

基于 PSCAD 的电动汽车 V2G 充放电装置仿真研究

张 迈,赵彩虹,唐小波,何雄峰,谈丽娟,刘 笠

(南京师范大学电气与自动化工程学院,江苏 南京 210042)

[摘要] 分析了电动汽车入网 V2G(Vehicle to Grid)技术中 V2G 充放电装置的基本结构,提出了对三相电压型 PWM 换流器在充放电时分别采用电压外环、电流内环的双闭环控制策略和恒功率控制策略,双向 DC/DC 变换器采用双闭环控制策略,并在 PSCAD/EMTDC 中搭建 V2G 充放电装置仿真模型,实现了电动汽车与电网之间能量与信息的双向交换,电网侧电流谐波减小,功率因数提高,提高了电能质量。
[关键词] V2G,PWM 换流器,DC/DC 变换器,智能电网
[中图分类号]TM912 [文献标志码]A [文章编号]1672-1292(2013)02-0007-06

Research on Charge and Discharge Equipment of V2G Technology Based on PSCAD Simulation

Zhang Mai,Zhao Caihong,Tang Xiaobo,He Xiongfeng,Tan Lijuan,Liu Li

(School of Electrical and Automation Engineering,Nanjing Normal University,Nanjing 210042,China)

Abstract:The fundamental structure of charge and discharge equipment of V2G is analyzed in this paper. This paper presents that the dual closed-loop control of External voltage loop and internal current loop and constant power control strategy are respectively applied to three-phase voltage source PWM converter during charging and discharging. Dual closed-loop control strategy is put into use in bidirectional DC/DC converter. The whole system of charge and discharge equipment of V2G is modeled and simulated by using the toolbox of PSCAD/EMTDC. Two-way power energy and information interaction of electric vehicle and power grid has been realized,current harmonic on grid side is decreased, power factor and power quality are improved.
Key words:Vehicle to Grid,PWM converter,DC/DC converter,smart grid

近年来,国家大力发展智能电网技术^[1],电动汽车 EV(Electric Vehicle)技术在我国获得了快速发展^[2].随着电池技术水平的提高和充放电循环寿命的增加,电动汽车上的动力电池可以作为移动的分布式储能单元,电动汽车不仅作为电力系统的负荷来消耗电能,也可以在电网需要的情况下,把车辆存储的电能回馈给电网,这就是电动汽车与智能电网双向互动的 V2G 技术. V2G 技术的本质是在电动汽车和电网进行充分信息交互的基础上,实现电能在车辆和电网之间的能量双向流动,根据一定的充放电策略,在满足电动汽车用户行驶需要的前提下,将剩余电能参与电网的负荷调节,包括实现电网峰谷调节、备用电源、频率响应、促进可再生能源接入等应用,为电网和电动汽车用户带来更大收益. V2G 技术的实现将促进电动汽车和智能电网的真正无缝融合.

V2G 的概念是由 Amory Lovins 在 1995 年提出,1997 年 William Kempton 对其进一步研究^[3,4].最初目标是利用电动汽车改善电网侧的负荷曲线,电动车主通过在负荷高峰电价较高时放电,负荷低谷时利用低价进行充电,凭此获得差价;中国在上海世博园对单台电动汽车与电网互动的概念进行了演示,通过充电机可以实现电动汽车与电网之间简单的能量流动.

目前,国内使用最广泛的电动汽车蓄电池充放电技术是不控整流+DC/DC 斩波器,采用这种技术动态性能好、直流侧输入纹波较小,但是存在系统侧谐波含量高、体积大、功率因数低、对电网污染严重等缺

点^[5,6]. 随着电力电子技术的发展,采用 DC/DC 变换器技术的充放电系统逐步得到推广,该系统由隔离的 DC/DC 变换器和降压斩波器组成,缺点是在电池放电时只能对电阻放电,电能不能回馈给电网,因而造成能量的大量浪费. 本文提出采用三相 PWM 整流和双向 DC/DC 变换器构成的电动汽车 V2G 双向充放电装置,三相电压型 PWM 换流器在充放电时分别采用电压外环、电流内环的双闭环控制策略和恒功率控制策略,双向 DC/DC 变换器采用双闭环控制策略,V2G 充放电装置采用上述控制策略可以使充电过程中的电网侧电流谐波减小,功率因数提高,工作频率提高,还可以使电动汽车作为储能系统对电力系统的电能质量进行治理,将放电能量全部回馈给电网,能量的利用率得到进一步的提高^[7-9].

1 V2G 双向充放电装置的基本结构

本文所研究的电动汽车充放电装置主要由三相电源通过变压器、变流器模块、滤波电路和双向 DC/DC 变换器连接到电动汽车蓄电池组和控制回路组成,基本结构如图 1 所示.

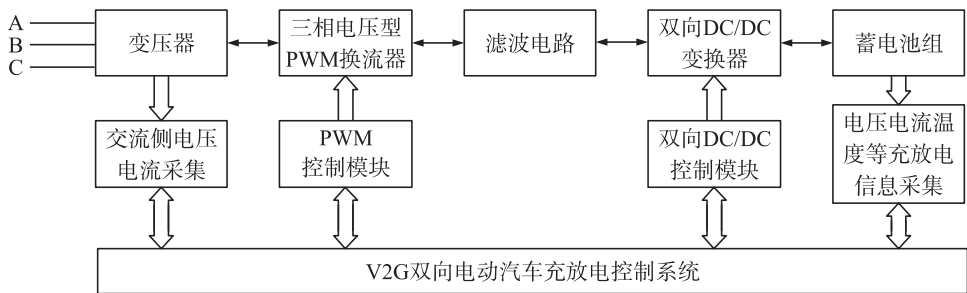


图 1 V2G 双向充放电装置的基本结构图

Fig. 1 Basic structural diagram of the V2G bidirectional charge and discharge equipment

变流器模块采用由 IGBT 模块构成的电压型 PWM 换流器,用于实现交流电网与直流母线之间的能量交换,电压型 PWM 换流器充电时工作在整流状态,蓄电池从电网汲取能量;放电时其工作在逆变状态,并将蓄电池的电能反馈给电网. V2G 双向电动汽车充放电控制回路包含交流侧电压、电流采集电路、PWM 控制电路、双向变换控制电路、直流侧电压、电流、温度等充放电信息采集电路. 控制电路通过高端的 DSP 器件,获取充放电指令、工作模式、参数设置、实时容量、受控时间等信息,然后在无故障的情况下,根据指定的运行模式,通过反馈信号进行系统的双闭环控制并驱动变流模块单元,完成对蓄电池的充放电控制.

2 充放电装置的控制策略

2.1 电压型 PWM 变流器的控制

电压型 PWM 变流器主电路结构如图 2 所示,主电路包括交流侧的电感 L 、直流电容 C 、以及由 6 个全控型器件 IGBT 和续流二极管组成的三相全桥电路. 主电路采用三相 VSC,生成 PWM 波形需要控制 IGBT 的导通,通过比较多种产生 PWM 的方式后,发现采用 SVPWM 具有直流电压利用率高、谐波小、易于数字化的实现.

当电动汽车处于充电状态时,相当于负载. 三相 PWM 整流器工作于整流状态,控制网侧的电流电压波形同相位且正弦,功率因数为 1,输出电压保持稳定,采用电压外环电流内环的双闭环控制,电流 PI 调节器按照典型 I 型系统设计,比例系数和积分系数计算公式如:

$$K_{ip} = \frac{R\tau_i}{3T_s K_{PWM}}, \tag{1}$$

$$K_{il} = \frac{k_{ip}}{\tau_i} = \frac{R}{3T_s K_{PWM}}, \tag{2}$$

其中, $\tau_i = \frac{L}{R}$; T_s 为 PWM 开关周期.

电压外环 PI 调节器按照典型 II 型系统设计,积分系数和比例系数如式(3)和式(4),

$$I_v = 5(\tau_v + 3T_s), \tag{3}$$

$$K_v = \frac{4C}{\tau_v + 3T_s}, \quad (4)$$

其中, τ_v 是电压外环采样小惯性时间常数; T_s 为 PWM 开关周期; C 为直流侧电容。

当电动汽车处于放电状态时,以电网频率和电压作为调节基础,采用恒功率(PQ)控制策略,PQ 控制策略的总体框图如图 3 所示,包括 dq 变换、锁相环(PLL)、电流控制和 PWM。

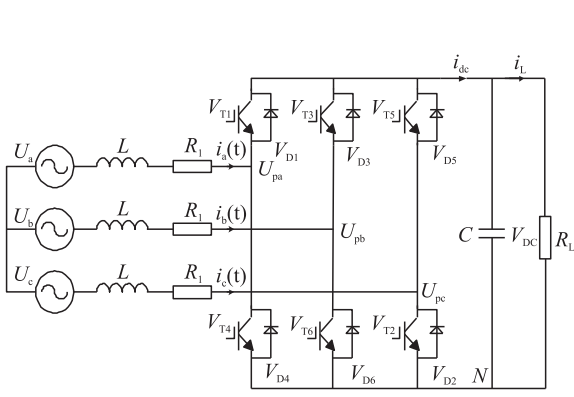


图 2 电压型 PWM 变流器主电路结构图

Fig. 2 Voltage-type PWM converter main circuit diagram

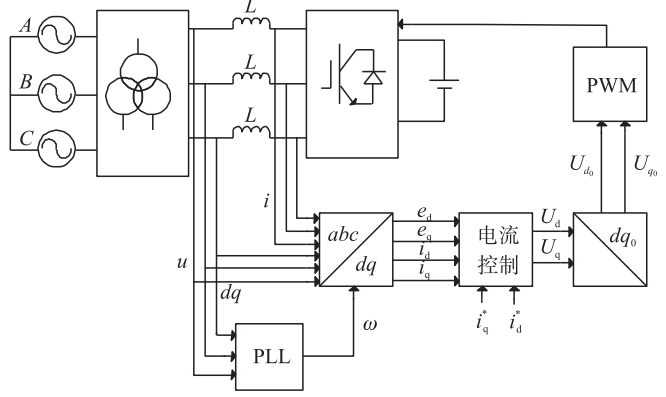


图 3 PQ 控制策略的总体框图

Fig. 3 Overall block diagram of PQ control strategy

由于 d, q 轴变量互相耦合,可采用前馈解耦控制策略,当电流调节器采用 PI 调节器时,则 u_d, u_q 的控制方程式如:

$$u_d = -(K_{ip} + \frac{K_{il}}{s})(i_d^* - i_d) - \omega L i_q + e_d, \quad (5)$$

$$u_q = -(K_{ip} + \frac{K_{il}}{s})(i_q^* - i_q) + \omega L i_d + e_q, \quad (6)$$

其中: K_{ip}, K_{il} 分别为电流环比例调节增益和积分调节增益; i_d^*, i_q^* 分别为 i_d, i_q 电流指令值。

经过解耦,电流环 d, q 轴可以独立控制。电流环 PI 控制器的输出与电流状态反馈解耦以及电网电压前馈补偿两项合成得到逆变器的交流侧 d, q 轴输出电压参考值 u_d 和 u_q ,通过调节有功电流 i_q 和无功电流 i_d 使其跟踪参考电流 i_q^* 和 i_d^* ,实现分别控制有功功率 P 和无功功率 Q 的输出。有:

$$P^* = 1.5(u_d i_d^* + u_q i_q^*), \quad (7)$$

$$Q^* = 1.5(u_q i_d^* - u_d i_q^*). \quad (8)$$

只需改变 i_q^* 和 i_d^* 的值,就可以调节有功和无功的大小,从而计算 P^* 和 Q^* 。

2.2 双向 DC/DC 变换器的控制

对于充放电的 DC/DC 变换器通常采用电流可以双向流动的半桥结构,控制系统采用电压外环、电流内环的双闭环系统。图 4 和图 5 分别为 Buck 和 Boost 模式下的控制框图,电压参考值与采样所得到的输出电压(其中 Buck 模式下为电池侧电压,Boost 模式下为直流母线侧电压)作差,所得到的电压误差信号通过电压 PI 调节器之后得到内环控制中电感电流的参考值,内环是电流控制环。上述所得到的电感电流的参考值与采样的电感电流的参考值作差,所得到的电感电流误差值通过电流 PI 调节器之后,得到电感电压的参考值,最后与采样的电感电压的实际值(即电池电压与母线电压之差)相减得到的误差,与三角波作比较,最终得到 IGBT 驱动信号。

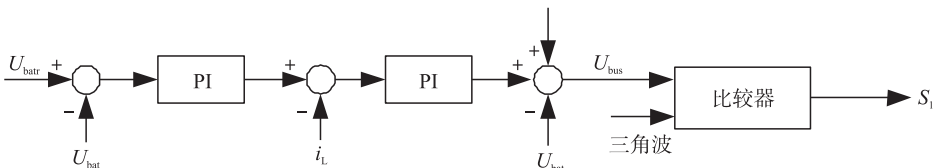


图 4 Buck 模式下的控制框图

Fig. 4 Control block diagram of Buck mode

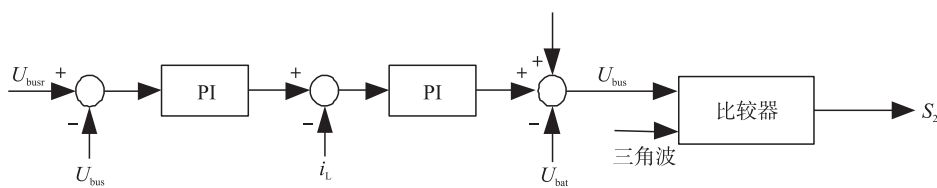


图 5 Boost 模式下的控制框图

Fig. 5 Control block diagram of Boost mode

3 系统的仿真分析

为实现电动汽车与电网之间能量与信息的双向交换,将双向 DC/DC 变换器和电池组一起进行了等效,在 PSCAD/EMTDC 中搭建了充放电装置的系统仿真模型,主电路模型如图 6 所示。

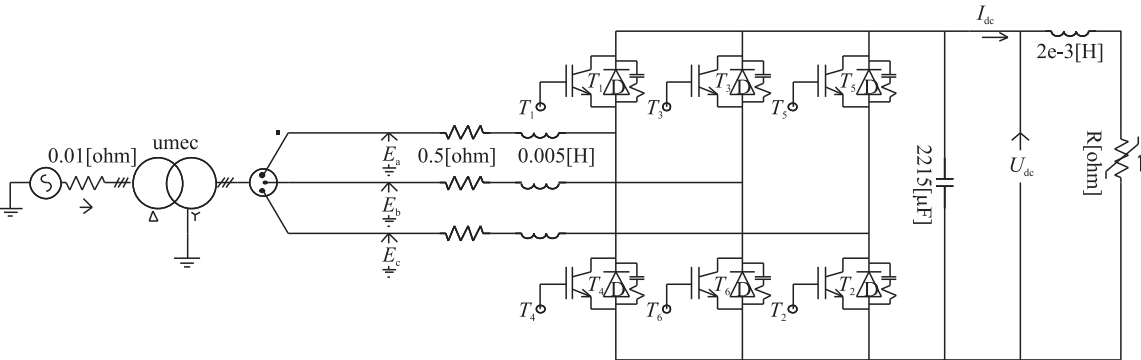


图 6 充放电装置主电路模型

Fig. 6 Main circuit model of the charge and discharge equipment

交流电源为 10 kV,通过 10 kV/0.4 kV 的变压器进行降压,其中变压器采用 Dyn11 型接法,交流侧电感滤波器电感值为 5 mH,电阻为 0.5 Ω,直流侧电容取 2 215 μF,仿真时间为 0.5 s,步长设为 0.2 μs,直流侧电压基本恒定在 700 V,电压波形如图 7 所示,交流侧电流瞬时值波形和有效值波形如图 8 所示,可以看出网侧电流波形谐波含量很小,基本实现网侧电流正弦化,电能质量得到提高。

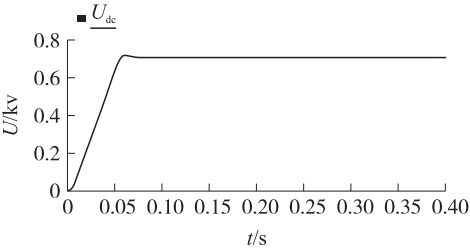


图 7 直流侧电压波形

Fig. 7 Voltage waveform in DC-side

采用不控整流控制方式,电动汽车在充电状态下电压和电流波形如图 9 所示,采用 PWM 控制方式,电动汽车在充电状态下 A 相电压和电流波形图如 10 所示,由图 10 可知系统在 0.05 s 后进入单位功率因数整流运行状态,交流侧电流为正弦波且与电压同相位,幅值约为 10 A,通过对比图 9 和图 10 可以看出 PWM 控制方式下,充电电压电流波形谐波小,基本达到标准的正弦波。

为便于比较,分别对不控整流充电状态下和 PWM 整流充电状态下交流侧线电压 Uab 做频谱分析,如图 11、图 12 所示。

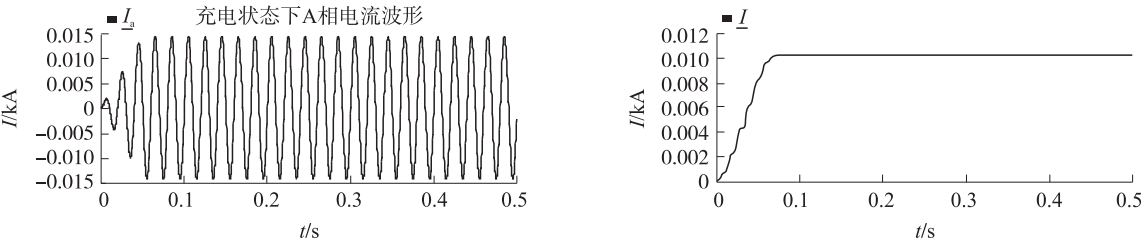


图 8 交流侧电流瞬时值和有效值波形

Fig. 8 Instantaneous value of the AC side current and RMS waveform

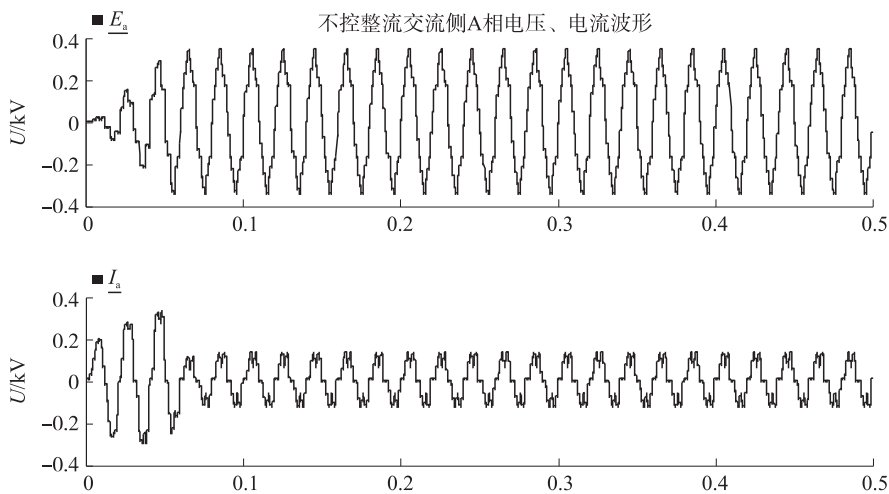


图 9 不控整流充电状态下 A 相电压电流波形

Fig. 9 A-phase voltage and current waveforms under uncontrolled rectifier charging

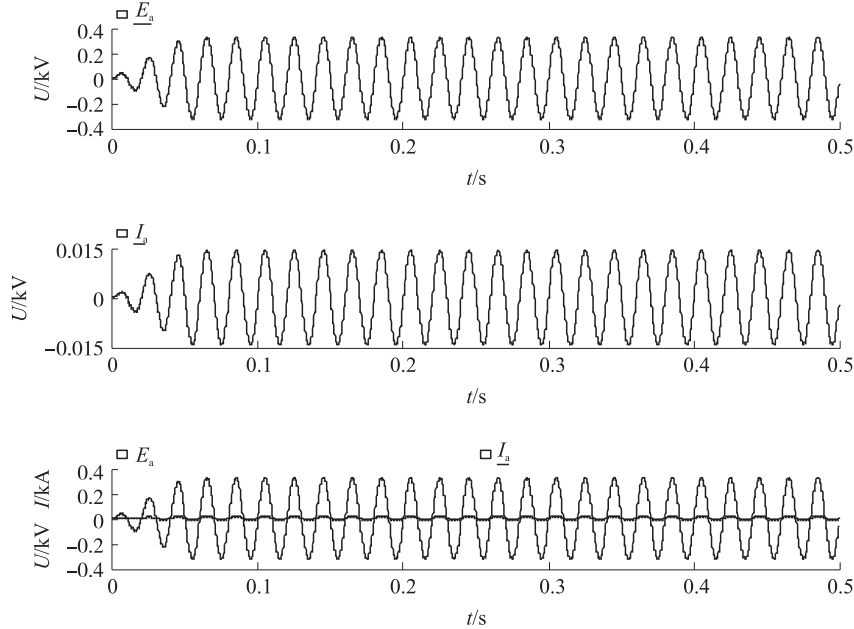


图 10 充电状态下 A 相电压电流波形

Fig. 10 A-phase voltage and current waveforms under charging

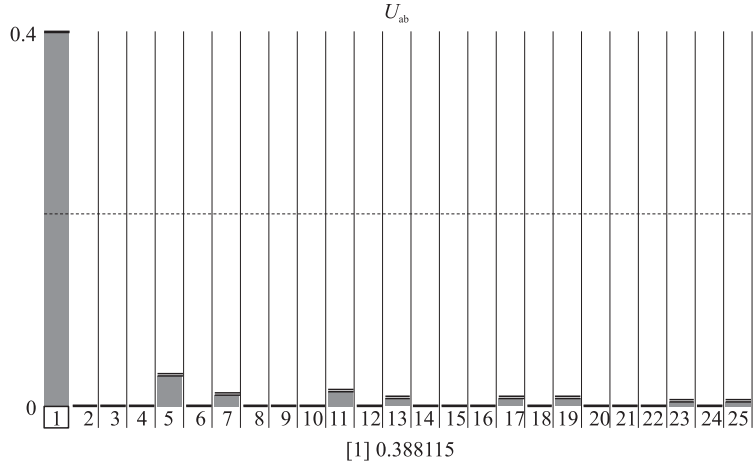


图 11 不控整流交流侧输出线电压 U_{ab} 频谱分析

Fig. 11 Uncontrolled rectifier AC side output line voltage U_{ab} spectrum analysis

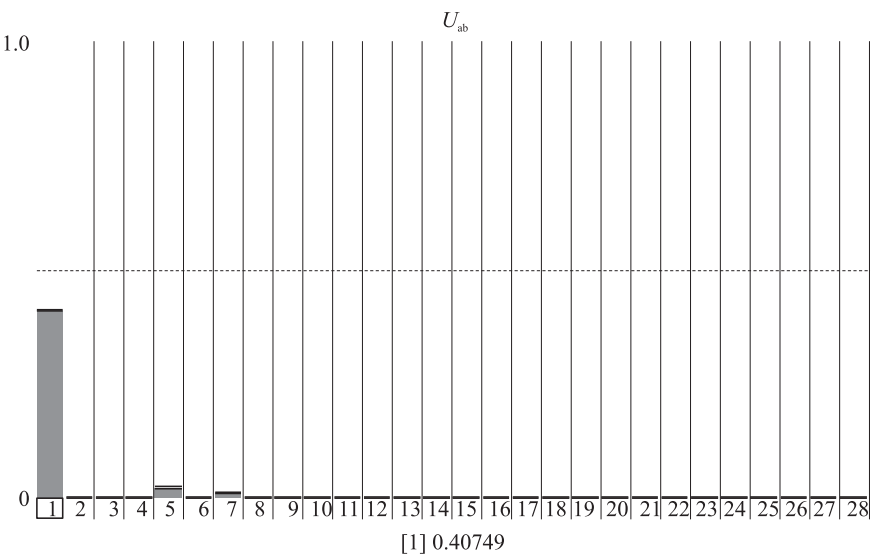


图 12 PWM 整流交流侧输出线电压 U_{ab} 频谱分析

Fig. 12 PWM rectifier AC side output line voltage U_{ab} spectrum analysis

不控整流充电状态下交流侧线电压有效值 U_{ab} 的频谱分析结果为 $U_{ab1}=388.16\text{ V}$, $U_{ab5}=94.32\text{ V}$, $U_{ab7}=59.39\text{ V}$, $U_{ab11}=34.55\text{ V}$, 可以看出谐波含量较高. 而 PWM 整流充电状态下交流侧线电压有效值 U_{ab} 的频谱分析结果为 $U_{ab1}=408.5\text{ V}$, $U_{ab5}=8.07\text{ V}$, $U_{ab7}=6.46\text{ V}$, $U_{ab11}=5.25\text{ V}$, 可以看出采用 PWM 控制方式 5 次谐波含量为 2%, 与不控整流的 5 次谐波含量 24.3%, 谐波含量降低 22.3%, 电能质量得到提高. 电动汽车放电状态下 A 相电压和电流波形如图 13 所示, 系统运行在逆变状态, 由波形图可以看出, 电压电流反相位.

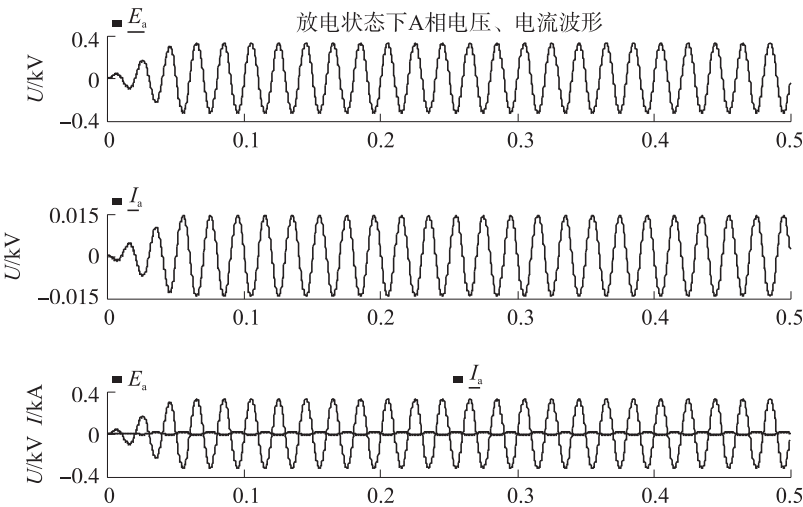


图 13 放电状态下 A 相电压和电流波形

Fig. 13 A-phase voltage and current waveforms under discharging

4 结论

本文所研究的电动汽车 V2G 充放电装置模型,采用基于三相电压型 PWM 换流器和 DC/DC 变换器的控制策略,经 PSCAD/EMTDC 软件进行仿真,可实现电网与电动汽车之间的双向能量互动. 经仿真证实,全控型系统比传统的不控型系统优势明显,可以实现电网侧的高功率因数和直流母线电压稳定,显著抑制了谐波干扰,实现网侧电流正弦化,提高了电能质量和电网运行质量,采用该方法用于 V2G 技术的实现更有效. 后续工作可在本研究的基础上,实现电动汽车充电站的建模,对于控制方式还有进一步优化的可能.

(下转第 31 页)

54-56.

Ma Yitai, Tian Hua, Liu Chuntao. Analysis on Exergy Efficiency Standards and Thermodynamic Perfectibility for Products of Refrigeration and Heat Pump[M]. Beijing: Science Press, 2012: 54-56. (in Chinese)

- [5] 沈维道, 蒋智敏, 童钧耕. 工程热力学[M]. 3版. 北京: 高等教育出版社, 2001: 153-153.

Shen Weidao, Jiang Zhimin, Tong Jungeng. Engineering Thermodynamics[M]. 3 ed. Beijing: Higher Education Press, 2001: 153-153. (in Chinese)

- [6] 马一太, 凌泓. 制冷与热泵产品热力学完善度的原理与实例[J]. 流体机械, 2011, 39(3): 71-74.

Ma Yitai, Ling Hong. Principle and examples of thermodynamic perfectibility of refrigeration and heat pump production[J]. Fluid Machinery, 2011, 39(3): 71-74. (in Chinese)

- [7] 杨世铭, 陶文栓. 传热学[M]. 4版. 北京: 高等教育出版社, 2006: 484-494.

Yang Shiming, Tao Wenshuang. Heat Transfer Theory[M]. 4 ed. Beijing: Higher Education Press, 2006: 484-494. (in Chinese)

- [8] 张健一, 李莉. 制冷空调装置节能原理与技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 2007: 33-35.

Zhang Jianyi, Li Li. Refrigeration and Air Conditioning Energy Saving Principle and Technology[M]. Beijing: China Machine Press, 2007: 33-35. (in Chinese)

[责任编辑: 刘 健]

(上接第 12 页)

[参考文献] (References)

- [1] 钟清. 智能电网关键技术研究[M]. 北京: 中国电力出版社, 2011: 108-129.

Zhong Qing. Research on Smart Grid Key Technology[M]. Beijing: China Electric Power Press, 2011: 108-129. (in Chinese)

- [2] 张文亮, 武斌, 李武峰, 等. 我国纯电动汽车的发展方向及能源供给模式的探讨[J]. 电网技术, 2009, 33(4): 1-5.

Zhang Wenliang, Wu Bin, Li Wufeng, et al. Discussion on development trend of battery electric vehicles in China and its energy supply mode[J]. Power System Technology, 2009, 33(4): 1-5. (in Chinese)

- [3] Kempton W, Letendre S. Electric vehicles as a new power source for electric utilities[J]. Transportation Research, 1997, 2(3): 157-175.

- [4] Kempton Dhanju. Electric vehicles with V2G: storage for large-scale wind power[J]. Windtech International, 2006, 2(1): 18-21.

- [5] 卢艳霞, 张秀敏, 蒲孝文. 电动汽车充电站谐波分析[J]. 电力系统及其自动化学报, 2006, 18(3): 51-54.

Lu Yanxia, Zhang Xiumin, Pu Xiaowen. Analysis of electric vehicles charging station harmonics[J]. Journal of Electric Power System and Automation, 2006, 18(3): 51-54. (in Chinese)

- [6] 黄梅, 黄少芳, 姜久春. 电动汽车充电机(站)接入电力系统的谐波分析[J]. 北京交通大学学报, 2008, 32(5): 85-88.

Huang Mei, Huang Shaofang, Jiang Jiuchun. Harmonic study of electric vehicle chargers[J]. Journal of Beijing Jiaotong University, 2008, 32(5): 85-88. (in Chinese)

- [7] 张兴, 张崇巍. PWM 整流器及其控制[M]. 北京: 机械工业出版社, 2012: 49-65.

Zhang Xing, Zhang Chongwei. PWM Rectifier and Its Control[M]. Beijing: China Machine Press, 2012: 49-65. (in Chinese)

- [8] 陈耀军, 钟炎平. 基于合成矢量的电压型 PWM 整流器电流控制研究[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(2): 141-148.

Chen Yaojun, Zhong Yanping. Study on the current control for voltage-source PWM rectifier using complex vectors[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(2): 141-148. (in Chinese)

- [9] Venayagamoorthy G K, Mitra P, Corzine K, et al. Real-time modeling of distributed plug-in vehicles for V2G transactions [C]//IEEE Energy Conversion Congress and Exposition Conference Publications, San Jose: ECCE, 2009: 3937-3941.

[责任编辑: 刘 健]