

模块化多电平换流器电容电压的一种平衡控制方法

李云丰, 宋平岗, 王 楚

(华东交通大学 电气与电子工程学院, 江西 南昌 330013)

摘 要: 介绍了模块化多电平换流器(modular multilevel converter, MMC)的运行原理以及模块电容电压的平衡控制。考虑传统的单相桥臂平均电压控制可能会在外部干扰的情况下输出电压不平衡而导致波形畸变, 结合载波移相调制方法提出了三相桥臂平均电压控制的方法, 并对子模块电容电压采取比例积分调节, 使得模块电容电压平衡在稳定的范围内。仿真验证了电容电压平衡控制的可行性。

关键词: 模块化多电平换流器; 高压直流输电; 载波移相调制; 电压平衡控制; 环流

中图分类号: TM461

文献标识码: A

文章编号: 2095-3631(2012)05-0023-05

A Method of Balancing Control for Capacitor Voltage of Modular Multilevel Converter

LI Yun-feng, SONG Ping-gang, WANG Chu

(School of Electrical and Electronic Engineering, East China Jiaotong University, Nanchang, Jiangxi 330013, China)

Abstract: This paper introduces the operation principle of modular multilevel converter and balancing control method of capacitor voltage. Considering the condition under external disturbance which may lead to outputting unbalanced voltage and waveform distortion when using traditional single-phase bridge average voltage control, three-phase bridge average voltage control is proposed combined with carrier phase-shifting modulation. Proportion integral adjustment is adopted for sub-module capacitor voltage so that the modular capacitor voltage fluctuation can be maintained in a stable range. Simulation shows the feasibility of capacitor voltage balancing control.

Key words: modular multilevel converter(MMC); high voltage direct current(HVDC); carrier phase-shifting modulation; voltage balancing control; circulating current

0 引言

随着国民经济的快速发展, 工业、农业、居民用电量逐渐增高, 对电能质量的要求也不断提高。近年来, 高压直流输电(high voltage direct current, HVDC)技术成为了国内外研究的热点^[1], 它有着许多显著的优点, 比如多端高压直流输电可以提高电力系统的稳定性; 可向孤岛和海外作业平台类性质用户供电, 成本低,

而且是无源逆变; 可以把一些分布式再生能源发电并入电网, 提高效率; 可连接非同步和不同频率电网^[2-5]。

模块化多电平换流器(modular multilevel converter, MMC)是一种新型的拓扑结构, 它于本世纪初期提出, 第一次商业应用是西门子公司, 并且在最近几年成为了高压直流输电领域的研究热点之一^[6-8]。HVDC输电系统主要是用于高电压和大功率等级的场合, 由于电力电子器件所能承受的电压和电流受到限制, 传统的电压源换流器大多采用两电平或三电平的开关管串联拓扑结构, 这对电力电子器件的均压和均流要求较高, 而且传统的两电平HVDC输出的低次谐波含量多, 需要体积庞大的变压器和滤波器装置, 增加了系统的成本^[9-10]。MMC是

收稿日期: 2012-04-05

作者简介: 李云丰(1988-), 男, 硕士研究生, 主要研究方向为高压直流输电;

宋平岗(1965-), 男, 博士, 教授, 研究方向为电力电子与再生能源系统。

一种高度模块化的结构,它通过存储在模块电容内的电压叠加得到较好的正弦波形,具有很好的冗余性,当模块数达到一定数值时,输出的低次谐波含量很少,而高次谐波仅仅只需要很小的滤波装置,大大地提高了换流器的运行效率^[11-15]。

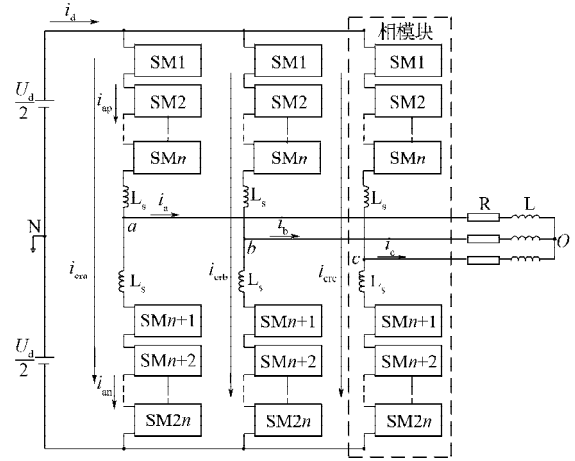
MMC模块内电容电压的平衡是保证换流器稳定工作的前提,也是各种控制方法首要考虑的问题。文献[2]分析了MMC内部环流产生的机理,并推导出环流大小的解析表达式,为桥臂电抗器的选择提供了依据。文献[3-4]提出了一种脉宽调制方法(PWM),结合平均控制和平衡控制及直流电压前馈,可得到较好的输出波形;但是没有考虑MMC受到外部干扰情况时,三相模块输出电压不平衡的情况。文献[1,9]介绍了载波移相调制方法,并研究了有功功率和无功功率独立控制的情况。文献[14]将平衡控制的重点放在电容电压越限的子模块上,优化策略引入保持因子,使其具有一定的保持原来投切状态的能力,以降低开关器件的开关频率。文献[16]提出了基于载波移相的调制方法,该方法可以使MMC换流器工作在较低的开关频率,从而可以减少器件的开关损耗,提高系统效率。文献[17]将开关函数和瞬时功率结合,建立了模块化多电平换流器的时域解析数学模型。文献[18]将载波移相与电容电压平衡控制相结合,有功功率和无功功率解耦,从而得到了较好的输出波形。

本文研究了采用载波移相调制方法时的谐波特性,搭建了每相各有36个子模块数的MMC换流器,优化了文献[4]提出的电容电压均衡的控制方法,并研究了换流器受到外部因素影响时三相桥臂输出电压不平衡的情况。在不改变MMC参数以及控制参数的情况下,仿真验证了本文提出的优化控制方法,结果表明,该方法比单相桥臂平均电压控制具有更好的使输出电压恢复平衡的能力。

1 MMC的基本结构

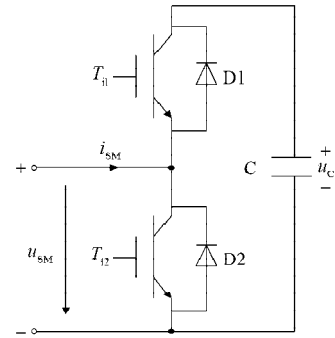
MMC的基本结构如图1(a)所示^[4],它由三相桥臂构成,每相桥臂有两个单桥臂(即上桥臂(positive arm)和下桥臂(negative arm))和两个电感 L_s ,每个上桥臂和下桥臂都由 n 个子模块(submodule, SM)组成。图1(b)是每个子模块的结构图,它由两个开关功率管及其反向并联二极管以及储能电容组成。每个电容的作用是为换流器输出三相准正弦电压提供小模块电压,多个子模块按照一定的方式叠加在一起从而输出三相准正弦波形。MMC每相上下桥臂之间串联的

电感 L_s 有两个作用^[2]:(1)由于每相桥臂都是并联在直流侧,而投入的电容电压之和不可能时时刻刻都等于直流侧电压,于是会产生相间环流,上下桥臂各自串联一个电感可以抑制环流的大小;(2)当桥臂发生故障或者直流侧发生短路故障时,电感 L_s 可以抑制故障电流的上升率,为系统开启故障保护系统争取时间。



(a) MMC换流器结构图

(a) Basic structure of MMC converter



(b) 子模块结构

(b) Structure of submodule

图1 MMC的基本拓扑结构

Fig.1 Basic topology of MMC

2 MMC运行原理

分析图1(b)可知,当上开关管导通,下开关管关断时,即子模块投入,子模块输出电压即为电容电压 u_c ,如果子模块电流 i_{SM} 为正,则 i_{SM} 将通过二极管向电容充电,电容电压 u_c 上升;如果 i_{SM} 为负,则 i_{SM} 流过开关管,此时电容放电,电容电压 u_c 下降,因此可以通过控制电容充放电的时间维持电容电压平衡。当上开关管关断,下开关管导通时,即子模块被切除,不管电流 i_{SM} 的方向如何,电容都没有电流流过,电容电压保持不变,此时子模块输出电压为零^[16],即:

$$\begin{cases} S_{ji1} = 1, S_{ji2} = 0, u_{SMji} = u_{Cji} \\ S_{ji1} = 0, S_{ji2} = 1, u_{SMji} = 0 \end{cases} \quad (1)$$

式中: $j=a,b,c$; $i=1,2,3,\dots,2n$; n 为上桥臂或下桥臂模块总数; S_{ji} ——子模块两个开关管的状态; u_{SMji} ——子模块输出电压。

由以上分析可以看出,正常情况下子模块两个开关管的导通和关断状态是互补的,不允许它们同时导通,否则电容将会短路。

如图1(a)所示,直流侧电源可以等效为两个大小为 $0.5U_d$ 的电压源串联而成,其中点N接地。当MMC正常运行时,上桥臂和下桥臂投入的子模块数应该满足如下关系式^[2]:

$$n_p + n_n = n \quad (2)$$

式中: n_p ——上桥臂投入的子模块数, $0 \leq n_p \leq n$; n_n ——下桥臂投入的子模块数, $0 \leq n_n \leq n$; n ——每相桥臂全部投入的子模块数。

当不考虑环流时,由式(2)可得电容理想平衡电压:

$$u_c = \frac{U_d}{n} \quad (3)$$

当模块数较多,MMC运行在稳定情况下,不考虑线路和模块阻抗^[6,9],由基尔霍夫电压定律可知:

$$\frac{U_d}{2} = u_j + L_s \frac{di_{jp}}{dt} + \sum_{i=1}^n u_{SMji} \quad (4)$$

$$\frac{U_d}{2} = -u_j + L_s \frac{di_{jn}}{dt} + \sum_{i=n+1}^{2n} u_{SMji} \quad (5)$$

式(4)和(5)中: L_s ——串联环流抑制电感; i_{jp} —— j 相上桥臂电流; i_{jn} —— j 相下桥臂电流; u_{SMji} —— j 相第 i 个子模块输出电压; u_j —— j 相输出电压。

同样在理想情况下,由基尔霍夫电流定律可以得到^[5,9]:

$$\begin{cases} i_{jp} = \frac{i_d}{3} + i_{cirj} + \frac{i_j}{2} \\ i_{jn} = \frac{i_d}{3} + i_{cirj} - \frac{i_j}{2} \end{cases} \quad (6)$$

式中: i_d ——直流电流; i_{cirj} ——相间环流; i_j —— j 相电流。

$$\begin{cases} i_j = i_{jp} - i_{jn} \\ i_{cirj} = \frac{i_{jp} + i_{jn}}{2} - \frac{i_d}{3} \end{cases} \quad (7)$$

将式(4)和式(5)相加减得:

$$U_d = \sum_{i=1}^{2n} S_{ji} u_{Cji} + 2 \frac{L_s di_{cirj}}{dt} \quad (8)$$

$$u_j = \frac{\sum_{i=n+1}^{2n} S_{ji} u_{Cji} - \sum_{i=1}^n S_{ji} u_{Cji}}{2} - \frac{L_s di_j}{2dt} \quad (9)$$

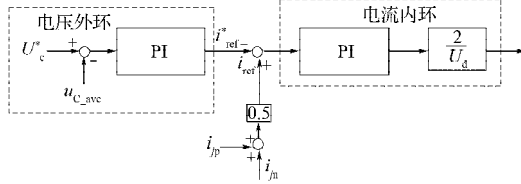
由式(8)可知,投入的子模块数不等于 n , i_{cirj} 波动较大,电感 L_s 可以适当抑制环流的大小,但不可能消除环流^[6]。式(9)表明,输出的相电压是该相下桥臂投入的模块电压之和与上桥臂投入模块电压之和的差的一半再减去相电流在电感 L_s 上产生的压降的一半。当MMC模块数目足够多时,相电流可认为只有基波成分,相电压的谐波含量完全可以认为是桥臂投入模块的电容电压所引起的。模块的投入与模块的触发脉冲具有直接的关系,因此合理地安排触发脉冲可使输出的电压波形接近正弦,从而减少谐波含量。

3 直流电容电压的平衡控制

文献[4]提出的电容电压平衡控制是平均控制和平衡控制。在平均控制中,平均电压只考虑了单相桥臂,而没有考虑三相桥臂;在平衡控制中,只采用了比例调节,而没有考虑MMC受到外部干扰时会产生稳态误差。文献[8]和文献[14]提出的是基于电容电压的排序优化算法,这些算法基于实时检测所有电容电压的值,将这些电压值进行排序,结合桥臂电流方向以及需要投入的子模块数进行脉冲分配,使电容电压平衡在稳定范围内。这种排序方法的缺点主要是,实时性要求高、可靠性较低,一旦某个检测环节出现问题,MMC将会出现运行故障,可能导致MMC不能正常运行。基于载波移相的MMC控制方法比排序方法有更高的稳定性,由于载波移相的控制方法可以使MMC运行在开环状态,尽管检测电路反馈的电压出现问题,但是MMC还可以正常工作。当MMC受到外部干扰输出电压偏离允许范围时,本文提出的三相桥臂平均电压控制方法和模块电压平衡控制方法比文献[4]提出的方法具有更好的使电容电压恢复稳定的能力,为便于区别,将文献[4]提出的方法称为单相桥臂平均电压控制方法。

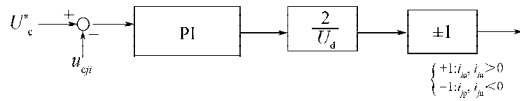
三相桥臂平均电压控制结合了MMC内部环流抑制机制,利用PI调节器的特性,使每相的模块电压平均值在理想电容电压上下波动。如图2(a)所示,当三相桥臂的平均电压低于给定值时,电压外环输出的参考桥臂电流会有所增加,它与实际桥臂电流相加减,经电流内环调节输出给参考调制波,使调制波有所上移;反之,使调制波有所下移。三相桥臂平均电压控制之所以比单相桥臂平均电压控制有更好的稳定性是因为当某相桥臂的电容电压和输出电压受到外界干扰时,三相桥臂电压的平均值比单相桥臂电压的平均值变化更小,即前者不会波动很大,而后者会波动很大。模块

电压平衡控制是利用反馈的电容电压结合PI调节,使模块的电容电压快速稳定地跟踪参考电容电压,使实际电容电压稳定在允许范围内。如图2(b)所示,当单个模块的电容电压低于给定值时,为了维持稳定,需要使电压上升。



(a) 三相桥臂平均电压控制

(a) Average voltage control of three-phase arm



(b) 模块电压平衡控制

(b) Balancing control of module voltage

图2 模块电容电压平衡控制

Fig.2 Balancing control of modular capacitor voltage

由前面分析可知,适当增加电容充电的时间和减少电容的放电时间,可以使电容的电压增加;反之减少电容的充电时间和增加放电时间,可以降低电容的电压。基于以上原理,从单个模块的角度来考虑,当电容电压低于给定值时,PI调节器的输出为正,再与直流侧电压前馈值的一半相除得到调制波的补偿值。该补偿值并不是任意加在理想调制波上,而是根据上下桥臂的电流方向合理地与理想调制波相加。当电容电压小于给定值时,以上桥臂为例,如果桥臂电流大于零,投入的子模块电容充电,增加该子模块上开关管T1的导通时间即可增加对应电容的充电时间,由此可知,只需使得PI调节器输出的正向补偿值叠加到理想调制波上即可增加T1的导通时间;如果上桥臂电流小于零,投入模块的电容放电,因此需要减少电容的放电时间,即减少T1的导通时间,还需将正的补偿值反向与理想调制波相叠加,使调制波下移,即减少T1的导通时间。同理,如果电容电压高于给定值,PI就输出负的补偿值;如果上桥臂电流为正,投入模块的电容就充电。为了使电压下降,需要减少T1的导通时间,因此负的补偿值需直接与理想调制波相加,使调制波有所下移,反之则增加T1的导通时间,使调制波上移。综合以上两种方法可以得到三相桥臂平均电压控制和模块电压平衡控制原理图^[4]。

图2中三相桥臂平均电压控制中平均电压值为:

$$u_{c_ave} = \frac{1}{6n} \sum_{j=a,b,c} \sum_{i=1}^{2n} u_{cji} \quad (10)$$

结合三相桥臂平均电压控制和模块电压平衡控制,可以得到MMC电容电压平衡控制原理图(图3)。

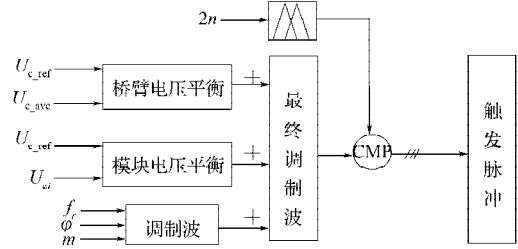


图3 采用CPS-PWM调制方法的电容电压平衡原理图

Fig.3 Principal graph of capacitor voltage balancing control with CPS-SPWM modulation

4 仿真波形

仿真搭建了基于36个子模块的MMC,直流电压为18 000 V,电容参考电压为1 000 V,电感 \$L_s\$ 为0.01 H,载波频率为220 Hz。为了验证本文提出的电容电压平衡控制策略比单相桥臂平均电压控制方法更加优越,两种情况下使外部扰动作用在MMC运行中。图4和图5为文献[4]所采用方法的输出相电压与电容电压波形图,图6和图7为本文所采用方法的输出相电压和电容电压波形图。在同样的控制参数和拓扑结构的情况下,对比两种方法可知,本文提出的控制方法更加优越。

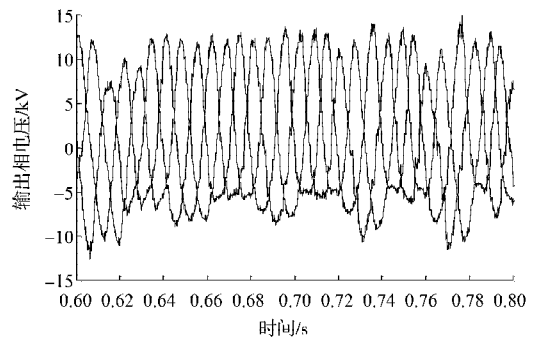


图4 单相桥臂平均电压控制输出相电压

Fig.4 Output phase voltage of average voltage control for single-phase bridge

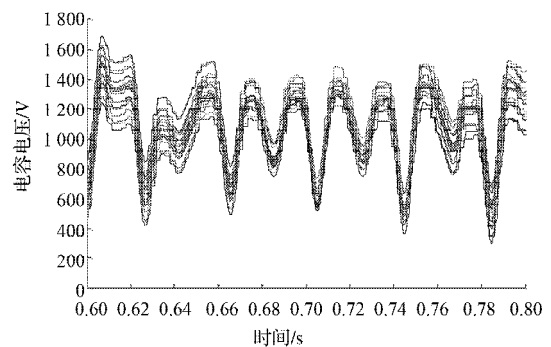


图5 单相桥臂平均电压控制输出电容电压

Fig.5 Output capacitor voltage of average voltage control for single-phase bridge

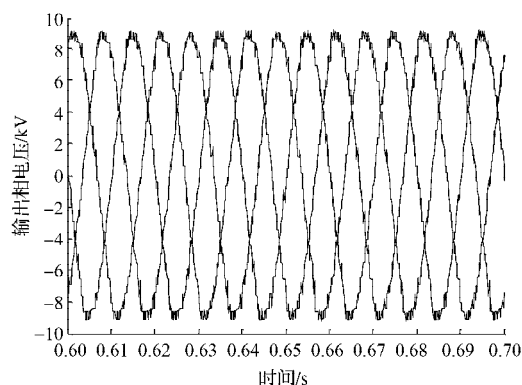


图6 三相桥臂平均电压控制输出相电压

Fig.6 Output phase voltage of average voltage control for three-phase bridge

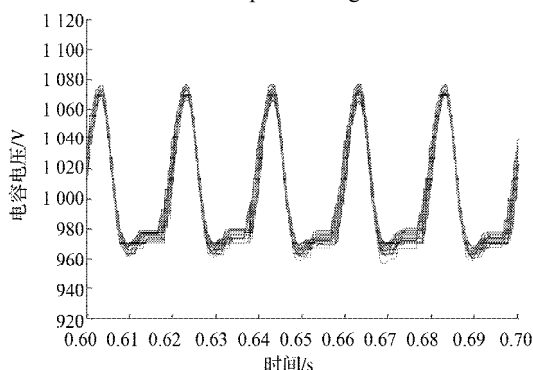


图7 三相桥臂平均电压控制输出电容电压

Fig.7 Output capacitor voltage of average voltage control for three-phase bridge

5 结语

本文将三相桥臂平均电压控制与模块电压平衡控制相结合, 得出了适用于MMC的载波移相调制方法。对比单相桥臂平均控制方法, 本文提出的三相电压平衡控制具有更好的稳定电容电压的能力, 从而输出更好的电压波形。

参考文献:

- [1] 郭家虎, 廖其艳. 基于MMC的轻型高压直流输电系统的建模与控制[J]. 工矿自动化, 2011(10): 34-38.
- [2] 屠卿瑞, 徐政, 郑翔, 等. 模块化多电平换流器型直流输电内部环流机理分析[J]. 高电压技术, 2010, 36(2): 547-552.
- [3] Hagiwara M, Maeda R, Akagi H. Theoretical Analysis and Control of the Modular Multilevel Cascade Converter Based on Double-

- Star Chopper-Cells(MMCC-DSCC)[C]//IEEE International Power Electronics Conference. Kaiserslautern, 2010: 2029-2036.
- [4] Hagiwara M, Akagi H. Control and Experiment of Pulse-width Modulated Modular Multilevel Converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(7): 1737-1745.
- [5] Rohner S, Bernet S, Hiller M, et al. Analysis and Simulation of a 6 kV, 6MVA Modular Multilevel Converter [C]// IEEE International Power Electronics Conference, 2009: 225-230.
- [6] 屠卿瑞, 徐政, 管敏渊, 等. 模块化多电平换流器环流抑制控制器设计[J]. 电力系统自动化, 2010, 34(18): 57-61.
- [7] Rohner S, Bernet S, Hiller M, et al. Modeling, Simulation and Analysis of a Modular Multilevel Converter for Medium Voltage Applications[C]//IEEE International Power Electronics Conference EPE-PEMC. Kaiserslautern, 2010: 775-782.
- [8] 屠卿瑞, 徐政, 郑翔, 等. 一种优化的模块化多电平换流器电压均衡控制方法[J]. 电工技术学报, 2011, 26(5): 15-20.
- [9] Yang Xiaodong, Zhao Chenyong, Hu Jing, et al. Key Technologies of Three-terminal DC Transmission System Based on Modular Multilevel Converter[C]//IEEE International Power Electronics Conference, 2011: 499-503.
- [10] Tu Qingrui, Xu Zheng, Xu Lie. Reduced Switching Frequency Modulation and Circulating Current Suppression for Modular Multilevel Converter[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2011, 26(3): 2009-2017.
- [11] Saeedifard M, Irvani R. Dynamic Performance of a Modular Multilevel Back-to-Back HVDC System[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2010, 25(4): 2903-2911.
- [12] Solas E, Abad G, Barrena J A, et al. Modeling, Simulation and Control of Modular Multilevel Converter[C]// IEEE 14th International Power Electronics and Motion Control Conference, 2010: T2-90-T2-96.
- [13] Solas E, Abad G, Barrena J A, et al. Modulation of Modular Multilevel Converter for HVDC Application[C]// IEEE 14th International Power Electronics and Motion Control Conference, 2010: T2-84-T2-89.
- [14] 管敏渊, 徐政. MMC型VSC-HVDC系统电容电压的优化平衡控制[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(12): 9-14.
- [15] Mnch P, Grges D, Izk M, et al. Integrated Current Control, Energy Control and Energy Balancing of Modular Multilevel Converters[C]// IEEE International Power Electronics Conference. Kaiserslautern, 2010: 150-155.
- [16] 杨晓峰, 孙浩, 支刚, 等. 双星型模块组合型多电平变换器的PWM控制策略[J]. 电力电子, 2010(2): 14-19.
- [17] 王姗姗, 周孝信, 汤广福, 等. 模块化多电平电压源换流器的数学模型[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(24): 1-8.
- [18] 赵昕, 赵成勇, 李广凯, 等. 采用载波移相技术的模块化多电平换流器电容电压平衡控制[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(21): 48-55.

广告索引:

河北中瓷电子科技有限公司(封二); 上海中电罗莱数码技术有限公司(后插1); 湖南南车时代电动汽车股份有限公司(后插2、3); 宁波南车时代传感技术有限公司(后插4); 罗杰斯(上海)国际贸易有限公司(后插5); 株洲时代电气绝缘有限责任公司(后插6); 无锡市固特控制技术有限公司(后插7); 株洲时代新材料科技股份有限公司(后插8); 《大功率变流技术》征订启事(后插9); 株洲变流技术国家工程研究中心有限公司(后插10、11); 株洲时代装备技术有限责任公司(后插12、13); 株洲南车时代电气股份有限公司印制电路事业部(后插14); 株洲南车奇宏散热技术有限公司(后插15); 上海鹰峰电子科技有限公司(后插16); 株洲南车时代电气股份有限公司电力电子事业部(封三); 南车株洲电力机车研究所有限公司风电事业部(封四); 河北中瓷电子科技有限公司(黑白插页)