

基于前端 LCL 谐振式推挽变换器

程良涛, 邹娟

(华东交通大学, 江西 南昌 330013)

摘要: 提出了一种前端 LCL 谐振式变换器, 其前级为功率因数校正 (PFC), 后级为采用数字控制的逆变器。设计并制作了一台 AC 220 V 输出的 1 kW 试验样机, 对实验样机测试的结果表明, 前级升压电路实现了零电压开通 (ZVS), 后级电路实现了闭环控制, 整个系统动态与稳态性能均较好, 理论分析正确。

关键词: LCL 谐振式; 推挽变换器; 零电压软开关

中图分类号: TN624

文献标识码: A

文章编号: 1671-8410(2009)06-0041-05

A Resonant Push-Pull Converter Based on Front-end LCL

CHENG Liang-tao, ZOU Juan

(East China Jiaotong University, Nanchang, Jiangxi 330013, China)

Abstract: A front-end LCL resonant converter is proposed. Its former level is a power factor correction (PFC), while the latter level is a digital control inverter. A testing prototype with AC 220 V output and 1 kW load is designed and produced. The experimental prototype test result shows that the former level booster circuit realizes zero voltage soft switching, and the latter level circuit achieves closed loop control. The dynamic and static performance of the whole system is excellent, which proves the correct of theoretical analysis.

Key words: LCL resonance type; push-pull converter; zero voltage soft switch

0 引言

单节蓄电池供电的独立式逆变器在汽车电源、风电等系统中多有应用。其结构通常为一个前级 DC-DC 升压电路与后级 DC-AC 逆变电路串联。前级电路是直流升压电路, 将一个较低的输入电压升高至大于 DC 330 V 的母线高压; 而后级电路则是逆变系统, 将母线高压转换成 AC 220 V 的输出电压。因为输入电压低, 即使在中等功率的情况下, 独立式逆变器的输入电流都将是非常大的, 从而导致开关损耗也非常大, 效率低。

本文提出了一种前端推挽式的 LCL 谐振的拓扑结构, 谐振使得开关管实现了软开关, 从而减小了开关管的电压电流应力, 而所采用的推挽式结构进一步减小了开关管的电压应力。前端的 DC-DC 升压电路将 DC 12 V

升高到 360 V 的高压, 后级数字控制的逆变器将 DC 360 V 的母线电压转换成 AC 220 V 的输出电压。理论推导了 LCL 谐振的过程, 分析了电路的工作原理, 最后给出了实验波形, 理论和实验验证了该方案的正确性。

1 LCL 谐振式推挽 DC-DC 变换器的工作原理

图 1 为 LCL 谐振式推挽 DC-DC 变换器的原理图。该电路以传统推挽变换器为基础, 在变压器的二次侧加了谐振电容 C_s , 与变压器漏感 L_l 组成谐振回路, 从而得到 LCL 谐振式推挽 DC-DC 变换器, 实现了软开关。

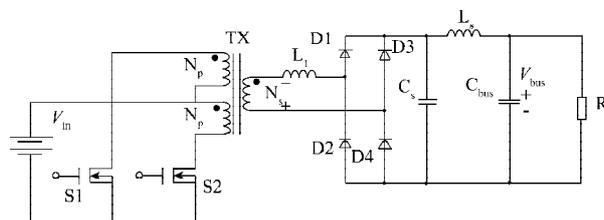


图 1 LCL 谐振式推挽 DC-DC 变换器原理图

Fig. 1 Schematic diagram of LCL resonant push-pull DC-DC converter

收稿日期: 2009-08-29

作者简介: 程良涛 (1985-), 男, 在读硕士研究生, 研究方向为电力电子系统装置。

谐振过程分为6个阶段,分析如下:

(1) 模式1, $t_0 \sim t_1$ 阶段(图2)

在 t_0 时刻, 功率管 S1 的端电压 V_{ds1} 为:

$$V_{ds1} = V_{in} - (N_p/N_s) \times V_{cs} \quad (1)$$

这个值接近零, 所以功率管 S1 在 near zero 电压条件下导通, 功率管 S2 关断。变压器漏感 L_l 和谐振电容 C_s 开始谐振, 产生的谐振电流 I_{ds1} 流过功率管 S1。谐振电流从零开始上升, 所以功率管 S1 接近零电压开通, 损耗几乎为零。

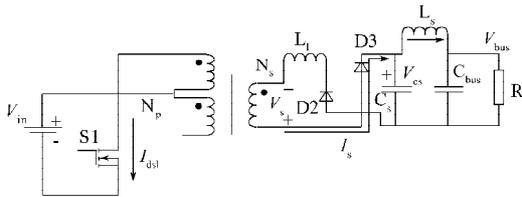


图2 模式1阶段

Fig. 2 Mode 1

(2) 模式2, $t_1 \sim t_2$ 阶段(图3)

在 t_1 时刻, 功率管 S1 关断, 电流 I_{ds1} 开始下降。如果设计谐振频率 f_r 为开关频率 f_s 的两倍, 功率管关断时刻的电流将较小, 关断损耗也较小。变压器的漏感 L_l 与功率管 S1 的寄生电容 C_{s1} 和功率管 S2 的寄生电容 C_{s2} 一起构成充放电回路, 其中 C_{s1} 充电, C_{s2} 放电。功率管 S1 端电压 V_{ds1} 开始上升, 功率管 S2 端电压 V_{ds2} 下降。

同时, 变压器二次侧电流 I_s 下降。在 t_2 时刻, I_{ds1} 下降到零, I_s 则由正向值(图中实线箭头)下降到等于反向励磁电流(图中虚线箭头), 该电流由二极管 D2 和 D3 的反向恢复电流提供, 而谐振电容 C_s 保证了该阶段后期流过滤波电感 L_s 的电流是连续的。

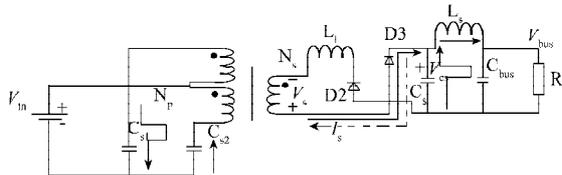


图3 模式2阶段

Fig. 3 Mode 2

(3) 模式3, $t_2 \sim t_3$ 阶段(图4)

在 t_2 时刻, 变压器二次侧流过励磁电流, 一次侧开路。在励磁电流的反电动势作用下, 励磁电流通过二极管 D1 和 D4 续流。变压器二次侧电压 V_s 迅速反向, 从 $+V_{cs}$ 变到 $-V_{cs}$ 。同时, 变压器一次侧绕组电压被箝位在 $(N_p/N_s)V_{cs}$ 值, 功率管 S2 的端电压 V_{ds2} 为:

$$V_{ds2} = V_{in} - (N_p/N_s) \times V_{cs} \quad (2)$$

该值非常接近于零, 为下一个阶段功率管 S2 的 near zero 电压开通创造了条件。

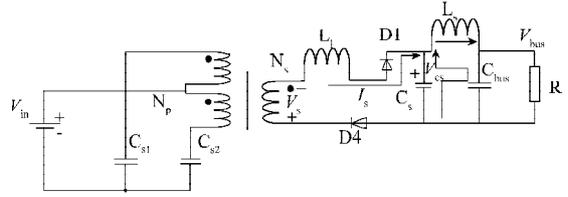


图4 模式3阶段

Fig. 4 Mode 3

(4) 模式4, $t_3 \sim t_4$ 阶段(图5)

在 t_3 时刻, 功率管 S2 驱动信号产生, 在 near zero 电压条件下开通。之后, 谐振电容 C_s 和漏感 L_l 谐振, 谐振电流通过变压器从二次侧耦合到一次侧, 功率管 S2 中流过的谐振电流 I_{ds2} 为:

$$I_{ds2} = I_p = \frac{N_s}{N_p} I_s \quad (3)$$

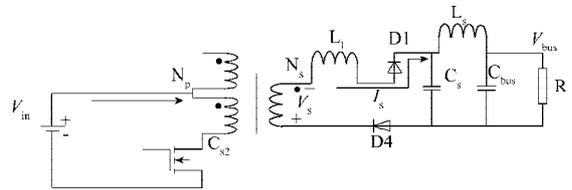


图5 模式4阶段

Fig. 5 Mode 4

(5) 模式5, $t_4 \sim t_5$ 阶段(图6)

在 t_4 时刻, 功率管 S2 被驱动电压关断, 电流 I_{ds2} 开始下降。如果设计谐振频率 f_r 为开关频率 f_s 的两倍, 功率管关断时刻的电流较小, 关断损耗也减小。变压器的漏感 L_l 与功率管 S2 的寄生电容 C_{s2} 和功率管 S1 的寄生电容 C_{s1} 一起构成充放电回路, 其中电容 C_{s2} 充电, 电容 C_{s1} 放电。功率管 S2 的端电压 V_{ds2} 开始上升, 功率管 S1 的端电压 V_{ds1} 下降。

同时, 变压器二次侧电流 I_s 上升。在 t_5 时刻, I_{ds2} 下降到零, I_s 则由负向值(图中实线箭头)上升到等于正向励磁电流(图中虚线箭头), 该电流由二极管 D1 和 D4 的反向恢复电流提供。而谐振电容 C_s 保证了该阶段后期流过滤波电感 L_s 的电流是连续的。变压器一次侧处于开路状态。

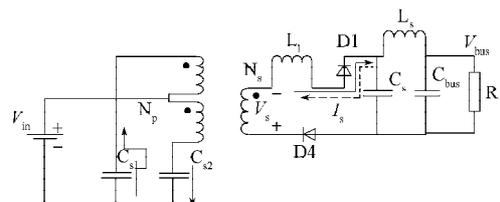


图6 模式5阶段

Fig. 6 Mode 5

(6) 模式6, $t_5 \sim t_6$ 阶段(图7)

在 t_5 时刻, 变压器二次侧流过励磁电流, 一次侧开

路。在励磁电流的反电动势作用下，励磁电流通过二极管 D2 和 D3 续流。变压器二次侧电压 V_s 迅速反向，从 $-V_{cs}$ 变到 $+V_{cs}$ 。相应的，变压器一次侧绕组电压被箝位在 $(N_p/N_s)V_{cs}$ 值，功率管 S2 的端电压 V_{ds2} 为：

$$V_{ds2} = V_{in} - (N_p/N_s) \times V_{cs} \quad (4)$$

该值非常接近于零，为下一个阶段功率管 S1 的 near zero voltage turn-on 创造了条件。

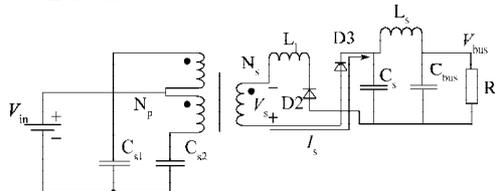


图 7 模式 6 阶段

Fig. 7 Mode 6

模式 6 结束后，电路又进入模式 1 工作。

以上就是该电路完整的一个工作周期状况。图 8 是其 6 种工作模式下电路的主要部分波形，其中 V_{g1} 、 V_{g2} 分别表示开关管 S1、S2 的驱动电压， V_{ds1} 、 V_{ds2} 分别表示开关管 S1、S2 的电压应力， I_{ds1} 、 I_{ds2} 分别表示开关管 S1、S2 的电流应力， V_s 、 I_s 分别为变压器二次侧的电压和电流。

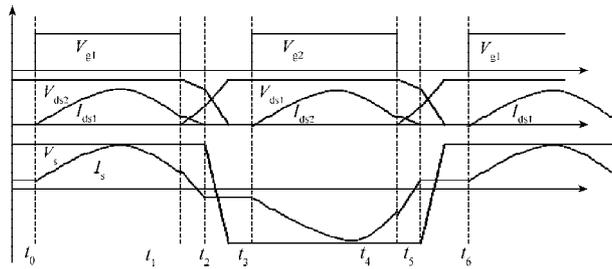


图 8 6 种工作模式下电路的主要部分波形

Fig. 8 Main circuit waveforms in six working modes

2 LCL 谐振过程理论推导

LCL 谐振式推挽 DC-DC 变换器的谐振过程等效工作电路如图 9 所示。图中 V_s 是输入电压折算到变压器二次侧的值； R 是 Mosfet 的通态电阻和一次侧绕组高频电阻折算到二次侧的值与二次侧绕组高频电阻和二极管通态电阻之和； $I_s(t)$ 是谐振式推挽电路在谐振时二次侧的电流；滤波电感 L_s 的值比较大，在一个开关周期内电流可以看成近似不变，因此用一个恒流源 i_o 代替。

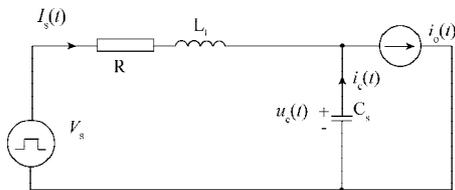


图 9 谐振过程等效工作电路

Fig. 9 Equivalent circuit during resonant process

根据图 9，写出系统的状态方程如下：

$$\left. \begin{aligned} V_s &= R I_s(t) + L_s \frac{dI_s(t)}{dt} + u_c(t) \\ u_c(t) &= u_{c(0-)} - \frac{1}{C_s} \int i_c(t) dt \\ I_o &= I_s(t) + i_c(t) \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

根据式 (5)，求出谐振电流 $I_s(t)$ 。

谐振式推挽电路在谐振时二次侧电流 $I_s(t)$ (忽略次要项) 为：

$$I_s(t) = 2(V_s - u_{c(0-)}) \times \frac{e^{-\zeta t} \times \sin(\sqrt{\omega_n^2 - \zeta^2} \times t)}{\sqrt{Z_c^2 - R^2}} + I_o - I_o \times e^{-\zeta t} \times \cos(\sqrt{\omega_n^2 - \zeta^2} \times t) \quad (6)$$

式中： ζ ——阻尼系数， $\zeta = R/(2L_s)$ ； ω_n ——自然角频率， $\omega_n = 1/\sqrt{L_s C_s}$ ； Z_c ——特征阻抗， $Z_c = 2\sqrt{L_s/C_s}$ 。

根据式 (6)，谐振电流是一个以输出电流 i_o 为偏置，呈指数规律衰减的正弦波。

3 开关管的电压电流应力

当开关管关断时，开关管上的稳态电压为输入电压 V_{in} 和二次侧电压 $u_c(t)$ 折算到一次侧的叠加。根据式 (5) 得 $u_c(t)$ 为：

$$u_c(t) = -\frac{1}{C_s} \int i_c(t) dt = -\frac{1}{C_s} \int (I_o - I_s(t)) dt \quad (7)$$

式中： I_o ——DC-DC 变换器的输出电流； I_s ——变压器二次侧的谐振电流。

I_c 为电容的充放电电流，电容纹波电压最大值 u_{cp} 近似表示为：

$$u_{cp} = \frac{I_o \times T_s}{8} \quad (8)$$

故开关管关断时承受的电压应力 u_{ds} 为：

$$u_{ds} = V_{in} + \frac{N_p}{N_s} (V_{bus} + u_{cp}) \quad (9)$$

当开关管导通时，流过开关管的电流是经变压器变换后的谐振电流，其电流应力 i_{ds} 为：

$$i_{ds} = I_s \frac{N_s}{N_p} \quad (10)$$

式中： I_s ——谐振电流，具体值如式 (6) 所示。

4 LCL 谐振式推挽变换器的仿真分析

为了进一步验证电路的工作特性和为下一步的实验提供一定的帮助，运用 Saber 软件进行电路仿真。仿真电路如图 10 所示。

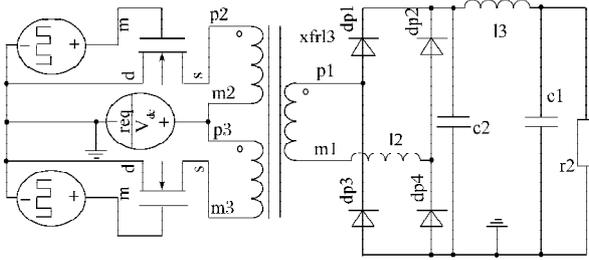


图 10 仿真电路

Fig. 10 Simulation circuit

电路仿真波形如图 11 所示, 图中自上而下依次为变压器二次侧电流 I_s 和电压 V_s , 功率管 S1 的驱动电压 V_{gs} 和漏源电压 V_{ds} , 以及功率管 S1 的电流 I_{ds} 和输入电流 I_{in} 。

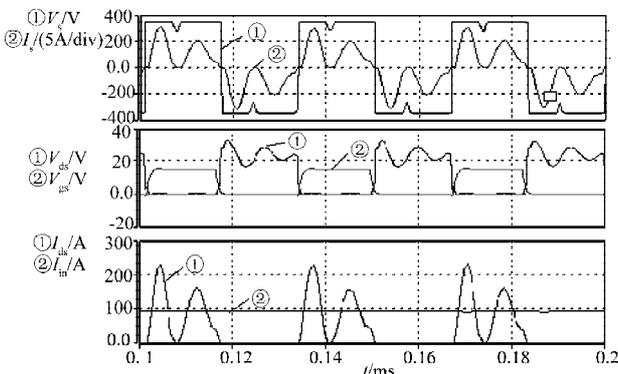


图 11 仿真波形

Fig. 11 Simulation waveforms

由仿真波形可见, 功率 Mosfet 管在接近 ZVS 条件下导通。设置的谐振频率接近开关频率的 4 倍, 以减小谐振电容 C_s 的体积。

5 后级 DC-AC 逆变

后级逆变电路的控制采用电压电流双闭环控制, 具体控制模型见图 12。

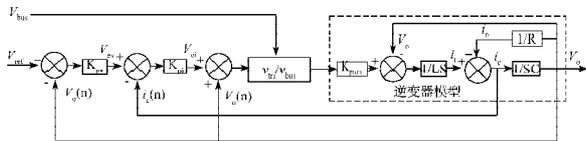


图 12 电压电流双闭环控制框图

Fig. 12 Block diagram for double closed-loop control of voltage and current

5.1 电压外环

电压瞬时外环使系统具有良好的动态响应。电压外环对输出电压 V_o 实时采样后与参考值 V_{ref} 相比较, 产生的误差信号经比例系数 K_{pv} 放大后的值 V_{ev} 作为电流内环的参考信号。电压外环不采用积分环节是为了防止振荡。

电压外环的控制引入了干扰抑制法。逆变器主电路模型中的输出电压 V_o 反馈干扰量, 使其内模系统复

杂化。主电路的脉宽调制系数 K_{pwm} 可以表示为:

$$K_{pwm} = V_{bus} / V_{tri} \quad (11)$$

式中 V_{tri} 是数字信号处理器 (DSP) 中设置的三角载波峰值, 所以 K_{pwm} 也是一个随 V_{bus} 而改变的量。 V_o 和 V_{bus} 成为系统内模中的 2 个干扰量。

为此, 所采用的干扰抑制环一方面引入输出电压正馈; 另一方面在正馈通道上引入了反映 V_{bus} 变化的 V_{bus} / V_{tri} 环节, 该环节和 K_{pwm} 环节相乘抵消了干扰量 V_{bus} 。而整个的输出电压正馈环抵消了逆变器内模中输出电压 V_o 的干扰反馈量。这样, 控制模型可得以简化。

5.2 电流内环

电流内环采用输出电容电流 i_c 反馈控制, 因为电容上的电流 i_c 及电荷变化直接反映了输出电压 V_o 的变化, 所以电容电流反馈比电感电流反馈有更好的动态响应而被采用。同样, 电流内环也只对电流误差信号进行 K_{pi} 倍的比例放大。

6 LCL 谐振式推挽 DC-DC 变换器的实验结果

在 LCL 谐振推挽 DC-DC 电路中, 实现 ZVS 是我们设计的主要目的。主要的实验参数如下:

输入电压 V_{in}	12 V
母线电压 V_{bus}	360 V
额定功率 P_o	1 000 W
前级电路频率 f	30 kHz
滤波电感 L_s	1 mH
滤波电容 C_s	40 μ F
变压器漏感 L_l	30 μ H
逆变器频率 f_r	145 kHz
变压器变比 $N_p : N_s$	33.5

图 13 为 LCL 谐振式前级推挽电路的主要测试波形。其中 V_{gs1} 是一个 Mosfet 上的驱动电压, V_{ds1} 是其相应的漏源电压, V_s 是变压器二次侧电压, I_s 是变压器二次侧电流。从图中可以看出, Mosfet 基本实现了零电压开通, 以及近似零电流关断。

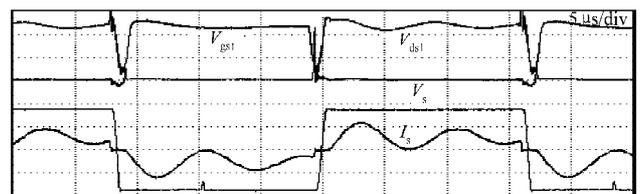


图 13 DC-DC 变换器主要波形图 (V_{gs1} —— 5 V/div, V_{ds1} —— 10 V/div, V_s —— 100 V/div, I_s —— 5 A/div)

Fig. 13 Main waveforms of DC-DC converter (V_{gs1} —— 5 V/div, V_{ds1} —— 10 V/div, V_s —— 100 V/div, I_s —— 5 A/div)

7 逆变系统的实验结果

图14给出的是带阻性负载下的输出电压波形和电流波形(电流探头参数为50 mV/A)。

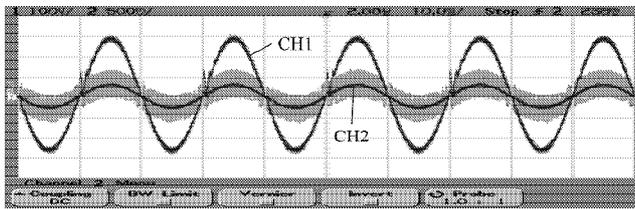


图14 逆变输出电压(CH1——100 V/div)和负载电流(CH2——10 A/div)波形

Fig. 14 Waveforms of inverter out voltage(CH1——100 V/div) and load current(CH2——10 A/div)

图15表示出现扰动时的母线电压 V_{bus} 和输出电压 V_o 波形。图14中母线电压值为360 V,而图15中母线电压值

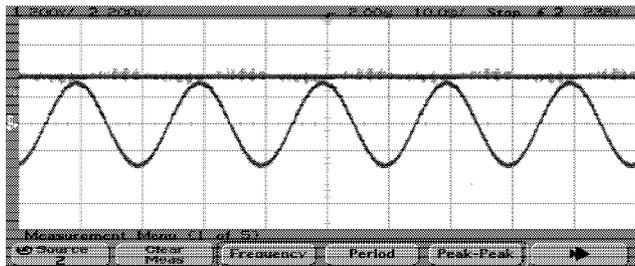


图15 母线电压 $V_{bus}=390$ V和输出电压波形图

Fig. 15 Waveforms of bus voltage $V_{bus}=390$ V and output voltage

为390 V。由两图比较可见,母线电压 V_{bus} 的改变不会影响输出电压的幅值,这证明了所采用的母线电压干扰前馈逆变控制方案是正确的。

8 结语

由实验结果可以看出,前级LCL谐振式推挽电路实现了ZVS软开关,并且电路可将DC 12 V电池电压升高到DC 360 V左右的母线高压。较好地实现了逆变系统的含干扰环抑制的三环控制方案,在不同的母线电压下,逆变输出基本保持不变,逆变波形较好。

参考文献:

- [1] 张占松,蔡宣三. 开关电源原理与设计[M]. 北京: 电子工业出版社, 1998.
- [2] Yang B. Topology Investigation for Front End DC/DC Power Conversion for Distributed Power System [D]. Virginia: CPES, 2003.
- [3] 林 贝, 陈道炼. 推挽正激DC/DC变换器的分析与实现[J]. 电力电子技术, 2007, 41(5): 19-21.
- [4] Kawamura A, Hoft R. Instantaneous Feedback Controlled PWM Inverter with Adaptive Hysteresis [J]. IEEE Transactions on Industry Application, 1984, 20(4): 69-775.
- [5] 刘和平, 严利平. TMS320LF240x DSP 结构、原理及运用[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2002.

株洲变流技术国家工程研究中心举行“变流技术与两型社会建设”论坛暨第三届专家委员会年会

2009年11月9日,在株洲电力机车研究所有限公司成立五十周年之际,由株洲变流技术国家工程研究中心承办的“变流技术与两型社会建设”论坛在南车时代科技大厦举行。株洲电力机车有限公司刘友梅院士、浙江大学钱照明教授、清华大学陈建业教授等10多位在电力电子行业享有盛誉的专家应邀参加,论坛由株洲电力机车研究所资深专家、教授级高级工程师黄济荣主持。

当今世界,节能已成为研究热点,气候变化与环境问题更是把新能源产业的发展提升到了一个前所未有的高度。电力电子和变流技术能够在电能的生产、传输、分配和使用等各个环节促进技术创新,为降低损耗、有效利用能源和资源提供有力的技术支持,促进加快建设资源节约型、环境友好型社会。

近几年,变流技术国家工程研究中心在变流技术研究与新能源开发上作出了突出贡献:研制了多种首台套变流装备、参与研究了国际重大科

研项目ITER大功率变流系统、国家科技计划重点项目以及电动汽车、风力发电变流装置等,在我国大功率变流技术方面一直处于领先地位。

会上浙江大学钱照明教授、清华大学陈建业教授、北京交通大学郑琼林教授、冶金自动化研究院设计院总工程师李崇坚教授级高工、华北电力大学肖湘宁教授、中南大学桂卫华教授等六位专家分别就变流技术领域的最新器件研究、冷却技术及控制方式应用和电能质量科技新发展等主题进行了讲座。

同日,株洲变流技术国家工程研究中心第三届专家委员会成立,同时召开了2009年年会。各位专家会员对变流工程中心近年来所取得的成绩表示称赞,肯定了其在我国大功率变流技术方面的领先地位。同时表示愿意与中心一道,通过更好的合作,为我国的变流技术发展做出新的更大的贡献。

基于前端LCL谐振式推挽变换器

作者: 程良涛, 邹娟
作者单位: 华东交通大学, 江西, 南昌, 330013
刊名: 大功率变流技术
英文刊名: HIGH POWER CONVERTER TECHNOLOGY
年, 卷(期): 2009(6)

参考文献(5条)

1. 刘和平;严利平 TMS320LF240xDSP结构、原理及运用 2002
2. Kawamura A;Holt R Instantaneous Feedback Controlled PWM Inverter with Adaptive Hysteresis 1984(04)
3. 林贝;陈道炼 推挽正激DC/DC变换器的分析与实现[期刊论文]-电力电子技术 2007(05)
4. Yang B Topology Investigation for Front End DC/DC Power Conversion for Distributed Power System 2003
5. 张占松;蔡宣三 开关电源原理与设计 1998

本文链接: http://d.g.wanfangdata.com.cn/Periodical_dglbljs200906009.aspx