

基于 NCP1207+ S3F9454 Ni-MH/ Ni-cd 智能充电器的设计

Design of Ni-MH/Ni-cd Battery Aptitude Charger Based on NCP1207+S3F9454

开发二部 李荣武

摘要：本文结合NCP1207（开关电源PWM控制芯片）+ S3F9454（充电器集成控制管理芯片）的原理对Ni-cd、Ni-MH 电池充电器的工作原理进行了系统的开发设计及分析，实现快速智能Ni-cd、Ni-MH电池充电器的设计过程，并在成熟Ni-cd、Ni-MH电池充电器基础上，成功地实现了有效地防止Ni-cd、Ni-MH电池在快充情况下的过充现象。

关键词：脉冲模式、涓流状态、夹段时间、Delta-V、Delta-T、最大温度保护

引言

本智能充电器根据电池包结构不同，同时在电路上增加识别开关及功能接口，分开对 12-18V 的 Ni-cd、Ni-MH 电池进行充电管理，采用脉冲模式进行合理的充电电流设置。

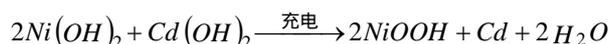
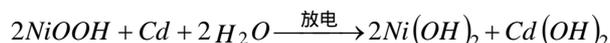
脉冲电流充电在充电过程中是断断续续的。采用这种充电方式可以提高电池的接受能力、消除电极化作用、缩短充电时间、增大放电容量、减少电池发热和提高充电效率。本脉冲充电器的充电脉冲宽度和间歇时间都是由 S3F9454 编程软件设定，根据充电状态改变充、放电的时间参数以及适应快速充电的要求，因此提高了充电效果。

现在，先分别对镍氢 Ni-MH、镍镉 Ni-Cd 电池各自的电化学反应机理、特点等进行简单的介绍。

1. Ni-Cd 电池

早在 1899 年，Ni-Cd 电池就已发明，于 1947 年实现完全密化的 Ni-Cd 蓄电池，一直应用至今。长时间的应用表明，Ni-Cd 蓄电池不失为一种高性能和高可靠性的蓄电池。

如今的 Ni-Cd 电池，在发泡镍或镍纤维状基体上附着大量 NiOOH 活性物质作为正极，以重金属镉 Cd 作为负极，一同置入电解液（KOH 溶液）中，经密封后构成蓄电池。该蓄电池容器内，进行的电化学反应如下：



上面两个电化学反应中，电解液成分的 KOH，但它并不直接参与电化学反应。由于制造蓄电池时使负极的容量大于正极的容量，当过充电时只能看到由正极产生的氧（ O_2 ）；因为负极残留未被充电部分，不产生氢（ H_2 ）；由于产生的氧（ O_2 ）被负极吸收，所以可以实现密封。

镍镉电池的特点是效率高、循环寿命长、能量密度大、体积小、重量轻、结构紧凑、不需要维护，因此在工业和消费产品中得到了广泛应用。

镍镉电池充电特性曲线如图 1 所示。当恒定电流充入刚放完电的电池时，由于电池内阻产生压降，电池电压很快上升至 A 点。此后，电池开始接受电荷，电池电压以较低的速率持续上升。在 AB 之间，电化学反应以一定的速率产生

充电器设计系列

氧气，同时氧气也以同样的速率与氢气化合，使电池内部的温度和气体压力都很低。经过一定时间至C点，电解液中开始产生气泡，这些气泡聚集在极板表面，使极板的有效面积减小，电池的内阻抗增加。电池电压开始较快上升。这是接近充足电的信号。

充足电后，充入电池的电流不是转换为电池的储能，而是在正极板上产生氧气超电位。氧气是由氢氧化钾和水组成的电解液电解而产生的，不是由氢氧化镉还原为镉而产生的。由于从大量的氢氧离子中比从很少的氢氧化镉中更容易分解出氧气，所以电池内的温度急剧上升，使得电池电压下降。因此电池电压曲线出现峰值D点。电解液中，氧气的产生和复合是放热反应，电池过充电即E点，不停地产生氧气，从而使电池内的温度和压力升高

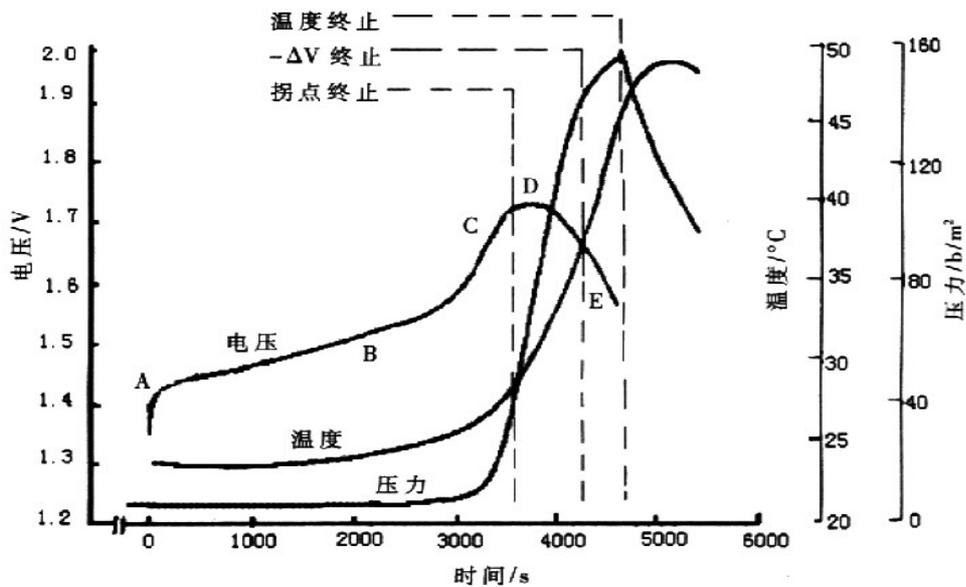


图 1 镍镉电池充电特性曲线

2. Ni-MH 电池

美国和荷兰都对能吸藏氢的合金 MH (Hydrogen Storing alloy metal) 开展研究，并试图用于开发蓄电池。世界上出现 Ni-MH 电池商品是在 20 世纪九十年代初，发展却十分迅速。实践证明，通过适当组合 La、Ce、Pr 和 Nd 等稀土元素能形成吸藏氢的合金 MH，它所能释放/吸藏的氢 H_2 量相当大，例如，1cc 的液体氢能变成 784cc 的氢气，而 1cc 体积的吸藏氢的合金 MH 却能释放出 1000cc 的氢气。

在 Ni-Cd 电池里，只要利用吸藏氢的合金 MH 取代有毒的重金属 Cd (镉)，便形成对环境无污染的绿色蓄电池 Ni-MH，其电化学反应如下：



由于设计时可像 Ni-Cd 电池一样也把负极 MH 的容量制成足够大，当过充电时由正极放出的氧气可被 MH 中的氢气还原，使电池可实现密封。Ni-MH 电池和 Ni-Cd 电池一样，大电流放电时可维持平稳的 1.2V 端电压。值得称道的是 Ni-MH 蓄电池的废弃物不污染环境，而 Ni-Cd 蓄电池废弃物（若不回收）必将造成环境污染。

Ni-MH 电池的负极材料结构和电化学反应机理不同于 Ni-Cd 蓄电池，它的能量密度和使用寿命都比 Ni-Cd 蓄电池优越，从而也能开拓出更广阔的应用市场。

镍氢电池具有功率密度高、可快速充放电、循环寿命长以及无记忆效应、无污染、可免维护等优点，在便携式电子产品中的应用越来越广泛。

充电器设计系列

1 设计技术指标

1-1、输入电压：交流 $230V \pm 10\%$ 50Hz，在交流 230V 或 198-264V 时能以额定输出功率工作，并在 198 V 时能正常启动；

1-2、充电方式：隔离电源 + 恒流 $3.0 \pm 0.1A$

1-3、充电时间：1 小时

1-4、充电电池类型：12-18V 2.0Ah-3.0Ah Ni-MH 或 Ni-Cd 电池

1-5、输出电压：空载输出 8V 左右，必须要做到，目的是为了防止和减少电池包插入时的打火现象。

1-6、空载功耗；空载功耗 $\leq 2.5W$

1-7、涓流充电电流：小于 150mA

1-8、充电控制模式：

A、高温： 60 (Ni-MH) or $50+2$ (Ni-Cd)，电池包结构不同，同时在电路上增加识别开关及功能接口，分开处理 Ni- MH 和 Ni- Cd，如图 2 所示。

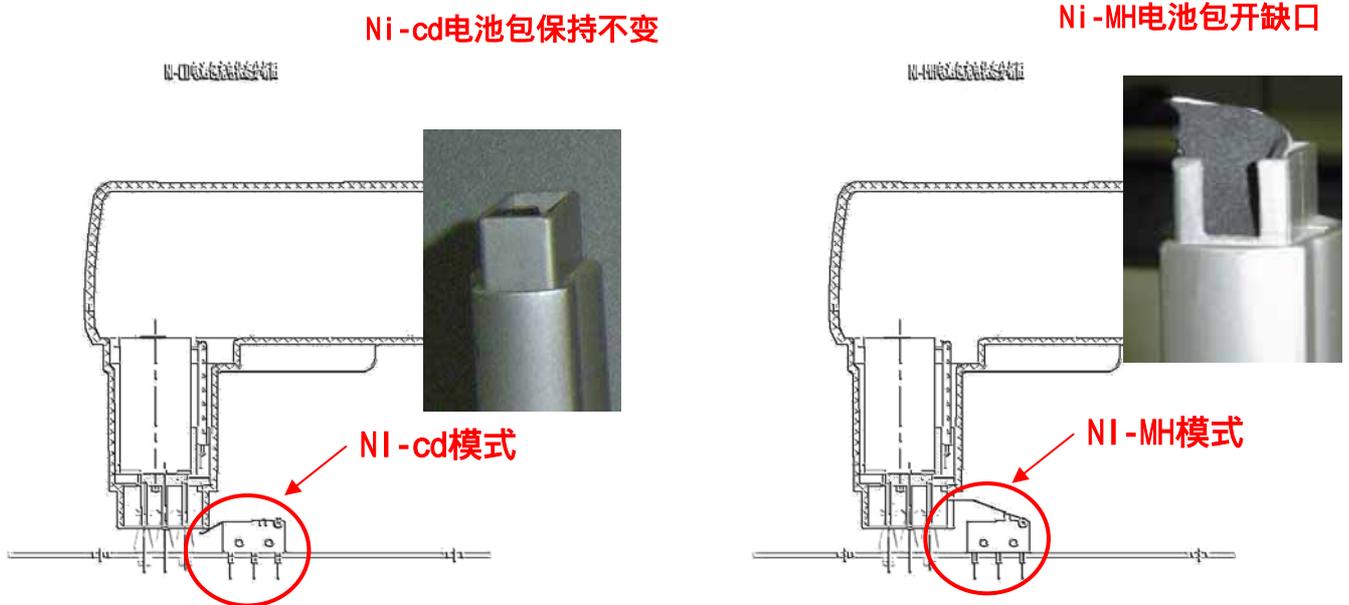


图 2 Ni- MH 和 Ni- Cd 充电的识别方法

B、热电池检测：当热的电池 (>50) 冷却后 ($40+2$)，应当充电一次；

C、冷电池检测：当冷的电池 (<0) 插入充电器后，应当可以被检测出来，当温度达到正常温度时应当充电一次；

D、失效电池检测：失效电池插入充电器后，应当可以被检测出来，失效电池类别：电池包电压低于 8V，经过修复脉冲充电 30min 后，仍低于 8V，认为其失效

1-9、保护

1-9-1 输出过电流保护：充电器可提供输出过电流保护，避免充电器损坏，另外，在过电流撤消后可正常工作；

1-9-2 输出过电压保护：充电器应当提供输出过电压保护，也就是说，输出电压不能超出正常输出电压(最

充电器设计系列

大 40V), 在过压撤消后, 充电器正常工作

1-9-3 温度过高保护: 充电器提供温度过高保护, 避免充电器损坏, 另外, 在充电器冷却到允许的最高温度以下可再次工作, 指充电器本身温度过高主要是变压器部分

1-9-4 输出短路保护: 短路时, 充电器停止工作, 在短路撤消后, 充电器能正常启动工作指空载输出+、-极短路

1-9-5 坏电池保护: 电池开路: 当电池开路后, 充电器禁止充电。电池短路: 当电池短路后, 充电器停止充电, 电池开路充电器不能充电确认 OK 用脉冲小电流进行激活修复处理, 指示方式同失效电池低于 8V 时一样。

1-9-6 浪涌电流保护: 在输入正弦电压波动很恶劣的情况下, 以最大浪涌电流启动, 充电器不应被损坏, 不需要提高器件额定功率及保险丝不开路

1-9-7 元器件或部件开路短路保护: 在测试以后, 不应出现任何元器件或部件的损坏, 包括燃烧, 爆炸, 绝缘失效。所说的测试是正常基本性能测试, 不是指破坏性测试

1-9-8 时间保护: 当充电时间超过 75 分钟, 充电器停止充电

1-10. 充电指示: 六个双色 LED 灯 (红和绿) 分别正确指示不同充电状态

1-10-1 上电待机: 绿灯常亮

1-10-2 快充: 红灯常亮

1-10-3 充满及涓充: 绿灯常亮

1-10-4 热的及冷的电池检测: 绿灯以 1Hz 的频率闪烁

1-10-5 失效电池检测: 30 分钟以内电池电压低于 8V 红灯常亮, 30 分钟以后电池电压仍低于 8V, 红灯以 1Hz 的频率闪烁 在电池电压低于 8V 时的充电采用脉冲模式

1-11. 稳定性: 充电器在正常工作环境下可稳定工作

1-11-1 使用温度: 0 ---+40

1-11-2 S 储存温度: -25 ---+85

1-13. 符合 CE 相关认证要求, 满足 EMI&EMC

2、设计步骤

本文以简短的篇幅, 将目前设计的流程做介绍, 若有介绍不当之处, 请不吝指教.

设计步骤:

2-1、绘线路图、整理 BOM 表、PCB Layout.

2-2、变压器计算.

2-3、零件选用.

2-4、设计验证.

充电器设计系列

3、设计流程介绍

电路图、PCB Layout 请参考 3-2-25 BOM 表中说明。

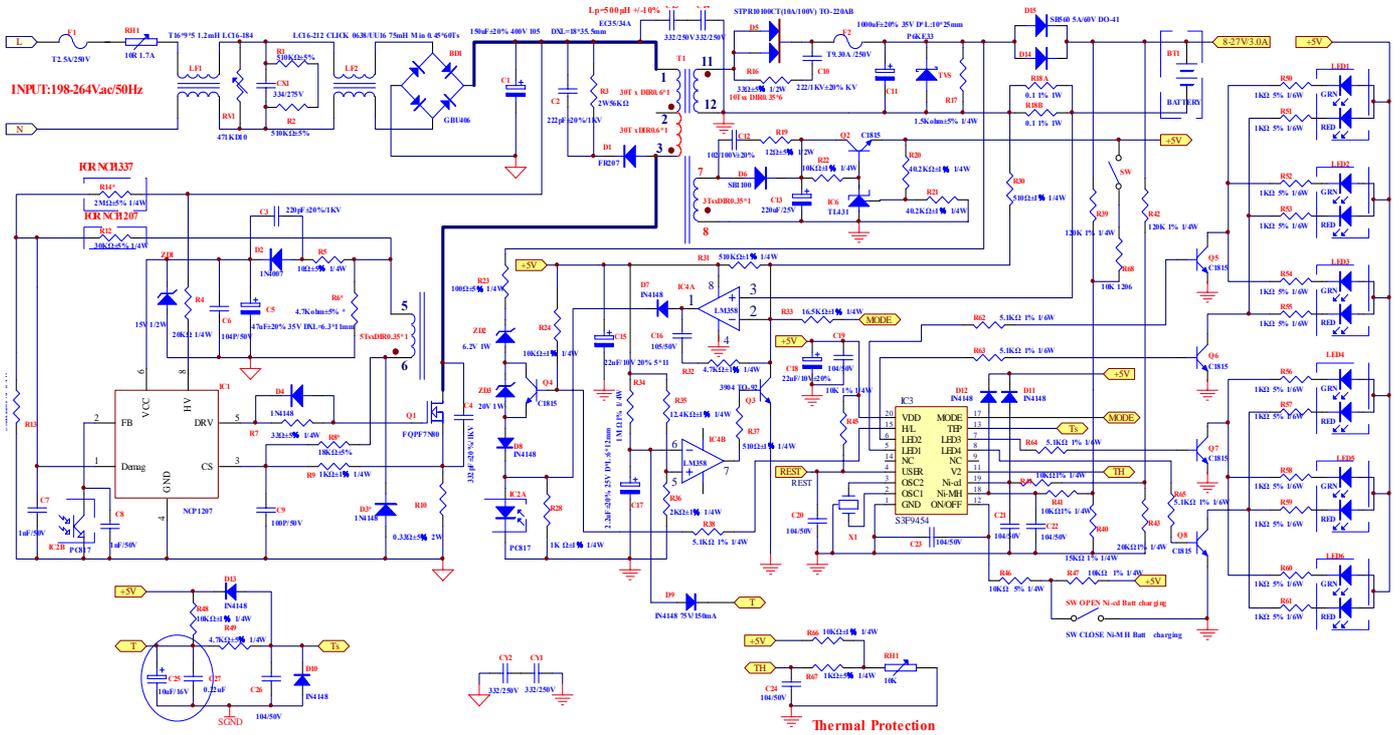


图 3 基于 NCP1207+ S3F9454 镍氢/镍镉电池充电器的工作原理

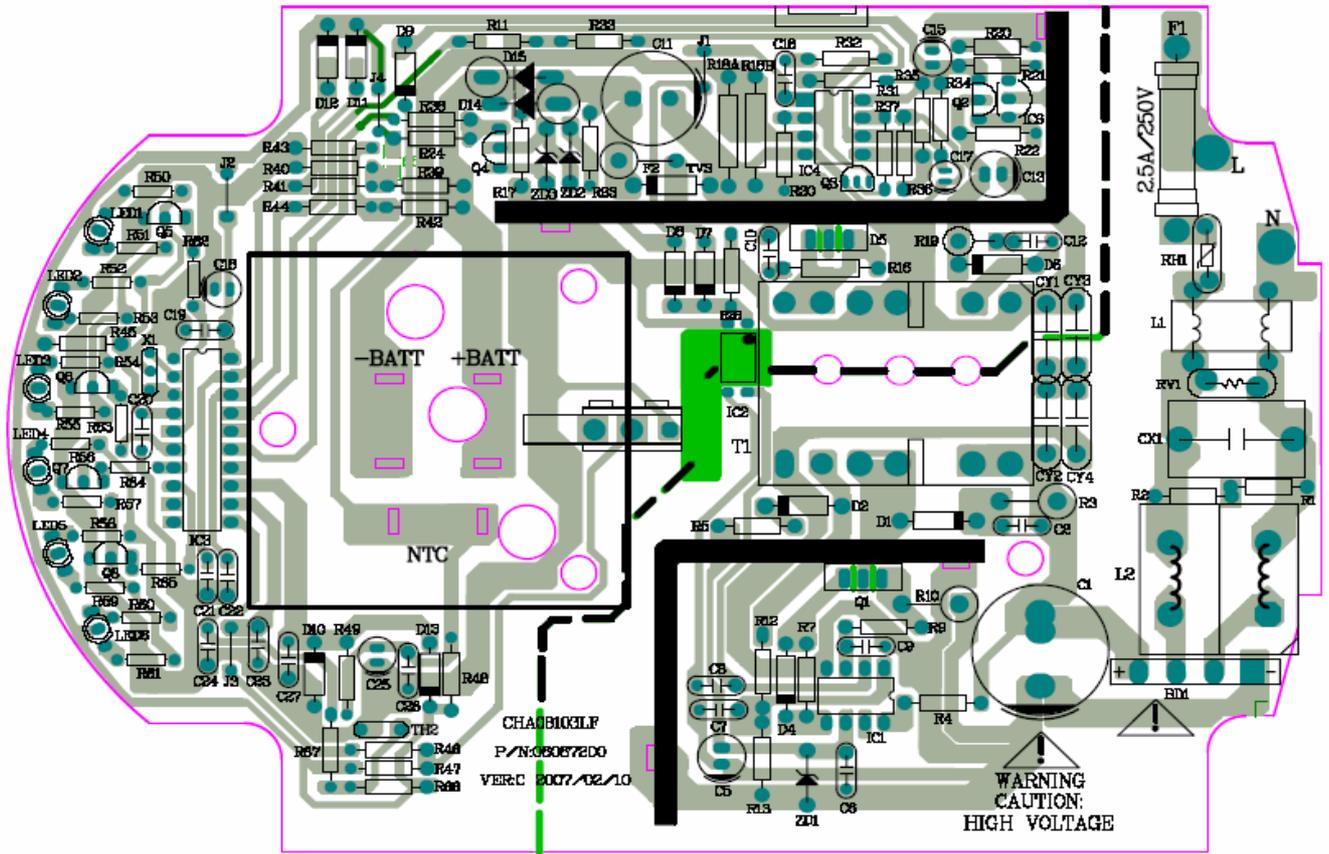


图 4 基于 NCP1207+ S3F9454 镍氢/镍镉电池充电器的 PCB LAYOUT

充电器设计系列

现来分析工作原理

输入端为 198V~264V 市网交流 经过 2.5A 保险管 F1, 电磁干扰滤波器(EMI)(CX1-安全电容, 也称 "X", LF1、LF2-共模扼流圈), 再经过 4A/600V 的 BD1 (GBU406)、C1 (150uF \pm 20% 400V) 整流滤波电路至高频变压器 EC33 的原边。在 8N60 导通期间, 高频变压器的原边下端为负, 由同名端可知此时副边储能, 并不向外输出能量。当 8N60 截止时间, 副边才可以向外输出能量。所以此主体电路拓扑为一反激拓扑。由于充电器的输出电压变化范围比较大, 本设计输出电压为 8V~27V 变化, 所以在电压变化, 辅助输出电压也会发生变化, 故辅助输出设定为正激拓扑, 这样才能保证有 +5V 稳定输出提供给 MCU 正常工作。同样提供给 NCP1207 的 Vcc 电压也要采用正激拓扑。在高频变压器的初级, 必须加保护电路, 这样才能吸收由于漏感产生的高压, 图 2 中整流二极管 D1 (1N4007) 和 RC(可进一步降低电磁干扰)组成的 SNUBBER 电路可以将尖峰电压钳位到安全值。次级电压经过 D5, C11 整流滤波后, 获得 +8~27V、3.0A 的稳压输出。为减小整流管的损耗, D5 采用 STPR1020CT 型 10A/200V 肖特基二极管。改变高频变压器的变比或者 ZD2 (6.2V 1/2W), ZD3 (20V 1/2W) 的耐压值, 可以改变输出直流电压的大小。其稳压原理是当刚开始通电时, MCU 的 15 脚输出高电平, 使得 Q4 导通, ZD3 被短路, 此时为空载输出 +8V 左右, 当 MCU 的 18、19 脚识别有充电信号输入, MCU 经过 5 秒的判断, MCU 的 15 脚输出低电平, 使得 Q4 截止, ZD3 导通, 此时输出 +27V 左右。由运放 IC4 (LM358) 构成的电流控制环, 能将电流检测电阻 R18A、R18B 的阻值减小到 0.05 Ω , 功耗降至 0.45W, 使电源效率得到提高, 它与线形光耦 PC817A 组成了光耦反馈电路。其恒流原理是当输出电流 I_o(主要分为涓流状态和快充状态)发生转换时, 经 LM358 的 2 分压后得到的取样电压就与 3 电压进行比较, 产生外部误差电压 u_e , 再通过光耦使 IC 产生相应的变化, 并以此调节输出占空比, 达到恒流目的。反馈绕组电压经过 D2 和 C5 整流滤波后, 产生 12V 的 Vcc 电压, 给 NCP1207 的 提供电压。C16 与 R32 构成电流控制环路的补偿电路。

控制器是由 IC4 (LM358) 和 IC3 (S3F9454) 以及电阻电容等组成。其中 IC3 采用三星公司生产的 S3F9454 单片机。它是 20 引脚封装的 8 位单片机, 2K/4K 字节的片内 ROM 和 208 字节的 RAM; 有 3 个可编程 I/O 口 (18 个引脚); 4 个中断源, 同一个中断优先级, 一个中断向量; 一个 8 位定时/计数器; 9 个数模转换器, 十位转换结果; 1 个 8 位 PWM 输出; 有可编程代码保护。

控制过程为: 快充阶段, IC3 的 17 脚以脉冲方式输出高电平 (5S-1S), 经电阻 R33 接至 IC4 (LM358) 的 2 脚 (反相输入端), 与 3 (同相输入端) 脚进行比较, 通过电流监控电路, 以恒定电流对蓄电池脉冲充电。到达快充时间时, 随着卡段时间到来和超温保护, IC4 的 6 脚 (反相输入端) 的电位比 5 脚 (同相输入端) 低, 此时 7 脚输出高电平, Q3 (3904) 导通, 把 IC3 的 17 脚以脉冲方式输出高电平拉到地, 停止充电, 快充阶段结束。涓流充电阶段, IC3 的 17 脚输出低电平, 由 +5V 通过 R31 与 R30 分压输入到 IC4 (LM358) 2 脚, 将充电电流维持在 0.05C 左右, 充电以恒定电流对蓄电池充电, 有效地保护了蓄电池。

辅助电源由变压器 T1、整流元件 D6、滤波元件 C13、Q2、R20、R21、R22 和精密调整管 IC6 (TL431) 组成, 为单片机提供 (+5V) 电源电压。采用这种为单片机正激拓扑供电方式, 可以增强抗干扰能力, 提高可靠性。同时为单片机提供 50Hz 计时脉冲信号。

本充电器用六只共阳极发光二极管表示充电状态。即快充阶段, 红色发光二极管常亮; 充满及涓流阶段, 绿色发光二极管常亮; 上电待机, 绿灯常亮; 热的及冷的电池检测, 绿灯以 1Hz 的频率闪烁; 失效电池检测, 30 分钟以内电池电压低于 8V 红灯常亮, 30 分钟以后电池电压仍低于 8V, 红灯以 1Hz 的频率闪烁 在电池电压低于 8V 时的充电采用脉冲模式。

充电器设计系列

3-1、变压器计算

变压器是整个电源供应器的重要核心，所以变压器的计算及验证是很重要的，以下即就 NCP1207AP 变压器做介绍。

3-1-1 根据交流输入电压和 P_O 输出功率值来确定输入滤波电容 C_{IN} ，直流输入电压最小值 V_{MIN} 和最大值 V_{MAX}

3-1-1-1 设电网整流桥的导通时间 $t_C = 3mS$ ，按输出功率的瓦特数乘以1~2uF(180V~270V交流输入电源-按输出功率的瓦特数乘以2uF)，

现取 $C_{IN} = 150\mu F / 400V$ ；即 $C_1 = 150\mu F / 400V$

3-1-1-2 最小输入直流电压的计算：

$$V_{\min} = \sqrt{(2 \times V_{ac\min}^2) - \frac{2P_O \times \left(\frac{1}{2 \times f_L} - t_C\right)}{\eta \times C_{IN}}} = \sqrt{2 \times 176^2 - \frac{2 \times 81 \times \left(\frac{1}{2 \times 50} - 3.2m\right)}{0.84 \times 150\mu}} = \sqrt{61952 - 8743} = 230.7V$$

正常输入电压的计算：

$$V_{nom} = \frac{\sqrt{2}}{2} \left[V_{acnom} + \sqrt{V_{acnom}^2 - \frac{2P_O \times \left(\frac{1}{2f_L} - t_C\right)}{\eta \times C_{IN}}} \right] = \frac{\sqrt{2}}{2} \left[230 + \sqrt{230^2 - \frac{2 \times 81 \times \left(\frac{1}{2 \times 50} - 3.2m\right)}{0.84 \times 150\mu}} \right] = 0.707[230 + 210] = 311.08V$$

3-1-1-3 计算最大直流输入电压：

$$V_{MAX} = \sqrt{2} V_{ACMAX} = \sqrt{2} \times 270 = 380V$$

3-1-2 峰值集极电压（求匝数比）

因为本设计采用了隔离反激式变换器]拓扑结构，所使用的转换MOSFET管，受到二个因素影响，就是MOSFET管在OFF时的峰值漏极电压大小与MOSFET管换成ON时的峰值漏极电流大小。此峰值漏极电压乃MOSFET管在转换成OFF状态时，所需承受的电压大小。

$$V_{CE(DS)} = V_{MAX} + \frac{N_P}{N_S} \times (V_o + 1) + V_F$$

在此 $V_{CE(DS)}$ 为MOS管的漏源极电压， V_{MAX} 为最大电网输入电压， $n = \frac{N_P}{N_S}$ 为初次级匝数比， V_o 为输出电压， V_F

为次级反射到初级的反射电压，即初级感应电压（一般设定85V-135V之间）。

由此求出匝数比

$$n = \frac{N_P}{N_S} = \frac{V_{CE(DS)} - V_{MAX} - V_F}{V_o + 1} = \frac{600 - 380 - 100}{19 + 1} = 6,$$

8N60 功率开关管的漏-源级电压 $U_{(BR)DS} \geq 600V$ ，现取下限值 600V，其初级感应电压 $V_F = 100V$ 。

因 8N60 也具有正向温度系数，当温度升高时 $U_{(BR)DS}$ 也会升高，符合芯片要求

3-1-3 求最大导通时间 T_{on-max}

由于NCP1207是带有ZVS准谐振的PWM控制芯片，也就是说它的频率是可变化，根据输出负载和初级电感量轻重和大小，频率在变化中，本设计设定为30KHz~70Hz之间。则

$$T = \frac{1}{f} \frac{1}{30K \sim 70K} = 14.3\mu S \sim 33.3\mu S$$

充电器设计系列

$$T_{on(max)} = \frac{N_p/P_s \cdot (V_o + 1) \times T \times (0.8 \sim 1)}{V_{in-min} + N_p/P_s \cdot (V_o + 1)} = \frac{6 \times (19 + 1) \times 14.3 \mu \times 1.0}{(230.7 - 20) + 6 \times (19 + 1)} = 5.19 \mu S$$

或者

$$T_{on(max)} = \frac{N_p/P_s \cdot (V_o + 1) \times T \times (0.8 \sim 1)}{V_{in-min} + N_p/P_s \cdot (V_o + 1)} = \frac{6 \times (19 + 1) \times 33 \mu \times 1.0}{(230.7 - 20) + 6 \times (19 + 1)} = 11.97 \mu S$$

3-1-4 求最大占空比 D_{max}

$$D_{max} = \frac{T_{on-max}}{T} = \frac{5.19}{14.3} = 0.36$$

或者

$$D_{max} = \frac{T_{on-max}}{T} = \frac{11.97}{33.3} = 0.36$$

3-1-5 求初级电感量 L_{pri}

暂设工作效率 $\eta = 86\%$

$$\text{其中 } P_{in} = \frac{P_{out}}{\eta}$$

$$L_{pri} = \frac{(V_{in-min} \times T_{on-max})^2}{2 \cdot T \cdot P_{in}} = \frac{(230.7 \times 5.19 \mu)^2 \times 0.86}{2 \times 14.3 \mu \times 81} = 532.20 \mu H \quad (\text{最小})$$

$$L_{pri} = \frac{(V_{in-min} \times T_{on-max})^2}{2 \cdot T \cdot P_{in}} = \frac{(230.7 \times 11.97 \mu)^2 \times 0.86}{2 \times 33.3 \mu \times 81} = 1215.69 \mu H \quad (\text{最大})$$

3-1-6 计算初级峰值电流 I_P (NCP1207 自动调节在临界模式下)

首先计算输入电流的平均值 I_{AVG}

$$I_{AVG} = \frac{P_O}{\eta \times V_{MIN}} = \frac{81}{0.86 \times 230.7} = 0.41 A$$

故 初级峰值电流 I_P

$$I_P = \frac{I_{AVG}}{\left(1 - \frac{K_{RP}}{2}\right) \times D_{MAX}} = \frac{0.41}{\left(1 - \frac{1.0}{2}\right) \times 0.36} = 2.28 A$$

$$\text{求初级峰值电流 } I_{pri} \quad I_{pri} = \frac{V_{in-min} \times T_{on-max}}{L_{Pri}} = \frac{230.7 \times 5.19}{532.20} = 2.25 A$$

3-1-7 计算有效值电流 I_{RMS} (临界模式下)

$$I_{RMS} = I_P \times \sqrt{D_{MAX} \times \left(\frac{K_{RP}^2}{3} - K_{RP} + 1\right)} = 2.28 \times \sqrt{0.36 \times \left(\frac{1.0^2}{3} - 1 + 1\right)} = 0.79 A$$

3-1-8 选择磁心与骨架并确定相关参数

根据以上资料, B(max) 依铁心的材质及本身的温度来决定, 以浙江横店集团东磁的磁心 DME40 为例, 100 时的 B(max) 为 3900 Gauss, 设计时应考虑零件误差, 所以一般取 2000~3500 Gauss 之间, 本文所设计的 power 为充电器(有外壳)则应取 2000 Gauss 左右, 以避免铁心因高温而饱和, 一般而言铁心的尺寸越大, A_e 越高, 所

充电器设计系列

以可以做较大瓦数的 Power，在这里我们选用 EC33A 磁心，主要以此来确定相关参数:有效横截面积(也称有效磁通面积 Core Effective Cross Sectional Area) $A_e = 125\text{mm}^2$ ，磁心有效磁路长度(Core Effective Path Length) $l_e = 79.2\text{mm}$ ；磁心在不留间隙时与匝数相关的等效电感 Ungapped Core Effective Inductance

$$A_L = 3.1\mu\text{H} / \sqrt{N}^2 \quad \text{绕线骨架的宽度 Bobbin Physical Winding Width } B_W = 22.0\text{mm} ;$$

3-1-9 计算初级绕组匝数 N_S 和次级绕组匝数 N_B

现已知176V~264V交流输入， $U_O = 20\text{V}$ (因为输出为8~27V可变化, 变压器以中间值计算), 由于初级电感量可在530uH-1200uH变化之中，在这里我们按660uH来计算，则

$$\text{求初级匝数 } N_{pri} = \frac{L_{pri} \times I_{pri} \times 10^8}{A_e \times \Delta B} = \frac{660\mu \times 2.28 \times 10^8}{2000 \times 1.25} = 60.19 \quad \text{匝} \quad \text{实取} 60\text{匝}$$

$$\text{匝数 } N_S = \frac{60}{6} = 10 \quad \text{匝}$$

3-1-10 计算辅助绕组+5V匝数 N_{+5V}

$$N_S = \frac{V_{+5V} + V_{DF}}{V_O + V_F} \times N_S = \frac{5 + 0.7}{20 + 0.7} \times 10 = 2.75\sqrt{\text{匝}} \quad \text{实取 } N_S = 3\sqrt{\text{匝}}$$

3-1-11 计算反馈绕组匝数 N_B

$$N_B = \frac{V_B + V_{DF}}{V_O + V_F} \times N_S = \frac{10 + 0.7}{20 + 0.7} \times 10 = 5.17\sqrt{\text{匝}} \quad \text{实取 } N_{+5V} = 5\sqrt{\text{匝}}$$

3-1-12 根据初级层数 L ，骨架的宽度 B_W 和安全距 M ，用下式计算有效骨架宽度 B_E

$$B_E = L \times (B_W - 2M) = 4 \times (22 - 2 \times 3.5) = 60\text{mm}$$

为了生产方便, 实取54mm计算

再利用下式计算初级导线的外径(带绝缘层) D_{PM}

$$D_{PM} = \frac{B_E}{N_P} = \frac{54}{60} = 0.90\text{mm}$$

扣除漆皮后, 裸导线的内径 $D_{Pm} = 0.90 - 0.05 = 0.85\text{mm}$

3-1-13 验证初级绕组的电流密度 J 是否满足初级峰值电流 $I_P = 2.25\text{A}$ 之条件，计算电流密度的公式为

$$J = \frac{1980}{\frac{1.27\pi D_{Pm}^2 * \left(\frac{1000}{25.4}\right)^2}{4 \times I_P}} = \frac{1.28 I_P}{D_{Pm}^2} = \frac{1.28 \times 2.28}{0.85^2} = 4.04\text{A} / \text{mm}^2$$

在 $4\text{A} / \text{mm}^2 \leq J \leq 10\text{A} / \text{mm}^2$ 可接受.

查漆包线的规格表，与直径 $=0.85\text{mm}$ 接近的公制线视为 $=0.84\text{mm}$ ，本设计用 $=0.42\text{mm}$ 双股并绕。

另说明欧美常用 "圆密耳" (Circular Mil) 作为导线横截面积的单位, 并以 "圆密耳/A" 表示导线容量 C_A 的单位. 因 $1\text{密耳} = 0.001\text{英寸} = \pi \times 0.0254\text{mm}^2 / 4 = 5.06 \times 10^{-6}\text{mm}^2$ ，即 $1\text{mm}^2 = 1980\text{圆密耳}$. 在国际单位制中, 则以电流密度 J (单位为 A / mm^2) 来表示导线在每平方毫米面积上所允许的电流值. 电流密度 J 与电流容量 C_A 的换算公式为

$$J = \frac{1980}{C_A}$$

3-1-14 计算磁心中的最大磁通密度 B_{MAX}

充电器设计系列

$$B_{MAX} = \frac{I_P \times L_P \times 10^8}{N_P \times A_e} = \frac{2.28 \times 680 \mu \times 10^8}{60 \times 1.25} = 0.20672T = 2067.2GS$$

满足 $0.2 \leq B_{MAX} \leq 0.3$ 条件

3-1-15 计算磁心的气隙宽度 l_g

$$l_g = 40 \times \pi \times A_e \times \left(\frac{N_p^2}{1000L_p} - \frac{1}{1000A_L} \right) = 40 \times 3.14 \times 1.25 \times \left(\frac{60^2}{1000 \times 500} - \frac{1}{1000 \times 3.1} \right) = 1.08mm$$

气隙宽度 l_g 应加在磁心的磁路中心处,并要求 $l_g = 1.08mm \geq 0.051mm$, 满足要求.

3-1-16 计算留有气隙时磁心的等效电感 l_G

$$l_G = \frac{L_P}{N_P^2} = \frac{680}{60^2} = 0.189 \mu H / \mu^2$$

3-1-18 计算次级峰值电流 I_{SP}

$$I_{SP} = \frac{N_P}{N_S} \cdot I_P = \frac{60}{10} \times 2.28 = 13.68A$$

3-1-19 计算次级有效电流 I_{SRMS} (临界模式下)

$$I_{SRMS} = I_{SP} \times \sqrt{(1-D_{MAX}) \times \left(\frac{K_{RP}^2}{3} - K_{RP} + 1 \right)} = 13.68 \times \sqrt{(1-0.36) \times \left(\frac{1.0^2}{3} - 1 + 1 \right)} = 6.32A$$

3-1-20 计算输出滤波电容上的纹波电流 I_{RIPPLE}

首先求出输出电流 $I_O = \frac{P_O}{U_O} = \frac{81}{20} = 4.05A$, 再代入下式计算 I_{RIPPLE}

$$I_{RIPPLE} = \sqrt{I_{SRMS}^2 - I_O^2} = \sqrt{6.32^2 - 4.05^2} = 4.85A$$

3-1-21 计算次级裸导线的最小内径 D_{Sm}

$$D_{Sm} = \sqrt{\frac{4I_{SRMS}}{1.27\pi} \times \frac{1980}{J}} \times \frac{25.4}{1000} = 1.13 \sqrt{\frac{I_{SRMS}}{J}} = 1.13 \sqrt{\frac{6.32}{4.04}} = 1.41mm$$

根据骨架的宽度 B_w 和安全距 M , 用下式计算导线最大外径的公式 D_{Sm}

$$D_{Sm} = \frac{B_w - 2M}{N_S} = \frac{22 - 2 \times 3.5}{10} = 1.50mm$$

这样可以选导线直径查漆包线的规格表, 与直径 $=1.50mm$ 接近的公制线视为 $=1.50mm$, 本设计用 $=0.42mm$ 6股并绕两层。

3-1-22 计算次级最大反向峰值电压 V_{SPI} 和输出整流管, 滤波电容的选择

$$V_{SPI} = V_O + \left(V_{MAX} \times \frac{N_S}{N_P} \right) = 27 + 380 \times \frac{10}{60} = 90.3V$$

由此输出整流管选用Motorola公司反向耐压为100V/16A, 反向恢复时间35nS的MUR1610型超快恢复二极管, 本实验选用MUR1620(200V /16A反向恢复时间35nS, Philips公司的BYV32-150C(150V/20A)反向恢复时间35Ns, GI公司的UGB8CT(150V/20A), Motorola公司反向耐压为100V/20A, 反向恢复时间小于10nS的MBR20100型肖特基二极管, 来替换。

由于纹波电流 $I_{RIPPLE} = 4.85A$, 在选择输出滤波电容器时, 要满足以下条件:

3-1-22-1 滤波电容 C_{out} 在105, 100KHz 时的纹波电流应 $\geq I_{RIPPLE} = 4.85A$;

充电器设计系列

3-1-22-2 要选择等效串联电阻(ESR-Equivalent Series Resistance, 符号为 r_o) 很低的电解电容器, 输出的纹波电压 $U_{RIPPLE} = I_{SP} \times r_o$;

3-1-22-3 为了减小大电流输出时的纹波电流 I_{RIPPLE} , 可降几只滤波电容并联使用, 以降低电容的 r_o 和等效电感 L_o ;

3-1-22-4 C_{out} 的容量与最大输出电流 I_o 有关, 这里推荐选用 $1000\mu F / 35V$;

3-1-22-5 滤波电容 C 取 $1000\mu F / 35V$, 要求其 r_o 很小.

3-1-23 计算反馈最大反向峰值电压 V_{SFB}

$$V_{SFB} = V_{FB} + \left(V_{MAX} \times \frac{N_{FB}}{N_P} \right) = 12 + 380 \times \frac{5}{60} = 43.67V$$

选用反馈电路中整流管要满足 $V_{RM} \geq 1.25V_{SFB} = 54.58V$

由此输出整流管选用Motorola公司反向耐压为100V/1A的MUR110型超快恢复二极管, GI公司的UF4002(200V/1A), 本实验选用MASTER公司1N4002(100V / 1.0A)普通整流二极管。

反馈滤波电容应选用 $0.1\mu F / 50V$ 陶瓷电容器

控制端电容一般取 $47\mu F / 50V$ 的普通电解电容器即可, 与之串联的电阻可选用 $6.2 \Omega, 1/4W (1/6W, 1/8W)$, 在不连续模式下省掉此电阻.

3-1-24 计算辅助绕组+5V匝数 N_{+5V}

$$V_{S+5V} = V_{FB} + \left(V_{MAX} \times \frac{N_{FB}}{N_P} \right) = 5 + 380 \times \frac{3}{60} = 24V$$

选用反馈电路中整流管要满足 $V_{RM} \geq 1.25V_{SFB} = 30.00V$

由此输出整流管选用Motorola公司反向耐压为200V/1A的MUR120型超快恢复二极管, GI公司的UF4003(300V/1A), 本实验选用MASTER公司SR106(60V / 1.0A)肖特基二极管。

反馈滤波电容应选用 $0.1\mu F / 50V$ 陶瓷电容器

控制端电容一般取 $220\mu F / 50V$ 的普通电解电容器即可。

3-1-25 变压器的电气原理和接线图

由上述的计算可得出变压器的电气原理和接线图

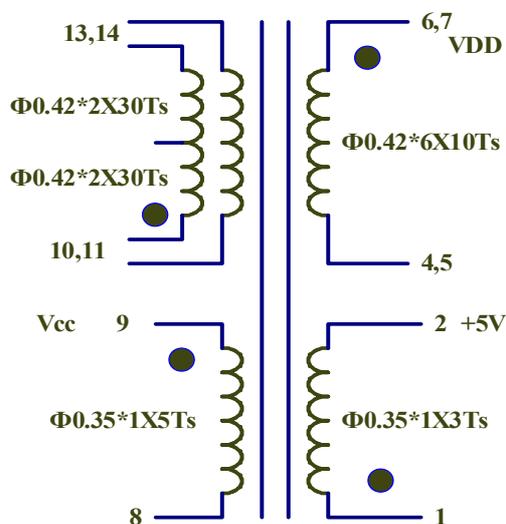


图 5 变压器的电气原理和接线图

充电器设计系列

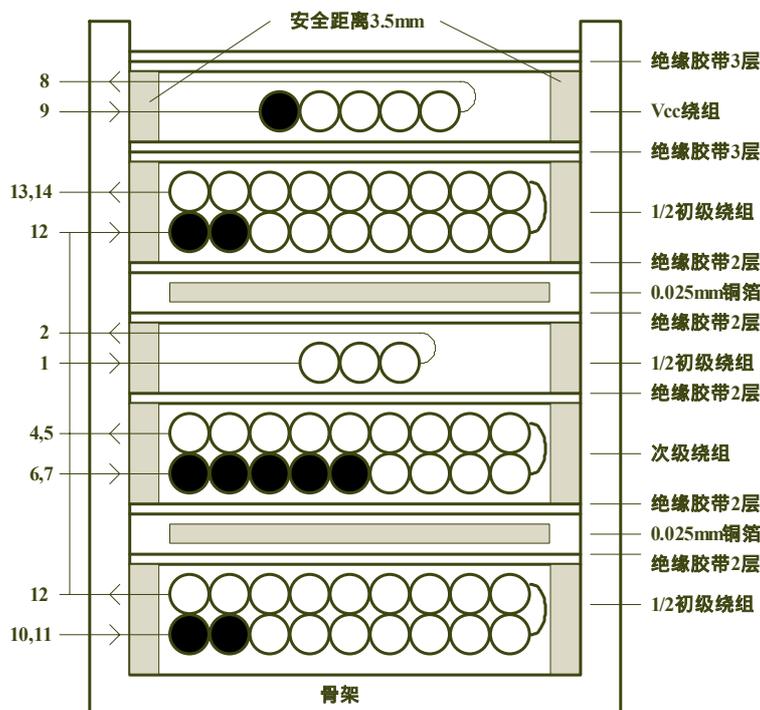


图 6 变压器的绕法图

3-1-26 选择输入整流桥

条件: 3-1-25-1 整流桥的反向击穿电压 B_{BR} 应满足以下要求: $B_{BR} \geq 1.25\sqrt{2} V_{ACMAX} = 1.25 \times \sqrt{2} \times 265 = 465V$;

3-1-25-2 输入有效电流为 I_{BRMS} ,整流桥额定的有效值电流为 I_{BR} ,应当使 $I_{BR} \geq 2I_{BRMS}$. 计算 I_{BRMS} 的公式如下:

$$I_{BRMS} = \frac{P_O}{\eta V_{ACMAX} \cos\phi} = \frac{81}{0.84 \times 380 \times 0.5} = 0.51A$$

$\cos\phi$ 为开关电源的功率因子,一般取为 0.5~0.7.

由此可选KBPC606 BR66(600V/6A), GBU406 (600V/4A) 等

3-2 零件选用

零件位置(标注)请参考线路图:(图 3)

3-2-1 F1、F2 (保险管)

由变压器 3-1-6 计算输入电流的平均值 I_{AVG} , 以此电流的平均值 I_{AVG} (0.41A)可知使用公司 K3 系统共享料 T2.5A 250V 作为 F1 的使用,由 3-1-19 计算次级有效电流 I_{SRMS} , 以此有效电流 I_{SRMS} (6.32A)可知使用 T6.3A 250V 作为 F2 的使用, F2 的作用是在做安规 C11 两端短路时, 到达保护电路的目的。

3-2-2 RH1(热敏电阻):

电源启动的瞬间, 由于 C1(一次侧滤波电容)短路, 导致电流的平均值 I_{AVG} 电流很大, 虽然时间很短暂, 但亦可能对充电器产生伤害, 所以必须在滤波电容之前加装一个热敏电阻, 以限制开机瞬间电流的平均值 I_{AVG} 在 Spec 之内(230V/60Hz), 但因热敏电阻亦会消耗功率, 所以不可放太大的阻值(否则会影响效率), 一般使用

充电器设计系列

SCK053(3A/5)，若 C1 电容使用较大的值，则必须考虑将热敏电阻的阻值变大(一般使用在大瓦数的电源上)。

3-2-3 RV1(突波吸收器，也称压敏电阻)

当雷极发生时，可能会损坏零件，进而影响电源的正常动作，所以必须在靠 AC 输入端 (Fuse 之后)，加上突波吸收器来保护电源(一般常用 07D471K)，但若有价格上的考虑，可先忽略不装。

3-2-4 CY1-CY4(Y-Cap)

Y-Cap 一般可分为 Y1 及 Y2 电容，AC Input 为 2Pin(只有 L, N)一般使用 Y1-Cap，Y1 与 Y2 的差异，除了价格外(Y1 较昂贵)，绝缘等级及耐压亦不同(Y1 称为双重绝缘，绝缘耐压约为 Y2 的两倍，且在电容的本体上会有“回”符号或注明 Y1)，Y-Cap 会影响 EMI 特性，一般而言越大越好，但须考虑漏电及价格问题，漏电(Leakage Current)必须符合安规须求。

3-2-5 CX1(X-Cap)

X-Cap 为防制 EMI 零件 EMI 可分为 Conduction 及 Radiation 两部分，Conduction 规范一般可分为: FCC Part 15J Class B、CISPR 22(EN55022) Class B 两种，FCC 测试频率在 450K~30MHz，CISPR 22 测试频率在 150K~30MHz，Conduction 可在厂内以频谱分析仪验证，Radiation 则必须到实验室验证，X-Cap 一般对低频段(150K ~ 数 M 之间)的 EMI 防制有效，一般而言 X-Cap 愈大，EMI 防制效果愈好(但价格愈高)，若 X-Cap 在 0.33uf 以上(包含 0.33uf)，安规规定必须要有泄放电阻(RX1，一般为 1.2M 1/4W)。

3-2-6 LF1、LF2(Common Choke) 共模电感

EMI 防制零件，主要影响 Conduction 的中、低频段，设计时必须同时考虑 EMI 特性及温升，以同样尺寸的 Common Choke 而言，线圈数愈多(相对的线径愈细)，EMI 防制效果愈好，但温升可能较高。

3-2-7 BD1(整流堆)

将 AC 电源以全波整流的方式转换为 DC，由变压器 3-1-26 所计算出的输入有效电流为 I_{BRMS} ，可知只要使用 4A/600V 的整流二极管，因为是全波整流所以耐压只要 600V 即可。

3-2-8 C1(滤波电容)

由 C1 的大小(电容值)可决定变压器计算中的 $V_{in(min)}$ 值，电容量愈大， $V_{in(min)}$ 愈高但价格亦愈高，此部分可在电路中实际验证 $V_{in(min)}$ 是否正确，因 AC Input 范围在 176V~270V)，因 V_{c1} 电压最高约 380V，所以必须使用耐压 400V 的电容。

3-2-9 C11(滤波电容)

主输出电源的滤波电容，提供 PWM IC 较稳定的直流电压，一般使用 1000uf/35V 电容。

3-2-10 Q1(N-MOS)

目前常使用的为 8A/600V，参阅 3-1-2 峰值集极电压(求匝数比)中

3-2-11 R10(R_s 电阻)

NCP1207 Pin3 脚电压最高为 1V，R10 的大小须与 R9 配合，以达到高低压平衡的目的，一般使用 3W M.O. 电阻，设计时先决定 R10 后再加上 R9 补偿，一般将 NCP1207 Pin3 脚电压设计在 0.85V~0.95V 之间(视瓦数而定，若瓦数较小则不能太接近 1V，以免因零件误差而顶到 1V)。

3-2-12 R9, C3(RC filter)

滤除 NCP1207 Pin3 脚的噪声，R9 一般使用 1K 1/4W，C9 一般使用 102P/50V 的陶质电容，C9 若使用电容值较小者，重载可能不开机(因为 NCP1207 Pin3 脚瞬间顶到 1V);若使用电容值较大者，也许会有轻载不开机及短路 Pin 过大的问题。

充电器设计系列

3-2-13 R7(Q1 Gate 电阻)

R7 电阻的大小，会影响到 EMI 及温升特性，一般而言阻值大，Q1 turn on / turn off 的速度较慢，EMI 特性较好，但 Q1 的温升较高、效率较低(主要是因为 turn off 速度较慢);若阻值较小，Q1 turn on / turn off 的速度较快，Q1 温升较低、效率较高，但 EMI 较差，一般使用 51 -150 1/4W。

3-2-14 C7

功能类似 RC filter，主要功用在于使高压轻载较不易振荡，一般使用 101P/50V 陶质电容。

3-2-15 IC2(Photo coupler)

光耦合器(Photo coupler)主要将二次侧的信号转换到一次侧(以电流的方式)，当二次侧的 ZD2\ZD3 导通后，IC2 即会将二次侧的电流依比例转换到一次侧，此时 NCP1207 由 Pin5 (DRV)输出 off 的信号(Low)来关闭 Q1，使用 Photo coupler 的原因，是为了符合安规需求(primacy to secondary 的距离至少需 5.6mm)。

3-2-16 R23(二次侧回路增益控制)

控制流过 Photo coupler 的电流，R23 阻值较小时，流过 Photo coupler 的电流较大，IC2 转换电流较大，回路增益较快(需要确认是否会造成振荡)，R23 阻值较大时，流过 Photo coupler 的电流较小，IC2 转换电流较小，回路增益较慢，虽然较不易造成振荡，但需注意输出电压是否正常。

3-2-17 R32，C16(二次侧回路增益控制)

控制二次侧的回路增益，一般而言将电容大会使增益变慢；电容放小会使增益变快，电阻的特性则刚好与电容相反，电阻放大增益变快；电阻放小增益变慢，至于何谓增益调整的最佳值，则可以 Dynamic load 来量测，即可取得一个最佳值。

3-2-18 D5(肖特基二极管)

参阅3-1--22 计算次级最大反向峰值电压 V_{SPI} 和输出整流管,滤波电容的选择

输出整流二极管，D5 的使用需考虑：

电流值

二极管的耐压值

输出电流 3A，使用 10A 的二极管(Schottky)应该可以，但经点温升验证后发现 D5 温度偏高，所以必须换为 15A 的二极管，因为 10A 的 V_f 较 15A 的 V_f 值大。耐压部分 40V 经验证后符合，因此最后使用 20A/200V Schottky。

3-2-19 C10，R16(二次侧缓冲回路)：

D5 在截止的瞬间会有峰值产生，若峰值超过二极管(D5)的耐压值，二极管会有被击穿的危险，调整缓冲回路可适当的减少峰值的电压值，除保护二极管外亦可改善 EMI，R16 一般使用 1/2W 的电阻，C10 一般使用耐压 500V 的陶质电容，缓冲回路调整的过程(264V/63Hz)需注意 R16,C10 是否会过热，应避免此种情况发生。

3-2-20 C11 (滤波电容)

二次侧第一级滤波电容，应使用内阻较小的电容(LXZ，YXA...)，电容选择是否恰当可依以下三点来判定：

输出 Ripple 电压是符合规格

电容温度是否超过额定值

电容值两端电压是否超过额定值

参阅 3-1-22 计算次级最大反向峰值电压 V_{SPI} 和输出整流管,滤波电容的选择

3-2-21 IC1(PWM IC-NCP1207)

充电器设计系列

在设计电源时，我们常常会关注与 MOSFET Q1 (8N60) 导通损耗有关的效率下降问题。在出现较大 Rms 电流的情况下，比如转换器在非连续导电模式(DCM)下工作时，若选择 $R_{ds(on)}$ 较小的 MOSFET，芯片尺寸就会较大，从而输入电容也较大。也就是说，导通损耗的减小将会造成较大的输入电容和控制器较大的功耗。当开关频率提高时，问题将变得更为棘手。

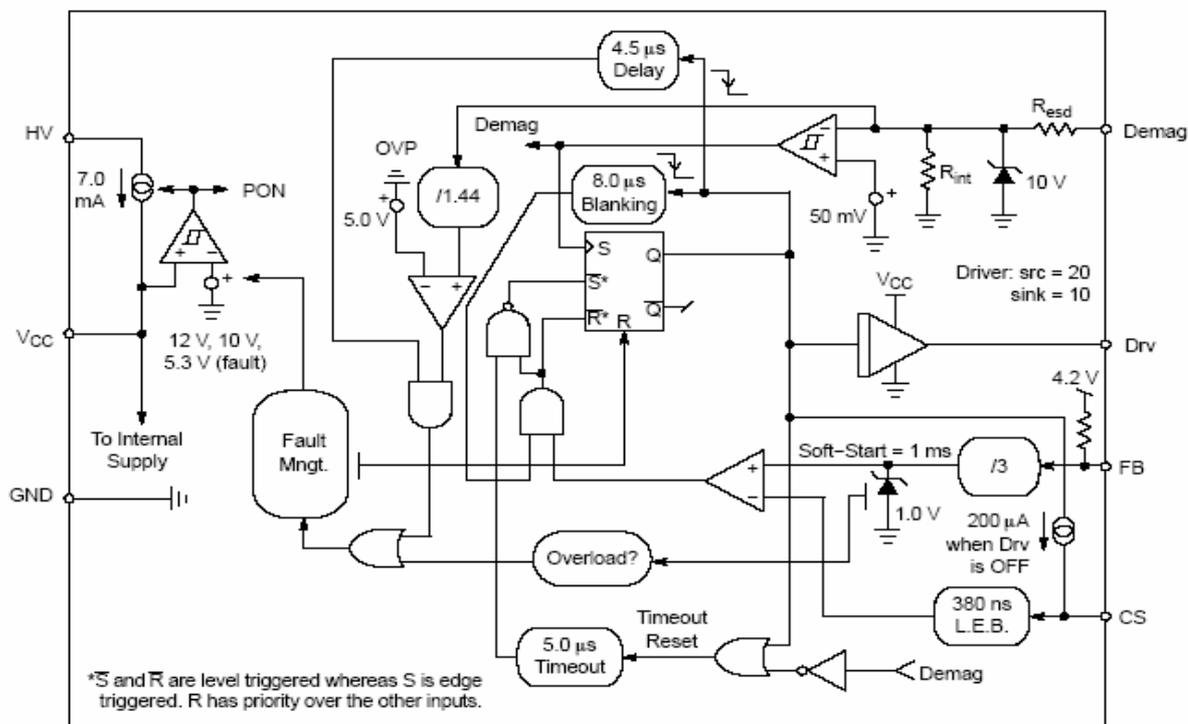


图 7 基于安森美的 NCP1207 的内部框图

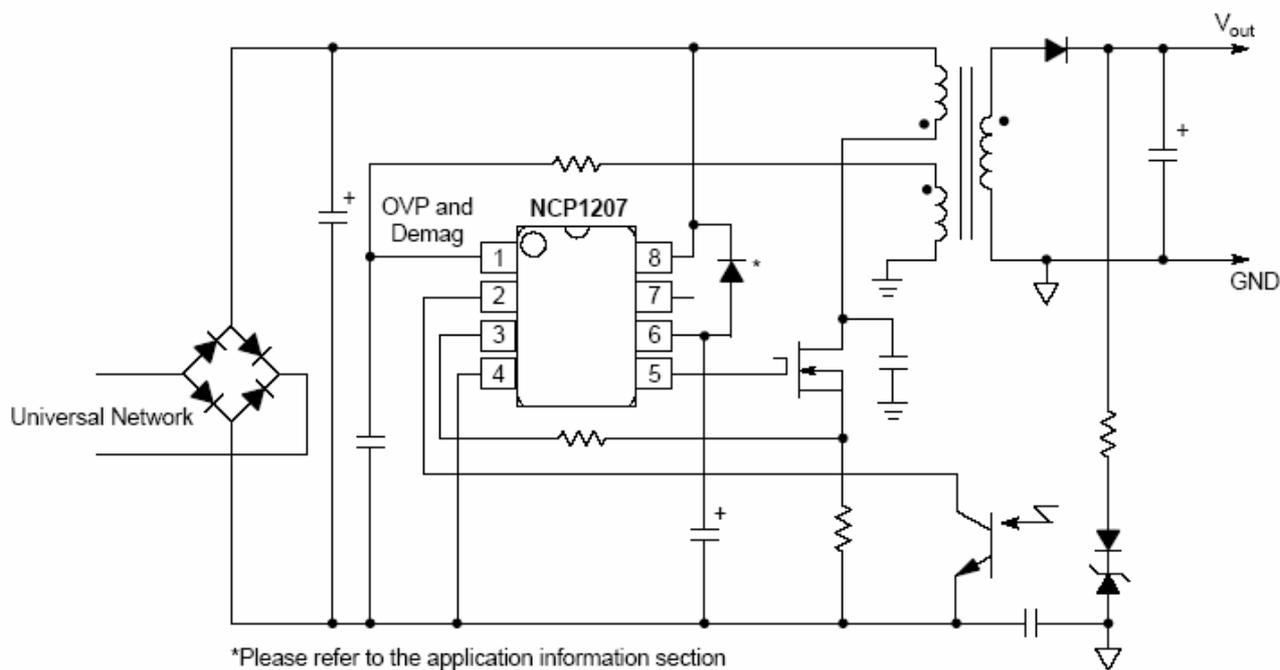


图 8 基于专用控制器的简单 QR 转换器

充电器设计系列

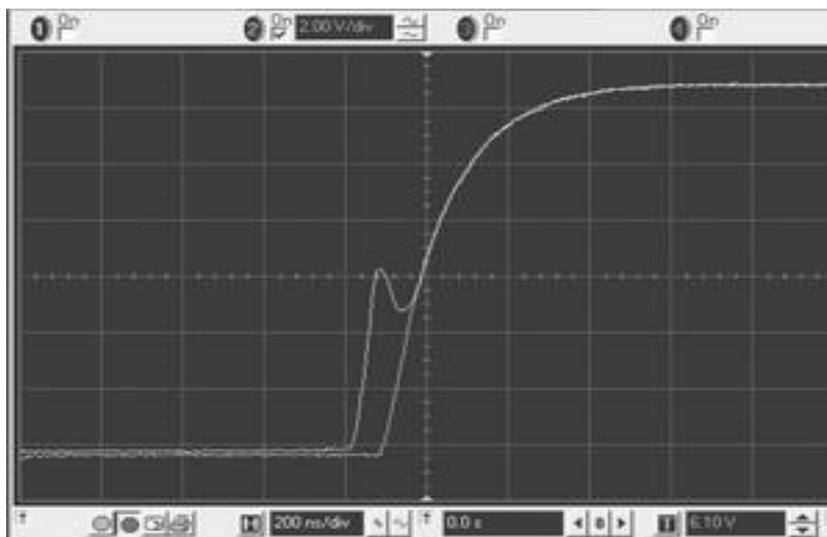


图 9 ZVS 技术消除米勒效应

在准谐振模式(QR)中采用反激转换器是消除米勒效应功耗较经济的方法，它无需在下一个时钟周期内使开关处于导通状态，只要等漏极上的自然振荡将电压逐渐降至接近于零。与此同时，通过专用引脚可以检测到控制器再次启动了晶体管。通过在开关打开处反射的足够的反激电压($N \times [V_{out} + V_f]$)，即可实现 ZVS 操作，这通常需要 600V(通用范围)的高压 MOSFET。基于安森美的 NCP1207 的内部框图如图 7 所示，QR 转换器如图 8 所示，它可以直接使用高压电源供电。该转换器在 ZVS 下工作时的栅-源电压和漏极波形如图 9 所示。

总之，如果需要 Q_g 较大的 MOSFET，最好使反激转换器在 ZVS 下工作，这样可以减少平均驱动电流带来的不利影响。这一技术也广泛应用于谐振转换器中。

3-2-22 R17(假负载)

适当的使用假负载可使线路更稳定，但假负载的阻值不可太小，否则会影响效率，使用时亦须注意是否超过电阻的额定值(一般设计只使用额定瓦数的一半)。

3-2-23 IC6 (精密稳压调整管 TL431)、Q2 (C1815)、R20、R21

调整输出精密电压+5V 的大小，输出电压不可超过 36V(因为 TL431 V_{KA} 最大为 36V，则 V_o 应在 36V 以下较安全)，因主输出电压为 8V~27V 变化，所以在电压变化，辅助输出电压也会发生变化，故辅助输出设定为正激拓扑，这样才能保证有+5V 稳定输出提供给 MCU 正常工作。TL431 的 V_{ref} 为 2.5V，Q2，R20 及 R21 目的使输出电压能精密微调，以免造成输出不准。

3-2-23 IC4 (运算放大器 LM358)、Q3 (3904) 及外围电路

由运放 IC4 (LM358) 构成的电流控制环，能将电流检测电阻 R18A、R18B 的阻值减小到 0.05，并输出 3.00A/100mA 之间转换脉冲式稳定的电流(由 Pin1、2、3 脚的构成)和由 Pin5、6、7 脚，Q3 的构成温度检测开关，其工作原理如下：

3-2-23-1 脉冲式稳定的电流的设定，当充电器在涓流状态下，IC3 的 Pin17 脚输出低电平，其恒流原理是当输出电流，经 LM358 的 Pin2 (反相输入端) 分压后得到的取样电压就与 Pin3 (同相输入端) 电压进行比较，产生外部误差电压 u ，再通过 D7 (1N4148)、光耦 (PC817) 使 IC 产生相应的变化，并以此调节输出占空比，达到恒流涓流目的。其计算如下：

充电器设计系列

$$V'_{pin2} = 5 \times \frac{R_{30}}{R_{30} + R_{31}} = 5 \times \frac{0.51}{0.5 + 620} = 0.045V = 45mV$$

由于在 PCB LAYOUT 时，LM358 的 GND (Pin4 脚) 与 R30 的 GND 电位存在电势差，在此，我们取 $V_e=5mV$ 左右。

$$I_{out} = \frac{45mV + 5mV}{0.05} = 100mA \text{ (涓流状态)}$$

在快充状态下，IC3 的 Pin17 脚以 5S-1S 脉冲输出+5V 的电压，此时 Pin2 的电压为

$$V'_{pin2} = 5 \times \frac{R_{30}}{R_{30} + R_{33}} = 5 \times \frac{0.51}{0.5 + 16.5} = 0.15V = 150mV$$

则有

$$I_{out} = \frac{150mV}{0.05} = 3.00A \text{ (快充状态)}$$

所以输出脉冲式稳定的电流在互相转换中，直到快充阶段结束，就进入涓流充电阶段。

3-2-23-2 温度卡段控制的设定：IC4的Pin5、6、7脚在此是作为比较器使用，在电池包的热敏电阻的温度系数是随着温度的升高而变小的，因为充电器使用温度 $0 \sim +40$ ，在此取三个点来设定，在 0 时，电池包的NTC=36K，在 25 时（常温），电池包的NTC=12K，在 40 时，电池包的NTC=6.8K，那么在Pin6的电压为

$$1、0 \text{ 时，} V'_{pin6} = 0.7 + 5 \times \frac{R_{NTC}}{R_{NTC} + R_{34}} = 0.7 + 5 \times \frac{36K}{1M + 36K} = 0.87V = 870mV$$

$$2、25 \text{ 时，} V'_{pin6} = 0.7 + 5 \times \frac{R_{NTC}}{R_{NTC} + R_{34}} = 0.7 + 5 \times \frac{12K}{1M + 12K} = 0.76V = 760mV$$

$$3、40 \text{ 时，} V'_{pin6} = 0.7 + 5 \times \frac{R_{NTC}}{R_{NTC} + R_{34}} = 0.7 + 5 \times \frac{6.8K}{1M + 6.8K} = 0.74V = 740mV$$

又因为 Pin5 的电压为

$$V'_{pin5} = 5 \times \frac{R_{36}}{R_{36} + R_{35}} = 5 \times \frac{2K}{2K + 12.4K} = 0.69V = 690mV$$

小于上述 Pin6 的电压，所以比较器的 Pin7 输出低电平，充电器都能进入快充阶段。

当电池包的内部温度达到 52 (Ni-cd) NTC=4.3K, 60 (Ni-MH) NTC=3.3K

$$V'_{pin6} = 0.7 + 5 \times \frac{R_{NTC}}{R_{NTC} + R_{34}} = 0.7 + 5 \times \frac{3.3K}{1M + 3.3K} = 0.76V = 710mV$$

IC3 的温度检测脚 Pin13 (TEP) 就检测到信号，从而通过 R49，把 Pin6 的电位拉小于 Pin5 的电位 690mV 比较器的 Pin7 输出高电平，Q3 导通，把 IC3 的 Pin17 (MODE) 的电位拉到地，此时充电器进入充饱阶段（涓流充电阶段）。注意 C17 在此起到软启动作用。

3-2-23 IC3 (充电器集成控制芯片) 及外围电路

S3F9454 是一种先进而有常用的 CMOS 8 位单片机。它具有以下特性：2K/4K 字节 OTP ROM，208 个半字节 RAM 空间，9 个数模转换器，十位转换结果，有 3 个可编程 I/O 口（18 个引脚），1 个 8 位高速 PWM 信号输出，有可编程代码保护，4 个中断源，同一个中断优先级，一个中断向量，内建振荡器时钟电路，内建定时器，低电压复位功能且支持省电方式以节约电能。10 位 A/D 转换器可以使得 ΔV 的检测精度达到 $2mV/cell$ （本设计编程是 Ni-MH 为 $5\sim 10mV/cell$ Ni-cd 为 $10\sim 15mV/cell$ ）；用 8 位定时/计数器进行 0.5s 定时，在出现坏电池时，

充电器设计系列

30 分钟以内电池电压低于 8V 红灯常亮，30 分钟以后电池电压仍低于 8V，红灯以 1Hz 的频率闪烁 在电池电压低于 8V 时的充电采用脉冲模式，LED 进行 1Hz 闪烁指示。系统时钟采用单片机内部的 4MHz 的 RC 时钟，降低系统的成本，但由于 RC 时钟的偏差会比较大，所以 0.5s 定时会存在误差。内建定时器可用软件控制以加强单片机的抗干扰能力。在软件出现问题时，可以对单片机进行复位，重新执行程序，防止程序死锁现象的发生。

软件编程是整个智能快速充电器的核心，主要完成充电时间定时、LED 显示处理、电池状态检测、4 种充电结束技术、通道选择（电池包结构不同，同时在电路上增加识别开关及功能接口，分开处理 Ni-MH 和 Ni-Cd）脉冲模式控制、过温保护、电池电压低于 8V 时的充电采用脉冲模式等工作。其中软件编程的核心部分是软件抗干扰的设计处理。没有好的软件抗干扰处理方法就可能出现以下不良问题。

- A 电池充电不足
- B 充电状态指示错误
- C 程序运行混乱。

本智能充电器集成了 4 种充电结束技术：Delta-V 技术、Delta-T 技术、最大充电时间技术和最大温度保护技术。本文主要介绍 Delta-V 和 Delta-T 的处理方法。

(1) Delta-V

由于电池电压的负增量与电池的绝对电压关系不大，而且不受环境温度和充电速率等因素影响，因此可以比较准确地判断电池已充足。程序每隔 1s 将对每个电池的电压进行采样，用该采样值作为电池状态判断的依据。在充电状态正常且充电没有结束时，每隔 18s 对电池进行多次采样，经过数字滤波技术处理后，作为 Delta-V 处理的电压依据，若电池的电压下降 Ni-MH 为 5~10mV/cell，Ni-cd 为 10~15mV/cell 时，充电结束。镍氢电池的充电曲线如图 10 所示。

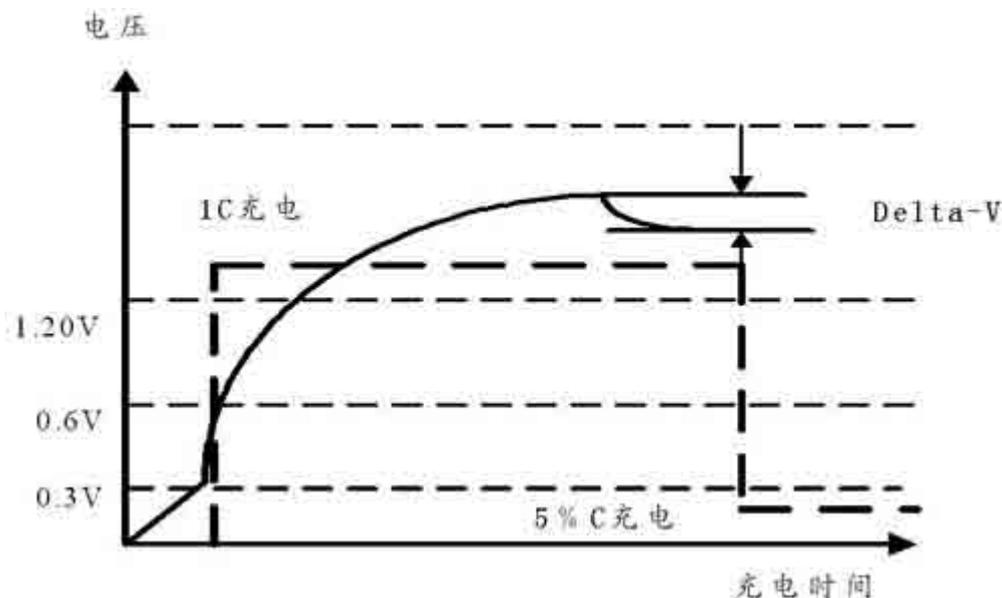


图 10 delta-v 曲线

(2) Delta-T/Delta-t

Ni-MH、Ni-cd 电池充足电后，电池温度迅速上升，温度上升变化率用 Delta-T/Delta-t 衡量，本设计认为当 Delta-T/Delta-t 大于 Ni-MH 为 1 -2.5 /min，Ni-cd 为 0.8 -2.0 /min 时，应立即终止快速充电。由于 NTC 的电阻与温度之间是非线性关系，所以在单片机的 ROM 区建立 30~60 范围内的温度值与温度检测端口电压之间的关系表格，利用线性插值法查表实现 Delta-T 的检测处理。

充电器设计系列

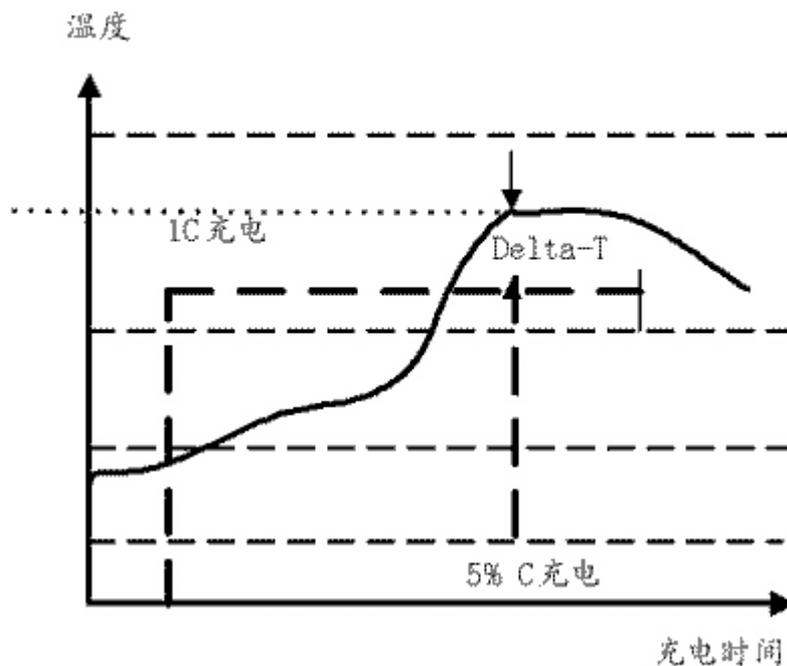


图 11 delta-T/delta 曲线

根据功能的要求，对单片机 S3F9454 的管脚安排说明如下：

Pin1 (GND)，公共地；

Pin2 (OSC1)，接单片机的工作频率为 4MHz 的晶振；

Pin3 (OSC2)，接单片机的工作频率为 4MHz 的晶振；

Pin4 (USER)，复位端；

Pin5 (LED1)，双色 LED 指示灯控制，主要控制 Q5 的导通和关段，来控制 LED1-LED3 的绿灯；

Pin6 (LED2)，双色 LED 指示灯控制，主要控制 Q6 的导通和关段，来控制 LED1-LED3 的红灯；

Pin7 (LED3)，双色 LED 指示灯控制，主要控制 Q7 的导通和关段，来控制 LED4-LED6 的绿灯；

Pin8 (LED4)，双色 LED 指示灯控制，主要控制 Q8 的导通和关段，来控制 LED4-LED6 的红灯；

Pin9 (NC)，空脚；

Pin10，未使用；

Pin11 (V2)，充电器内部环境温度的控制，当 RH1 检测到环境温度 62.0，来关段充电；

Pin12 (ON/OFF)，电池包结构不同，同时在电路上增加识别开关及功能接口，当开关 SW 常开时为 Ni-Cd，常闭为 Ni-MH；

Pin13 (TEP)，最大温度保护检测控制端；

Pin14 (NC)，空脚；

Pin15 (H/L)，空载电压和充电电压的控制，当电池包未插入充电前，此脚输出高电平，使得 Q4 导通，空载电压输出 8V 左右，目的是为了防止和减少电池包插入时的打火现象，电池包插入后 5S，此脚输出低电平，使得 Q4 关段，此时输出电压 8V-27V 之间，可对 12V-18V 的电池包进行充电；

Pin16，未使用；

Pin17 (MODE)，模式控制端，此脚输出 5S-1S 高低电平，从而实现了脉冲充电模式；

Pin18 (Ni-MH)，Ni-MH 控制端，当电池包插入充电时为 Ni-MH，此脚起作用；

充电器设计系列

Pin19 (Ni-cd) , Ni-cd 控制端, 当电池包插入充电时为 Ni-cd, 此脚起作用;

Pin20 (VDD) , +5V 电源输入端。

3-2-24 LED1-LED6 (超高亮度共阳极发光二极管)

根据外壳结构要求, 来选用六个双色 LED 灯 (红和绿) 分别正确指示不同充电状态。

3-2-25 D14、D15 (整流二极管 SB560 5A/60V D0-41)

D14、D15 在此作用是防止电池电压的反灌电流, 从而损坏充电器。由于输出为 27V/3.00A, D14、D15 可选用两个整流二极管 SB560 5A/60V D0-41。

3-2-25 其他零件参考以下 BOM 结构

表 1 BOM 结构

序号	物料名称, 型号, 规格, 材质, 供应商	单位	用量	位号
1	PCB 组件,主控板, IN:198-265Vac, OUT: 8-27Vdc/3.0A	套		
2	贴片电阻 10Kohm ± 5% 0805	PCS	1	R68*
3	金属氧化膜电阻 0.47ohm ± 5% 3W 小型化	PCS	1	R10
4	金属氧化膜电阻 (小型号) 100Kohm/2W ± 5%(立式) L=11.5mm	PCS	1	R3
5	碳膜电阻 12ohm ± 5% 1/2W M 型 L=12MM 引脚长=10MM	PCS	1	R19
6	碳膜电阻 33ohm ± 5% 1/2W M 型 L=12MM 引脚长=10MM	PCS	1	R16
7	碳膜电阻 510Kohm ± 5% 1/4W M 型 L=10MM 引脚长=10MM	PCS	2	R1, R2
8	碳膜电阻 10ohm ± 5% 1/4W M 型 L=10MM 引脚长=10MM	PCS	1	R5
9	碳膜电阻 33ohm ± 5% 1/4W M 型 L=10MM 引脚长=10MM	PCS	1	R7
10	碳膜电阻 47ohm ± 5% 1/4W M 型 L=10MM 引脚长=10MM	PCS	1	R7*代换
11	碳膜电阻 1.5Kohm ± 5% 1/4W M 型 L=10MM 引脚长=10MM	PCS	1	R17
12	碳膜电阻 5.1Kohm ± 5% 1/4W M 型 L=10MM 引脚长=10MM	PCS	1	R38
13	碳膜电阻 10Kohm ± 5% 1/4W M 型 L=10MM 引脚长=10MM	PCS	3	R22, R46, R47
14	碳膜电阻 100ohm ± 1% 1/4W M 型 L=10MM 引脚长=10MM	PCS	1	R23
14	碳膜电阻 220ohm ± 1% 1/4W M 型 L=10MM 引脚长=10MM	PCS	1	R11
15	金属膜电阻 510ohm ± 1% 1/4W M 型 L=10MM 引脚长=10MM	PCS	2	R30, R37
16	金属膜电阻 1Kohm ± 1% 1/4W M 型 L=10MM 引脚长=10MM	PCS	3	R9, R28, R67
17	金属膜电阻 3.3Kohm ± 1% 1/4W M 型 L=10MM 引脚长=10MM	PCS	1	R36
18	金属膜电阻 4.7Kohm ± 1% 1/4W M 型 L=10MM 引脚长=10MM	PCS	2	R32, R49
19	金属膜电阻 5.6Kohm ± 1% 1/4W M 型 L=10MM 引脚长=10MM	PCS	1	R13
20	金属膜电阻 10Kohm ± 1% 1/4W M 型 L=10MM 引脚长=10MM	PCS	6	R35, R41, R44, R45, R48, R66
21	金属膜电阻 15Kohm ± 1% 1/4W M 型 L=10MM 引脚长=10MM	PCS	1	R40
22	金属膜电阻 16.5Kohm ± 1% 1/4W M 型 L=10MM 引脚长=10MM	PCS	1	R33
23	金属膜电阻 20Kohm ± 1% 1/4W M 型 L=10MM 引脚长=10MM	PCS	2	R4, R43
24	金属膜电阻 39Kohm ± 1% 1/4W M 型 L=10MM 引脚长=10MM	PCS	1	R12
25	金属膜电阻 40.2Kohm ± 1% 1/4W M 型 L=10MM 引脚长=10MM	PCS	2	R20, R21
26	金属膜电阻 120Kohm ± 1% 1/4W M 型 L=10MM 引脚长=10MM	PCS	2	R39, R42
27	金属膜电阻 560Kohm ± 1% 1/4W M 型 L=10MM 引脚长=10MM	PCS	1	R31
28	金属膜电阻 1Mohm ± 1% 1/4W M 型 L=10MM 引脚长=10MM	PCS	1	R34
29	碳膜电阻 1K ± 5% 1/6W M 型 L=8MM 引脚长=10MM	PCS	12	R50-R61
30	碳膜电阻 5.1Kohm ± 5% 1/6W M 型 L=8MM 引脚长=10MM	PCS	4	R62-R65
31	线绕电阻 0.1ohm ± 1% 2W M 型 L=15MM	PCS	2	R18A, R18B

充电器设计系列

32	压敏电阻 470V 0.4W/471KD10 c 10 (绿色)	PCS	1	RV1
33	负温度特性热敏电阻 NTC 2R55A 2.5 5A c 10 2.5D-11	PCS	1	RH1
34	负温度特性热敏电阻 NTC SCK052 5 2A	PCS	1	RH1*
35	负温度特性热敏电阻 NTC 10K 1/4W	PCS	1	RH2
36	X 电容 0.22uF ± 10% 280VAC 18*14*9mm P=15mm 短脚 3.1~3.6mm(塑镭)	PCS	1	CX1
37	Y 电容 332 250VAC-X1Y2 ± 20% P=10mm CD/CT81	PCS	4	CY1-CY4
38	电解电容 120uF ± 20% 400V 105 DXL=18*35.5mm 短脚 3.1~3.6mm	PCS	1	C1* 代换
39	电解电容 150uF ± 20% 400V-DC 105 D*L=18*36mm 短脚 3.1~3.6mm	PCS	1	C1
40	铝电解电容 47uF ± 20% 35V 105 DXL=6.3*11mm (短脚 3.1-3.6mm)	PCS	1	C5
41	电解电容 2.2uF ± 20% 50V 105 D*L=5*12mm 高频低阻 短脚 3.1~3.6mm	PCS	1	C17
42	电解电容 1000uF ± 20% 35V 105 D*L:10*25mm 高频低阻抗	PCS	1	C11
43	铝电解电容 220uF ± 20% 35V 105 DXL=6.3*12mm LOW ESR 短脚 3.1~3.6mm	PCS	1	C13
44	铝电解电容 22uF ± 20% 10V 105 DXL=5*11mm	PCS	2	C15, C18
45	电解电容 10uF/25V 5*11mm ± 20% 短脚 3.1~3.6mm KM Series	PCS	1	C25
46	独石电容 105 1uF ± 20% 50V-DC MY5U PIN=5mm	PCS	1	C16
47	陶瓷电容 224 0.22uF ± 20% 50V-DC MY5U PIN=5mm	PCS	1	C27
48	陶瓷电容 104 0.1uF ± 20% 50V-DC MY5V PIN=5mm	PCS	9	C6, C14, C19, C20, C21, C22, C23, C24, C26
49	陶瓷电容 332pF ± 20%/1KV Z5U (短脚)	PCS	2	C2
50	瓷片电容 82p/50V-DC ± 20% MY5U PIN=5mm	PCS	1	C7
51	陶瓷电容 473pF ± 20% 50V 普通 PIN=5mm	PCS	1	C8
52	陶瓷电容 2200P 222/1KV ± 20% KV-DC PIN=5mm	PCS	1	C10
53	陶瓷电容 102/100V ± 20% X7R PIN=5mm	PCS	1	C12
54	陶瓷电容 101/50V K Y5P	PCS	1	C9
55	晶振 4MHz 陶瓷三脚	PCS	1	X1
56	整流二极管 1N4007 1A 1000V DO-41 MIC	PCS	2	D1, D2
57	超快恢复整流二极管 FR202 2A/100V DO-15	PCS	1	D6
58	整流二极管 1N4148 150mA 75V DO-35	PCS	8	D4, D7-D13
59	肖特基二极管 STPR1020CT 10A 200V TO-220AB (ST)	PCS	1	D5
60	整流二极管 SB560 5A/60V DO-41	PCS	2	D14, D15
61	稳压二极管 15V ± 2% 1/2W DO-35	PCS	1	ZD1
62	稳压二极管 6.2V ± 2% 1/2W DO-35	PCS	1	ZD2
63	稳压二极管 20V ± 2% 1/2W DO-35	PCS	1	ZD3
64	TVS 瞬态抑制二极管 P6KE33A DO-15	PCS		TVS
65	整流桥 GBU406 4A/600V GBU 封装 (LT)	PCS	1	BD1
66	MOS 管 FQPF7N80C(7A800V) TO-220F 封装 Fairchild	PCS	1	Q1
66	MOS 管 FQPF8N60C(8A600V) TO-220F 封装 Fairchild	PCS	1	Q1*代用
67	NPN 三极管 2SC1815 TO-92	PCS	6	Q2, Q4-Q8
68	NPN 三极管 3904 TO-92	PCS	1	Q3
69	PWM 控制芯片 NCP1207PG(Pb-Free) PDIP- 8 直插 安森美	PCS	1	IC1
70	光电耦合器 IC PC817 DIP4	PCS	1	IC2
71	双运算放大器 IC LM358 DIP-8 “ST”	PCS	1	IC4

充电器设计系列

73	IC 精密稳压管 TL431 ±0.5% T0-92 KONUA	PCS	1	IC6
74	SMSUNG 9454 (三星) 无程序	PCS	1	IC3
75	保险管 T2.5A/250 5×20 VDE 有引脚 慢断 UL VDE CE 3C 认证	PCS	1	F1
76	保险管 T4.5A/250 4×10 VDE 有引脚 慢断 UL VDE CE 3C 认证	PCS	1	F2
77	超高亮度共阳极双色发光二极管 (Green+Red) 3PIN =3mm PIN=2.54mm	PCS	6	LED1-LED6
78	共模电感 T16*9*5 1.2mH LC16-184	PCS	1	L1
79	共模电感 LC16-212 CLICK 0638/UU16 0.45*60Ts	PCS	1	L2
80	高频变压器 EC3301-704 Lp=1000uH	PCS	1	T1
81	散热器 HS1 铝型材散热片 120×30 mm T=2.50mm	PCS	1	FOR Q1
82	散热器 HS2 铝型材散热片 107×30 mm T=2.50mm	PCS	1	FOR D5
83	开关 1.开关寿命必须大于 5000T; 2.弹片热处理 HRC35-45.(客供)	PCS	1	SW
84	五金件电池接触片, FOR CHA08103LF CE	PCS	3	\+BATT , -BATT , T
85	跳线 DIR0.6×5mm	PCS	4	J1-J4
86	跳线 DIR0.6×10mm	PCS	1	R11
87	跳线 DIR1.5×8mm	PCS	1	D14
88	跳线 DIR0.8×7.5mm	PCS	1	D3
89	磁珠 BB3.5×1.5×3 HF57	PCS	7	FOR Q1, D5, D1
90	绝缘豆 (T0-220)	粒	1	用于 D5
91	矽胶片 T0.3×13×19 T0-220	片	1	用于 D5
92	盘头螺丝 M3*10mm 镀镍	PCS	1	用于 Q1, D5
93	螺母 M3 镀镍 P/N670118001(01) FOR G.03.000024LF	PCS	1	用于 Q1, D5
94	铁氟龙套管 15L 透明	PCS	1	用于套住 F2 引脚
95	UL 套管 6.0*22mm 热缩 黑色 130	PCS	1	用于套住 F1
96	UL 套管 5*12mm 热缩 黑色 130	PCS	1	用于套住 F2
97	高温无铅锡丝 Sn-0.7Cu 1.0 亿诚达	g	1	
98	Sn-0.7Cu 无铅焊条 亿诚达(电源专用)	g	1	
99	低固量免洗助焊剂 TF-800 同方	g	1	
100	UL 黄胶 JP-1618FR	g	1	
101	散热油 P/N 900132001(01)	g	1	
102	TF-210 稀释剂 同方 每桶 16KG	g	1	
103	AC 线 VDE H03VVH2-F 2*0.75mm L=1800mm BLACK 带 VDE 插头 SR9*7*2.5mm	条	1	
104	单面(主板) 174.5×118×1.6mm 材质: CEM-1 94V0	PCS	1	
105	R24	PCS	1	NC
106	包装组件	套	1	
107	外箱内尺寸 493L×285W×366H A=B/中性	PCS	0.025	
108	刀卡 20 孔 孔尺寸 155L×42W×176H B3B	PCS	0.05	
109	隔板 483×279 B3B	PCS	0.075	
110	PE 袋 250*350mm	PCS	1	