

基于SHEPWM的三电平ANPC逆变器多目标控制策略

邓娜^{1,2}

(1. 开封大学 电子电气工程学院, 河南 开封 475004;

2. 安徽大学 工业节电与电能质量控制省级协同创新中心, 安徽 合肥 230601)

摘要:介绍了一种采用特定谐波消除脉宽调制(SHEPWM)的三电平有源中点钳位逆变器控制方法。该方法在特定谐波消除调制基础上,可以有效地控制中点电压的平衡,抑制共模电压。通过对矢量化的开关序列的替换,在保证输出线电压不变的同时,实现中点电压平衡控制和共模电压抑制。根据三相电流的大小合理地选择开关切换时间,降低了开关损耗。最后,通过仿真和实验结果验证了该方法的可行性及有效性。

关键词:三电平逆变器;特定谐波消除脉宽调制;中点电压;共模电压

中图分类号:TM464

文献标识码:A

DOI: 10.19457/j.1001-2095.dqcd19805

Multi-objective Control Strategy for Three-level ANPC Inverter Based on SHEPWM

DENG Na^{1,2}

(1. Institute of Electronic and Electrical Engineering, Kaifeng University, Kaifeng 475004, Henan, China;

2. Collaborative Innovation Center of Industrial Energy-saving and Power Quality Control,

Anhui University, Hefei 230601, Anhui, China)

Abstract: A control method for three-level active neutral point clamped inverter using selective harmonic elimination pulse width modulation (SHEPWM) was introduced. The method could effectively control the balance of the neutral point voltage and suppress the common mode voltage based on the SHEPWM. By replacing the vectorized switch sequence, neutral point voltage balance control and common mode voltage suppression were achieved while maintaining the output line voltage constant. According to the three-phase current, choosing reasonable switching time, switching loss was reduced effectively. The simulation and experimental results verify the effectiveness and feasibility of the proposed control strategy.

Key words: three-level inverter; selective harmonic elimination pulse width modulation(SHEPWM); neutral point voltage; common mode voltage

多电平逆变器具有容量大、耐压等级高、输出电压谐波含量少等优点,广泛应用于中、高压传动领域^[1]。相比传统二极管中点钳位型结构,有源中点钳位型拓扑(active neutral point clamped, ANPC)结构中用可控的开关器件代替钳位二极管,通过增加电流回路来实现损耗分布平衡。但ANPC拓扑同样存在直流侧电容电压不均衡的问题^[2]。

常用的多电平逆变器调制方法主要有载波调制^[3]、空间矢量脉宽调制^[4]和特定谐波消除

脉宽调制^[5](selective harmonic elimination pulse width modulation, SHEPWM)等。在相同条件下, SHEPWM在对波形质量和效率要求较高的场合,与其它2种调制方法相比具有明显优势^[6-7]。但是,目前在SHEPWM多电平控制策略的研究中,控制目标较为单一^[8-9],不能同时兼顾中点电压平衡、共模电压抑制和损耗分布平衡等多个控制目标。

本文以三电平ANPC逆变器为研究对象,简单分析了三相SHEPWM输出各开关状态对中点

基金项目:安徽大学工业节电与电能质量控制省级协同创新中心开放课题基金(KFKT201603);国家自然科学基金(51777001)

作者简介:邓娜(1981—),女,硕士,讲师,Email:kfdxdn@126.com

电压、共模电压的影响,由于替换冗余小矢量不会影响输出的线电压波形,因此,提出了一种动态切换SHEPWM开关状态的控制方法。该控制方法能够在不影响特定谐波消除效果的前提下,有效控制中点电压平衡、抑制共模电压幅值,并根据三相电流大小来合理选择切换时间降低开关损耗。

1 工作原理

1.1 三电平逆变器的工作原理

三电平有源中点钳位逆变器的拓扑如图1所示,直流侧电容 C_1 和 C_2 的电压均为 $U_{dc}/2$,每相桥臂均由6个开关器件 $S_{x1} \sim S_{x6}$ 组成。对产生的3种不同的电压等级,即 $U_{dc}/2$,0和 $-U_{dc}/2$,用3种开关状态: P , O 和 N 来表示,逆变器的开关状态如表1所示。其中“1”表示开关导通,“0”表示截止。逆变器的拓扑有4种冗余的零状态,分别为 OU_1 , OU_2 , OL_1 和 OL_2 。

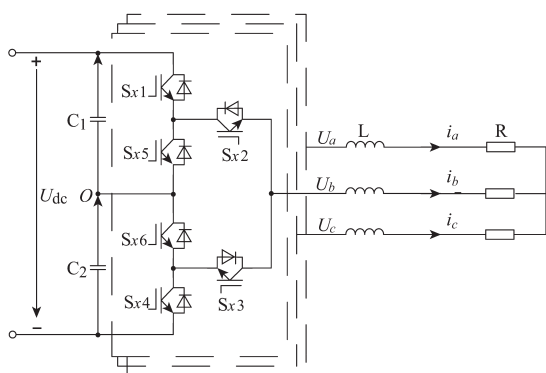


图1 三电平有源中点钳位逆变器拓扑

Fig.1 Topology of three-level ANPC inverter

表1 三电平有源中点钳位逆变器的开关状态

Tab.1 Switching-states of 3L-ANPC inverter

开关状态						输出	状态
S_{x1}	S_{x2}	S_{x3}	S_{x4}	S_{x5}	S_{x6}	电压	
1	1	0	0	0	1	$U_{dc}/2$	P
0	1	0	0	1	0	0	OU_1
0	1	0	1	1	0	0	OU_2
0	0	1	0	0	1	0	OL_1
1	0	1	0	0	1	0	OL_2
0	0	1	1	1	0	$-U_{dc}/2$	N

1.2 SHEPWM的工作原理

SHEPWM是通过对开关时刻的优化选择来控制逆变器的PWM波形,从而选择性地消除某些特定次谐波,三电平有源中点钳位SHEPWM的相电压波形如图2所示。

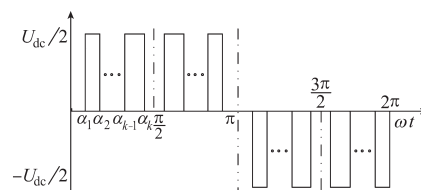


图2 三电平有源中点钳位SHEPWM相电压波形

Fig.2 Waveform of 3L-ANPC SHEPWM phase voltage

由图2可以看出,依据Dirichlet定理可以将波形用傅里叶级数表示,如下式:

$$U_{AN}(\omega t) = \frac{A_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [A_n \sin(n\omega t) + B_n \cos(n\omega t)] \quad (1)$$

其中

$$A_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{U_{dc}}{2} \cos(n\omega t) d(\omega t)$$

式中: U_{dc} 为直流侧电压。

由于SHEPWM波形1/4周期对称,所以式(1)只含有奇次正弦项谐波,则

$$\begin{cases} A_n = 0 \\ B_n = \begin{cases} 0 & n \text{ 为偶数} \\ U_{sm(n)} = \frac{2U_{dc}}{n\pi} \sum_{k=1}^N (-1)^{k+1} \cos(n\alpha_k) & n \text{ 为奇数} \end{cases} \end{cases} \quad (2)$$

式中: N 为1/4个调制波周期内的开关角总个数; $U_{sm(n)}$ 为角频率为 $n\omega$ 的谐波。

从式(2)可以看出,谐波振幅是关于开关角的函数,所以可选择消除特定次数的谐波,设基波调制度为 m ,这些开关角可以用下面的方程求解:

$$\begin{cases} f_1(\alpha) = \frac{U_{sm(1)}}{U_{dc}/2} = \frac{4}{\pi} \sum_{i=1}^N (-1)^{i+1} \cos(\alpha_i) = m \\ f_2(\alpha) = \frac{U_{sm(5)}}{U_{dc}/2} = \frac{4}{5\pi} \sum_{i=1}^N (-1)^{i+1} \cos(5\alpha_i) = 0 \\ \vdots \\ f_N(\alpha) = \frac{U_{sm(M)}}{U_{dc}/2} = \frac{4}{M\pi} \sum_{i=1}^N (-1)^{i+1} \cos(M\alpha_i) = 0 \end{cases} \quad (3)$$

式中: M 为拟消除的最高次谐波次数。

为了简单起见,在调制指数为0.8时,仅采用开关角度的整数,得到的开关角为 $\alpha_1=13^\circ$, $\alpha_2=23^\circ$, $\alpha_3=35^\circ$, $\alpha_4=54^\circ$, $\alpha_5=59^\circ$, $\alpha_6=71^\circ$, $\alpha_7=81^\circ$ 。

依据SHEPWM波形的特点,可以推导出:

$$\begin{cases} a(60^\circ + \omega t) = -b(\omega t) \\ b(60^\circ + \omega t) = -c(\omega t) \\ c(60^\circ + \omega t) = -a(\omega t) \end{cases} \quad (4)$$

由式(4)可知三相SHEPWM输出呈现6倍对称性,即已知相位 ωt 时的输出状态 $a(\omega t)$, $b(\omega t)$, $c(\omega t)$,可得到该相位延迟 60° 后的新输出状态,因此仅需要分析1/6基波周期,图3为1/6周期内三相输出状态。

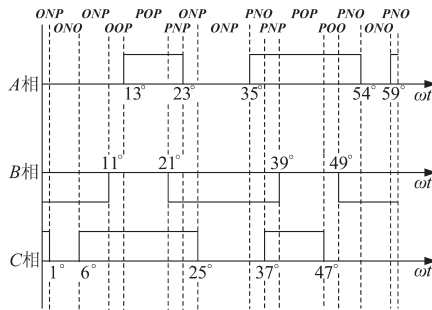


图3 1/6周期SHEPWM三相输出

Fig.3 Three-phase SHEPWM outputs within 1/6 cycle

根据三相输出电平关系,采用“P”,“O”,“N”代替SHEPWM输出的“1”,“0”,“-1”3个状态。三相输出矢量化结果如表2所示。

表2 1/6个周期内三相的开关状态及其角度范围

Tab.2 Switching-states and its angle range of three-phase in 1/6 cycle

角度范围/(°)	开关状态	角度范围/(°)	开关状态	角度范围/(°)	开关状态
0~1	ONP	21~23	PNP	39~47	POP
1~6	ONO	23~25	ONP	47~49	POO
6~11	ONP	25~35	ONO	49~54	PNO
11~13	OOP	35~37	PNO	54~59	ONO
13~21	POP	37~39	PNP	59~60	PNO

2 控制策略

2.1 中点电压平衡控制策略

矢量化后,1个基波周期内共有27个开关状态,其中6对为冗余开关状态。1个周期的中点电压偏移量为

$$\Delta U_{np}(t) = \frac{-1}{C_2} \int_0^{T_s} [|S_a(t)|i_a(t) + |S_b(t)|i_b(t) + |S_c(t)|i_c(t)] dt \quad (5)$$

其中

$$S_x(t) = \begin{cases} 1 & \text{输出状态为P} \\ 0 & \text{输出状态为O} \\ -1 & \text{输出状态为N} \end{cases} \quad x=a,b,c$$

式中: T_s 为开关周期; $i_x(t)$ 为相电流($x=a,b,c$)。

假设相电流从逆变器流向负载时电流为正值,那么6对冗余开关状态对中点电压的影响如表3所示。可以看出它们的影响是截然相反

的。以**POO/ONN**为例,代入式(5)中,可得电压偏移量:

$$\Delta U_{np}(t)_{POO} = -\Delta U_{np}(t)_{ONN} = -\frac{1}{C_2} \int_0^{T_s} i_a(t) dt \quad (6)$$

表3 冗余开关状态对中点电压的影响

Tab.3 Effects on NP with redundant switching-states

开关状态 I	对NP的影响	开关状态 II	对NP的影响
ONN	↑	POO	↓
NON	↑	OPO	↓
NNO	↑	OOP	↓
OPP	↑	NOO	↓
POP	↑	ONO	↓
PPO	↑	ONN	↓

由于冗余开关状态对中点电压偏移的影响是相反的,因而可以通过开关状态 I 和开关状态 II 之间的切换,即选择合适的状态来减小中点电压的偏移,这种切换只会影响三相的相电压,不会影响输出的线电压及其谐波含量。与此同时,为了控制该策略下开关器件的损耗,应选择在每相导通电流较小时进行开关状态的切换。因此,这种切换不会影响选定的谐波消除顺序,并能在控制三相SHEPWM损耗的同时控制中点电压平衡。

在图3所示的1/6个周期内中点电压发生偏移时,假设 $i_x(t)$ 从逆变器流向负载时,中点电压平衡控制方法如下:

1) $U_{np}(t) > 0$:为了减小中点电压偏移,检测电流值的大小,将图3中 13° , -21° 和 39° , -47° 的开关状态**POP**由开关状态**ONO**代替。

2) $U_{np}(t) < 0$:为了减小中点电压偏移,检测电流值的大小,将图3中 1° , -6° 和 54° , -59° 的开关状态**ONO**由开关状态**POP**代替。

2.2 共模电压抑制策略

3L-ANPC逆变器为三相对称负载,因此逆变器的共模电压 U_{CMV} 由下式计算:

$$U_{CMV} = \frac{U_{ao}(t) + U_{bo}(t) + U_{co}(t)}{3} \quad (7)$$

式中: U_{ao} , U_{bo} , U_{co} 分别为a,b,c三相的输出电压。

表4中给出了各个矢量的共模电压值。如表4所示,不同的矢量产生的共模电压是不同的,其中零矢量**PPP**,**NNN**和正小矢量产生的共模电压幅值相对较大,分别为 $U_{dc}/2$ 和 $U_{dc}/3$ 。为了减小产生的共模电压值,应该使用共模电压值为 $U_{dc}/6$ 和0的矢量来替换。这种切换同样不会影响输出的线电压及其谐波含量,也不会影响选定的谐波

消除顺序,并能减小三相SHEPWM输出的共模电压。

表4 三电平ANPC逆变器开关矢量和共模电压幅值

Tab.4 Switching vectors and common-mode voltages for 3L-ANPC inverter

	矢量化开关状态	$ U_{CMV} $
大矢量	$PNN, PPN, NPN, NPP, NNP, PNP$	$U_{dc}/6$
中矢量	$PON, OPN, NPO, NOP, ONP, PNO$	0
正小矢量	$ONN, PPO, NON, OPP, NNO, POP$	$U_{dc}/3$
负小矢量	$POO, OON, OPO, NOO, OOP, ONO$	$U_{dc}/6$
零矢量 I	OOO	0
零矢量 II	PPP, NNN	$U_{dc}/2$

在图3所示的1/6个周期内,减小共模电压的方法如下:将图3中 $13^\circ, -21^\circ$ 和 $39^\circ, -47^\circ$ 的开关状态 POP 由 ONO 代替,以此类推,剩余的区间内所有的矢量依次代替,就能有效地减小共模电压。

控制策略原理图如图4所示。由于开关角度的数量、中点电压的偏移和调制因数对开关频率的影响较小,该控制策略可能导致两相同时切换,会使开关频率略有增加,但不会大幅度引起开关损耗的增加。当以控制共模电压为主要目标时,发生一些干扰时,中点电压可能产生偏移;当中点电压为首要控制目标时,优先采用中点电压控制策略,保证中点电压的平衡。

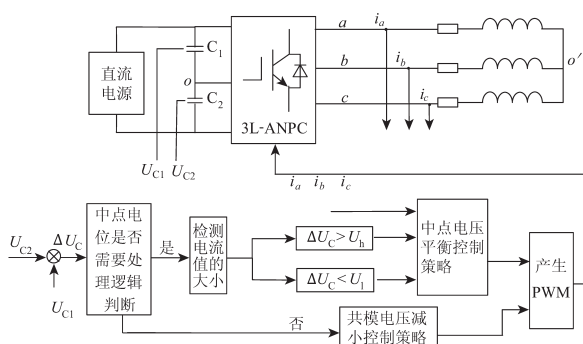


图4 控制策略原理图

Fig.4 Principle diagram of control strategy

3 仿真与实验

3.1 仿真结果与分析

为了验证方法的有效性,在Matlab中建立了系统仿真模型,仿真参数 $U_{dc}=400\text{ V}$,调制度 $m=0.8$,负载为 $33\ \Omega$ 和 2 mH 的阻感性负载,开关角数量为7。仿真结果如图5和图6所示。可以看出,当中点电压为主要控制目标时,共模电压相对较高,但中点电压在 200 V 左右波动很小;当共模电压为主要控制目标时,中点电压波动相对较大,但共模电压幅值较小,接近 75 V 。

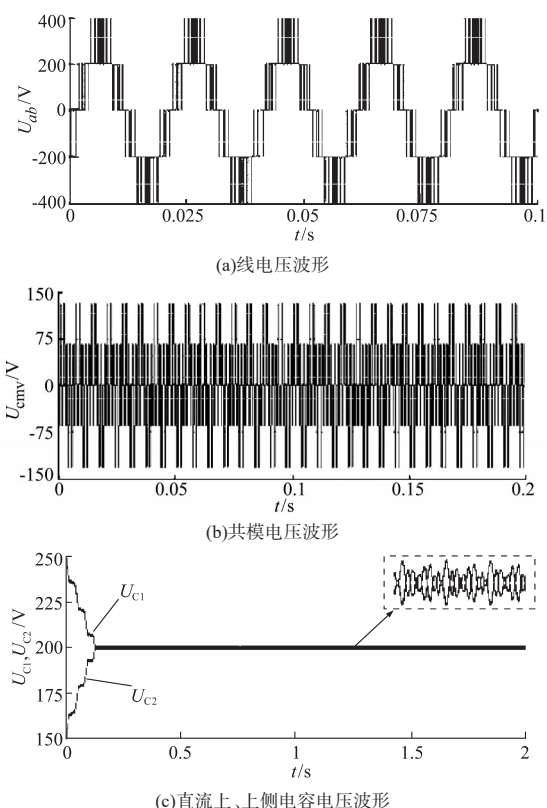


图5 中点电压平衡策略下的仿真波形

Fig.5 Simulation waveforms under the neutral-point potential balance

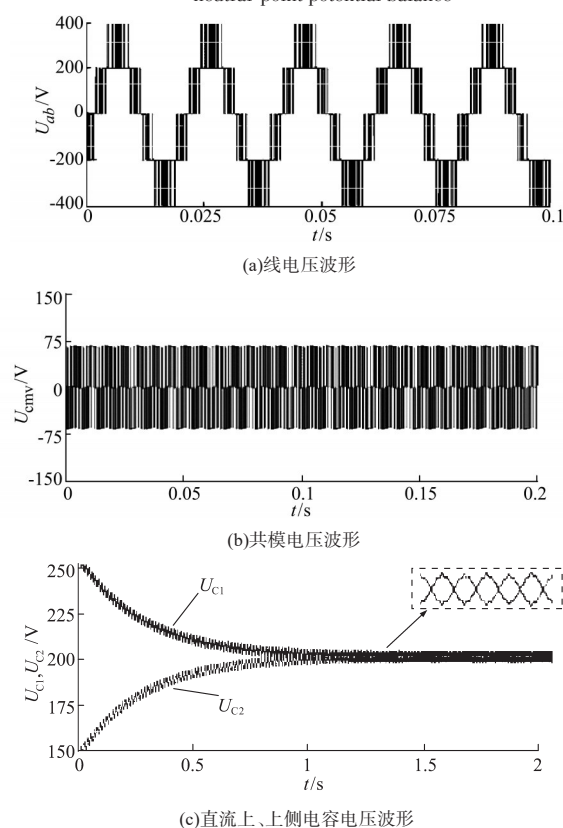


图6 抑制共模电压策略下的仿真波形

Fig.6 Simulation waveforms under the suppression of common-mode voltage

3.2 实验验证

实验平台电容、负载等参数和仿真模型一致。实验使用的开关角为 $\alpha_1=12.8645^\circ, \alpha_2=22.5248^\circ, \alpha_3=35.2694^\circ, \alpha_4=53.7233^\circ, \alpha_5=59.049^\circ, \alpha_6=71.1069^\circ, \alpha_7=80.6845^\circ$,图7和图8为实验结果。

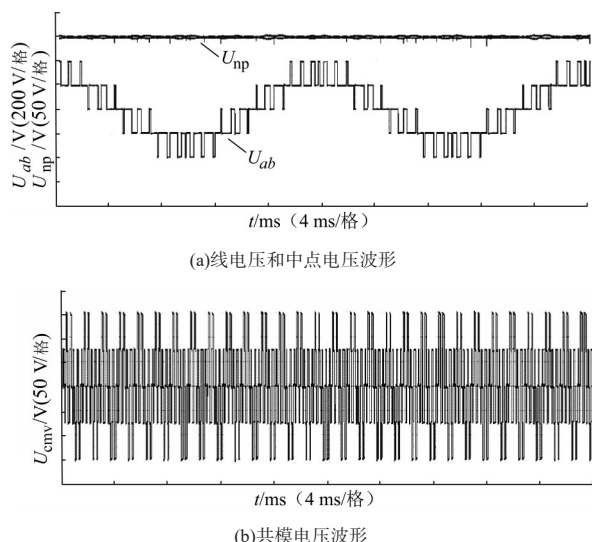


图7 中点电压平衡策略下的实验波形

Fig.7 Experimental waveforms under the neutral-point potential balance

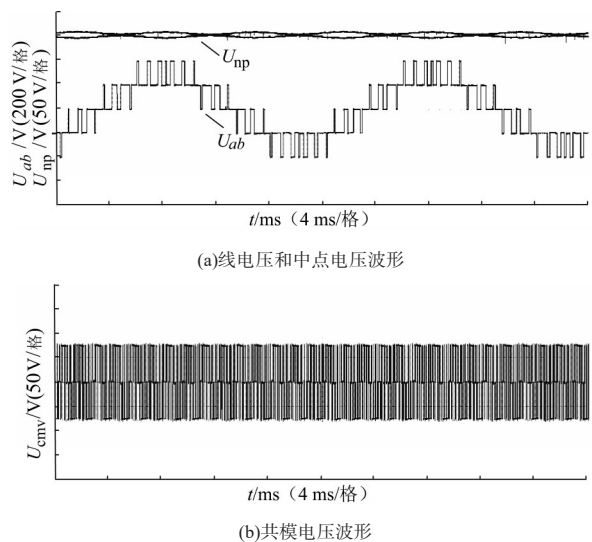


图8 抑制共模电压策略下的实验波形

Fig.8 Experimental waveforms under the suppression of common-mode voltage

图7为优先控制中点电压时的实验波形,可以看出,当优先控制中点电压时,中点电压波动较小,平衡效果良好,但共模电压幅值偏大,最大值为 $1/3U_{dc}$ 。

图8为优先控制共模电压时的实验波形,可以看出,当优先控制共模电压时,中点电压波动较大,但共模电压幅值较小,幅值最大为 $1/6U_{dc}$ 。通过分析实验结果可知,实验与仿真基本保持一致,控制中点电压时,上、下侧电容电压波动小,能快速平衡;抑制共模电压时,共模电压幅值较小。因此,通过动态切换开关状态能有效地抑制共模电压并平衡中点电压。

4 结论

本文通过动态切换开关状态,将一个小矢量替换为另一个冗余的小矢量,并根据三相电流大小合理地选择切换时间,在不影响线电压波形的前提下,有效地控制了中点电压的平衡、抑制了共模电压的幅值并有效降低开关损耗。

参考文献

- [1] 何湘宁,陈阿莲. 多电平变换器的理论和技术[M]. 北京:机械工业出版社,2006.
- [2] Wang K, Xu L, Zheng Z, et al. Capacitor Voltage Balancing of a Five-level ANPC Converter Using Phase-shifted PWM [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(3): 1147-1156.
- [3] 龚博,程善美,秦忆. 基于载波的三电平中点电压平衡控制策略[J]. 电工技术学报, 2013, 28(6): 172-177.
- [4] 胡存刚,芮涛,马大俊,等. 三电平ANPC逆变器中点电压平衡和开关损耗减小的SVM控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(13): 3598-3608.
- [5] 胡存刚,胡军,陈权,等. 基于特定谐波消除PWM的三电平有源中点钳位逆变器共模电压抑制方法[J]. 电工技术学报, 2016, 31(16): 93-102.
- [6] 谷鑫,姜勃,耿强,等. 基于3次谐波控制及脉冲波动分析的三电平SHE-PWM调制优化策略[J]. 电工技术学报, 2015, 30(7): 88-96.
- [7] 胡存刚,王群京,夏秋实,等. 三电平逆变器SHEPWM优化方法的研究[J]. 电力电子技术, 2007, 41(10): 90-92.
- [8] 胡存刚,胡军,陈权,等. ANPC三电平逆变器SHEPWM优化研究[J]. 电力电子技术, 2016, 50(5): 20-23.
- [9] 钟玉林,赵争鸣. 改进式SHEPWM对三电平变频器系统的共模电压和轴电压的抑制作用[J]. 电工技术学报, 2009, 24(6): 48-55.

收稿日期:2018-12-26

修改稿日期:2019-01-22