

DOI:10.3969/j.issn.1001-4551.2017.01.014

新型两相无刷直流电机矢量控制系统

卢春宏, 章 玮*

(浙江大学 电气工程学院, 浙江 杭州 310027)

摘要:针对两相无刷直流电机控制中 H 桥电压利用率低和双 H 桥结构复杂、经济成本高的问题,对两相无刷直流电机的逆变器结构和控制策略进行了研究,提出了一种基于六开关逆变器的两相无刷直流电机矢量控制系统。利用 Simulink 对两相无刷直流电机的速度电流双闭环控制系统进行了仿真,利用 PSoc 对该系统中两相无刷直流电机的控制性能和逆变器的电压利用率进行了测试。研究表明,该系统能够实现两相无刷直流电机速度和电流的快速控制,提高母线电压的利用率,具有较好的实际意义。

关键词:六开关逆变器;两相无刷直流电机;矢量控制;PSoc

中图分类号:TM33;TH39

文献标志码:A

文章编号:1001-4551(2017)01-0068-05

New space vector PWM drive for the control of two-phase BLDC

LU Chun-hong, ZHANG Wei

(College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

Abstract: Aiming at the low utilization rate of dc voltage H-bridge inverter and the complicated structure and the poor economic effect of double-H-bridge inverter in the control of two-phase BLDC, study on the inverter and the control strategy of two-phase BLDC was carried out, and a space vector pulse-width modulation (SVPWM) system of two-phase BLDC which used six-switch inverter was proposed. A two-phase BLDC control system which used double close loops of speed and current control was simulated through Matlab/Simulink. The control performance and the dc voltage utilization rate were tested by using PSoc. The results indicate that the system can realize the quick control of speed and the current of two-phase BLDC, and improve the utilization rate of bus voltage. The method is proved to be of great significance.

Key words: six-switch inverter; two-phase BLDC; space vector pulse-width modulation (SVPWM); PSoc

0 引 言

永磁无刷直流电机(BLDCM)由于其优良的特性,在各个领域得到了广泛的应用^[1-2]。两相无刷直流电机具有结构简单、加工制造容易、成本低、控制方式简单等优点,在一些场合也逐步被采用^[3]。

在工程实践中,矢量控制可以有效提高电机的运行效率以及动态响应,已被广泛应用于三相无刷直流电机中。而相对于三相电机来说,两相电机的两套绕组在空间上本身相互垂直,其矢量控制系统中自然也不会出现 Clark 变换和反 Clark 变换,因此两相无刷直流电机的矢量控制系统更为简单,对控制芯片的要求也更低。

目前应用于两相无刷直流电机的逆变器电路主要为 H 桥逆变器和双 H 桥逆变器。H 桥逆变器供电条件下两相无刷直流电机矢量控制系统具有优良的调速特性^[4],但 H 桥逆变器对直流母线电压的利用率较低,双 H 桥逆变器的电压利用率较高,但需要采用 8 个功率管,结构复杂,成本较高^[5-6]。如果将六管全桥逆变器应用于两相无刷直流电机控制系统中,不仅可以解决上述问题,而且可以将三相电机的驱动电路嫁接到两相电机上来。这给一些需要将三相电机更换为两相电机的场合提供了便利,降低了更换成本。因此开发六管全桥逆变器供电的两相无刷直流电机矢量控制系统具有实际的应用意义。

收稿日期:2016-04-26

作者简介:卢春宏(1993-),男,甘肃张掖人,硕士研究生,主要从事永磁同步电机及其控制方面的研究。E-mail: zjdxluch@163.com

通信联系人:章 玮,女,副教授,硕士生导师。E-mail: weizhang@zju.edu.cn

本研究将介绍六开关逆变器供电下两相无刷直流电机 SVPWM 控制的原理及具体实现方式,然后在 Matlab/Simulink 环境下建立仿真模型,验证该种控制方法的可行性及良好的控制性能,最后进行实验验证。

1 两相无刷直流电机的数学模型

由于两相无刷直流电机的两相绕组在空间上互相垂直,其互感为零。当电机的两相绕组完全对称时,其在 $d-q$ 坐标系下的电压方程为:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_d p & -\omega L_q \\ \omega L_d & R_s + L_q p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \psi_f \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中: u_d, u_q — $d-q$ 绕组端电压; R_s —绕组相电阻; L_d, L_q — $d-q$ 轴电感; p —微分算子 d/dt ; i_d, i_q — $d-q$ 绕组电流; ω —电角速度, $\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}$; ψ_f —永磁转子的磁链, Wb 。

电机的电磁转矩方程为:

$$T_e = P_0(\psi_d i_q - \psi_q i_d) = P_0[\psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (2)$$

电机的机械运动方程为:

$$T_e - T_L - D\Omega = Jp\Omega \quad (3)$$

式中: T_e —电磁转矩, T_L —负载转矩, D —电机阻尼系数, Ω —电机机械角速度, J —转动惯量, P_0 —电机极对数。

2 空间矢量控制理论分析

相对于 H 桥逆变器来说,六开关逆变器在采用 SVPWM 时可以有效提高直流母线电压的利用率,并且其扇区由 4 个增加为 6 个,细分了扇区,可以提高电机的响应速度和运行效率;而相对于双 H 桥逆变器来说,六开关逆变器少了两个开关管,可以降低系统的成本和复杂度。整个系统原理框图如图 1 所示。

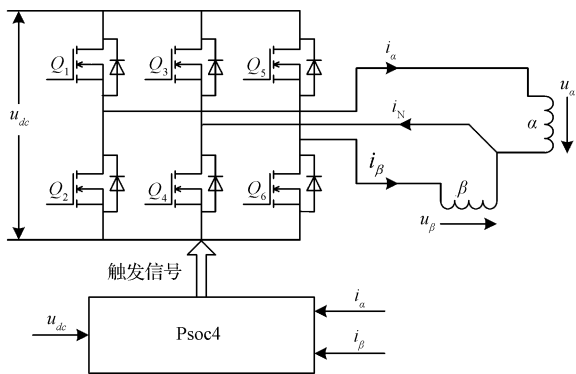


图 1 系统原理框图

该控制系统中,一个六开关全桥逆变电路给两相电机供电。将 A 相绕组和 B 相绕组的末端相连后连接在逆变桥第二个桥臂中点, A 相绕组和 B 相绕

组的始端分别连接在第一个桥臂和第三个桥臂的中点。

空间矢量 PWM 指的是逆变器上三路功率管的一种特定的开关顺序^[7]。相对于 SPWM 来说,采用 SVPWM 控制时输出给电机电压和电流中的谐波更小,对直流母线电压的利用率更高^[8-9]。由于逆变器中上下开关必须是互补导通的,整个逆变器的开关状态完全可以由上三路的开关管决定。三对开关管有八种不同的导通方式。

根据图 1 所示的连接方式可以得到八种不同组合模式下用直流母线电压 u_{dc} 表示的相电压,如表 1 所示。

表 1 八种开关组合和输出电压

Q_1	Q_3	Q_5	u_α	u_β
0	0	0	0	0
1	0	0	u_{dc}	0
1	1	0	0	$-u_{dc}$
0	1	0	$-u_{dc}$	$-u_{dc}$
0	1	1	$-u_{dc}$	0
0	0	1	0	u_{dc}
1	0	1	u_{dc}	u_{dc}
1	1	1	0	0

由表 1 可知,该矢量控制系统包含 6 个非零矢量和两个零矢量,其中 u_{000} 和 u_{111} 是两个零矢量。

定义:

$$u_i = u_\alpha + e^{j\pi/2} u_\beta \quad (4)$$

结合表 1 和式(4)便可以得到 6 个非零电压矢量的方向和幅值,如图 2 所示。

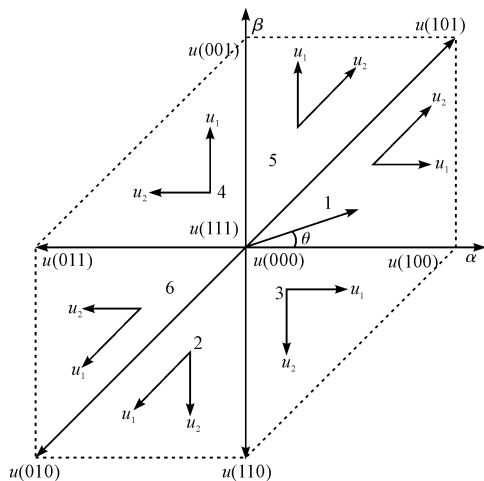


图 2 基本矢量、扇区和主辅矢量

图 2 还给出了由这 6 个非零电压矢量组成的扇区及各扇区内的主辅矢量。由图 2 可知,当参考电压向量 u_o 进行旋转时,其大小必须限制在基本矢量的包络线内,因此采用该方案时输出相电压的最大值为:

$$u_{\max} = \frac{1}{\sqrt{2}} u_{\text{dc}} \quad (5)$$

在三相电机矢量控制系统中,三相绕组为星形接法,A、B、C三相绕组分别接在三个桥臂的中点。逆变器在输出任何一个非零电压矢量时,电机的三相绕组上均有电流流过,因此其电压矢量组成的是一个对称的六边形,其扇区分布也是均匀的。而该系统中两相绕组在空间上互相垂直,且末端都连接在第二个桥臂上,因此逆变器在输出 u_{100} 、 u_{001} 、 u_{011} 、 u_{110} 4 个非零矢量时,直流母线电压仅作用在某一相绕组上。这 4 个电压矢量方向与 $\alpha\beta$ 坐标系的坐标轴相重合。而在输出 u_{101} 、 u_{010} 这两个非零矢量时,两相绕组均与直流母线相连,电压矢量的幅值则变为另 4 个电压矢量的 $\sqrt{2}$ 倍,方向位于一、三象限的角平分线上。正是因为将六开关逆变器应用到了两相电机系统中,才使得该系统中的电压矢量组成了一个不对称的六边形,扇区分布也变得不均匀。

两相无刷直流电机 SVPWM 可以通过图 2 所示的 6 个非零矢量和两个零矢量来产生等效的电压向量 u_o 。现假设 u_o 位于 u_1 和 u_2 围成的扇区内(u_1 和 u_2 是两个相邻的基本空间矢量),按照一个 PWM 周期 T 内逆变器输出的平均电压等于同一个周期内 u_o 的平均值的原则,可以得到:

$$u_o T = u_1 T_1 + u_2 T_2 \quad (6)$$

式中: T_1 、 T_2 —基本矢量 u_1 和 u_2 各自在一个周期 T 内持续作用的时间。

由式(6)可见,在每个 PWM 周期内,期望的参考电压 u_o 可以通过让逆变器的基本矢量 u_1 和 u_2 各自作用 T_1 和 T_2 来逼近。

与三相电机的 SVPWM 方法一样,可根据式(6)计算出各向量的作用时间,然后逆变器便可输出正确的 PWM 波形。当采用常见的对称 PWM 模式时,空间电压矢量作用的顺序为 $u_{000} \rightarrow u_1 \rightarrow u_2 \rightarrow u_{111} \rightarrow u_2 \rightarrow u_1 \rightarrow u_{000}$,一种对称的空间矢量 PWM 切换模式如图 3 所示。

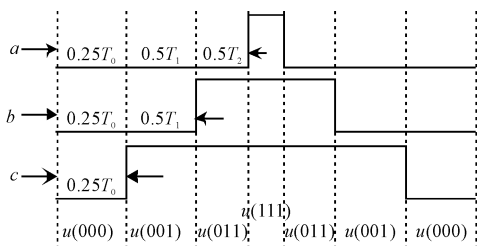


图 3 一种对称的空间矢量 PWM 切换模式

其中假设参考电压 u_o 处在由基本矢量 u_{001} 和 u_{011} 围成的扇区内。图 3 所示的切换方式适用于任何一个

扇区。

由于将两相电机的扇区同样分为 6 个扇区,其扇区的判定与三相电机系统相类似,将实际空间电压矢量 u_o 分解为 u_α 、 u_β 电压矢量,根据 u_α 和 u_β 就可以判定实际电压矢量 u_o 所处的扇区。

在计算主辅电压矢量的作用时间时,定义:

$$\begin{cases} X = \frac{u_\alpha T}{u_{\text{dc}}} \\ Y = \frac{u_\beta T}{u_{\text{dc}}} \\ Z = \frac{u_\alpha - u_\beta T}{u_{\text{dc}}} \end{cases} \quad (7)$$

则各扇区内主辅电压矢量作用时间如表 2 所示。

表 2 各扇区内主辅电压矢量作用时间

扇区	1	2	3	4	5	6
T_1	Z	-X	X	Y	-Z	-Y
T_2	Y	Z	-Y	-X	X	-Z

同样的,在产生 PWM 信号时,首先定义:

$$\begin{cases} T_a = (T - T_1 - T_2)/4 \\ T_b = T_a + 0.5T_1 \\ T_c = T_b + 0.5T_2 \end{cases} \quad (8)$$

根据空间电压矢量 u_o 所处扇区不同,可以得到 3 个桥臂上开关管的切换时间 T_{cm1} 、 T_{cm2} 、 T_{cm3} ,如表 3 所示。

表 3 各开关管的切换时间

扇区	1	2	3	4	5	6
T_{cm1}	T_a	T_b	T_a	T_c	T_b	T_c
T_{cm2}	T_c	T_a	T_b	T_b	T_c	T_a
T_{cm3}	T_b	T_c	T_c	T_a	T_a	T_b

根据表 3 所示的各个开关管的切换时间,就可以由三角波产生上下对称互补的 6 路 PWM 信号,用这 6 路 PWM 信号驱动 6 个开关管,从而驱动电机运行。

3 仿真和实验

为了验证分析方法,本研究对一台两相无刷直流电机进行了仿真和实验,电机参数如表 4 所示。

表 4 电机参数

U_N/V	P_N/HP	$n_N/(r \cdot \text{min}^{-1})$	P_0	R_s/Ω	L_d/mH	L_q/mH
230V	1	1075	9	5.71	45.68	45.68

本研究将电机的速度, id , iq 作为反馈量进行 PI 调节,其中速度环的输出作为电流环 iq 的给定。电流环的输出作为 d 、 q 轴的电压给定,进行 Park 变换后得到 u_α 和 u_β ,作为 SVPWM 模块的输入。计算出各个扇区内主辅矢量的作用时间 T_1 和 T_2 后,根据表 2 和表 3 选

择 3 个桥臂上开关管的切换时间 T_{cm1} 、 T_{cm2} 、 T_{cm3} , 得到 6 路开关管的驱动信号, 从而驱动电机运行。

仿真时, $0 \sim 0.5 \text{ s}$ 转速给定为 500 r/min , 0.5 s 时突变为 1075 r/min , 在 $0 \sim 1 \text{ s}$ 内电机空载, 在 1 s 时电机转矩突变为 5 Nm 。PWM 频率设定为 10 kHz , 直流母线电压设定为 325 V 。

控制系统采用速度电流双闭环控制, 控制系统如图 4 所示。

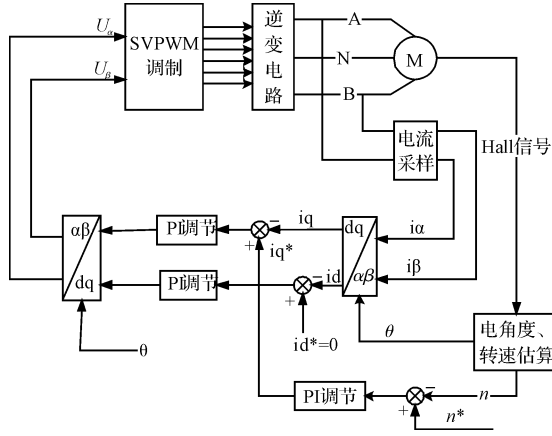


图 4 系统控制框图

一个电周期内主辅矢量及零矢量的作用时间 T_1 、 T_2 和 T_0 的波形图如图 5 所示。

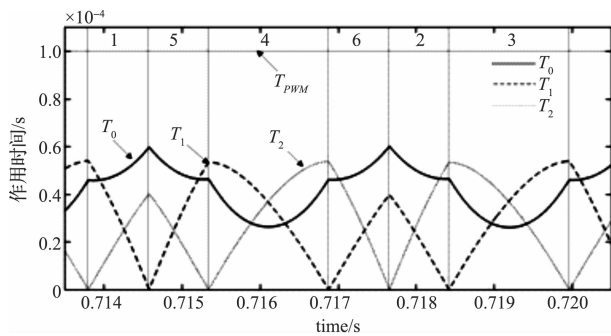


图 5 主辅矢量及零矢量作用时间 T_1 、 T_2 和 T_0

由图 5 可知, 电压矢量在一个电周期内所经历的扇区依次为 1、5、4、6、2、3。当电压矢量在第 1 扇区内逆时针旋转时, 先与该扇区内主矢量重合, 然后慢慢远离主矢量, 靠近辅矢量, 最后与辅矢量重合。电压矢量 u_0 越过第 1 扇区, 在第 5 扇区内逆时针旋转时, 则变成先与该扇区内辅矢量重合, 然后慢慢远离辅矢量, 靠近主矢量, 最后与主矢量重合。因此在第 1 扇区内, 主矢量作用时间 T_1 由最大逐渐减为 0, 辅矢量作用时间 T_2 由零逐渐增大, 越过第 1 扇区到第 5 扇区内时, 主矢量作用时间 T_1 由 0 逐渐增大, 而辅矢量作用时间 T_2 逐渐减小。其他扇区内主辅矢量作用时间的变化规律与此原理相同。

仿真过程中电机的转速、转矩波形如图 6 所示。

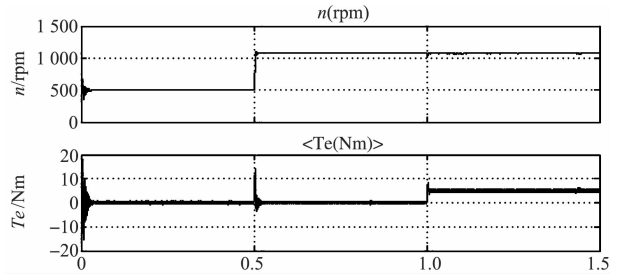


图 6 电机转速、转矩波形

结果显示, 速度响应较快, 且无稳态误差, 从而验证了该理论的正确性及其优良的控制性能。

仿真时间在 $1.4 \text{ s} \sim 1.45 \text{ s}$ 时相电压的波形如图 7 所示。

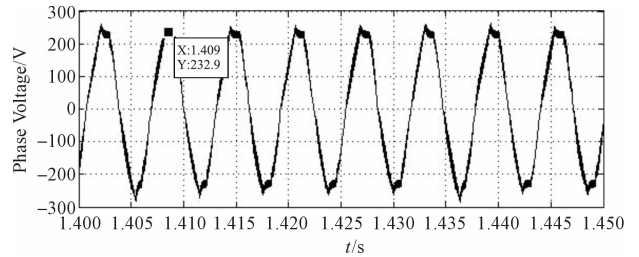


图 7 相电压仿真波形

此时电机已处于额定转速。由图可以看出, 相电压的最大值可以达到 233 V , 约为直流母线电压的 0.72 , 证明该种 SVPWM 控制方法可以提高对直流母线电压对的利用率。

实验中将电机转速设定为 1075 r/min , 直流母线电压设定为 200 V , 检测了此时相电压波形如图 8 所示。

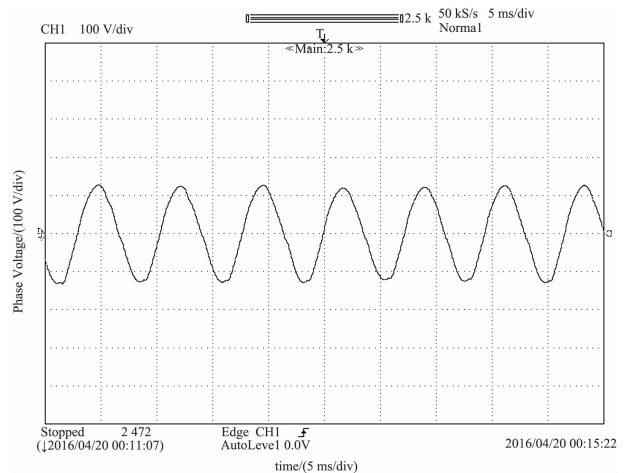


图 8 实验条件下相电压最大值

从图中可以看出, 此时相电压最大值大于直流母线电压的一半。进一步验证了该控制方法可以提高对母线电压利用率的结论。

速度给定从 1075 r/min 突降为 500 r/min 时的电

机电流波形如图 9 所示。

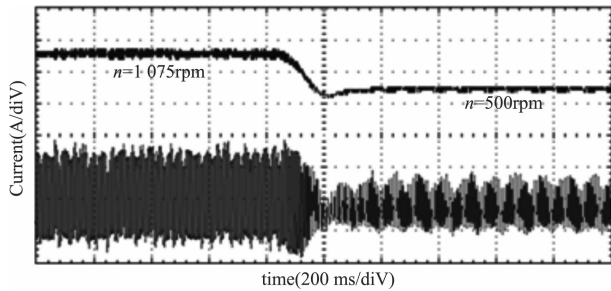


图 9 突降速度时的电流波形

从图中可以看出电流正弦度较好,电流中谐波含量少,电机运行良好。

电机瞬变过程的电流波形如图 10 所示。

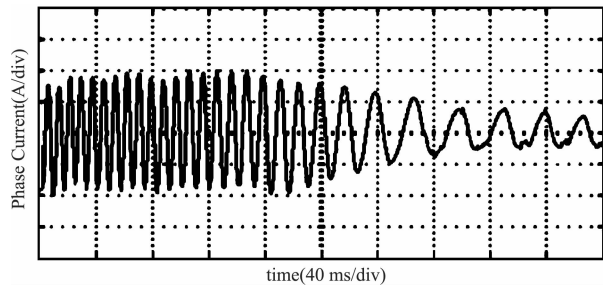


图 10 电机瞬变过程电流波形图

实验结果表明,采用本研究所所述的 SVPWM 控制方式,并且采用速度电流双闭环控制系统时,电机运转良好,系统运行稳定,电机的速度和电流响应得到了有效的提高,并且采用该方法还可以有效提高对直流母线电压的利用率。

4 结束语

本研究介绍了基于六开关逆变器的两相无刷直流电机矢量控制理论,并测量了该控制方法下的电机性能和逆变器的电压利用率。仿真和实验结果表明,在该控制方式下,电机的相电压有效值超过直流母线电

压的 50%,因此本研究采用的 SVPWM 控制方式能够结合 H 桥和双 H 桥的优点,提高直流母线的电压利用率。

电机的速度电流双闭环实验结果表明,电流正弦度高,谐波含量少,电机具有良好的动、稳态性能。整个控制系统灵活,可以使两相无刷直流电机的应用更加广泛,具有较好的实际应用意义。

参考文献 (References):

- [1] 张 杰. 基于 SVPWM 控制的无刷直流电机的建模与仿真[J]. 机电工程, 2013, 30(9): 1106-1108.
- [2] LIFANG. T. Study of the SVPWM Converter Based on TMS320F24X[C]// **Intelligent System Design and Engineering Applications (ISDEA), 2013 Third International Conference.** Hong Kong: [s. n.], 2013: 1316-1319.
- [3] 林 海, 闫海兰, 张 玲, 等. 两相永磁同步电动机无传感器控制研究[J]. 微特电机, 2013, 41(5): 19-22.
- [4] 高联学, 王洪刚, 叶迎春. 两相永磁低速同步电动机的空间矢量 PWM 控制[J]. 鲁东大学学报: 自然科学版, 2007, 23(3): 245-248.
- [5] 年 珩. 两相逆变器一异步电动机系统的设计与分析[D]. 合肥: 合肥工业大学电气与自动化工程学院, 2002.
- [6] 王会刚. 采用单片机实现两相异步电机的 SVPWM 控制[D]. 合肥: 合肥工业大学电气与自动化工程学院, 2003.
- [7] YU G Q ZHANG Y, LI Y W. Research of DSP-Based SVPWM Vector Control System of Asynchronous Motor[C]// **Computer Science and Electronics Engineering (ICCSSEE), 2012 International Conference on Hangzhou.** Hangzhou: [s. n.], 2012: 151-155.
- [8] 余秋实, 王秋晓. 异步电机 SVPWM 矢量控制系统仿真[J]. 机电工程, 2010, 27(1): 76-78 + 81.
- [9] 祝 琴, 钟祥微, 章 鸿. SVPWM 原理及其 Simulink 仿真[J]. 电机电器技术, 2005(4): 49-51.

[编辑: 张 豪]

本文引用格式:

卢春宏, 章 玮. 新型两相无刷直流电机矢量控制系统[J]. 机电工程, 2017, 34(1): 68-72.

LU Chun-hong, ZHANG Wei. New space vector PWM drive for the control of two-phase BLDC[J]. Journal of Mechanical & Electrical Engineering, 2017, 34(1): 68-72.

《机电工程》杂志: <http://www.meem.com.cn>