

基于 RTW 的双向充放电机电时控制技术

王晓雷, 陈锦涛, 杨 李, 梁建勋, 尹太元

(中原工学院 电子信息学院, 郑州 450007)

摘要: 随着智能电网和绿色能源技术的快速发展, 双向充放电机电也越来越受到关注; 文章主要研究双向充放电机电充电过程中电压的稳定性和放电过程中并网电流波形的畸变率; 提出了一种基于 RTW 的 matlab/simulink 控制方法, 在 simulink 环境下搭建仿真模型和控制模型, 然后将达到预期效果的仿真模型所对应的控制模型编译为代码并烧写到 DSP 中; 此种方法在能够保证在恒流源和恒压源两种充电模式中电流和电压的稳定性, 在放电过程中并网谐波电流总畸变率小于 5%, 功率因数基本为 1; 仿真结果和基于 DSP2812 的硬件平台实验都证明了这种方法的有效性。

关键词: 双向充放电机电; RTW; 坐标变换

Bidirectional Charge Discharge Machine Real-time Control Technology Based on RTW

Wang Xiaolei, Chen Jintao, Yang Li, Liang Jianxun, Yin Taiyuan

(Zhongyuan University of Technology school of Electric and Information Engineer, Zhengzhou 450007, China)

Abstract: With the rapid development of smart grid and green energy technologies, bidirectional charge discharge machine is paid more and more attention. This paper mainly studies the voltage stability of bidirectional charge discharge machine in the process of charging and the grid current waveform distortion rate of the discharge process. Put forward a control method based on RTW Matlab/Simulink. Build the Simulink model and control model in the Simulink environment. Then the code will be burned into the DSP processor compiled from control model to the corresponding Simulink model which achieved the desired effect. This method can guarantee the stability of the current and voltage in the two pattern of the constant current source and the constant voltage source. In the process of discharge, the Grid-connected total harmonic current distortion rate less than 5%, the power factor is basic to 1. The simulation results and hardware platform experiment of DSP2812 all proved that this method is effective.

Keywords: bidirectional charge discharge machine; RTW; coordinate transformation

0 引言

随着智能电网和绿色能源技术快速发展, 双向充放电机电技术越来越受到关注, 传统的 DSP 充放电机电系统存在寄存器设置复杂、开发周期长、成本高等特点, 延迟了产品的上市时间。本文提出了一种基于 Matlab/Simulink 实时代码生成工具 RTW 模块的 DSP 数字控制系统, 用以实现双向充放电机电的整流和并网逆变过程。这是一种基于模型化算法的 DSP 开发方式, 可根据仿真模型直接生成目标代码, 仿真验证和实验结果说明了此方法的有效性和优越性^[1]。

1 基于 RTW 的控制系统设计流程

传统基于 DSP 的控制系统设计过程中系统设计的成本以及硬件的性能和实时性会限制对系统物理模型的修改次数, 也就会限制实际系统达到最佳性能。并且传统设计方式是在系统模型搭建完成之后才能进行编程测试, 软件算法都是依赖 C 语言手工编程, 效率低且容易出现错误, 延长了产品的开发时间、增加了研发成本, 这就造成了传统设计方法的弊端。本文提出的基于 RTW 的系统设计流程如图 1 所示。

2 基于 RTW 的电动汽车充放电机电控制算法实现

双向充放电机电的拓扑结构主要有三部分组成: AC/DC 变换,

收稿日期: 2014-10-24; 修回日期: 2014-12-04。

作者简介: 王晓雷(1963-), 男, 河南郑州人, 教授, 博士, 硕士生导师, 主要从事电机电器与电力电子技术方向的研究。

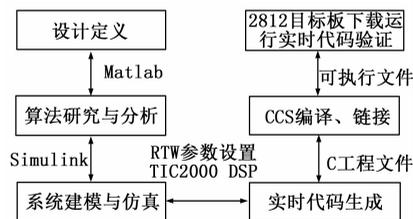


图 1 系统开发流程图

DC/DC 变换, DC/AC 变换。充放电机电控制结构如图 2 所示。

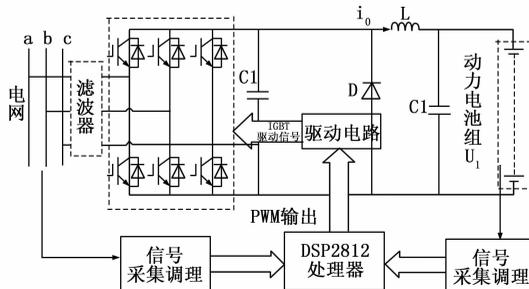


图 2 双向充放电机电拓扑图

图 2 中: a, b, c 为三相交流电, 整流时经过三相整流器变换为直流电供给电池充电。逆变时电池经三相逆变器变换为交流电, 滤波后回馈给电网。C₁ 和 C₂ 为稳压电容, D 为续流二极管, L 为充电侧续流电感。

2.1 充放电电机模型

对于充电过程, 三相 PWM 整流器采用电动机法则控制:

$$\begin{cases} U_d = -R_d i_d - L_d \frac{di_d}{dt} + \omega \Phi_q + U_{ds} \\ U_q = -R_q i_q - L_q \frac{di_q}{dt} + \omega \Phi_d + U_{qs} \end{cases} \quad (1)$$

U_{ds} 和 U_{qs} , R_d 和 R_q , L_d 和 L_q , Φ_d 和 Φ_q , U_d 和 U_q 分别 dq 旋转坐标系下等效电网电压、电阻、电感、逆变侧等效反电动势。

对于放电过程, 三相 PWM 逆变器采用发电机法则控制:

$$\begin{cases} U_d = R_d i_d + L_d \frac{di_d}{dt} + \omega \Phi_q + U_{ds} \\ U_q = R_q i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega \Phi_d + U_{qs} \end{cases} \quad (2)$$

放电过程能量由电池经逆变器流向电网, 参数含义和充电过程相同, 但是放电过程中直流侧电压需大于电网电压, 这样才能将能量回馈给电网。

由充放电过程 (1) 和 (2) 电路方程可以看出, 电路的控制核心为 U_d 和 U_q [2-3]。

2.2 坐标变换和前馈解耦过程

为了将三相交流信号 i_a, i_b, i_c 转换成容易控制的两相直流信号 i_d, i_q 我们需要用到坐标变换理论中的 Clack 和 Park 变换。完成 dq 变换以后, 进行 PID 控制, 结合前馈解耦控制得到 U_d 和 U_q 。由于采用的是 SPWM 控制方式, 所以需要将 U_d 和 U_q 进行反 Park 和反 Clack 变换得到三相交流系统然后输入到 DSP2812 中的 PWM 波模块产生 PWM 波进行整流和逆变的控制。

1) Clack 变换和 Park 变换:

三相系统在静止坐标系的表达式为:

$$\begin{cases} I_a = I \cdot \sin(\omega t) \\ I_b = I \cdot \sin(\omega t + 2\pi/3) \\ I_c = I \cdot \sin(\omega t - 2\pi/3) \end{cases} \quad (3)$$

进行 Clack 变换后的信号为:

$$\begin{cases} I_a = I \cdot \sin(\omega t) \\ I_b = I \cdot \sin(\omega t + \pi/2) \end{cases} \quad (4)$$

由 (3) (4) 两式可得:

$$\begin{cases} I_\alpha = I_a \\ I_\beta = (2I_a + I_b) / \sqrt{3} \end{cases} \quad (5)$$

其矩阵表达式为:

$$\begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{2}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \end{bmatrix} \quad (6)$$

Park 变换的空间矢量表示如图 3 所示。

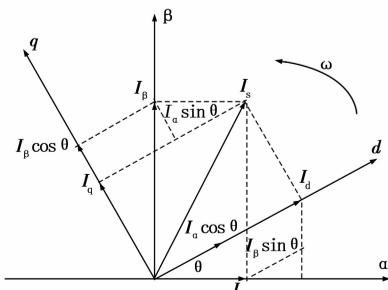


图 3 矢量变换图

由上图可以得出直流量 I_d, I_q 与 I_a, I_β 的关系:

$$\begin{cases} I_d = I_a \cdot \cos(\theta) + I_\beta \cdot \sin(\theta) \\ I_q = -I_a \cdot \sin(\theta) + I_\beta \cdot \cos(\theta) \end{cases} \quad (7)$$

Park 变换的矩阵表达式为:

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_\beta \end{bmatrix} \quad (8)$$

2) 反 Park 变换和反 Clack 变换:

Park 变换和 Clack 变换的作用的实质是将实际过程中采集的电压电流信号变换为我们容易控制的直流量来便于运算, 而反 Park 变换和反 Clack 变换作用的实质是将我们得到的直流量复原为 DSP 内部可以供给 PWM 波模块运算的调制波, 复原后的正弦波已经不是我们在示波表中所看到的正弦信号, 而是 DSP 内部的代码。

反 Park 变换矢量图如图 (3) 所示, 其变换方程如下:

$$\begin{cases} I_d = I_a^* \cdot \cos(\theta) + I_\beta^* \cdot \sin(\theta) \\ I_q = -I_a^* \cdot \sin(\theta) + I_\beta^* \cdot \cos(\theta) \end{cases} \quad (9)$$

矩阵形式如下:

$$\begin{bmatrix} I_a^* \\ I_\beta^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} \quad (10)$$

反 Clack 变换的函数关系如下:

$$\begin{cases} I_a^* = I_a^* \\ I_b^* = -\frac{1}{2} I_a^* + \frac{\sqrt{3}}{2} I_\beta^* \\ I_c^* = -\frac{1}{2} I_a^* - \frac{\sqrt{3}}{2} I_\beta^* \end{cases} \quad (11)$$

矩阵形式如下:

$$\begin{bmatrix} I_a^* \\ I_b^* \\ I_c^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a^* \\ I_\beta^* \end{bmatrix} \quad (12)$$

3) 前馈解耦过程:

虽然在前面已经得到了控制方程 (1) (2), 但是在方程 (1) (2) 中既有交流电压的前馈分量, 还有有功电流和无功电流的相互耦合, 这样增加了控制的难度。为了使控制系统的控制参量单一化, 运用前馈解耦理论对 (2) 进行变换:

$$\begin{cases} U_d = -(K_{P1} + \frac{K_{I1}}{s})(i_d^* - i_d) + \omega L i_q + e_d \\ U_q = -(K_{P1} + \frac{K_{I1}}{s})(i_q^* - i_q) - \omega L i_d + e_q \end{cases} \quad (13)$$

经过前馈解耦后充放电电机三相 PWM 整流器的 dq 轴相互无影响, 是的系统更加便于控制。

2.3 Buck 和 Boost 过程:

对于 Buck 和 Boost 过程我们采用电力电子中常用的直流斩波电路理论。

Buck 过程采用降压斩波电路, 其理论模型表达式为:

$$U_0 = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} E = \frac{t_{on}}{T} E = \alpha E \quad (14)$$

Boost 过程采用升压斩波电路, 其理论模型表达式为:

$$U_0 = \frac{t_{on} + t_{off}}{t_{on}} E = \frac{T}{t_{on}} E = \beta E \quad (15)$$

其中: E 为电源电压, U_o 为输出侧电压, T 为开关周期, t_{on} 为 IGBT 开通时间, t_{off} 为 IGBT 关断时间. α 为降压过程导通占空比, β 为升压过程升压比的倒数, 其中 $\alpha + \beta = 1$ [5].

3 基于 RTW 的充放电机仿真实验

首先对于充电机用单相 Buck 模型对其进行充电. 输入侧为 220 V 的交流电压, 采用电压外环和电流内环的双闭环控制结构对充电电压和电流进行控制. 充电开始阶段以恒流源方式对电池进行充电, 当电压达到预定值时采用恒压源方式对电池进行充电. 单相 Buck 平台中, 交流侧电感为 63 mH、电容为 2 800 μ F, 直流侧电容为 3 000 μ F、等效负载为 100 Ω . 电压环控制参数 $k_p = 0.75$, $k_i = 0.0009$, 电流环控制参数 $k_p = 0.15$, $k_i = 0.0045$, 此时的控制效果达到最好. 当给定为 1 700 点时恒流源充电电流波形如图 4 所示.

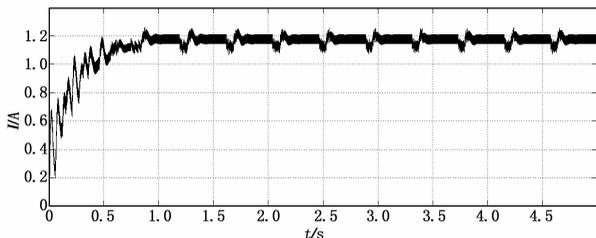


图 4 恒流源充电仿真波形

当电压达到 500 V 时开始以恒压源方式对电池进行充电, 充电电压仿真波形如图 5 所示.

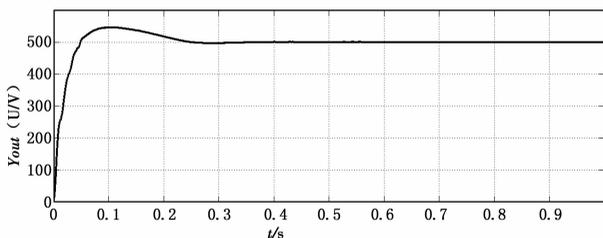


图 5 恒压源充电仿真波形

放电阶段开始时需要将电压升压至 600 V 来供给三相并网逆变器直流侧电压. Boost 过程采用电压外环和电流内环的双闭环控制. 交流侧电感为 60 mH、电容为 2 800 mH. 直流侧电感为 3 000 μ F、等效负载为 800 Ω . 其中电压外环控制参数 $k_p = 0.85$, $k_i = 0.0008$, 电流环控制参数 $k_p = 0.55$, $k_i = 0.0005$, 此时的控制效果达到最好. 当给定为 1 000 点时输出电压波形为如图 6 所示.

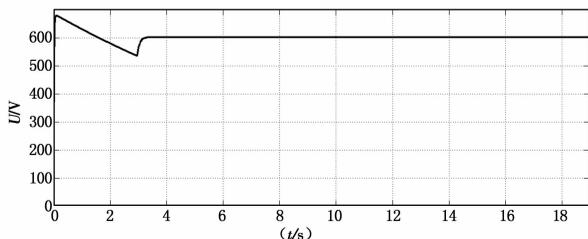


图 6 Boost 电路双闭环电压仿真波形

4 基于 RTW 的硬件平台实验

经过上几步仿真后在基于 RTW 的 DSP2812 硬件平台上进行试验. 所建仿真模型是完全按照硬件平台参数搭建的, 实验中的 PI 参数和仿真中一一对应, 交流侧电容电感, 直流侧电

阻电感都对应硬件电路的实际值. 这就使得硬件平台的 PI 整定工作量大大减小, 提高了系统的研发效率.

用 ccs3.3 软件对 matlab 模块进行编译, 然后通过 SEED-XDSS510PLUS 仿真器将代码烧写进 DSP2812. 硬件实验结果显示如图 7 所示.

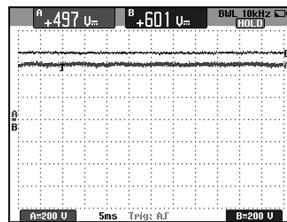


图 7 Boost 电路恒压源模型

图 7 可以看出 Boost 输出电压为 497 V, 逆变前的直流电压 601 V. 直流电压波形较好, 证明了双闭环控制的有效性.

图 8 可以看出双闭环控制效果良好. 电流从电池流向电网, 电网电压方向与回馈电流方向反向, 功率因数 99%, 总谐波失真率小于 THD < 5%. 符合并网条件.

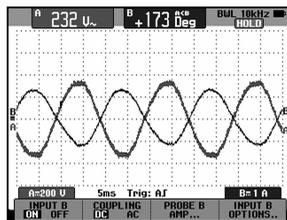


图 8 并网电流电压波形

5 总结

本文研究了基于 RTW 的 V2G 控制技术, 针对电网向电池充电和电池向电网回馈电量两个过程进行研究. 分别用基于 RTW 的 DSP2812 平台对 Buck 过程、Boost 过程进行双闭环控制, 试验效果良好. 充电过程中恒流源充电和恒压源充电的波动都比较小, 并网过程中的电流畸变率较小, 达到并网要求. 这种基于 RTW 的 V2G 控制技术具有效率高、能观性和可控性好的特点, 缩短了开发周期, 具有很好的应用价值.

参考文献:

- [1] 樊晓丹, 孙应飞, 李衍达. 一种基于 RTW 的实时控制系统快速开发方法 [J]. 清华大学学报, 2003, 43 (7): 895-898.
- [2] Middlebrook R D. Small-signal modeling of pulse-width modulated switched-mode power converter [J]. Proceedings of the IEEE, 1988, 76 (4): 34-3
- [3] Mohseni M, Islam S. A Novel Current Controller for Three phase Voltage-source Inverters [A]. IEEE on 35th Annual Conference [C]. 2009; 76-81.
- [4] 张卫丰, 余岳辉. 基于 RTW 的 SVPWM DSP 控制系统 [J]. 电工技术学报, 2007, 22 (3): 102-106
- [5] 王兆安, 黄俊. 电力电子技术 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2007.
- [6] 齐振恒, 孙中杰, 李涛. RTW 嵌入式代码生成机制与代码结构分析 [J]. 计算机测量与控制, 2010, 18 (3): 639-642.
- [7] 王晓雷, 张立功, 高旭东, 等. 基于 RTW 的单相锁相环控制新方法研究 [J]. 计算机测量与控制, 2014, 22 (9): 67-69.
- [8] 李晶, 姜久春. 纯电动汽车充电机模型 [J]. 电机与控制学报, 2013, 4 (17): 64-71.