Chen. Novel dead time compensation method for induction motor drives using space vector modulation[J]. IEE Proc.-Electr. Power Appl, 1998, 145(4):387-392.
- [6] 王家军, 许镇琳, 王豪, 孟明. 基于逆变器死区特性的永磁同步电动机系统  $\mu$ -修整变结构控制[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(4):148-152.
- [7] Jin Shun, Zhong Yan-ru. A novel three-level SVPWM algorithm considering neutral-point control and narrow-pulse elimination and dead-time compensation[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(6):60-66.
- [8] 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
- [9] Alfredo R. Munoz, and Thomas A. Lipo. On-line dead-time compensation technique for open-loop PWM-VSI drives[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 1999, 14(4):683-689.
- [10] Wu Mao-gang, Zhao Rong-xiang, Tang Xin-zhou. Dead-time effects analysis and compensation of SPWM and SVPWM inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(12):101-105.
- [11] Jong-Woo Choi, and Seung-Ki Sul. Inverter output voltage synthesis using novel dead time compensation[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 1996, 11(2):221-227.
- [12] N. Urasaki, T. Senjyu, T. Kinjo, T. Funabashi and H. Sekine. Dead-time compensation strategy for permanent magnet synchronous motor drive taking zero-current clamp and parasitic capacitance effects into account[J]. IEE Proc.-Electr. Power Appl, 2005, 152(4):845-853.

## 作者简介:

王高林 (1978-), 男, 博士研究生, 研究方向交流电机控制技术, 交流伺服系统。

贵献国 (1979-), 男, 博士, 研究方向永磁电机设计及控制技术。

于泳 (1974-), 男, 副教授, 硕士生导师, 研究方向电力电子与电力传动技术。

徐殿国 (1960-), 男, 教授, 博士生导师, 研究方向为电力电子技术, 照明电子技术, 电机及控制技术, 智能控制技术。