

基于电流源型 PWM 整流器的高效电池充电系统设计

郭 强¹, 刘和平¹, 彭东林², 张 毅¹, 刘 庆¹

(1. 重庆大学 输配电装备及系统安全与新技术国家重点实验室, 重庆 400044;

2. 重庆理工大学 机械检测技术与装备教育部工程研究中心, 重庆 400054)

摘要: 为了解决目前大功率充电系统所存在的电池电压匹配、充电效率等方面的问题, 采用三相电流源型整流器(CSR)作为充电系统拓扑结构。采用间接电流控制策略对网侧电压信号进行延迟修正, 从而实现网侧单位功率因数控制。在传统恒压-恒流(CC-CV)充电策略基础上, 依据电池电化学特性, 提出一种基于模糊推理控制策略的 CC、CV 充电模式切换算法。采用频域法对 CV 充电模式下的控制环路传递函数进行分析, 并考虑数字时间延迟对系统的影响; 利用 MATLAB/SISO 设计工具, 分别对电流内环和电压外环控制器的零点位置与环路增益进行优化, 以提高系统的整体性能。仿真与实验结果验证了所提策略的正确性与可行性。

关键词: 电动汽车; 电流源型整流器; 电池; 充电; 模糊控制; 控制器设计; 间接电流控制; 传递函数

中图分类号: TM 46; U 469.72

文献标识码: A

DOI: 10.16081/j.issn.1006-6047.2015.06.004

0 引言

随着城市环境与石油资源问题的日益严重, 人们对电动汽车相关技术领域的研究日益增加^[1]。而作为高效储能装置的动力电池, 已成为电动汽车主要动力源。在现有不同种类电池中, 因磷酸铁锂电池具有功率、能量密度高, 充、放电率大, 循环寿命长以及安全性好等优点被应用于电动汽车, 以替代镍氢、铅酸蓄电池^[2]。

传统燃油汽车可在短时间内完成加油, 然而如何高效、安全地实现电动汽车能量的补充, 已成为当前研究的热点问题^[35]。现有充电方法中, 恒压(CV)、恒流(CC)和恒流-恒压(CC-CV)这 3 种充电策略使用最为广泛^[6]。CV 充电因其结构简单、成本低, 在商业产品中得到广泛的应用, 但充电电流相对较小, 导致充电时间较长。为了缩短充电时间, 提出了 CC 充电策略, 然而由于 CC 充电很难准确判断电池是否充满, 容易引起电池过充或欠充, 造成电池性能下降。结合 CV 充电与 CC 充电的优点, 形成了 CC-CV 充电策略。CC-CV 充电策略起始采用 CC 充电, 当电池端电压达到设定值时, 即转换为 CV 模式进行补足充电。当采用大电流充电时, 电池极化严重, 端电压将较快达到转换电压值, 虽然缩短了 CC 充电段的时间, 但同时增加了 CV 充电时间, 使总充电时间基本不变, 因此, 不能满足快速、高效的充电要求。

目前, 大功率电动汽车电池充电器通常采用两级结构。前级采用电压型整流器实现功率因数校正与谐波抑制, 而后级采用并联 DC-DC 变换器实现电压变换与隔离。由于该结构需要模块均流控制, 导致系统控制复杂。此外, 充电器接地点与车体之间为浮地状态, 且 SAE J1772 中对电池与电网之间是否需要隔离无明确要求^[7]。

电流源型整流器 CSR(Current Source Rectifier)具有功率因数可调、网侧谐波电流抑制、电流直接控制、结构简单以及降压输出等特点。因此, 利用三相 CSR 拓扑能够实现单级 AC-DC 降压变换, 继而满足非隔离-高效-大功率电池充电器的要求。

针对上述不足, 文献[5]和[8]提出一种改进 CC-CV 充电策略, 通过检测电池荷电状态(SOC)来实现 2 种模式的转换。然而该方法需要实时精确检测电池 SOC 值, 为此需要引入较为复杂的 SOC 估计算法^[9]。文献[10]基于超稀疏矩阵变换器提出了一种新颖的模糊控制策略, 以实现高电能质量充电。但由于该拓扑自身结构导致损耗增加, 当被应用于大电流快速充电场合时, 将引起系统效率降低。文献[11]设计了用于动力电池组测试的 CSR 结构, 并提出了基于 $d-q$ 坐标变换的双闭环电流控制策略, 然而, 文中仅涉及 CC 充电策略。

本文采用三相 CSR 作为电池充电系统拓扑结构, 在传统 CC-CV 充电策略基础上, 提出一种基于模糊控制策略的 CC、CV 模式切换算法。针对 2 种控制模式, 建立了具有电压定向延迟角修正功能的间接电流控制策略。通过对 CV 模式下控制环路的分析, 考虑数字时间延迟对系统的影响, 利用 MATLAB/SISO 设计工具, 分别对电流内环与电压外环控制器零点位置与环路增益进行优化。最后, 通过仿真与

收稿日期: 2014-06-10; 修回日期: 2015-04-17

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(51127001); 输配电装备及系统安全与新技术国家重点实验室自主研究项目(2007DA10512713302)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(51127001) and the Scientific Research Foundation of State Key Laboratory of Power Transmission Equipment & System Security and New Technology(2007DA10512713302)

实验验证了上述方法的正确性。

1 CSR 系统结构与调制策略

三相 CSR 主拓扑结构如图 1 所示。整流器通过滤波电感 L 、电容 C 组成二阶低通滤波器与电网相连,起到滤除高频开关分量的作用。开关器件 S_{ij} ($i=a,b,c;j=1,2$) 采用 IGBT 与二极管串联结构,以提高器件电压反向阻断能力;在输出侧并联二极管 V_{DW} ,直通状态时电流经 V_{DW} 续流,不仅有效防止因整流器开关管故障而引起的直流侧开路,且能减小导通损耗、简化控制逻辑。此外,为了平滑输出电流,在直流侧串联电感 L_{dc} 。

假设网侧电压三相平衡且正弦化,有:

$$\begin{cases} e_a = U_m \cos(\omega_0 t) \\ e_b = U_m \cos(\omega_0 t - 2\pi/3) \\ e_c = U_m \cos(\omega_0 t + 2\pi/3) \end{cases} \quad (1)$$

其中, U_m 为网侧相电压峰值; ω_0 为电网基波角频率。

电流空间矢量定义为:

$$\mathbf{I} = 2(i_a + i_b e^{j2\pi/3} + i_c e^{j4\pi/3})/3 \quad (2)$$

其中包括 6 个有效电流矢量和 3 个电流零矢量,分别对应不同的开关组合状态^[12]。

在不改变 CSR 系统开关频率的情况下,将传统矢量控制中的 6 分区增加至 12 分区,可明显缩短器件间的换流过程,从而降低开关损耗^[13]。图 2 给出了三相电网电压与扇区分配关系,根据扇区的不同合理选择有效矢量与零矢量以及矢量间的作用顺序。

当参考矢量落在扇区 1 内时,三相网侧电压存在关系: $e_a > 0 > e_b > e_c$, 相应的有效矢量与零矢量分别为 $\mathbf{I}_1[S_{a1}, S_{b2}]$ 、 $\mathbf{I}_2[S_{a1}, S_{c2}]$ 、 $\mathbf{I}_0[V_{DW}]$ 。在扇区 1 内,一个开关周期 T_s 中,参考电流矢量 $\mathbf{I}_{ref}$ 满足:

$$T_s \mathbf{I}_{ref} = T_1 \mathbf{I}_1 + T_2 \mathbf{I}_2 + T_0 \mathbf{I}_0 \quad (3)$$

$$\begin{cases} T_1 = T_s m_c \sin(\pi/3 - \delta) \\ T_2 = T_s m_c \sin \delta \\ T_0 = T_s - T_1 - T_2 \\ m_c = I_m / i_{dc} \end{cases} \quad (4)$$

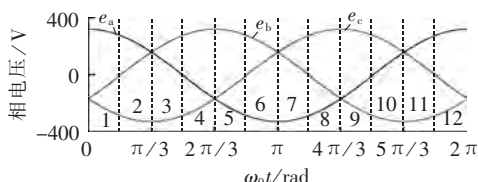


图 2 电网电压与扇区的关系

Fig.2 Relationship between grid voltage and sector

其中, T_1 、 T_2 、 T_0 分别为有效矢量 $\mathbf{I}_1$ 、 $\mathbf{I}_2$ 及零矢量 $\mathbf{I}_0$ 的作用时间; δ 为电流矢量在扇区内的相对扇区角; m_c 为调制因数, $m_c \in [0, 1]$; I_m 为网侧电流峰值; i_{dc} 为直流侧电流。

当 $\mathbf{I}_1$ 作用时, $u_{dc} = e_{ab}$; 当 $\mathbf{I}_2$ 作用时, $u_{dc} = e_{ac}$; 而当 $\mathbf{I}_0$ 作用时, 忽略二极管压降, $u_{dc} = 0$, 则一个开关周期内的直流侧电压为:

$$\begin{aligned} u_{dc} &= (T_1 e_{ab} + T_2 e_{ac}) / T_s = \\ &= m_c e_{ab} \sin(\pi/6 - \delta) + m_c e_{ac} \sin \delta = \\ &= \frac{3}{2} m_c U_m \cos \sigma \end{aligned} \quad (5)$$

$$e_{ab} = e_a - e_b, e_{ac} = e_a - e_c$$

其中, $\cos \sigma$ 为网侧功率因数。

2 2 种非隔离型充电系统损耗比较

三相电压源型整流器 VSR (Voltage Source Rectifier) 为升压型变换器,其输出母线电压通常高于 650 V,而电动汽车动力电池组电压范围一般在 48~400 V 之间。为了实现与电池组之间的电压匹配,需要在整流器输出侧增加一级 DC-DC 降压变换器,而对于大功率非隔离充电系统,其后一级常采用交错并联 Buck 变换器^[14-15],如图 3 所示。与 VSR 不同,三相 CSR 不仅能够输出恒定的直流电流,且其输出电压在 $0 \sim 3U_m/2$ 范围内可调。以下从功率损耗角度对 2 种非隔离型充电系统进行比较分析。

相同负载功率 (350 V/30 A) 情况下,三相 CSR 和三相 VSR+交错并联 Buck 变换器 (VSR-IBC) 的损

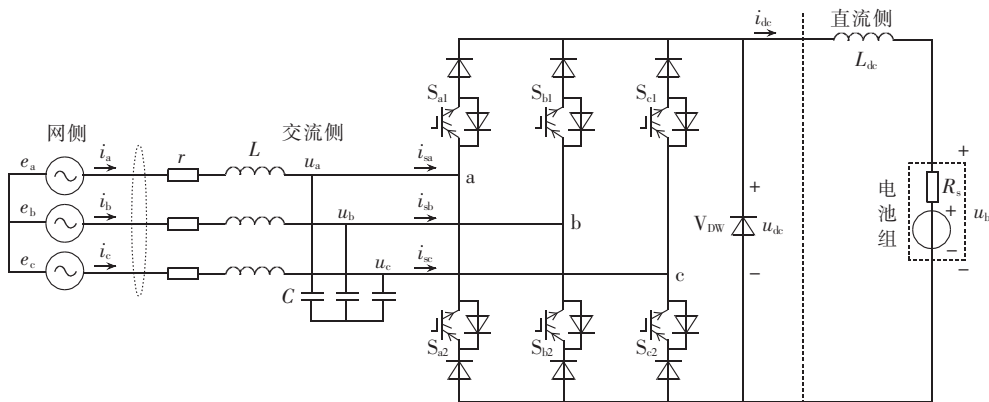
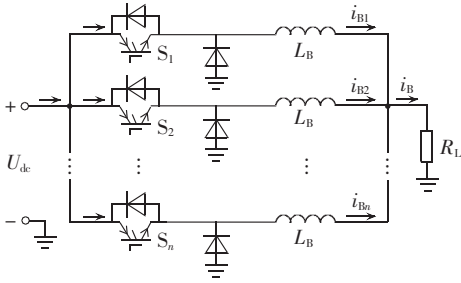


图 1 三相 CSR 拓扑结构

Fig.1 Topology of three-phase CSR

图 3 n 相交错并联 Buck 变换器Fig.3 n -phase interleaved Buck converter

耗分布图如图 4 所示。其中, P_{Ldc} 、 $P_{Lac,cs}$ 、 $P_{DF,sw}$ 、 $P_{DF,con}$ 、 $P_{DS,sw}$ 、 $P_{DS,con}$ 、 $P_{S,sw}$ 、 $P_{S,con}$ 分别为三相 CSR 中直流侧电感损耗、交流滤波电感损耗、反向续流二极管开关损耗、导通损耗、串联二极管开关损耗、导通损耗、开关管开关损耗、导通损耗; $P_{Lac,vs}$ 、 $P_{VD,sw}$ 、 $P_{VD,con}$ 、 $P_{VS,sw}$ 、 $P_{VS,con}$ 分别为三相 VSR 中滤波电感损耗、开关管开关损耗、导通损耗、并联二极管开关损耗、导通损耗; P_{LB} 为 Buck 电路中的电感损耗; $P_{Buck,sw}$ 为 Buck 电路中 IGBT 和二极管开关损耗之和; $P_{Buck,con}$ 为 Buck 电路中 IGBT 和二极管导通损耗之和。通过对 2 种非隔离充电拓扑的效率比较可看出, CSR 具有更高的效率, 达到 97.24%; 而 VSR-IBC 效率降低的原因主要是由于 Buck 电路中开关管所承受的电压应力较大, 致使开关损耗显著增加, 占总损耗的 27%。

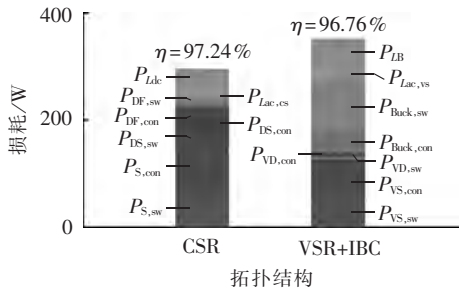


图 4 2 种拓扑结构的损耗分布和效率比较

Fig.4 Loss distribution and efficiency of two topologies

对于要求更高输出功率、更高输出电流的场合, CSR 直流侧电感设计将愈发困难, 但通过采用三相 CSR 多模块并联结构, 可将直流侧大电感变成多个分立小电感, 从而能够减小电感的体积、提高系统效率与功率密度。

不仅如此, VSR-IBC 为两级拓扑结构, 在控制上较 CSR 复杂。综上所述, 三相 CSR 非常适合作为非隔离动力电池快速充电系统的拓扑结构。

3 系统控制策略

三相 CSR 充电系统控制框图如图 5 所示, 主要由 CC-CV 充电控制环节、功率因数控制环节组成。

3.1 功率因数补偿策略

直接电流控制因采用双闭环控制策略, 其抗扰

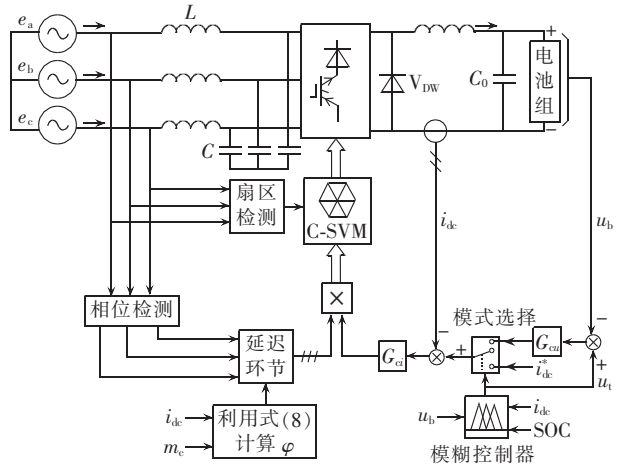


图 5 三相 CSR 充电系统控制策略

Fig.5 Control strategy of three-phase CSR charging system

动性能及电流跟随性较好, 但需增加交流侧电流传感器, 成本相应增加; 而且双闭环系统中 PI 控制器参数相互影响, 调试复杂。当参数匹配不佳时, 其输出性能并不一定优于间接电流控制策略。当 CSR 的主电路参数一定时, 间接电流控制同样可以很好地实现网侧电流的控制, 其控制方法简单、成本低, 故可适用于三相 CSR 的控制。

为便于分析, 忽略电路中的寄生电阻, 三相 CSR 交流侧可等效为单相结构 (以 a 相为例)^[16], 如图 6 所示, 其中交流侧电流等效为电流受控源的形式。

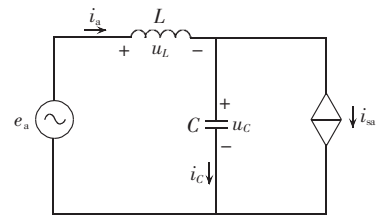


图 6 三相 CSR 交流侧等效电路

Fig.6 AC-side equivalent circuit of three-phase CSR

考虑系统中 PWM 开关频率远大于电网频率时, 忽略交流侧电流以及电容电压的高次谐波分量, 有:

$$\begin{cases} \mathbf{U}_C = \mathbf{E}_a - j\omega L \mathbf{I}_a \\ \mathbf{I}_{sa} = \mathbf{I}_a - \mathbf{I}_C = \mathbf{I}_a - j\omega C \mathbf{U}_C \\ |\mathbf{I}_{sa}| = m_c i_{dk} \end{cases} \quad (6)$$

其中, $\mathbf{U}_C$ 为电容电压矢量; $\mathbf{E}_a$ 为整流器 a 相电网电压矢量; $\mathbf{I}_a$ 为网侧电流矢量; $\mathbf{I}_C$ 为电容电流矢量; $\mathbf{I}_{sa}$ 为交流侧电流矢量。

假设 CSR 充电系统处于单位功率因数运行状态, 网侧电流与电网电压同相位, 根据图 6 以及式 (6), 并基于相量法作出 a 相基波空间矢量图, 见图 7。

根据图 7 利用几何原理, 得到如下等式:

$$\begin{cases} \cos \theta = \frac{|\mathbf{E}_a|}{|\mathbf{U}_C|} \\ \frac{\sin(90^\circ - \theta)}{|\mathbf{I}_{sa}|} = \frac{\sin \varphi}{|\mathbf{I}_C|} \end{cases} \quad (7)$$

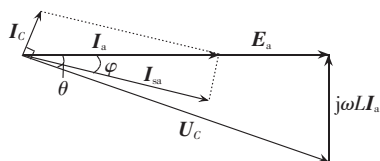


图 7 CSR 空间矢量图(a 相)

Fig.7 Space vector chart of CSR(phase-a)

联立式(6)和(7)得到:

$$\varphi=\arcsin[\omega_0 C U_m/(m_c i_{dc})] \tag{8}$$

由式(8)不难看出,当系统工作在单位功率因数时,交流侧电流滞后角 φ 与电网频率、滤波电容 C 、网侧电流峰值 U_m 成正比,与直流侧电流 i_{dc} 、调制因数 m_c 成反比。当电网电压和电容 C 保持不变时,根据 CSR 系统的运行工作点(i_{dc} 与 m_c),容易计算出滞后角 φ 。然后,通过对网侧电压信号进行延迟修正,即得到正确的相位指令信号,从而实现网侧单位功率因数控制。

3.2 电池 CC-CV 充电控制策略

对于 CC-CV 充电模式,其转换电压直接决定电池充电速度与循环寿命。当转换电压设置较高时,电池在恒流阶段可以充入更多电量,从而缩短总的充电时间;然而过高的转换电压将显著降低电池的循环寿命^[17]。不仅如此,转换电压还与电池放电深度有关^[18],当电池放电深度越大时表明其可接受充电电流越高,故可适当提高转换电压以提高充电效率,反之亦然。因此,针对上述问题本文提出一种基于模糊控制策略的 CC-CV 充电模式切换算法,即依据电池内部反应机理与外部充放电特性,通过初始 SOC、充电电流智能实现 2 种充电方式之间的转换。

选取电池初始 SOC(记作 SOC_0)、充电电流 i_{dc} 作为模糊控制器的输入量,模式转换电压 u_t 作为模糊控制器的输出量。输入量 SOC_0 物理论域为 $[0,1]$,定义 5 个语言值,其模糊集为 $\{VL,L,M,H,VH\}$;输入量 i_{dc} 物理论域为 $[0\text{ A},150\text{ A}]$,定义 7 个语言值,其模糊集为 $\{VL,L,RL,M,RH,H,VH\}$;输出量 u_t 物理论域为 $[24.5\text{ V},27.3\text{ V}]$,同样定义 7 个语言值,其模糊集描述与输入量 i_{dc} 一致。其中,VL 表示很低;L 表示低;RL 表示较低;M 表示中;RH 表示较高;H 表示高;VH 表示很高。上述隶属度函数均采用梯形分布,输入输出隶属度函数见图 8。同时依照经验与实验测试数据,建立模糊控制规则见表 1,表中第一行为 i_{dc} 的语言值。控制器采用极大-极小运算规则进行模糊推理,而去模糊化采用面积中心法^[19]。

输入输出关系的三维效果图如图 9 所示,可以看出,模糊控制器根据系统输入量 SOC_0 与 i_{dc} ,通过模糊控制规则获得相应的模式转换电压,摒弃了常规充电模式中仅依据固定电压作为电池充电结束的单一化判据,从而在不影响电池寿命的前提下,实现

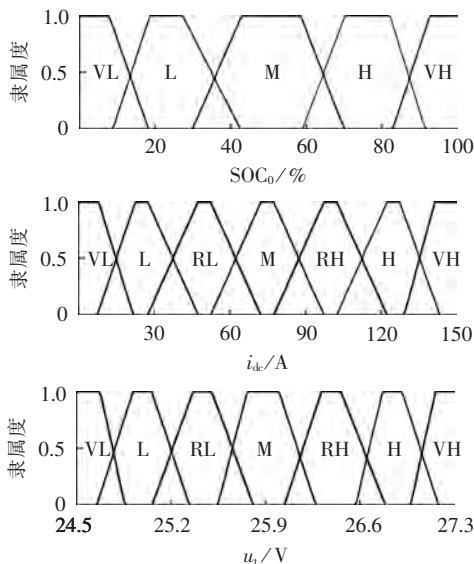


图 8 输入、输出变量隶属度函数

Fig.8 Membership function of input and output variables

表 1 模式转换电压模糊规则表

Table 1 Fuzzy rule of mode switching voltage

SOC ₀ 语言值	i _t 语言值						
	VL	L	RL	M	RH	H	VH
VL	RL	RL	M	M	RH	H	VH
L	L	RL	RL	RL	M	RH	H
M	VL	L	RL	RL	M	RH	RH
H	VL	VL	L	L	RL	RL	M
VH	VL	VL	VL	VL	VL	VL	VL

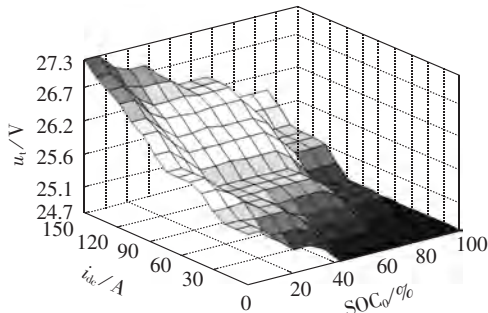


图 9 模糊控制器输入、输出关系

Fig.9 Relationship between input and output of fuzzy controller

对电池组的高效快速充电。

3.3 CC-CV 控制环路设计

CV 充电模式时,系统通过控制输出电压来调节输出电流,故需要电压外环与电流内环级联控制结构^[20];而 CC 充电模式时,即采用单闭环控制结构。由于 CC 控制环路即为 CV 控制的电流内环,为了避免冗余,文中仅针对 CV 模式控制环路进行设计,控制框图见图 10。其中虚线框内表示电流内环控制环路,由于控制量均为直流量,故采用 PI 控制器,即:

$$G_i(s)=K_{pi}+K_{il}/s \tag{9}$$

其中, K_{pi} 、 K_{il} 分别为电流内环控制器比例系数与积

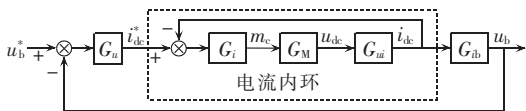


图 10 CV 控制模式下系统闭环控制框图

Fig.10 Block diagram of close-loop control system in CV mode

分系数。

当 CSR 工作在单位功率因数时,考虑系统数字时间延迟,结合式(5)求得传递函数 $G_M(s)$ 的表达式为:

$$G_M(s) = \frac{3}{2} U_m e^{-T_d s} \approx \frac{3}{2} \frac{U_m}{2T_d s + 1} \quad (10)$$

其中, T_d 为延迟时间。

图 10 中, $G_{ui}(s)$ 为直流侧电流 i_{dc} 到输出侧电压 u_{dc} 的传递函数,即:

$$G_{ui}(s) = \frac{R_s C_0 s + 1}{R_s L_{dc} C_0 s^2 + L_{dc} s + R_s} \quad (11)$$

其中, R_s 为电池内阻; C_0 为直流侧电容。

联立式(9)—(11),得到电流内环开环、闭环传递函数为:

$$H_i(s) = k_0 \frac{a_2 s^2 + a_1 s + a_0}{b_4 s^4 + b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s} \quad (12)$$

$$D_i(s) = \frac{H_i(s)}{1 + H_i(s)} \quad (13)$$

$$\begin{aligned} a_0 &= K_{I1}, \quad a_1 = K_{P1} + R_s C_0 K_{I1}, \quad a_2 = R_s C_0 K_{P1} \\ b_1 &= R_s, \quad b_2 = L_{dc} + T_d R_s, \quad b_3 = T_d L_{dc} + R_s L_{dc} C_0 \\ b_4 &= T_d R_s L_{dc} C_0, \quad k_0 = 3U_m / 2 \end{aligned}$$

由式(12)可知,电流内环开环传递函数为四阶系统,当系统参数确定时,若使电感电流准确跟踪给定值,需要合理设置控制器 $G_i(s)$ 参数。利用 MATLAB/SISO 设计工具,通过合理配置 $G_i(s)$ 中零点位置与比例增益,兼顾系统的动态与稳态性能,最终确定控制器参数 $K_{P1}=0.3$ 、 $K_{I1}=18.1$ 。相应得到补偿后电流内环开环、闭环 Bode 图,如图 11 所示。其中,开环传递函数的相位裕度为 57.8° ,截止频率为 667 Hz ;相应闭环传递函数的系统带宽为 1060 Hz ,约为开关频率的 $1/10$ 。因此,设计出的电流内环能够满足系统性能的要求。

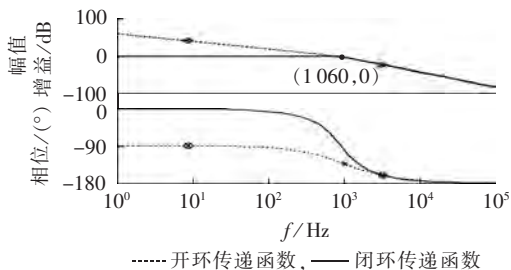


图 11 电流内环开环与闭环传递函数 Bode 图

Fig.11 Bode diagrams of open- and close-loop transfer functions of inner current loop

通常情况下,电池在充电过程中其端电压变化缓慢,同时为了避免电压外环与电流内环之间相互干扰,电压外环的带宽应远小于电流内环带宽^[21]。因此,在设计电压外环时,将电流内环近似等效为一阶延时环节,即:

$$D_i(s) = 1 / (T_r s + 1) \quad (14)$$

其中, T_r 为电流内环等效时间常数,通过近似曲线拟合, $T_r = 2e^{-4} s$ 。

电压环路中 $G_{ub}(s)$ 为电池电压 u_b 到直流侧电流 i_{dc} 的传递函数,有:

$$G_{ub}(s) = \frac{R_s}{R_s C_0 s + 1} \quad (15)$$

同理,电压外环控制器 $G_u(s)$ 采用 PI 控制器,分别得到电压外环开环、闭环传递函数:

$$H_u(s) = \frac{R_s (K_{P2} s + K_{I2})}{s (R_s C_0 s + 1) (T_r s + 1)} \quad (16)$$

$$D_u(s) = \frac{H_u(s)}{1 + H_u(s)} \quad (17)$$

其中, K_{P2} 、 K_{I2} 分别为电压外环控制器 $G_u(s)$ 的比例系数与积分系数。

同样利用 MATLAB/SISO 软件工具对控制器 $G_u(s)$ 的参数进行设计优化。为了避免电流内环与电压外环之间相互干扰,最终确定外环控制器参数 $K_{P2}=0.1$ 、 $K_{I2}=3060$ 。由图 12 不难看出,此时相位裕度为 82° ,截止频率为 106 Hz ,系统带宽为 124 Hz ,满足电压外环性能的设计要求。

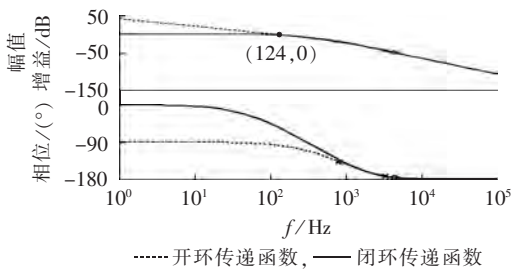


图 12 电压外环开环与闭环传递函数 Bode 图

Fig.12 Bode diagrams of open- and close-loop transfer functions of outer voltage loop

4 仿真和实验

4.1 仿真结果分析

为了验证所提出方法的正确性,借助 MATLAB/Simulink 软件搭建三相 CSR 充电系统的仿真模型。其中电路仿真参数见表 2。

表 2 CSR 主要参数

Table 2 Main parameters of CSR

参数	数值	参数	数值
电网相电压峰值/V	38	直流侧电感/mH	5
电网频率/Hz	50	开关频率/kHz	12
滤波器电感/mH	0.4	采样频率/kHz	12
滤波器电容/ μF	22	输出电容/ μF	220

三相 CSR 工作在恒压模式时,其仿真结果如图 13 所示。以 a 相为例,网侧输入电流与电网电压同相位,且正弦化;输出侧电流平滑,输出电压保持恒定;功率因数较高,大于 0.99;网侧电流 THD 值为 2.30%,满足 IEEE 519 标准。

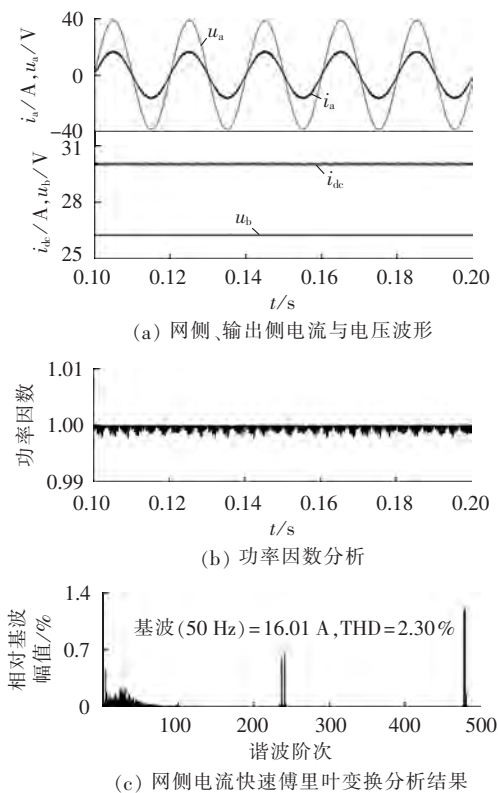


图 13 恒压充电运行模式仿真结果
Fig.13 Simulative results of charging operation in CV mode

4.2 实验结果分析

搭建一台三相 CSR 充电系统实验样机,其中,功率开关管和二极管分别采用三菱 PM400HSA120 和 RM300HA-24F,主控芯片采用 TI 公司 TMS320F2812。

图 14 给出 CC、CV 充电模式下,稳态运行时的网侧电流、电压,以及网侧电流的快速傅里叶变换分析结果,其中 u_a 为电压采样后的调理信号。图 14(a) 为 CC 充电过程,此时充电电流给定值为 100 A,实测电池端电压 $u_b=24.5\text{ V}$;图 14(b) 为 CV 充电过程,因电池 $\text{SOC}_0=0$,CC 值为 100 A,模糊控制器经推理得到此时 CV 值设定为 $u_b=26.30\text{ V}$;图 14(c) 为 CV 模式时对网侧电流快速傅里叶变换分析结果,对比图 13(c),可以看出网侧电流中低频谐波含量较高,主要是由实际电网电压中低次谐波分量经迭代作用造成的。实验结果表明,2 种充电模式下,网侧电流均能保持单位功率因数,正弦化程度较高,且 THD 限制在 5% 以内;直流侧电流平滑、纹波较小,与仿真结果一致,从而验证本文所提出的充电系统具有良好的输入、输出性能。

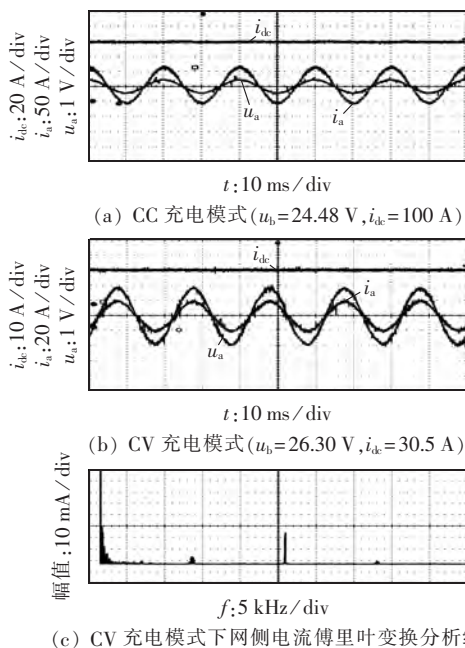


图 14 2 种充电模式下电网电压、电流以及电流 FFT 分析结果
Fig.14 Grid-voltage, grid-current and grid-current FFT analysis for CC and CV modes

图 15 给出了充电系统在整个充电过程中的电压、电流变化曲线,总充电时间为 152 min。初始阶段,以 100 A 进行快速 CC 充电,当电池端电压上升到 26.30 V 时,系统由 CC 模式切换至 CV 模式;该模式下充电电流随时间不断减小,当电流下降为 20 A 时,整个充电过程结束;停充后由于电池极化现象消失,电池端电压逐渐降低并趋于稳定。

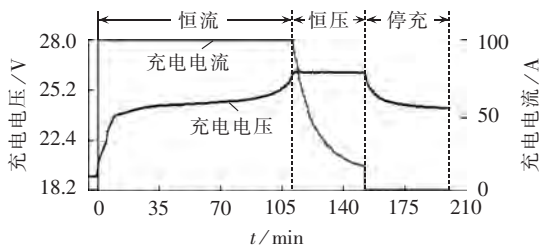


图 15 充电全过程电压、电流曲线图
Fig.15 Waveform of voltage and current for whole charging process

5 结论

本文采用三相 CSR 作为充电系统拓扑结构,在传统 CC-CV 充电策略基础上,依据电池电化学特性,提出一种基于模糊推理控制策略的模式切换算法。建立了具有电压定向延迟角修正功能的间接电流控制策略,采用频域法对 CV 模式下控制环路进行分析,并对电流内环与电压外环控制器零点位置与环路增益进行优化。通过仿真分析与实验验证,得到如下结论。

- a. 采用具有延迟角修正功能的间接电流控制策

略,不仅改善了因 LC 滤波器对系统功率因数的影响,而且无需坐标变换与锁相环检测环节,降低了系统的计算量。

b. 提出一种基于模糊控制策略的CC/CV充电模式切换算法,即依据电池内部反应机理与外部充放电特性,通过SOC₀、充电电流智能实现2种充电方式间的转换。

c. 仿真和实验结果表明,本文所提出的充电系统在CC/CV模式下,输入侧实现了单位功率因数校正、电流正弦化以及较低的电流谐波畸变率;输出侧实现了CC控制或CV控制;并且实现了CC模式和CV模式之间的智能切换,兼顾电池寿命与充电效率。

参考文献:

- [1] EMADI A, LEE Y J, RAJASHEKARA K. Power electronics and motor drives in electric, hybrid electric, and plug-in hybrid electric vehicles[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(6): 2237-2245.
- [2] DUBARRY M, LIAW B Y. Identify capacity fading mechanism in a commercial LiFePO₄ cell[J]. Journal of Power Sources, 2009, 194(1): 541-549.
- [3] WAI R J, JHUNG S J. Design of energy-saving adaptive fast-charging control strategy for Li-FePO₄ battery module[J]. IET Power Electronics, 2012, 5(9): 1684-1693.
- [4] 许少伦, 严正, 冯冬涵, 等. 基于多智能体的电动汽车充电协同控制策略[J]. 电力自动化设备, 2014, 34(11): 7-13.
XU Shaolun, YAN Zheng, FENG Donghan, et al. Cooperative charging control strategy of electric vehicles based on multi-agent[J]. Electric Power Automation Equipment, 2014, 34(11): 7-13.
- [5] 苏粟, 孙晓明, 罗敏, 等. 面向局域配电网的电动汽车充电控制系统[J]. 电力自动化设备, 2014, 34(2): 19-23.
SU Su, SUN Xiaoming, LUO Min, et al. Charging control system of electric vehicles orientating to local distribution network[J]. Electric Power Automation Equipment, 2014, 34(2): 19-23.
- [6] HUSSEIN A A-H, BATARSEH I. A review of charging algorithms for nickel and lithium battery chargers[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2011, 60(3): 830-838.
- [7] SAE J1772 Electric vehicle and plug in hybrid electric vehicle conductive charger coupler[S]. Detroit, USA: SAE International, 2010.
- [8] SU M, WANG H, SUN Y, et al. AC/DC matrix converter with an optimized modulation strategy for V2G applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(12): 5736-5745.
- [9] CHEN Z, FU Y H, MI C C. State of charge estimation of Lithium-ion batteries in electric drive vehicles using extended Kalman filtering[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2013, 62(3): 1020-1030.
- [10] METIDJI R, METIDJI B, MENDIL B. Design and implementation of a unity power factor fuzzy battery charger using an ultrasparse matrix rectifier[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(5): 2269-2276.
- [11] 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[J]. 电工技术学报, 2010, 25(9): 122-128.
ZHANG Lixia, YAN Xiangwu, KANG Wei, et al. Converting technology based on the current mode SVPWM on the power accumulator battery testing system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2010, 25(9): 122-128.
- [12] NAGUIB M F, LOPES L A C. Harmonics reduction in current source converters using fuzzy logic[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(1): 158-167.
- [13] XU F, GUO B, TOLBERT L M, et al. An all-SiC three-phase buck rectifier for high-efficiency data center power supplies[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2013, 49(6): 2662-2673.
- [14] RETEGUI R G, BENEDETTI M, FUNES M, et al. Current control for high-dynamic high-power multiphase Buck converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(2): 614-618.
- [15] BLANES J M, GUTIERREZ R, GARRIGOS A, et al. Electric vehicle battery life extension using ultra-capacitors and an FPGA controlled interleaved Buck-Boost converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(12): 5940-5948.
- [16] BAI Z H, MA H, XU D W, et al. Resonance damping and harmonics suppression for grid-connected current-source converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(7): 3146-3154.
- [17] FENG X M, ZHENG J Y, ZHANG J J, et al. Copolymerization of polytriphenylamine with coumarin to improve the oxidation potential and LiFePO₄ battery overcharge tolerance[J]. Electrochimica Acta, 2009, 54(16): 4036-4039.
- [18] 胡金全, 刘和平, 刘平, 等. 电动汽车用磷酸铁锂电池充电特性的分析[J]. 汽车工程, 2013, 35(4): 293-297.
HU Yinquan, LIU Heping, LIU Ping, et al. An analysis on the charging characteristics of Lithium iron phosphate batteries for electric vehicles[J]. Automotive Engineering, 2013, 35(4): 293-297.
- [19] KOVACIC Z, BOGDAN S. Fuzzy controller design: theory and applications[M]. Boca Raton, FL, USA: CRC Press, 2005: 1-60.
- [20] FRIEDLI T, HARTMANN M, KOLAR J W. The essence of three-phase PFC rectifier systems-part II[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(2): 543-560.
- [21] 李子欣, 李耀华, 王平, 等. PWM整流器在静止坐标系下的准直接功率控制[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(9): 47-54.
LI Zixin, LI Yaohua, WANG Ping, et al. Novel quasi direct power control method for PWM rectifier in stationary frame[J]. Proceedings of the CSEE, 2010, 30(9): 47-54.

作者简介:



郭强

郭强(1984—),男,天津人,博士研究生,研究方向为大功率整流器、新型逆变器、汽车电子等(E-mail: guoqiang@cqu.edu.cn);

刘和平(1957—),男,重庆人,教授,博士研究生导师,研究方向为电力传动及其控制技术;

彭东林(1952—),男,重庆人,教授,博士研究生导师,研究方向为精密测试技术及仪器。

High-efficient battery charging system based on current-source PWM rectifiers

GUO Qiang¹, LIU Heping¹, PENG Donglin², ZHANG Yi¹, LIU Qing¹

(1. State Key Laboratory of Power Transmission Equipment & System Security and New Technology, Chongqing University, Chongqing 400044, China; 2. Engineering Research Center of Mechanical Testing Technology and Equipment of Ministry of Education, Chongqing University of Technology, Chongqing 400054, China)

Abstract: CSR (Current-Source Rectifier) is adopted as the system topology of large-power charging system to improve its battery voltage adaption and charging efficiency. The indirect current control strategy is employed to carry out the delayed correction of grid-side voltage signal for the unit power factor control at grid-side. Based on the traditional CC-CV (Constant Current-Constant Voltage) charging mode, a CC-CV switchover algorithm based on the fuzzy-reasoning control strategy is proposed according to the electrochemical characteristics of the battery. The frequency-domination method is applied to analyze the transfer function of control loop in the CV charging mode and the impact of digital time delay on charging system is considered. In order to improve the overall performance of charging system, the MATLAB/SISO design tool is applied to optimize the zero-point position of loop controller and the loop gain for inner current loop and outer voltage loop. The correctness and feasibility of the proposed strategy are verified by the simulative and experimental results.

Key words: electric vehicles; current-source rectifier; electric batteries; charging; fuzzy control; controller design; indirect current control; transfer functions

(上接第 9 页 continued from page 9)

Impact of electric vehicle charging on power system and relevant countermeasures

GUO Jianlong¹, WEN Fushuan²

(1. School of Electric Power, South China University of Technology, Guangzhou 510640, China; 2. College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

Abstract: The key points and status quo of the researches on coordinated electric vehicle charging are summarized, including charging load description, charging impact simulation and coordinated charging strategy. The charging load description is classified into three types: charging behaviour, probability model and intelligent algorithm. The influencing factors of charging load and the relationships among them are investigated, and it is suggested that, the stochastic method based on probability model is the main modelling approach to analyze the random charging behaviour of massive electric vehicles while the accurate simulation of influencing factor is the direction of model improvement. The impacts of heavy electric vehicle charging load on power system are summarized in three aspects: system reliability, power quality and operating economy. The simulative results of charging impact and the relevant control methods are analyzed, and it is pointed out that, the randomness and distribution of electric vehicle charging should be more considered and more attention should be paid to its transient process. The coordinated charging strategies are classified into three types: optimal charging model, optimal market mechanism and business pattern, and spatial-temporal sequence, all of which are essentially related to the optimization of stochastic system. It is further pointed out that, the relationship between distribution system planning and coordinated electric vehicle charging as well as the pricing theory of battery-swapping should be more deeply studied to provide theoretical basis for the coordinated electric vehicle charging in both time and space dimensions.

Key words: electric power systems; electric vehicles; charging load; charging impact; coordinated charging; models