

电动汽车充电桩系统的总体设计与仿真

1.1 充电桩控制系统总体控制策略方案研究

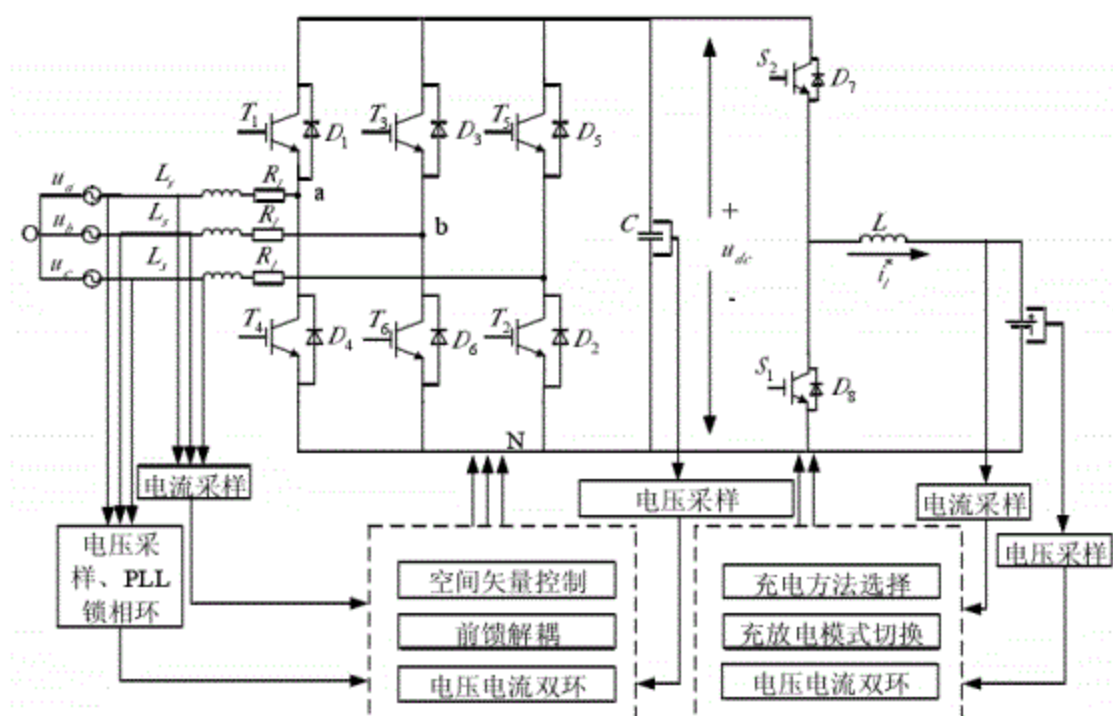


图 5-1 充电桩总体方案控制结构图

1.1.1 几种充电模式比较

普通充电模式与快速充电模式是目前智能充电装置常用的两种电池充电方式。普通充电模式又可细分几种不同的充电方式，主要包括分级恒流充电、低压

恒压浮充电、梯度恒压充电等几种基本方式。

普通恒流充电方式的优化发展形成了分级恒流充电方式。分级恒流充电方式具体充电特性如下:充电初期采用较大的电流充电,随着充电时间的增加,充电电压增加,到达一定值,这时改用较小的充电电流继续充电,当充电电压达到更高值时,继续减小充电电流。分级恒流充电方式的优点是:充电效果较好,充电时间较短,充电效率较高,有利于延长电池的使用寿命。但是,这种充电方式对充电机系统的要求较高。

低压恒压浮充方式工作方式 of 充电电源一直维持稳压限流,在充电至终止电压前,电池一直处于浮充状态,从而慢慢的补足失去的能量。低压恒压浮充方式的优点是实现方便、原理简单,缺点是长时间以这种充电

方式充电会加速电池自
放电，造成电池组损坏。

梯度恒压充电具有恒流充电和恒压充电的优点，梯度
恒压充电的充电电压是
根据电流衰减情况逐步改变，充电电流呈阶梯状上升。充
电早期电池电压呈直线
上升，充电中期充电电流接近指数衰减;充电后期当充电电
流小于设定值时终止
充电。

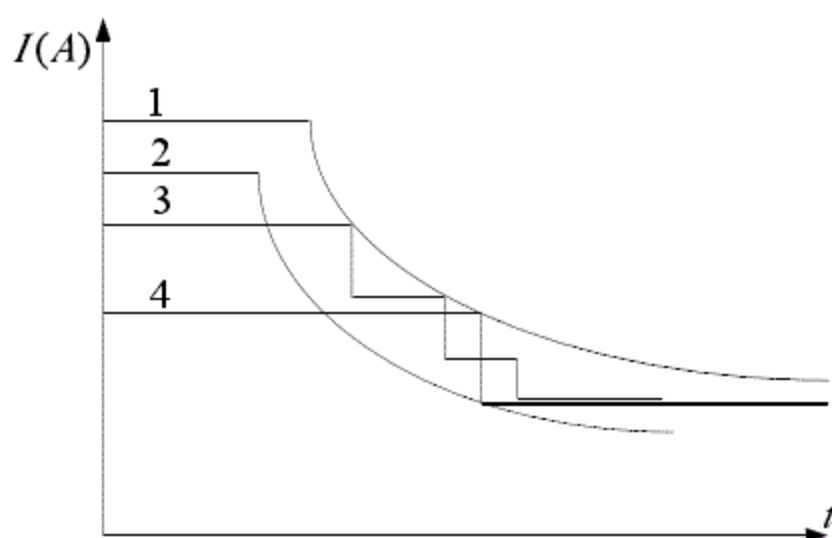


图 5-2 四种充电特性曲线

四种典型的充电特性曲线如图 5-2 所示，其中，1 为蓄

电池最大可接受充电

电流曲线，2 为连续递减式充电电流曲线，3 为多级恒流式充电电流曲线，4 为小电流慢速充电电流曲线。电池在充电初中期能够接受较大充电电流，快速充电法利用了电池这一特性。如图 5-2 所示，理论上电池充电时间采用曲线 1 时最短，但是在实际操作中，电池组的电池容量、使用时间长短、周围环境温度等特性的不同，完全按照曲线 1 充电是不可能的，往往根据经验采用 2 号曲线，这时充电电流比最大可接受电流略小，可延长电池的寿命，保证电池的安全使用。2 号曲线充电的缺点是：曲线特性参数设定困难，在用户实际操作中很少采用这种模式。

1.1.2 充放电控制策略

电池的充放电控制策略要充分考虑到电池的状态和功率需求以及其他影响电池寿命的因素。本文对电池的充放电控制策略如图 5-3 所示

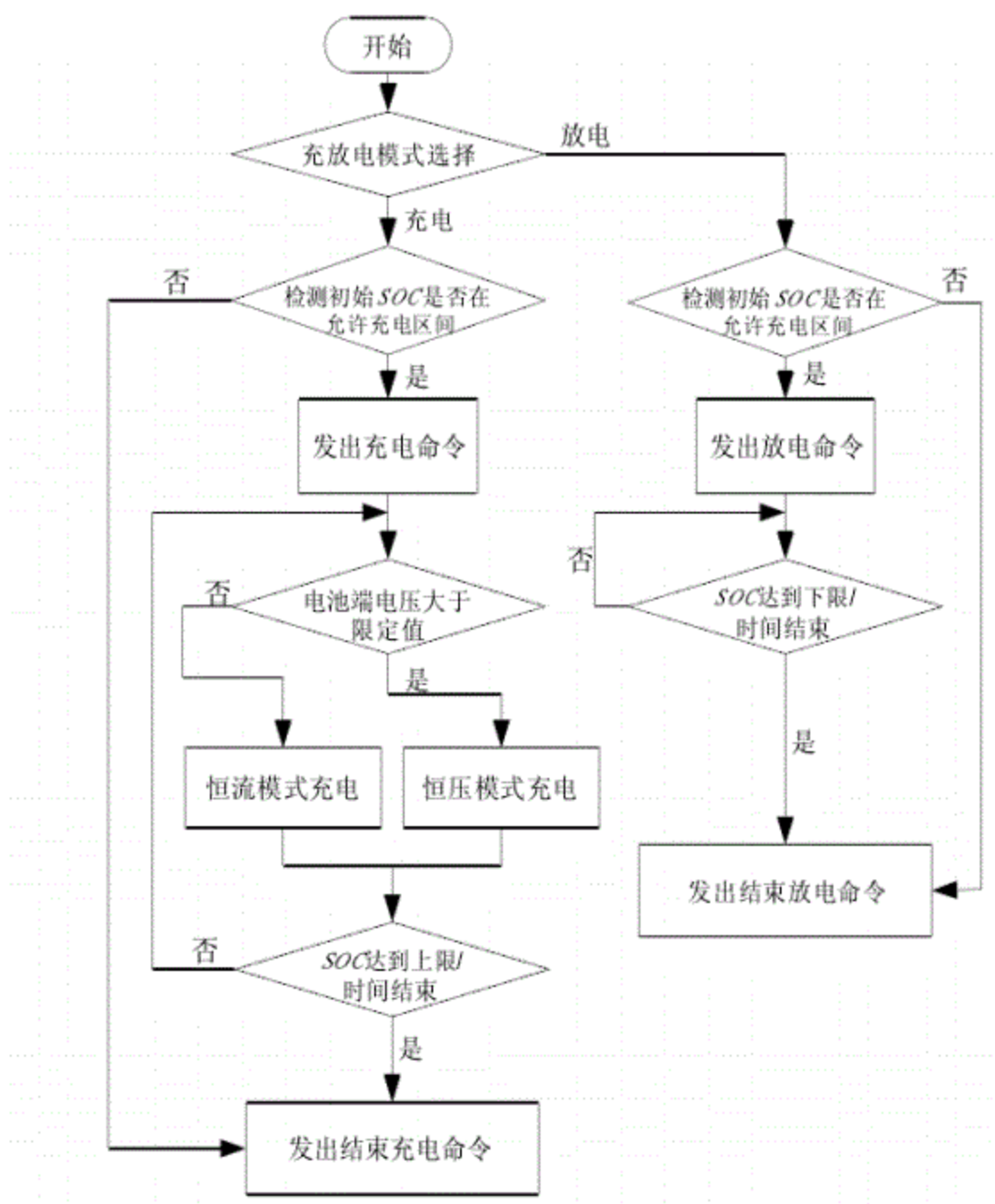


图 5-3 电池充放电控制策略

首先选择充放电模式，然后检测电池 SOC 值，判断其是否可以进行充放电。

如若在充放电允许区间内，则发出充放电指令。充电时，

当电池端电压小于限定值时，进行恒流充电;当电池端电压大于限定值时，进行恒压充电，当电池充满时，结束充电过程。放电时，可选择恒流放电或恒功率放电，当电池 SOC 小于下限时，结束电池放电。

(1) 充电阶段的控制

在本文设计中，采用先恒流后恒压的阶段式充电模式。

(2) 恒流充电

电池所能承受的充电电流最大值是由电池容量决定的。恒流充电时，保持充电电流不变。在考虑电池充电速度和电池使用寿命两个因数情况下，一般选择 $1/3C$ 恒流充电，其中 C 表示电池额定容量。当电池电压升高到限定值，或者电池温度较高时，应该立即终止恒流充电。

(3) 恒压充电

恒流充电完成后开始恒压充电，恒压充电时应当保持电池端电压恒定。电池的充电电流、电压、温度等是需要时刻监控的数据。当出现以下情况时应停止恒压充电：电池温度过高、电池电压超过最高允许值或充电电流减小到最小值。

如图 5-4 所示，电池的整个充电过程如下：0 至 t_1 时刻，充电机对电池进行恒流充电，这时电池电压升高，当电池电压达到限定值时，充电机对电池进入恒压充电，恒压充电阶段，电池的充电电流是逐步减小的。到 t_2 时刻，充电电流减到很小，电池基本充满，停止充电过程。

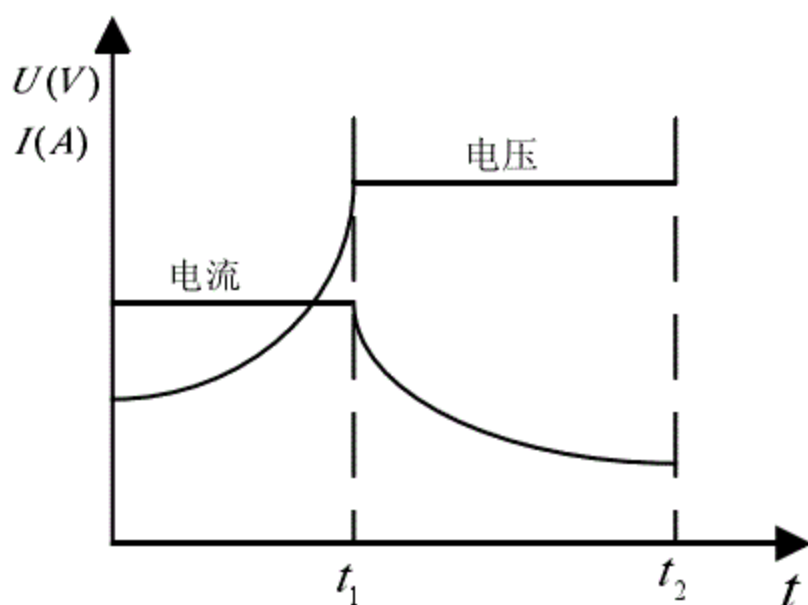


图 5-4 电池恒压恒流充电曲线

(4) 放电时的控制

电池的放电方法选取恒流或是恒功率放电。电池进入放电模式时，为保证直流母线侧电压的稳定，以及输出功率的稳定，可选择恒流输出的方式。在具有电能量双向流动功能的电动汽车充电桩中，当电网处于用电高峰期时，电池恒功率放电可以有效的起到消峰的作用，或者在电网故障时保证用户的重要设备不断电。

1.2 充放电系统主电路参数选取

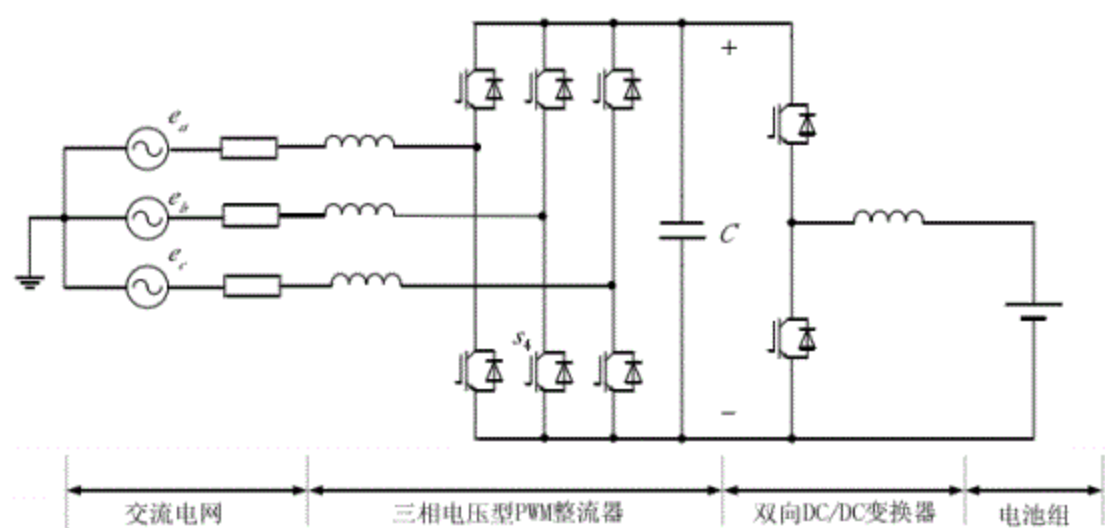


图 5-5 充电机主电路

换电站充放电机电主电路如图 5-5 所示。当充放电电机收到 CPU 的充电指令后，

三相电压型 PWM 变流器先进行整流操作，将额定电压为 380V 的三相交流电整流成额定电压为 600V 的直流电，然后经过双向 DC/DC 变换器，把额定电压 600V 的直流电降压到 500V 的额定直流充电电压，对电池组进行充电；当充放电电机收

到 CPU 的放电指令后，电池开始释放能量，双向 DC/DC 变换器将电池电压升压到母线电压，然后通过三相电压型 PWM

变流器将直流母线电压逆变成 380V 三相交流电并网。充电机的额定输出功率为 21 kW，最大输出功率为 24kW。

1.2.1 IGBT 的选取

从本系统的主电路拓扑结构中可知，IGBT 两端电压最大值 $V_{igbtmax} = V_{dc} - 600V$ ，考虑到裕量，可以选择耐压值为 1200V 的 IGBT 模块。额定电流的有效值 $I_p = 60A$ ，考虑到裕量和系统的散热，选取 Eupec 公司的 DB_FF400R12KE3 型号的 IGBT 模块，耐压值为 1200V，最大工作电流为 400A。

1.2.2 整流器交流侧电感的选取

交流侧滤波电感的取值在电压型 PWM 整流器设计中十分关键。它不仅对电流内环控制的动态响应和静态响应都有较大的影响，并且还能制约 PWM 变流器的直流侧电压、输出功率以及功率因数。交流侧滤波电感的作用

用主要包括：

(1) 在电网电动势和 PWM 整流桥桥臂侧交流电压之间起到隔离作用。通过控制 PWM 整流桥桥臂侧交流电压的幅值和相位，可以使 PWM 整流器在四象限运行。

(2) 通过电感 L 能够滤除交流侧的谐波电流，使得 PWM 整流器输入为接近标准的正弦波电流。

(3) 电感 L 的存在使得 PWM 整流器具有阻尼特性，对控制系统的稳定运行有益。

(4) 电感 L 选取合适的值时，可以使系统达到电流的纹波指标。

交流侧电感 L 的取值，应同时满足下面两个约束条件：

(1) 电感上的压降不宜过大，一般情况下设定为电源额定电压的 30%；则：

$$\omega L I_n \leq 0.3 E_n \quad (5-1)$$

若三相 PWM 整流器输出功率因数角是，额定输出功率是 PL 时：

$$I_n = \frac{P_L}{3E_n \cos \varphi} \quad (5-2)$$

结合式(5-11)和式(5-3)可得：

$$L \leq \frac{0.9 E_n^2 \cos \varphi}{\omega P_L} \quad (5-3)$$

其中，本处交流额定相电压 $E_n = 220V$ ，额定功率 $P_L = 21kW$ ，功率因数角 $\varphi=0$ 。

由式(5-3)计算可求得电感 L 的上限值。

(2) 尽可能控制交流侧电流总畸变率 THD 的大小，一般情况下要求低于 5%。

通过分析输入电流的谐波，其最大幅值应满足式(5-4)。

$$|I_{ahm}|_{\max} = \frac{2K_h U_{dc}}{3\pi^2 f_s L} \left[1 - \cos\left(\frac{\sqrt{3}m\pi}{4}\right) \right] \quad (5-4)$$

而由 THD 的定义，

$$(THD)_{\max} = \frac{|I_{ahm}|_{\max}}{\sqrt{2}I_n} \leq 5\% \quad (5-5)$$

综合式(5-4)和式(5-5)，可得：

$$L \geq \frac{\sqrt{2}K_h U_{dc}}{3\pi^2 f_s I_n 5\%} \left[1 - \cos\left(\frac{\sqrt{3}m\pi}{4}\right) \right] \quad (5-6)$$

其中额定直流电压 $U_{dc}=700\text{V}$ ，开关频率 $f_s = 5000\text{Hz}$ ，交流额定相电流为 I_n 。由式(5-6)计算可得电感 L 的下限值。

综上所述，交流侧电感 L 取值应满足 $0.85\text{mH} < L < 6.6\text{mH}$ ，故可取 $L=1\text{mH}$ 。

1.2.3 整流器直流侧电容的选取

直流侧支撑电容能够稳定直流侧电压并抑制谐波的产生，还能在交直流侧能量交换过程中起缓冲作用。

为符合电压的纹波指标要求，电容 C_d 取值应满足：

$$C_d \geq \frac{2\sqrt{2}I_m}{\pi^2 f_c r_u U_d} \quad (5-7)$$

为符合电压的瞬态脉动指标要求，电容 C_d 取值应满足：

$$C_d \leq \frac{3L_{mf}^2}{2\Delta U_{d\max} U_d} \quad (5-8)$$

其中 r_n 表示电压纹波系数, 设 $r_n=0.01$, $\Delta U_{d\max}$ 表示电压瞬态脉动的最大值, 设 $\Delta U_{d\max}=20V$ 。

根据设计要求, 计算可得 $1.4mF < C_d < 10.2mF$, 本设计中支撑电容取值 $C_d=7mF$ 。

1.2.4 DC/DC 储能电感的选取

当电感电流临界连续时, 可根据式 (5-9) 计算求得:

$$L_{sc} = \frac{V_{Bus}^2 T_s}{2P_0} D_{1\min} (1 - D_{1\min})^2 \quad (5-9)$$

其中: L_{sc} 为所求电感值; V_{bs} 为 PWM 整流器的直流母线电压, 本设计取值 $600V$; IGBT 的开关频率为 $20kHz$, T_s 为开关周期; P_0 为 PWM 整流器向电网输送的有功功率的最大值, 本设计取值为 $24kW$ 。 $D_{1\min}$ 为双向 DC/DC 变流器工作在

BOOST 模式时开关管 Sc2 的最小占空比;Vscmax 为电池组最大的充电电压, 本设计取值为 500V 。

$$T_s = \frac{1}{20 \times 10^3} = 50 \mu s \quad (5-10)$$

$$D_{1\min} = 1 - \frac{V_{sc\max}}{V_{Bus}} = 1 - \frac{400}{700} = 0.43 \quad (5-11)$$

因此:

$$L_{sc} = \frac{700^2 \times 50 \times 10^{-6} \times 0.43 \times (1 - 0.43)^2}{2 \times 24000} = 71.31 \mu H \quad (5-12)$$

1.2.5 电池的选取

本文选取了 5 组 100V 的磷酸铁锂电池串联组成电池组, 每组电池容量为 60Ah, 电池可充放电次数为 2000 次, 电池组具有充放电、通讯及控制接口, 可通过对 DC/DC 的占空比的调节, 来控制蓄电池充放电的电流和电压。

1.3 三相电压型 PWM 整流器控制系统设计

双闭环的设计

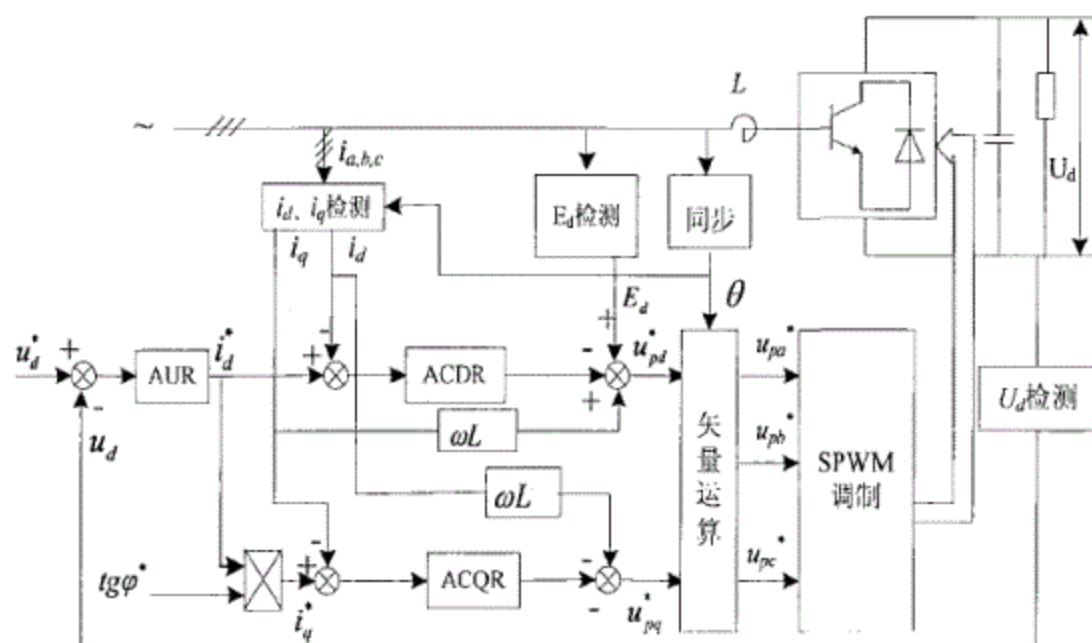


图 5-7 双闭环结构图

三相 VSR 控制系统的设计，多采用双闭环控制(电流内环和电压外环)。电流内环是让实际输入的电流值，能快速的跟随电流给定值，对电流无功给定值的调节，可改变系统的功率因数。电压外环是根据实测的电压值和直流电压给定值的比较，决定三相 VSR 的输出有功功率的方向及大小，具

有很好的抗扰性能。

如图 5-7, AUR 为电压调制器, ACDR 和 ACQR 为电流调制器。将直流电压检测值和电压给定值相比较, 送入 AUD, 输出电流有功分量给定值 i_d^* , 经角度变换成电流无功分量 i_q^* , 再将它们分别与网侧检测到的实际电流值 i_d 和 i_q 相比较, 分别送入 ACDR 和 ACQR, 经电网电势的前馈补偿和电流耦合补偿后, 获得调制电压的有功分量 U_{pd}^* 和无功分量 U_{pq}^* , 再经反旋转变换得到调制电压 $U_{pa}^*, U_{pb}^*, U_{pc}^*$, 最后将它们送入矢量 SPWM 调制模块进行调制, 生成 6 路 PWM 脉冲信号, 用于系统运行。

1.3.1 电流内环设计

电流内环是对电压调节器和总输出量进行限幅, 确保三相 VSR 启动时, 工作在恒流状态, 使直流电压迅速升高。电流内环要求具有快速跟随性能, 可用典型 I 型系统来设计, 又因 i_d 和 i_q 有对称性, 故以 i_d 为例, 分析 ACR 的参数设置。

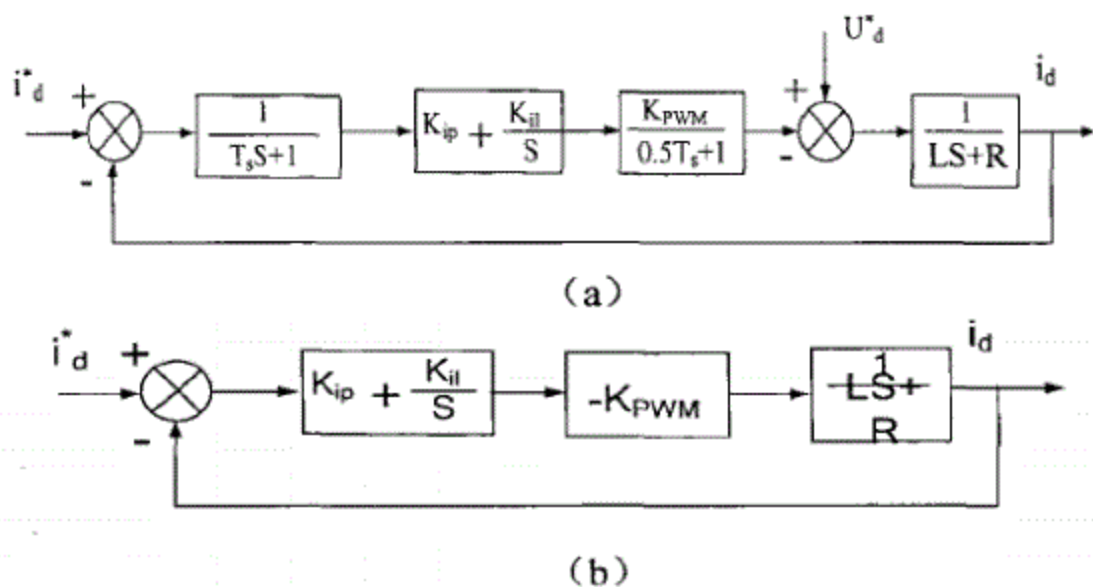


图 5-8 电流内环图

如图 5-8(a)，因电流采样的延时性，相当于延时环节 $1/(T_s S + 1)$ (T_s 为采样周期)，PWM 控制相当于小惯性环节，惯性常数取 $0.5T_s$ ，将电感等效为一阶惯性环节 $1/(L S + R)$ 。

将电势 U_d^* 当作定值，暂不考虑，三相 VSR 的开关频率较高，故可忽视 T_s 和 $0.5T_s$ ，得简化图 5-8(b)。

电流内环控制系统的闭环传函 $G_i(S)$ 为：

$$G_i(S) = \frac{i_d(S)}{i_d^*(S)} = \frac{K_{ip} K_{PWM}}{L} \frac{S + K_{ip} / K_{il}}{S^2 + \frac{R + K_{ip} K_{PWM}}{L} S + \frac{K_{il} K_{PWM}}{L}} \quad (5-13)$$

13) max.book118.com
预览与源文档一致, 下载高清无水印

式中: K_{pwm} ，一整流器工作时的等效增益; K_{ip} , K_{if} 一为 ACR 的比例和积分系数。

式(5-13)按控制理论知识, 可算出阻尼比 ζ 和自然震荡频率 ω_n 值为:

$$\begin{cases} \zeta = \frac{(R + K_{ip} K_{PWM})L}{2\sqrt{\frac{K_{ip} K_{PWM}}{L}}} \\ \omega_n = \sqrt{\frac{K_{ip} K_{PWM}}{L}} \end{cases} \quad (5-14)$$

据式(5-14), 取 $\zeta = 0.707$, $\omega_n < 2\pi f_s/20$, 可得 ACR 的调节系数为:

$$\begin{cases} K_{ip} = \frac{2\zeta\omega_n L - R}{K_{PWM}} \\ K_{il} = \frac{\omega_n^2 L}{K_{PWM}} \end{cases} \quad (5-15)$$

1.3.2 电压外环设计

电压外环主要是稳定 VSR 的直流侧电压 U_d ，使其高于电源线电压峰值，

具有良好的抗扰性能，可用典型 II 型系统来设计。三相 VSR 的开关频率够高时，

直流侧电流可表达为：

$$i_{dc} \approx 0.75mI_m \cos\theta \quad (5-16)$$

式中： θ 一开关函数基波初始相位值； m —调制比 ($m < 1$)。

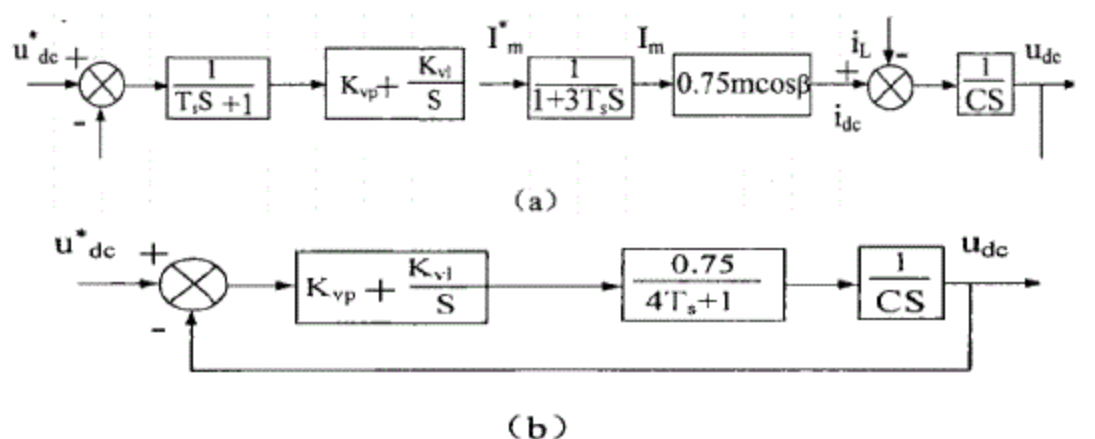


图 5-9 电压外环图

如图 5-9(a)，电压延时写成 $1/(Ts+1)$ 电压外环写成 $1/(3TsS+1)$ 。

暂不考虑 i_L 扰动，用零极点形式表示 AUR 得：

$$K_{vp} + \frac{K_{vl}}{S} = K_{vp} \frac{\tau_v S + 1}{\tau_v S} \quad (5-16)$$

$0.75MIm \cos \theta$ ($m < 1$) 为时变量，用其最大比例增益 0.75 替代，合并 Ts 项，得简化图 5-9(b)。

系统开环传函 $G_v(S)$ 为：

$$G_v(S) = \frac{0.75 K_{vp} (\tau_v S + 1)}{C \tau_v S^2 (4T_s S + 1)} \quad (5-17)$$

主要考虑其抗扰性，按 II 型设计系统的 AUR 得：

$$\frac{0.75 K_{vp}}{C \tau_v} = \frac{h_v + 1}{32 h_v^2 T_s^2} \quad (5-18)$$

其中，系统电压外环的中频宽度为 $h_v = \tau_v / 4T_s$ ，通常取 $h_v = 5$ 得：

$$\tau_v = 20T_s$$

联立式(5-17)和式(5-18)得 AUR 参数:

$$\begin{cases} K_{vp} = C / 5T_s \\ K_{vl} = K_{vp} / 20T_s \end{cases} \quad (5-19)$$

1.4 双向 DC/DC 控制系统设计

1.4.1 控制系统的动态结构图

本研究课题的充放电装置，在充放电过程中，要求充放电电流恒定不变，所

以要采用电流闭环控制，动态结构如图(a)。

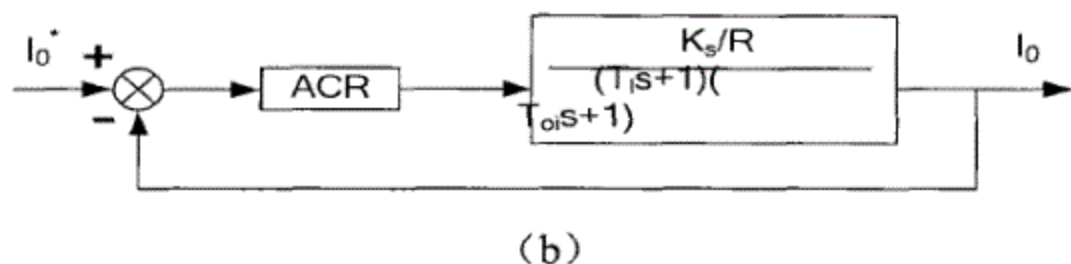
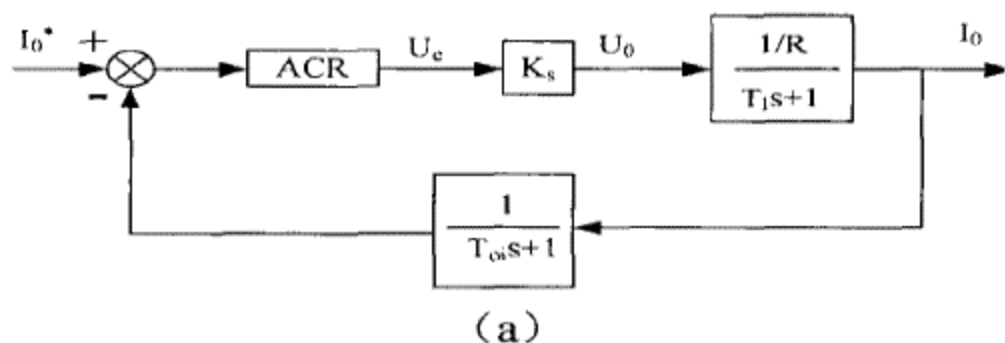


图 5-10 动态结构图

图中: T_{oi} —电流滤波的时间常数; K_s —控制系统的开环增益。

2. 电流调节器 ACR 的设计

将图 38(a) 转化为简化图 38(b)。

1) ACR 结构选择

电流闭环是使系统具有电流跟随性和抑制超调。按 I 型系统设计, 传函为:

$$W_{ACR}(S) = K_i \frac{\tau_i S + 1}{\tau_i S} \quad (5-$$

20)

式中: K_i —ACR 的比例系数; τ_i —ACR 超前时间常数。

令 $K_i = \frac{K_i K_s}{\tau_i R}$, 得图

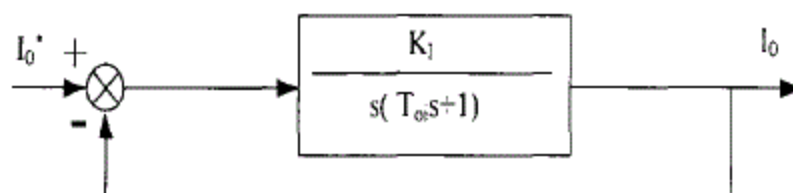


图 (5-11) 校正成典型 I 系统的电流闭环结构图

2) ACR 的参数选择

令系统开环增益 $K_s=4$, $\tau_i=T_l=0.03s$, 锂电池组内阻 $R=0.5\Omega$, 电流超调

$\leq 5\%$, 查表得: $K_i T_{oi}=0.5$, 又 $T_{oi}=0.002$, 得:

$$K_i=0.5/T_{oi}=0.5/0.002=250$$

(5-21)

又由 $K_i = \frac{K_i K_s}{\tau_i R}$, 得电流闭环的调节比例系数为:

$$K_i = K_i \frac{\tau_i R}{K_s} = 250 \times \frac{0.03 \times 0.5}{4} = 0.9375 \quad (5-22)$$

1.5 充放电系统建模与仿真

根据纯电动汽车的工况, 要求锂电池组能进行可逆充放电, 在 matlab 中建立充放电电机电路仿真模型如图 5-12 所示, 仿真图中各个参数采用计算结果的参数, 具体如下: PWM 交流侧交流电感为 2.5 mH , 直流电容为 8.0mF 。PWM 整流器开关频率为 7KHz , DC/DC 变换器开关频率为 12kHz ,

DC/DC 储能电感为 3.0mH。电压外环的 PI 调节器参数设定 $K_p = 0.5$, $K_i = 50$ ，电流内环的 PI 调节器参数设定 $K_p = 1.5$, $K_i = 60$ 。电池用一个额定电压 500V、额定容量 120AH 的锂电池组。交流电网用 380V 三相对称交流电源进行等效。PWM 整流器采用电压空间矢量控制算法，如图 5-13 所示；充放电控制采用先恒流再恒压充放电方法，如图 5-14 所示。

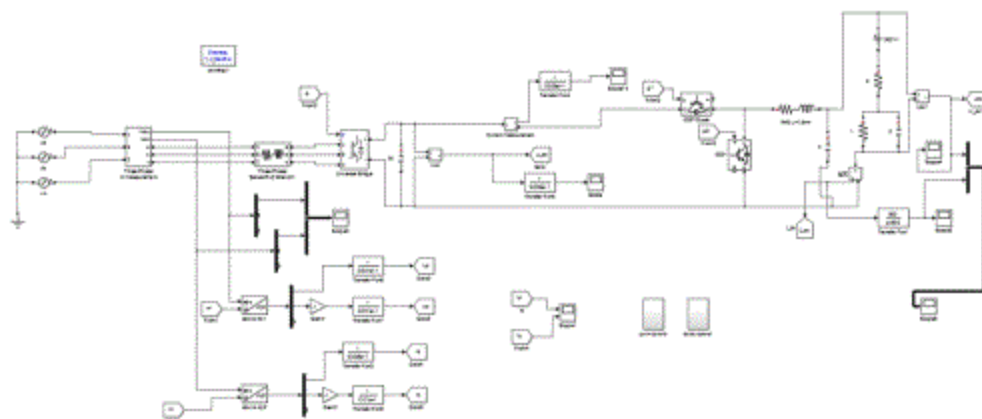


图 5-12 充电桩充放电系统仿真模型

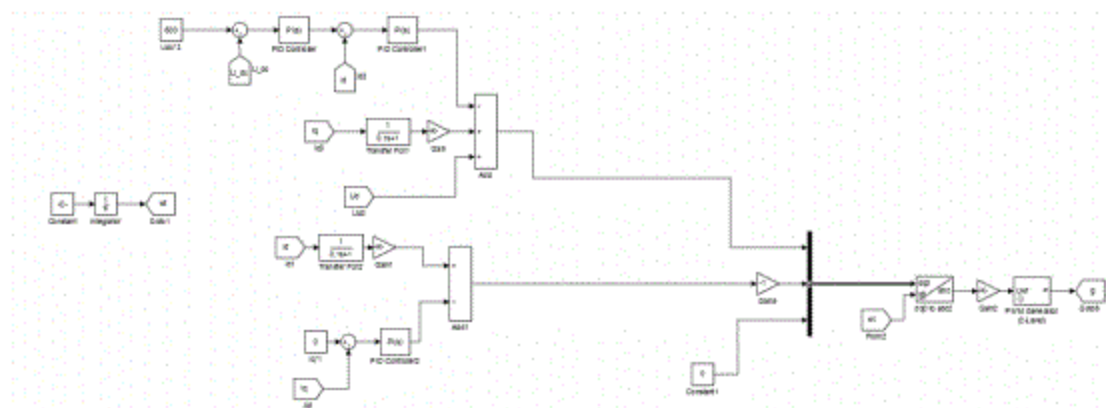


图 5-13 电压空间矢量控制模型

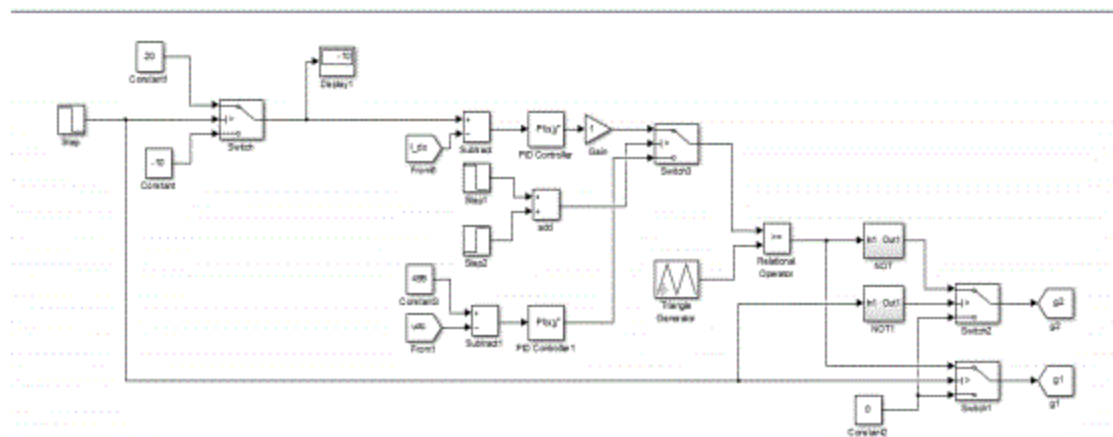
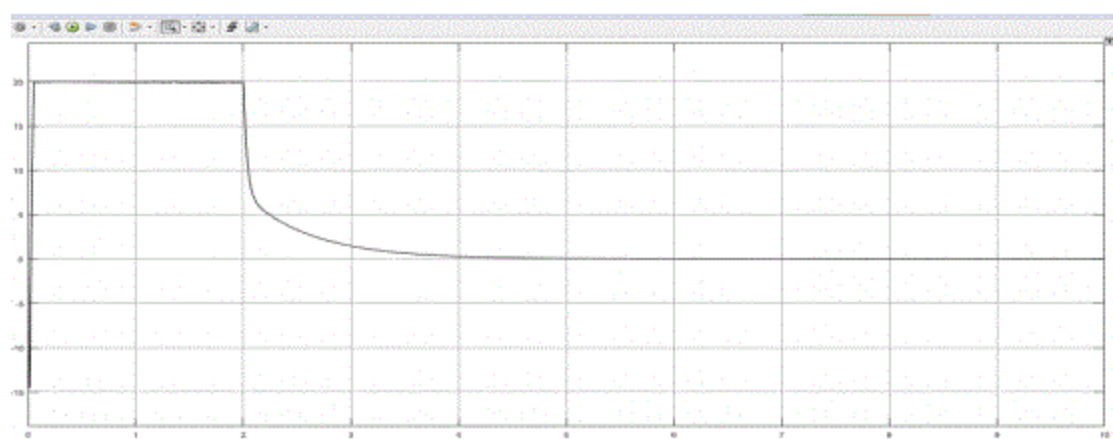


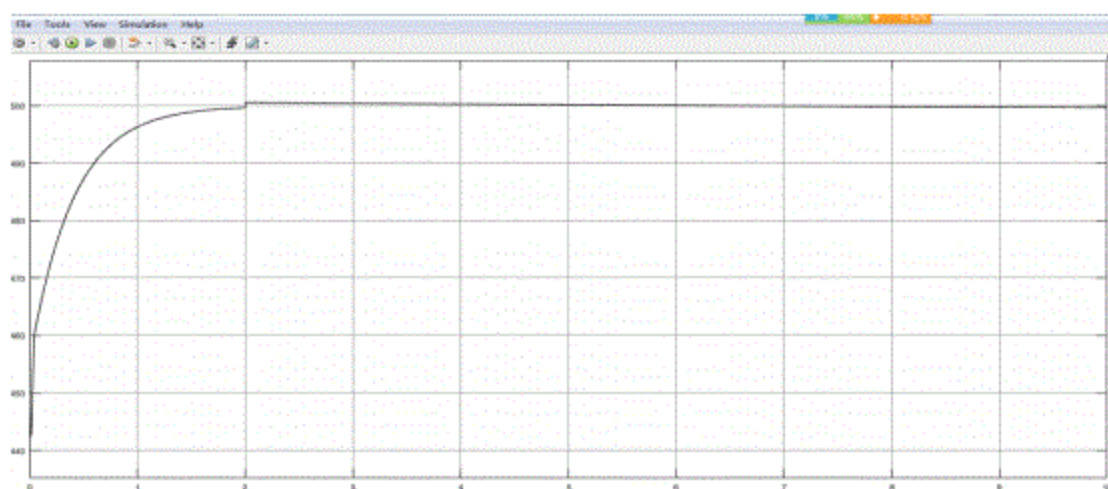
图 5-14 充电桩充放电控制模型

1.1.1 充电桩充电状态仿真结果分析

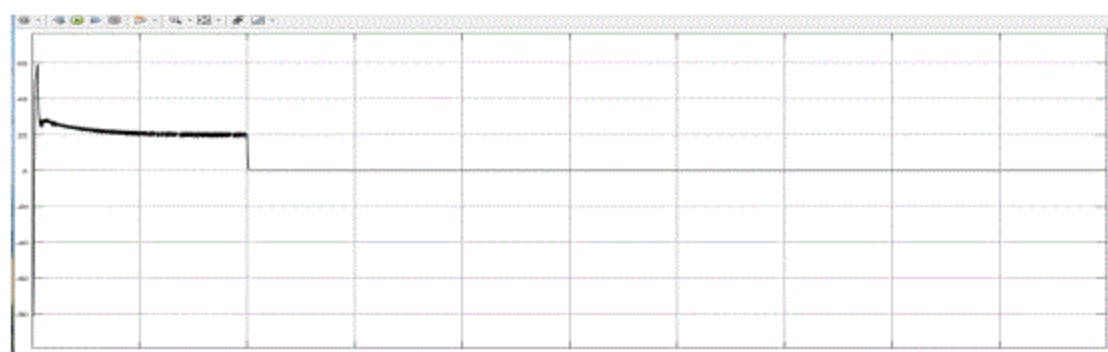
条件给定：整流时直流给定电压 600V，恒流充电电流 20A，恒压充电电压 500V，系统充电运行时仿真波形图如下：



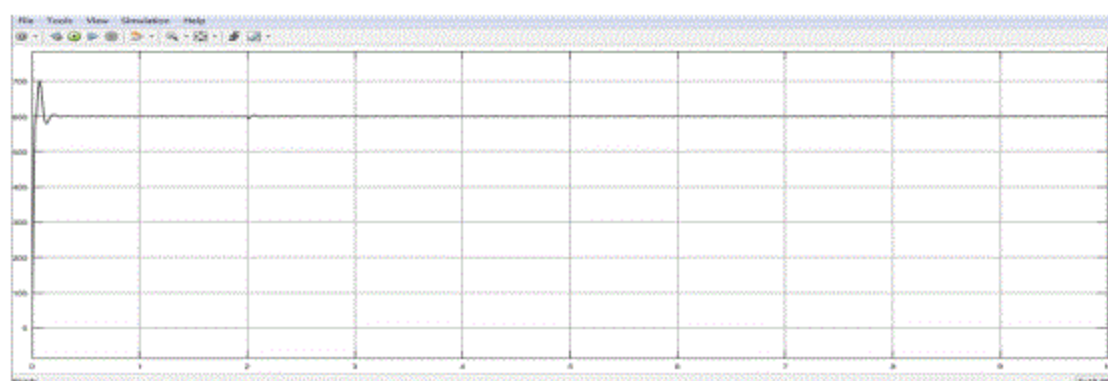
(a) 电池电流变化曲线



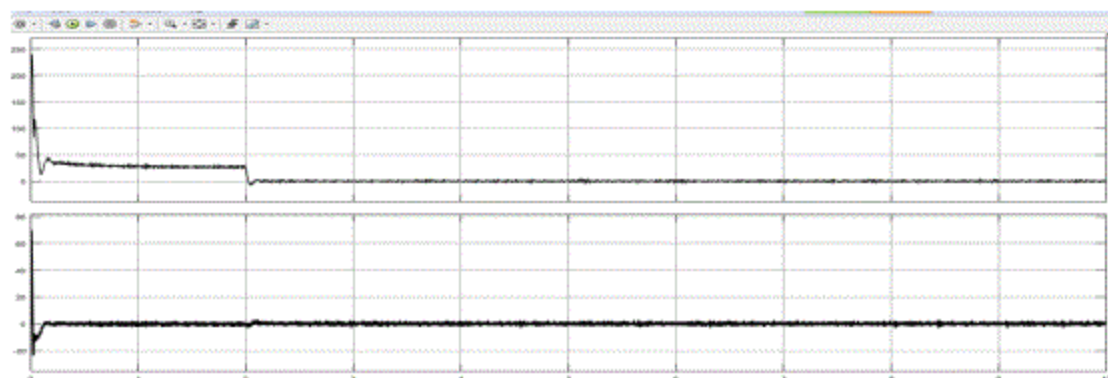
(b) 电池电压变化曲线



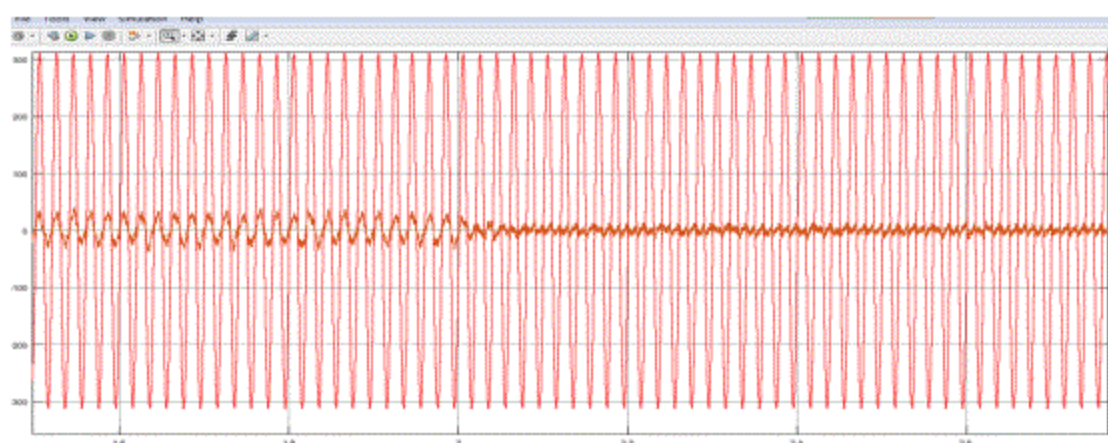
(c) PWM 整流器直流侧电流曲线



(d) PWM 整流器直流侧电压曲线



(e) PWM 整流器交流侧有功无功电流曲线



(f) PWM 整流器交流侧电压电流曲线

图 5-15 系统充电运行仿真波形图

实验结果分析：

由图 5-15 (a) 可以看出：充电桩对电池进行先恒流再恒压的充电过程。恒流充电时充电电流稳定在 20A, 在 2s 过后系统转为恒压充电，可以看出随着时间的增长，此时充电电流在逐渐减小，这符合锂电池恒压充电的规律。

由图 5-15 (b) 可以看出, 系统对电池恒流充电时随时间增长电池电压逐渐升高, 到 0.2s 时电池电压逐渐接近额定电压, 再转为恒定电压对电池充电, 以减少大电流对电池的影响, 恒压充电时充电电压始终稳定在 500V, 此时的充电电流在逐渐减小, 如图 5-15 (a), 当系统运行到 6s 时, 充电电流减少为零, 此时充电过程结束, 电池容量已经充满。

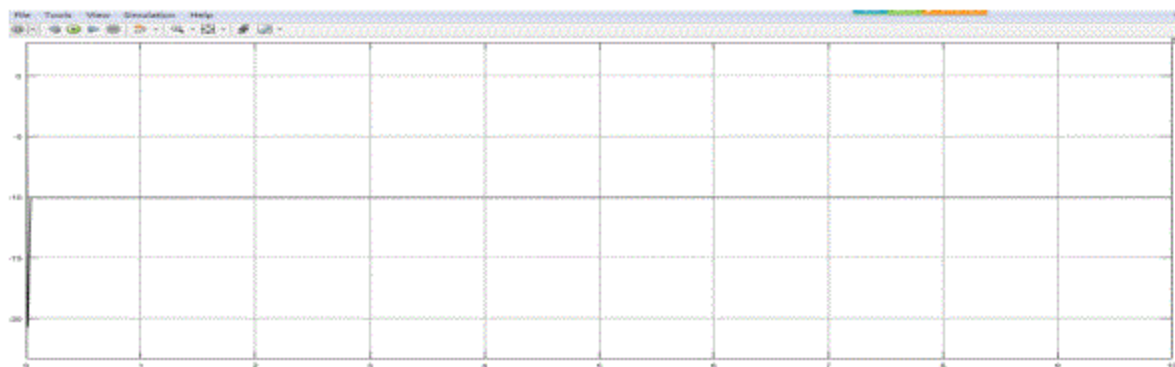
由图 5-15 (d) 可以看出, 系统带负载启动, 经很小超调后, 直流电压很快稳定在 600V, 稳态误差小。

由图 5-15 (e)-(f) 可以看出, 系统经短暂调整, 交流测电流有功分量保持为正值, 实现了能量的正向传输, 充电结束后, 有功分量保持为零, 交流测电流有功分量始终保持为零, 实现了交流测电压电流单位功率因数控制, 如图 5-15 (f) 中交流电压电流同相位, 满足设计要求。

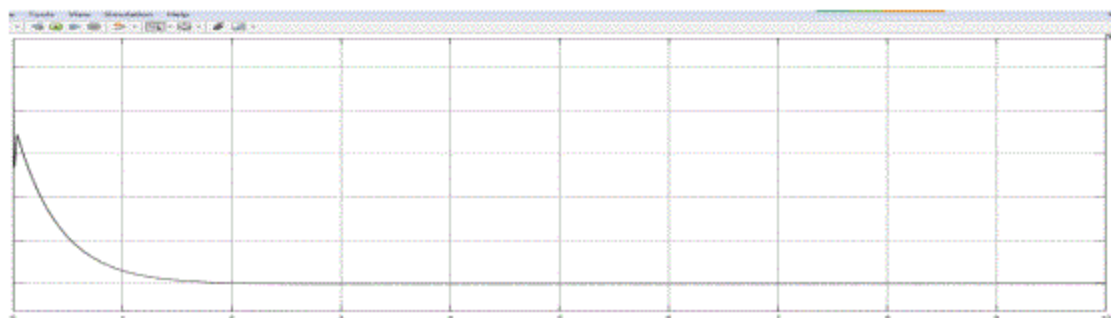
上述分析体现了本文仿真模型和控制策略的正确性。

1.1.2 充电桩放电状态仿真结果分析

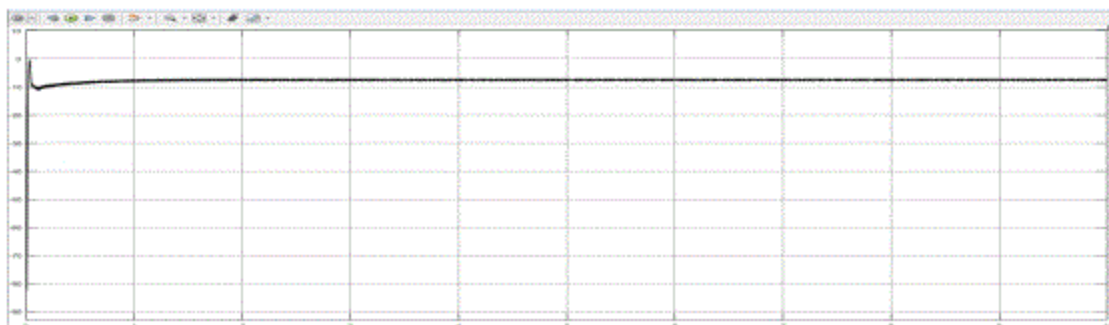
为了保证直流母线侧电压的稳定，以及输出功率的稳定，选择了确保直流母线电压稳定，恒流输出的方式。PWM 采空间电压矢量控制方法控制直流母线电压为 600。DC/DC 采用 Boost 控制方式，控制电池 10A 恒电流放电。系统放电状态仿真结果如图下。



(a) 电池电流变化曲线



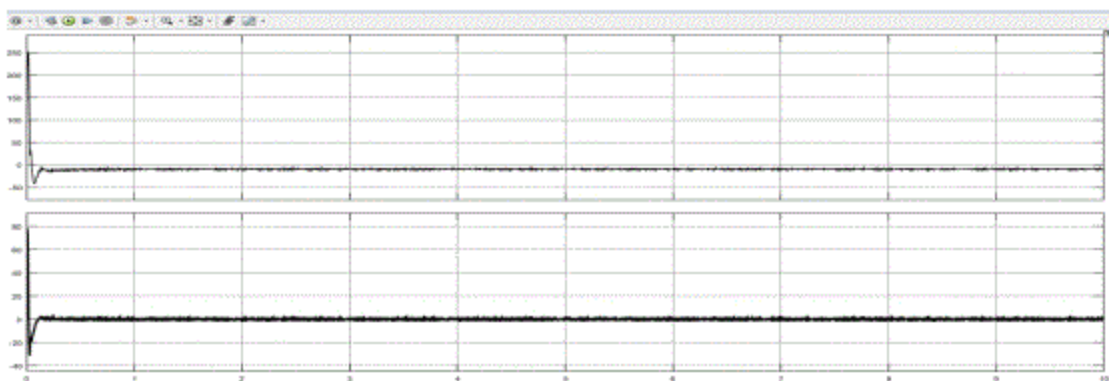
(b) 电池电压变化曲线



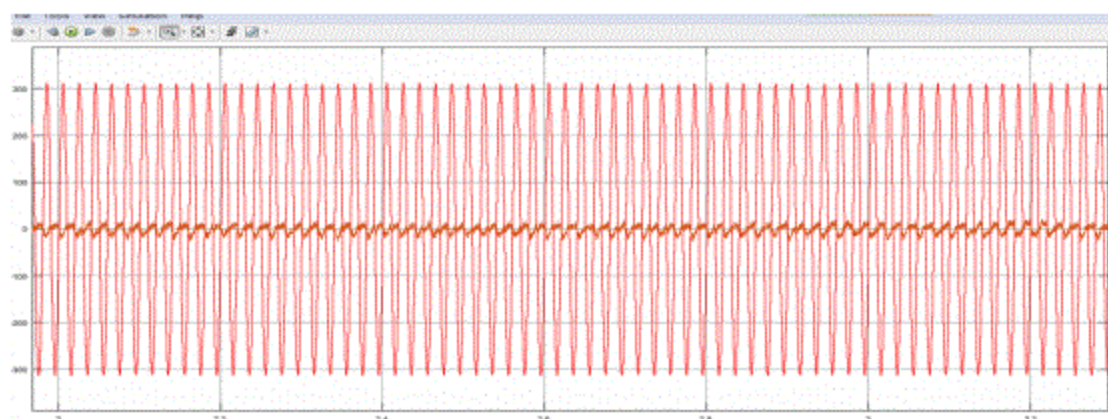
(c) PWM 整流器直流侧电流曲线



(d) PWM 整流器直流侧电压曲线



(e) PWM 整流器交流侧有功无功电流曲线



(f) PWM 整流器交流侧电压电流曲线

图 5-16 系统放电运行仿真波形图

实验结果分析：

如图 5-16 (a) 所示，系统放电电流始终稳定在 -10A ，实现了系统的恒流放电控制，从 5-16 (b)可以看出恒流充电过程中，随着时间的增长，电池电压逐渐在减小，图 5-16 (d) 中，系统经负载启动，整流器直流侧电压经短暂调整后，始终稳定在 600V ，这些都符合锂电池的放电规律。

从图 5-16(e)中可以看出，恒流放电过程中 PWM 整流器交流侧有功电流始终保持为负值，无功电流始终保持为零，说明交流侧在吸收能量，实现了单位功率因数控制，低谐波，减少对电网无污染。

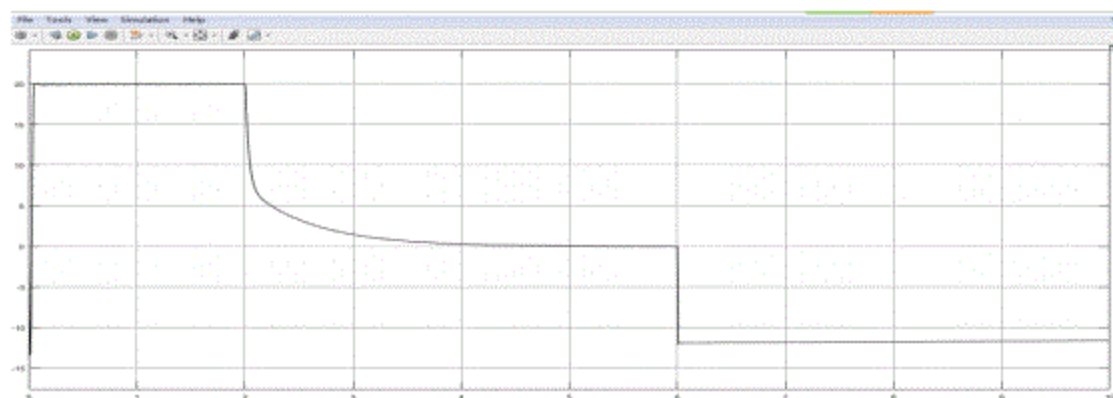
如图 5-16(f) 所示, 在放电过程中, 交流侧电压电流反相位, 系统能量由蓄电池侧流向交流电网侧, 实现逆变成功, 能量的反向流动。

上述分析体现了本文仿真模型和控制策略的正确性。

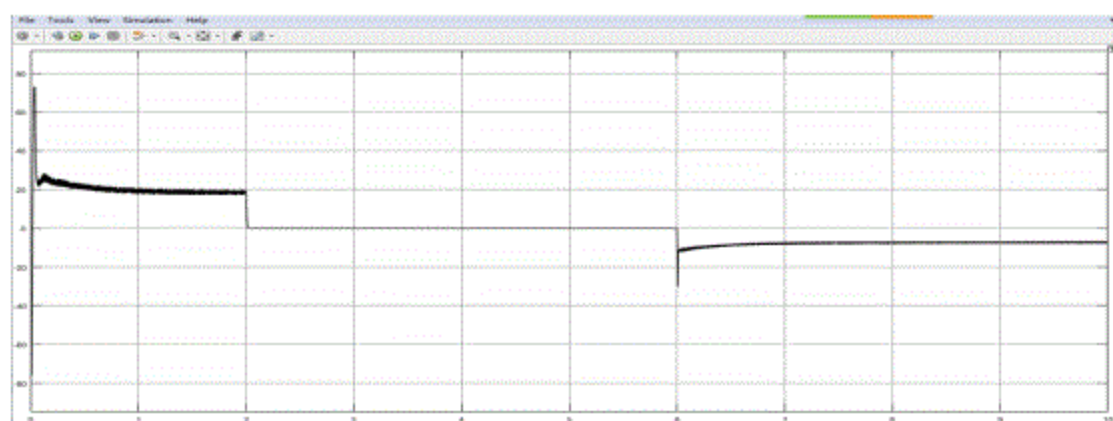
1.1.3 充电桩充放电状态仿真结果分析

由于蓄电池的额定容量为 80Ah, 结合考虑蓄电池的效率以及可用容量的衰减和电池厂家提供的电池产品的规格书中提到的标准充放电电流大小, 计算得到以 20A 电流充电, 充电时长为 2 h 和以 10A 电流放电, 放电时长为 8 h。由于仿真受仿真软件时限限制, 为了能体现充放电工作模式可进行切换, 因此将实际运行时间在理论充放电时间的基础上进行了比例性缩小。

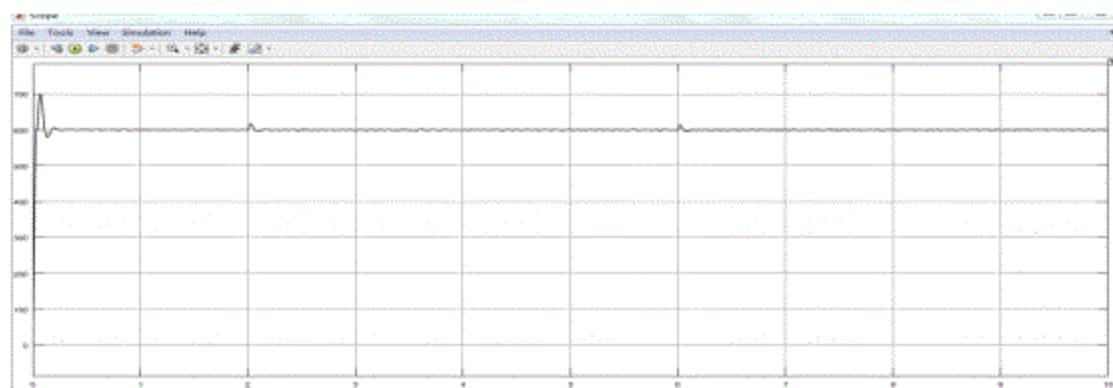
仿真分为 2 个阶段, 先恒流恒压充电, 再进行恒流放电。根据算例系统的参数, 得到的仿真结果如图 5-17 所示。



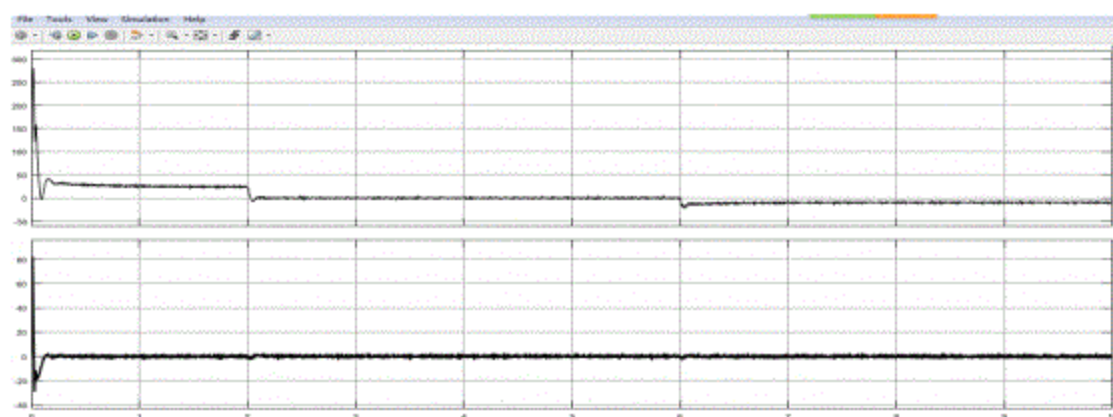
(a) 电池电流变化曲线



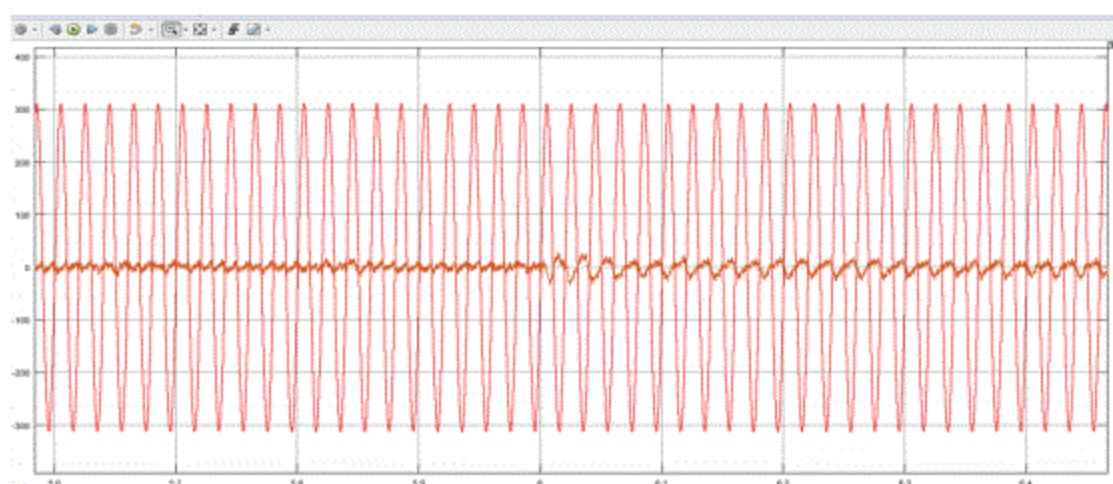
(c) PWM 整流器直流侧电流曲线



(d) PWM 整流器直流侧电压曲线



(e) PWM 整流器交流侧有功无功电流曲线



(f) PWM 整流器交流侧电压电流曲线

图 5-17 系统充放电运行仿真波形图

整个仿真过程可分为 2 阶段：

第 1 阶段为恒流充电过程，时间是 0~6h；开始时，图 15-17(a)中蓄电池组先以 20 A 大小的充电电流进行恒流充电，随着蓄电池组端电压不断上升，当电池端电压快接近饱和时，蓄电池组转为恒压充电，蓄电池组端电压增长趋

势逐渐变缓，充电电流逐渐减小，直至电流减至零，端电压增大到电压最高值 500 V，充电结束。

第 2 阶段切换为恒流放电过程，时间是 6~ 10 h，从 6h 开始，图 5-17(a) 蓄电池组保持 10 A 恒流放电，蓄电池组端电压由 500V 开始不断下降，经过 8 h 放电后，电压逐渐减小值最小值，直至放电结束。

对比仿真图 5-17，该仿真过程中各参数的变化与文中介绍的铅酸蓄电池充放电特性理论基本一致，表明对蓄电池的充放电方法进行此种设计是合理的，并验证了该仿真模型可正确实现蓄电池充放电过程及充放电的切换。

1.6 本章小结

提出了兼电力系统储能功能的电动汽车充电桩的系统方案，对换电站充放电机整流器交流侧电感、直流侧电容和 DC/DC 储能电感等主电路参数进行了计算，通过对充电机几种常用的充电模式进行对比分析，确定了充放电机先恒流再恒压充电的充电模式，恒流或恒功率的放电模式；最