

电流矢量调制的动力电池组充电系统

刘和平,曾启才,郭强,任发

(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)

摘要: 针对动力电池组三段式充电特性,设计了用于动力电池组充电的三相电流型 PWM 整流器的主电路,采用了电流空间矢量调制的间接电流控制策略和 PI 控制器实现网侧单位功率因数运行和直流侧电流稳定输出。为了避免传统电流矢量调制所需要的坐标轴系变换,给出了在三相静止坐标系下的电流矢量调制算法。在此基础上给出了由 TMS320F2808 芯片控制的电流型 PWM 充电器控制系统。详细介绍了 PI 控制器、三相电压调理电路及二/三值逻辑转换的设计方法。该装置省去了网侧电流检测,能在较宽范围内输出纹波较小的充电电流,动、静态性能良好。计算机仿真与动力电池组充电实验结果表明,所提设计方案是可行的。

关键词: 整流器; 动力电池组; 电流控制; 空间矢量调制; 单位功率因数

中图分类号: TM 46

文献标识码: A

DOI: 10.3969/j.issn.1006-6047.2013.07.014

0 引言

为了延长动力电池组的使用寿命,动力电池组一般采用三段式充电,即先大电流恒流充电,当电池组端电压上升至充电截止电压时,减小充电电流恒压充电,最后小电流浮充^[1],其要求充电器为输出电压及电流均可调的直流电流源。相对于产生大量谐波的二极管或晶闸管相控整流器及具有电压源特性的电压型 PWM 整流器^[2-5],电流型 PWM 整流器(PWM-CSR)具有良好的功率因数和电流源特性。电压型 PWM 整流器从电路拓扑结构的简洁性和系统效率方面优于 PWM-CSR,但其输出电压高于电网电压峰值,若电池组端电压低于电网电压峰值时,还需要一级降压变换器,成本较高,且电压型 PWM 整流器采用大电容滤波,为了减小开机瞬间电容充电对电网的冲击,需要对电容进行预充电。PWM-CSR 的直流侧采用电感滤波,不需要进行预充电,可靠性高,能够根据三段式充电提供不同等级的恒定直流电流,其输出电压可从零开始调节,并且低于电网电压峰值,可在较宽范围内针对不同电压等级的电池组充电。

PWM-CSR 为强非线性耦合系统^[6],直接电流控制的双闭环控制系统的参数设计与整定存在困难,且需要成本较高的高精度电流传感器^[7-8]。针对此种情况,本文采用间接电流控制策略实现网侧单位功率因数。文献[9-10]研究了电压型整流器在 abc 坐标系空间矢量实现方法,PWM-CSR 的三逻辑控制不同于电压型 PWM 整流器的二逻辑控制^[6],该方法不能直接应用于 PWM-CSR,本文针对 PWM-CSR 的三逻辑

控制的特点,对传统电流矢量调制方法进行了改进,并在三相静止坐标系下设计了以 TMS320F2808 为主控芯片的三相 PWM-CSR 充电装置。

1 三相 PWM-CSR 间接电流控制原理

三相 PWM-CSR 接动力电池组的电路如图 1 所示,只考虑三相平衡时,其输入侧的空间矢量满足:

$$\begin{cases} \mathbf{E}_n = R\mathbf{I}_{sn} + j\omega L\mathbf{I}_{sn} + \mathbf{U}_{Cn} \\ \mathbf{I}_{sn} = \mathbf{I}_{Cn} + \mathbf{I}_n = \omega C\mathbf{U}_{Cn} + \mathbf{I}_n \end{cases} \quad (1)$$

其中, n 为 a 、 b 、 c , $\mathbf{I}_{sn}$ 为电网侧 n 相电流矢量; $\mathbf{E}_n$ 为 n 相网侧电压矢量; $\mathbf{U}_{Cn}$ 为 LC 滤波器 n 相电容电压矢量; $\mathbf{I}_n$ 为交流侧 n 相电流矢量; R 为三相电抗器的内阻; C 为交流侧滤波电容; ω 为电网电压的角频率; V_{Dw} 为直流侧电感续流二极管;动力电池模型由电池组内阻 R_{sl} 串联电池组端电压 U_{soc} 近似代替。

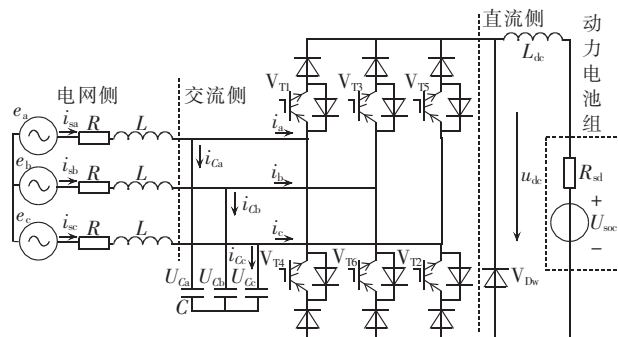


图 1 三相 PWM-CSR 充电电路

Fig.1 Three-phase PWM-CSR charging circuit

以 a 相为例,若无功率因数校正,超前的电容电流使电网电流超前电网电压,导致了 PWM-CSR 具有超前的功率因数^[11]。若图 1 所示的系统运行于单位功率因数,稳态运行时交流侧电流 $\mathbf{I}_a$ 的 $\mathbf{I}_{a1}$ 分量与 LC 滤波器电容电流 $\mathbf{I}_{Ca}$ 的 $\mathbf{I}_{Ca1}$ 分量大小相同且方向相反,其矢量图如图 2 所示,图中 $\mathbf{U}_{La}$ 为 a 相 LC 滤波

收稿日期:2012-06-10;修回日期:2013-04-07

基金项目:中央高校基本科研业务费资助项目(CDJXS11151156)

Project supported by the Fundamental Research Funds for Central Universities(CDJXS11151156)

器电感电压矢量。由图 2 可得：

$$\begin{aligned} |E_a| - |RI_{sa}| &= |U_{Ca}| \cos \theta \\ |I_{Ca}| \sin(90^\circ - \theta) &= |I_a| \sin \gamma \end{aligned} \tag{2}$$

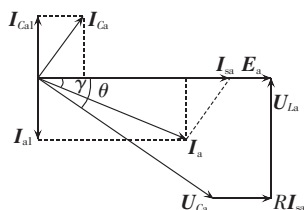


图 2 a 相空间基波矢量图

Fig.2 Fundamental vector diagram of phase a

调制比 m 定义为：

$$m = |I_n| / I_{dc} \quad 0 \leq m < 1 \tag{3}$$

其中， $|I_n|$ 为 n 相交流侧电流基波电流幅值， I_{dc} 为直流侧输出电流。

忽略图 1 中的三相电抗器等效阻抗，并联立式 (1) — (3)，可得^[12]：

$$\gamma = \arcsin \frac{\omega CE_m}{m I_{dc}} \tag{4}$$

其中， E_m 为电网侧 a 相电压峰值。

稳态运行时，若电网侧电压、LC 滤波器参数确定，可由式 (4) 计算交流侧的电流滞后电网电压的角度 γ ，将三相相电压同步信号滞后 γ 即可得到交流侧电流的同步参考信号，再通过空间矢量合成该参考电流矢量，即可实现网侧单位功率因数。设交流侧电流 i_a 、 i_b 、 i_c 为：

$$\begin{cases} i_a = I_m \sin \omega t \\ i_b = I_m \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ i_c = I_m \sin \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) \end{cases} \tag{5}$$

其中， I_m 为 PWM-CSR 交流侧基波电流峰值。

2 电流矢量调制

只考虑式 (5) 中对称基波电流情况，三相 PWM-CSR 交流侧三相电流矢量如式 (6) 所示，6 个非零矢量在 $\alpha\beta$ 坐标系中的分布如图 3 所示。

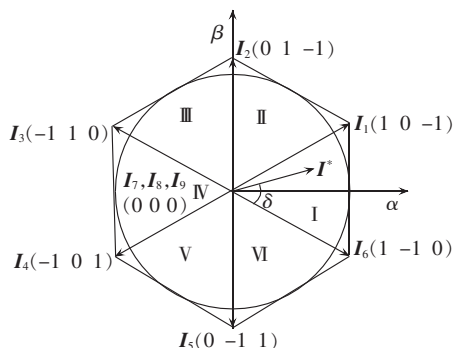


图 3 电流矢量和扇区空间分布图

Fig.3 Spacial distribution of current vector and sector

$$I_k = \begin{cases} \frac{2}{\sqrt{3}} I_{dc} e^{j(k\pi/3 - \pi/6)} & k = 1, 2, \dots, 6 \\ 0 & k = 7, 8, 9 \end{cases} \tag{6}$$

其中， I_{dc} 为充电系统输出电流值。

图 3 中， I_7 、 I_8 、 I_9 为零矢量，其分别对应 a、b 和 c 相上下桥臂直通。零矢量作用时，直流侧电感通过图 1 中的续流二极管 V_{Dw} 续流。图中三值开关函数 σ_n ($n=a, b, c$) 定义^[13]为：

$$\sigma_n = \begin{cases} 1 & \text{上桥臂管导通, 下桥臂管关断} \\ 0 & \text{同一桥臂全导通或全关断} \\ -1 & \text{下桥臂管导通, 上桥臂管关断} \end{cases} \tag{7}$$

2.1 传统的电流矢量调制

传统电流矢量调制^[12-15]需要将参考电流矢量变换到 dq 轴系或者 $\alpha\beta$ 轴系。 dq 轴系变换是利用参考电流矢量 q 轴分量和 d 轴分量的比值确定参考电流矢量所在的扇区，再计算参考电流矢量与图 3 所示的非零矢量的夹角 δ ，通过计算三角函数得到非零矢量的作用时间，该方法的扇区判断需要计算非特殊角的三角函数，计算量较大。文献^[12]利用三相静止坐标系下的参考电流在任意扇区中总有两相电流符号相同、且与另一相电流相反的特点，将电流侧参考电流的值与零进行比较，当大于零时，输出 1，而小于零时，则输出 0，通过式 (8) 计算出相应的值。

$$N = \text{sign}(i_a) + 2 \text{sign}(i_b) + 4 \text{sign}(i_c) \tag{8}$$

非零矢量作用时间的计算则是将参考电流矢量及参与合成的 2 个矢量变换到 $\alpha\beta$ 轴系得到 α 轴分量和 β 轴分量，再利用矢量等效作用原则，计算出非零矢量作用的时间。以 I 扇区为例，将参考矢量 I^* 、 I_1 和 I_6 分解得到 α 分量 β 分量，由式 (9) 计算出 I_6 和 I_1 矢量作用时间 T_1 、 T_2 。

$$\begin{aligned} I_1 T_2 \cos 30^\circ + I_6 T_1 \cos 30^\circ &= I_\alpha T_s \\ I_1 T_2 \sin 30^\circ - I_6 T_1 \sin 30^\circ &= I_\beta T_s \end{aligned} \tag{9}$$

其中， T_s 为一个开关周期。

同理算出参考矢量在其他扇区时，非零矢量的作用时间，如表 1 所示。

表 1 电流 SVPWM 算法

Tab.1 Algorithm of current SVPWM

扇区	N 值	T_1	T_2	扇区	N 值	T_1	T_2
I	1	V	U	IV	6	-U	-V
II	3	-V	W	V	4	-W	V
III	2	U	-W	VI	5	W	-U

表中，U、V 及 W 分别为：

$$\begin{aligned} U &= (I_\alpha + \sqrt{3} I_\beta) T_s / (2 I_{dc}) \\ V &= (I_\alpha - \sqrt{3} I_\beta) T_s / (2 I_{dc}) \\ W &= I_\alpha T_s / I_{dc} \end{aligned} \tag{10}$$

该方法的扇区判断较为简单，但算出 N 值与扇区的实际值不对应，其非零矢量作用时间的计算方

法繁琐,参考矢量在不同的扇区时,需要对非零矢量进行分解,未充分利用其在三相静止坐标系下进行扇区判断的优势,需要坐标系变换,计算量大,对硬件的要求较高。

2.2 改进的电流量制

改进的参考电流矢量扇区判断方法则是依据在三相静止坐标系下参考电流瞬时值的正负进行判断。当参考电流矢量在 I 扇区,有参考电流矢量的值 $i_{ra}>0, i_{rb}\leq 0, i_{rc}\leq 0$ 。若已知 $i_{ra}>0, i_{rb}\leq 0, i_{rc}\leq 0$,则可判断参考电流矢量在 I 扇区,同理可给出参考电流矢量在其他扇区的判断条件。

PWM-CSR 充电系统直流侧采用电感滤波,其输出电流方向不会突变。PWM-CSR 为三逻辑控制,其上桥臂、下桥臂同时只有 1 个开关管导通。以参考矢量在 I 扇区为例,参考电流矢量由 I_1 和 I_6 矢量合成,由图 3 和式(7)可知,矢量 I_1 和 I_6 作用时,a 相上侧开关管导通,即 a 相相电流为 I_{dk} ,b 相和 c 相的下侧交替导通,b 相和 c 相的相电流为 $-I_{dk}$,在 T_s 内根据矢量等效作用原则有:

$$I^* T_s = I_1 T_1 + I_6 T_6 \quad (11)$$

将矢量 $I^* = [i_{ra} \ i_{rb} \ i_{rc}]^T, I_1 = [I_{dk} \ 0 \ -I_{dk}]^T, I_6 = [I_{dk} \ -I_{dk} \ 0]^T$ 代入式(11),可计算出 I_1 和 I_6 矢量作用的时间 T_1, T_6 :

$$T_1 = -i_{rc} T_s / I_{dk}, \quad T_6 = -i_{rb} T_s / I_{dk} \quad (12)$$

从式(12)可以看出,改进的非零电流矢量作用时间计算直观易懂,充分利用了三相电源 Y 形连接时三相相电流之和为零的特点,省去了坐标变换和三角函数计算。同理推算出参考矢量在其他扇区时的非零矢量的作用时间,改进的扇区判断方法及非零矢量作用时间计算如表 2 所示。

表 2 改进的电流 SVPWM 算法

Tab.2 Improved algorithm of current SVPWM

扇区	i_{ra}	i_{rb}	i_{rc}	开通模式和导通时间
I	>0	≤ 0	≤ 0	$I_6 \times (-B) + I_1 \times (-C)$
II	≤ 0	>0	≤ 0	$I_1 \times A + I_2 \times B$
III	≤ 0	>0	≤ 0	$I_2 \times (-C) + I_3 \times (-A)$
IV	≤ 0	>0	>0	$I_3 \times B + I_4 \times C$
V	>0	≤ 0	>0	$I_4 \times (-A) + I_5 \times (-B)$
VI	>0	≤ 0	>0	$I_5 \times C + I_6 \times A$

表中,A、B 和 C 分别为:

$$\begin{cases} A = i_{ra} T_s / I_{dk} \\ B = i_{rb} T_s / I_{dk} \\ C = i_{rc} T_s / I_{dk} \end{cases} \quad (13)$$

在 T_s 内的剩余时间则由相应的零矢量补充,为了减小零矢量作用时开关管的切换次数,当参考矢量在 I、IV 扇区时,由零矢量 I_7 补充;当参考矢量在 III、VI 扇区时,则由零矢量 I_8 补充;参考矢量在 II、V 扇区时,由零矢量 I_9 补充。零矢量作用时,直流侧

滤波电感由图 1 所示的二极管 V_{Dw} 续流。

3 控制系统及电路设计

3.1 控制系统设计

动力电池组充电系统的主要控制目标:一是调节直流侧电流使其跟踪参考电流并保持恒定;二是通过间接地控制电网侧电流获得单位功率因数并尽量减小谐波。根据前文分析,设计了如图 4 所示充电系统,控制系统采用 TI 公司的 TMS320F2808 型号的 DSP 实现。对于图 4 所示的系统,PI 控制器的输出为调制比 m ,由式(3)知,调制比 m 控制交流侧电流的峰值,三相同步相电压滞后角度 γ ,乘以调制比 m ,作为电流矢量调制的参考矢量,通过表 2 判断参考矢量所在扇区并计算非零矢量的作用时间。

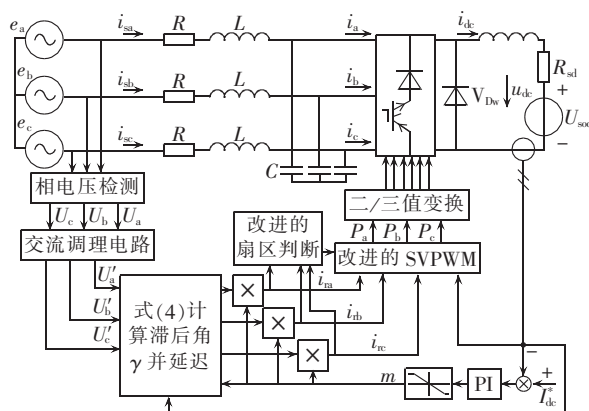


图 4 基于改进 SVPWM 的充电系统

Fig.4 Charging system based on improved SVPWM algorithm

参考文献[6]可知:

$$u_{dk} = \frac{3}{2} m E_m \cos \gamma \quad (14)$$

当 PWM 开关频率远高于 PWM-CSR 电网基波频率时,忽略 PWM-CSR 交流侧电流中的谐波分量,控制系统传递函数结构如图 5 所示。

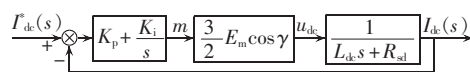


图 5 忽略扰动时 CSR 的闭环结构

Fig.5 Close-loop structure of CSR when disturbance is ignored

忽略滞后角度 γ ,图 5 中的二阶闭环传递函数为:

$$\Phi(s) = \frac{3E_m(K_p s + K_i)}{2L_{dk}s^2 + (2R_{sdl} + 3E_m K_p)s + 3E_m K_i} \quad (15)$$

输出电流环为典型一型系统,取 $\xi=0.707$ 来兼顾系统的稳定性和快速性[16],上升时间取半个工频周期,允许误差取 2%,则有:

$$t_s = 4 / (\xi \omega_n) = T / 2 \quad (16)$$

其中, T 为工频周期。

联立式(15)、(16)可计算出 PI 参数:

$$\begin{cases} K_p = (32L_{dc} - 2R_{s1}T) / (3TE_m) \\ K_i = 256L_{dc} / (3T^2E_m) \end{cases} \quad (17)$$

3.2 交流调理电路及二、三逻辑转换

在实际电路设计过程中,图 4 所示的充电系统采用的 DSP 只能识别大于零的信号,需要对三相相电压同步信号进行调理,a 相电压调理电路^[17-18]如图 6 所示。

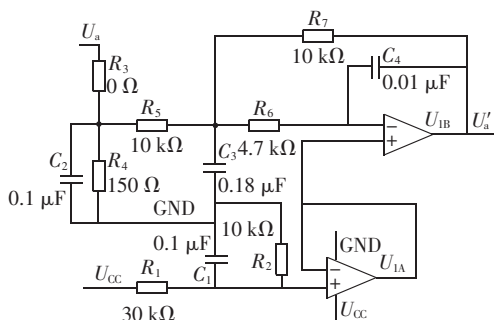


图 6 a 相相电压调理电路

Fig.6 Voltage conditioning circuit of phase a

当 a 相输入为零时,调理电路的输出电压为:

$$U'_a = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \left(1 + \frac{R_7}{R_5} \right) U_{CC} - \frac{R_7}{R_5} = \frac{1}{2} U_{CC} - U_a \quad (18)$$

即将 a 相相电压的零电平提升至电源电压的一半。为了恢复调理前的信号,DSP 采集信号值相应地减去电源电压的一半,同时调理电路的输出 U'_a 和输入 U_a 的相位相反,在 DSP 内部需要作反相处理。b 相、c 相相电压与 a 相相同。

DSP 根据表 2 计算出非零矢量的作用时间,由输出端口给出的是两电平信号,即对同一桥臂,不存在在同一桥臂 2 个开关管全导通的情况,用二值开关函数 P 描述为:

$$P_n = \begin{cases} 1 & \text{上桥臂管导通,下桥臂管关断} \\ -1 & \text{下桥臂管导通,上桥臂管关断} \end{cases} \quad (19)$$

PWM-CSR 为三逻辑控制,开关函数如式(7)所示,分析式(7)和式(19)可以得出二、三逻辑之间的关系如式(20)所示。DSP 生成的二逻辑信号经式(20)转换,可得到三逻辑驱动信号。

$$\begin{bmatrix} \sigma_a \\ \sigma_b \\ \sigma_c \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_a \\ P_b \\ P_c \end{bmatrix} \quad (20)$$

4 系统仿真及实验

为了验证文中所提的设计方案,在 Saber 中搭建了图 4 所示的系统,仿真参数为:三相线电压为 38 V/50 Hz,滤波电容 $C=10 \mu\text{F}$,电感 $L=0.1 \text{ mH}$,等效电阻 $R=20 \text{ m}\Omega$,直流滤波电感 $L_{dc}=4 \text{ mH}$,电池组端电压为 22 V,内阻为 30 $\text{m}\Omega$,开关频率为 10 kHz。PI 参数 $K_p=0.1, K_i=0.6$ 。为了减小开关管的导通和关

断损耗,在开关管的两侧并联了一个 $2 \mu\text{F}$ 的吸收电容。为了考察系统的启动性能及输出电流的跟踪性能,在 0.1 s 时参考电流从 50 A 下降并于 0.12 s 下降至 30 A,a 相输入电压、电流及输出电流波形如图 7 所示。从图 7 中可以看出,系统启动半个工频周期后,电压与电流同相位,实现单位功率因数,动态响应良好,输出电流能迅速跟踪参考电流的变化,并维持稳定,输入端亦能跟踪网侧电压。

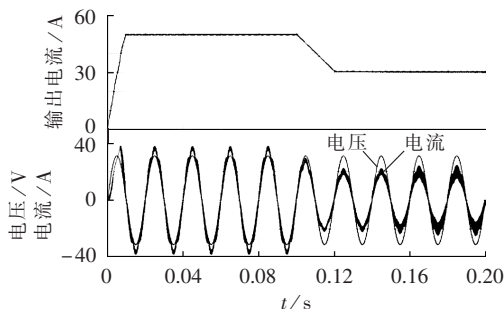


图 7 a 相电压、电流和直流输出电流仿真波形

Fig.7 Simulative waveforms of phase-a voltage, phase-a current and DC output current

采用三菱的 PM800HSA060 智能功率模块和 RM300HA-24F 功率二极管搭建了一台 1.5 kV·A 的三相电流型 PWM 充电样机,并对 7 节 200 A·h 的磷酸铁锂电池组进行充电。参数与仿真参数一致,样机采用 380 V/38 V 自耦变压器供电。图 8 为 50 A 电流充电时的 a 相电压、电流及输出波形。从图中可以看出,a 相电流波形与 a 相电压同相位,且输出电流的纹波较小。图 9 为开机瞬间 a 相电压、电流及输出电流波形。从图 9 中可以看出,a 相输入电流在半个

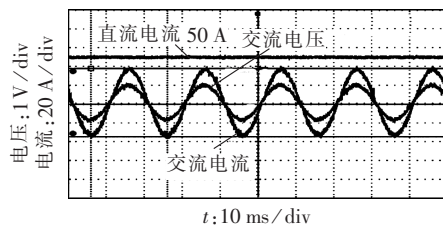


图 8 50 A 电流充电时 a 相电压、电流和直流输出电流实验波形

Fig.8 Experimental waveforms of phase-a voltage, phase-a current and DC output current with 50 A charging current

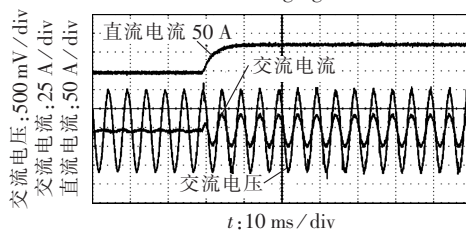


图 9 开机瞬间 a 相电压、电流和直流输出电流实验波形

Fig.9 Experimental waveforms of phase-a voltage, phase-a current and DC output current at startup moment

工频周期内跟踪电网电压波形,实现单位功率因数;但输出电流的上升时间为 20 ms,与仿真波形存在一定的偏差,主要原因是 Saber 仿真采用理想器件仿真,而实际做实验时,直流侧滤波电感较大,输出电流的响应速度受到一定的限制。

5 结论

本文采用间接电流控制策略实现了 PWM-CSR 充电系统单位功率因数运行,改进了需要坐标系变换的传统电流矢量调制算法,同时设计了以 TMS320F2808 型号的 DSP 为主控芯片的控制系统。由仿真和实验结果来看,充电系统运行于网侧单位功率因数,有效地抑制了输入电流谐波,网侧电流和直流侧输出电流跟随性能好,具有一定的工程意义。

参考文献:

- [1] 徐顺刚,王金平,许建平. 一种延长电动汽车蓄电池寿命的均衡充电控制策略[J]. 中国电机工程学报,2012,32(3):43-48.
XU Shungang,WANG Jinping,XU Jianping. An equalizing charge control strategy to extend battery cycle life for electric vehicles [J]. Proceedings of the CSEE,2012,32(3):43-48.
- [2] 贾俊川,李卫国. 三相电压型 PWM 整流器控制特性[J]. 电力自动化设备,2010,30(4):63-65.
JIA Junchuan,LI Weiguo. Control characteristic of three-phase voltage-source PWM rectifier [J]. Electric Power Automation Equipment,2010,30(4):63-65.
- [3] 任先文,王坤,余志飞. 基于 DSP 的三相电压型整流器[J]. 电力自动化设备,2010,30(3):116-120.
REN Xianwen,WANG Kun,YU Zhifei. DSP-based three-phase voltage source rectifier[J]. Electric Power Automation Equipment,2010,30(3):116-120.
- [4] 唐欣,李雄杰. 基于前馈控制的有源电力滤波器研制[J]. 电力自动化设备,2012,32(6):41-44.
TANG Xin,LI Xiongjie. Active power filter based on feed-forward control[J]. Electric Power Automation Equipment,2012,32(6):41-44.
- [5] 王日文,曹文思. 有源电力滤波器 LCR 型输出滤波器参数优化设计[J]. 电力自动化设备,2012,32(6):70-75.
WANG Riwen,CAO Wensi. Parameter optimization design of LCR filter for active power filter[J]. Electric Power Automation Equipment,2012,32(6):70-75.
- [6] 张兴,张崇巍. PWM 整流及其控制[M]. 北京:机械工业出版社,2003:48-60.
- [7] 李玉玲,鲍建宇,张仲超. 间接电流控制可调功率因数电流型 PWM 变流器[J]. 中国电机工程学报,2007,27(1):49-53.
LI Yuling,BAO Jianyu,ZHANG Zhongchao. Indirect current control adjustable power factor current PWM converter [J]. Proceedings of the CSEE,2007,27(1):49-53.
- [8] 吴奎华,李玉玲,林平,等. 基于间接电流控制的电流型 PWM 整流器[J]. 电力系统及其自动化学报,2008,20(3):62-65.
WU Kuihua,LI Yuling,LIN Ping,et al. Current source PWM rectifier based on indirect current control[J]. Proceedings of the CSU-EPSA,2008,20(3):62-65.
- [9] 邱银锋,梁志珊. *abc* 坐标系下空间矢量调制 PWM 实现研究[J]. 电力系统保护与控制,2011,39(13):36-40.
QIU Yinfeng,LIANG Zhishan. Research on implementation of the space vector PWM in *abc* coordinates [J]. Power System Protection and Control,2011,39(13):36-40.
- [10] 周卫平,吴正国,唐劲松,等. SVPWM 的等效算法及 SVPWM 与 SPWM 的本质联系[J]. 中国电机工程学报,2006,26(2):133-137.
ZHOU Weiping,WU Zhengguo,TANG Jinsong,et al. A novel algorithm of SVPWM and the study on the essential relationship between SVPWM and SPWM [J]. Proceedings of the CSEE,2006,26(2):133-137.
- [11] 谈龙成,李耀华,刘丛伟,等. 三相电流型 PWM 整流器的功率因数控制方法[J]. 电工技术学报,2010,25(2):86-93.
TAN Longcheng,LI Yaohua,LIU Congwei,et al. Power factor control method of three phase current source PWM rectifier [J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2010,25(2):86-93.
- [12] LI Yabin,LI Heming,PENG Yonglong. A unity power factor three-phase buck type SVPWM rectifier based on direct phase control scheme [C]//IPEMC 2006. Shanghai,China:[s.n.],2006:458-453.
- [13] 肖森,彭咏龙,李亚斌. 基于改进空间矢量脉宽调制的三相电流型 PWM 整流器研究[J]. 电气应用,2006,25(6):52-55.
XIAO Miao,PENG Yonglong,LI Yabin. Research for three-phase current-source PWM rectifier based on improved space-vector pulse-width modulation [J]. Electrotechnical Application,2006,25(6):52-55.
- [14] 彭咏龙,张晶,王宇,等. 三相电流型 PWM 整流器的 SVPWM 调制方法的研究[J]. 华北电力大学学报,2009,36(2):28-32.
PENG Yonglong,ZHANG Jing,WANG Yu,et al. Research of space vector modulation methods for three phase current source rectifier [J]. Journal of North China Electric Power University,2009,36(2):28-32.
- [15] 张丽霞,颜湘武,康伟,等. 基于空间矢量的动力蓄电池组测试系统变流技术[J]. 电工技术学报,2010,25(9):121-128.
ZHANG Lixia,YAN Xiangwu,KANG Wei,et al. Converting technology based on the current mode SVPWM on the power accumulator battery testing [J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2010,25(9):121-128.
- [16] 陈伯时. 电力拖动自动控制系统——运动控制系统[M]. 3 版. 北京:机械工业出版社,2006:56-65.
- [17] 华成英,童诗白. 模拟电子技术基础[M]. 4 版. 北京:高等教育出版社,2006:358-368.
- [18] 刘和平. 数字信号控制器原理及应用——基于 TMS320F2808 [M]. 北京:北京航空航天大学出版社,2011:196-226.

作者简介:

刘和平(1957-),男,重庆人,教授,博士研究生导师,博士,主要研究方向为电动汽车、汽车电子及交流调速等;
曾启才(1986-),男,四川泸州人,硕士研究生,研究方向为电力电子、汽车电子(E-mail:caicai818@cqu.edu.cn)。
(下转第 91 页 continued on page 91)

trial Technology. Gippsland, Australia; [s.n.], 2009: 1-7.

[14] ROJAS C A, RODRIGUEZ J, VILLARROEL F, et al. Predictive torque and flux control without weighting factors[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(2): 681-690.

[15] VARGAS R, CORTES P, AMMANN U, et al. Model predictive control of a three-phase neutral-point-clamped inverter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(5): 2697-2705.

[16] 沈坤, 章兢, 王坚, 等. 三相逆变器并联系统的无互连线预测控制[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(6): 46-53.

SHEN Kun, ZHANG Jing, WANG Jian, et al. Wireless predictive control of parallel three-phase inverter systems[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(6): 46-53.

作者简介:
沈 坤(1984-), 男, 湖南浏阳人, 博士研究生, 研究方向为变流器系统预测控制算法 (E-mail: shenkun84@163.com);
章 兢(1957-), 男, 湖南湘潭人, 教授, 博士研究生导师, 博士, 研究方向为复杂系统工业控制。

Model predictive control scheme with modeling error compensation for three-phase inverter

SHEN Kun, ZHANG Jing

(College of Electrical and Information Engineering, Hunan University, Changsha 410082, China)

Abstract: Because the traditional FCS-MPC(Finite Control Set Model Predictive Control) scheme for three-phase inverter neglects the influence of modeling errors on system control, the selected optimal control action may not be optimal. An FCS-MPCMEC(Finite Control Set Model Predictive Control with Modeling Error Compensation) scheme is proposed, which realizes the online compensation of predictive model by modifying its output for current moment according to its modeling error of last moment. The control performance of three-phase inverter is compared between FCS-MPC and FCS-MPCMEC schemes for different operating conditions: without load, with resistive-inductive load, with nonlinear load, and load switching-on. The experimental results demonstrate that, the control performance of FCS-MPCMEC scheme is better than that of traditional FCS-MPC scheme under all operating conditions.

Key words: model predictive control; electric inverters; compensation; models; error analysis

(上接第 85 页 continued from page 85)

Power battery charging system based on current SVPWM

LIU Heping, ZENG Qicai, GUO Qiang, REN Fa

(State Key Laboratory of Power Transmission Equipment & System Security and New Technology, Chongqing University, Chongqing 400044, China)

Abstract: The main circuit of three-phase current-source PWM rectifier is designed for the charging of power battery according to its three-stage charging pattern. Indirect current control strategy based on current SVPWM(Space Vector Pulse Width Modulation) and PI controller are adopted to achieve the unity power factor at grid side and the stable current output at DC side. The algorithm of SVPWM in three-phase stationary frame is applied to avoid the coordinate transform of traditional current space vector modulation, based on which, the TMS320F2808-based control system of current source PWM charger is designed. The design of PI controller, three-phase voltage conditioning circuit and two/three logic transform is introduced in detail. Without the detection of grid current, the charging set has excellent steady-state and dynamic performance, providing the charging current with low ripple in wider range. Results of computer simulations and experiments demonstrate the feasibility of the introduced design.

Key words: electric rectifiers; power battery; electric current control; SVPWM; unity power factor