

采用主从型逆变器结构的静态同步补偿器

王江¹, 王民¹, K. M. Tsang²

(1. 天津大学电气与自动化学院, 天津 300072; 2. 香港理工大学电机工程系, 香港 九龙)

STATCOM WITH THE STRUCTURE OF MAIN-AUXILIARY INVERTER

WANG Jiang¹, WANG Min¹, K. M. Tsang²

(1. School of Electrical Engineering & Automation, Tianjin University, Tianjin 300072, China; 2. Dept. of Electrical Engineering, Hong Kong Polytechnic University, Hong Kong, China)

ABSTRACT: This paper aimed at reactive power compensation of three-phase balancing loads for 6kV medium-voltage source, and proposed a new type of main-auxiliary structure STATCOM (static synchronous compensator) that can be directly connected to power source. This structure combined the characteristics of both diode-clamped multilevel inverter and cascaded multilevel inverter: the main inverter took the form of three-level diode-clamped inverter, while the auxiliary inverter adopted H bridge (full bridge) inverter. The three auxiliary H-bridge inverters were connected to the corresponding phase of main inverter in series, so that both of them constituted a five-level hybrid inverter. In this paper, the auxiliary H-bridge inverter was designed to produce a square wave voltage whose frequency equaled that of AC power supply, and the square wave acted as basic part of expected output phase voltage. Main inverter had two functions: one was to generate the compensatory part of expected output phase voltage; the other was to compensate harmonic component of output voltage. In the end, the superiority of the proposed STATCOM structure was validated by simulation.

KEY WORDS: Multilevel inverter; Main-auxiliary inverter; STATCOM

摘要: 针对 6kV 中压电网三相平衡负载的无功功率补偿, 结合二极管箝位多电平逆变器和 H 桥级联多电平逆变器的特点, 提出了一种能够直接并入电网的新型主从式逆变器结构: 主逆变器采用二极管箝位三电平逆变器, 从逆变器采用 3 个 H 桥 (即全桥) 逆变器。主逆变器和 H 桥逆变器采用级联的形式连接, 构成一个五电平的混联逆变器。H 桥逆变器负责产生一个方波电压, 构成输出正弦电压的基本成分; 主逆变器产生输出电压的补偿部分并负责消除低次谐波。最后通过仿真结果证明了所提出的这种主从型逆变器 STATCOM 结构在消除谐波方面的优越性。

关键词: 多电平逆变器; 主从型逆变器; 静态同步补偿器

1 引言

20 世纪 80 年代以来, 随着电力电子和计算机技术的进一步发展, 一种更为先进的静止无功补偿装置——静态型同步补偿器 (Static synchronous compensator, STATCOM) 被广泛研究和应用于电力系统^[1-5]。在 STATCOM 装置中, 主电路的核心部分是电压型逆变器, 并且已经实用化的补偿装置大多采用的是两电平逆变器的多重化技术。但是, 采用多重化的结构 STATCOM 由于主开关器件耐压的限制, 需要大量的笨重、昂贵、耗能的升降压变压器及连接变压器, 并且对谐波要求越高, 需要连接的逆变器就越多, 变压器也越多, 这大大增加了系统的体积和成本, 能量损耗也增加。正是由于这些原因, 采用多电平逆变器构成 STATCOM 主电路的方法引起了人们的关注, 并成为研究的热点^[6]。

多电平逆变器的思想最早是由 Nabae 于 20 世纪 80 年代初提出的^[6]。它的一般结构是由几个电平台阶 (典型情况是电容电压) 合成阶梯波以逼近正弦输出电压^[6-8]。这种变换器由于输出电压电平数的增加, 使得输出波形具有更好的谐波频谱, 并且每个开关器件所承受的电压应力较小, 从而无需均压电路, 可避免大的 dv/dt 所导致的各种问题。

主电路结构采用二极管箝位多电平逆变器的 STATCOM 装置, 通常被局限在五电平以下, 因为若超过五电平, 除需要大量的箝位二极管以外^[6], 其控制方法也变得很复杂, 而且还不得不考虑多个电容由于充放电的差异而造成的电压均衡问题, 这又提高了对控制方法的要求。因此, 采用这种结构

的 STATCOM 主要采用三电平的结构, 从而限制了在更高电压等级的应用。

采用级联逆变器作为 STATCOM 主电路可以省去大量钳位二极管和电容, 所以基于这种结构的 STATCOM 研究很多^[6], 但这种结构需要多个独立储能电容。当用于 STATCOM 主电路时, 必须考虑多个电容电压的平衡问题, 这样使控制方法非常复杂。为了减少对电网的谐波干扰, 采用这种结构的 STATCOM 的每相常常要级联多个全桥逆变器, 这就需要大量的开关器件, 成本大大增加。针对国内 6kV 中压电网三相平衡负载的无功功率补偿, 结合二极管箝位多电平逆变器和级联逆变器的特点, 本文提出了一种能够直接并入电网的主从型逆变器结构 STATCOM, 减少了各种功率器件的应用并消除了变压器, 实现 STATCOM 高压大容量化、高效化、小型化和低成本化, 且控制方法简单实用。最后对逆变器的输出电压波形进行了仿真研究并给出了谐波频谱。

2 STATCOM 的主从型逆变器结构

本文提出的主从型五电平混联逆变器的结构如图 1 所示, 图 1 的第 I 部分为二极管箝位三电平逆变器, 第 II 部分为 3 个 H 桥逆变器, 第 III 部分为二极管箝位三电平逆变器电容 C_1 、 C_2 的硬件平衡控制电路。图 1 所示的混联五电平逆变器结构, 与单纯的二极管箝位五电平逆变器相比, 减少了大量的箝位二极管; 与 H 桥级联逆变器相比, 在器件数量上没有优势, 但是, 采用这种混联结构后, 可以设计出比较简单的控制方法, 与采用级联逆变器的 STATCOM 应用相应的控制方法比较, 在同为五电平结构的情况下, 输出逆变电压谐波含量将大大降低。

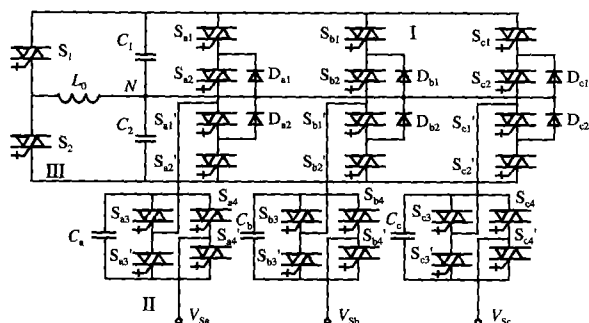


图 1 主从型五电平逆变器结构

Fig.1 The structure of main-auxiliary five-level inverter

对图 1 所示混联逆变器结构, 单相各开关状态对应的电平如表 1 (假设 N 点电为 0, 各电容电

压为 E , 以 V_{can} 相输出为例)。

表 1 A 相相电压与器件状态对应表
Tab.1 Voltage of a phase and states of devices

电平	导通状态的器件	阻断状态的器件
$-2E$	S_{a1}' S_{a2}' S_{a3} S_{a4}'	其它
$-E$	S_{a1}' S_{a2}' S_{a3}' S_{a4}'	其它
	S_{a2} S_{a1}' S_{a3} S_{a4}'	其它
0	S_{a1}' S_{a2}' S_{a4} S_{a3}'	其它
	S_{a2} S_{a1}' S_{a3}' S_{a4}'	其它
	S_{a2} S_{a1}' S_{a3} S_{a4}	其它
E	S_{a1} S_{a2} S_{a3} S_{a4}	其它
	S_{a1} S_{a2} S_{a3}' S_{a4}'	其它
	S_{a2} S_{a1}' S_{a4} S_{a3}'	其它
$2E$	S_{a1} S_{a2} S_{a4} S_{a3}'	其它

3 主从型逆变器输出电压的谐波分析

本文主逆变器采用 PWM 的控制方法, H 桥逆变器输出方波电压, 构成输出正弦电压的基本成分; 主逆变器产生输出电压的补偿部分并负责消除低次谐波。从而整个逆变器输出的合成电压在原理上可等效为一个五电平逆变器的 SPWM 输出, 输出波形如图 2 所示。其输出电压的谐波分析可以采用与传统 PWM 调制五电平逆变器相同的方法^[9-10]。

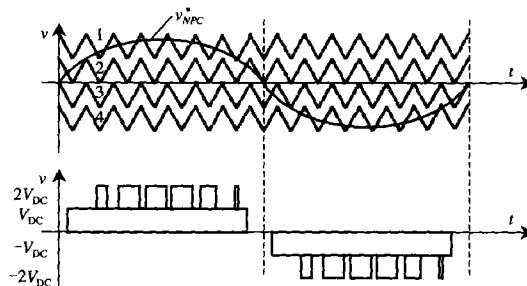


图 2 主从型逆变器输出的等效调制波形

Fig.2 Output equivalent modulation waves of the main-auxiliary inverter

从图 2 可以看出, 输出电压波形比较复杂, SPWM (正弦波调制 PWM) 调制在调制波的各周期内, 无法以调制波角频率 ω_c 为基准, 用傅立叶级数把它分解为调制波角频率倍数的谐波, 为此必须采用双重傅立叶级数展开的方法, 即采用以载波的角频率 ω_c 为基准, 考察其边频带谐波分布的情况。

为了分析方便, 将图 2 所示的 4 个载波信号用“分段线性函数”来表示。这样第 n 个 ($n=1,2,3,4$ 分别表示从上到下的 4 个载波) 三角载波的数学方程可以写成如下形式

$$u_{CN} = \begin{cases} -\frac{V_{DC}}{\pi}(\omega_C t - 2\pi k) + (3-n)V_{DC}; & 2\pi k \leq \omega_C t \leq 2\pi k + \pi \\ \frac{V_{DC}}{\pi}(\omega_C t - 2\pi k) + (1-n)V_{DC}; & 2\pi k + \pi \leq \omega_C t \leq 2\pi k + 2\pi \end{cases} \quad (1)$$

其中 $k = 0, 1, 2, 3, \dots$ 。

正弦调制波的方程式为

$$u_s = 2MV_{DC} \sin(\omega_s t) \quad (2)$$

由式(1)、(2)可以得到输出相电压调制波形的表示

$$v = \begin{cases} 2V_{DC}; & u_s \geq u_{C1} \\ V_{DC}; & u_{C2} \leq u_s < u_{C1} \\ 0; & u_{C3} \leq u_s < u_{C2} \\ -V_{DC}; & u_{C4} \leq u_s < u_{C3} \\ -2V_{DC}; & u_s < u_{C4} \end{cases} \quad (3)$$

假设 n 为某相对于调制波的谐波次数; m 为该相对于载波的谐波次数。则 v 的双重傅立叶级数表达式为

令 $X = (2k+1)(\cos n\pi + 2\cos((k+1)\pi)\cos(2n\Phi) \cdot \sin((2k+1)\Phi)) + 4n(\cos k\pi \sin(2n\Phi) \cdot \cos((2k+1)\Phi))$

$$v_{PD_AN}(t) = 2MV_{DC} \sin(\omega_0 t) + \frac{8V_{DC}}{\pi^2} \times \sum_{m=0}^{\infty} \left\{ \frac{1}{(2m+1)} \sum_{k=0}^{\infty} \left\{ \frac{J_{2k+1}(2\pi(2m+1)M)}{2k+1} [1 - 2\cos(k\pi) \sin((2k+1)\Phi)] \right\} \cdot \cos[(2m+1)\omega_C t] \right\} + \frac{2V_{DC}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} \left\{ \frac{1}{2m} J_{2n-1}(4m\pi M) \cos((n-1)\pi) \cos\left(2m\omega_C t + (2n-1)\left(\omega_0 t - \frac{\pi}{2}\right)\right) \right\} + \frac{8V_{DC}}{\pi^2} \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} \left\{ \frac{1}{(2m+1)} \sum_{k=0}^{\infty} \left[\frac{J_{2k+1} \cdot 2(2m+1)\pi M}{(2k+1)^2 - 4n^2} \cdot X \right] \cos\left((2m+1)\omega_C t + 2n\left(\omega_0 t - \frac{\pi}{2}\right)\right) \right\} \quad (5)$$

$$v_{PD_AB}(t) = 2\sqrt{3}MV_{DC} \sin\left(\omega_0 t - \frac{\pi}{6}\right) + \frac{4V_{DC}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} \left\{ \frac{1}{2m} J_{2n-1}(4m\pi M) \cos n\pi \sin\left((2n-1)\frac{\pi}{3}\right) \cdot \sin\left(2m\omega_C t + (2n-1)\left(\omega_0 t - \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{3}\right)\right) \right\} + \frac{16V_{DC}}{\pi^2} \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} \left\{ \frac{\sin(2n\pi/3)}{(2m+1)} \sum_{k=0}^{\infty} \left[\frac{J_{2k+1}(2(2m+1)\pi M)}{4n^2 - (2k+1)^2} \cdot X \right] \sin\left((2m+1)\omega_C t + 2n\left(\omega_0 t - \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{3}\right)\right) \right\} \quad (6)$$

式中 M 为调制比; $\Phi = \cos^{-1}(1/2M)$; J_n 为 n 次的贝塞尔函数: $J_n(x) = \sum_{k=0}^{\infty} (-1)^k \frac{1}{k!(n+k)!} \left(\frac{x}{2}\right)^{n+2k}$ 。

4 主从型逆变器输出电压的仿真研究

4.1 主从型逆变器仿真模型的建立

为了研究主从型逆变器的输出特性, 首先假定逆变器直流侧的电压恒定, 逆变器中器件用理想

$$v = \frac{A_{00}}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [A_{0n} \cos(n\omega_0 t) + B_{0n} \sin(n\omega_0 t)] + \sum_{m=1}^{\infty} [A_{m0} \cos(m\omega_C t) + B_{m0} \sin(m\omega_C t)] + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} [A_{mn} \cos(m\omega_C t + n\omega_0 t) + B_{mn} \sin(m\omega_C t + n\omega_0 t)] \quad (4)$$

式中

$$A_{mn} + jB_{mn} = \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} F(x, y) e^{j(mx+ny)} dx dy, \\ x = \omega_C t; \quad y = \omega_0 t$$

根据式(3)和(4), 通过数学运算, 可以得到 v 的各级谐波的系数。需要指出的是对于五电平逆变器不同载波调制策略, 其输出相电压和线电压表达式不同。当所有载波同相位调制时, 输出线电压的谐波最少, 此时相电压和线电压的输出分别如式(5)和(6)所示。

开关来代替。构建主从型逆变器的仿真模型如图 3 所示。

载波频率与调制波频率比值 N 的选择对逆变器输出电压的谐波影响很大, N 越大, 谐波含量越少, 但由于实际开关器件的限制, N 不可能取得太大。另外, M 取值的不同, 逆变器输出谐波含量不同。因此, 以 N 、 M 为参数, 应用 MATLAB 的 simulink 仿真工具, 给出了对 N 、 M 取不同值时,

主从逆变器各部分输出的线电压波形,并通过FFT分析了谐波的频谱特性。

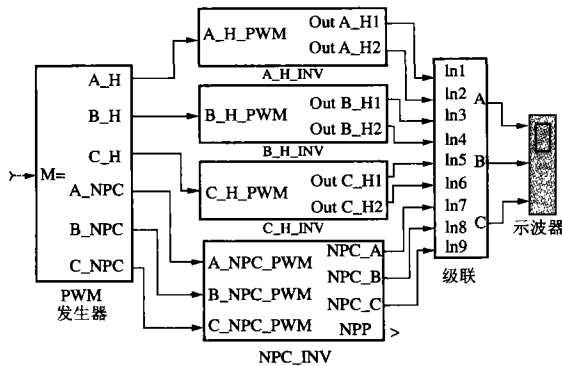


图3 主从逆变器仿真模型

Fig.3 Simulation model of the main-auxiliary inverter

4.2 仿真结果及分析

基于 MATLAB 的 simulink 仿真工具,根据影响逆变器输出特性的主要参数调制比 M 和载波比 N ,给出了各种不同情形的仿真结果,验证理论分析的正确性和电路结构的优越性,所有的逆变器输出电压波形均为线电压。由于所提出的电路结构类似于五电平电路,相电压输出均为五电平,但输出线电压却不同。从仿真结果可以看出当调制比较低时 ($M < 0.5$) 线电压输出为五电平,调制比较大时 ($M > 0.5$) 线电压输出为七电平或更高,谐波大大减少。

(1) 逆变器输出线电压仿真

逆变器输出线电压仿真波形如图4~6。

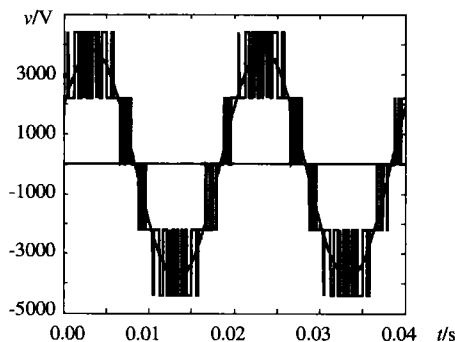


图4 $M=0.5$, $N=21$ 主从逆变器输出电压波形

Fig.4 $M=0.5$, $N=21$ output line voltage of the main-auxiliary inverter

从上述图形可以看出,逆变器的输出调制波形随着调制比 M 的变化而发生变化, M 不同,逆变器输出逆变电压拟合正弦波的程度是不同的。

(2) 谐波频谱分布与载波比 N 的关系 (调制比 M 不变)

利用 FFT 对所提出的逆变器的输出电压进行谐波分析,图7所示为不同载波比且调制比不变情

况下的相电压输出频谱。

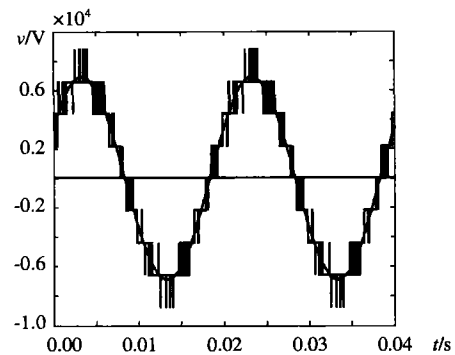


图5 $M=0.905$, $N=21$ 时主从逆变器输出电压波形

Fig.5 $M=0.905$, $N=21$ output line voltage of the main-auxiliary inverter

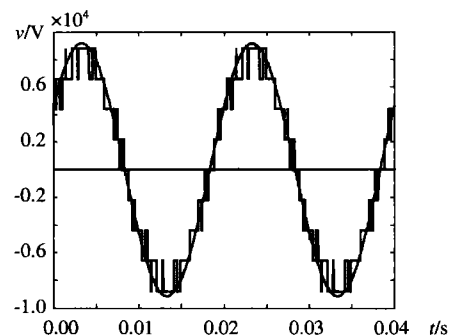
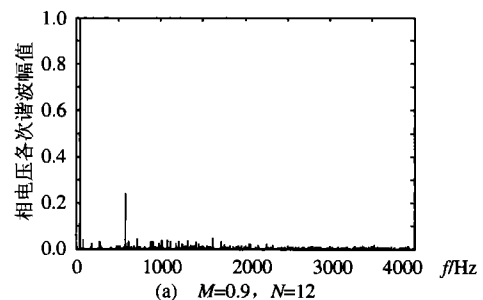
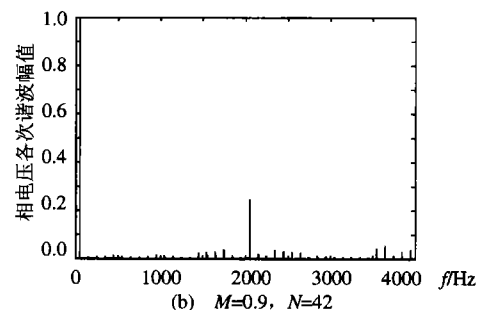


图6 $M=1.2$, $N=21$ 时主从逆变器输出电压波形

Fig.6 $M=1.2$, $N=21$ output line voltage of the main-auxiliary inverter



(a) $M=0.9$, $N=12$



(b) $M=0.9$, $N=42$

图7 N 对相电压谐波的影响

Fig.7 The output voltage harmonics of the different N

从图中可以看出在调制比 M 不变的情况下,本文提出的主从逆变器结构的主逆变器输出电压,对于相电压 N 次以下的谐波含量很低,但其第 N

次谐波的含量相对较大,所以在器件损耗及开关频率允许的情况下,载波比应尽量大些。

(3) 谐波频谱分布与调制比 M 的关系 (载波比 N 不变)

利用 FFT 对所提出的逆变器输出电压进行谐波分析,图 8 所示为不同调制比 M 且载波比 N 不变的情况下相电压输出频谱。

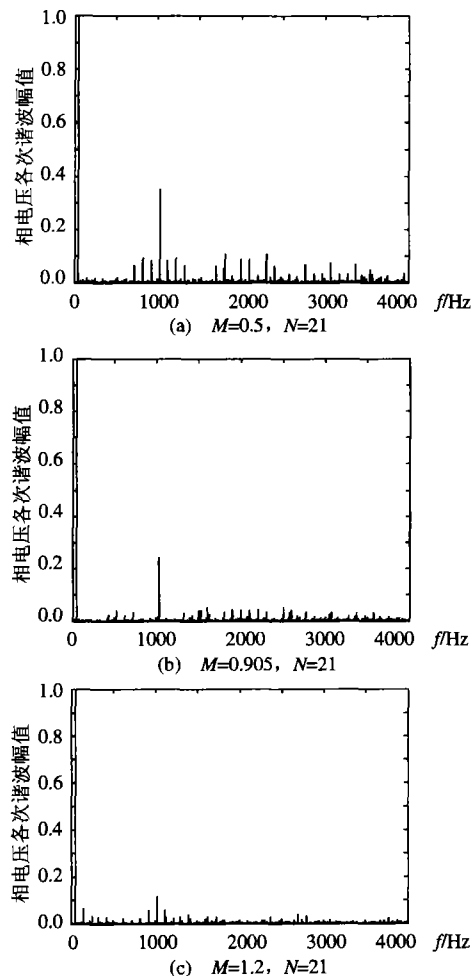


图 8 M 对相电压谐波的影响

Fig.8 The output voltage harmonics of the different M

从图 8 可以看出,相电压的谐波含量受 M 的影响很大,对于本文中的这种主从型的逆变器,当 $M < 0.5$ 时,逆变器处于欠调制状态;当 $M > 1$ 时,逆变器处于过调制状态。这两种状态下谐波频谱中低次谐波的含量明显增加,所以,设计系统时调制比应选择在 $0.5 < M < 1$ 的范围内。

综合以上分析,对于本文 STATCOM 的主从型结构逆变器,采用 PWM 的方法时,只要调制比 M 选择合适,其电压输出对电网造成的低次谐波干扰是非常小的,而高次谐波可以通过采用电容高通滤波器很容易滤除。这充分表明了该结构在控制

谐波方面的优越性能。

5 结论

(1) 结合二极管箝位多电平逆变器和 H 桥级联逆变器的结构特点,提出一种五电平的主从型逆变器结构:主逆变器采用二极管箝位三电平逆变器,从逆变器为三个 H 桥逆变器,主逆变器和从逆变器级联连接,即二极管箝位三电平逆变器的每相输出分别连到一个 H 桥逆变器的一个桥臂上, H 桥逆变器的另外一个桥臂的输出作为整个逆变器相电压的输出端。

(2) 详细讨论了主从型逆变器输出电压的谐波分析方法。对本文提出的主从型逆变器输出电压进行了仿真研究,对比分析了影响主从型逆变器输出电压谐波的因素。

参考文献

- [1] Cho G C, Jung G H, *et al.* Analysis and controller design of static var compensator using three-level GTO inverter[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 1996, 11(1): 57-65.
- [2] Choi N S, Cho G C, Cho G H. Modeling and analysis of a static VAR compensator using multilevel voltage source inverter[C]. Conference Record of the 1993 IEEE, 1993, 2: 901-908.
- [3] 马晓军, 姜齐荣, 王仲鸿, 等 (Ma Xiaojun, Jiang Qirong, Wang Zhonghong, *et al.*). 静止同步补偿器的分相不对称控制 (Unbalanced control based on individual phase for static synchronous compensator) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2001, 21(1): 52-56.
- [4] 沈东, 姜齐荣, 韩英铎 (Shen Dong, Jiang Qirong, Han Yingduo). 静止同步补偿器的标么化模型及开环响应时间常数分析 (A per unit STATCOM model and analysis of open loop) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2000, 20(7): 56-61.
- [5] 马晓军, 刘文华, 王仲鸿, 等 (Ma Xiaojun, Liu Wenhua, Wang Zhonghong, *et al.*). 新型同步补偿器直流侧储能电容值的选取方法 (Selecting method of the DC storage capacitor) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2000, 20(10): 31-35.
- [6] Rodriguez J, Sheng J, *et al.* Multilevel inverters: A survey of topologies, controls, and applications[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2002, 49(4): 724-738.
- [7] Takahashi N I. A new neutral-point-clamped PWM inverter[J]. IEEE Trans. on Industrial Application, 1981, 17(5): 518-523.
- [8] Lai J S, Peng F Z. Multilevel converters-A new breed of power converters[J]. IEEE Trans. on Industrial Applications, 1996, 32(3): 509-517.
- [9] Wong K T. Harmonic analysis of PWM multi-level converters[J]. IEE Proc.-Electr. Power Appl., 2001, 148(1): 35-43.
- [10] McGrath B P, Holmes D G. Multicarrier PWM strategies for multilevel inverters[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2002, 49(4): 858-867.

收稿日期: 2003-05-06。

作者简介:

王 江 (1964-), 男, 博士, 教授, 研究方向为非线性控制、生物电工学、电力电子。

(责任编辑 韩 蕾)