

DOI:10.3969/j.issn.1001-4551.2018.03.015

# 一种改进 SVPWM 算法在三相逆变器中的应用\*

姜 涛,许明夏,车向中\*

(中车大连电力牵引研发中心有限公司 技术中心,辽宁 大连 116052)

**摘要:**为解决传统空间矢量调制(SVPWM)算法带来繁琐坐标变换和复杂计算量的问题,从理论上推导和分析了传统 SVPWM 算法的控制机理,研究了三相空间矢量调制的内在规律,提出了一种改进的基于 abc 坐标系的无扇区 SVPWM 算法。该算法采用更加快速简便的方式实现了传统 SVPWM 功能,利用三相电压的内在关系,推导出了各相 SVPWM 算法的调制时间函数,无需进行复杂坐标变换和扇区判断,降低了 SVPWM 算法计算量;接着将改进 SVPWM 算法运用于 245 kVA 地铁辅助逆变器中,实现了三相电压的精确闭环控制。理论和实验结果表明:该算法无需复杂运算,具有快速、简洁等优点,应用在三相逆变器中具有实用性和可行性。

**关键词:**SVPWM;脉宽调制;坐标变换;空间矢量;导通角

中图分类号:TM464

文献标志码:A

文章编号:1001-4551(2018)03-0288-05

## Application of improved SVPWM algorithm in three-phase inverter

JIANG Tao, XV Ming-xia, CHE Xiang-zhong

(Technology Center, CRRC. Dalian R&D Co. Ltd., Dalian 116052, China)

**Abstract:** In order to solve the coordinate transformation and complex calculation of traditional SVPWM algorithm, the mechanism of SVPWM algorithm was deduced and analyzed; the inherent law of three-phase space vector modulation was studied and a modified non-sector algorithm based on abc coordinates was proposed. The proposed modulation algorithm was used to fulfill the traditional SVPWM function. By using the internal relationship of the three-phase voltage, the modulation time function of SVPWM algorithm was deduced, and the computational complexity of SVPWM algorithm was reduced without complex coordinate transformation and sector judgment. The modified SVPWM algorithm was then applied to the 245 kVA subway auxiliary inverter to realize the accurate closed-loop control of the three-phase voltage. The theory and experiment show that the algorithm does not require complex calculation, and has the advantages of quickness and simplicity, as well as practicality and feasibility in the three-phase inverter.

**Key words:** SVPWM; pulse width modulation; coordinate transformation; space vector; conduction angle

## 0 引 言

目前,三相逆变器主要采用 SPWM 和 SVPWM 两种调制方式。与 SPWM 调制方式相比,采用 SVPWM

调制技术可提高 15% 直流电压利用率。经过几十年的发展,传统 SVPWM 算法已经在电机控制和功率变换等领域得到了广泛的应用<sup>[1-5]</sup>。SVPWM 从三相电压的整体效果出发,研究如何使电机获得理想圆形磁链轨迹,具有谐波抑制效果较好、算法简单、易于

收稿日期:2017-10-09

基金项目:中车集团重大科研项目(2015NGA038)

作者简介:姜 涛(1979-),男,山东威海人,硕士,高级工程师,主要从事电力传动与变流控制研发方面的研究。E-mail:jiangtao@crrecg.cc

通信联系人:车向中,男,硕士,教授级高级工程师。E-mail:chexiangzhong@crrecg.cc

数字化控制的实现等优点。但是,传统的 SVPWM 直接数字化方法需进行复杂的坐标变换、三角函数运算、扇区判断、有效矢量作用时间的计算等<sup>[6-7]</sup>,计算量大,直接影响高精度实时控制。因此,改进 SVPWM 的实现和计算有益于提高整个系统的响应速度和处理精度。

传统 SVPWM 首先进行  $\alpha\beta$  坐标变换后再求扇区值和占空比,过程中需要大量运算,对硬件资源要求较高。虽然不少学者针对 SVPWM 不同应用场合提出的改进方法,充分发挥了传统 SVPWM 的优点,但由于实现复杂的缺点对其应用带来不便,许多学者致力于寻找 SVPWM 的简化算法<sup>[8-12]</sup>。文献[13]采用新扇区的判别方法,提高了运算速度。文献[14]提出了只需进行坐标变换和扇区判断,并通过查表求出有效矢量作用时间的简化方法。以上文献在一定程度上实现 SVPWM 算法的简化,但是还是基于扇区计算,其改进还是有限。

本研究通过对 SVPWM 的本质分析,推导出一种基于  $abc$  坐标系的无扇区 SVPWM 实现方式,通过理论分析和试验测试,对改进 SVPWM 算法进行验证。

## 1 传统 SVPWM 算法实现

### 1.1 SVPWM 基本原理

采用 SVPWM 算法的三相逆变器主电路拓扑结构如图 1 所示。

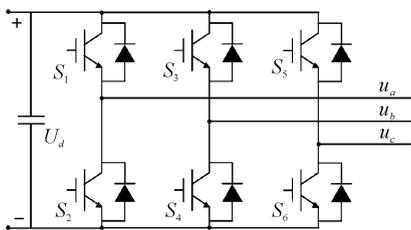


图 1 三相逆变器主电路

$U_d$ —直流母线的电压; $u_a, u_b, u_c$ —三相逆变电压

根据逆变器的开关状态和顺序组合,使电压空间矢量沿圆形轨迹运行,便可以产生三相 SVPWM 波。逆变器共有 8 种开关模式,分别对应 8 个基本电压空间矢量  $V_0 \sim V_7$ ,在两相静止  $\alpha\beta$  坐标系下的分布如图 2 所示。

SVPWM 就是利用  $V_0 \sim V_7$  的不同组合,组成幅值相同、相位不同的参考电压矢量  $V_{ref}$ ,从而使矢量轨迹

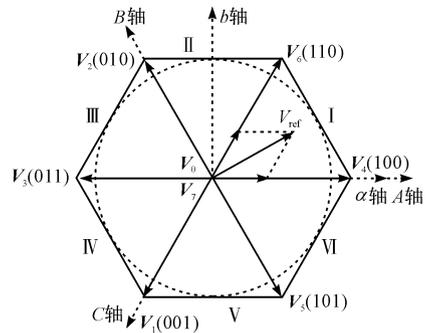


图 2 空间电压矢量分布

尽可能逼近基准圆。其中,2 个零矢量 ( $V_0, V_7$ ) 的幅值为 0,位于原点。其余 6 个非零矢量幅值相同,相邻矢量间隔  $60^\circ$ 。根据非零矢量所在位置将空间划分为 6 个扇区。

### 1.2 $\alpha\beta$ 坐标系下 SVPWM 实现

#### 1.2.1 扇区的划分

由上节得到,要使逆变器输出任意的电压空间矢量,必须首先确定这个电压空间矢量所在的扇区,然后由相邻的两个非零矢量和零矢量合成。传统 SVPWM 的扇区计算比较复杂,首先需要进行  $U_a, U_b, U_c$  到  $\alpha\beta$  坐标的变换,得到:

$$\begin{bmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

根据文献[15],可得:

$$\begin{cases} U_{ref1} = U_\alpha \\ U_{ref2} = \frac{-U_\beta + \sqrt{3}U_\alpha}{2} \\ U_{ref3} = \frac{-U_\beta - \sqrt{3}U_\alpha}{2} \end{cases} \quad (2)$$

如果  $U_{ref1} > 0$ ,则  $a = 1$ ,否则  $a = 0$ ;  $U_{ref2} > 0$ ,则  $b = 1$ ,否则  $b = 0$ ;  $U_{ref3} > 0$ ,则  $c = 1$ ,否则  $c = 0$ 。

由扇区计算公式  $N = a + 2b + 4c$  确定 SVPWM 所在扇区,得到的由  $\alpha\beta$  坐标系确定的扇区值如表 1 所示。

表 1  $\alpha\beta$  坐标系确定的扇区值

扇区	$N = a + 2b + 4c$
I	2
II	6
III	1
IV	4
V	3
VI	5

### 1.2.2 非零矢量导通时间计算方法

传统 SVPWM 算法利用“伏秒平衡”原则,计算各扇区的导通时间  $t_1$  和  $t_2$ :

$$\begin{cases} U_\alpha \cdot T_s = U_{x(\alpha)} \cdot t_1 + U_{x+60^\circ(\alpha)} \cdot t_2 \\ U_\beta \cdot T_s = U_{x(\beta)} \cdot t_1 + U_{x+60^\circ(\beta)} \cdot t_2 \end{cases} \quad (3)$$

式中:  $U_{x(\alpha)} - U_x$  在  $\alpha$  轴上的投影;  $U_{x+60^\circ(\alpha)} - U_{x+60^\circ}$  在  $\alpha$  轴上的投影;  $U_{x(\beta)} - U_x$  在  $\beta$  轴上的投影;  $U_{x+60^\circ(\beta)} - U_{x+60^\circ}$  在  $\beta$  轴上的投影。

由公式(3)可以计算出不同扇区值下两个非零矢量导通时间  $t_1$  和  $t_2$ 。那么,零矢量的导通时间为:

$$t_0 = T_s - t_1 - t_2 \quad (4)$$

由此可以看出:传统的 SVPWM 直接数字化方法需进行复杂的坐标变换、扇区判断、非零矢量导通时间的计算等,需要占用大量的处理器资源,编程复杂,并且在  $\alpha\beta$  坐标系下物理概念不易理解。

## 2 改进的 $abc$ 坐标系下 SVPWM 算法实现

本文提出一种改进的无扇区判断 SVPWM 快速算法,只需通过三相电压值的大小关系,即可直接写出各相的 SVPWM 算法的调制时间函数,无需计算空间矢量的扇区和两个非零矢量的导通时间。

### 2.1 $abc$ 坐标系下扇区的判断

根据上一节  $\alpha\beta$  坐标系下 SVPWM 扇区的判断,由公式(1,2)得到  $abc$  坐标下的扇区的对应关系,如表 2 所示。

表 2  $abc$  坐标下判断的扇区值

扇区	三相电压关系
I	$u_a > u_b > u_c$
II	$u_b > u_a > u_c$
III	$u_b > u_c > u_a$
IV	$u_c > u_b > u_a$
V	$u_c > u_a > u_b$
VI	$u_a > u_c > u_b$

三相电压波形及扇区分布如图 3 所示。

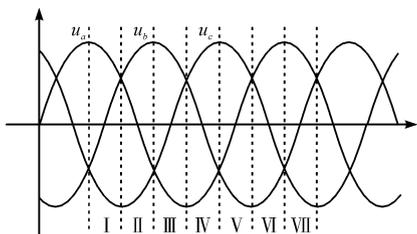


图 3 三相电压波形及扇区分布

由表 2 和图 3 可以看出:三相输出电压,  $u_a, u_b, u_c$  的大小关系直接可以判断出  $V_{ref}$  所在的扇区,无需对  $u_a, u_b, u_c$  进行从  $abc$  坐标到  $\alpha\beta$  坐标系的变换,且相比  $\alpha\beta$  坐标下扇区判断,该方法更为简单,物理意义更易理解。

### 2.2 $abc$ 坐标系下导通时间计算方法

实际上,在计算导通时间上,无需对输入矢量电压进行  $abc/\alpha\beta$  坐标变换,根据“伏秒平衡”原则,直接得到两个非零矢量导通时间  $t_1$  和  $t_2$ :

$$\dot{V}_{ref} \cdot T_s = \dot{V}_x \cdot t_1 + \dot{V}_{x+60^\circ} \cdot t_2 \quad (5)$$

对扇区 I ( $u_a > u_b > u_c$ ) 进行分析,可得:

$$\begin{cases} \dot{V}_x = \dot{V}_4 = \left[ \frac{2}{3}U_d \quad -\frac{1}{3}U_d \quad -\frac{1}{3}U_d \right] \\ \dot{V}_{x+60^\circ} = \dot{V}_6 = \left[ \frac{1}{3}U_d \quad \frac{1}{3}U_d \quad -\frac{2}{3}U_d \right] \\ \dot{V}_{ref} = [u_a \quad u_b \quad u_c] \end{cases} \quad (6)$$

将式(6)代入式(5)可得:

$$\begin{cases} t_1 = \frac{(u_a - u_b) \cdot T_s}{U_d} \\ t_2 = \frac{(u_b - u_c) \cdot T_s}{U_d} \end{cases} \quad (7)$$

同理,通过扇区 II, III, IV, V, VI 分析,可以推导出一个规律,即:

当  $u_x > u_y > u_z$  时,两个非零矢量导通时间  $t_1$  和  $t_2$  及零矢量时间  $t_0$  分别为:

$$\begin{cases} t_1 = \frac{(u_x - u_y) \cdot T_s}{U_d} \\ t_2 = \frac{(u_y - u_z) \cdot T_s}{U_d} \\ t_0 = (T_s - t_1 - t_2) = \left( 1 - \frac{u_x - u_z}{U_d} \right) \cdot T_s \end{cases} \quad (8)$$

在本节中,推导了  $abc$  坐标系下两个非零矢量和零矢量的作用时间,但还需要利用三相电压大小进行扇区的判断,在编程实现上容易带来错误。

### 2.3 改进 SVPWM 导通时间的直接表达式

在三相三线制电压型变流器中,总是满足  $u_a + u_b + u_c = 0$ 。

对  $abc$  坐标下 SVPWM 算法进一步推导,采用 SVPWM 序列如图 4 所示。

以扇区 I ( $u_a > u_b > u_c$ ) 为例分析,三相开关管  $S_1, S_3, S_5$  的导通时间分别为  $t_{S1}, t_{S3}, t_{S5}$ :

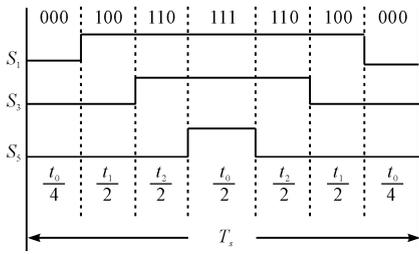


图4 空间矢量扇区1

$$\begin{cases} t_{S1} = t_1 + t_2 + \frac{t_0}{2} = \frac{u_a}{U_d} + \frac{u_b}{2U_d} + \frac{T_s}{2} \\ t_{S3} = t_2 + \frac{t_0}{2} = \frac{u_b}{U_d} + \frac{u_b}{2U_d} + \frac{T_s}{2} \\ t_{S5} = \frac{t_0}{2} = \frac{u_c}{U_d} + \frac{u_b}{2U_d} + \frac{T_s}{2} \end{cases} \quad (9)$$

同理,可推导其余扇区(Ⅱ,Ⅲ,Ⅳ,Ⅴ,Ⅵ)时,三相开关管  $S_1, S_3, S_5$  的导通时间( $t_{S1}, t_{S3}, t_{S5}$ ),如表3所示。

表3 三相开关管的导通时间

扇区	电压	调制时间		
		$t_{S1}$	$t_{S3}$	$t_{S5}$
Ⅰ	$u_a > u_b > u_c$	$\frac{u_a}{U_d} + \frac{u_b}{2U_d} + \frac{T_s}{2}$	$\frac{u_b}{U_d} + \frac{u_b}{2U_d} + \frac{T_s}{2}$	$\frac{u_c}{U_d} + \frac{u_b}{2U_d} + \frac{T_s}{2}$
Ⅱ	$u_b > u_a > u_c$	$\frac{u_a}{U_d} + \frac{u_a}{2U_d} + \frac{T_s}{2}$	$\frac{u_b}{U_d} + \frac{u_a}{2U_d} + \frac{T_s}{2}$	$\frac{u_c}{U_d} + \frac{u_a}{2U_d} + \frac{T_s}{2}$
Ⅲ	$u_b > u_c > u_a$	$\frac{u_a}{U_d} + \frac{u_c}{2U_d} + \frac{T_s}{2}$	$\frac{u_b}{U_d} + \frac{u_c}{2U_d} + \frac{T_s}{2}$	$\frac{u_c}{U_d} + \frac{u_c}{2U_d} + \frac{T_s}{2}$
Ⅳ	$u_c > u_b > u_a$	$\frac{u_a}{U_d} + \frac{u_b}{2U_d} + \frac{T_s}{2}$	$\frac{u_b}{U_d} + \frac{u_b}{2U_d} + \frac{T_s}{2}$	$\frac{u_c}{U_d} + \frac{u_b}{2U_d} + \frac{T_s}{2}$
Ⅴ	$u_c > u_a > u_b$	$\frac{u_a}{U_d} + \frac{u_a}{2U_d} + \frac{T_s}{2}$	$\frac{u_b}{U_d} + \frac{u_a}{2U_d} + \frac{T_s}{2}$	$\frac{u_c}{U_d} + \frac{u_a}{2U_d} + \frac{T_s}{2}$
Ⅵ	$u_a > u_c > u_b$	$\frac{u_a}{U_d} + \frac{u_c}{2U_d} + \frac{T_s}{2}$	$\frac{u_b}{U_d} + \frac{u_c}{2U_d} + \frac{T_s}{2}$	$\frac{u_c}{U_d} + \frac{u_c}{2U_d} + \frac{T_s}{2}$

由表3可以发现:无论输出电压位于任何一个扇区,三相开关管的导通时间( $t_{S1}, t_{S3}, t_{S5}$ )都可以归纳为:

$$\begin{cases} t_{S1} = \frac{u_a}{U_d} + \frac{mid(u_a, u_b, u_c)}{2U_d} + \frac{T_s}{2} \\ t_{S3} = \frac{u_b}{U_d} + \frac{mid(u_a, u_b, u_c)}{2U_d} + \frac{T_s}{2} \\ t_{S5} = \frac{u_c}{U_d} + \frac{mid(u_a, u_b, u_c)}{2U_d} + \frac{T_s}{2} \end{cases} \quad (9)$$

式中: $mid(u_a, u_b, u_c)$ —三相输出电压( $u_a, u_b, u_c$ )处于中间的一相电压值。

由上述推导可知:采用式(9)的改进 SVPWM 调制算法,无需进行任何坐标变化和扇区判断,直接可以写出各相 SVPWM 调制时间函数,简化了计

算量。

### 3 实验结果与分析

为验证试验效果,笔者搭建 245 kVA 地铁辅助逆变器试验平台,采用 DSP\_TMS320F28335 + FPGA 控制芯片,柜体采用吊钩形式安装于地铁车辆底部。该平台的主电路原理如图5所示。

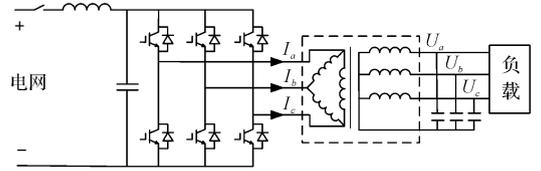


图5 主电路原理图

其试验参数如表4所示。

表4 试验参数

参数	数值
额定电网电压/V	DC1 500
电压波动范围/V	DC1 000 ~ 1 850
输出电压/V	AC380(50 Hz)
变压器变比	650:380
变压器等效漏抗/mH	1.1
三相滤波电容/ $\mu$ F	112(角接)
功率/kV	245
开关频率/kHz	1.5

在 245 kVA 地铁辅助逆变器试验平台中,负载为阻感性。本研究在不同负载条件下,对改进  $abc$  坐标系 SVPWM 控制算法进行试验测试,其波形如图(6~8)所示。

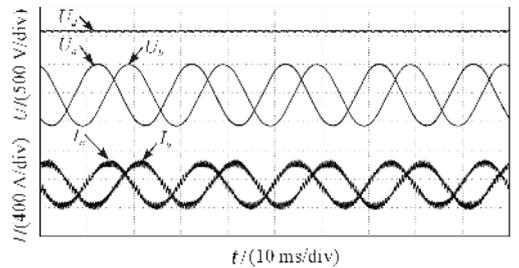


图6 满载工况试验波形( $R=0.5 \Omega, L=1 \text{ mH}$  星接)

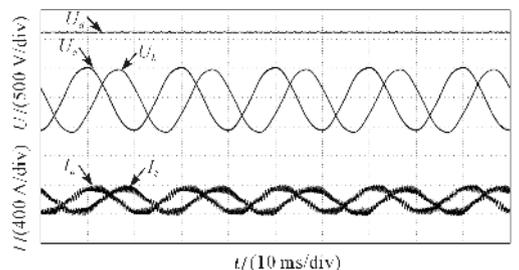


图7 半载工况试验波形( $R=1 \Omega, L=2 \text{ mH}$  星接)

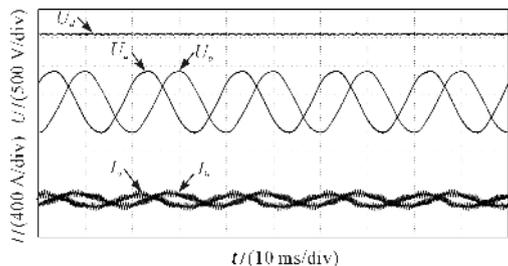


图 8 轻载工况试验波形 ( $R=12\ \Omega, L=2\ \text{mH}$  星接)

由图(6~8)可以看出:在不同的负载功率下,采用该改进的 SVPWM 调制算法,可以得到传统 SVPWM 一样的控制效果。但该算法无须坐标变换和扇区计算,大大减少了各相脉冲时间的计算。试验结果表明:该改进 SVPWM 调制算法具有良好的试验效果。

## 4 结束语

本文对传统 SVPWM 算法的控制机理进行了推导和分析,研究了三相空间矢量调制的内在规律,提出了一种基于  $abc$  坐标系的无扇区 SVPWM 算法。研究表明:该算法快速简洁、计算量小,无需复杂坐标变换和扇区判断,只需利用三相电压的大小关系,便可推导出各相 SVPWM 算法的调制时间函数。

本文将该 SVPWM 算法运用于 245 kVA 地铁辅助逆变器中,实现了三相电压的闭环控制,在工程应用中具有较大的现实意义。

## 参考文献 (References):

- [1] 周卫平,吴正国,唐劲松,等. SVPWM 的等效算法及 SVPWM 与 SPWM 的本质联系[J]. 中国电机工程学报,2006,26(2):134-137.
- [2] 汪立君,史伟民,杨亮亮. 基于 STM32 微控制器的空间矢量脉宽调制[J]. 机电工程,2011,28(10):1226-1230.
- [3] 何凯航. SVPWM 控制算法研究与实现[J]. 机电工程,

2011,28(10):1231-1233,1245.

- [4] 赵 辉,胡仁杰. SVPWM 的基本原理与应用仿真[J]. 电工技术学报,2015,30(14):350-353.
- [5] SHIREEN W, VANAPALLI S, NENE H. A DSP based SVPWM control for utility interactive inverters used in alternate energy systems[C]. Applied Power Electronics Conference and Exposition, Dallas: IEEE,2006.
- [6] 詹长江,刘 平,康 勇,等. 基于空间矢量 SPWM 控制的高频整流器[J]. 电力电子技术,1997(2):57-59.
- [7] 刘宏超,吕胜民,张春晖. 三相四开关并联型有源电力滤波器的 SVPWM 调制算法[J]. 电工技术学报,2011,26(4):128-134.
- [8] 王 永,沈颂华,吕宏丽,等. 基于简单电压空间矢量三相逆变器的研究[J]. 电工技术学报,2005,20(10):25-29.
- [9] 吴丽华,高慧芝,刘 政,等. 一种改进型的 SVPWM 算法研究[J]. 电机与控制学报,2013,17(4):57-73.
- [10] 王 文,罗 安,黎 燕,等. 一种新型有源电力滤波器的 SVPWM 算法[J]. 中国电机工程学报,2012,32(18):52-58.
- [11] 檀 永,侯明国,张道农. 一种简化 SVPWM 算法研究与实现[J]. 电测与仪表,2017,54(5):119-123.
- [12] ZHOU Ke-liang, WANG Dan-wei. Relationship between space-vector modulation and three-phase carrier-based PWM: a comprehensive analysis[J]. **IEEE Transactions on Industry Application**,2002,49(1):186-196.
- [13] 王 永,沈颂华,关 森. 新颖的基于电压空间矢量三相双向整流器的研究[J]. 电工技术学报,2006,21(1):104-109.
- [14] HARIRAM B, MARIMUTHU N S. Space vector switching patterns for different applications-a comparative analysis [C]. IEEE International Conference on Industrial Technology, Hong Kong: IEEE,2005.
- [15] 邱银锋,梁志珊.  $abc$  坐标系下空间矢量 PWM 实现研究[J]. 电力系统保护与控制,2011,39(13):36-40.

[编辑:李 辉]

## 本文引用格式:

姜 涛,许明夏,车向中. 一种改进 SVPWM 算法在三相逆变器中的应用[J]. 机电工程,2018,35(3):288-292.

JIANG Tao, XV Ming-xia, CHE Xiang-zhong. Application of improved SVPWM algorithm in three-phase inverter[J]. Journal of Mechanical & Electrical Engineering, 2018,35(3):288-292.

《机电工程》杂志: <http://www.meem.com.cn>