

非隔离型三电平光伏逆变器抑制共模漏电流和中点平衡方法

传统两电平光伏逆变器很多都含有工频隔离变压器，效率低、成本高和谐波大等缺点已经严重阻碍了光伏逆变器的发展，无隔离逆变器已经取代了工频隔离变压器，但是无隔离方案却存在共模漏电流，很容易引起电流畸变、电磁干扰等问题，甚至对人身安全造成了极大威胁。传统方法采用增加硬件或者改变拓扑抑制漏电流的方法，会增加成本而且在实际条件下并不适用。采用三电平逆变器已经成为光伏逆变器的新宠，但是对于二极管钳位型三电平的逆变器来说，中点平衡问题是三电平的固有缺点。提出了一种新的SVPWM调制方法，通过改变三电平空间矢量的作用顺序来抑制漏电流和中点平衡，通过仿真验证了所提的方法的有效性。

毕既华/黑龙江林业职业技术学院机电工程系

随着环境污染的日益严重，世界各国重视新能源的发展，光伏发电作为世界电力最有潜力的新能源发电方式备受关注。随着光伏容量的不断增加，三相大功率逆变器已经成为一种必然选择，对逆变器的成本、效率和可靠性都提出了严峻的挑战，非隔离三相三电平逆变器的出现解决了上述难题，非隔离三相

三电平逆变器的输出波形质量好、电压畸变率低和EMI小等优点，而且省掉了复杂的高频变压器或者笨重的工频变压器，成本低且谐波少，已经成为光伏行业发展的未来趋势。

但是无隔离三相三电平逆变器使电池板和大电网失去了电气隔离，无变压器结构使得太阳能电池板和电网有了电气连接，共模电流会大幅增加，带来传导和辐射干扰，进网电流谐波和损耗的增加，危及设备和人员安全。因此研究非隔离型三相三电平光伏逆变器共模电流的抑制方法具有重要意义。本文通过改变矢量的作用时间来抑制漏电流的大小，在不增加硬件的基础上，实现了漏电流的抑制。图1为光伏逆变器的三电平拓扑结构图。

文献[1, 2]提出采用注入零序分量的方法消除中点电位不平衡，文献[3-6]加入补偿器消除中点不平衡。但是上述方法都没有考虑漏电流的问题，



毕既华/副教授

关键词/Keywords

光伏逆变器 ·
SVPWM ·
矢量 ·
漏电流 ·

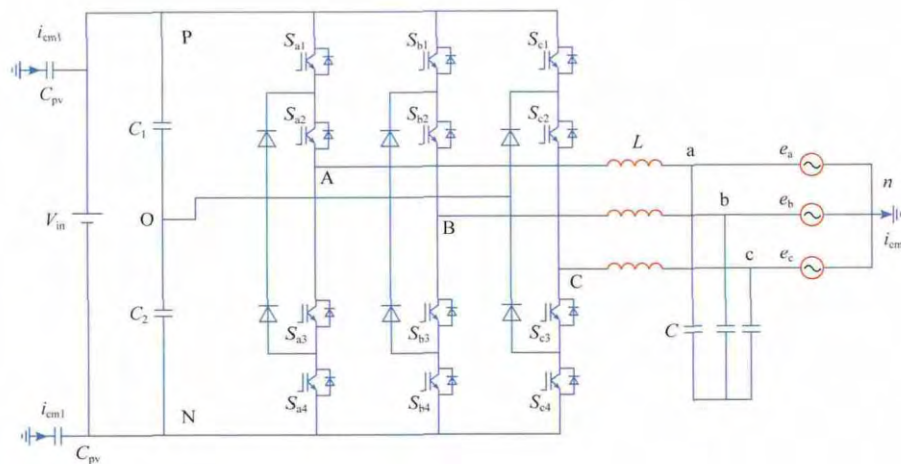


图1 三电平逆变器拓扑结构图

本文在上述基础上综合考虑漏电流和中点平衡问题,采用SVPWM方法实现抑制漏电流和中点平衡,对于光伏逆变器的发展具有重要的意义。

非隔离三相三电平光伏逆变器的漏电流等效模型

图2为图1中非隔离三电平光伏逆变器拓扑结构的简单化部分,只考虑N点有漏电流 i_{cm2} , V_{AN} 、 V_{BN} 和 V_{CN} 是三相电压和N点的连接电压。

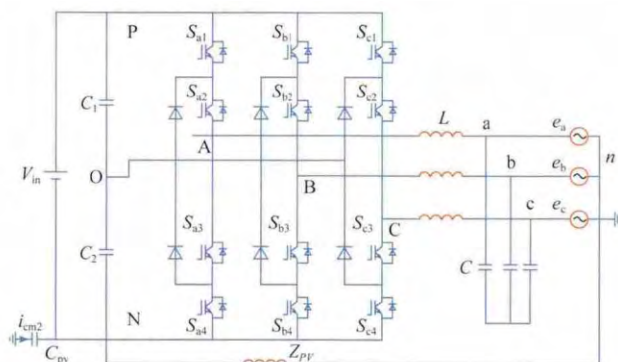


图2 三电平逆变器简单拓扑结构图

根据基尔霍夫电压定律建立三相回路方程为

$$\frac{V_{AN}+V_N-E_a}{Z_L}+\frac{V_{BN}+V_N-E_b}{Z_L}+\frac{V_{CN}+V_N-E_c}{Z_L}=0 \quad (1)$$

$$E_a + E_b + E_c = 0 \quad (2)$$

式中, Z_L 为滤波器阻抗。

将式 (2) 代入式 (1) 可得

$$\frac{V_{AN} + V_{BN} + V_{CN} + 3V_N}{Z_r} = 0 \quad (3)$$

因此, V_N 为

$$V_N = -\frac{V_{AN} + V_{BN} + V_{CN}}{3} \quad (4)$$

为了表示 V_N 和开关矢量 S_A 、 S_B 和 S_C 之间的关系,以A相为例,即

$$\mathbf{S}_A(V_{AN}) = \begin{cases} \mathbf{S}_A = 1 & V_{AN} = V_{DC} \\ \mathbf{S}_A = 1 & V_{AN} = 1/2V_{DC} \\ \mathbf{S}_A = 1 & V_{AN} = 0 \end{cases} \quad (5)$$

将式 (5) 代入式 (1), 可得

$$\frac{V_{DC}(S_A)+V_N-E_a}{Z_L}+\frac{V_{DC}(S_B)+V_N-E_b}{Z_L}+\frac{V_{DC}(S_C)+V_N-E_c}{Z_L}=0 \quad (6)$$

因此N点电压 V_N 为

$$V_N = -\frac{V_{DC}(S_A) + V_{DC}(S_B) + V_{DC}(S_C)}{3} \quad (7)$$

通过上式可以看出, V_N 和开关矢量 S_A 、 S_B 和 S_C 之间成正比例的关系。

通过逆变器的模型可以得到共模漏电压的公式为

$$\frac{V_{AN} + V_{CM} - E_a}{Z_L} + \frac{V_{BN} + V_{CM} - E_b}{Z_L} + \frac{V_{CN} + V_{CM} - E_c}{Z_L} + \frac{V_{CM}}{Z_{PV}} = 0 \quad (8)$$

通过式 (8) 可以得到共模漏电压 V_{CM} 为

$$V_{CM} = \frac{Z_{PV}}{3Z_{PV} + Z_I} 3V_N \quad (9)$$

二极管钳位三电平逆变器的共模漏电流公式为

$$I_{\text{CM}} = \frac{V_{\text{CM}}}{Z_{\text{PV}}} \quad (10)$$

通过上述分析可知,共模漏电流和 V_N 有关, V_N 可以通过调节开关矢量来控制漏电流的大小。

通过调制抑制共模漏电流和抑制中点平衡

二极管钳位三电平的空间矢量图如图3所示。从图中可以看出,三电平具有27个矢量,分为大、中、小和零矢量。

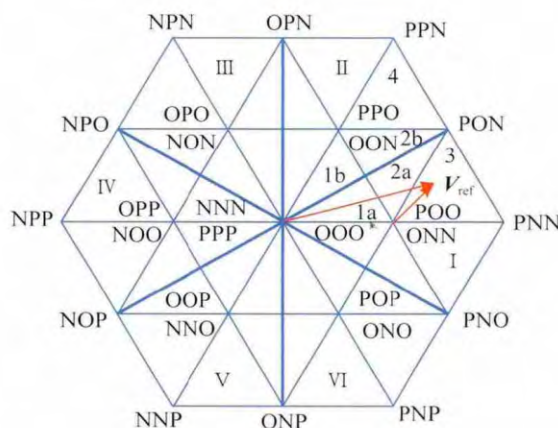


图3 三电平空间矢量图

V_N 和三电平逆变器矢量之间的关系如表1所示。

图4为SVPWM七段法在一个开关周期内的矢量图和 $|V_N|$ 电压大小图,从图中可以看出 $|V_N|$ 在 $V_{IN}/6$ 与 $5V_{IN}/6$ 之间变化。

表1 $|V_N|$ 和三电平矢量之间的关系

V_{zero}	$ V_N $
NNN	0
PPP	V_{IN}
OOO	$3V_{IN}/6$
V_{small}	$ V_N $
POO	$4V_{IN}/6$
ONN	$1V_{IN}/6$
PPO	$5V_{IN}/6$
OON	$2V_{IN}/6$
OPO	$4V_{IN}/6$
NON	$1V_{IN}/6$
OPP	$5V_{IN}/6$
NOO	$2V_{IN}/6$
OOP	$2V_{IN}/6$
NNO	$1V_{IN}/6$
POP	$5V_{IN}/6$
ONO	$2V_{IN}/6$
V_{medium}	$ V_N $
PON	$3V_{IN}/6$
OPN	$3V_{IN}/6$
PNO	$3V_{IN}/6$
NOP	$3V_{IN}/6$
ONP	$3V_{IN}/6$
PNO	$3/6V_{IN}$
V_{large}	$ V_N $
PNN	$2V_{IN}/6$
PPN	$4V_{IN}/6$
NPN	$2V_{IN}/6$
NPP	$4V_{IN}/6$
NNP	$2V_{IN}/6$
PNP	$4V_{IN}/6$

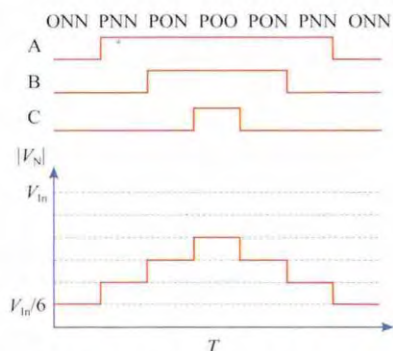


图4 V_N 在矢量一大区三小区的电压

上述方法虽然输出波形质量好，但是存在的共模漏电流非常大，因此需要对其进行控制，图5

为基于SVPWM的共模电流抑制方法一个开关周期内共模电压的波形图，可以看出 $|V_N|$ 大小在DC 2 V/6与DC 3 V/6之间变化，共模电压得到抑制，共模电流减少。

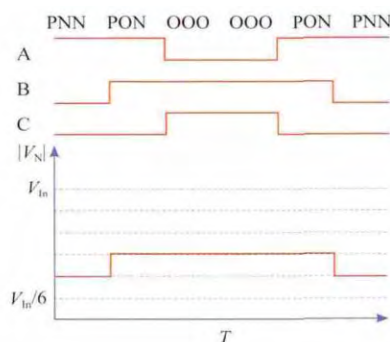


图5 V_N 在改进方法矢量一大区三小区的电压

可以发现，该方法没有使用小矢量的方法，只是采用零矢量、中矢量和矢量上进行，如图6所示。

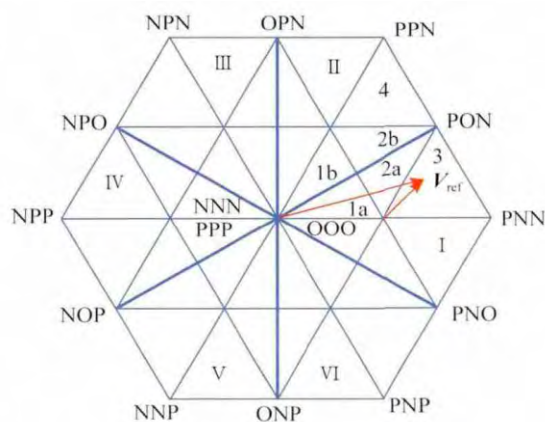


图6 改进的三电平空间矢量图

通过上述分析发现，上述方法并没有实现对直流侧中点电位的控制。下面分析大、中、小和零矢量对于中点平衡的影响。

在矢量一大区三小区中，图7a为矢量是PPP，由于没有和中点相连，因此不影响中点电位；图7b为矢量是PNN，也没有和中点相连，因此不影响中点电位；图7c为矢量是POO，影响中点平衡，增加POO的作用时间能够减小上面电容电压；图7d为矢量是ONN，影响中点平衡，增加ONN的作用时间能够减小下面电容电压；图7e为矢量是PON，影响中点平衡，但是由于流向电流的方向不一致，因此难以控制中点平衡。因此本

文通过改变小矢量的作用时间来实现中点电位的平衡。

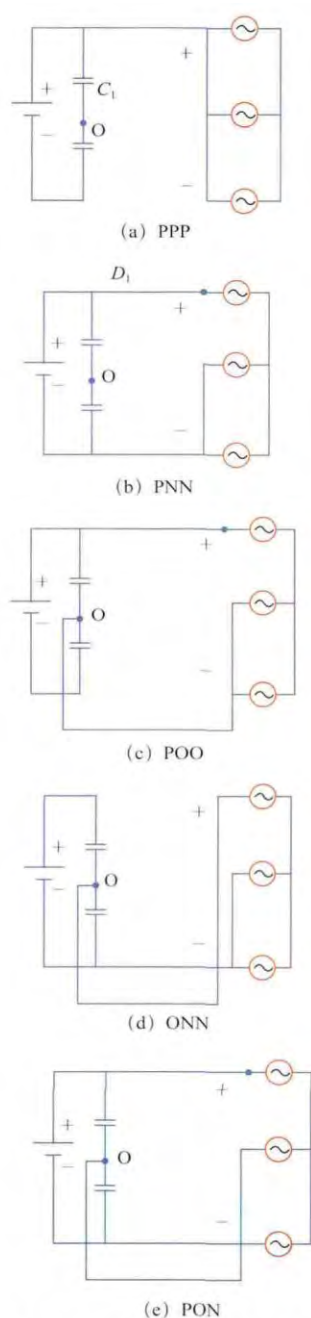


图7 各个矢量状态对于中点平衡的影响

以一大区三小区为例，如果上面电容电压小于下面电容电压，开关状态为OON-PON-PNN-PON-OON，因此将增加上面电容电压，如果上面电容电压大于下面电容电压，开关状态为POO-PON-PPN-PON-POO，因此将增加下面电容电压。如图8所示， $|V_N|$ 电压最大值并没有发

生变化，因此该方法既能实现中点平衡又能实现漏电流的抑制，在其他扇区具有同样的效果，由于篇幅限制，本文不再分析。

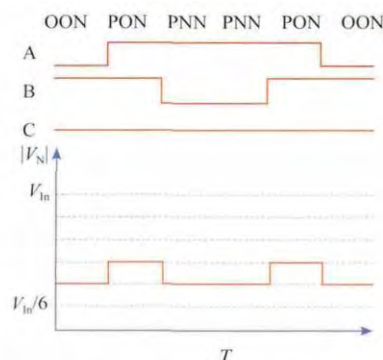


图8 SVPWM调制方法

仿真结果

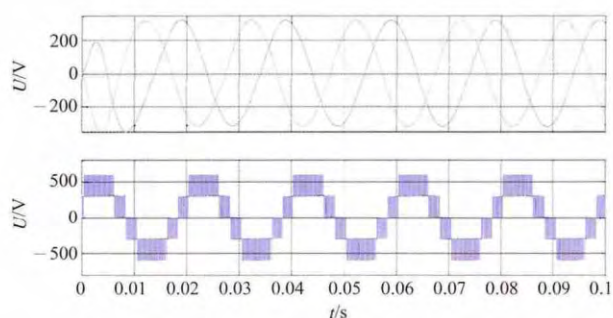
本文采用拓扑是二极管钳箱型三电平光伏逆变器系统图（见图2）。输入电压源并联有一组电容，由两个电容串联形成；为中点钳位电容，容值为4 700 μF ，中点连接到LCL滤波器电容公共端；对Z点电流进行分析可知，中点电流没有另外的成分，因此不影响中点电流。可以看出共模电流受交流侧滤波器、共模电流抑制电容、直流侧钳位电容、中点电流及光伏电池寄生电容影响，共模电流经过了该串联支路与光伏电池寄生电容 C_{pv} 分流，最终经 C_{pv} 流入大地。

本文研究的逆变器参数如表2所示。

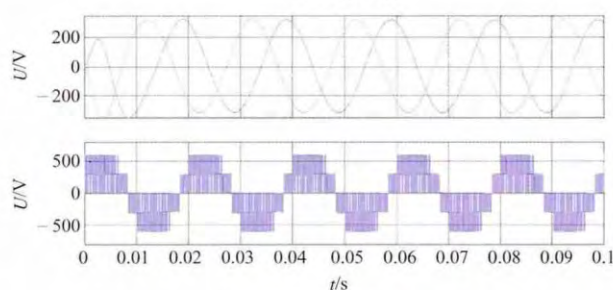
表2 逆变器参数

参数	数值
直流电压/V	600
开关频率/Hz	6 000
输出频率/Hz	50
桥臂电感/mH	1
滤波电容/ μF	120
直流电容/ μF	4 700
寄生电容/ μF	1

图9为采用传统方法和只考虑漏电流抑制方法的相电压和线电压仿真波形，从图9中可以看出，传统方法的波形质量要优于采用抑制漏电流的方法，这是因为采用漏电流抑制方法没有使用最优的控制矢量方法。



(a) 传统方法



(b) 只考虑漏电流抑制方法

图9 相电压和线电压波形

图10为不采用共模漏电流的抑制方法的共模电流波形，图11为输出电流波形。通过仿真可以

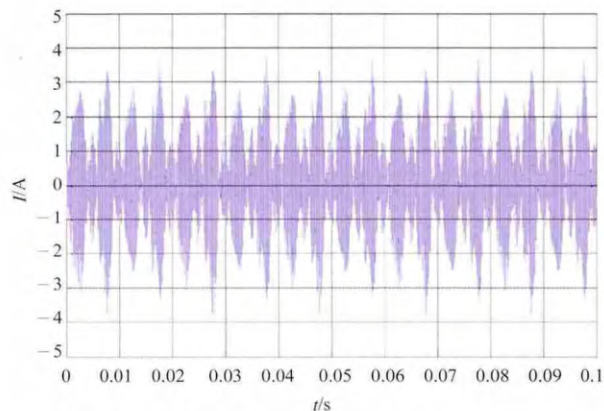


图10 不采用共模漏电流的抑制方法的共模电流波形

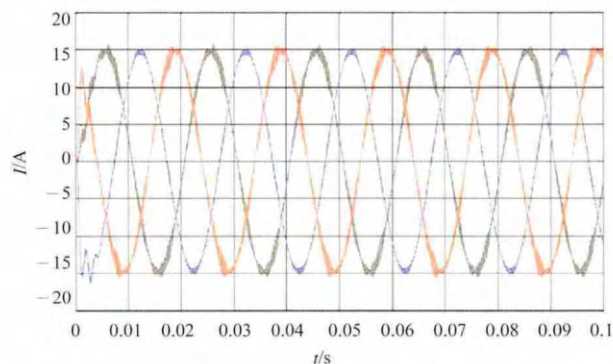


图11 输出电流波形

看出，电流的幅值为2.3 A，如果人接触到太阳能电池板，会造成人身危害。而且三相输出电压含有明显高频谐波成分，电能质量极度恶化。

图12为本文提出的共模漏电流抑制方法的共模电流波形，图13为三相输出电流波形。可以看到共模电流幅值在4 mA左右，共模漏电流得到大幅抑制，三相输出电压波形质量非常好。从图12中可以看出三相输出电压波形质量更好。

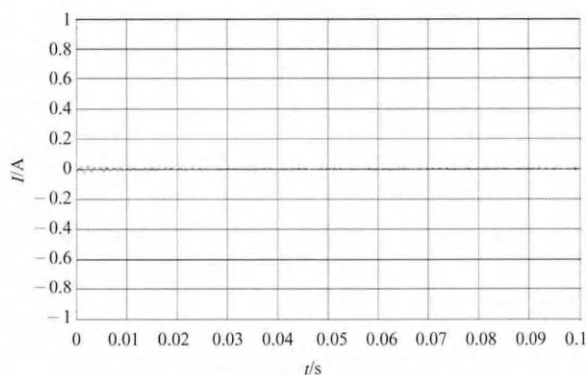


图12 采用共模漏电流的抑制方法的共模电流波形

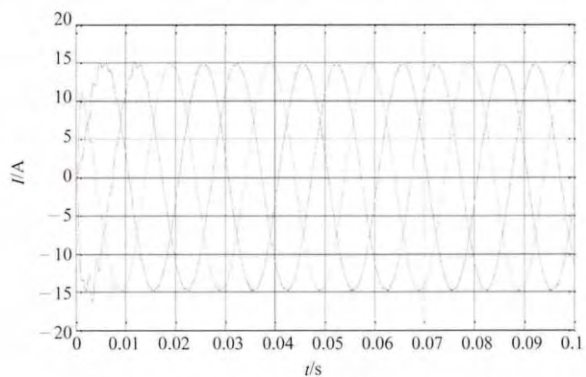


图13 共模电流抑制方法的共模电流波形

上述方法只是针对漏电流抑制的调制方法，并没有考虑中点平衡问题，如果不能很好的控制中点平衡，将影响输出电流的谐波质量和严重时将烧坏IGBT，因此本文综合考虑中点平衡和漏电流的抑制，如图14所示，采用本文提出的方法能够很好地克服中点不平衡和抑制漏电流，输出电流的谐波得到了改善。

表3为不采用共模电流抑制方法、采用漏电流方法和本文提出方法情况下的输出电压总谐波畸变率THD，可以看出本文提出方法输出电压总谐波畸变率最低，波形质量明显高于没有共模电流抑制方法。

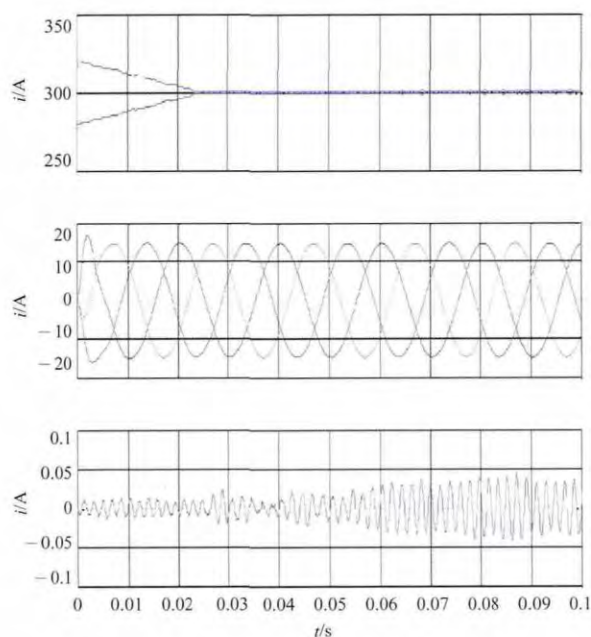


图14 抑制漏电流和中点平衡方法

表3 三种情况下的输出电压总谐波畸变率THD

抑制方法	输出电压总谐波畸变率THD (%)
无共模电流抑制方法	4.92
抑制漏电流方法	0.5
抑制漏电流和中点平衡方法	0.4

结束语

本文提出了一种非隔离型三相三电平光伏逆变器采用基于SVPWM调制方法的共模电流抑制方法,调节每一开关周期各矢量作用时间,使得共模电压幅值降低,共模电流得到抑制,输出效果非常好,且输出谐波很少,而且同时能够控制中点平衡问题。采用高频隔离逆变器虽然能够大幅抑制漏电流,但是增加了控制复杂度和控制成本。本文采用抑制共模电流方法简单,比较传统方法,降低输出波形质量,而且能够克服三电平中点不平衡的固有缺点。本文提出的方法在光伏逆变器的应用中具有广泛的前景。

参考文献

- [1] Zaragoza J, Pou J, Ceballos S, et al. Voltage-balance compensator for a carrier-based modulation in the neutral-point-clamped converter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56 (2) : 305-314.
- [2] Shen J, Schroder S, Rosner R, et al. A comprehensive study of neutral-point self-balancing effect in neutral-point-clamped three-level inverters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26 (11) : 3084-3095.
- [3] Bendre A, Venkataramanan G, Rosene D, et al. Modeling and design of a neutral-point voltage regulator for a three-level diode-clamped inverter using multiple-carrier modulation [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2006, 53 (3) : 718-726.
- [4] Cobreces S, Bordonau J, Salaet J, et al. Exact linearization nonlinear neutral-point voltage control for single-phase three-level NPC converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24 (10) : 2357-2362.
- [5] Zhang H, Finney S J, Massoud A, et al. An SVM algorithm to balance the capacitor voltages of the three-level NPC active power filter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23 (6) : 2694-2702.
- [6] Lewicki A, Krzeminski Z, Abu-Rub H. Space-vector pulsewidth modulation for three-level NPC converter with the neutral point voltage control [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58 (11) : 5076-5086.

(收稿日期: 2014-09-25) EA

[illegible]

欢迎订阅 欢迎投稿 欢迎刊登广告