

基于 dsPIC33 和 MCP3909 的 三相多功能电表前端设计(Rev. B)

1. 概述	3
1.1 系统概述	3
1.2 主要设计参数	4
1.3 主要测量参数	4
2. 基本原理	6
2.1 同步采样与准同步采样方法	6
2.2 准同步采样方法的基本思想	6
2.3 准同步采样的谐波分析算法	9
2.3 准同步采样算法的有效电压、有效电流及功率测量	11
2.4 准同步采样算法的频率测量	12
2.5 提高准同步采样算法的测量精度	14
2.6 二次参数的测量	16
2.7 比差和相差补偿	18
2.8 直流偏置	20
2.9 电能脉冲输出	20
2.10 电能表校准	22
3. 系统硬件	25
3.1 信号输入及调理	25
3.2 模数转换	27
3.3 MCU 及 ICD2 接口	28
3.4 UART 和 SPI1 接口	29
3.5 电能脉冲输出接口	30
3.6 电源	30
3.7 零线电流检测	31
4. 软件设计	32
4.1 资源配置	32
4.2 系统基本任务	33
4.3 主要流程介绍	35
4.4 工程文件说明	41
5. 演示板及辅助软件使用说明	42
5.1 演示板说明	42
5.2 辅助调试软件介绍	43
5.2.1 软件安装	43
5.2.2 交流电参数测量数据监视	44
5.2.3 电能表校准	46

6. 附录	49
附录 A 硬件原理图	49
附录 B 程序流程图	52
附录 C 通讯协议	59
附录 D 参数在 EEPROM 中存储顺序	66

1. 概述

本设计之前，Microchip中国应用设计中心已经推出基于dsPIC30和MCP3905的三相多功能电表的前端模块的设计(Rev. A)。该模块完成对三相电参数的测量以及电流电压谐波分析。该设计采用同步采样方式进行电压电流数据的采集和分析，硬件架构相对复杂。另外，MCP3905的SPI接口不支持多个SPI器件并联，需要外部硬件逻辑电路。详细资料可参考RDN1049。

针对Rev. A设计中的硬件相对复杂的问题，Microchip中国应用设计中心在Rev. A设计的基础上推出Rev. B设计。本设计硬件非常简单，采用三个MCP3909和一个dsPIC33FJ64GP206构成硬件平台。而软件采样准同步算法，因此无需外部过零检测和锁相环电路以对电网频率进行同步。通过软件测量电网频率，并修正由于电网频率波动对测量引起的误差。由于硬件相对简单，Rev.B设计在工程上具有一定优势。

1.1 系统概述

图 1.1 是本设计的系统框图，采用 Microchip 公司的 dsPIC33FJ64GP206 数字信号处理器件和电表专用的计量芯片 MCP3909 为核心的三相四线制多功能电度表前端模块(适当修改也可支持三相三线制电表)。

MCP3909 可作为两通道的 16 位 ADC，每个 MCP3909 完成一相的电流和电压实时同步采样。三个 MCP3909 的时钟信号由 3.2768MHz 有源晶体提供，同时其复位信号由 dsPIC33FJ64GP206 控制，从而实现三相同步采样。MCP3909 通过 SPI 接口和 dsPIC33FJ64GP206 连接，dsPIC 为 SPI 的主控制器。MCP3909 的电流通道的增益可分别由 dsPIC33FJ64GP206 的 I/O 独立控制，可根据不同电流输入幅度调整合适的增益。

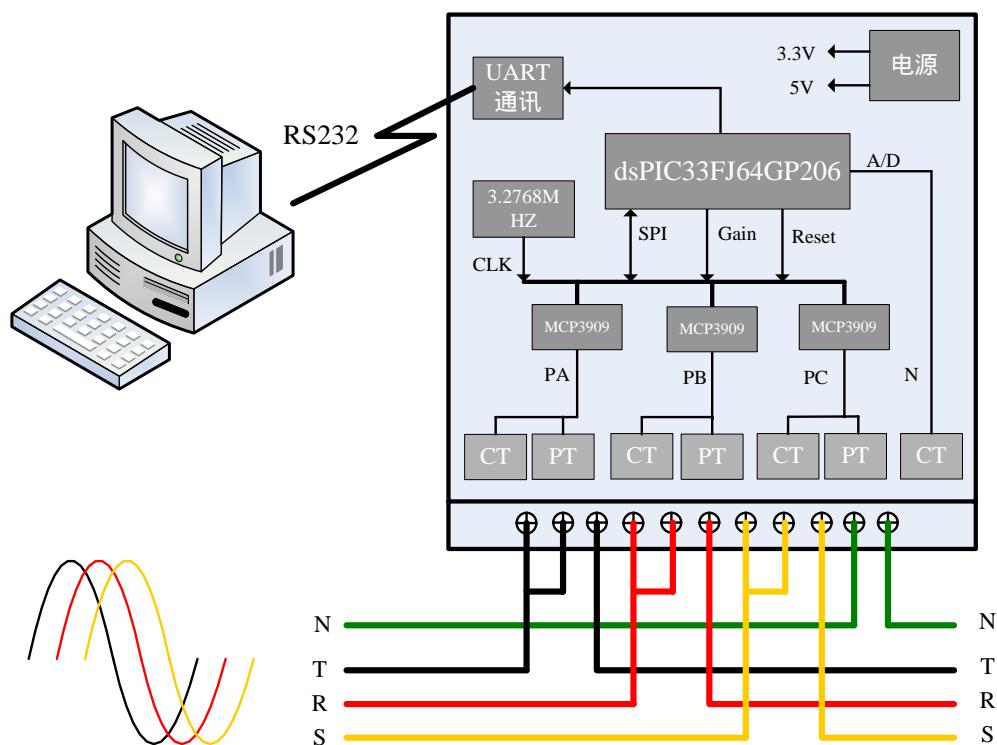


图 1.1 系统原理框图

零线电流测量由 dsPIC33FJ64GP206 的 A/D 独立完成。主要用于三相不平衡检测，因此对精度要求不高。从节省成本方面考虑采样 dsPIC 内部的 A/D 实现测量。

dsPIC 通过 SPI 获取三相电流和电压的原始信号数据，数据在 dsPIC30F3013 中计算以取得相关的参数值。最后通过 dsPIC 的 UART 接口与上位机相连，把测量计算后得到的数据显示到上位机界面中。

PC 机模拟后端的模块通过 RS232 对前端模块进行控制，获取前端模块测量的数据并进行显示。

1.2 主要设计参数

- **信号输入：** 三相四线制
- **输入频率范围：** 47 ~ 53HZ
- **数据采样率：** 3.2Ksps
- **参比电压：** $3 \times 220/380V$ $3 \times 57.7/100V$ (三相四线)，0.5 级
- **额定电流 Ib：** $3 \times 5(20)A$ ，0.5 级
- **起动电流：** 0.001Ib
- **有功功率测试范围：** 0 ~ 13200W，0.5 级
- **无功功率测试范围：** 0 ~ 13200Var，0.5 级
- **功率因数：** 0.5 级
- **频率测量：** 0.2 级，最大误差 0.1HZ
- **电压谐波测试范围：** 2 ~ 31 次
- **电流谐波测试范围：** 2 ~ 31 次
- **潜动：** 具有防潜动设计(<0.0008Ib)
- **脉冲输出：** 合相有功脉冲，合相无功脉冲
- **脉冲常数：** 3200

1.3 主要测量参数

- **电网频率：**
- **分相电压有效值：**
- **分相电流有效值：**
- **零线电流有效值：**
- **分相有功功率：**
- **分相无功功率：**
- **分相视在功率：**
- **分相功率因数：**
- **分相基波有功功率：**
- **分相基波无功功率：**
- **分相谐波有功功率：**
- **分相谐波无功功率：**
- **合相有功功率：** 分相有功功率代数和
- **合相无功功率：** 分相有功功率代数和
- **合相视在功率：** 分相视在功率代数和
- **合相功率因数：**
- **电压相序检测：**
- **电流相序检测：**
- **缺相及低压报警检测：**
- **分相电压/电流畸变率：**
- **合相有功电能：** 正/反向有功电能的代数和
- **正/反向有功电能：**

- 正/反向无功电能：
- 四象限无功电能：
- 分相电压/电流谐波：

2 . 基本原理

本节主要阐述准同步测量方法的基本原理以及相应的交流电参量的测量方法。

2.1 同步采样与准同步采样方法

在RDN1049中，我们采样同步采样方法进行电参数的测量。同步采样方法要求采样间隔和电网频率同步，因此在该设计中采用外部的硬件锁相环电路，以跟踪电网频率，并自动更新MCP3909的时钟以更改采样频率。由于锁相环输出频率存在滞后于电网频率的情况，使得系统存在同步误差，严格的同步采样是难以实现的。另外，由于电网中存在非正弦情况，影响过零检测，严重情况下可能使锁相环失效而使系统无法正常工作。

相比较而言，准同步采样方法具有工程上实用性上的优势，该方法的采样方法实际是等间隔采样，无需与电网频率同步，因此可以减少过零检测和锁相环电路，降低硬件复杂度。但其代价是增加了系统软件的开销。

对于周期信号的FFT或DFT谐波分析，在理论上只有当满足每周期采样点数 $N > 2M$ (M为周期信号的最高谐波次数)并且实现了严格的同步采样，傅立叶变换才能获得其准确的频谱。如果 $N \leq 2M$ ，将引起频谱混叠现象；如果无法准确同步，将引起频谱泄漏(栅栏现象)。而在准同步采样测量中，并不能保证采样周期与被测信号周期严格同步。为减少非同步带来的测量误差，使基波和高次谐波都能获得较高的测量准确度，可以在数据处理时通过增加迭代次数来提高测量准确度。通过迭代运算可以有效的减小同步误差对测量准确度的影响，是实现稳态条件下精确测量频率和谐波的方法之一。

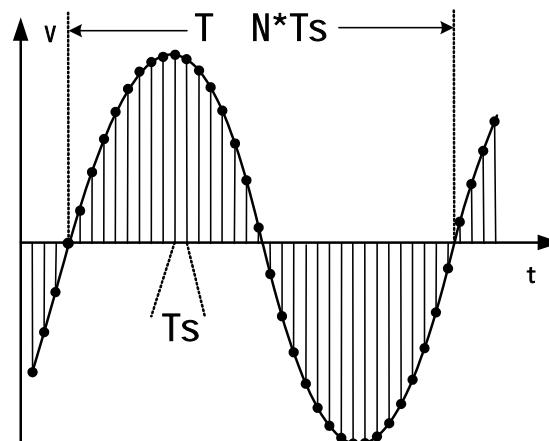


图 2.1 准同步采样示意图

2.2 准同步采样方法的基本思想

设周期信号 $g(t)$ 在一个周期内的平均值为 $\overline{g(t)}$ ，

$$\overline{g(t)} = \frac{1}{T} \int_0^T g(t) dt = \frac{1}{T} \int_{T_0}^{T_0+T} g(t) dt \quad 2-1$$

令 $t = x/\omega$ ，则，

$$\overline{g(t)} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f(x) dx = \overline{f(x)} \quad 2-2$$

其中， $f(x) = g(x/\omega)$ ，周期为 2π 。

如果不能实现整周期采样，而存在一个采样频率偏差，则

$$\overline{f(x)} \neq \frac{1}{2\pi + \Delta} \int_0^{2\pi + \Delta} f(x) dx \neq \frac{1}{2\pi + \Delta} \int_{\alpha}^{\alpha + 2\pi + \Delta} f(x) dx \quad 2 - 3$$

令

$$F^1(\alpha) = \frac{1}{2\pi + \Delta} \int_{\alpha}^{\alpha + 2\pi + \Delta} f(x) dx \quad 2 - 4$$

$F^1(\alpha)$ 的值为 的函数，并且也是以 2π 为周期的函数。令 $E = \overline{f(x)} - F^1(\alpha)$ ，为非同步采样测量误差。

由于 $F^1(\alpha)$ 是以 2π 为周期的函数，可以在 $0 \sim 2\pi$ 区间通过积分求其平均值 $\overline{F^1(\alpha)}$ ，可以证明 $\overline{f(x)} = \overline{F^1(\alpha)}$ 。

设积分起点为 β ，则

$$\overline{f(x)} = \overline{F^1(\alpha)} = \frac{1}{2\pi} \int_{\beta}^{\beta + 2\pi} F^1(\alpha) d\alpha \quad 2 - 5$$

同样，由于不能严格实现整周期积分，因此

$$\overline{f(x)} = \overline{F^1(\alpha)} \neq \frac{1}{2\pi + \Delta} \int_{\beta}^{\beta + 2\pi + \Delta} F^1(\alpha) d\alpha \quad 2 - 6$$

同样， $\frac{1}{2\pi + \Delta} \int_{\beta}^{\beta + 2\pi + \Delta} F^1(\alpha) d\alpha$ 的积分值与 β 有关，并且以 2π 为周期，记为 $F^2(\beta)$ ，在不发生混淆情况下，将 $F^1(\alpha)$ ， $F^2(\beta)$ 记为 $F^1(x)$ ， $F^2(x)$ ，可以得到以下递推公式：

$$F^n(\alpha) = \frac{1}{2\pi + \Delta} \int_x^{x + 2\pi + \Delta} F^{n-1}(x) dx \quad 2 - 7$$

可以证明，

$$\lim_{n \rightarrow \infty} F^n(\alpha) = \overline{f(x)} \quad 2 - 8$$

在实际应用中，需要对模拟连续信号采样离散算法处理，上述准同步递推过程可表述如下。

对于式 (2 - 4)，将宽为 $n \times (2\pi + \Delta)$ 的积分区间 $[x_0, x_0 + n \times (2\pi + \Delta)]$ 等分为 $n \times N$ 段采样

得到 $n \times N + 1$ 个数据 $f(x_i)$ ，($i = 0, 1, \dots, n \times N$)，然后做如下递推

第一次递推：

$$F_0^1 = \frac{1}{\sum_{i=0}^N \rho_i} \sum_{i=0}^N \rho_i \cdot f(x_i), \quad F_1^1 = \frac{1}{\sum_{i=1}^{N+1} \rho_i} \sum_{i=1}^{N+1} \rho_i \cdot f(x_i), \dots, \quad F_{(n-1) \times N}^1 = \frac{1}{\sum_{i=(n-1) \times N}^{N \times n} \rho_i} \sum_{i=(n-1) \times N}^{N \times n} \rho_i \cdot f(x_i)$$

第二次递推：

$$F_0^2 = \frac{1}{\sum_{i=0}^N \rho_i} \sum_{i=0}^N \rho_i \cdot F_i^1, \quad F_1^2 = \frac{1}{\sum_{i=1}^{N+1} \rho_i} \sum_{i=1}^{N+1} \rho_i \cdot F_i^1 \dots \dots F_{(n-2) \times N}^2 = \frac{1}{\sum_{i=(n-2) \times N}^{N \times (n-1)} \rho_i} \sum_{i=(n-2) \times N}^{N \times (n-1)} \rho_i \cdot F_i^1$$

第三次递推：

$$F_0^3 = \frac{1}{\sum_{i=0}^N \rho_i} \sum_{i=0}^N \rho_i \cdot F_i^2, \quad F_1^3 = \frac{1}{\sum_{i=1}^{N+1} \rho_i} \sum_{i=1}^{N+1} \rho_i \cdot F_i^2 \dots \dots F_{(n-3) \times N}^3 = \frac{1}{\sum_{i=(n-3) \times N}^{N \times (n-2)} \rho_i} \sum_{i=(n-3) \times N}^{N \times (n-2)} \rho_i \cdot F_i^2$$

.....

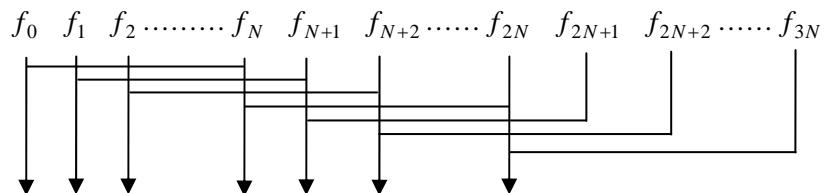
第n次递推：

$$F_0^n = \frac{1}{\sum_{i=0}^N \rho_i} \sum_{i=0}^N \rho_i \cdot F_i^{n-1}$$

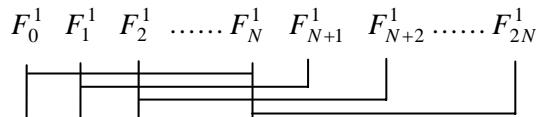
其中， ρ_i 为数字求积公式所确定的权系数。在准同步采样算法中通常采用复化矩形求积算法或复化梯形求积算法。

图2.2表示一个三个周期迭代的递推过程。

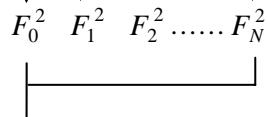
原始数据



第一次递推



第二次递推



第三次递推



图 2.2 三个周期迭代过程

实际应用中，频率偏移量一般较小，所以通过3~5次迭代即可得到较好的结果。

通过上述的迭代过程，最终可得到一组权系数 η_i ，称为准同步算法的权系数，可从数值求积的公式中导出。迭代结果和原始数据关系可用式 (2 - 9) 表示，

$$F_0^n = \frac{1}{\sum_{i=0}^{n \times N} \eta_i} \sum_{i=0}^{n \times N} \eta_i \cdot f(x_i) = \frac{1}{N^n} \sum_{i=0}^{n \times N} \eta_i \cdot f(x_i) = \sum_{i=0}^{n \times N} R_i \cdot f(x_i) \quad 2 - 9$$

其中，

$$R_i = \frac{1}{N^n} \cdot \eta_i \quad (i = 0 \sim n \times N) \quad 2 - 10$$

称式(2-25)为准同步窗函数。在确定了采样点数，迭代次数，数值求积方法后，准同步窗的系数是确定的，因此可以事先建立一个准同步窗函数数组。

利用准同步窗函数对原始数据进行加权处理，即等效为对数据进行一次同步化处理，从算法实现上也非常简单，只是对原始数据与准同步窗函数数组进行一次乘法的操作。处理后的新的周期信号与原始信号周期相同，所含频率成分相同，并且新的信号的同步误差变小。

图2.3为准同步窗函数时域特性及数据处理的示意。其中，红色为窗函数的特性曲线，蓝色为输入信号，绿色为输出信号。

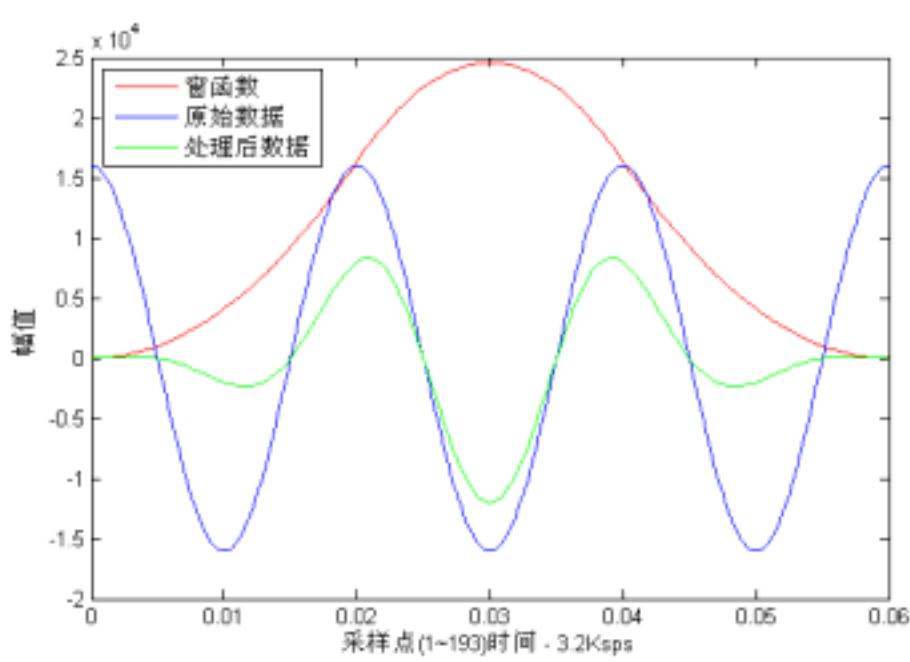


图 2.2 准同步窗函数时域特性曲线和数据处理

2.3 准同步采样的谐波分析算法

周期信号可表示为三角傅立叶级数或指数傅立叶级数形式。对于任一周期为T的周期信号可表示为，

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} (a_k \cos(k \cdot \omega \cdot t) + b_k \sin(k \cdot \omega \cdot t)) \quad 2 - 11$$

其中，

$$a_k = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cdot \cos(k \cdot \omega \cdot t) dt \quad 2 - 12$$

$$b_k = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cdot \sin(k \cdot \omega \cdot t) dt \quad 2 - 13$$

或者表示为

$$f(t) = a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} c_k \sin(k \cdot \omega \cdot t + \varphi_k) \quad 2 - 14$$

其中， a_k ， b_k ， c_k 和 φ_k 之间的关系为：

$$c_k = \sqrt{a_k^2 + b_k^2} \quad 2 - 15$$

$$\varphi_k = \operatorname{tg}^{-1} \frac{a_k}{b_k} \quad 2 - 16$$

$$a_k = c_k \sin \varphi_k \quad 2 - 17$$

$$b_k = c_k \cos \varphi_k \quad 2 - 18$$

令 $g(t) = f(t) \cdot \cos(k \cdot \omega \cdot t)$ ，可以证明 $g(t)$ 也是一个以 T 为周期的周期函数。对 $g(t)$ 在 $[0 \sim T]$ 区间求平均，得到：

$$\overline{g(t)} = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) \cdot \cos(k \cdot \omega \cdot t) dt \quad 2 - 19$$

则 $a_k = 2 \times \overline{g(t)}$ 。因此，只要准确求出 $\overline{g(t)}$ 即可得到 a_k 。

$$a_k = 2 \overline{g(t)} = \frac{2}{N^n} \sum_{i=0}^{n \times N} \eta_i \cdot g_i = \frac{2}{N^n} \sum_{i=0}^{n \times N} \eta_i \cdot f_i \cdot \cos(k \cdot \frac{2\pi}{N} \cdot i) \quad 2 - 20$$

$$b_k = \frac{2}{N^n} \sum_{i=0}^{n \times N} \eta_i \cdot f_i \cdot \sin(k \cdot \frac{2\pi}{N} \cdot i) \quad 2 - 21$$

其中， N ， n ， η_i 都为常数，因此，也可用以下表达式：

$$a_k = \sum_{i=0}^{n \times N} I_i \cdot f_i \cdot \cos(k \cdot \frac{2\pi}{N} \cdot i) \quad 2 - 22$$

$$b_k = \sum_{i=0}^{n \times N} I_i \cdot f_i \cdot \sin(k \cdot \frac{2\pi}{N} \cdot i) \quad 2 - 23$$

其中，

$$I_i = \frac{2}{N^n} \cdot \eta_i = R_i \times 2 \quad (i = 0 \sim n \times N) \quad 2 - 24$$

2.3 准同步采样算法的有效电压、有效电流及功率测量

由式(2-11)可得到周期电压可表示为：

$$U(t) = \frac{u_{a0}}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} (u_{ak} \cos(k \cdot \omega \cdot t) + u_{bk} \sin(k \cdot \omega \cdot t)) \quad 2-25$$

因此，基波电压分量和各次谐波电压分量可表示为：

$$U_k(t) = u_{ak} \cos(k \cdot \omega \cdot t) + u_{bk} \sin(k \cdot \omega \cdot t) \quad 2-26$$

根据式(2-15)，基波电压和各次谐波电压分量也表示为：

$$U_k(t) = u_{ck} \sin(k \cdot \omega \cdot t + \varphi_{uk}) \quad 2-27$$

其中，

$$u_{ck} = \sqrt{u_{ak}^2 + u_{bk}^2} \quad 2-28$$

$$\varphi_{uk} = \operatorname{tg}^{-1} \frac{u_{ak}}{u_{bk}} \quad 2-29$$

那么，各次电压分量的有效值用式(2-31)表示，其初相角为式(2-29)。

$$U_k = \frac{1}{\sqrt{2}} u_{ck} = \sqrt{\frac{u_{ak}^2 + u_{bk}^2}{2}} \quad 2-30$$

u_{ak} ， u_{bk} 与 U_k 的关系可表示为：

$$u_{ak} = \sqrt{2} \cdot U_k \cdot \sin \varphi_{uk} \quad 2-31$$

$$u_{bk} = \sqrt{2} \cdot U_k \cdot \cos \varphi_{uk} \quad 2-32$$

总有效电压可表示为：

$$U_{total} = \sqrt{\sum_{k=0}^{\infty} U_k^2} \quad 2-33$$

同样，基波电流分量和各次谐波电流分量的有效值和初相角可表示为：

$$I_k = \frac{1}{\sqrt{2}} i_{ck} = \sqrt{\frac{i_{ak}^2 + i_{bk}^2}{2}} \quad 2-34$$

$$\varphi_{ik} = \operatorname{tg}^{-1} \frac{i_{ak}}{i_{bk}} \quad 2-35$$

i_{ak} ， i_{bk} 与 I_k 的关系可表示为：

$$i_{ak} = \sqrt{2} \cdot I_k \cdot \sin \varphi_{ik} \quad 2-36$$

$$i_{bk} = \sqrt{2} \cdot I_k \cdot \cos \varphi_{ik} \quad 2-37$$

总有效电流可表示为：

$$I_{total} = \sqrt{\sum_{k=0}^{\infty} I_k^2} \quad 2 - 38$$

根据功率测量定义，基波和各次谐波的有功功率和无功功率可表示为：

$$P_k = U_k I_k \cos(\varphi_{uk} - \varphi_{ik}) = \frac{1}{2} U_k I_k (\sin \varphi_{uk} \sin \varphi_{ik} + \cos \varphi_{uk} \cos \varphi_{ik}) \quad 2 - 39$$

$$Q_k = U_k I_k \sin(\varphi_{uk} - \varphi_{ik}) = \frac{1}{2} U_k I_k (\sin \varphi_{uk} \cos \varphi_{ik} - \cos \varphi_{uk} \sin \varphi_{ik}) \quad 2 - 40$$

将式(2 - 31) , (2 - 32) , (2 - 33)和(2 - 37)代入(2 - 39)和(2 - 40)可得到各次谐波功率：

$$P_k = \frac{1}{2} (u_{ak} i_{ak} + u_{bk} i_{bk}) \quad 2 - 41$$

$$Q_k = \frac{1}{2} (u_{ak} i_{bk} - u_{bk} i_{ak}) \quad 2 - 42$$

总有功功率和总无功功率可表示为：

$$P_{total} = \sum_{k=0}^{\infty} P_k \quad 2 - 43$$

$$Q_{total} = \sum_{k=0}^{\infty} Q_k \quad 2 - 44$$

2.4 准同步采样算法的频率测量

频率估计有各种方法，最常见的是直接对信号周期计数，它通过检测信号的过零点启停计数器，从而测出信号周期的宽度。如果信号的过零点位置准确，计数器有足够的精度，周期计数法是简单实用的，但是如果输入信号谐波分量较大引起在过零点附近出现畸变，这种方法可能产生较大的误差。

另外一类方法是对采样数据进行分析处理，以计算出频率。可以在时域进行分析，例如数字微分 ND 法、插值法；也可以用 DFT 变换后频域进行分析，例如重心法、频谱细化法、相位差法等。其中最常用的是相位差法，这种算法对信号过零点附近的畸变不敏感。

相位差法的基本思想是：在预先知道被测周期信号频率大致范围的前提下，设定一个被测频率的假定值，它与被测频率十分接近，之后，便可由按被测频率假定值获取的一组采样数据。在采样数据中，根据假定的频率测量第一周期的相位信号及后续间隔第N个周期的相位信号，利用两个周期之间的相位差值可以计算出实际的频率值与假定频率值之间的差值，从而计算出实际的频率值。

如果已知被测频率 f_0 约等于某个确定的频率 f ，即 $f_0 = f + \Delta f$ ， $\Delta f \ll f$ 。根据式(2 - 27)，其基波信号可表示为：

$$U_1(t) = u_{c1} \sin(\omega \cdot t + \varphi_{u1}) = u_{c1} \sin(2\pi f_0 t + \varphi_{u1}) \quad 2 - 45$$

如果令：

$$T = \frac{1}{f} \quad 2 - 46$$

$$u_a = \frac{2}{T} \int_0^T U_1(t) \cos(\omega t) dt = \frac{2}{T} \int_0^T u_{c1} \sin(2\pi f_0 t + \varphi_{u1}) \cos(2\pi f t) dt \quad 2 - 47$$

$$u_b = \frac{2}{T} \int_0^T U_1(t) \cdot \sin(\omega t) dt = \frac{2}{T} \int_0^T u_{c1} \sin(2\pi f_0 t + \varphi_{u1}) \sin(2\pi f t) dt \quad 2 - 48$$

可得到：

$$u_a = \frac{2u_{c1}}{T} \cdot \frac{(f + \Delta f) \cdot \sin(\varphi_{u1}) \cdot \sin(\frac{\pi \Delta f}{f})}{\pi \cdot (2f + \Delta f) \cdot \Delta f} \quad 2 - 49$$

$$u_b = \frac{2u_{c1}}{T} \cdot \frac{f \cdot \cos(\varphi_{u1}) \cdot \sin(\frac{\pi \Delta f}{f})}{\pi \cdot (2f + \Delta f) \cdot \Delta f} \quad 2 - 50$$

由于 $\Delta f \ll f$ ，由式(2 - 49)和式(2 - 50)可得到：

$$\frac{u_a}{u_b} \approx \frac{\sin(\varphi_{u1})}{\cos(\varphi_{u1})} \quad 2 - 51$$

因此：

$$\varphi_{u1} \approx \begin{cases} \frac{\pi}{2}, (u_b = 0, u_a > 0) \\ \frac{3\pi}{2}, (u_b = 0, u_a < 0) \\ \operatorname{tg}^{-1}\left(\frac{u_a}{u_b}\right), (u_b > 0, u_a > 0) \\ \operatorname{tg}^{-1}\left(\frac{u_a}{u_b}\right) + \pi, (u_b > 0, u_a < 0) \\ \operatorname{tg}^{-1}\left(\frac{u_a}{u_b}\right) + 2\pi, (u_b < 0, u_a > 0) \end{cases} \quad 2 - 52$$

假设第一周期所测量的信号初相角为 φ_1 ，在间隔第 N 个周期所测量的信号初相角为 φ_N ，那

么被测量频率与假定频率之间的频率偏差为：

$$\Delta f \approx \begin{cases} \frac{(\varphi_N - \varphi_1) \cdot f}{2\pi \cdot N}, (|\varphi_N - \varphi_1| < \pi) \\ \frac{(\varphi_N - \varphi_1 + 2\pi) \cdot f}{2\pi \cdot N}, (\varphi_N - \varphi_1 < -\pi) \\ \frac{(\varphi_N - \varphi_1 - 2\pi) \cdot f}{2\pi \cdot N}, (\varphi_N - \varphi_1 > \pi) \end{cases} \quad 2 - 53$$

2.5 提高准同步采样算法的测量精度

在利用准同步采样法进行谐波分析，功率计算等其他运算时，该算法及某些补偿算法有相当严格的限制，即信号的频率偏移(频偏)不能超过中心频率的1%，频率偏移越小，计算结果的精度越高。当这个条件得不到满足时，其测量准确度难以得到保证。图2.3显示了在3.2Ksps采样率条件下，采用三次迭代的准同步算法，输入信号从47.5HZ至52.5HZ范围内，算法计算的有功功率，无功功率，电流及电压的相对误差。可以看出，在49.5HZ至50.5HZ的范围内，该算法具有较好的计算误差，然而随着频率偏差的增大，该算法的误差显著增大。因此，需要对算法进行改进和完善，使其限制条件得到放宽，进一步增加该算法的实用性。

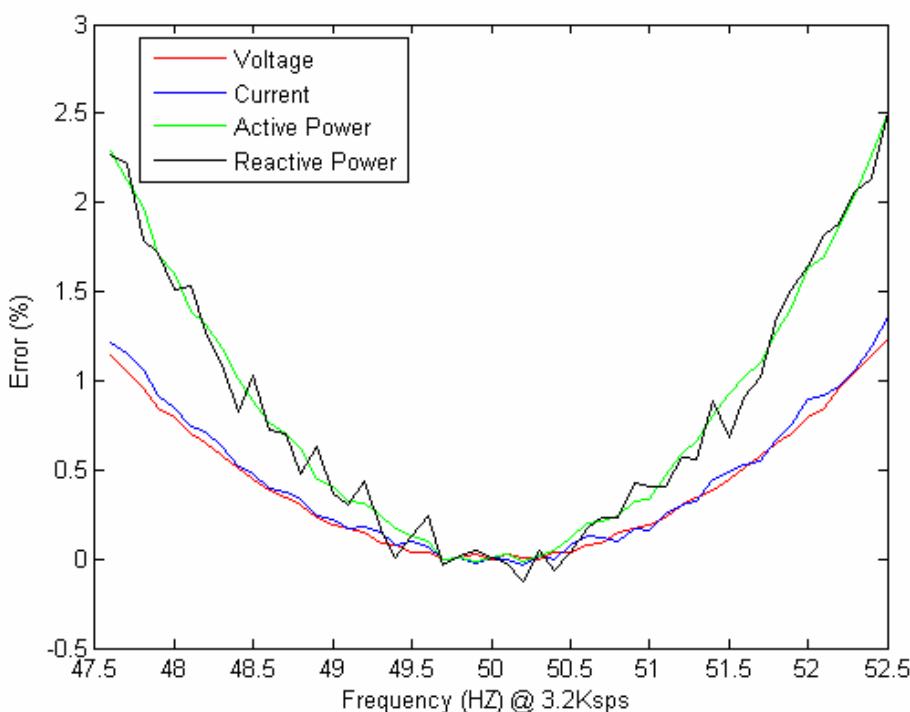


图 2.3 3 次迭代的准同步算法误差分析

由于准同步采样算法在频率测量时具有较高的准确度，一般情况下频率测量的误差小于0.005HZ。如果可以将在测量的频率范围内将频率分段处理，不同的频率输入选择最为接近的整周期点，然后采用相应的准同步窗函数及正余弦表对数据进行处理，这样准同步算法的频率适用范围将大大增加。

图 2.4 为改进后的 3 次迭代准同步算法在 3.2Ksps 条件下的误差分析。可以看出，输入信号在 47.5HZ 至 52.5HZ 范围内，各种测量结果的相对误差都可以控制在一个较好的水平。

从误差分析图中可以清楚的看出，电流、电压、有功功率和无功功率的误差在整个频率范围内计算结果的相对误差小于 0.08%，并且可看到，在当输入频率点和整周期对应的频率点 (52.459HZ , 51.613HZ , 50.794HZ , 50.0HZ , 49.231HZ , 48.485HZ 和 47.761HZ) 附近的范围内，计算引起的误差非常小 (<0.01%)，但是，当输入频率与整周期对应的频率相差较大时，计算引起的误差将较快增长。由于计算误差和频率相对于整周期频点的偏移量有关，可对频率偏移引起的计算误差进行修正。图 2.5 是采用简单的抛物线插值对频偏进行修正后的误差分析，可以看出，经过校正后，所有的参数测量的计算误差值都小于 0.015%。

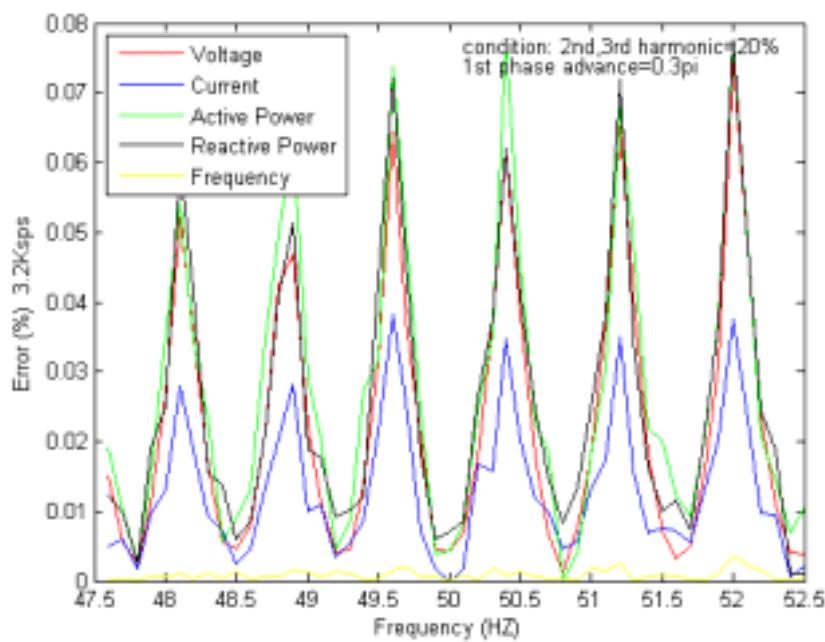


图 2.4 3 次迭代的准同步改进计算误差分析

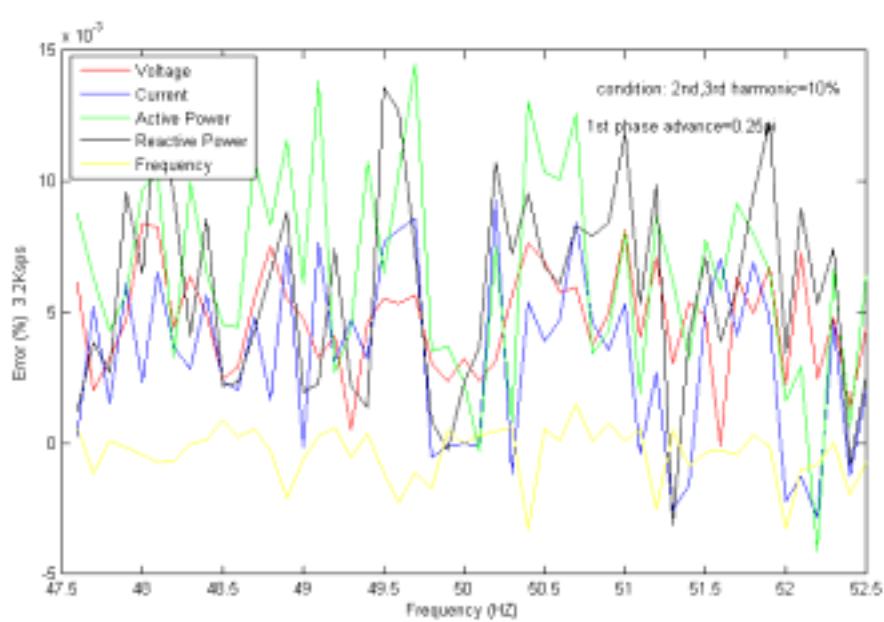


图 2.5 频率偏差补偿后的计算误差分析

2.6 二次参数的测量

电压有效值、电流有效值、有功功率、无功功率，频率等参数的测量方法已经在前面做了介绍，实际上这些参数都是一次参数，需要从原始数据中计算获得。另外还有一些参数为二次参数，例如分相功率因数，总无功功率，总有功功率，总功率因数，谐波含量，电能累积等，这些参数都是从一次参数中间接获得。

本节主要描述这些二次参数的计量。

➤ 总有功功率，总无功功率

对于三相四线制系统，三相总有功功率和无功功率为各分相功率之和，表示为：

$$P = P_A + P_B + P_C \quad 2-54$$

$$Q = Q_A + Q_B + Q_C \quad 2-55$$

➤ 分相视在功率，总视在功率

根据定义，视在功率为

$$S = \sqrt{Q^2 + P^2} \quad 2-56$$

➤ 分相功率因数，总功率因数

功率因数被定义为有功功率和视在功率的比值。根据其定义，可得如下计算公式：

$$PF = \frac{|P|}{\sqrt{P^2 + Q^2}} \quad 2-57$$

➤ 有功电能，无功电能

有功电能为一定时间内有功功率对时间的积分，其定义式为：

$$W = \int_0^T P(t)dt = \sum_{k=0}^{k=N} u(k) \cdot i(k) \quad 2-58$$

在本设计中，有功电能是通过每次采样的电压和电流值相乘得到的。相角差的补偿在每完成一次功率测量后进行的。

对于无功功率，可通过测量平均功率后，计算两次测量之间的时间间隔，即可计算该时间段内累积的无功电能累积。

$$Vr = \int_0^T Q(t)dt \quad 2-59$$

➤ 正反向有功电能，正反向无功电能，四象限无功电能

测量平面的横轴表示电压向量 U (固定在横轴)，瞬时的电流向量用来表示当前电能的输送，并相对于电压相量 U 具有相位角。逆时针方向 角为正。可将电能交换定义为四种情况，

象限($P>0, Q>0$) - 在送出有功的同时送出的无功

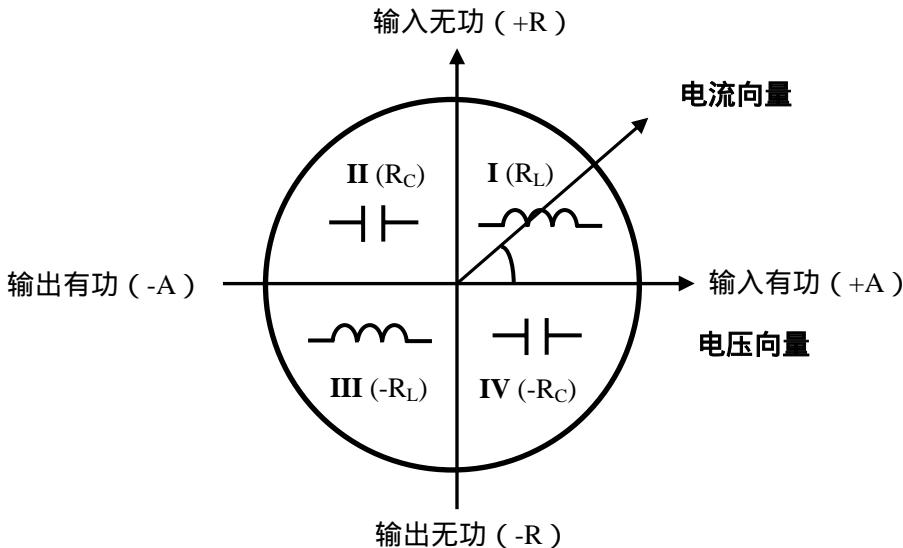
象限($P<0, Q>0$) - 在送入有功的同时送出的无功

象限($P<0, Q<0$) - 在送入有功的同时吸收的无功

象限($P>0, Q<0$) - 在送出有功的同时吸收的无功

1) 正向有功电能，反向有功电能 - 根据有功电流的方向可将有功电能累积定义为正向有功电能和反向有功电能，当有功电流方向从电网流向负载为正时，定义为正向有功电能

(此时有功功率 $P>0$, 对应 I、II 象限, 表示负载从电网中吸收能量)。而当电流从负载端流向电网时, 定义为反向有功电能(此时有功功率 $P<0$, 对应 III、IV 象限, 表示向电网提供能量)。通常只将正向有功电能计为有功电能, 但根据实际需要可将正反向有功电能都计为有功电能。



A - 有功电能 ; R—无功电能 ; R_L —感性无功电能 ; R_C —容性无功电能

图 2.6 电能测量四象限定义

- 2) 正向无功电能, 反向无功电能 - 当无功功率 $Q>0$ (对应 I、II 象限) 时, 表示电网向负载端输入无功功率, 定义为正向无功功率; 而当无功功率 $Q<0$ (对应 III、IV 象限) 时, 表示负载端向电网输入无功功率, 定义为反向无功电能。
- 3) 四象限无功电能 - 正反向无功电能这种无功计量方式不能够真实的反映无功电能的状况。而四象限无功测量确定了电能交换的真实状态, 四个象限的无功意味着四种不同性质的无功 (如图 2.6 所示)。四象限无功电能累积是根据无功电能所处的象限分别进行累积。

➤ 电流、电压的各次谐波含有量及总畸变率

在2.3节中分析了电流和电压信号的各次谐波分量的测量。为了表示畸变波偏离正弦波的程度, 通常用以下三个量来表示: 谐波含有量, 总畸变率和k次谐波的含有率。所谓谐波含有量, 就是各次谐波的有效值的平方后开方的值。其定义式为:

$$U_H = \sqrt{\sum_{k=2}^{K=N} U_k^2} \quad 2-60$$

谐波的电压总畸变率就是谐波含有量与基波的比值的百分率, 其定义为:

$$THD_U = \frac{U_H}{U_1} \times 100\% = \sqrt{\sum_{K=2}^{K=N} (THD_{U_k})^2} \quad 2-61$$

第k次谐波电压含有率为就是第k次谐波与基波比值的百分率, 其定义式为:

$$THD_{U_k} = \frac{U_k}{U_1} \times 100\%$$

2 - 62

同样可得到电流的各次谐波含及总畸变率。

2.7 比差和相差补偿

电流互感器的误差是复数，常用两个互相垂直的分量比值差(f)和相位差(δ)来表示

$$\varepsilon = f + j \cdot \delta \quad 2 - 63$$

比差值又称为比差，比差的百分值用下式表示：

$$f = 100(k_n I_2 - I_1) / I_1 \quad 2 - 64$$

式中： k_n 为额定电流比， I_1 为一次电流， I_2 为测量条件下，通过 I_1 时的二次电流。

相位差又称角差，角差表达的是一次电流向量与二次电流向量的相位差，其单位是“分”。

不同电流互感器具有不同的误差，依据误差大小将互感器划分为不同的准确等级，电流互感器的准确级，是以额定电流下所规定的最大允许比值差的百分数来标称。

电流互感器的准确级和相应的误差限值如表2.1所示

表 2.1 电流互感器准确级及其误差限值

准 确 级	比值差 \pm (%)					相位差									
	额定电流 (%) 时					\pm (%)				\pm (crad)					
						额定电流 (%) 时				额定电流 (%) 时					
	1	5	20	100	120	1	5	20	100	120	1	5	20	100	120
0.1		0.4	0.2	0.1	0.1		15	8	5	5		0.45	0.24	0.15	0.15
0.2		0.75	0.35	0.2	0.2		30	15	10	10		0.9	0.45	0.3	0.3
0.5		1.5	0.75	0.5	0.5		90	45	30	30		2.7	1.35	0.9	0.9
1		3	1.5	1.0	1.0		180	90	60	60		5.4	2.7	1.8	1.8
	额定电流 (%) 时					相位差									
	50		120												
3	3		3			3级和5级相位差不规定									
5	5		5												

➤ 误差与电流的关系

在负载、频率一定时，没有补偿的电流互感器，当一次电流由其额定值逐渐减小时，比差和相角的绝对值都在增大。原因是随着 I_2 的减小，铁心导磁率 μ 呈非线性变化，造成激磁安匝减小的较少造成的。

图2.7是一个典型的负载电流和CT的相差的关系曲线。一般情况下，在负载电流较小的时候，输出的信号的相差较大，并且增加的速度很快。

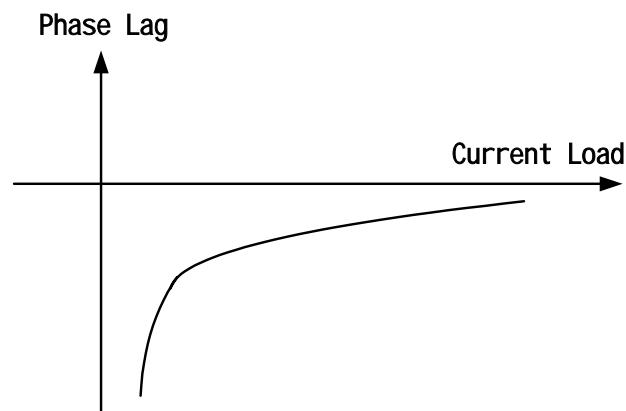


图 2.7 负载电流和 CT 相差的关系

➤ 比差补偿

由于取样电路(包括互感器及后端的取样电阻等)以及AD转换电路存在非线性和非一致性,因此,需要对系统进行比差补偿。图2.8是电压和电流通道的传输链路示意图。

比差的补偿比较简单,主要是在特定输入条件下,将测量值与实际输入值进行比较,从而得到一个校正系数。

$$\text{校正系数} = \text{校正前系数} * \frac{\text{标准值}}{\text{测量值}} \quad 2 - 65$$

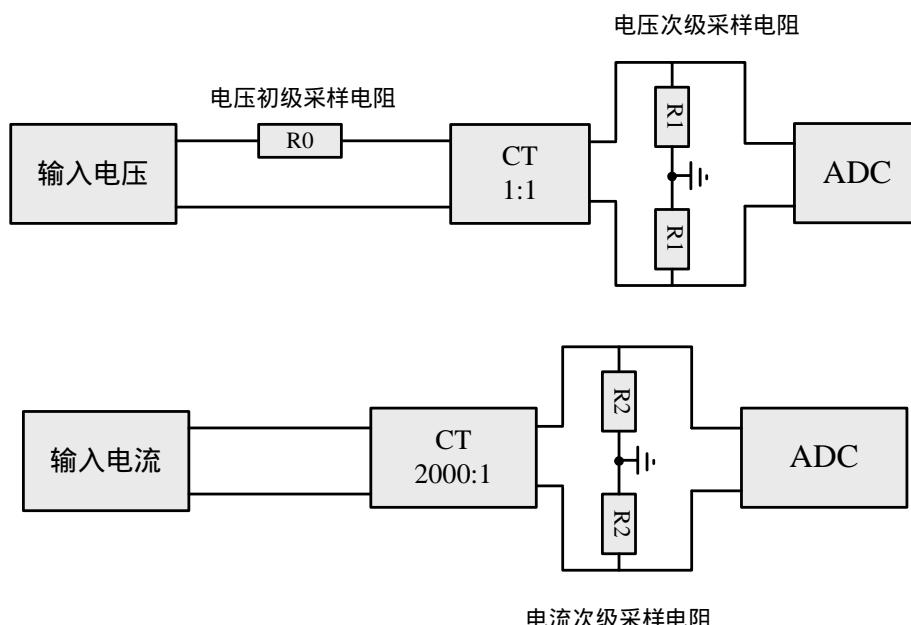


图 2.8 取样电路及 ADC 引起的误差

由于电流的动态范围较大,对于精度要求较高的表(0.2级和0.5级表),需要采用多点校准的方法,以满足全量程输入的要求。对于MCP3909,其电流通道包含有可调增益的放大器。在不同放大倍数下,需要对比差进行重新校准,而对于相同放大倍数的工作条件,一般只需要进行一次校准即可。

➤ 相差补偿

本设计中对相差的补偿采用结果修正的方法,这种方法是在测量出有功功率和无功功率后,再用系数进行修正,计算量较小。

假定CT的相位差为 φ_i ,PT的相位差为 φ_u 。那么经过PT和CT后电流和电压之间的相位差变化值为 $\Delta\varphi = \varphi_u - \varphi_i$ 。

如果输入的电压和电流之间的相位差 ϕ ,经过PT和CT后实际测量的有功功率为 P' ,无功功率为 Q' 。电流有效值为I,电压有效值为V,实际输入有功功率为P,无功功率为Q。那么,

$$P' = V \cdot I \cdot \cos(\phi + \Delta\varphi) = P \cos \Delta\varphi - Q \sin \Delta\varphi \quad 2 - 66$$

$$Q' = V \cdot I \cdot \sin(\phi + \Delta\varphi) = Q \cos \Delta\varphi + P \sin \Delta\varphi \quad 2 - 67$$

由此可得到 ,

$$P = k_1 P' + k_2 Q' \quad 2 - 68$$

$$Q = k_1 Q' - k_2 P' \quad 2 - 69$$

其中 ,

$$k_1 = \cos \Delta\varphi \quad 2 - 70$$

$$k_2 = \sin \Delta\varphi \quad 2 - 71$$

通过设置特定输入条件 , 可在该条件下测量出 $\Delta\varphi$, 而后计算出 k_1 和 k_2 。

在本设计校准时采用的输入条件为 $0.5L$, 在该条件下 , 可用有功功率的测量值与实际输入值之间的偏差计算出 $\Delta\varphi$ 。当然 , 为了计算准确 , 可利用测量的电能累积和实际电能累积的偏差来计算误差。

$$\Delta\varphi = \cos^{-1}\left(\frac{P'}{2 \cdot P}\right) - \frac{\pi}{3} = \cos^{-1}(0.5 \cdot (1 + err)) - \frac{\pi}{3} \quad 2 - 72$$

其中 , err 为相对误差值 , 是由标准表测量的实际电能与 dsPIC 测量的电能值之间误差计算得到的。

$$err = \frac{P' - P}{P} = \frac{\Delta P}{P} \times 100\% \quad 2 - 73$$

由于互感器的输出信号的相位差与电流大小有关系 , 可以根据不同电流有效值设置不同的修正系数 K 。本设计中可设定 5 个校准点 , 如果精度要求不高时可设置较少点数以简化校准过程。

2.8 直流偏置

从图 2.6 的取样电路中可以知道 , 由于取样电阻的不对称性、运放的失调、ADC 的误差等因素 , 都将导致 ADC 结果存在直流分量。直流分量对测量结果影响较大 , 因此大部分电表设计中都需要对直流分量进行补偿处理 , 所以需要有直流分量校准的过程。在 Rev. A 的方案中 , 我们对直流分量进行相应的补偿处理。

而在本设计中 , 由于 MCP3909 器件内部提供了直流分量滤除的功能 , 因此无需对直流分量再进行补偿。直流分量校准过程也可取消 , 从而使得生产更加方便。

2.9 电能脉冲输出

静止式电度表来说 , 往往在设计上采用电子乘法器(得到瞬时功率)、积分器(得到成正比的直流电压或电流)、V—F 或 I - F(得到其频率与直流电压或电流成正比的脉冲)及分频器等环节获

得电能脉冲，然后再用计度器累积电能。一般来说静止式电度表的电能脉冲周期难以做到稳定，即其电能脉冲输出不够均匀。虽然电能脉冲的均匀性并没有具体指标，但其均匀性却严重地影响着校验效率。

对于电子式电度表，为了适应传统的校表方法，需要输出电能脉冲。在产生电能脉冲时，需要保证在稳定负载的情况下，输出的电能脉冲间隔均匀；并且保证内部计量数据和输出脉冲计数一致。实际上电能计量与电能脉冲输出是基于数字 - 频率变换 (D - F) 原理，D - F变换过程如下：

在等时间间隔 t_0 ，对数字量 ΔD 积分，积分值存储在 D_i 中，当 $\Delta D > 0$ 时，积分值 D_i 向 $+D_m$

接近。如果 $D_i > +D_m$ 时，输出一个脉冲，并在积分值 D_i 中减去 D_m 。而当 $\Delta D < 0$ 时，积分

值 D_i 向 $-D_m$ 接近。如果 $D_i < -D_m$ 时，输出一个脉冲，并在积分值 D_i 中加上 D_m 。如果 ΔD 越大，则单位时间内输出的脉冲数越多，即输出频率越高。图2.9是D - F变换的示意图。

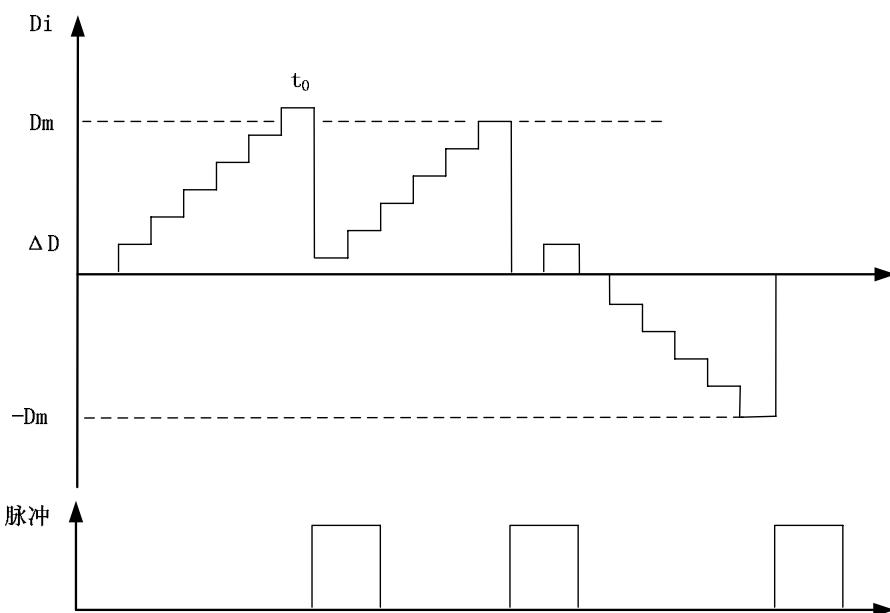


图 2.9 D - F 变换示意图

D - F变换原理虽然简单，但如何产生均匀的电能脉冲输出却是有一定技巧。从上述D - F变换原理可知，输出脉冲的均匀性和 ΔD 有关，如果 ΔD 值越小， D_i 每次的变化量越小，从而使得输出的脉冲越均匀。 ΔD 值的大小和输入功率及 t_0 值有关。在一定输入功率条件下，假设输出的电能脉冲周期为 T_c ，那么 T_c 应为 t_0 的整数倍， T_c 的最大误差为 t_0 。因此，细化 t_0 有助于减小电能脉冲 T_c 的误差。另外，准同步采样方法一般通过连续采样几个周期后再计算功率，因此该功率值是对应的这段时间内的平均功率。根据 t_0 值可计算出 ΔD 的大小，以便将几个周期的能量平均等分，然后在下个测量周期输出。

电能脉冲输出主要有三种形式：1) 有功电能输出 2) 无功电能输出 3) 视在电能输出。其

中，视在电能输出模式是对视在功率的时间累积。该模式用于电能表的校验。在本设计中，每次连续采样201个点（3.2Ksps采样率），然后进行计算，计算所用时间大约为12~15ms，因此一个测量周期大约为4个工频周期（80ms）。 t_0 的间隔设置为1.25ms。 D_m 的大小和电表的脉冲常数有关，由式2-74表示。

$$D_m = \frac{1000}{M_{const}}$$

2 - 74

M_{const} 为电表脉冲常数。

当输出脉冲周期大于200ms时，输出脉冲高电平时间为100ms，而当脉冲周期小于200ms时，脉冲输出的占空比为50%。

2.10 电能表校准

一般情况下，电能计量装置综合误差是由三部分组成，即电能表误差，电压、电流互感器的合成误差与电压互感器二次导线压降引起的误差组成。这些误差是由于传输链路中的MCP3909、CT/PT以及取样电阻等具离散性，与标准值有偏差，从而引入测量误差。电能表在出厂之前需要一个校准过程，以便消除上述因素的影响，并减小误差范围。其误差修正的基本方法如2.7节中所述。

在本设计中，采用软件校表方式，校验主要是通过有功电能脉冲输出进行的。校表过程可分为以下几个步骤。

- **清除校准参数**：将上次校准时所产生的数据清除，恢复到未校准状态。
- **比差校准**：取样电路、AD转换电路等信号通道上的非线性和非一致性在高精度的计量中是不能忽视的。需要对其影响进行修正，以提高测量精度。

比差校准可分为电压通道的比差校准和电流通道的比差校准。由于电压通道的动态范围一般很小，所以只

需要进行单点校准即可满足量程范围的精度要求。而对于电流通道，由于动态范围较大，而互感器在不同的电流负荷下其比差值也是不同的，另外，MCP3909的电流通道内含一个4级增益可控制的PGA，在小电流时一般都采用较高增益的前级放大。这些因素都使得在不同的电流负载下，电流通道的比差值是不一致的。在高精度的电能表中，需要在不同电流负载下进行分段的电流比差校准。考虑到校表的效率，本设计中电流通道的比差校准采用两点校准方法，一点是在额定电流Ib的负荷下，PGA工作在增益为1的条件下校准的。另外一点是在小信号输入条件（0.1Ib）下，PGA增益为16的条件下校准。其他两种增益（PGA=2和PGA=4）在本设计中未使用。如果客户有其他需求需用到这两种增益，必须分别进行比差校准以保证电能表精度。

在本设计中，比差的校准过程如下：

- 1) 设定三相平衡输入条件为： $\cos(\phi)=1.0$ ，电压输入220V，电流输入为Ib（5A），将标准表的A/B/C相电压和电流的真实值逐次发送给电能表。这样就完成电压通道的比差校准和额定负载下的电流通道比差校准。
- 2) 设定三相平衡输入条件为： $\cos(\phi)=1.0$ ，电压输入220V，电流输入为0.1Ib（500mA），将

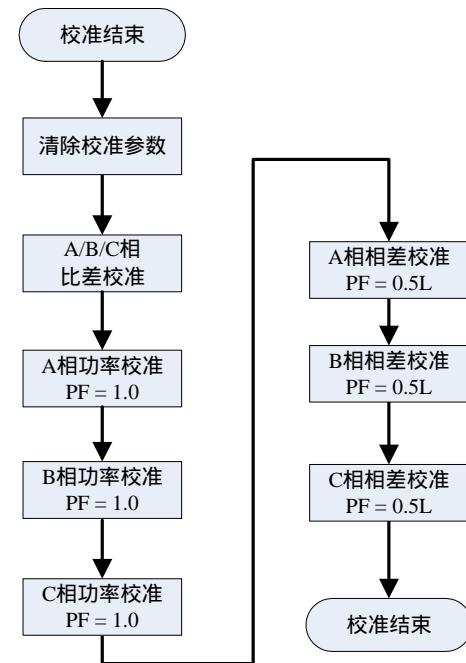


图 2.10 三相电能表校表过程

标准表的A/B/C相电流真实值逐次发送给电能表，这样可完成在0.1Ib负载下的电流通道的比差校准。

如果对精度要求较低，可采用单点校准方法。可在程序的头文件中定义校准点数。

➤ 功率校准

在完成上述的比差校准后，电能表的电压和电流值基本和标准表一致。电压和电流的测量值在量程内也可满足精度要求。但是，由于在比差校准时，发送给电能表的是标准表测量到的瞬时值，而校表台的电流和电压输出是存在波动的，这会引起功率测量时的较大误差（功率测量的误差约为电流和电压的误差和）。因此，要获得0.2级的功率测量精度，必须保证电压和电流的测量误差优于0.1级。如果通过上述的比差校准过程后视在功率测量的误差仍然无法满足功率测量的误差要求，可通过增加视在功率校准过程来对功率进行修正。目的是通过一段时间的电能累积来消除电压和电流瞬时。

也可以将比差校准过程和功率校准独立开，完成功率校准就可以直接消除电流和电压的通道中的线性误差。

功率校准过程在各个分相逐个进行，校准过程如下：

- 1) A相电流分区1的功率校准：设定输入条件为 - A相 $\cos(\phi) = 1.0$ ，电压输入220V，电流输入电流分区1校准时的电流，B相和C相的电压和电流输入为0。选择电能脉冲输出形式为视在功率模式输出（参看通讯协议），此时电能脉冲为视在功率和时间的乘积的累加（此时未较相差，所以输入 $\cos(\phi) = 1.0$ 时，无功功率测量值不为0）。将校表台输出的电能误差率（err）送入到电能表即可完成0.1Ib输入条件下的功率校准。

$$err = \frac{P' - P}{P} = \frac{\Delta P}{P} \times 100\%$$

2 - 75

完成功率校准后，输出的视在功率值应可以满足精度要求。

➤ 相差校准

相差校准主要目的是消除电流和电压互感器引入的相位差对功率测量的影响，相差的校准原理如2.7节中所述。

- 2) 电压互感器的负载一般比较恒定，因此电压互感器引起的相差变化不大。但是，电流的动态范围较大，并且在不同电流负载下，电流互感器引起的相差变化较大。为了能够在整个量程范围内都能满足测量精度，一般需要对相差进行分段校准。重复A相各电流分区的功率校准。
- 3) 重复步骤1和步骤2，完成B相功率校准。
- 4) 重复步骤1和步骤2，完成C相功率校准。

本设计中，电流分为5个区域段，分别为(0 ~ 0.075Ib), (0.075Ib ~ 0.2Ib), (0.2Ib ~ 0.75Ib), (0.75Ib ~ 1.5Ib), (1.5Ib ~ 4.0Ib)。电流的分区界限可通过程序的头文件修改。如果精度要求不高时，也可进行单点校准或两点校准，以提高校表效率。采用单点校表时，所有的分区的相差补偿值相同；采用两点校表时，电流分区1和2 (0 ~ 0.075Ib, 0.075Ib ~ 0.2Ib) 的相差补偿值相同，而电流分区3, 4和5 (0.2Ib ~ 0.75Ib, 0.75Ib ~ 1.5Ib, 1.5Ib ~ 4.0Ib) 的补偿值相同。采用单点、两点或五点校表方法，可通过修改头文件的设置不同的方法。

相位校准过程如下，

- 1) 设置输入条件为：A相 $\cos(\phi) = 1.0$ ，电压输入220V，电流输入为电流分区1的电流，B相和C相的电压和电流输入为0。将校表台输出的电能误差率（err）送入到电能表即可完成电流

- 分区1的校准输入条件下的功率校准。
- 2) 重复A相各电流分区的相差校准
 - 3) 重复步骤1和步骤2 , 完成B相相差校准
 - 4) 重复步骤1和步骤2 , 完成C相相差校准

3. 系统硬件

图3.1是本设计的基本硬件框图。主要包括：三相电压电流输入信号及零线电流输入信号调理，ADC采样电路，dsPIC33FJGP206及ICD2接口，UART接口以及电源等部分组成，硬件电路相对简洁明了。

三相电压和电流信号通过互感器接入到PCB板，并经信号调理电路后连接的相应的AD转换器MCP3909，由MCP3909进行信号采样及转换，而后通过SPI接口将AD转换结果输送到dsPIC。由于采用准同步采样算法，因此在同步采样算法中使用的电压过零及时钟产生电路都不再需要。MCP3909的时钟由外部3.2768MHZ的有源晶体提供。

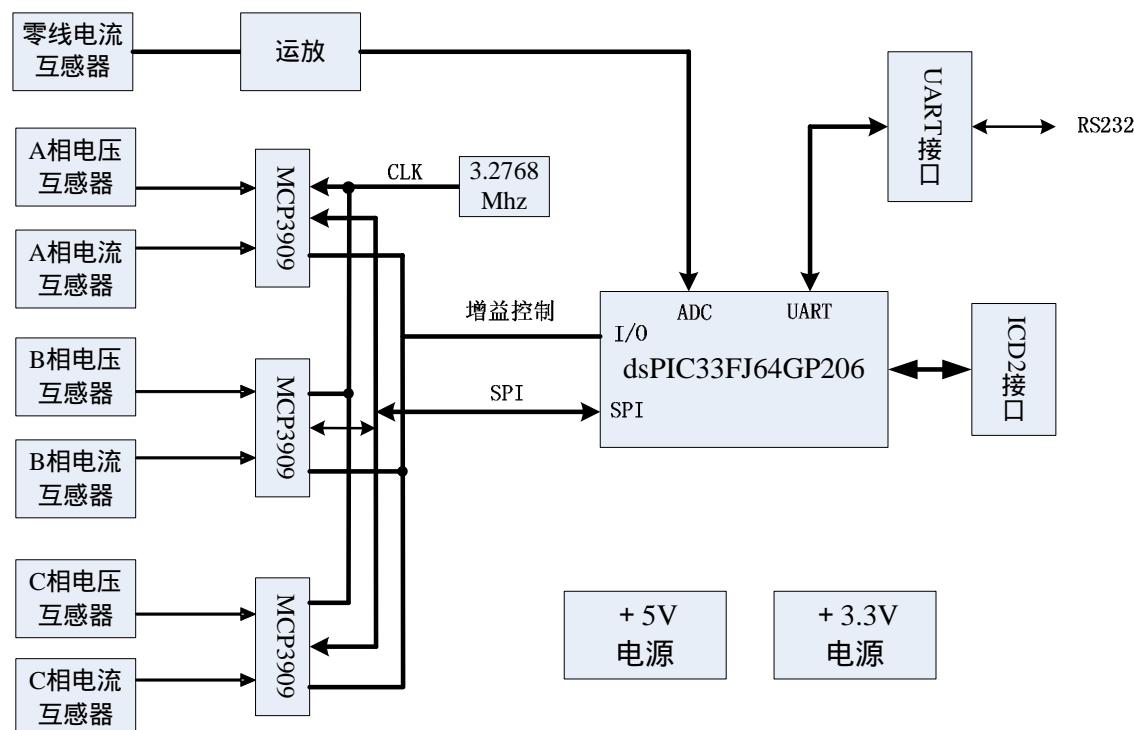


图 3.1 系统硬件框图

3.1 信号输入及调理

为安全起见，电压和电流输入信号分别采用电流型的互感器连接到测量模块，因此测量模块与三相电源之间是隔离的。电压互感器采用北京星格测控技术公司的 SPT204B, 非线性度小于 0.1%，额定输入/输出 2mA/2mA。电压互感器采用 SCT254FK，额定输入/输出为 5A/2.5mA，非线性度小于 0.1%，线性范围 0-20A。

图 3.2 是 C 相电压和电流信号取样电路。如前所述，电压和电流的变换都采用电流型传感器，电压通道的互感器前端用 150K 电阻将电压信号转换成合适范围的电流信号。而在互感器的后端，由于 MCP3909 采用差分输入对信号进行采样，因此，需要用 R_{121} 和 R_{122} 将电流信号转换为差分的电压信号。通过电阻 R_{102} 和 R_{103} 将信号耦合到 MCP3909 的信号输入端。 C_{103} 和 C_{104} 用于滤除高频信号。电压信号的变换与电流信号变换类似。考虑到 MCP3909 的差分电压输入范围(电压通道 1V, 电流通道 0.705V), 整表的最大电流和电压(额定电流 5A, 最大电流 20A, 最大电压 300V)，电压和电流互感器的变比三个因素，电流通道取样电阻 R_{121} 和 R_{122} 选取 20

欧姆，而电压通道 R_{112} 和 R_{113} 取 200 欧姆。

由于仪表要求精度较高，因此电路中的取样电阻选择非常重要，要求选用固有噪声小、温度系数低的精密金属膜电阻。假设电流互感器次级电流为 I ，则运放的输入电压为 $U=IR$ ， R 为 R_{121} 和 R_{122} 电阻值。若温度变化了 T 度，取样电阻 R 的温度系数为 $\text{ppm}/\text{度}$ ，此时的输出电压

$$U' = I(R + T^* * R) \quad 3 - 1$$

电压的变化量，

$$U = U' - U = I * T^* * R = U^* T^* \quad 3 - 2$$

可见由温度变化引起的输出电压的变化量与取样电阻的温度系数成比例关系。

另外，温度系数较大的电阻，其稳定时间较长，因此每次上电后需要经过较长的时间后才可测量出较准确的数据，这会影响校表的效率。

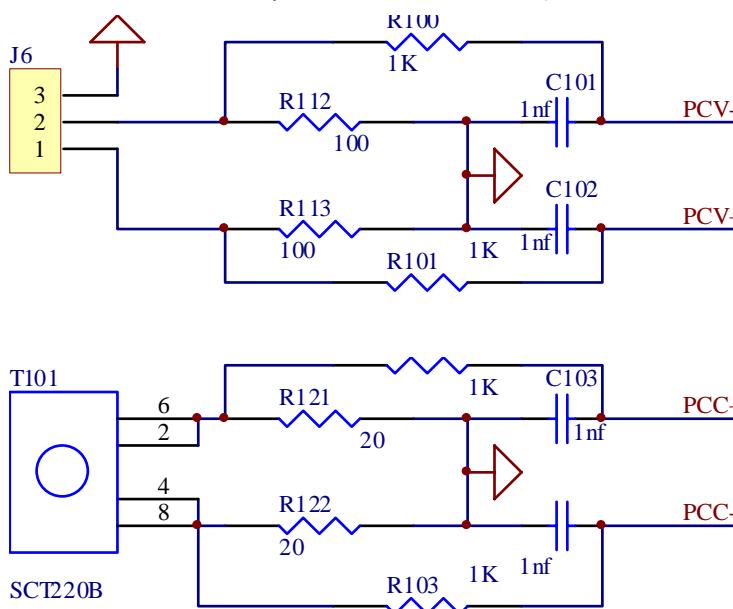


图 3.2 电压及电流取样的后级电路

考虑到实际应用中常用分压电阻取样交流电压输入，因此本设计在硬件上也考虑了这种测量方式。图 3.3 中的分压电阻 R_{13} ， R_{14} 和取样电阻 R_{10} 构成电阻取样交流电压的测量方式。

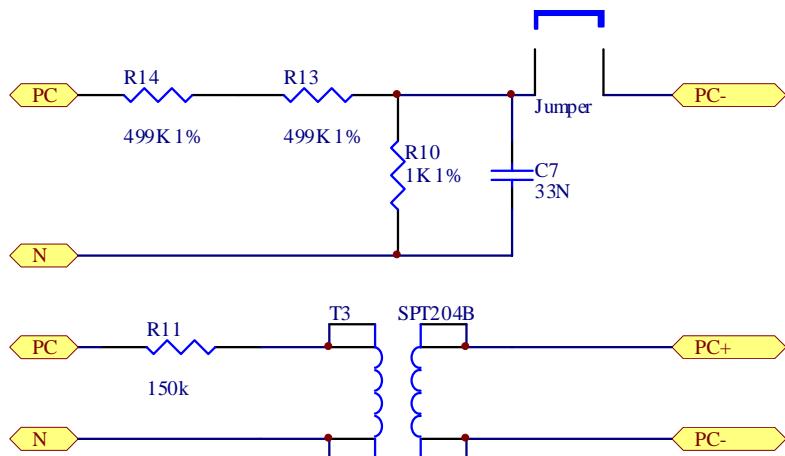


图 3.3 交流电压取样电路

3.2 模数转换

根据交流电动态采样原理，要实现多个三相交流电气参数的高精度测量，对仪器硬件的采样精度要求较高（一般需要采用 16 位以上的 ADC），本设计使用 Microchip 的电表专用器件 MCP3909。MCP3909 的基本工作原理可参考相应的数据手册。本设计中只使 MCP3909 的 ADC 功能，利用 SPI 接口获取采样数据。

图 3.4 为 A 相的电压电流 AD 检测电路及控制。

主复位引脚 MCLR 可由 MCU 的输出信号 AD_MCLR 进行控制，为保证同步，三片 MCP3909 的 MCLR 信号并联在一起。

主时钟可由通过 J201 设置为由 PLL 产生的锁相环时钟或者固定频率的 3.2768Mhz 有源晶振。电流通道的差分信号接入到 MCP3909 的 CH0 上，其输入电压范围为 $\pm 470\text{mV}$ （通道 0 增益）；而电压通道的信号接入到 CH1 上，其输入电压范围为 $\pm 660\text{mV}$ 。

对于小信号电流输入，可通过 MCP3909 内部的可编程增益放大器放大。MCP3909 的 PGA 可编程范围在 16:1，其增益可通过管脚 G0 和 G1（PIN15, PIN16）的配置。本应用中通过上拉电阻或者下拉电阻来实现，对于需要动态调整的应用，可将 G0 和 G1 连接到 MCU 的 I/O 脚上由程序进行控制。MCP3909 工作在 ADC 模式，此时只使用其前端的 PGA 和 16 位的 ADC，ADC 转换结果通过 SPI 接口直接传送出来。SPI 接口和其他功能脚复用，F2 为 SPI 的时钟输入线 SCK，F1 为数据输入 SDI，NEG 为数据输出 SDO。MCP3909 片选信号 F0 可使能其 SPI 接口。

MCP3909 的 PIN10 为参考电压输出脚，可提供 2.5V 参考电压供前端模拟开关和过零检测使用。为保证 MCP3909 的测量精度，需要对其供电电源进行较好的处理，本设计在其模拟和数字电源输入上串接磁珠，并且使用 0.1uf 和 10uf 退耦电容。

MCP3909 的时钟由 3.2768MHz 有源晶体提供，MCP3909 采样输出结果的频率为 12.8K。由于三个 MCP3909 的时钟线和复位线连接在一起，可保证三相采样严格同步。但在本设计中需要的采样频率为 3.2K，因此每四个输出结果只取一个。MCP3909 每完成一次采样后，其 SDO 将输出一个脉冲，表示本次 ADC 转换结束。可利用外部中断，每四次中断读取一个数据。但是频繁的中断将影响系统效率，因此，设计中使用外部信号捕捉功能，每四次 SDO 脉冲产生一次中断。

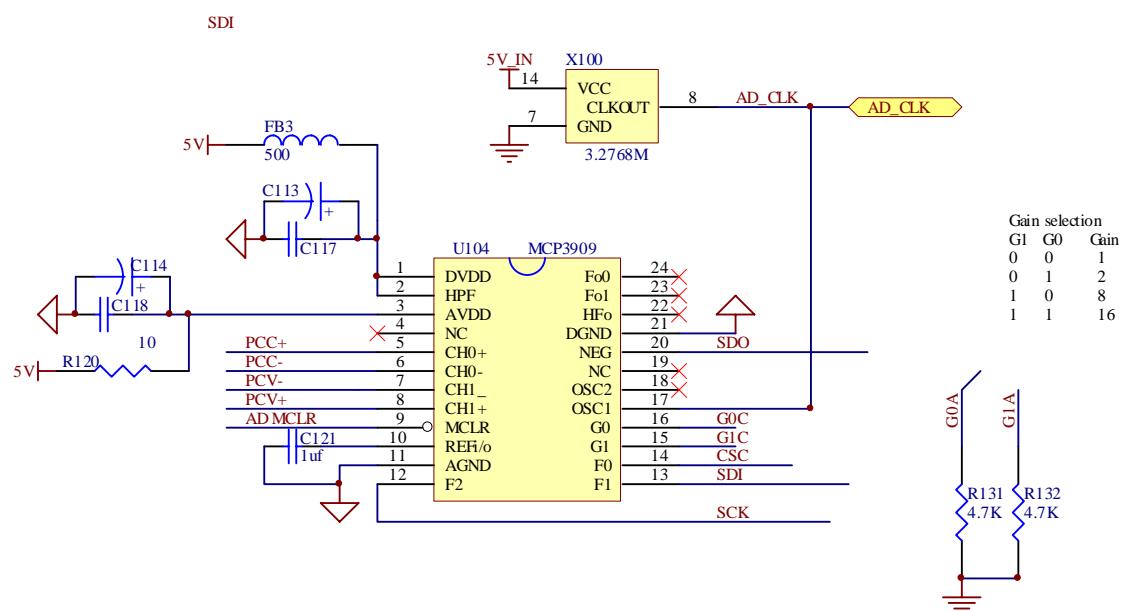


图 3.4 MCP3909 及其时钟和电源电路

3.3 MCU 及 ICD2 接口

三相电表参数的计算量较大，仪器的信号处理部分宜采用高性能单片机完成数据处理。dsPIC33 系列产品是 Microchip 高端系列的单片机产品之一，最高运行速度可达到 40MIPS。由于目前 Microchip 公司提供的 dsPIC33 系列的器件最小封装为 QFP64，因此，本设计选用了 dsPIC33FJ64GP206。但实际上有许多 I/O 是空闲脚，在 Microchip 的产品规划中将有 40 脚和 28 脚的小封装 dsPIC33 产品，更适合于本设计。

图 3.5 是 dsPIC33FJ64GP206 的原理图及其复位电路和 ICD2 接口电路。

表 3.1 是 dsPIC33FJ64GP206 在本设计中的管脚功能分配情况。

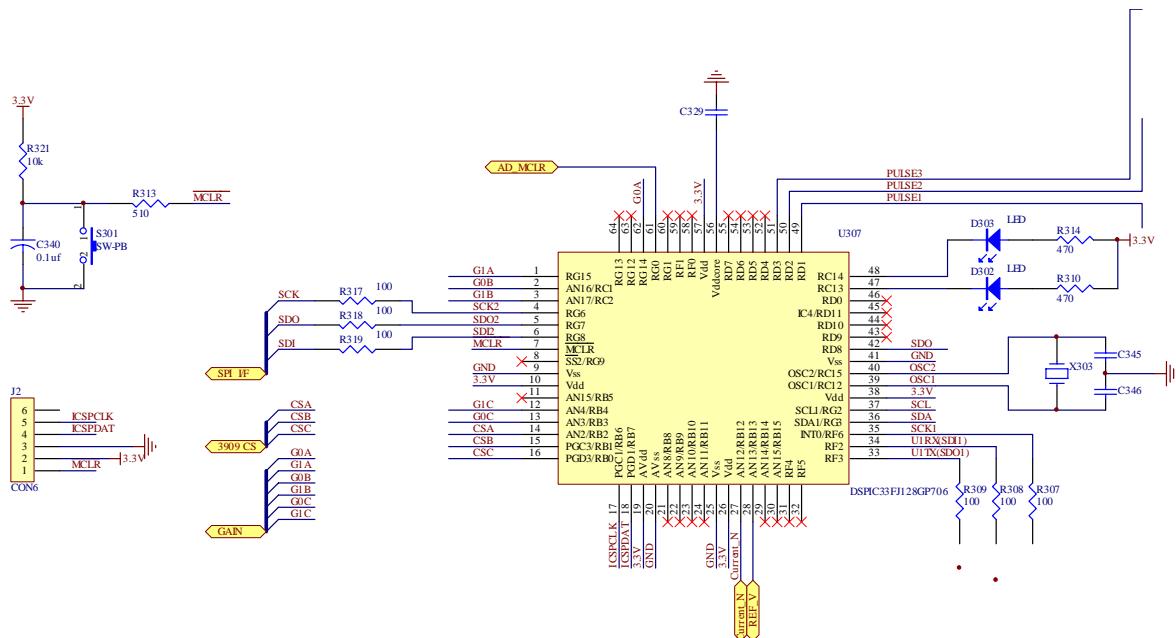


图 3.5 dsPIC 及复位和 ICD 接口电路

表 3.1 dsPIC33FJ64GP206 管脚功能分配

dsPIC 管脚	dsPIC 管脚功能名 称	原理图对应名称	使用功能描述
62, 1	RG14 , RG15	G0A, G1A	A 通道的 MCP3909 的增益控制
2, 3	RC1 , RC2	G0B, G1B	B 通道的 MCP3909 的增益控制
13 , 12	RB3 , RB4	G0C, G1C	C 通道的 MCP3909 的增益控制
14	RB2	CSA	对应 A 通道的 MCP3909 的片选信号
15	RB1	CSB	对应 B 通道的 MCP3909 的片选信号
16	RB0	CSC	对应 C 通道的 MCP3909 的片选信号
4,5,6	SCK,SDI,SDO	SPI I/F	SPI2 的接口信号，该 SPI 口工作在主模式 方式，用于和 MCP3909 通讯
42	INT1	SDO	SPI 接口 SDO 线，用于检测 MCP3909 的 AD 转换结束标志
49~52	RD1~RD3	PULSE1,PULSE2 PULSE3	PULSE1 为合相有功电能脉冲输出， PULSE2 为合相无功电能脉冲输出。

			PULSE3 功能待定。
61	RG0	AD_MCLR	3 片 MCP3909 的主复位信号 (接在一起)
53	RC13 , RC14	LED1,LED2	LED 驱动管脚, 可用于电能脉冲输出指示, 校表时使用。其功能合 PULSE1 和 PULSE2 类似。
36 , 37	SDA1/SCL1	SDA/SCL	I2C 接口, 用于片外 EEPROM 读写
33 , 34	U1TX/U1RX	RF3/RF2	UART 接口
33 ,34 , 35	SDO1/SDI1/SCK1	RF3/RF2/RF6	SPI1 接口, 该接口可供客户设计, 用于和主 MCU 之间进行通讯以获取测量结果, 校表等, 其作用和 UART 接口相同, 但通讯速度更快, 效率更高。SPI1 工作在从模式下。如果使用 UART 接口和主 MCU 通讯, 则该接口不能使用。
27	AN12	Current_N	零线电流检测
28	AN13	Ref_V	零线电流的抬升电压检测
17 , 18	ICSPCLK,ICSPDAT	ICSP I/F	在线调试/编程接口
7	MCLR	MCLR	主复位输入

3.4 UART 和 SPI1 接口

UART 和 SPI1 接口是复用的。通过 UART 接口或 SPI1 接口, 主 MCU 可与计量前端之间进行通讯, 以对计量前端进行校准或者获取计量结果。如果需要高速的数据传输, 可使用 SPI 接口, 此时 dsPIC 的 SPI 接口模块工作在从模式下。UART 和 SPI1 是共用管脚, 因此, 两个接口只能同时使用其中的一种接口方式。由于参考时间使用 PC 模拟主 MCU, 所以选用 UART 接口作为通讯接口。

图 3.6 是 SPI1 接口和 RS232 接口的电路。SPI 和 UART 接口与主机之间未采用隔离。UART 接口使用通用的 232 器件 MAX232。

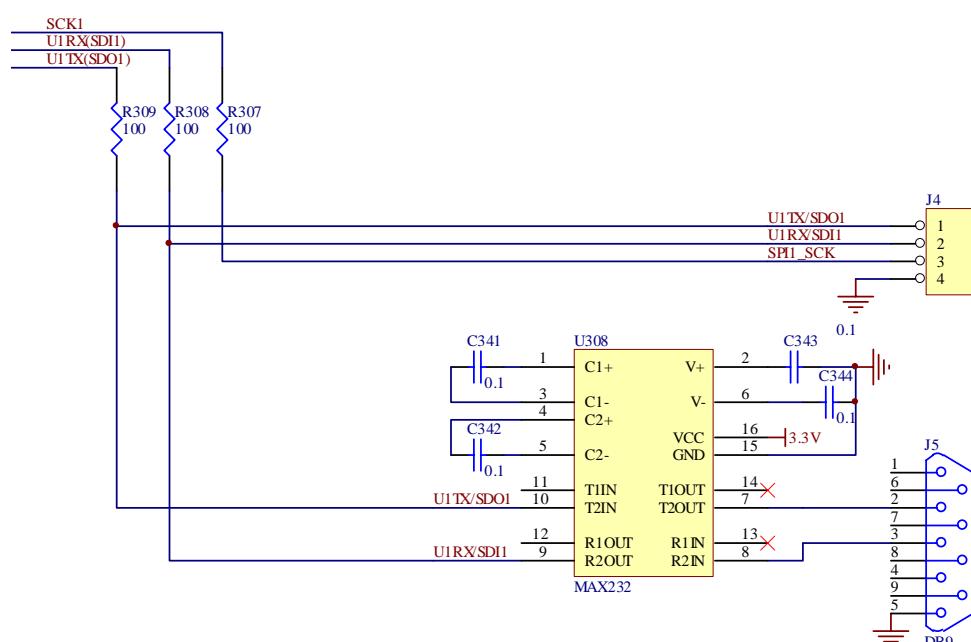


图 3.6 UART 和 SPI1 接口

3.5 电能脉冲输出接口

本设计提供了电能测量脉冲输出接口，共三组输出，对应 RD1~RD3 的 I/O 管脚。分别输出合相有功电能，合相无功电能，另外一组脉冲输出待定义。输出采样光电耦合器件隔离。I/O 管脚为高电平时光耦输出导通。

另外，本设计还提供两组 LED 输出可用于电能表校准使用。分别对于 RC13 和 RC14 管脚，输出低电平时 LED 导通。

图 3.7 为电能脉冲输出接口电路。

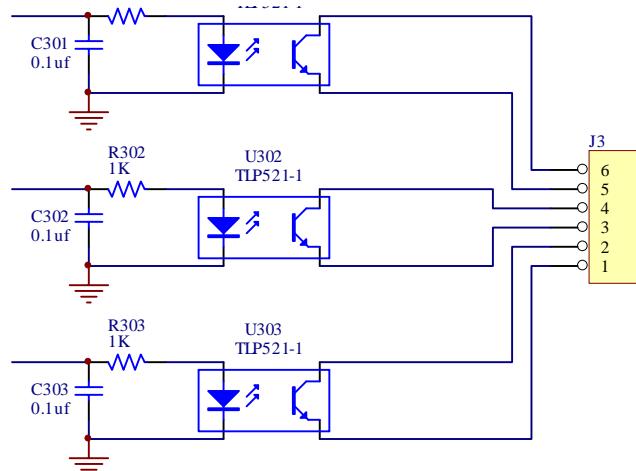


图 3.7 电能脉冲输出接口

3.6 电源

本设计中使用的器件的电源有 3.3V 和 5V 两种，由于三相四线电能表在任何一相正常供电时都需要正常工作，为设计的方便，使用一个开关电源模块。其输入为三相交流电源，输出为 5V 电源。图 3.8 为开关电源的电路图。其中，R5 为集成磁珠，C1，C4，C6，RV1，RV2 和 RV3 为 CBB 电容和压敏电阻，以提高系统的抗浪涌性能。T4 为开关电源模块。

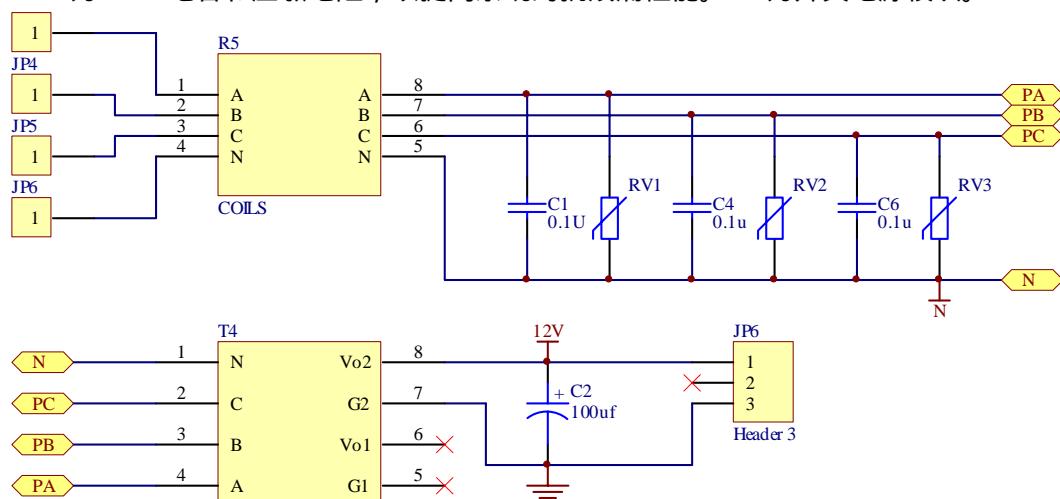


图 3.8 开关电源模块

为进一步获取稳定的电源输出，在开关电源输出的后级串接了 LDO 模块。图 3.9 为后级 LDO

电源模块。分别选用 Microchip 的低压降高效率的 LDO 模块 MCP1701 和 MCP1700。

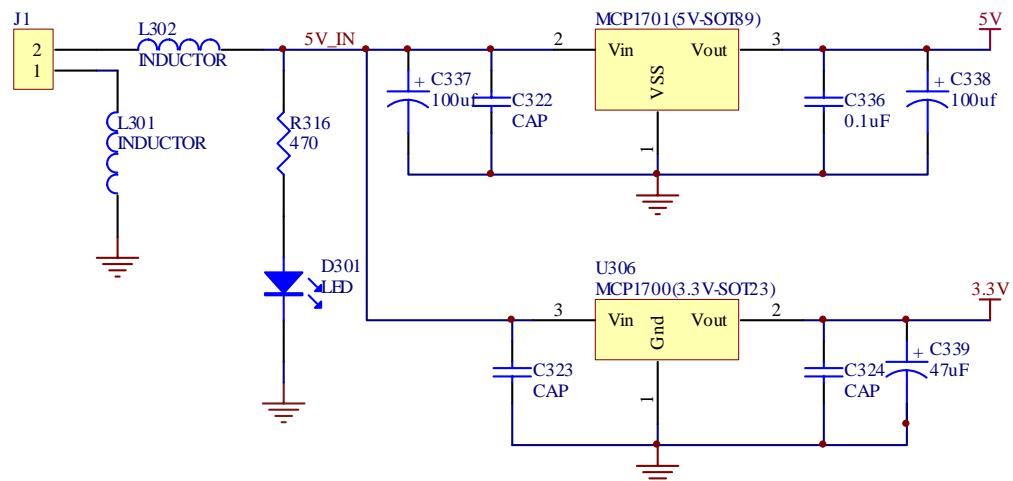


图 3.9 5V 和 3.3V LDO 模块

3.7 零线电流检测

零线电流检测是通过 dsPIC 的 AD 接口来完成的。由于零线电流检测主要用于防窃电和三相平衡的检测，对精度要求较低，因此可使用 dsPIC 的片上 AD 来测量。

图 3.10 为零线电流检测的电路。CT 的输入利用 R128 进行采样。为将交流信号提升到 AD 测量范围，在电路中通过 R130 和 R129 对 3.3V 电源进行分压后，经过器件 MCP6002 的射级跟随输出约 1.65 的提升电压 REV_V，而后串接到 CT 上。CT 的取样电压经过 R127 接入到器件 MCP6002 的另外一组运放上做射级跟随输出，产生电流的取样电压 Current_N。Current_N 和 REF_V 信号都由 dsPIC 的 AD 进行采样和测量。

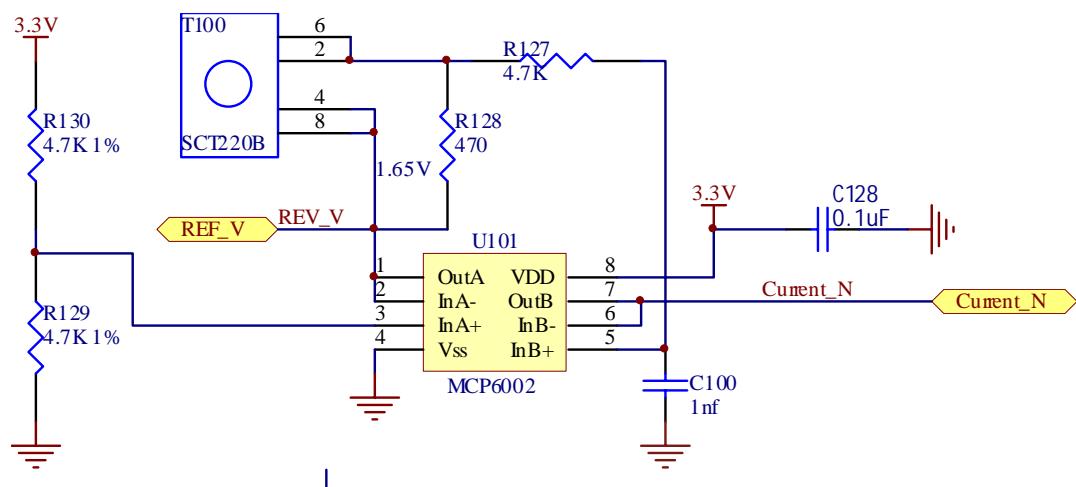


图 3.10 零线电流检测电路

4. 软件设计

本节主要讨论系统的软件设计，主要包括系统的资源使用情况，主要软件任务，主要软件流程，工程文件说明等。

4.1 资源配置

表 4.1 详细列出软件设计中使用的一些使用资源及其配置情况。

表 4.1 使用资源配置

资源名称	中断级别	功能描述
系统时钟		Fcy=29.4912M，由外部 7.3728M 时钟经过内部 PLL 倍频获得
定时器	Timer2	1 系统时钟，用于计时。周期为 10ms，中断服务程序程序中将设置中断标志，用于扩展定时器的指示。也用于 UART 接收超时处理。
	Timer3	无 用于检测零线电流的 ADC 的采样同步。程序在测量出电网频率后，根据电网频率调整 TMR3 的周期，使 ADC 每个电网周期采样 16 个点。
中断	TMR2	1 如上所述
	IC1	5 MCP3909 在 3.2768Mhz 时钟的驱动下，可产生 12.8Ksps 的数据输出。 采样输入捕捉功能，每两次 MCP3909 采样产生一次中断，实现 6.4ksps 的采样率。 实际上，有功电能的累积是以 6.4ksps 的采样率(50HZ 下每周期完成 128 点采样)，但其他的参数是以 3.2ksps 采样率处理数据。
	UART RX	2 UART 通讯数据的接收
	UART TX	2 UART 通讯数据的发送
	ADC	2 检测零线电流
SPI2	无	用于与 MCP3909 的通讯 – MCP3909 模式设置，AD 结果读取
SPI1	无	未使用，但留有接口，可用于和上位机通讯，替代 UART 接口

4.2 系统基本任务

根据要求，软件主要包括以下一些任务。

- MCP3909 设置及数据的读取：设置 MCP3909 使其进入 ADC 工作模式，通过 SPI 串行接口读取 MCP3909 的 A/D 转换结果。
- 基本电参量计算：频率测量，电压电流 RMS，功率测量，电能累积，零线电流检测
- 电流、电压谐波分析(2~31 次)
- 电压、电流相序检测，缺相判断
- 电能脉冲输出：将电能累积值通过脉冲方式输出
- 通讯：接收、解释上位机发来的命令，并作相应的回应
- 计量前端校准：实现线性度校准，功率校准及相差校准

4.2.1 计量前端校准

计量前端的校准主要包括电压/电流的校准和电能计量的校准。具体的校准过程可参考 2.7 节和 2.10 节。两个校准过程之间没有相互关系，电压/电流的校准不会影响电能计量的校准。电能计量的校准包括功率校准和相差校准两个步骤，校准是根据在电流的不同分区逐区进行的，A，B，C 相是逐相进行校准的。完成三相的电能计量校准后，无需进行合相的电能计量校准。

电压/电流校准和电能计量校准是由辅助软件 PM_Vi ewer 配合完成的。在校准时从 PM_Vi ewer 提供的界面，将校表台输出的测量误差值或者电压电流值输入到 PM_Vi ewer，后由 UART 接口将数据发送给计量前端，从而完成校准操作。具体校准步骤可参考 PM_Vi ewer 软件使用。

4.2.2 电网频率测量

电网频率测量的基本算法是基于 2.4 节所述的频率测量方法。在每完成大约三个周期的数据采样后，进行一次频率测量。

频率测量时只使用前两个周期的数据，首先假定输入频率大约为 50Hz，选择相应的正弦余弦表做基波的第一个周期和第二个周期数据的 DFT 变换，计算出各自的初相角，然后得到频率的偏移值。如果频率偏移较大，测量的误差也较大。可根据第一次计算得到的输入信号的大约频率，选择相近的中心频率点，进行第二次的频率计算，这样可提高测量精度。

4.2.3 UART 接口通讯

UART 接口用于同上位机（MCU 或 PC）通讯。通过 UART 接口，上位机可以读取电网测量参数，也可以发送系统参数和校正参数给目标系统。

通讯接口是基于 UART 双向接口，采用主从半双工方式。波特率 19200bps。1 位起始位，8 位数据，1 位停止位。通讯以帧为单位，采用不定长帧结构方式，帧结构定义如表 4.2 所示。通讯协议为主—从通讯规程结构，本系统为从机，上位机为主机。主机发送命令给从机，从机返回响应给主机。详细通讯规程可参考附录。

表 4.2 通讯协议帧结构

同步场	命令类型	数据长度	数据场	校验字节	结束字节
2 字节	1 字节	1 字节	N 字节	1 字节	1 字节

4.2.4 MCP3909 的工作模式设置及数据读取

MCP3909 的具有使用方法可参考 MCP3909 的数据手册，这里只做简单的叙述。

➤ MCP3909 的工作模式设置

本设计中使用的是 MCP3909 的 Channel Output 模式，在这种工作模式下，MCP3909 通过其 SPI 接口将电流和电压通道的 ADC 测量数据发送出来。要使 MCP3909 进入 Channel Output 模式，需要在复位 MCP390x 后，在规定的时间（32CLK）内，通过 SPI 发送指令相应的指令给 MCP3909。

➤ MCP3905 的数据读取

MCP3909 的 ADC 转换速度是由主时钟频率 T_m 决定的，其 ADC 转换速度为 $T_m/256$ 。MCP3909 在每次转换完成后都在 SDO 端口产生一个 4 个 CLK 长度的 DataReady 信号，该信号接入 IC1，在 IC1 的中断服务中调用 MCP3909 的数据读取函数。MCP3909 输出数据时，先送出电压通道的 ADC 结果，而后送出电流通道的 ADC 结果。高位在前。

MCP3909 的主时钟频率 T_m 为 3.2768MHz，其 ADC 的输出为 12.8Ksps，实际程序中使用 6.4Ksps 的采样率，即每两个输出数据只取一个。6.4Ksps 的采样率可在 50Hz 输入信号的条件下，完成每周期 128 点的采样，有功电能的计量是在该采样率条件下进行计算的。但对于无功，电压，电流，频率等精度要求较低的其他参数，为节省数据存储空间和处理时间，可降低采样率。本设计中只使用 3.2Ksps 的采样率，即每四个 ADC 输出只存储一个。

程序中，采样和计算是并行进行的，数据存储采用循环数组。程序可设定每完成一个周期的数据采样即进行一次计算，也可以每完成两个周期的数据采样进行一次计算，或者三个周期进行一次计算。太频繁的计算会增加系统的负担，但提高了测量的精度及响应速度。可根据实际需要而定。本设计中，每完成三个周期的信号采样进行一次交流电参量的计算。如图 4.3 所示。

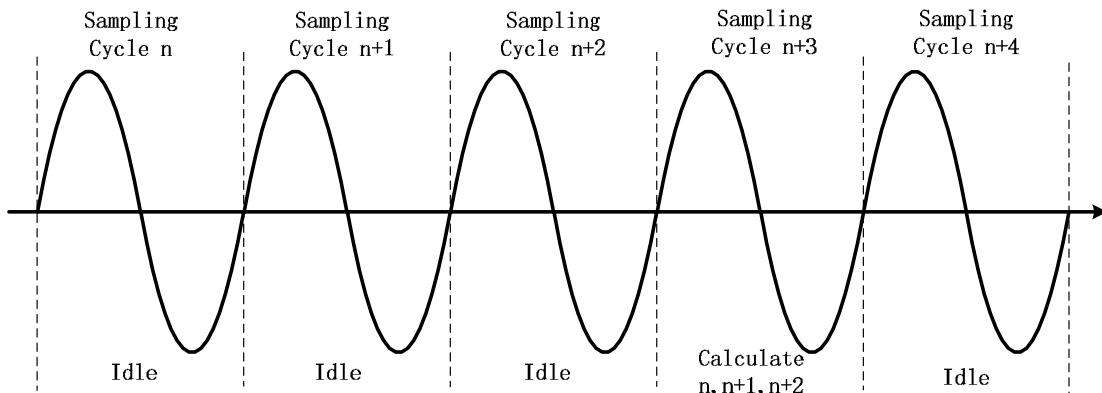


图 4.3 交流信号采样与计算

4.2.5 电参量计算

dsPIC 主要完成以下参数的计算：分相电压/电流真有效值，相位角，频率，分相的有功/无功功率/视在功率，正/反向有功功率，正/反向无功功率，四象限无功电能，总有功功率，总无功功率，总视在功率，总功率因素，分相电压、电流的波形畸变率，分相电压/电流谐波分量。

算法在其他部分已有详细的说明，这里不再重复。

4.3 主要流程介绍

这部分主要介绍程序的主流程，中断服务流程以及部分重要的后台程序的流程。

4.3.1 主流程

主流程是整个后台程序的核心，包括上电初始化和程序主循环。图 4.x 是程序主流程图。

系统上电后进入初始化程序，在初始化过程中，主要包含：MCU 的端口以及片上的外设如定时器，UART，SPI，IC，等进行相应的设置；从外部 EEPROM 载入系统的控制参数以及对变量进行初始化；外部器件 MCP3909 初始化。初始化完毕后进入系统的主循环。

由于本系统多数任务都是通过中断完成的。在系统的主循环中只有有 UART 通讯协议解释和处理，参数计算和零线电流测量三过程。UART 通讯由 UART_process() 程序完成，UART_process() 的执行频率与上位机的查询频率有关。

参数计算由函数 Calculation() 完成，每三个电网周期执行一次。零线电流检测由 ComputeNeutral Current() 完成，每 16 个电网周期完成一次计算。

4.3.2 MCP3909 初始化

本模块的任务是使 MCP3909 进入 Channel Output 模式。

- 选通所有的 MCP3909 – 将 ADCS1、ADCS2 和 ADCS3 全部置为有效。并将 MCU 的 SPI 接口设置为 8 位模式。
- 使用 MCP3909 的 RESET 管脚复位 MCP3909。低电平不少于 MCP3909 时钟周期。
- RESET 电平恢复为高之后，等待 4 个 MCP3909 时钟周期，以使 MCP3909 完成管脚功能重置。
- 通过 SPI 发送指令 0x94 给 MCP3909。
- 将 SPI 设置成 16 位模式并选通 A 相 MCP3909。

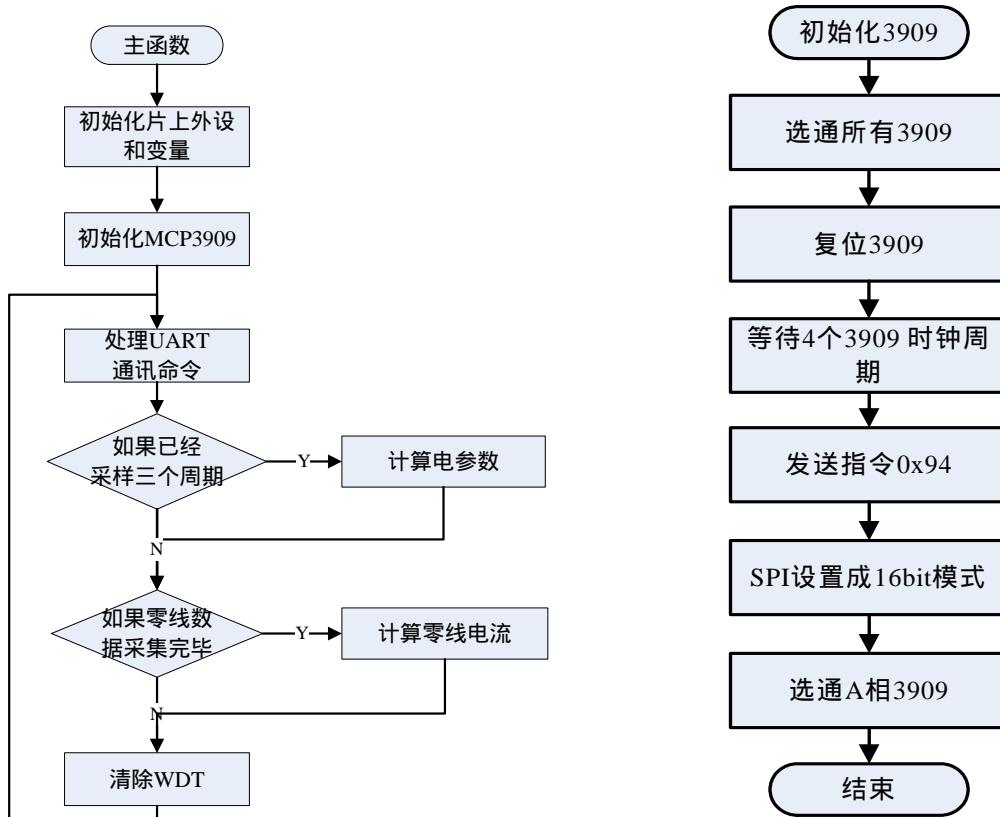


图 4.5 主程序流程图

图 4.6 初始化 MCP3909 流程图

4.3.3 MCP3909 的 AD 数据读取

由于使用了同一个时钟源，同一个复位信号，三相 MCP390x 的六个 AD 通道都是同步的。因此我们只需要检测其中一个 MCP390x 的 data ready 信号，便可以依次读取三相的 AD 数据。本模块由 MCP3909 的 SDO 上的 data ready 信号触发的 IC1 中断调用。由于 IC1 设置为每两次下降沿产生一次中断，因此，MCP3909 的两次采样数据只读取一次。MCP3909 的数据读取流程如下：

- 顺序读取三相的电流电压 AD 值。其中每相数据的第 0 ~ 15bit 为电压通道数据，第 16 ~ 31bit 为电流通道数据。
- 如果采样数据为偶数次采样，分别读取三相电压电流值，并分别进行分相的有功电能累积。电流电压数据不存储到采样数组中。
- 如果采样数据为奇数次采样，分别读取三相电压电流值，并分别进行分相的有功电能累积。电流电压数据存储到循环的采样数组中。
- 更新采样数组的当前指针和采样数据的长度。若采样数据达到三个周期长度，设置采样完成标志位，主循环将调用计算程序开始计算相关参数。

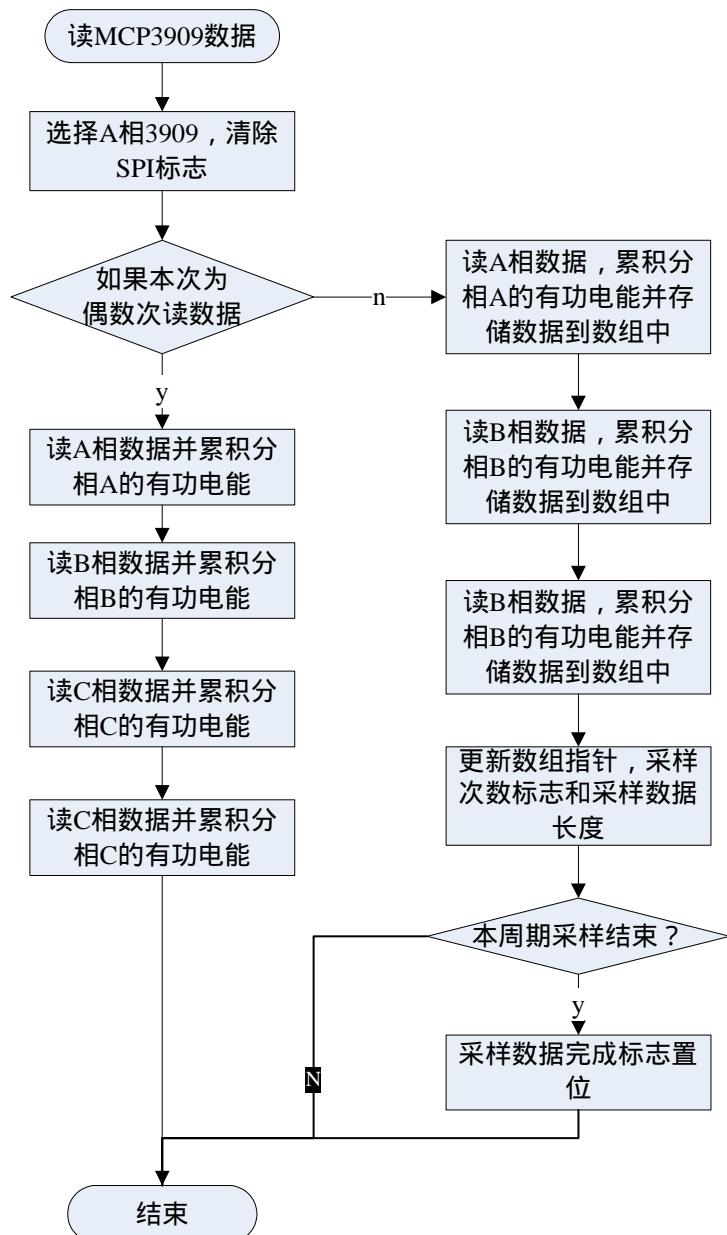


图 4.7 读 AD 数据流程

4.3.4 比差校准

比差校准函数由上位机发送命令启动，上位机发送命令的同时还发送所需的数据。目标系统收到命令后调用本模块。流程如下：

- 根据接收的参数确定待校准分相和输入电流和电压幅值，并读取该通道的测量(RMS)值。
- 通过接收到的标准值和测量值的比值得出比差校准系数。
- 用校准系数乘以原系数，得出修正后的校准系数。
- 将修正后的系数储存于 EEPROM 中。

4.3.5 功率校准

功率校准函数由上位机发送命令启动。在进入功率校准过程时，需要先发送功率校准模式命令。然后将校表台的误差数据和所校准的通道信息发送到上计量前端。计量前端收到命令后调用本模块。流程如下：

- 根据接收的参数确定待校准分相。
- 通过接收到的误差值和测量值，以及原先的功率校准系数，计算出新的功率校准系数。
- 将修正后的系数储存于 EEPROM 中。

4.3.6 相差校准

相差校准函数由上位机发送命令启动。相差校准前需确认对应校准点未做过相差校准，否则校准将无法正常进行。校准时，将校表台的误差数据和所校准的通道信息发送到上计量前端，计量前端收到命令后调用本模块。流程如下：

- 根据接收的参数确定待校准分相。
- 通过接收到的误差值和测量值，计算出相差校准系数。
- 将修正后的系数储存于 EEPROM 中。

4.3.7 IC1 中断处理

输入捕捉 IC1 用于检测 MCP3909 的 AD 转换是否结束，在本次转换结束后，MCP3909 在其 SD0 脚上输出 4 个时钟周期宽度的脉冲，用 IC1 检测其下降沿，两个下降沿产生一次中断，即每两次转换读取一个数据，实现 6.4Ksps 的采样率。

IC1 中断服务程序除了完成 MCP3909 的数据读入操作外，还进行电能脉冲输出控制。电能脉冲处理包括有功电能脉冲和无功电能脉冲处理。为了让输出脉冲更加均匀，必须使产生脉冲的时钟分辨率尽可能高，由于 IC1 的中断间隔为 156.25us，因此脉冲产生的分辨率可达到 156.25us。

在电能脉冲处理程序只有在接近脉冲电平输出时才开始工作，为简化处理，缩短中断服务程序执行时间，用计数器替代每次脉冲的电能的累加及判断是否输出脉冲。在计数器值大于脉冲输出阈值时，输出电能脉冲，并在电能累加寄存器中减去相应的电能量，而后开始处理脉冲输出翻转的动作，当输出脉冲宽度大于 80ms 时，关闭脉冲输出。

程序流程图如图 4.9 所示。

4.3.8 参数计算

参数计算过程主要包括分相的参数计算，合相的参数计算以及电能累积处理三过程。合相参数计算及电能累积处理是在分相参数计算上得到的，因此，主要的工作集中在分相的参数计算上，而分相的参数计算是由三次的分相计算循环实现的，其处理过程如下。

➤ 准同步窗处理

根据当前的周期采样点数选择合适的准同步窗函数(数组)及对应的正余弦表。采样点数是由上次频率计算函数获得，由于电网频率波动较慢，在三个周期内变化不大，因此可用上次测量的电网周期值来确定本次采样的数据长度。

准同步窗函数是一个预先建好的，与采样数据长度等长的数组，它是权系数乘于 32768 后得到。在本设计中采用复化梯形求积方式，经过三次迭代而计算出相应的权系数。由于采用三次迭代运算，因此输入的原始数据长度为三个周期的采样点数。通常周期采样点数和输入信号周期不同，但会接近某个整数采样点，例如，在 3.2Ksps 采样速率下，50HZ 输入信号对应每周期 64 点采样数据，而 50.1HZ 输入信号也是接近每周期 64 点的

采样数据，51HZ 输入信号接近每周期 63 点采样数据。因此，不同输入频率时，其对应的周期采样点数也不同，需要根据不同的采样点数建立对应的准同步窗函数及相应的正余弦表。正余弦表是根据周期采样点数，将一个周期均分，计算出对应的正余弦值，然后乘于 32768。所有的正弦倍乘关系目的是将原来浮点数的运算转换为定点数的运算，在计算过程中最终会进行调整。

原始信号加准同步窗处理过程实际上是一个数组相乘的过程，即原始输入信号乘于对应窗函数数组。由函数 quasi_synthWnd() 完成计算，quasi_synthWnd() 采样汇编书写，可充分利用 DSP 的功能。

➤ DFT 变换

原始数据经过加准同步窗处理后，可降低由于非整周期采样而造成 DFT 变换时产生的频谱泄漏现象。

由于数据长度不是 2 的幂，因此 DFT 变换时无法使用 FFT 算法。DFT 变换由函数 DFT() 完成，该函数又汇编实现，可充分利用 DSP 的乘累加功能。

由于无法使用 FFT 算法，DFT 计算过程还是非常费时的。整个系统的处理过程主要集中在这里。

➤ 有效电压或电流计算

对电压或电流信号进行 DFT 变换后即可计算出其各次谐波分量的电压或电流的幅值，进一步计算可得到总的有效电压或电流。

电压或电流的幅值计算由函数 ComputeMagnitude() 完成，其计算结果 amplitude 为长整数，是电压或电流幅值的平方。为提高运算速度，一般计算过程采用定点运算。ComputeMagnitude() 用汇编实现。

幅值计算后，有一个数据调整过程，这个调整过程是基于浮点运算的，由于计算次数有限，不会影响到运行速度，但是可以大大提高计算精度。其中参数 ratio1 是跟当前采样点数有关系的一个系数（参考式 2 - 10），由于在计算通过移位操作完成除法运算，而如果周期采样点数不是 2 的幂时，无法通过移位来完成，但可以乘于一个补偿系数来实现移位除法操作。系数 Coeff. data. linear. V_channel [] 是比差校准系数。

由于电流的动态范围较大，在小信号的时候，AD 输出数据较小，并且受到 DSP 的位宽的限制，如果幅值计算过程中仍然采用同大信号一样的移位除法过程，将可能使计算精度降低。所以，对于小信号的幅值计算，使用 ComputeSmallMagnitude() 计算。该函数和 ComputeMagnitude() 没有太多区别，只是计算结果做移位除法时，移位的长度减小，而在数据调整过程中加于补偿。由于数据调整过程采用浮点运算，所以不会影响计算精度。

➤ 谐波计算

谐波计算是由汇编函数 ComputeHarmonic() 完成，其计算是根据式(2 - 62)完成的，即 K 次谐波的幅值和基波幅值的比值的百分率。由于 ComputeMagnitude() 的输出是各次谐波幅值的平方，计算时需要开平方操作。谐波含有率用定点数存储，实际的存储值是谐波含有率的值乘于 10。

➤ 功率计算

功率计算由汇编函数 ComputePower() 完成，其计算依据是式 (2 - 39) 和式 (2 - 40)。在 ComputePower() 函数后，需要有一个功率计算结果调整过程，首先是根据当前的电流的增益放大器值调整计算结果，再次是根据当前的采样点数，信号频率跟中心频率之间

的偏差来确定调整系数 ratio2 的，最后是根据当前负载电流，确定相差补偿系数，对功率计算进行补偿。

➤ 电能累积及脉冲输出

电能累积是按合相电能来进行的，合相电能是各分相电能的代数和。有功电能是通过每次采样的电压和电流的乘积的累加来进行的，这样可以保证高精度的测量。而无功电能的测量精度要求较低，设计中是根据当前测量的无功功率值和两次测量之间的间隔的乘积进行累加的。

脉冲输出参考 2.9 节所述，为保证输出脉冲的均匀性，通常将测量周期内的能量均分为多个等分，然后逐步累加。为简化处理，降低计算复杂度，将累加过程用计数器替代，只有在电能累加值接近脉冲输出阀值时才开始启动计数器。

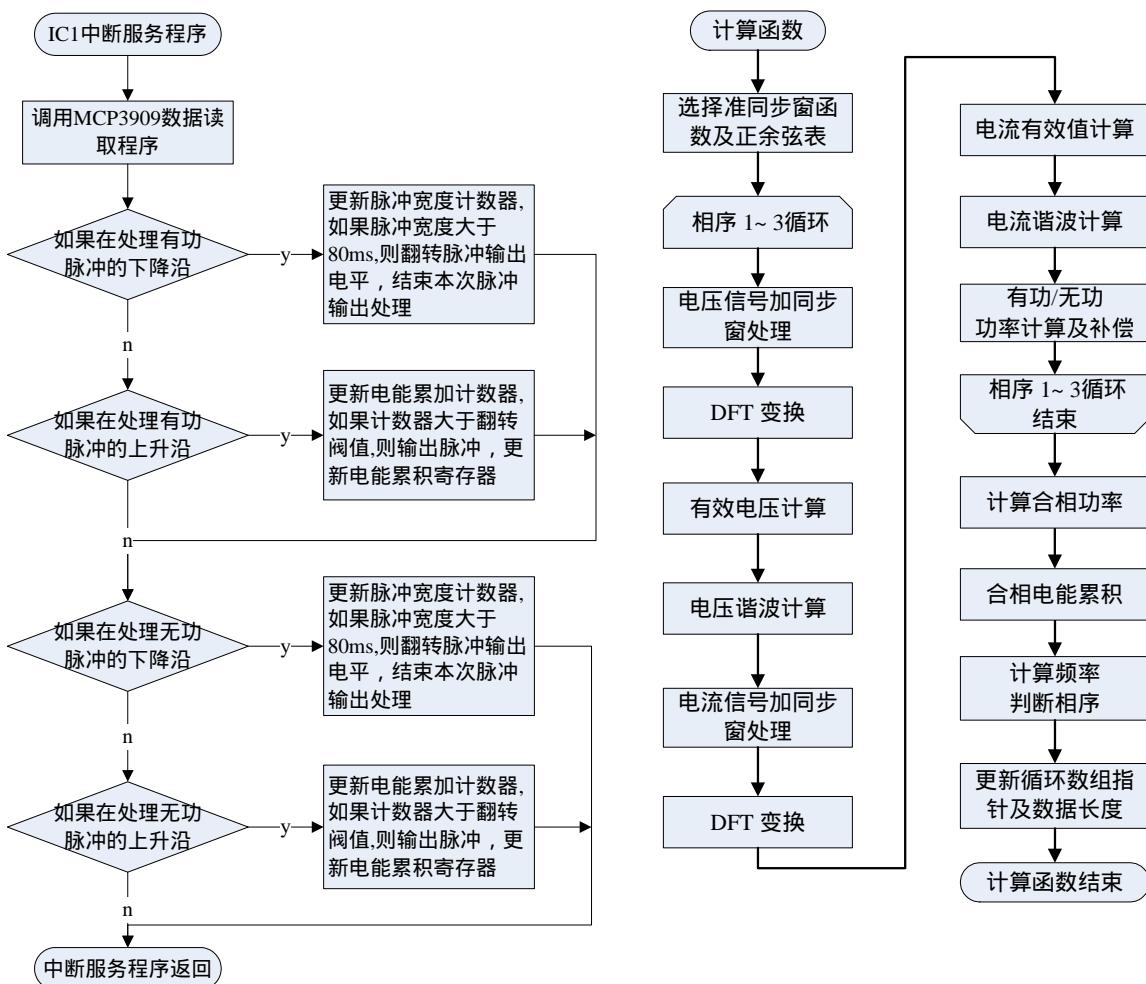


图 4.8 IC1 中断服务程序

图 4.9 参数计算流程

4.3.9 频率计算

频率计算是基于式(2 - 52)和式(2 - 53)。实际计算时，对每次采集数据(大约三个周期)的前两个周期的数据进行分析，从而计算出相邻两个周期的频率偏移。

频率计算过程首先是对相邻两个周期的数据进行基波的 DFT 变换，由汇编函数 DFT_Fundamental() 完成计算。而后计算出这两个周期的初相角，从而计算出两个周期信号的相角差及频率偏移。

由于可能存在缺相的情况，如果计算时，A 相电压幅值小于某个阈值时，需要切换到 B 相进行分相，如果 B 相仍然没有检测到足够的电压幅值，需要切换到 C 相进行分相。

当频率偏移较大时，频率估计结果将变得不准确。为获得较好的频率估计，可根据第一次的频率估计(假设输入信号频率在 50HZ 附近)，重新选择中心频率并进行第二次频率估计。

4.4 工程文件说明

表 4.3 文件说明

文件名称	说明
main.h	主程序
main.c	
global.h	主要定义系统中主要的宏定义
global.c	关键的数据结构，全局变量声明
MCP390x.h	MCP390x.c 中使用的宏、常量、局部全局变量及部分全局变量声明，函数声明。
MCP390x.c	与 MCP390x 有关的函数。包含：SPI 设置，MCP390x 的初始化及数据读取。
cal cu.h	cal cu.c 中使用的宏、常量、局部全局变量及部分全局变量声明，函数声明。
cal cu.c	参数计算的主模块。主要包括频率计算，电流电压 RMS 值计算，功率，功率因数，电能等的计算，谐波分析等
uart_comm.c	uart.c 中使用的宏、常量、局部全局变量及部分全局变量声明，函数声明。
uart.c	UART 通讯的接收，发送，协议处理等
Calibrate.c	比差校准，功率校准及相差校准程序，校准数据的存储和初始化。
Calibrate.h	校准中使用的常量，局部变量和全局变量的申明。
Adc.c	片上 ADC 的操作，零线电流的检测。
Adc.h	
I2Csubs.h	片外 I2C 接口的 EEPROM 控制
I2Csubs.c	
interrupt.h	interrupt.c 中使用的宏、常量、局部全局变量及部分全局变量声明，函数声明。
interrupt.c	中断设置及中断服务函数
Asmcode.c	计算中所使用的一些汇编函数

5. 演示板及辅助软件使用说明

这部分内容主要介绍演示板的硬件和辅助软件 PM_Visual 的使用。

5.1 演示板说明

演示板的前端（互感器输入）与三相交流电输入直接相连，使用时应十分注意安全。后端(互感器输出)连接到测试电路，与三相交流电隔离，因此 UART 接口等演示板其余部分为安全电压。演示板与外部的主要连接有三相电源输入，UART 接口，ICD 接口。演示板通过 UART 接口接收上位机发送的命令，并返回相关的测量数据。ICD2 接口用于在线编程和调试。图 5.1 电能表计量前端的接口及重要器件分布说明图。

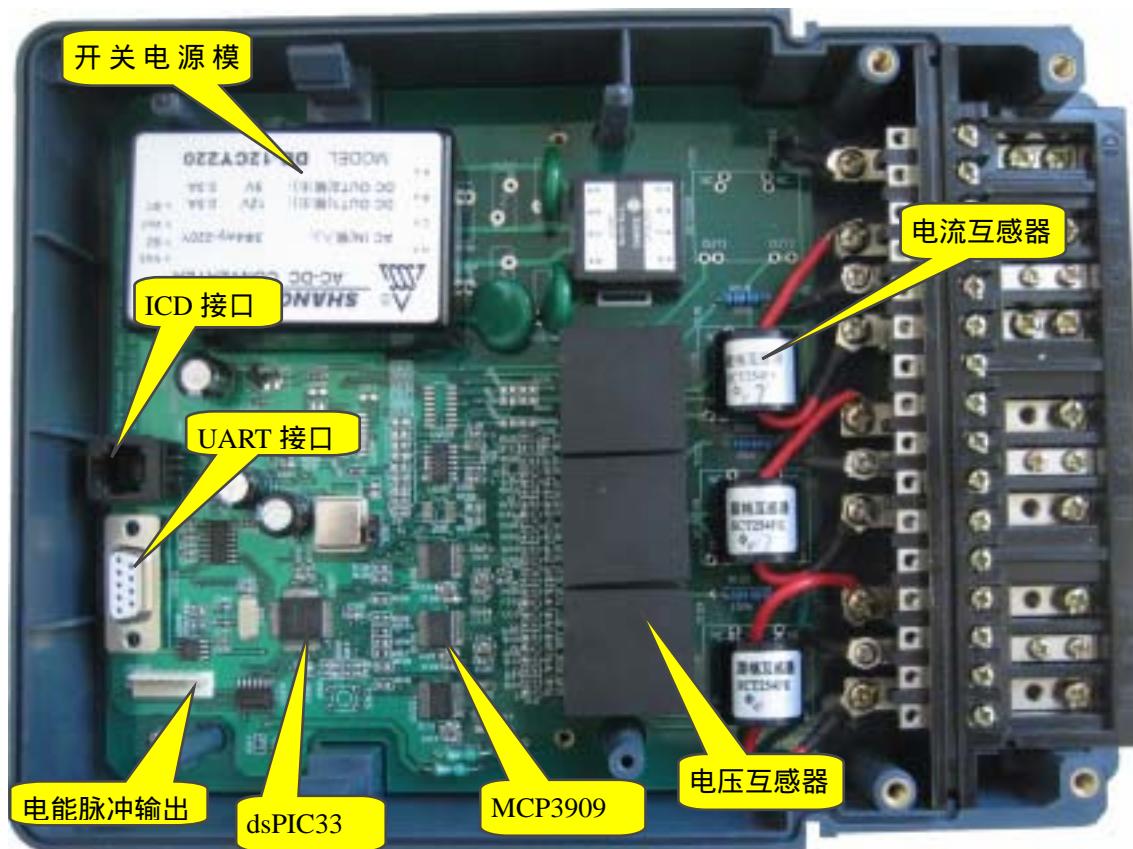


图 5.1 电能表计量前端示意图

如果需要，本计量前端还提供独立的零线电流检测输入的功能，可通过 dsPIC 的 AD 接口，对独立的零线电流互感器进行采样并计算。图 5.2 是采用独立的零线电流检测时，三相四线电能表计量前端的接线方法。

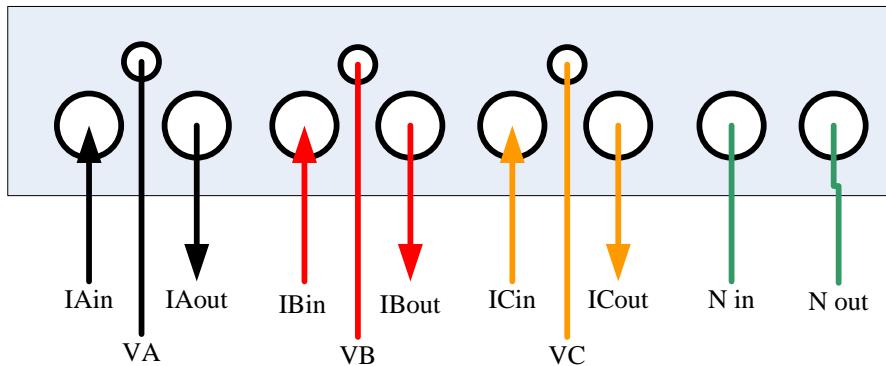


图 5.2 三相四线表的接线端子

电能脉冲输出接口提供了校表脉冲的输出，位于示意图的左下方。引脚排列从右边起，PIN1 为地，PIN2 为合相有功电能脉冲输出，PIN3 为地，PIN4 为合相无功电能脉冲输出，PIN5 为地，PIN6 为地，PIN7 待定义。

5.2 辅助调试软件介绍

PC 辅助软件 PM_Vi ewer 提供了监控和电能表校准功能。该软件通过 RS232 接口与演示板进行通讯，用于模拟三相电表的上位机对演示板进行操作并获取交流电参数测量的结果，并显示在 PC 屏幕上。另外可通过 PC 提供的 GUI 界面，对该计量前端进行校准操作。

PM_Vi ewer 主要提供以下两个功能：校准操作，交流电参数测量数据监视。

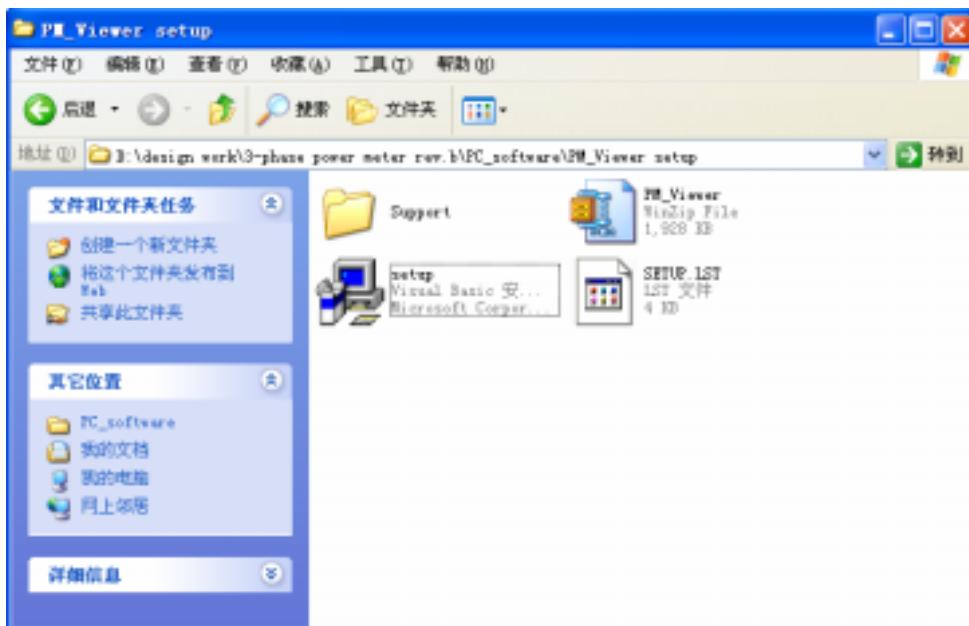
- 交流电参数测量数据监视：可以定时从演示板获取相应的电参数测量结果，并显示到 PC 的窗口上。
- 校准操作：由于器件的非线性和非一致性，每个计量前端在出厂前需要进行校准操作，以提高测量精度。校准过程主要包括比差校准，功率校准和相差校准三个过程。

5.2.1 软件安装

PC 机系统要求：至少 25 MB 硬盘空间，Microsoft® Windows® 操作系统（98 或更新版本），至少一个硬件 COM 口

安装步骤：

1. 将压缩文件 PM_Vi ewer setup.zip 解压缩。
2. 点击 setup.exe 文件



3. 根据安装提示，将 PM_Vi ewer.exe 安装到指定目录。
4. 安装完毕后，在程序列表中将增加一栏“三相电表”项。可在 Windows 的开始 -> 程序 -> 三相电表，启动 PM_Vi ewer.exe。

5.2.2 交流电参数测量数据监视

PM_Vi ewer 主要

- 打开调试软件 PM_Vi ewer。该调试软件是一个弹出式窗口。窗口上方为菜单，通过不同的菜单项可以选择不同的界面。下方为状态显示栏，可以显示时间，通讯端口，操作命令的等信息。窗口右方为工作状态显示栏，可将当前工作状态显示在对应的框内。窗口左方为测量结果显示栏或参数设置栏，根据不同的菜单选项可弹出不同的显示栏或设置栏。



图 5.2 打开串口

- 点击菜单项“通讯设置”，选择相应的串行端口。如图 5.2 所示。通讯的波特率为 19200bps，

- 1 位起始位，8 位数据位，1 位停止位。用户不可以修改。
- 点击菜单项“链接”，建立控制板和 PC 之间的通讯连接。如果和演示板建立连接，则状态栏将显示“communication OK!”。
 - 然后根据不同测量结果显示需要可在“工作模式”菜单项下面选择不同的子菜单项，包括三相电参量，A 相谐波，B 相谐波，C 相谐波，波形畸变率，谐波功率，电能测量等。如图 5.3 所示。

三相电参量：显示三相的交流电参数和各分相的基本交流电参数的瞬时测量结果，包括：电网频率，三相总视在功率，总有功功率，总无功功率，总功率因数，电压和电流相序状态，零线电流，以及各分相的电压有效值，电流有效值，视在功率，有功功率，无功功率，功率因数，供电状态等。

A 相谐波：显示 A 相的电流和电压的各次谐波的百分率。

B 相谐波：显示 B 相的电流和电压的各次谐波的百分率。

C 相谐波：显示 C 相的电流和电压的各次谐波的百分率。

波形畸变率：显示各分相的电流和电压的总畸变率以及各分相的正向有功功率，正向无功功率，反向有功功率，反向无功功率。

谐波功率：可显示每个分相的基波有功功率和无功功率，谐波的有功功率和无功功率。

电能测量：可显示累积一段时间内的电能。

在选择完相应的工作模式后，点击“启动测试”按键后，PM_Verwer 将根据采样速率设置自动的定时向演示板发送数据查询命令，演示板将返回相应的测量结果以供显示。点击“停止测试”按键将停止定时查询结果的操作。



图 5.3 工作模式选择

- “采样速率设置”菜单项可以设置 PM_Verwer 向演示板发送查询测量结果命令的时间间隔。可供选择的有 0.5 秒，1 秒，2 秒和 5 秒。

5.2.3 电能表校准

校准过程包括比差校准，功率校准和相差校准三个过程。未校准过的电能表计量前端的测量结果是不准确的。

在“电能表校准”菜单下，包括：恢复初始化设置，比差校准，功率校准和角差校准四个菜单项。

- 恢复初始化设置：如果需要对计量前端全部重新校准，可使用该菜单项，将所有的校准数据擦除，恢复到未校准的状态。如果只想对部分内容进行校准，请不要使用该菜单项。
- 比差校准：比差校准主要是为了消除电阻阻值，差分放大器，AD 转换等环节引起的线性误差，从而可提高系统的精度。校准时可取单点校准或者多点校准，MCP3909 的运放线性度非常好，在同样的放大倍数条件下，一般采用单点校准即可。但是，电流的动态范围较大，小电流时一般采用不同增益的放大，因此单点校准无法在全量程范围内满足精度要求，一般需要采用多点校准方式。考虑到校表效率和精度要求，本设计采用两点校准方式，一点选取满度电流条件，另外一点选取 10% 额定电流条件。

在做校准时，校表台输出满度的三相平衡电压和电流($\cos(\phi) = 1.0$)，然后在 PM_Visualizer 校准界面中选择相应的分相以及电压或电流校准模式，并在“输入设定值”的文字编辑窗口输入所施加的标准电压或电流值(校表台的标准表显示的瞬时值)，点击“设定”按键即可完成校正操作。而后，设置输入电流条件为 10% 的额定电流，对每个分相的电流进行校准，操作步骤同上。



图 5.4 参数设定

在该界面中，有一个“恢复初始设置”按键，该按键可将所有三相的比差校准数据恢复到未校准状态。一般情况下，如果第一次校准后的测量结果仍然和标准表有一定偏差，需要进行再次校准，此时可直接进行校准操作，不需要将比差恢复到初始状态。

- 功率校准：一般情况下比差校准后，视在功率测量与实际功率仍然有一定的偏差。这是因为比差校准是根据瞬时的测量结果来进行的，而校表台的标准表和前端的计量结果是无法准确同步的。功率校准就是为了消除这个误差。它是利用一段时间内视在电能累积与校表台输出之间的误差结果来进行的。

校准是通过 A，B，C 分相逐相进行的，输入的功率因数都是 1.0。首先在 A 相上输入满

度的电压和电流，将有功电能脉冲输出接到校表台的脉冲输入接口。点击“设定功率校准模式”按键，将有功功率输出脉冲设定在视在电能输出模式，待校表台输出的误差数据稳定后，将误差率输入到“误差设定”窗口内，在“校正模式”框内选择“满度校准”，“分相选择”框内选择“A相”，然后点击“设定误差”按键即可完成该条件下的校准。更改输入电流条件为10%的额定电流值，按上述步骤完成10%条件下的校准操作。而后逐次校准B相和C相即可完成整个功率校准操作。

如果需要对单个点进行重新校准，需要将校准数据恢复到初始状态。可在“校正模式”和“分相选择”框内选择相应需要校准的点，然后点击“恢复初始设置”即可恢复到该点未校准条件时的参数。

如果比差校准得较好，可省略功率校准的步骤。

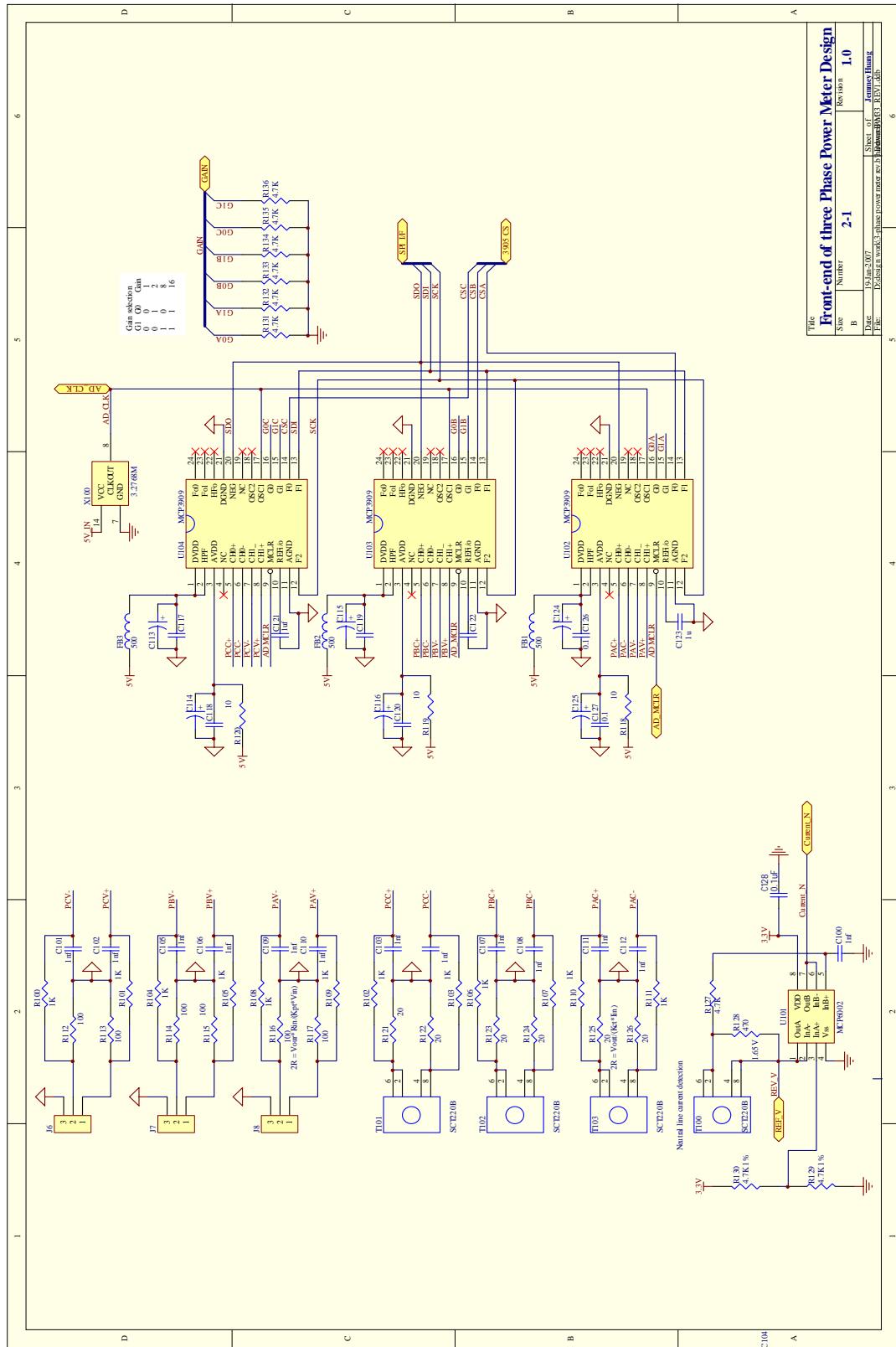


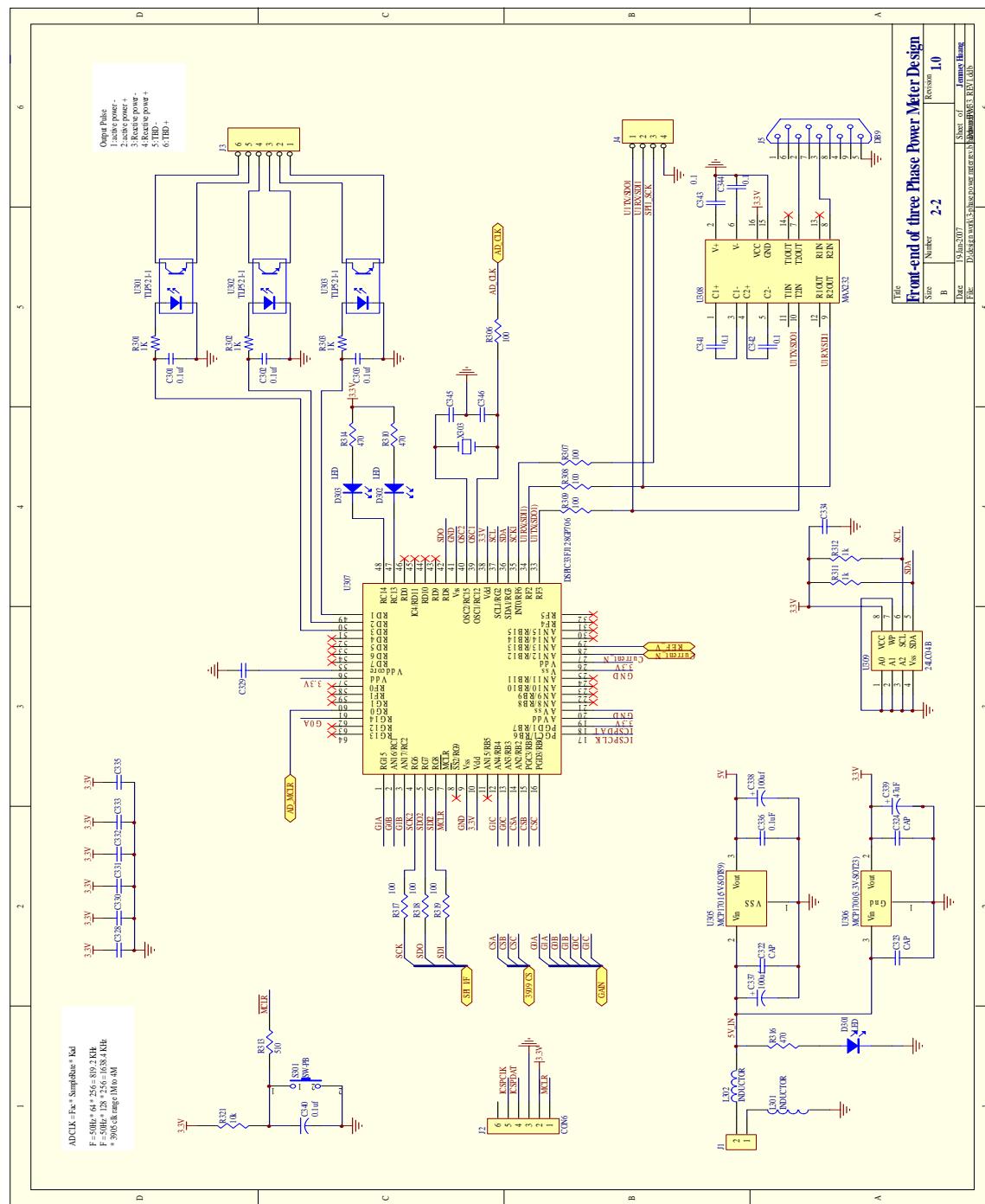
- 角差校准：该校准过程是为了消除电压和电流互感器在不同的输入电流条件下引起的相移的不一致性对功率测量所带来的误差。为了在全量程范围内满足功率测量的精度要求，需要对角差进行分段校准。本设计中电流分区为：(0 ~ 6% Ib), (6% ~ 27% Ib), (27% ~ 75% Ib), (75% ~ 150% Ib), (150% ~ 250% Ib), (>250% Ib) 共六个分区。在每个分区都需要进行一次校准。如果对精度要求较低，可减少校准点，以提高校准效率。
校准是通过A, B, C分相逐相进行的，输入的功率因数都是在0.5L。将有功电能脉冲输出接到校表台的脉冲输入接口，利用电能计量的误差对计量前端进行校准。
在“分相选择”框内选择需要校准的分相，在“电流范围选择”框内选择需要校准的电流范围点，而后根据提示设置相应的输入条件。待校表台输出的误差数据相对稳定后，将误差率输入到“误差设定”窗口内，点击“误差设定”按键即可完成该条件下的角差校准。
如果需要对单个点进行重新校准，需要将校准数据恢复到初始状态。可在“电流范围选择”和“分相选择”框内选择相应需要校准的点，然后点击“恢复初始设置”即可恢复到该点未校准条件时的参数。

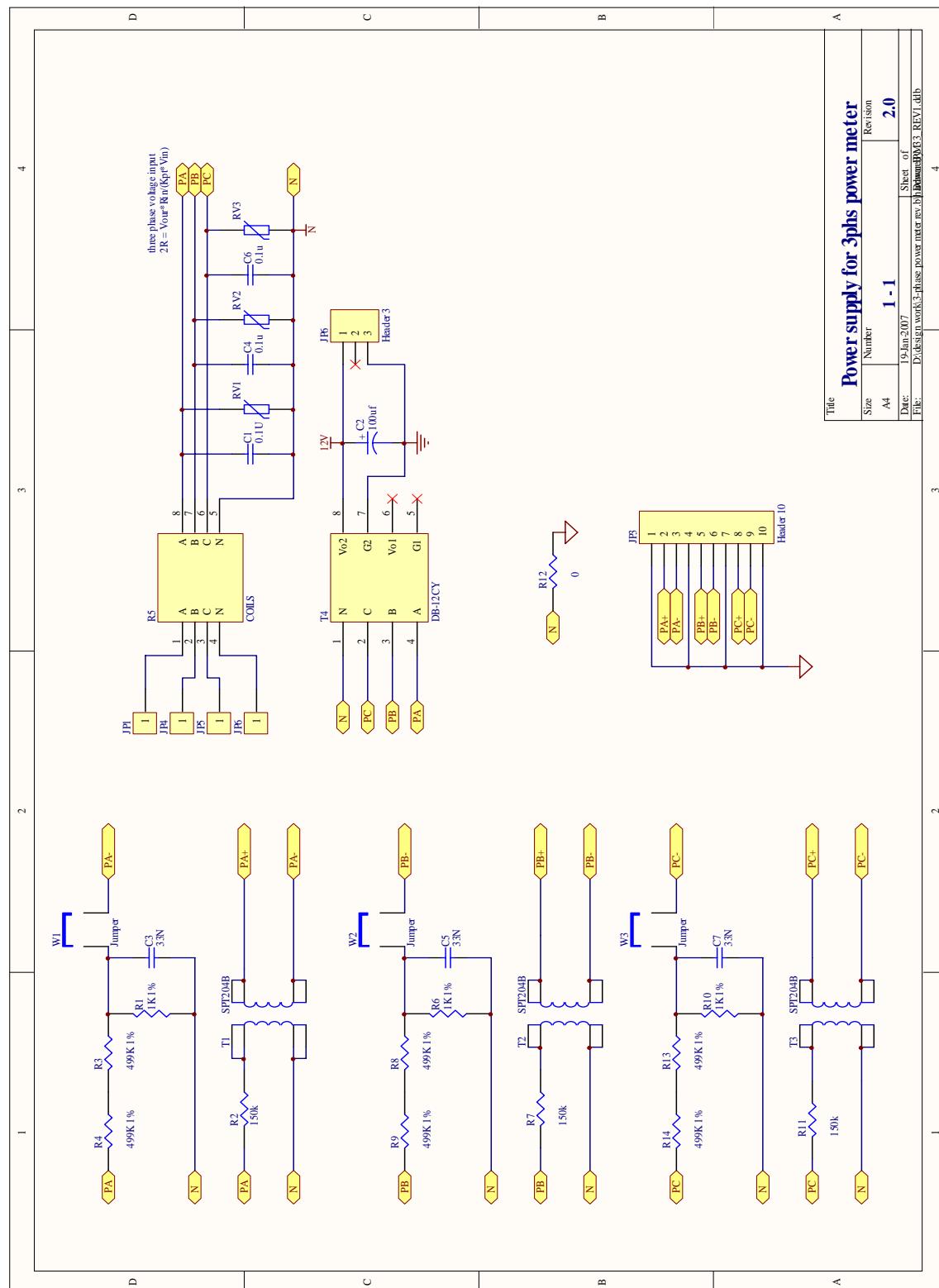


6. 附录

附录 A 硬件原理图

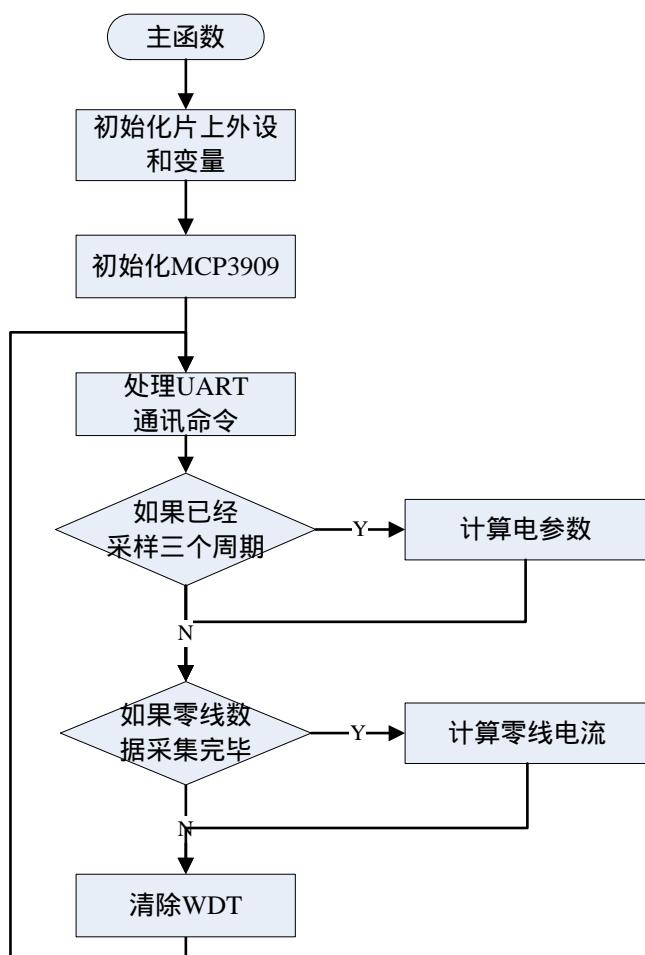




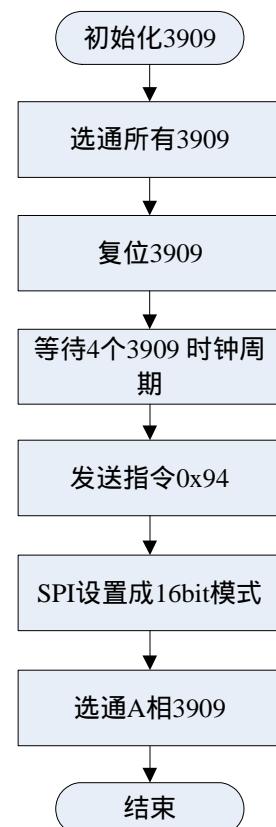


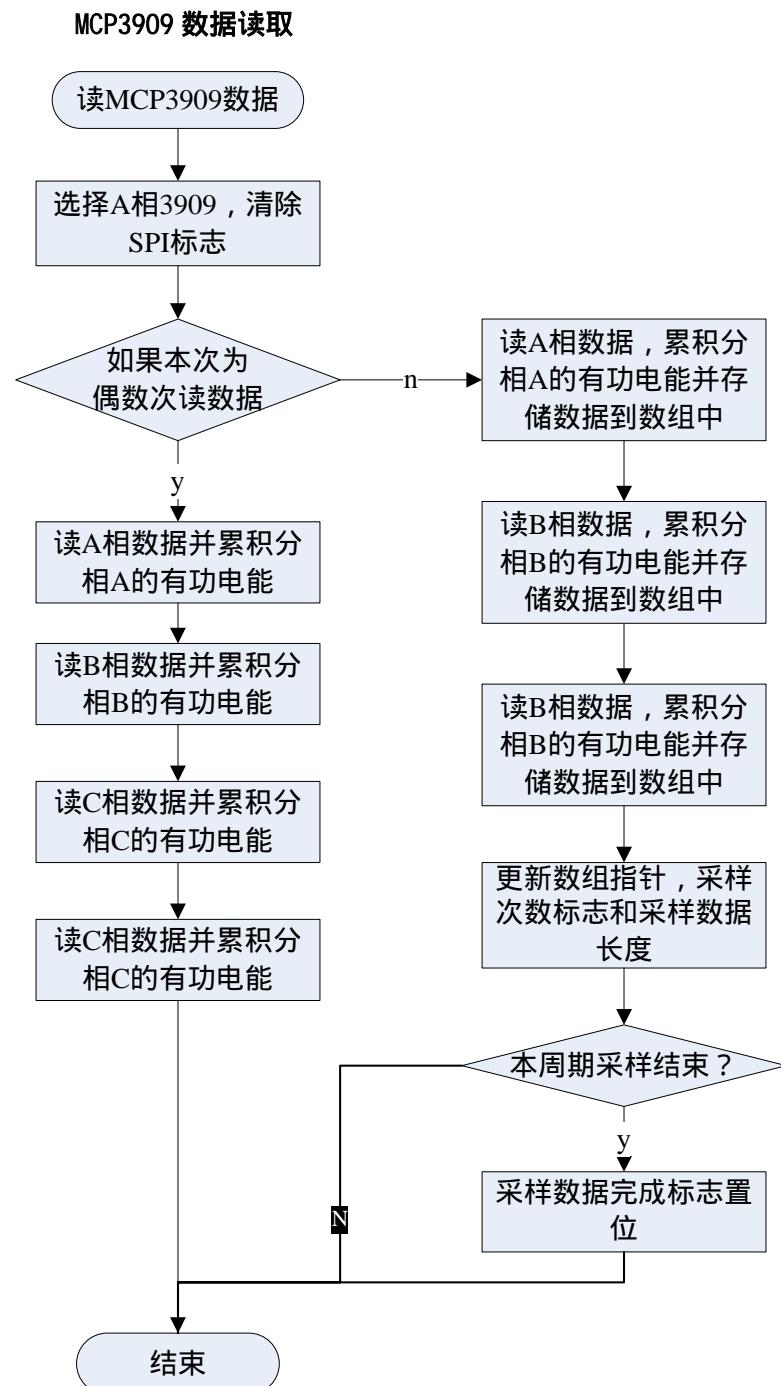
附录 B 程序流程图

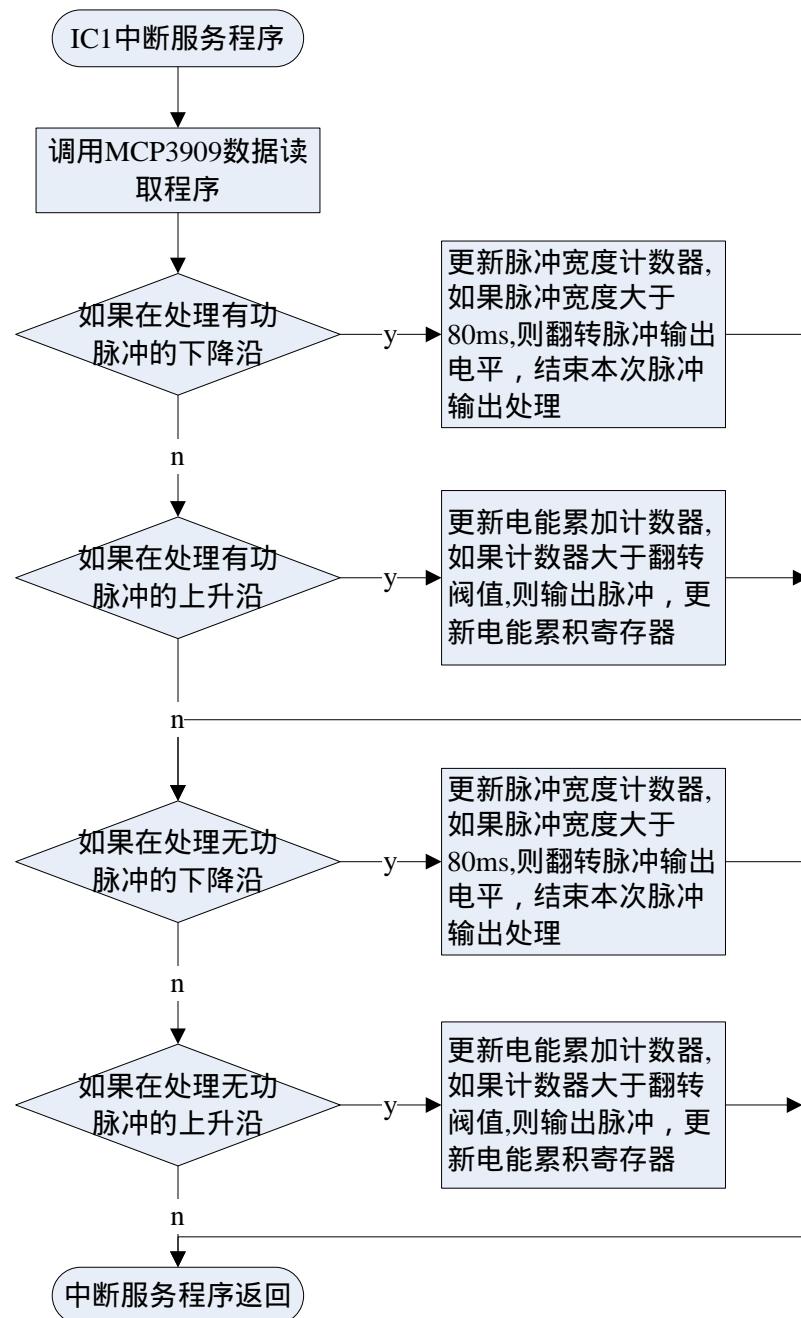
程序主流程

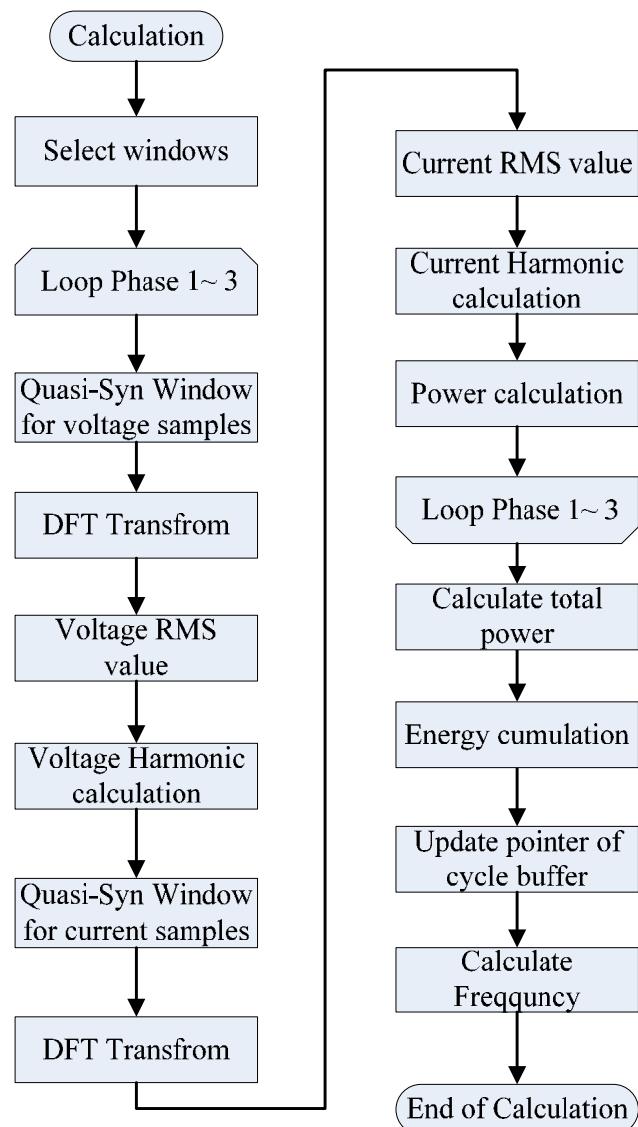


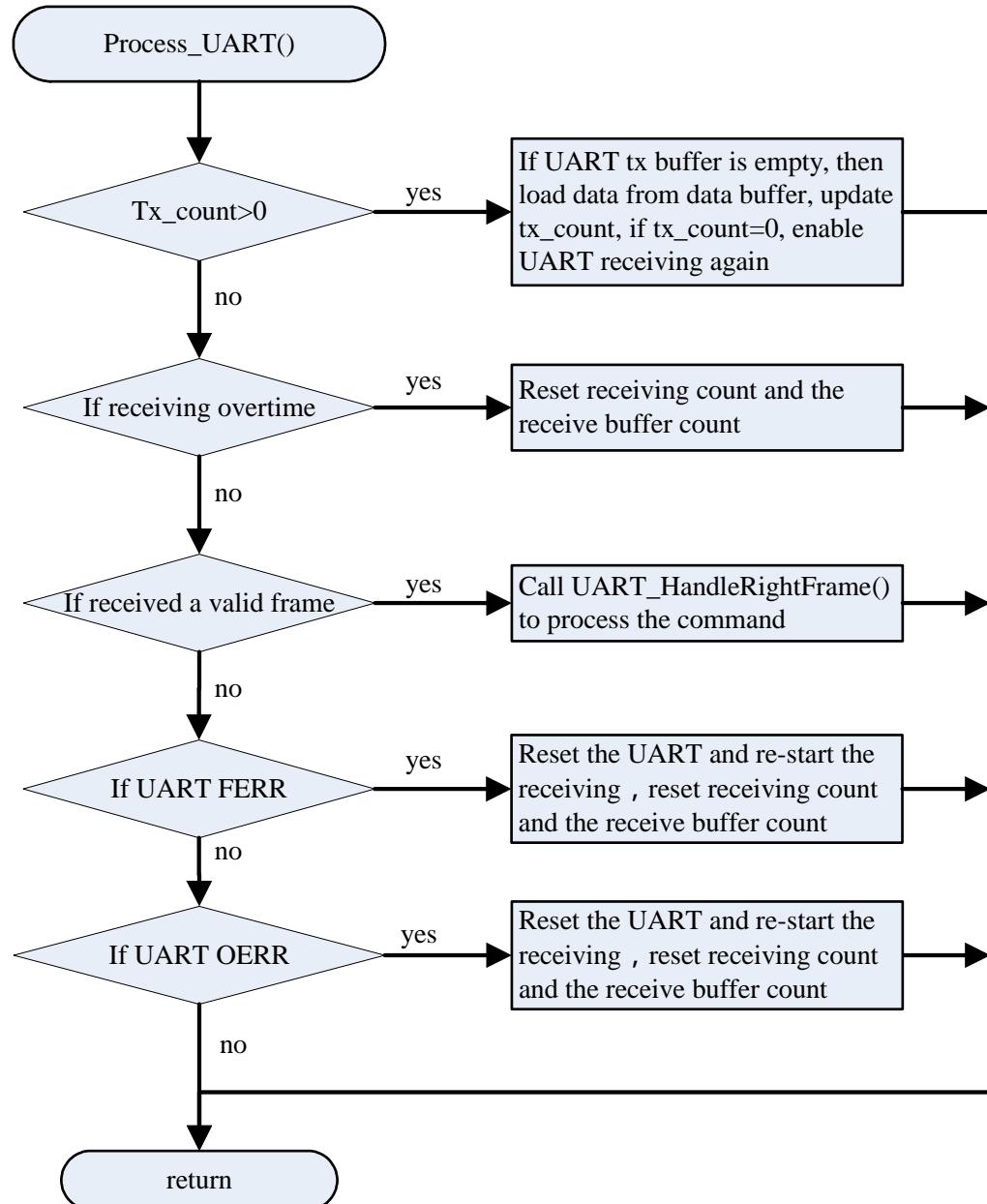
MCP3909 初始化

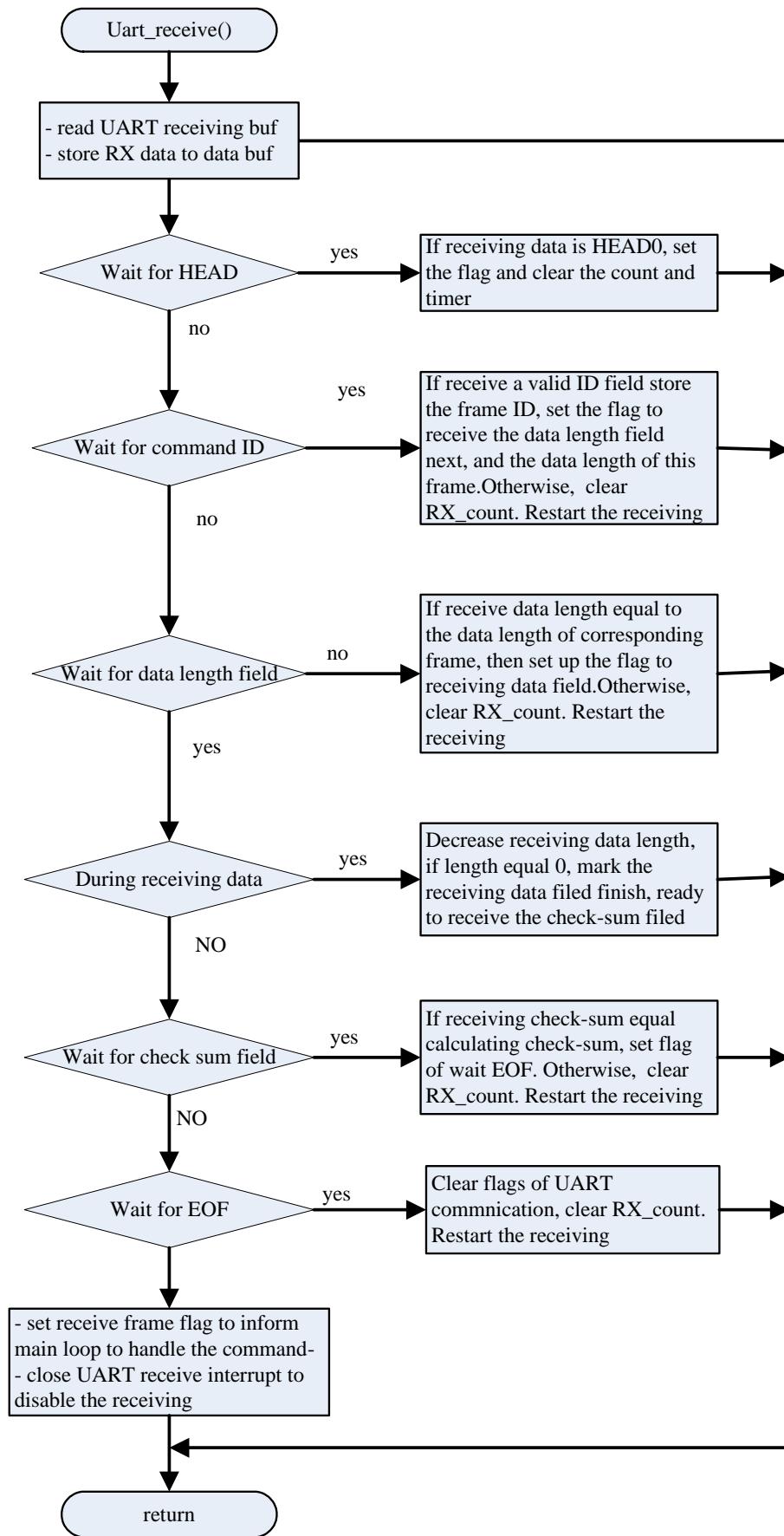


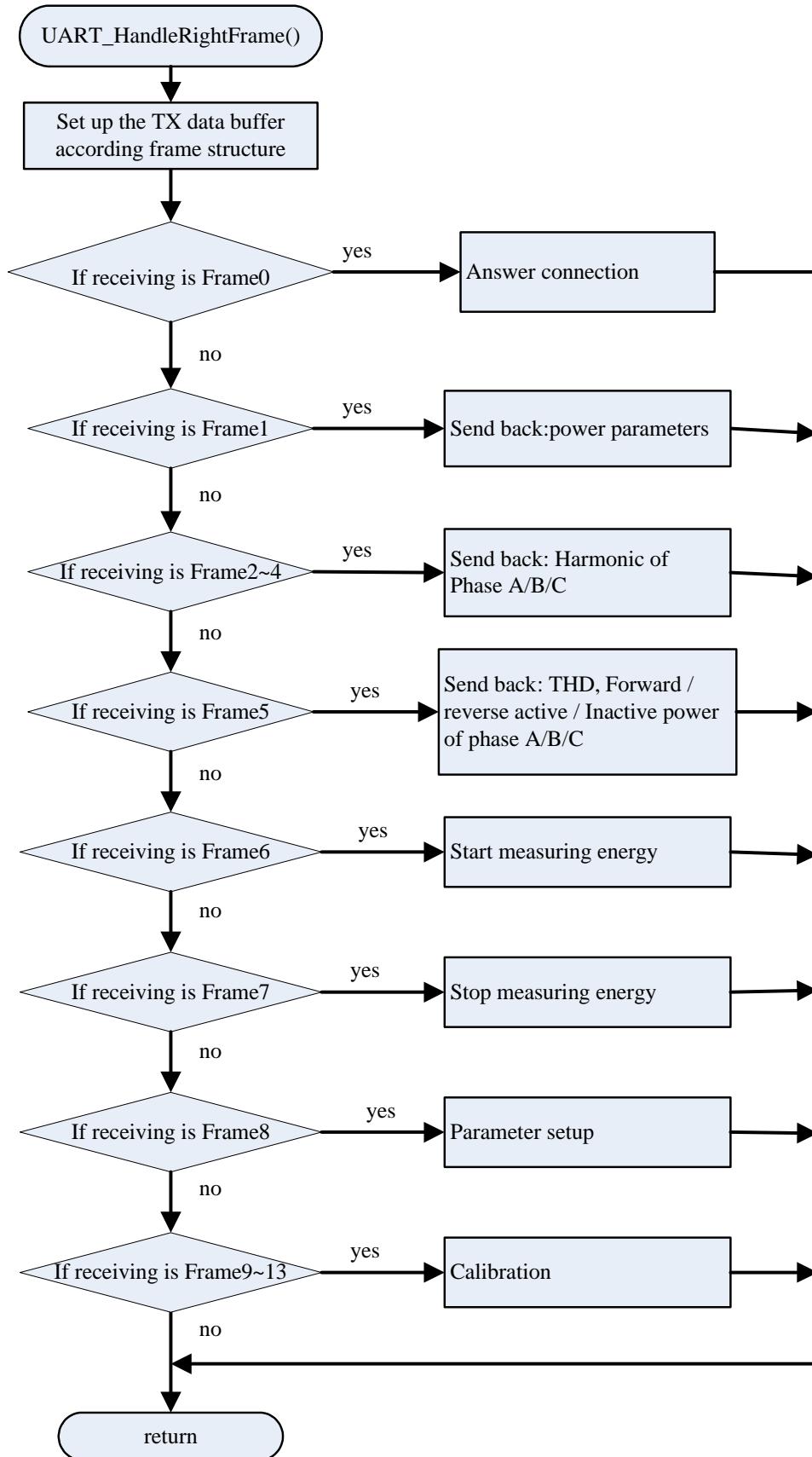


IC1 中断服务程序流程

参数计算流程

UART 通讯处理程序

UART 接收中断服务程序

UART 命令处理程序

附录 C 通讯协议

UART 通讯采用半双工方式。数据格式为：8-1-1，速度：19200bps。PC 机为主机，目标板为从机。

采用不定长帧结构方式，以字节为单位。帧结构定义如下。

同步场	命令类型	数据长度	数据场	校验字节	结束字节
2 字节	1 字节	1 字节	N 字节	1 字节	1 字节

同步场为两个字节，PC 发送到目标板时字节内容为 0x00, 0xff; 目标板发送到 PC 时为 0xff, 0x00.

命令类型为 1 个字节，表示该命令的类型

数据长度为 1 个字节，表示该帧的长度（包括同步场，校验字节和结束字节）

数据场字节数不定，不同命令类型字节数各有不同，范围在 1 ~ 64 字节

校验字节为 1 个字节长度，校验字节内容为前面发送的所有字节的异或值

结束字节为 1 字节长度，内容为 0xE0

具体帧类型定义如下 -

➤ FRAME0

PC 机与目标板建立通讯连接

同步场	命令类型	数据长度	数据场	校验字节	结束字节
0x00, 0xff	0x41	0	无	xx	0xE0

目标板对 FRAME0 的响应

同步场	命令类型	数据长度	数据场	校验字节	结束字节
0xff, 0x00	0x42	2	A5 5A	xx	0xE0

数据场为两个字节的电表固定编码。

➤ FRAME1

PC 机发送读取三相电参量请求至目标板

同步场	命令类型	数据长度	数据场	校验字节	结束字节
0x00, 0xff	0x42	0	无	xx	0xE0

目标板对 FRAME1 的响应

同步场	命令类型	数据长度	数据场	校验字节	结束字节
0xff, 0x00	0x43	98	98 字节	xx	0xE0

数据场共 98 字节，依次为：

频率 (4bytes) 浮点数

电源状态 (2bytes) 无符号字节：定义如下

【 bit0~1 : A 相状态 , 0 , 正常供电 , 1 , 低压报警 , 2 , 缺相 , 3 , 过压报警
bit2~3 : B 相状态 , 0 , 正常供电 , 1 , 低压报警 , 2 , 缺相 , 3 , 过压报警
bit4~5 : C 相状态 , 0 , 正常供电 , 1 , 低压报警 , 2 , 缺相 , 3 , 过压报警
bit6 : 电压相序指示 , 0 , 正常 , 1 逆相序
bit7 : 电流相序指示 , 0 , 正常 , 1 逆相序
】

A 相电压有效值 (4bytes) 浮点数

B 相电压有效值 (4bytes) 浮点数
 C 相电压有效值 (4bytes) 浮点数
 A 相电流有效值 (4bytes) 浮点数
 B 相电流有效值 (4bytes) 浮点数
 C 相电流有效值 (4bytes) 浮点数
 零线电流有效值 (4bytes) 浮点数
 A 相有功功率 (4bytes) 浮点数
 A 相无功功率 (4bytes) 浮点数
 A 相视在功率 (4bytes) 浮点数
 A 相功率因数 (4bytes) 浮点数
 B 相有功功率 (4bytes) 浮点数
 B 相无功功率 (4bytes) 浮点数
 B 相视在功率 (4bytes) 浮点数
 B 相功率因数 (4bytes) 浮点数
 C 相有功功率 (4bytes) 浮点数
 C 相无功功率 (4bytes) 浮点数
 C 相视在功率 (4bytes) 浮点数
 C 相功率因数 (4bytes) 浮点数
 总有功功率 (4bytes) 浮点数
 总无功功率 (4bytes) 浮点数
 总视在功率 (4bytes) 浮点数
 总功率因数 (4bytes) 浮点数

➤ FRAME2

PC 机发送读 A 相电流及电压谐波分量请求至目标板

同步场	命令类型	数据长度	数据场	校验字节	结束字节
0x00, 0xff	0x43	0	无	xx	0xE0

目标板对 FRAME2 的响应

同步场	命令类型	数据长度	数据场	校验字节	结束字节
0xff, 0x00	0x44	128	128 字节	xx	0xE0

数据场共 64 字节，依次为：

A 相 1(基波) 到 31 次电压谐波分量 (2bytes*31), 总电压谐波量 (2bytes) 定点数

A 相 1(基波) 到 31 次电流谐波分量 (2bytes*31), 总电流谐波量 (2bytes) 定点数

注：谐波分量值为 (传送数据值 /1000) *100%

➤ FRAME3

PC 机发送读 B 相电流及电压谐波分量请求至目标板

同步场	命令类型	数据长度	数据场	校验字节	结束字节
0x00, 0xff	0x44	0	无	xx	0xE0

目标板对 FRAME3 的响应

同步场	命令类型	数据长度	数据场	校验字节	结束字节
0xff, 0x00	0x45	128	128 字节	xx	0xE0

数据场共 128 字节，依次为：

B 相 1 (基波) 到 31 次电压谐波分量 (2bytes*31), 总电压谐波量 (2bytes) 定点数
 B 相 1 (基波) 到 31 次电流谐波分量 (2bytes*31), 总电流谐波量 (2bytes) 定点数

➤ FRAME4

PC 机发送读 C 相电流及电压谐波分量请求至目标板

同步场	命令类型	数据长度	数据场	校验字节	结束字节
0x00, 0xff	0x45	0	无	xx	0xE0

目标板对 FRAME4 的响应

同步场	命令类型	数据长度	数据场	校验字节	结束字节
0xff, 0x00	0x46	128	128 字节	xx	0xE0

数据场共 128 字节，依次为：

C 相 1 (基波) 到 31 次电压谐波分量 (2bytes*31), 总电压谐波量 (2bytes) 定点数
 C 相 1 (基波) 到 31 次电流谐波分量 (2bytes*31), 总电流谐波量 (2bytes) 定点数

➤ FRAME5

PC 机发送读三相畸变数据请求至目标板

同步场	命令类型	数据长度	数据场	校验字节	结束字节
0x00, 0xff	0x46	0	0 字节	xx	0xE0

目标板对 FRAME5 的响应

同步场	命令类型	数据长度	数据场	校验字节	结束字节
0xff, 0x00	0x47	24	24 个字节	xx	0xE0

数据场共 24 字节，依次为：

A 相电压波形畸变率 (4bytes) 浮点数
 B 相电压波形畸变率 (4bytes) 浮点数
 C 相电压波形畸变率 (4bytes) 浮点数
 A 相电流波形畸变率 (4bytes) 浮点数
 B 相电流波形畸变率 (4bytes) 浮点数
 C 相电流波形畸变率 (4bytes) 浮点数

➤ FRAME6

PC 机发送开始电能测量/读取电能值请求至目标板

同步场	命令类型	数据长度	数据场	校验字节	结束字节
0x00, 0xff	0x47	0	0	xx	0xE0

目标板对 FRAME6 的响应

同步场	命令类型	数据长度	数据场	校验字节	结束字节
0xff, 0x00	0x48	36	36 字节	xx	0xE0

数据场共 36 字节，依次为：

- 一象限无功电能 (4bytes) 浮点数
- 二象限无功电能 (4bytes) 浮点数
- 三象限无功电能 (4bytes) 浮点数
- 四象限无功电能 (4bytes) 浮点数
- 正向无功电能 (4bytes) 浮点数
- 反向无功电能 (4bytes) 浮点数
- 正向有功电能 (4bytes) 浮点数
- 反向有功电能 (4bytes) 浮点数
- 总有功电能 (4bytes) 浮点数

➤ FRAME7

PC 机发送结束电能 (清除电能计数值) 测试请求至目标板

同步场	命令类型	数据长度	数据场	校验字节	结束字节
0x00, 0xff	0x48	0	无	xx	0xE0

目标板对 FRAME7 的响应

同步场	命令类型	数据长度	数据场	校验字节	结束字节
0xff, 0x00	0x49	0	0 字节	xx	0xE0

➤ FRAME8

PC 机发送读取三相谐波功率数据请求至目标板

同步场	命令类型	数据长度	数据场	校验字节	结束字节
0x00, 0xff	0x49	0	0	xx	0xE0

目标板对 FRAME8 的响应

同步场	命令类型	数据长度	数据场	校验字节	结束字节
0xff, 0x00	0x4A	48	48 字节	xx	0xE0

数据场共 36 字节，依次为：

- A 相基波有功功率：(4bytes)浮点数
- A 相基波无功功率：(4bytes)浮点数
- B 相基波有功功率：(4bytes)浮点数
- B 相基波无功功率：(4bytes)浮点数
- C 相基波有功功率：(4bytes)浮点数
- C 相基波无功功率：(4bytes)浮点数
- A 相谐波有功功率：(4bytes)浮点数

- A 相谐波无功功率 : (4bytes)浮点数
- B 相谐波有功功率 : (4bytes)浮点数
- B 相谐波无功功率 : (4bytes)浮点数
- C 相谐波有功功率 : (4bytes)浮点数
- C 相谐波无功功率 : (4bytes)浮点数

➤ FRAME9

PC 机发送校正值至目标板 (校准线性度)

同步场	命令类型	数据长度	数据场	校验字节	结束字节
0x00, 0xff	0x62	7	7	xx	0xE0

数据场共 6 字节，依次为：

- 字节 1 , 分相选择 , 1 - A 相 , 2 - B 相 , 3 - C 相
- 字节 2 , 幅值选择 , 1 - 10% 校正 , 2 - 满度校正
- 字节 3 , 通道选择 , 0 - 电流 , 1 - 电压
- 字节 4 , 校验值(4 字节浮点数) - LSB
- 字节 5 , 校验值(4 字节浮点数)
- 字节 6 , 校验值(4 字节浮点数)
- 字节 7 , 校验值(4 字节浮点数) - MSB

[字节 4 ~ 字节 7 是 32 位浮点数的校正值，依次为 1 位符号位(s)、8 位指数(E)，23 位尾数(M)。计算公式： $V=(-1)^s \cdot 2^E \cdot M$]

目标板对 FRAME9 的响应

同步场	命令类型	数据长度	数据场	校验字节	结束字节
0xff, 0x00	0x63		0 字节	xx	0xE0

数据场共 0 字节。

➤ FRAME10

PC 机发送校准相位命令 (PT/CT 角差校准)

同步场	命令类型	数据长度	数据场	校验字节	结束字节
0x00, 0xff	0x63	6	6	xx	0xE0

数据场共 6 字节，依次为：

- 字节 1 , 分相选择 , 值范围 (1 ~ 3) , 分别对应 A 相 , B 相和 C 相
- 字节 2 , 电流分区选择 , 值范围 (1 ~ 5) , 分别对应 1 ~ 5 分区
- 字节 3 ~ 6 , 误差值 (4 字节浮点数)

目标板对 FRAME10 的响应

同步场	命令类型	数据长度	数据场	校验字节	结束字节
0xff, 0x00	0x64		0 字节	xx	0xE0

数据场共 0 字节。

➤ FRAME11

PC 机发送校准功率命令 (功率校准)

同步场	命令类型	数据长度	数据场	校验字节	结束字节
0x00, 0xff	0x64	6	6	xx	0xE0

数据场共 6 字节，依次为：

 字节 1，分相选择，值范围 (1 ~ 3)，分别对应 A 相，B 相和 C 相

 字节 2，电流分区选择，值范围 (1 ~ 2)，分别对应 1 ~ 2 分区

 字节 3 ~ 6，误差值 (4 字节浮点数)

目标板对 FRAME11 的响应

同步场	命令类型	数据长度	数据场	校验字节	结束字节
0xff, 0x00	0x65		0 字节	xx	0xE0

数据场共 0 字节。

➤ FRAME12

PC 机发送分相电能脉冲输出选择

同步场	命令类型	数据长度	数据场	校验字节	结束字节
0x00, 0xff	0x65	2	2	xx	0xE0

数据场共 2 字节，依次为：

 字节 1，分相选择，值范围 (0 ~ 3)，分别对应：所有三相和，A 相，B 相和 C 相

 字节 2，电能输出模式，值范围 (0, 1)，0 表示有功电能的脉冲输出为有功功率对时间的积分。1 表示有功电能的脉冲输出为视在功率对时间的积分。

目标板对 FRAME12 的响应

同步场	命令类型	数据长度	数据场	校验字节	结束字节
0xff, 0x00	0x66		0 字节	xx	0xE0

数据场共 0 字节。

➤ FRAME13

PC 机发送擦除校验结果，恢复初始设置的命令

同步场	命令类型	数据长度	数据场	校验字节	结束字节
0x00, 0xff	0x66	4	4	xx	0xE0

数据场共 2 字节

字节 1：擦除类型：0x55 - 全部擦除，0xA1-比差参数，0xA2-功率参数，0xA3-角差参数

字节 2：分相选择： 0x55-所有三相，0xA1-A 相，0xA2-B 相，0xA3-C 相，

字节 3：电流区域选择：0x55-所有电流分区，0xA1~0xA7-各个分区

字节 4：待定

目标板对 FRAME13 的响应

同步场	命令类型	数据长度	数据场	校验字节	结束字节
0xff, 0x00	0x67		0 字节	xx	0xE0

0xff, 0x00	0x67		0 字节	xx	0xE0
------------	------	--	------	----	------

数据场共 0 字节。

附录 D 参数在 EEPROM 中存储顺序

LNR	IRegion 0	IRegion1	IRegion2	IRegion3	Iregion4
Page 0	Page 5	Page 10	Page 15	Page 20	Page 25
~	~	~	~	~	~
Page 4	Page 9	Page 14	Page 19	Page 24	Page 29

起始地址	控制参数	存储地址	长度	数据类型	说明
0	A 相电压通道比差系数	0 ~ 3	4	浮点	
4	B 相电压通道比差系数	4 ~ 7	4	浮点	
8	C 相电压通道比差系数	8 ~ 11	4	浮点	
12	A 相电流通道比差系数 1	12 ~ 15	4	浮点	
16	B 相电流通道比差系数 1	16 ~ 19	4	浮点	
20	C 相电流通道比差系数 1	20 ~ 23	4	浮点	
24	A 相电流通道比差系数 2	24 ~ 27	4		
28	B 相电流通道比差系数 2	28 ~ 31	4		
32	C 相电流通道比差系数 2	32 ~ 35	4		
36	校验和	36 ~ 37	1	字	为字 0 ~ 18 的字累加和取反
38	保留	38 ~ 39	1	字	
40	电流分区 1 对应的 A 相比差系数 KP		4	浮点	该分区为 5 个分区中电流最小值
44	B 相比差系数 KP		4	浮点	
48	C 相比差系数 KP		4	浮点	
52	电流分区 1 对应的 A 相相差系数 K1		4	浮点	该分区为 5 个分区中电流最小值
56	B 相相差系数 K1		4	浮点	
60	C 相相差系数 K1		4	浮点	
64	A 相相差系数 K2		4	浮点	
68	B 相相差系数 K2		4	浮点	

72	C 相相差系数 K2		4	浮点	
76	电流分区 1 相差数据的校验和		1	字	电流分区 1 的校准数据的字累加和取反
78	保留		1	字	
80	电流分区 2 对应的 A 相比差系数 KP		4	浮点	
84	B 相比差系数 KP		4	浮点	
88	C 相比差系数 KP		4	浮点	
92	电流分区 2 对应的 A 相相差系数 K1		4	浮点	
96	B 相相差系数 K1		4	浮点	
100	C 相相差系数 K1		4	浮点	
104	A 相相差系数 K2		4	浮点	
108	B 相相差系数 K2		4	浮点	
112	C 相相差系数 K2		4	浮点	
116	电流分区 2 相差数据的校验和		1	字	电流分区 2 的校准数据的字累加和取反
118	保留		1	字	
120	电流分区 3 对应的 A 相比差系数 KP		4	浮点	
124	B 相比差系数 KP		4	浮点	
128	C 相比差系数 KP		4	浮点	
132	电流分区 3 对应的 A 相相差系数 K1		4	浮点	
136	B 相相差系数 K1		4	浮点	
140	C 相相差系数 K1		4	浮点	
144	A 相相差系数 K2		4	浮点	
148	B 相相差系数 K2		4	浮点	
152	C 相相差系数 K2		4	浮点	
156	电流分区 3 相差数据的校验和		1	字	电流分区 3 的校准数据的字累加和取反
158	保留		1	字	
160	电流分区 4 对应的 A 相比差系数 KP		4	浮点	
164	B 相比差系数 KP		4	浮点	
168	C 相比差系数 KP		4	浮点	
172	电流分区 4 对应的 A 相相差系数 K1		4	浮点	
176	B 相相差系数 K1		4	浮点	
180	C 相相差系数 K1		4	浮点	
184	A 相相差系数 K2		4	浮点	
188	B 相相差系数 K2		4	浮点	

192	C 相相差系数 K2		4	浮点	
196	电流分区 4 相差数据的校验和		1	字	电流分区 4 的校准数据的字累加和取反
198	保留		1	字	
200	电流分区 5 对应的 A 相比差系数 KP		4	浮点	该分区为 5 个分区中电流最大值
204	B 相比差系数 KP		4	浮点	
208	C 相比差系数 KP		4	浮点	
212	电流分区 5 对应的 A 相相差系数 K1		4	浮点	该分区为 5 个分区中电流最大值
216	B 相相差系数 K1		4	浮点	
220	C 相相差系数 K1		4	浮点	
224	A 相相差系数 K2		4	浮点	
228	B 相相差系数 K2		4	浮点	
232	C 相相差系数 K2		4	浮点	
236	电流分区 5 相差数据的校验和		1	字	电流分区 5 的校准数据的字累加和取反
238	保留		1	字	