

一种应用于V2G的新型单相电流型双向变换器

刘永露, 韩华, 粟梅, 孙尧

中南大学信息科学与工程学院, 长沙市 410083
E-mail: liuyonglu@csu.edu.cn

摘要: 本文提出了一种适合作为V2G接口的单相电流型双向变换器拓扑。该拓扑能够支持能量在电网与蓄电池间双向流动; 并且既可以工作于降压模式, 又可以工作于升压模式, 输出电压范围广, 可适应不同电压等级的电池电压。文章详细介绍了该拓扑的结构和工作原理, 采用了间接控制实现了电池的充放电, 最后分析了该拓扑的损耗及效率。实验结果验证了所提拓扑和调制策略的有效性和正确性。

关键词: V2G, 双向变换器, 充电器, 电流纹波

A Novel Single-Phase Current-Source-Type Bidirectional Converter for V2G Application

LIU Yonglu, HAN Hua, SU Mei, SUN Yao

School of Information Science & Engineering, Central South University, Changsha 410083, China
E-mail: liuyonglu@csu.edu.cn

Abstract: In this paper, a single-phase current-source-type bidirectional converter topology for V2G applications is proposed. The proposed converter offers bidirectional power flow between the battery and the grid in buck or boost mode and expands the output voltage range, so it can be compatible with different voltage levels. The topology structure and operating principles of the proposed converter are analyzed in detail. An indirect control algorithm is used to realize the charging and discharging of battery. Finally the semiconductor losses and system efficiency are analyzed. The experimental results demonstrate the validity and effectiveness of the proposed topology.

Key Words: V2G, Bidirectional converter, Battery charger, Current ripple

1 引言

发展混合动力汽车(PHEV)、电动汽车(EV)有利于减少化石燃料的使用和温室气体的排放, 是解决环境污染和能源危机的有效途径之一^[1-2]。V2G系统^[3-4]利用大量PHEV和EV中的储能源作为电网和可再生能源的缓冲, 为电网提供功率校正、改善电力负荷曲线、削峰填谷等服务^[5-8], 从而优化电网运行、提高电网可靠性和稳定性^[9], 因此非常适合用于电力市场平衡的调节。

充电速度、电能质量和电池使用寿命都与充电装置密切相关^[10-12], 因此它是V2G系统中的重要环节之一。目前V2G系统中普遍采用电压型整流器级联一个dc/dc变换器^[13-15]来实现能量的双向流动和功率因数的校正。根据电流型和电压型变换器的对偶性可知, 电流型变换器同样适合用于充电器。相对电压型变换器, 电流型变换器具有内在的短路保护功能, 这在可靠性方面具有一定优势。文献[16]提出了基于电流型变换器的充电方案, 只是能量仅限于单向流动。而基

于AC/DC矩阵变换器^[17-20]的充电装置支持能量双向流动, 但是需要大量的半导体开关。为了减少开关数目, 文献[21]提出了一种基于超疏松AC/DC矩阵变换器的充电方案, 然而电池中的能量却不能回馈电网。文献[22]研究了一种由电流型PWM变换器级联倒向器的充电装置, 倒向器由4个晶闸管构成, 并负责控制能量流动方向。该设备支持能量双向流动, 且比AC/DC矩阵变换器所需要的开关数目少。但是开关器件仍然存在冗余, 文献[23]对倒向器进行简化后提出了一种多功能电流型双向变换器。

为了实现能量的双向流动、增加系统可靠性和扩大输出电压范围以适应不同的电池电压等级, 本文提出了一种用于V2G系统的单相电流型双向变换器。它的前级是一个常规的单相电流型变换器, 后级是一个由两个IGBT和两个二极管组成的辅助开关网络。前级的功能是将交流电压整流成中间直流电压和实现功率因数校正; 辅助开关网络的主要功能是改变电流的方向以实现能量的双向流动, 此外, 它还能对中间直流电压进行升压以拓宽输出电压的范围。本文从拓扑结构、工作原理、调制策略与控制算法、开关序列安排以及损耗等方面对所提出的拓扑进行了研究, 样机平台上的实验结果验证了所提拓扑、调制策略和控制算法的正确性。

国家863高技术基金项目, 项目批准号: 2012AA051601, 2012AA051603; 中南大学中央高校基本科研业务费专项资金资助(2014zzts207)。

2 拓扑结构与工作原理

2.1 拓扑结构

所提单相电流型双向变换器的拓扑结构如图1所示。它由LC输入滤波器，单相电流型PWM变换器和辅助开关网络构成。通常， S_1 和 S_3 互补， S_2 和 S_4 互补。辅助开关网络由IGBT、二极管、电感 L_{dc} 和输出滤波电容 C_o 组成，主要负责控制能量流动方向和电压变换，是所提拓扑的核心组成部分。

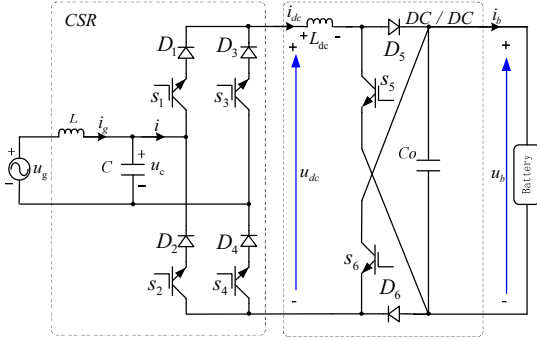
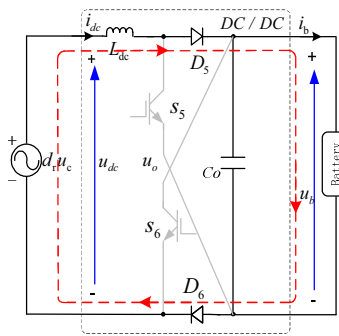


图 1:单相电流型双向变换器拓扑结构

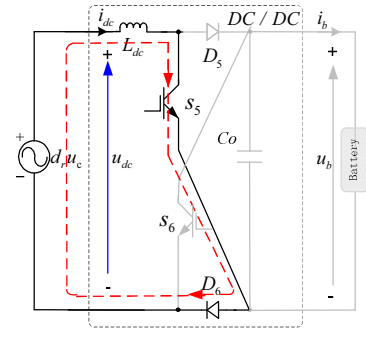
2.2 工作原理

根据电流型整流器的拓扑特点，中间直流电流不能反向。为了实现能量双向流动，需通过对辅助开关网络的控制，改变电池工作状态。图2描述了辅助开关网络的四种工作状态，图中电流型整流器的直流侧输出可被视为受控电压源，其值为 $d_r u_c$ ，其中 d_r 是开关 S_1 和 S_2 的稳态占空比之差。图中的红色虚线描述了电流的路径。

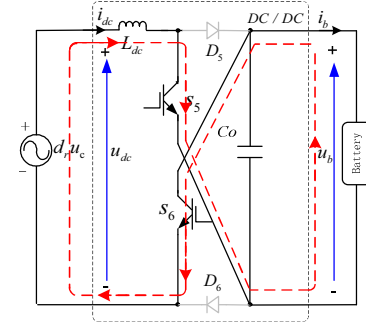
当系统工作于充电模式时，输入侧为电网，输出侧为电池，系统在电感放电状态I和电感充电状态I之间切换，此时辅助开关网络相当于一个升压变换电路，由输入到输出整体看来该系统是一buck-boost电路。



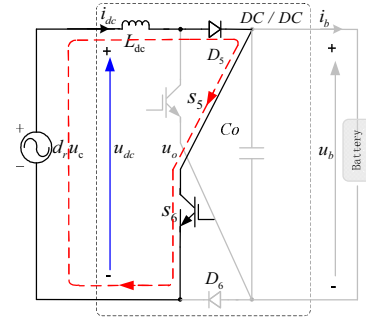
(a) 电感放电状态I



(b) 电感充电状态I



(c) 电感充电状态II



(d) 电感放电状态II

图 2:不同工作状态下的等效电路

当系统工作于放电模式时，输入侧为电池，输出侧为电网，系统在电感放电状态II和电感充电状态II之间切换。此时辅助开关网络相当于一个降压变换电路，由输入到输出整体看来该系统仍是一buck-boost电路。

2.3 平均开关模型

根据电路原理，将电路中的开关用受控电压源或是受控电流源替换即可得到电路的开关平均模型。将图1所示的电路拓扑去开关化后，就得到了如图3所示的平均开关电路模型。根据图3，其状态空间平均模型描述如下：

$$L \frac{di_g}{dt} = u_g - u_c \quad (1)$$

$$C \frac{du_c}{dt} = i_g - d_r i_{dc} \quad (2)$$

$$L_{dc} \frac{di_{dc}}{dt} = d_r u_c - d_b u_b \quad (3)$$

$$C_o \frac{du_b}{dt} = d_b i_{dc} - i_b \quad (4)$$

其中, i_g 是入网侧电流, u_c 是滤波电容电压, i_{dc} 是中间直流电流, u_b 为电池两端的电压。 $d_r = d_1 - d_2$, $d_b = 1 - d_3 - d_6$, 其中 d_i 为开关 S_i 的占空比, 且 $i \in \{1, 2, \dots, 6\}$ 。

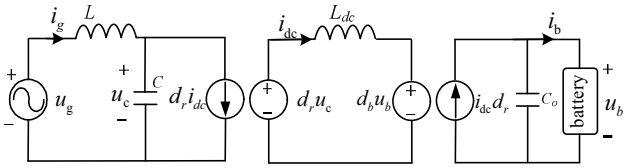


图 3: 平均开关模型

3 调制策略与控制算法

3.2. 调制策略

假设电网电压 $u_g = U \sin(\omega t)$, 其中, U 和 ω 分别是电网电压的幅值和角频率。为了得到单位功率因数的正弦输入电流, 根据式(2), 变换器稳态平均输入电流需要满足下式:

$$i_g \approx d_r i_{dc} = I \sin(\omega t) \quad (5)$$

式中, I 为输入电流幅值, 如果 I 大于 0, 则表示系统工作于充电模式, 反之, 则表示系统工作于放电模式。

根据电感 L_{dc} 的伏秒平衡要求, 由式(3)可得稳态等式:

$$d_r u_g \approx d_r u_c = d_b u_b \quad (6)$$

其中, $-1 \leq d_r, d_b \leq 1$ 。由式(6)可知, 电池电压可以大于或小于输入电压瞬时值, 该拓扑可实现升降压充放电功能。

根据式(5-6), 系统存在一个自由度, 也即满足式(5-6)的调制策略不唯一。一种简单可行的办法是令

$$d_r = \begin{cases} c \cdot \text{sgn}(I), & \text{when } u_g > 0 \\ -c \cdot \text{sgn}(I), & \text{when } u_g \leq 0 \end{cases} \quad (7)$$

其中, c 为一正常数, $\text{sgn}()$ 为符号函数。那么, 中间直流电流波形为正弦波的绝对值即

$$i_{dc} = I_{ref} |\sin \omega t| \quad (8)$$

I_{ref} 是中间直流电流峰值。根据拓扑的分析, 可知 I, I_{ref}, c 满足约束 $|I| = c \cdot I_{ref}$, 输出功率一定时, 无论从电感设计还是开关损耗角度考虑, 都希望中间直流电流峰值最小。于是根据式(6), 则常数 c 的取值为

$$c = \min\left(\frac{u_b}{U}, 1\right) \quad (9)$$

其中, $\min()$ 为极小值函数。

一旦 d_r 确定, 根据伏秒平衡, d_b 容易确定。根据所得占空比 d_r 和 d_b , 试图确定具体开关组合时发现可行开关组合不唯一, 考虑到开关损耗最小化的原则, 对具体开关组合做进一步的约束: 若 $d_r > 0$, 则取 $d_1 = 1$; 反之, 则 $d_2 = 1$ 。若 $I > 0, d_6 = 0$; 反之, $d_6 = 1$ 。结合图3等效电路的分析, 本文中每个调制周期里相应开关的占空比如表1所示。

表 1. 充放电工作模式下各个开关的占空比

工作模式	电网电压方向	d_1	d_2	d_3	d_4	d_5	d_6
充电	$u_g > 0$	1	$1 - d_r$	0	d_r	$1 - d_b$	0
	$u_g < 0$	$1 + d_r$	1	$-d_r$	0	$1 - d_b$	0
放电	$u_g > 0$	$1 + d_r$	1	$-d_r$	0	$-d_b$	1
	$u_g < 0$	1	$1 - d_r$	0	d_r	$-d_b$	1

3.3. 控制策略

单相电流型双向变换器的充放电控制框图如图4所示。为了提高系统的可靠性和减少成本, 仅对电网电压、电池电压和流过中间直流电感的电流进行采样。将中间直流电流控制成正弦波的绝对值是本文控制的关键, 为了达到输出电流的控制效果, 控制器采用了前馈给定+PI反馈的控制方法, 其中前馈控制可以直接补偿输入电压的影响, 提高控制的动态响应。

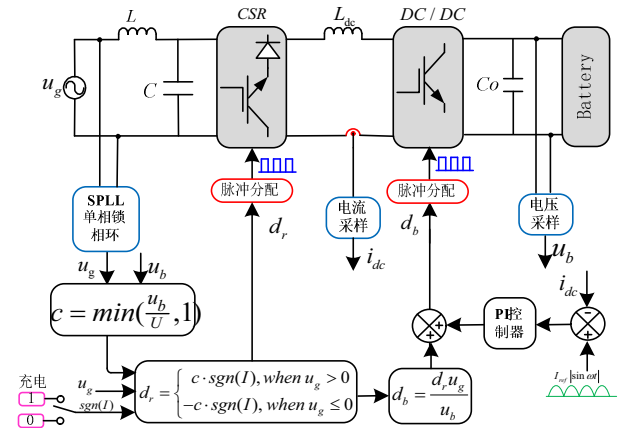
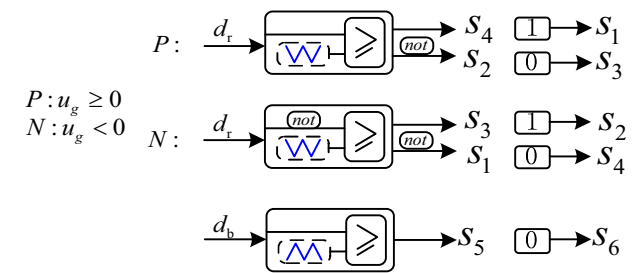


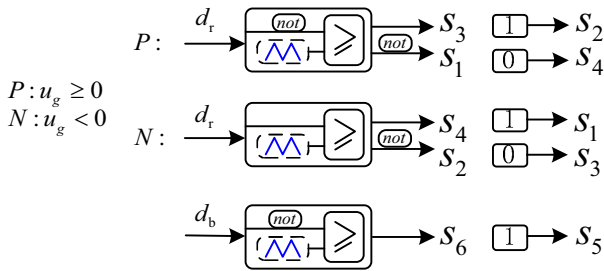
图 4: 充放电控制框图

3.4. 开关序列安排

调制策略和控制方法确定后, 变换器的输入输出性能主要取决于开关脉冲序列的安排。本文主要以减小开关损耗和输出电流纹波为目的来安排开关脉冲序列; 对此, 通常使用双边对称的方法来安排开关脉冲序列^[20]。由于调制过程中整流级和辅助开关网络的开关脉冲序列都需要安排, 所以有必要找出一种协调控制方案来优化安排整流级开关和辅助网络开关的动作顺序。



(a) 充电模式下开关的具体动作情况



(b) 放电模式下开关的具体动作情况
图 5: 开关的具体动作情况

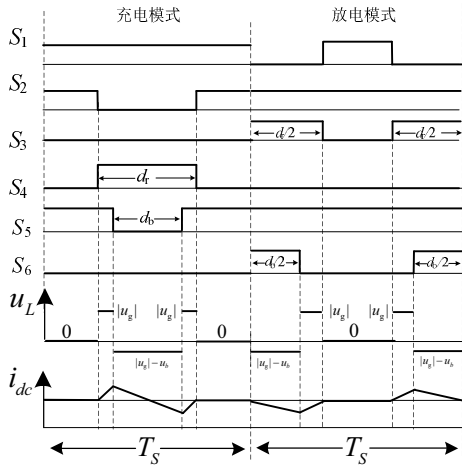


图 6: 不同模式下开关序列安排($u_g > 0, u_g < u_b$)

本文根据工作模式的不同，整流级开关和辅助网络开关分别采用反相载波调制和同相载波调制。当工作于充/放电模式，开关的具体动作情况如图5所示。图6以 $u_g > 0, u_g < u_b$ 时的情况为例，说明了具体开关动作下电感电压和输出电流纹波变化情况。图中忽略了功率器件上管压降的影响。开关按双边对称的方式安排，每一周期中开关动作两次。

4 损耗分析

损耗计算是损耗分析的基础，为此，首先需要确定功率器件的电压和电流应力。根据系统工作原理可知，整流级中的开关和二极管所承受的最大电压均为输入电压幅值 U ，辅助开关网络中的开关和二极管所承受的最大电压为电池电压 u_b 。各开关器件的电流应力见表2所示。根据表2首先计算开关器件的损耗大小，IGBT和二极管的导通损耗为

$$P_{c_s} = \frac{1}{T} \int_0^T (V_{CE0} i_{T_avg} + r_{CE} i_{T_rms}^2) dt \quad (10)$$

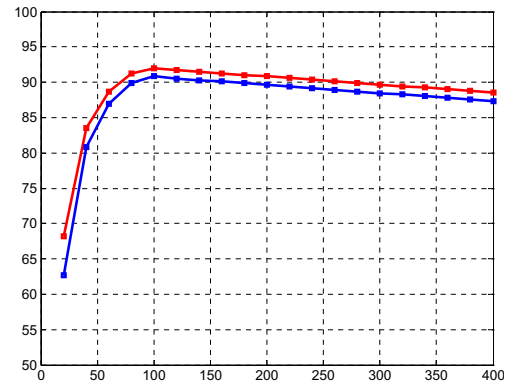
$$P_{c_D} = \frac{1}{T} \int_0^T (V_{F0} i_{D_avg} + r_F i_{D_rms}^2) dt \quad (11)$$

IGBT和二极管的开关损耗为

$$P_{sw} = f_s \cdot \frac{1}{T} \int_0^T E_{SWR} \frac{v}{V_R} \frac{i}{I_R} dt \quad (12)$$

其中， T 为电网电压周期， f_s 是开关频率， V_{CE0} 和 V_{F0} 分别是IGBT和二极管的前向压降， r_{CE} 和 r_F 分别是IGBT和二极管的动态内阻， i_{T_avg} 和 i_{D_avg} 分别是流过IGBT和二极管电流的平均值， i_{T_rms} 和 i_{D_rms} 分别是流过IGBT和二极管电流的有效值， E_{SWR} 是电压为 V_R ，电流为 I_R 时IGBT的开关损耗值， v 和 i 为IGBT或二极管两端的实际电压， i 为流过IGBT或二极管的实际电流。这些参数从器件的datasheet上可以得到。

根据前文的分析可知，工作于充电模式的损耗与工作于放电模式的损耗几乎一致。工作于充电模式时系统的效率分布如图7所示。由图可知当输入电压幅值相同时，输出电流增大，由于续流损耗的增加，系统效率减小。当电池电压等于电网电压幅值时，系统的效率最高，这是因为：此时 c 的值恰好可以取1，整流级开关不再高频动作，而是按工频切换，开关损耗可以忽略。当中间直流电流为4A，输入电压幅值为90V，电池电压分别为60V和120V时，系统的效率分别为88.71%和91.76%；而实际用功率计进行实测所得的效率分别为85.91%和88.57%，略小于理论计算出的效率，这是由于理论计算时未考虑输入滤波电容损耗、PCB走线损耗以及电流传感器插入损耗等损耗部分。



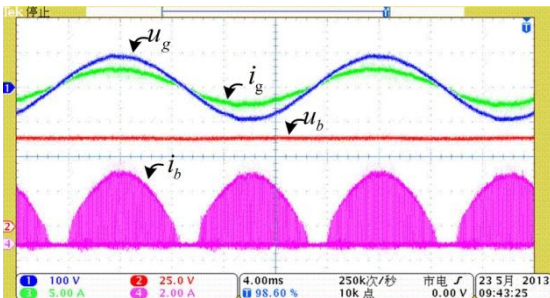
5 实验结果

为了验证所提拓扑和调制方法的正确性，在实验室搭建的样机平台如图8所示。实验参数为：输入电压幅值为90V，电网电压频率50Hz，输入滤波电感 $L=0.6\text{mH}$ ，输入滤波电容 $C=10\mu\text{F}$ ，电感 $L_{dc}=1.6\text{mH}$ ，输出滤波电容 $C_0=20\mu\text{F}$ ，开关频率为20kHz，中间电流幅值参考4A，实验中使用了两组蓄电池，分别为60V/20Ah和120V/20Ah。IGBT型号为1MBH60D-100，二极管型号为DSEI30-12A。控制芯片采用德州仪器公司的TMS320F28335，脉冲信号发生采用FPGA EP2C8T144C8N。

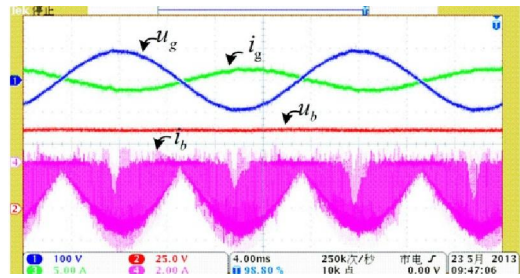


图 8: 单相电流型双向变换器实验样机

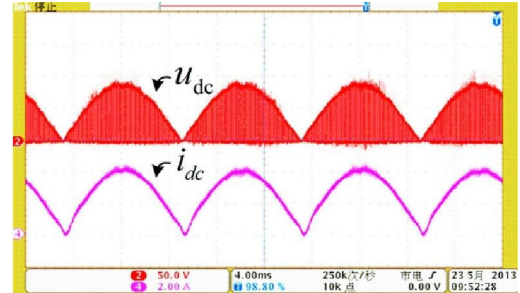
图9为电池电压分别为60V和120V时，单相双向电流型变换器的输入输出波形。图9(a)是当负载为60V/20Ah蓄电池、系统工作于充电模式时，电网电压、输入电流、电池电压、充电电流的波形。由图可知输入电流波形质量良好($\text{THD}=4.48\%$)，输入电压与输入电流同向(功率因数0.98)，电池吸收能量。图9(b)是当系统工作于放电模式时，电网电压、输入电流、电池电压、充电电流的波形。此时输入电流与输入电压相位相差180度，电池释放能量。图9(c)和(d)分别是充放电时，中间直流电压和输出电流的波形，由图可以看出，输出电流按正弦波的绝对值变化，不管是充电还是放电状态，输出电流纹波均较小，说明了开关脉冲序列安排合理。为了说明变换器具有较宽的输出电压范围，在实验样机上进行了负载为120V/20Ah的蓄电池的相关实验。充放电时电网电压、输入电流、电池电压、充电电流的实验波形如图9(e)和(f)所示，可以看出系统仍然具有良好的输入输出性能。



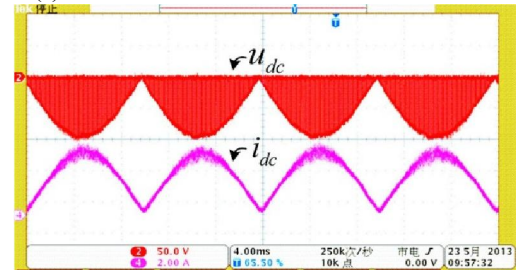
(a) 电池电压60V时充电运行实验波形



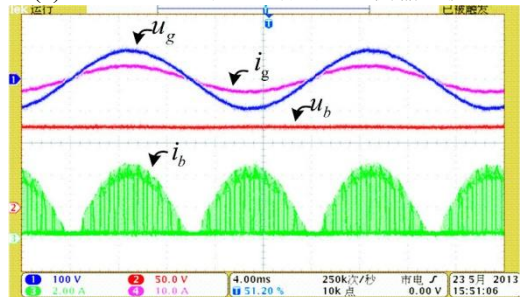
(b) 电池电压60V时放电运行实验波形



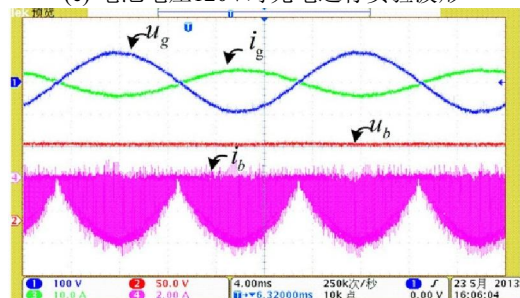
(c) 电池电压60V充电运行时直流侧输出波形



(d) 电池电压60V放电运行时直流侧输出波形



(e) 电池电压120V时充电运行实验波形



(f) 电池电压120V时放电运行实验波形

图 9: 电池电压为60V和120V时的相关实验结果

6 结论

本文提出了一种适用于V2G系统的单相电流型双向变换器。该变换器由单相电流型PWM变换器和辅助开关网络构成，可工作于升降压充放电模式；输出电压范围广，可与多种等级的蓄电池电压相匹配。

文章详细描述了将中间直流电流控制为正弦波的绝对值的调制策略、相关控制算法及开关序列的协调安排,实现了输入端的功率因数校正和输出端较小的纹波电流。并对所提拓扑半导体装置的损耗进行了详细的分析,当电池电压大于输入电压幅值时,可使前级整流开关按工频动作,降低开关损耗。实验结果验证该拓扑及其控制方案的正确性与可行性。

参考文献

- [1] 杨孝纶. 电动汽车技术发展趋势及前景(上) [J]. 汽车科技, (6): 10-13, 2007.
- [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, 33(4):1-5,2009.
- [3] Kempton W, Tomić J. Vehicle-to-grid power fundamentals: calculating capacity and net revenue[J]. Journal of Power Sources, 144(1):268-279, 2005.
- [4] Sutanto D. Alternative energy resource from electric transportation[C]. Power Electronics Systems and Applications, 2004.Proceedings 2004 First International Conference on. IEEE, 2004: 149-154.
- [5] Kempton, Tomić J. Vehicle-to-grid power implementation: From stabilizing the grid to supporting large-scale renewable energy[J]. Journal of Power Sources, 144(1): 280-294,2005.
- [6] Tomić J, Kempton W. Using fleets of electric-drive vehicles for grid support[J]. Journal of Power Sources, 168(2): 459-468,2007.
- [7] Koyanagi F, Uriu Y. A strategy of load leveling by charging and discharging time control of electric vehicles[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 13(3):1179-1184, 1998.
- [8] Sortomme E, El-Sharkawi M A. Optimal scheduling of vehicle-to-grid energy and ancillary services[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 3(1): 351-359, 2012.
- [9] Aggeler D, Canales F, Coccia A, et al. Ultra-fast DC-charge infrastructures for EV-mobility and future smart grids[C]. Innovative Smart Grid Technologies Conference Europe (ISGT Europe), 2010 IEEE PES. IEEE, 2010: 1-8.
- [10] Sortomme E, El-Sharkawi M A.Optimal charging strategies for unidirectional vehicle-to-grid[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2(1):131-138, 2011.
- [11] Yilmaz M, Krein P. Review of Battery Charger Topologies, Charging Power Levels and Infrastructure for Plug-in Electric and Hybrid Vehicles[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 28(5):2151-2169, 2013.
- [12] Gallardo-Lozano J, Milanés-Montero M I, Guerrero-Martínez M A, et al. Electric vehicle battery charger for smart grids[J]. Electric Power Systems Research, 90:18-29, 2012.
- [13] Erb D C, Onar O C, Khaligh A. Bi-directional charging topologies for plug-in hybrid electric vehicles[C]. Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE. IEEE, 2010: 2066-2072.
- [14] Haghbin S, Lundmark S, Alakula M, et al. Grid-connected integrated battery chargers in vehicle applications: Review and new solution[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 60(2):459-473, 2013.
- [15] Khaligh A, Dusmez S. Comprehensive Topological Analysis of Conductive and Inductive Charging Solutions for Plug-In Electric Vehicles[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 61(8):3475-3489, 2012.
- [16] Graovac D, Katic V. Online control of current-source-type active rectifier using transfer function approach[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 48(3): 526-535, 2001.
- [17] Holmes D J, Lipo T A. Implementation of a controlled rectifier using AC-AC matrix converter theory[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 7(1): 240-250, 1992.
- [18] 徐壮, 殷冠贤, 徐殿国. 车用新型 AC-DC 矩阵式变换器[J]. 电工技术学报, 26(8):64-70, 2011.
- [19] 文锋, 姜久春, 郭慧萍. 基于矩阵变换器的 AC/DC 变换器[J]. 电工技术学报, 24(3): 128-131, 2009.
- [20] 王辉, 栗梅, 孙尧, 李幸, 韩华, 张关关. 应用于 V2G 的 AC/DC 矩阵变换器[J]. 中国电机工程学报, 09:34-41, 2013.
- [21] Metidji R, Metidji B, Mendil B. Design and Implementation of new Unity Power Factor Fuzzy Battery Charger using Ultra Sparse Matrix Rectifier[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 28(5): 2269-2276, 2013.
- [22] 张丽霞, 颜湘武, 康伟,等. 基于空间电流矢量的动力电池组测试系统变流技术研究[J]. 电工技术学报, 25(9):122-128, 2010.
- [23] S. Yao, L. Weixia, S. Mei, L. Xing, W Hui., Y. Jian, A unified modeling and control of a multi-functional current source-typed converter for V2G application[J]. Electric Power Systems Research, (106):12-20, 2014.