



MCP3909 / dsPIC33FJ128GP206

三相电表参考设计

请注意以下有关 Microchip 器件代码保护功能的要点:

- Microchip 的产品均达到 Microchip 数据手册中所述的技术指标。
- Microchip 确信: 在正常使用的情况下, Microchip 系列产品是当今市场上同类产品中最安全的产品之一。
- 目前, 仍存在着恶意、甚至是非法破坏代码保护功能的行为。就我们所知, 所有这些行为都不是以 Microchip 数据手册中规定的操作规范来使用 Microchip 产品的。这样做的人极可能侵犯了知识产权。
- Microchip 愿与那些注重代码完整性的客户合作。
- Microchip 或任何其他半导体厂商均无法保证其代码的安全性。代码保护并不意味着我们保证产品是“牢不可破”的。

代码保护功能处于持续发展中。Microchip 承诺将不断改进产品的代码保护功能。任何试图破坏 Microchip 代码保护功能的行为均可视为违反了《数字器件千年版权法案 (Digital Millennium Copyright Act)》。如果这种行为导致他人在未经授权的情况下, 能访问您的软件或其他受版权保护的成果, 您有权依据该法案提起诉讼, 从而制止这种行为。

提供本文档的中文版本仅为便于理解。请勿忽视文档中包含的英文部分, 因为其中提供了有关 Microchip 产品性能和使用情况的有用信息。Microchip Technology Inc. 及其分公司和相关公司、各级主管与员工及事务代理机构对译文中可能存在的任何差错不承担任何责任。建议参考 Microchip Technology Inc. 的英文原版文档。

本出版物中所述的器件应用信息及其他类似内容仅为为您提供便利, 它们可能由更新之信息所替代。确保应用符合技术规范, 是您自身应负的责任。Microchip 对这些信息不作任何明示或暗示、书面或口头、法定或其他形式的声明或担保, 包括但不限于针对其使用情况、质量、性能、适销性或特定用途的适用性的声明或担保。Microchip 对因这些信息及使用这些信息而引起的后果不承担任何责任。如果将 Microchip 器件用于生命维持和/或生命安全应用, 一切风险由买方自负。买方同意在由此引发任何一切伤害、索赔、诉讼或费用时, 会维护和保障 Microchip 免于承担法律责任, 并加以赔偿。在 Microchip 知识产权保护下, 不得暗中或以其他方式转让任何许可证。

商标

Microchip 的名称和徽标组合、Microchip 徽标、dsPIC、KEELOQ、KEELOQ 徽标、MPLAB、PIC、PICmicro、PICSTART、PIC³² 徽标、rfPIC 和 UNI/O 均为 Microchip Technology Inc. 在美国和其他国家或地区的注册商标。

FilterLab、Hampshire、HI-TECH C、Linear Active Thermistor、MXDEV、MXLAB、SEEVAl 和 The Embedded Control Solutions Company 均为 Microchip Technology Inc. 在美国的注册商标。

Analog-for-the-Digital Age、Application Maestro、CodeGuard、dsPICDEM、dsPICDEM.net、dsPICworks、dsSPEAK、ECAN、ECONOMONITOR、FanSense、HI-TIDE、In-Circuit Serial Programming、ICSP、Mindi、MiWi、MPASM、MPLAB Certified 徽标、MPLIB、MPLINK、mTouch、Omniscient Code Generation、PICC、PICC-18、PICDEM、PICDEM.net、PICKit、PICTail、REAL ICE、rFLAB、Select Mode、Total Endurance、TSHARC、UniWinDriver、WiperLock 和 ZENA 均为 Microchip Technology Inc. 在美国和其他国家或地区的商标。

SQTP 是 Microchip Technology Inc. 在美国的服务标记。

在此提及的所有其他商标均为各持有公司所有。

© 2010, Microchip Technology Inc. 版权所有。

ISBN: 978-1-60932-755-2

QUALITY MANAGEMENT SYSTEM
CERTIFIED BY DNV
== ISO/TS 16949:2002 ==

Microchip 位于美国亚利桑那州 Chandler 和 Tempe 与位于俄勒冈州 Gresham 的全球总部、设计和晶圆生产厂及位于美国加利福尼亚州和印度的设计中心均通过了 ISO/TS-16949:2002 认证。公司在 PIC[®] MCU 与 dsPIC[®] DSC、KEELOQ[®] 跳码器件、串行 EEPROM、单片机外设、非易失性存储器和模拟产品方面的质量体系流程均符合 ISO/TS-16949:2002。此外, Microchip 在开发系统的设计和生产方面的质量体系也已通过了 ISO 9001:2000 认证。

目录

前言	7
简介	7
文档编排	8
本指南中使用的约定	9
推荐读物	10
Microchip 网站	10
客户支持	10
文档版本历史	10
第 1 章 电表概述	
1.1 简介	11
1.2 电表设计参数	11
1.3 功率计算	12
1.4 入门	13
第 2 章 硬件说明	
2.1 概述	17
2.2 模拟前端电路	18
2.3 模数转换	20
2.4 dsPIC33F 硬件连接和外设使用	22
2.5 电源	25
第 3 章 固件	
3.1 概述	27
3.2 主循环	27
3.3 Calculation()—— 计算电气参数	29
3.4 用于计算的 ADC 采样机制	33
3.5 读 MCP3909 器件的 A/D 数据	35
3.6 UART 接口的通信	37
3.7 资源配置	37
3.8 项目文件说明	38
第 4 章 电表校准	
4.1 简介	39
4.2 电流 / 电压校准	39
4.3 视在功率校准	40
4.4 相位滞后校准	41

第 5 章 PC 软件

5.1 概述与安装	43
5.2 建立通信	44
5.3 基本参数输出屏幕	45
5.4 A/B/C 相谐波输出屏幕	45
5.5 失真率	46
5.6 谐波功率	46
5.7 电能累积	47
5.8 校准步骤 1——复位所有校准	47
5.9 线性校准	48
5.10 视在功率校准	49
5.11 相位滞后校准	50

第 6 章 电表通信协议

6.1 简介	51
6.2 测试连接命令	52
6.3 总数据请求	52
6.4 STATUS 寄存器	54
6.5 谐波含量命令	54
6.6 总谐波失真 (Harmonic Distortion, THD) 命令	55
6.7 启动电能测量命令	56
6.8 停止电能测量命令	56
6.9 谐波功率命令	57
6.10 校准电表电压 / 电流命令	58
6.11 校准相位滞后命令	59
6.12 校准视在功率命令	59
6.13 校准电能脉冲命令	60
6.14 复位所有电表校准值命令	60
6.15 校准电表常量 (电能脉冲输出常量)	61

附录 A 原理图和布线

A.1 简介	63
A.2 原理图和 PCB 布线	63

附录 B 物料清单 (BOM)

附录 C 功率计算原理

C.1 概述	75
C.2 同步采样和准同步采样	75
C.3 准同步采样的谐波分析算法	82
C.4 使用准同步采样算法测量电压 / 电流 Rms 值和功率	84
C.5 测量频率	87
C.6 提高准同步采样算法的测量精度	89
C.7 测量二次参数	91
C.8 每相的视在功率和总视在功率	91
C.9 每相的功率因数和总功率因数	91

C.10 有功电能和无功电能	92
C.11 正 / 反向有功电能、正 / 反向无功电能和四象限无功电能	92
C.12 电流、电压的谐波分量和总谐波失真	94
C.13 比差和相位滞后补偿	95
C.14 误差和电流之间的关系	96
C.15 比差补偿	97
C.16 相位滞后补偿	98
附录 D 50/60 Hz 电表操作	
D.1 固件版本	103
全球销售及服务网点	104

注:

前言

客户须知

所有文档均会过时，本手册也不例外。Microchip 的工具和文档都在不断演变以满足客户的需求，因此在实际使用中某些对话框和 / 或工具的说明可能与本文档所述之内容有所不同。请访问我们的网站 (www.microchip.com) 获取最新的可用文档。

文档均标记有 “DS” 编号。该编号出现在每页底部的页码之前。DS 编号的命名约定为 “DSXXXXXA”，其中 “XXXXX” 为文档编号，“A” 为文档版本。

欲了解开发工具的最新信息，请参阅 MPLAB® IDE 在线帮助。在 Help（帮助）菜单中选择 Topics（主题），以打开可用的在线帮助文件列表。

简介

本章包含了在使用 MCP3909 / dsPIC33F 三相电表参考设计前需要了解的一般信息。本章讨论的内容包括：

- 文档编排
- 本指南中使用的约定
- 推荐读物
- Microchip 网站
- 客户支持
- 文档版本历史

文档编排

本文档说明了如何将 MCP3909 / dsPIC33F 三相电表参考设计用作开发工具，在目标电路板上仿真和调试固件。本手册的内容编排如下：

- **第 1 章 “电表概述”** —— 总结了电表规范和快速入门部分
- **第 2 章 “硬件说明”** —— 详细说明了各电路模块、其功能及实现
- **第 3 章 “固件”** —— 本章描述了 dsPIC33F 器件执行的所有计算
- **第 4 章 “电表校准”** —— 说明了如何校准电表精度
- **第 5 章 “PC 软件”** —— 提供了系统随附的查看器 / 校准软件的截屏
- **第 6 章 “电表通信协议”** —— 介绍了用于与电表通信的 UART 命令
- **附录 A “原理图和布线”** —— 本章提供了双电路板系统的 PCB 和 SCH 文件
- **附录 B “物料清单 (BOM)”** —— 所有电表组件的部件编号和订购信息
- **附录 C “功率计算原理”** —— 详细说明了第 3 章 “固件” 中描述的计算原理
- **附录 D “50/60 Hz 电表操作”** —— 提供了转换电表以在 60 Hz 的线频率环境中使用的说明

本指南中使用的约定

本用户指南采用以下文档约定：

文档约定

说明	涵义	示例
Arial 字体：		
斜体字	参考书目	<i>MPLAB[®] IDE User's Guide</i>
	需强调的文字	 仅有的编译器
首字母大写	窗口	Output 窗口
	对话框	Settings 对话框
	菜单选择	选择 Enable Programmer
引用	窗口或对话框中的字段名	“Save project before build”
带右尖括号且有下划线的斜体文字	菜单路径	<i>File>Save</i>
粗体字	对话框按钮	单击 OK
	选项卡	单击 Power 选项卡
0xnnnn	十六进制数，n 是其中一位	0xFFFF, 0x007A
尖括号 < > 括起的文字	键盘上的按键	按下 <Enter>, <F1>
Courier New 字体：		
常规 Courier New	源代码示例	#define START
	文件名	autoexec.bat
	文件路径	c:\mcc18\h
	关键字	_asm, _endasm, static
	命令行选项	-Opa+, -Opa-
	位值	0, 1
	常量	0xFF, 'A'
'bnnnn	二进制数，n 是其中一位	'b00100, 'b10
斜体 Courier New	可变参数	<i>file.o</i> , 其中 <i>file</i> 可以是任一有效文件名
方括号 []	可选参数	mcc18 [选项] <i>file</i> [选项]
花括号和竖线: {}	选择互斥参数；“或”选择	errorlevel {0 1}
省略号 ...	代替重复文字	var_name [, var_name...]

推荐读物

本用户指南说明了如何使用 MCP3909 / dsPIC33F 三相电表参考设计。下面列出了其他有用的文档。这些文档 Microchip 均已提供，并建议读者作为补充参考资料。

**MCP3909 数据手册，《带 SPI 接口和有功功率脉冲输出的电能计量 IC》
(DS22025A_CN)**

此数据手册提供了有关 MCP3909 器件的详细信息。

**AN994 应用笔记，《采用 MCP3905/6 进行符合 IEC 标准的有功电能表设计》
(DS00994A_CN)**

本应用笔记记录了与使用 MCP390X 器件进行电表设计和遵守 IEC 标准有关的设计决策。

MICROCHIP 网站

Microchip 网站 (www.microchip.com) 为客户提供在线支持。客户可通过网站方便地获取文件和信息。只要使用常用的因特网浏览器即可访问，网站提供以下信息：

- **产品支持** —— 数据手册和勘误表、应用笔记和范例程序、设计资源、用户指南和硬件支持文档、最新的软件版本以及归档软件
- **一般技术支持** —— 常见问题解答 (FAQ)、技术支持请求、在线讨论组以及 Microchip 顾问计划成员名单
- **Microchip 业务** —— 产品选型和订购指南、最新 Microchip 新闻稿、研讨会和活动安排表、Microchip 销售办事处、代理商以及工厂代表列表

客户支持

Microchip 产品的用户可通过以下渠道获得帮助：

- 代理商或代表
- 当地销售办事处
- 应用工程师 (FAE)
- 技术支持

客户应联系其代理商、代表或应用工程师 (FAE) 寻求支持。当地销售办事处也可为客户提供帮助。本文档后附有销售办事处的联系方式。

也可通过 <http://support.microchip.com> 获得网上技术支持。

文档版本历史

版本 A (2009 年 11 月)

- 本文档的初始版本。

第 1 章 电表概述

1.1 简介

MCP3909 / dsPIC33F 三相电表参考设计是一个全功能的电表，具有许多高级功能，如谐波分析、每相失真信息、电压跌落检测、四象限电能测量以及有功功率和无功功率计算。它采用 Microchip 强大的 16 位 dsPIC33F 单片机（Microcontroller Unit, MCU）。

MCP3909 / dsPIC33F 三相电表参考设计的独特之处在于：所有计算都是利用 dsPIC33F DSP 引擎进行的，而所有输出量都是通过使用离散傅立叶变换（Discrete Fourier Transform, DFT）在频域内计算的。此方案为各种电表设计（从简单的仅有有功功率电表到需要谐波分析的高级电表）生成了大量的输出。

此设计的另一个重大优点是 dsPIC 固件实现了准同步采样算法，无需在同步 ADC 采样频率与线频率时使用外部过零检测和 PLL（锁相环）电路。通过软件测量线频率，并纠正由电网中的频率波动而引起的测量误差。dsPIC 器件中的这一额外处理消除了对 PLL 电路的需求，从而降低了电表整体成本。

1.2 电表设计参数

- 精度等级：0.2S
- 额定电流 I_b ：3 X 5(20)A
- 三相四线系统
- 线频率范围：47-53 Hz 或 57-63 Hz
（固件选项，请参见附录 D “50/60 Hz 电表操作”）
- 模数转换器（Analog Digital Converter, ADC）采样速率：12.8 ksps 到 3.2 ksps
- 输入电压：
 - 3 x 220/380V
 - 3 x 57.7/100V（三相四线）
- 启动电流：0.001 I_B
- 有功功率测量范围：0-13200W，精度等级：0.2
- 无功功率测量范围：0-13200VAR，精度等级：0.2
- 功率因数（Power Factor, PF），精度等级：0.2
- 频率测量：精度等级：0.2，最大误差：0.1 Hz
- 输入电压的谐波分量测量：2-31 次谐波
- 输入电流的谐波分量测量：2-31 次谐波
- 潜动：防潜动设计（ $<0.0008 I_B$ ）
- 双脉冲输出：合相有功功率，合相无功功率
- 脉冲常量：3200 Imp/kWh

1.3 功率计算

此电表执行的所有计算汇总如下。

第 3 章“固件”说明了固件实现，而附录 C“功率计算原理”说明了此固件原理。

- 电网频率
- 每相的 RMS 电压
- 每相的 RMS 电流
- RMS 中线电流
- 每相的有功功率
- 每相的无功功率
- 每相的视在功率
- 每相的功率因数
- 每相的基波有功功率
- 每相的基波无功功率
- 每相的谐波有功功率
- 每相的谐波无功功率
- 总有功功率：
 - 三相的有功功率的代数和
- 总无功功率：
 - 三相的无功功率的代数和
- 总视在功率：
 - 三相的视在功率的代数和
- 总功率因数
- 缺相 / 线电压跌落检测和报警
- 总有功电能：
 - 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
- 每相的电压 / 电流谐波含量

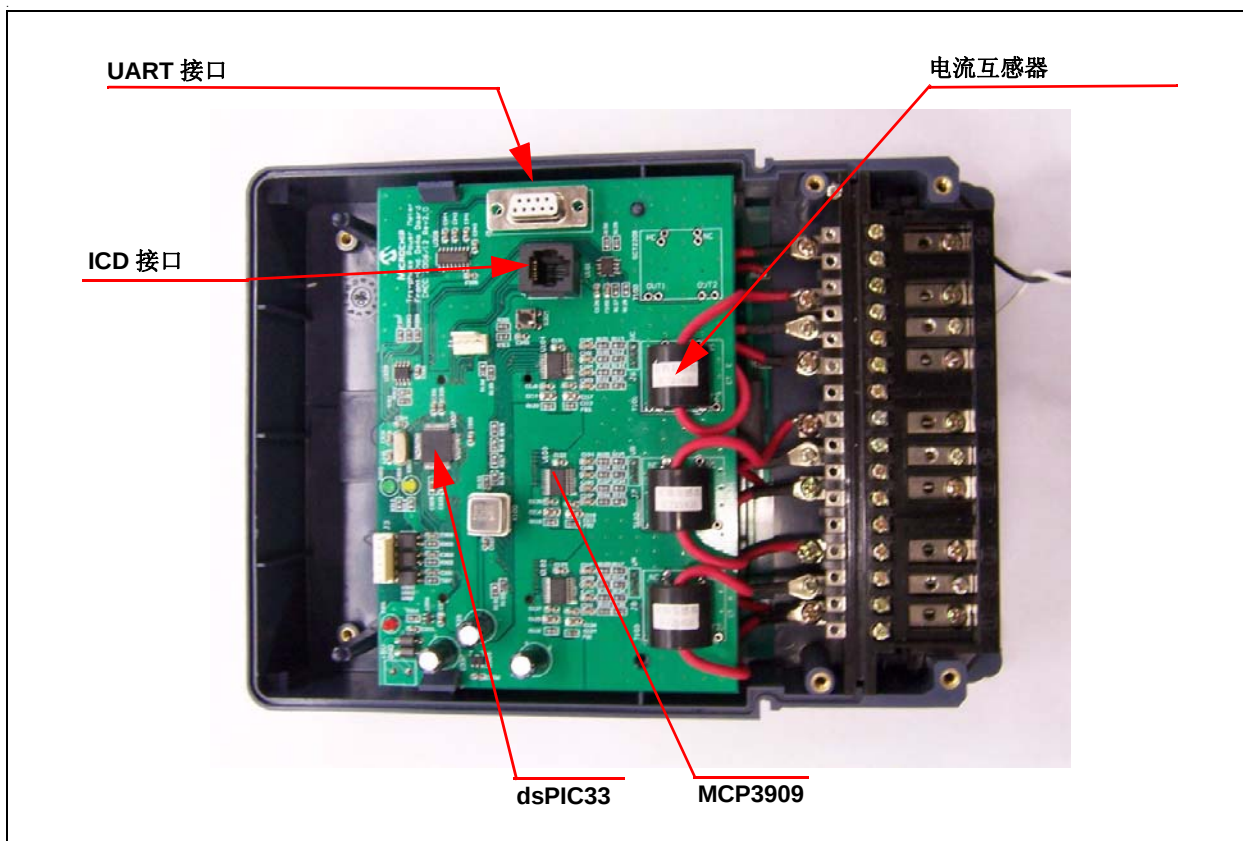


图1-1: MCP3909 / dsPIC33F 三相电表参考设计

1.4 入门

为了说明如何使用 MCP3909 / dsPIC33F 三相电表参考设计，下面给出了使用三相四线、220VAC 线电压和连接的示例。电表的额定电流为 5(20)A。

电表出厂时未完全校准，应该对其执行完全校准以显示真正的电表精度。欲知更多信息，请参见第 4 章“电表校准”。

本章所述的所有连接均取决于电流检测元件的选择，在更高级的电流电表设计中可能还需要辅助的外部互感器。

第 1 步：将电表与 220V 线和负载连接

下图给出了电压和电流的连接位置。不需要连接所有 3 相，电表就可以运行。

应该在 V_A 、 V_B 或 V_C 与 N_{IN} 和 N_{OUT} 之间施加 220VAC 电压。

然后，应该将给定相的交流负载连接到此相的 I_{IN} 和 I_{OUT} 。

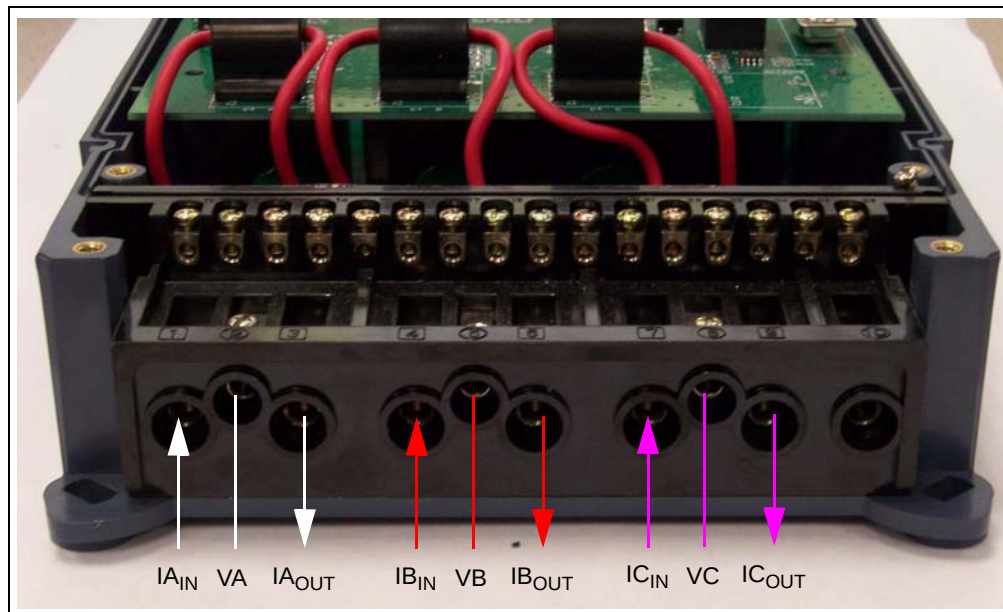


图1-2：电表箱底部

第 2 步：打开电表的线 / 负载电源

打开电表电源。D1 应该变亮，以显示电表已供电。此时，如果连接了负载，且电表正在测量功率，那么电源 LED D1 应该闪烁。

第 3 步：连接 RS-232 电缆

1. 使用 COM1、COM2 或 COM6 将 RS-232 电缆从电表连接到个人计算机（Personal Computer，PC）。

第 4 步：运行 PC 校准软件

在运行 Windows™ 操作系统的 PC 上安装并运行 PC 电表软件，并为 RS-232 通信选择正确的通信端口后，以下屏幕应该显示实时计量结果。随后的章节将提供有关固件、计算和 PC 软件的更多详细信息。

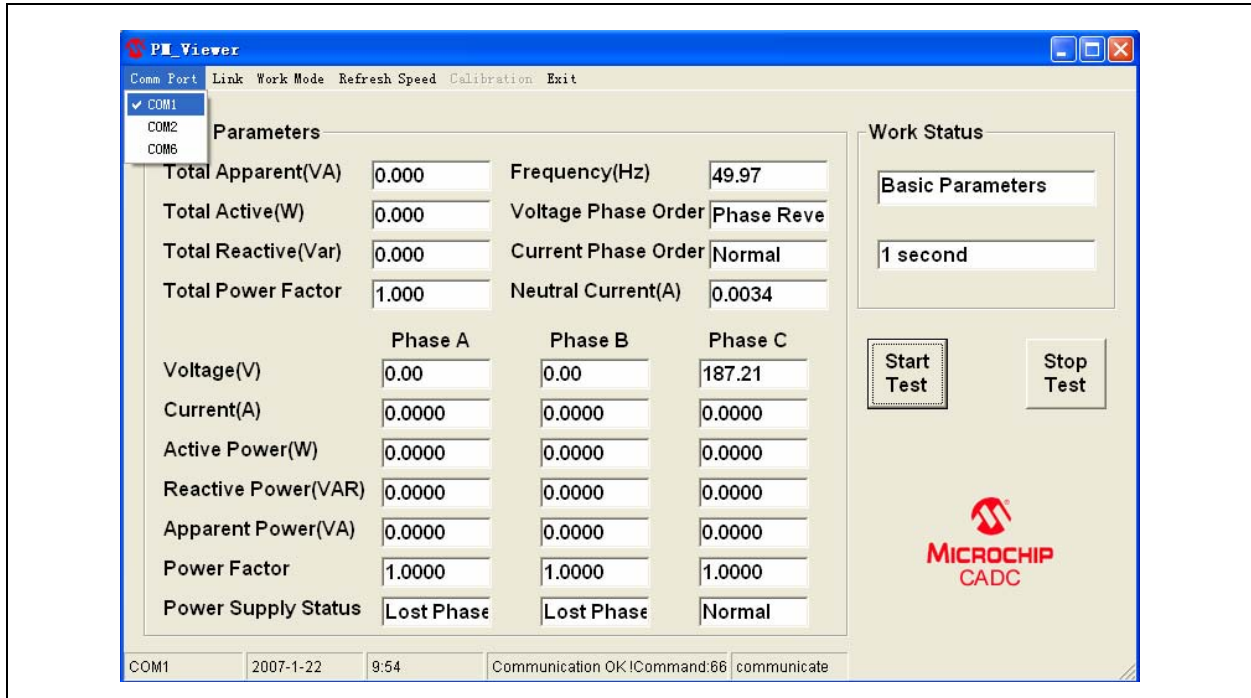


图 1-3: “PM_Viewer” 或电表查看器 PC 软件

注:

第 2 章 硬件说明

2.1 概述

图 2-1 为 MCP3909/dsPIC33F 三相电表参考设计的基本硬件框图。硬件包含 dsPIC33F 和 ICD 2 接口、使用 MCP3909 电表 IC 的三相电压 / 电流输入和电流的模拟信号调理、使用外部运放及 dsPIC33F 的片上 ADC 的中线电流测量、与 PC 的 UART 接口、用于 MCU 编程的 ICD2 接口以及电源电路。请注意，该电表由两块 PCB 组成，分别是电源 PCB 和 MCU/AFE PCB。更多详细信息，请参见附录 A “原理图和布线”。

三相电压和电流信号通过互感器连接到电表，并且通过一个简单的信号调理电路连接到 MCP3909 A/D 转换器。MCP3909 器件采样信号并执行模数转换（ADC）。MCP3909 器件通过 SPI 接口将数字转换结果发送到 dsPIC 器件。

MCP3909/dsPIC33F 三相电表参考设计通过 dsPIC33F 使用准同步采样算法，无需使用电压过零检测和时钟生成电路，而在同步采样算法中需要这些电路。MCP3909 器件时钟是一个有源的外部 3.2768 MHz 晶振。

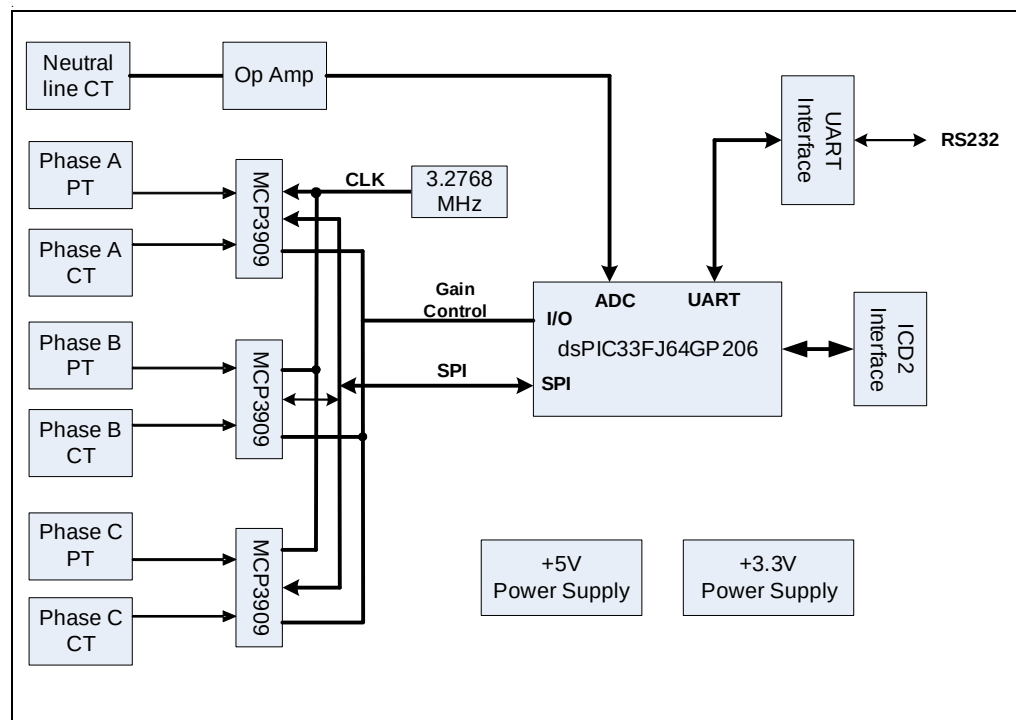


图 2-1: 硬件框图

2.2 模拟前端电路

为了安全起见，在电压 / 电流输入信号和测量模块之间使用了电流互感器，以将测量模块与三相电源隔离。

用于电压路径的互感器是北京星格测控技术有限公司生产的 1:1 SPT204B 互感器，该互感器的非线性度小于 0.1% 且额定输入 / 输出电流为 2 mA/2 mA。

电流端使用的互感器为产自上海和华电子科技有限公司的 SPT254FK，额定输入 / 输出电流为 20A/2 mA，非线性度小于 0.1% 且线性范围为 0-20 A。有关输入电路的更多信息，请参阅附录 B “物料清单 (BOM)”。

以 A 相电压信号路径为例，在电流互感器 (Current Transformer, CT) 前使用 $150\text{ k}\Omega$ (R_1) 电阻以将信号转换为对应的电流。CT 后，需要负载电阻 R_{125} 和 R_{126} 将电流信号转换为 MCP3909 器件采样的差分电压信号。通过 R_{110} 和 R_{111} 将信号耦合到 MCP3909 器件的信号输入端口。 C_{111} 和 C_{112} 用于过滤高频信号。

以 A 相电流信号路径为例，电流信号的转换与电压信号转换相似。对于负载电阻 R_{125}/R_{126} 和 R_{116}/R_{117} ，选择 20Ω 用于电流通道，而 100Ω 用于电压通道，前提是考虑了以下 3 个因素：

- MCP3909 器件的差分电压输入范围：1V 用于电压通道，而 0.705V 用于电流通道
- 电表的最大电流 / 电压：额定电流为 5A，最大电流为 20A，且最大电压为 300V
- 电流和电压互感器的变比

包含了一个非隔离电压输入电路。实际上，电阻分压器网络通常用于采样交流电压输入。因此，该测量方法包含在硬件设计中。在图 2-2 中，分压电阻 R_3 、 R_4 和采样电阻 R_1 构成采样交流电压的网络。

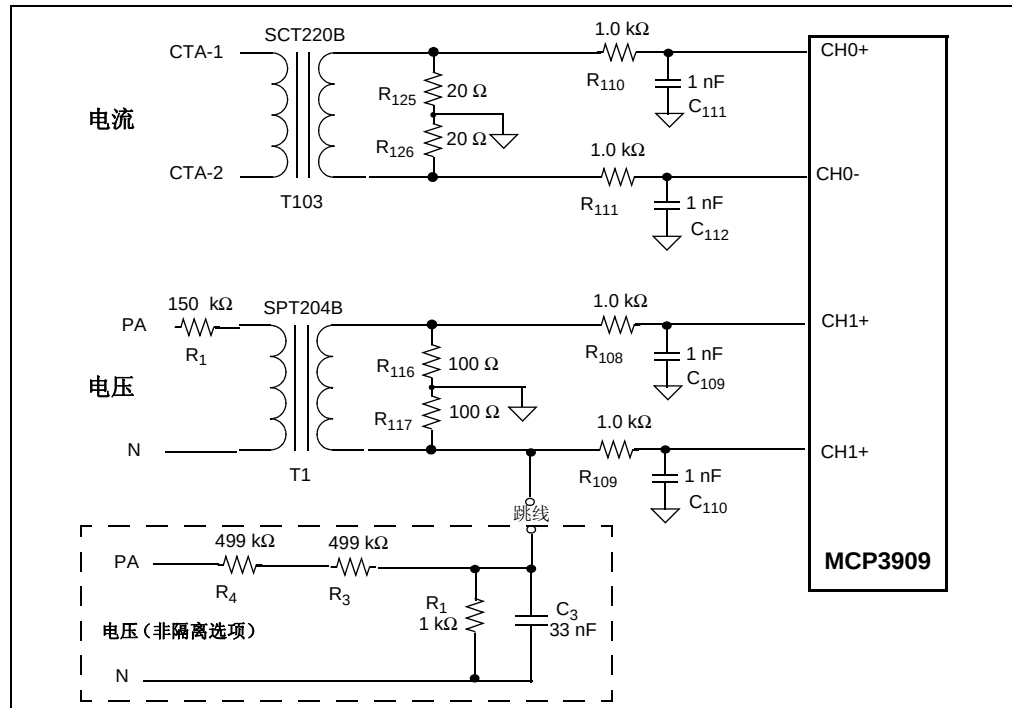


图 2-2: 输入信号调理电路 (A 相)

2.2.1 负载电阻温度系数

电表的高精度等级 0.2S 要求使得为电流互感器的输出选择合适的负载电阻很关键。

具有低固有噪声和温度系数的金属膜电阻是理想的选择。假设 CT 的次级电流为 I ，MCP3909 器件的输入电压为 $U = IR$ ，其中 R 是 R_{125} 和 R_{126} 的阻值（以 A 相为例）。如果温度变化量为 ΔT ，且采样电阻 R 的温度系数为 β ppm/°C，那么输出电压为：

公式 2-1:

$$U = I(R + \Delta T \times \beta \times R)$$

电压变化为：

公式 2-2:

$$\Delta U = U' - U = I \times \Delta T \times \beta \times R = U \times \Delta T \times \beta$$

该关系显示温度变化引起的输出电压变化与负荷电阻的温度系数成比例。

此外，较小的温度系数有利于电表在启动后尽快稳定。而对于具有较大温度系数的电阻需要较长时间才能稳定。因此，精确的测量需要在上电后等待一段较长的时间。这会影响效率或电表校准的速度。

2.3 模数转换

该电表设计使用 Microchip 的 MCP3909 电表 IC。可通过 MCP3909 器件内的可编程增益放大器将小信号电流输入放大。MCP3909 PGA 的可编程范围为 16:1 V/V。可通过 G0 和 G1（dsPIC33F 器件的引脚 15 和 16）配置 MCP3909 PGA 增益。

MCP3909 器件时钟由一个 3.3768 MHz 有源晶振（对于 50 Hz 系统；请参见附录 D “50/60 Hz 电表操作” 以获取有关 60 Hz 线频率的信息）提供。MCP3909 器件的输出数据速率为 12.8 ksps。所有 3 个 MCP3909 器件的时钟线和 MCLR 线均连接在一起，这可确保三相严格同步。

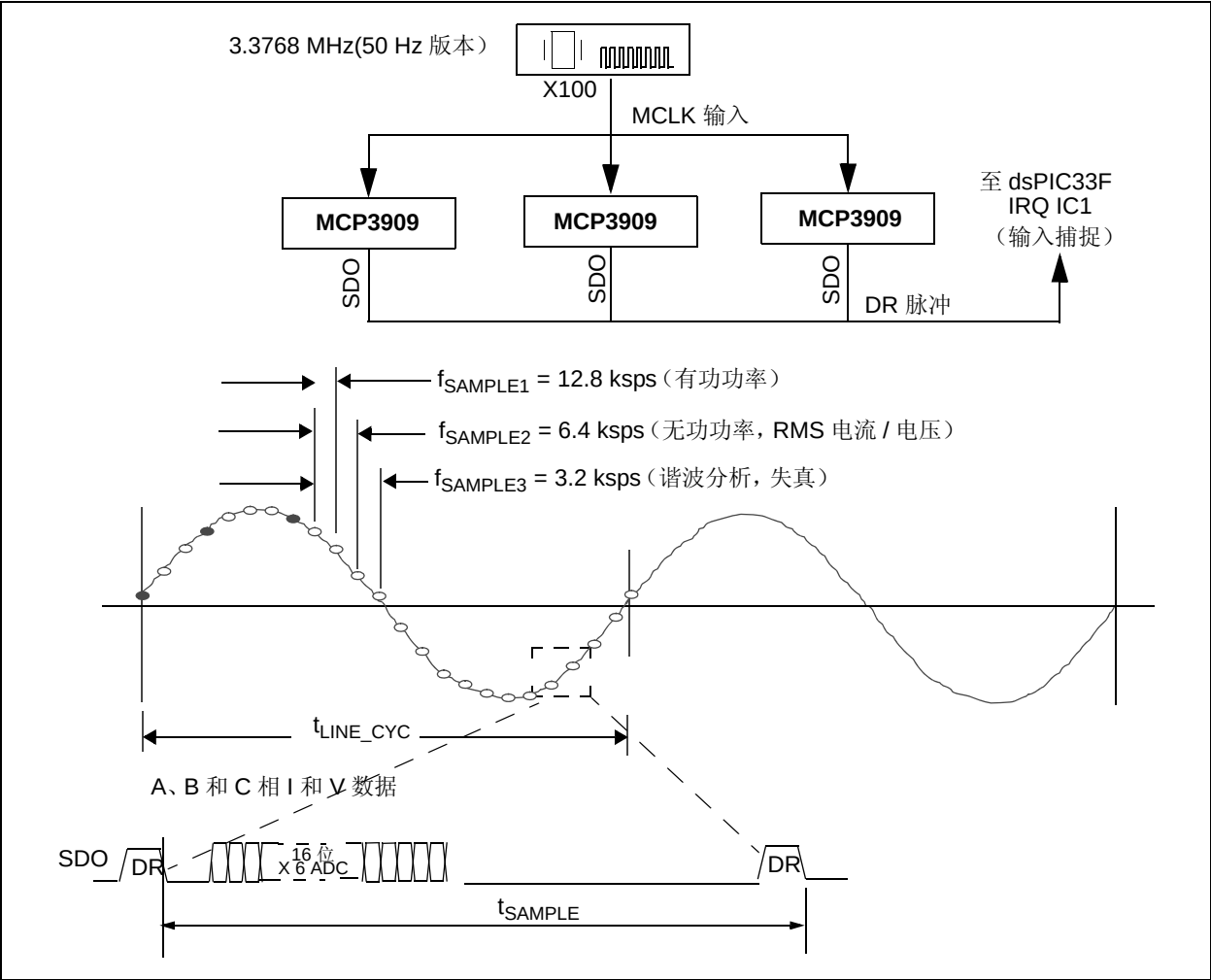


图2-3: 时钟生成、采样次数和计算频率

2.3.1 采样和处理

dsPIC33F 器件上的输入捕捉 IC1 用于检测 A/D 转换是否完成。但是，并非所有 MCP3909 器件采样都存储在 MCU 中，具体取决于正在计算的参数。MCP3909 器件的 ADC 转换速率由主时钟的频率决定（50 Hz 线频率情况下为 3.378 MHz），且输出数据速率为 MCLK/256 或 12.8 ksp/s。每次转换完成后，MCP3909 器件的 SDO 都会生成数据就绪信号。该信号被送入 IC1，允许 IC1 的中断服务程序（Interrupt Service Routine, ISR）读数据。当 MCP3909 器件输出数据时，它首先发送电压通道的 ADC 结果，然后是电流通道的 ADC 结果，均从 MSb 开始。

如前所述，并非所有 MCP3909 器件采样都用于计算所有参数。实际上，需要采样速率为 6.4 ksp/s，这意味着每采样 2 个数据仅输出 1 个。对于 50 Hz 输入信号，6.4 ksp/s 采样速率每周期采样 128 次。例如，有功功率计算基于该条件进行。

但对精度要求不高的其他参数（如无功电能、电压、电流和频率），可降低采样速率以节省数据存储空间和处理时间。在本设计中，使用 3.2 ksp/s 的采样速率，这意味着每 4 次 ADC 转换只保存 1 个结果。

每次转换后，MCP3909 器件的 SDO 引脚都会输出一个 4 时钟周期宽度的正脉冲。IC1 用于检测脉冲的下降沿并且每 2 个下降沿产生一个中断，即每 2 次转换读取 1 个数据，从而实现 6.4 ksp/s 采样速率。

MCP3909/dsPIC33F 三相电表参考设计

2.4 dsPIC33F 硬件连接和外设使用

表 2-1 为 dsPIC33FJ64GP206 MCU 的引脚分配。

表 2-1: dsPIC33F 引脚的功能分配

dsPIC 引脚	引脚功能名称	原理图中对应的名称	功能说明
62, 1	RG14, RG15	G0A, G1A	MCP3909 的 A 相增益控制
2, 3	RC1, RC2	G0B, G1B	MCP3909 的 B 相增益控制
13, 12	RB3, RB4	G0C, G1C	MCP3909 的 C 相增益控制
14	RB2	CSA	对应 A 相的 MCP3909 片选信号
15	RB1	CSB	对应 B 相的 MCP3909 片选信号
16	RB0	CSC	对应 C 相的 MCP3909 片选信号
4, 5, 6	SCK, SDI, SDO	SPI I/F	SPI2 的接口信号。SPI 接口工作在主模式下，用于 MCP3909 器件通信
42	INT1	SDO	SPI 接口的 SDO 线，用于检测 MCP3909 的 A/D 转换完成标志
49-51	RD1-RD3	PULSE1, PULSE2, PULSE3	PULSE1 为合相有功功率脉冲输出，PULSE2 为合相无功功率脉冲输出。PULSE3 的功能待定。
61	RG0	AD_MCLR	3 个 MCP3909 器件（连在一起）的主复位信号
53	RC13, RC14	LED1, LED2	LED 驱动引脚，可用作电能脉冲输出指示，用于电表校准。其功能与 PULSE1 和 PULSE2 类似
36, 37	SDA1 / SCL1	SDA/SCL	I ² C™ 接口，用于外部读 / 写 EEPROM
33, 34	U1TX / U1RX	RF3/RF2	UART 接口
33, 34, 35	SDO1/SDI1/SCK1	RF3/RF2/RF6	SPI1 接口，由客户设计，用于与主机 MCU 通信以获得测量结果及校准电表。其功能与 UART 接口相同，但通信速率更快、效率更高。SPI 工作在从模式下。如果 UART 接口用于与主机 MCU 通信，那么将无法使用该接口。
27	AN12	Current_N	检测中线电流
28	AN13	Ref_V	检测中线电流的升压
17, 18	ICSPCLK, ICSP-DAT	ICSP I/F	在线调试 / 编程接口
7	MCLR	MCLR	主复位输入

2.4.1 UART 和 SPI1 接口

UART 和 SPI1 接口功能复用。通过 UART 或 SPI1 接口，主机 MCU 可与计量前端通信以执行校准或获得计量结果。当需要高速数据传输时，也可使用 SPI 接口。这种情况下，dsPIC 器件的 SPI 接口工作在从模式下。UART 和 SPI1 共享一个公共引脚，所以一次只能使用其中一个接口。由于参考设计使用 PC 来模拟主机 MCU，故选择 UART 接口作为通信接口。SPI 和 RS232 接口未与 PC 隔离。使用通用收发器 MAX232 作为 UART 接口。

2.4.2 电能脉冲输出接口

在本设计中提供了三组电能测量脉冲输出，与 RD1-RD3 的 I/O 引脚对应。其中两个分别输出总有功电能和总无功电能，而第三个尚未指定。输出由光电耦合器件 U_3 隔离。当相应的 I/O 引脚为高电平时，光电耦合器有效。

此外，本设计还提供了两组用于电能校准的 LED 输出。这些 LED 的输出引脚为 RC13 和 RC14。当输出为低时，LED 点亮。图 2-4 为电能脉冲输出接口电路。

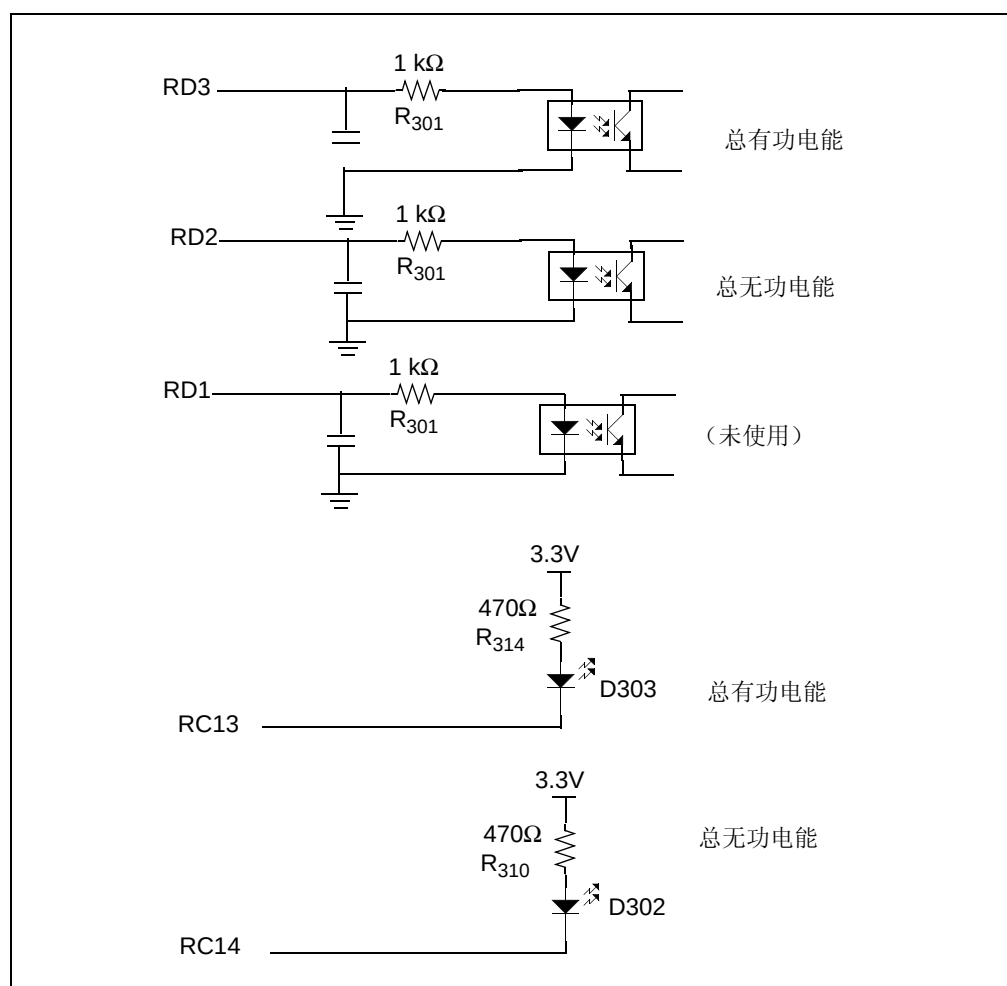


图 2-4: 电能输出脉冲配置

2.4.3 中线电流检测

中线篡改检测由 dsPIC 器件的片内 A/D 执行。检测的目的是为了防止窃电、平衡三相信号和检测漏电。由于精度并不很重要，因此 dsPIC 片内 A/D 已足够。

图 2-5 所示为中线电流检测电路。中线输入使用 R_{128} 进行采样。为了将交流信号偏置到 A/D 测量范围，使用了 R_{130} 和 R_{129} 对 3.3V 电源进行分压，并连接到 MCP6002 器件的射极跟随器以输出 1.65V 升压 REV_V 。然后，偏置电压连接到串联的 CT。CT 的采样电压通过 R_{127} 连接到 MCP6002 器件的运放 B 作为射极跟随器输出，生成此电流对应的采样电压 $Current_N$ 。通过 dsPIC 片内 A/D 采样并测量 $Current_N$ 和 1.65V V_{REF} 信号。

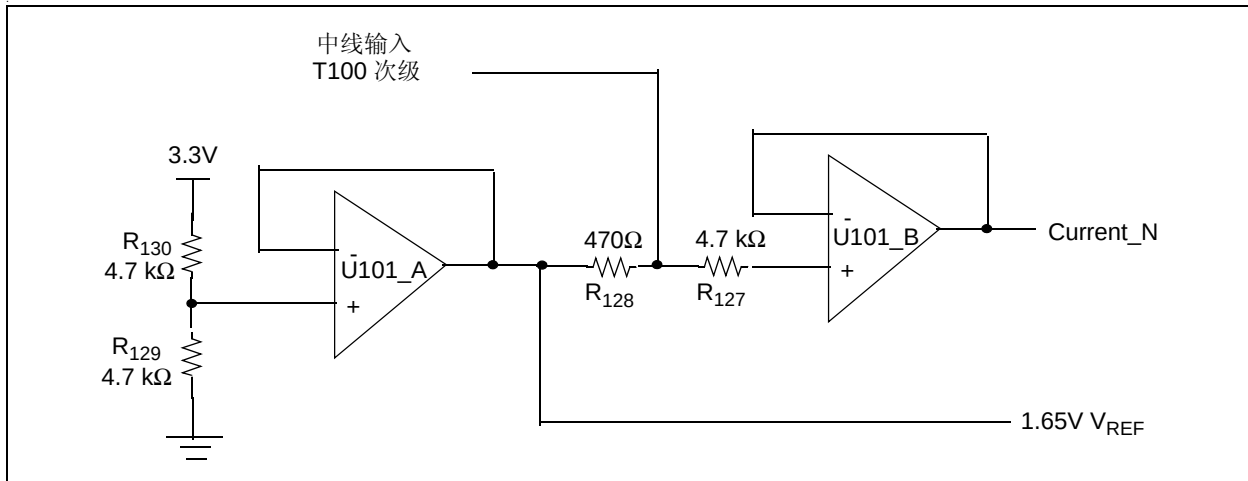


图2-5: 中线电流检测电路

2.5 电源

本设计中使用的电源提供 3.3V 和 5V 电压。由于三相四线制电表需要能在任何一相有效时正常工作，故为方便起见，使用了开关电源模块。T4 为开关电源模块。

本电表设计在该模块的输入前，包含了一个额外保护电路。图 2-6 显示开关电源模块的输入和额外的滤波和保护电路。在图 2-6 中，R₅ 为集成铁氧体磁珠，C₁、C₄、C₆、RV1、RV2 和 RV3 为 C_{BB} 电容和压敏电阻。它们用于提高系统的防浪涌性能。

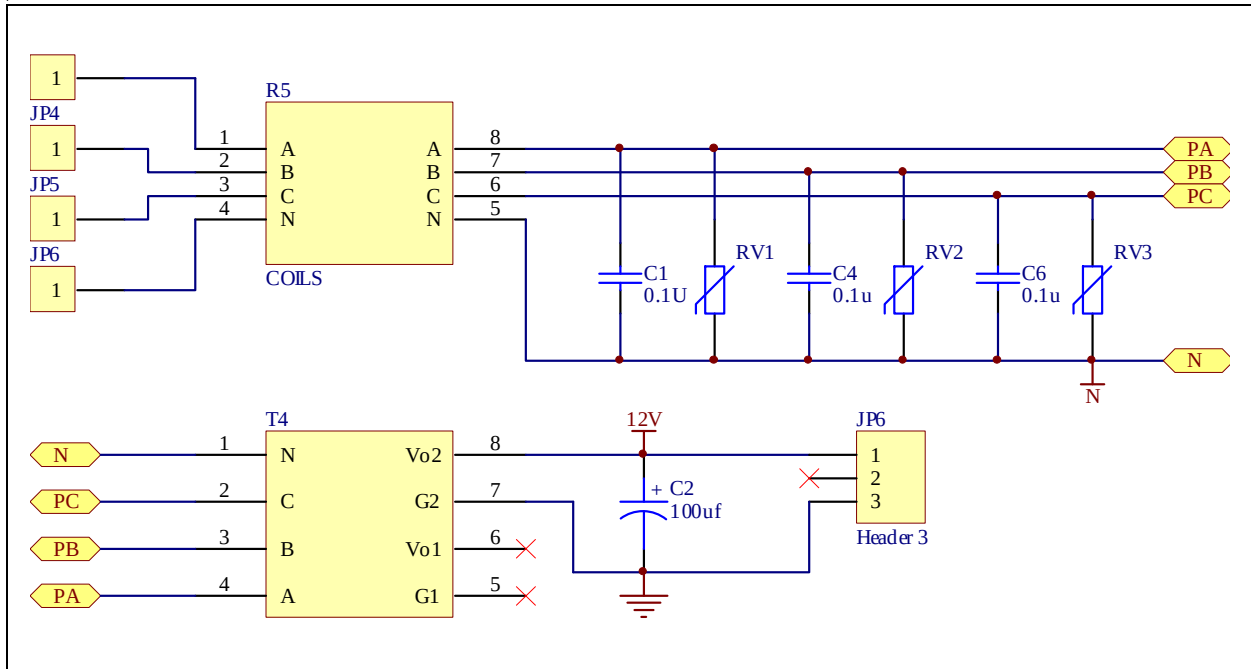


图2-6: 开关电源模块 (T4) 和额外的输入保护电路

MCP3909/dsPIC33F 三相电表参考设计

在开关电源的输出端串联了一个 LDO 以获得更稳定的电源。图 2-7 给出了该电路。选择使用 Microchip 的低压差、高效率 LDO 器件 MCP1701 和 MCP1700。

D301 为电表的电源 LED，且当电表连接到正确的线输入电压时点亮。

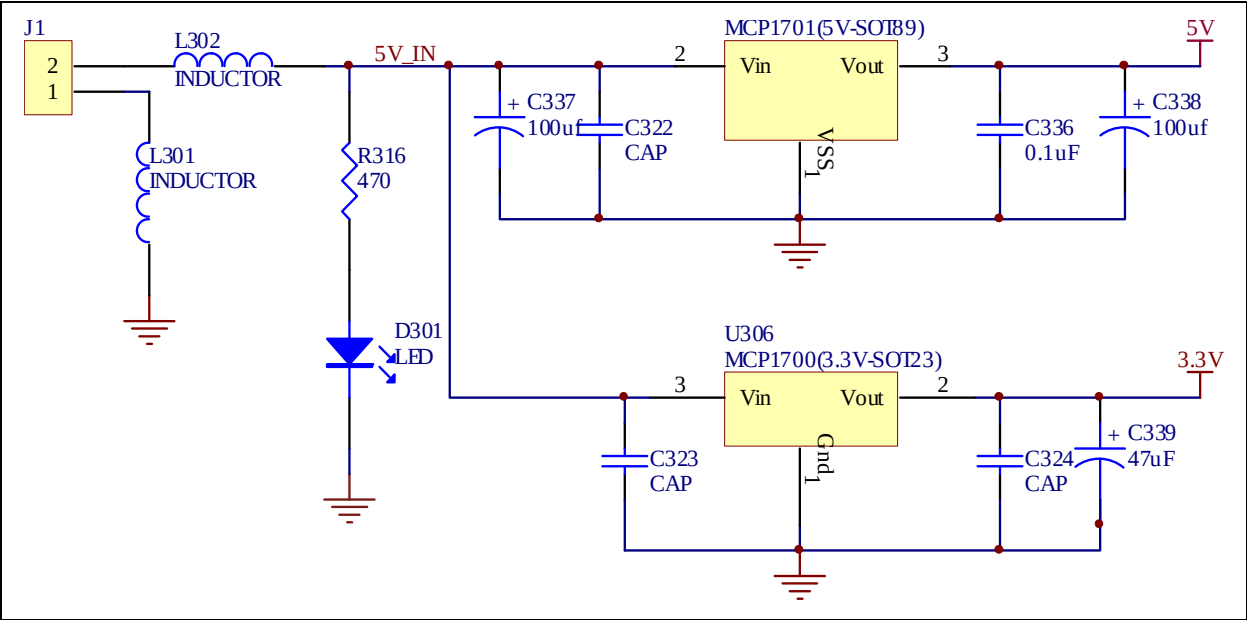


图 2-7: 5V 和 3.3V LDO 模块

第 3 章 固件

3.1 概述

本章讨论 dsPIC 固件结构、外设资源、重要的程序流以及系统随附固件 zip 文件中包含的项目文件说明。关于转换为 60 Hz 代码的信息，请参见附录 D “50/60 Hz 电表操作”。

- 在频域内计算所有电气参数
- MCP3909 器件通信
- 检测电压 / 电流相序，并确定丢失的相
- 生成 imp/kWh 功率脉冲
- UART 通信

3.2 主循环

图 3-1 显示了整个 dsPIC33F 程序的主循环。

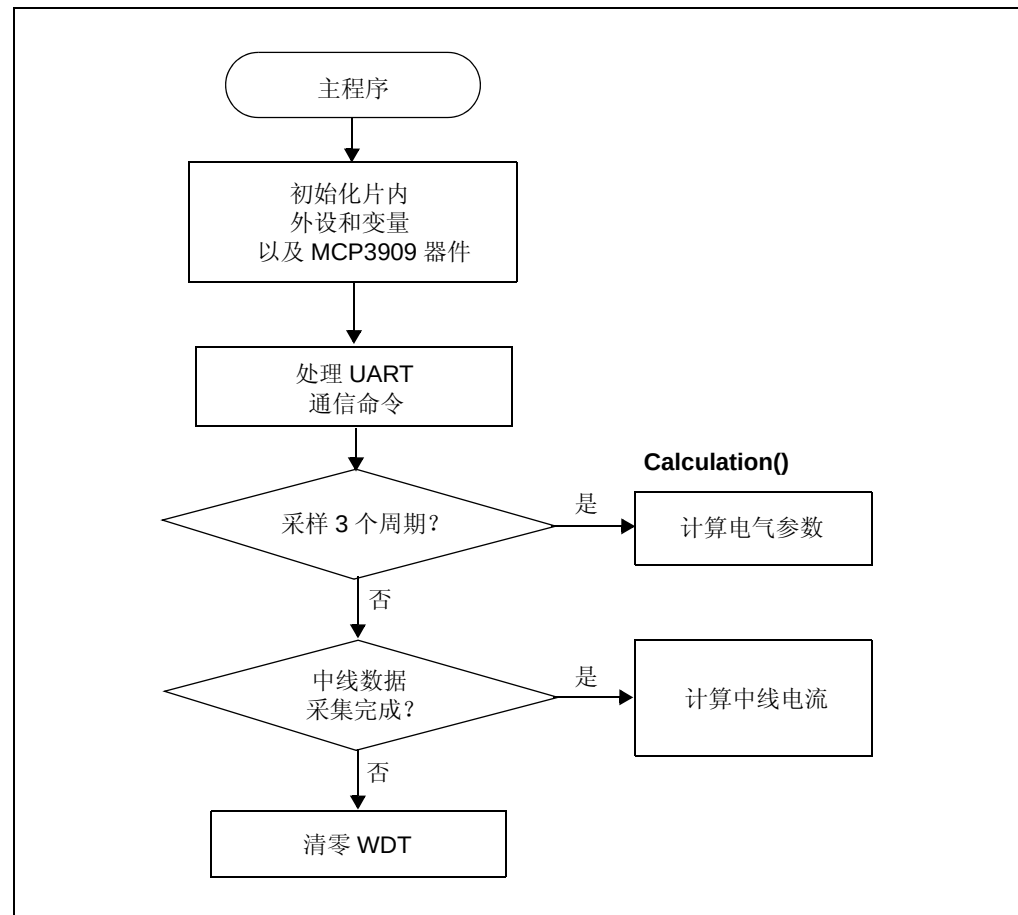


图 3-1: 主循环图

系统上电后，MCU 进入初始化过程，该过程包括正确配置 I/O 端口和片内外设（如定时器、UART、SPI 和 IC）。同时，从外部 EEPROM 加载系统控制参数并初始化所有变量。

由于该系统的大多数任务是通过中断完成的，故仅在系统主循环中执行三个任务，它们分别是解析 / 处理 UART 通信协议、计算参数和检测中线电流。UART 通信在函数 **UART_process()** 中执行，执行频率取决于上位机的轮询频率。

通过函数 **Calculation()** 计算参数，该函数每 3 个电网周期执行一次。通过函数 **ComputeNeutralCurrent()** 计算中线电流，且每 16 个电网周期执行一次计算。

3.3 CALCULATION()—— 计算电气参数

所有功率参数均使用函数 **Calculation()** 计算得出，该函数每 3 个电网周期执行一次。如图 3-2 所示，所有计算均先经过 DFT（离散傅立叶变换）之后在频域内进行。

- 每相 RMS 电压 / 电流
- 相位角
- 测量线频率
- 每相的有功功率、无功功率和视在功率
- 正负有功功率
- 正负无功功率
- 四象限无功电能
- 总有功功率、总无功功率和总视在功率
- 总功率因数
- 每相的电压和电流失真
- 每相的电压和电流谐波含量

注： 所有计算的算法如附录 C “功率计算原理” 所示。

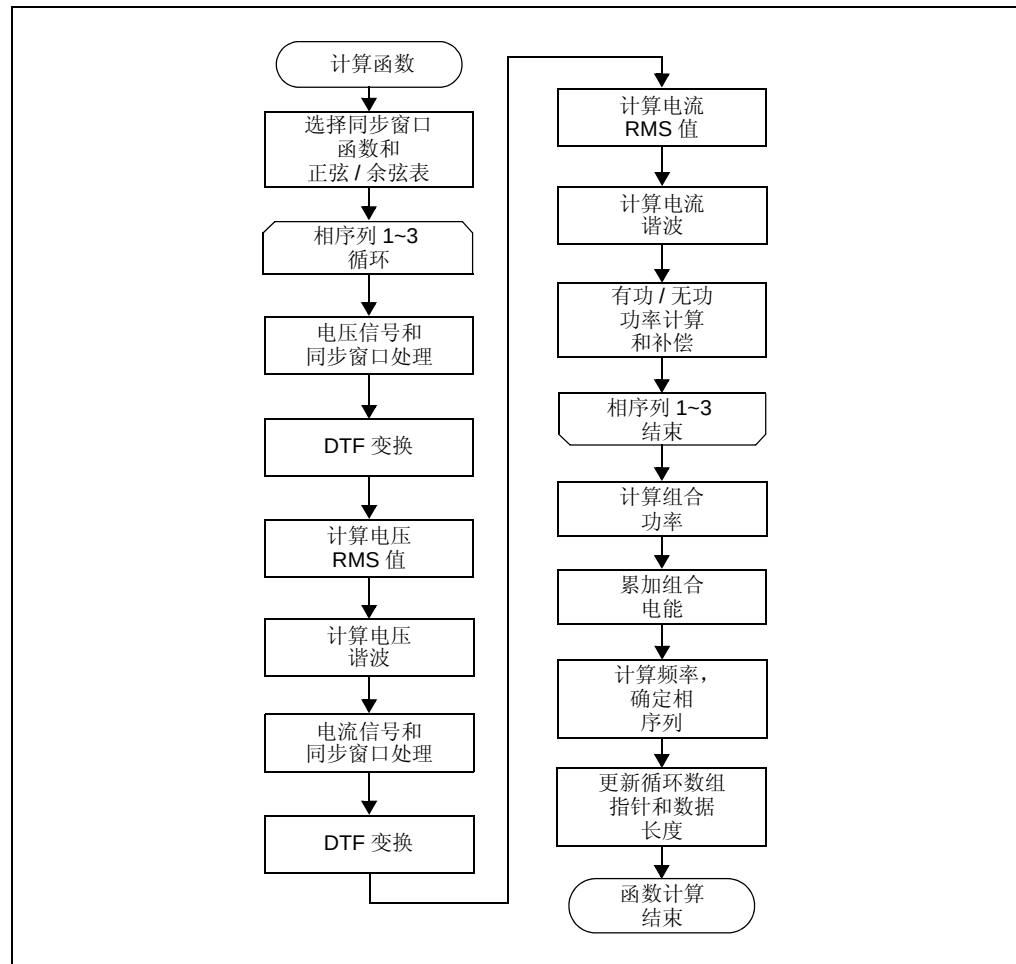


图 3-2: Calculation() 流程图

每块均可归类为以下三种计算类型之一：

1. 单个相的计算
2. 所有三相的计算
3. 功率累加（电能）的计算

3.3.1 处理准同步窗口

计算流程的第一块用于确定准同步采样算法使用多少个采样点。有关该方法的更多详细信息，请参见附录 C “功率计算原理”。

固件根据当前周期中采样点数选择适当的准同步窗口函数（数据数组）和相应的正弦 / 余弦表。

采样点数从频率函数的最终计算获得。由于线频率波动比较慢且通常在三个线周期内变化很小的量，故可使用前一个周期的线频率测量周期确定采样的数据长度。

准同步窗口函数是预先建立的一个数组，且长度与采样数据相同，由加权系数乘以 32768 获得。在本设计中，使用了复化梯形积分法，使用 3 次迭代计算相应的加权系数。3 次迭代意味着原始输入数据长度等于三个周期内的采样点数。虽然每个周期的采样点数通常不同于输入信号周期，但它接近输入信号周期的整数倍。例如，采样速率为 3.2 ksp/s 时，50 Hz 输入信号对应于每周期 64 个采样点，且 50.1 Hz 输入信号也很接近每周期 64 个采样点。同样，51 Hz 输入信号接近每周期 63 个采样点。因此，输入频率不同，对应的每周期采样点数也不同。故需要根据不同的采样点数建立相应的准同步窗口函数和正弦 / 余弦表。通过将一个周期平均分为等于采样点数的段数、计算相应的正弦 / 余弦值，然后将这些值乘以 32768 来建立正弦 / 余弦表。乘法的目的是将原始的浮点数运算转换为定点数运算。将在计算的最后阶段执行调整。

由准同步窗口函数执行的原始信号处理实际上是数组乘法过程，即原始输入信号与窗口函数的相应数组相乘。该过程通过函数 `qusi_syn_wnd()` 完成，用汇编语言编写该函数以充分利用 DSP 功能。

3.3.2 DFT 变换

在收集的数据集上执行离散傅立叶变换（DFT）。通过准同步窗口处理原始信号可有效减小 DFT 变换期间非整周期采样引起的频谱泄漏。

数据长度不是 2 的幂，因此，FFT 算法无法用于 DFT 变换。DFT 变换通过函数 `DFT()` 完成，该函数使用汇编语言编写以充分利用乘累加的 DSP 功能。

由于无法使用 FFT 算法，而执行 DFT 计算需要较长时间，因而这是整个系统中最耗时的过程。

3.3.3 计算 RMS 电压 / 电流

每相电压或电流信号的数据集已进行 DFT 变换后，可计算不同谐波的电压或电流幅值。可通过以下方法进一步计算得到总有效电压或电流（RMS）：简单地组合各次谐波（包括基波或 1 次谐波）的结果。

通过函数 **ComputeMagnitude()** 完成电压或电流的幅值计算。结果（即幅值）为长整型，且是电压或电流的平方幅值。为了加快计算速度，使用了定点运算。用汇编语言编写 **ComputeMagnitude()** 程序。

计算出幅值后，有一个基于浮点运算的调整过程。有限数量的计算不会影响运算速度，而会大大提高精度。

固件中的参数 **ratio1** 是与采样点数相关的系数（见公式 2-2）。通过固件中的简单移位操作实现除法运算。如果采样周期不是 2 的幂，则无法通过移位实现。但是，可通过乘以一个补偿系数 **Coeff.data.linear.V_channel[]** 实现移位除法。该系数是比差的校准系数。

由于电流信号具有较宽的动态范围，对于小信号来说，ADC 输出数据的范围小且受 DSP 的位分辨率（16 位 MCU）限制。如果在计算中以用于大信号的方式使用移位除法，精度可能就会受到影响。因此，对于计算小信号的幅值，应使用 **ComputeSmallMagnitude()** 函数。该函数与 **ComputeMagnitude()** 类似，唯一的区别是在除法运算中的移位长度要短些且将在数据调整期间进行补偿。在数据调整过程中使用浮点运算时不会影响计算精度。

3.3.4 谐波计算

用汇编语言通过函数 **ComputeHarmonic()** 实现谐波计算，计算基于附录 C “功率计算原理”中的公式 C-62。结果是第 K 次谐波与基波的幅值比并以百分比形式给出。

注： 由于 **ComputeHarmonic()** 的输出为谐波幅值的平方，所以需要在计算中进行取平方根运算。计算出的谐波含量保存为一个定点数，且实际存储值为谐波含量乘以 10。

3.3.5 功率计算

根据附录 C “功率计算原理”中的公式 C-39 和公式 C-40 用汇编语言通过函数 **ComputePower()** 实现功率计算。

ComputePower() 函数结束后，需要一个对计算功率的调整过程。首先，根据电流放大器增益调整计算结果。然后，根据当前采样点数确定校准系数 **ratio2**。

需要对功率计算进行额外的相位补偿。该补偿基于当前的负载电流。信号频率和中心频率之间的差异也需考虑在内。从而补偿计算功率。

3.3.6 有功电能累计

通过计算总电能完成电能累积，总电能是每相电能的代数和。通过累加每次采样的电压和电流的乘积获得有功电能，这确保了测量的高精确度。

3.3.7 无功电能累积

由于无功电能所需的测量精度低，所以在本设计中，是通过累加当前测量无功功率和两次测量间的时间间隔的乘积获得的。

3.3.8 输出脉冲生成

有关脉冲输出，请参见第 2.4.2 节“电能脉冲输出接口”。为了保证输出脉冲的均衡性，测量周期的计算划分为许多相等的部分进行，并对它们进行累加。为了简化和降低计算复杂度，使用计数器来替代累加过程。仅在累计电能接近脉冲输出阈值时使能计数器。

3.3.9 线频率计算

频率计算基于附录 C “功率计算原理”中的公式 C-52 和公式 C-53。dsPIC33F 器件收集 3 线的周期数据。分析所有采样数据的前两个周期的数据，并使用两个连续周期的频率。

两个连续周期的数据通过 DFT 转化为基波，这通过汇编函数 *DFT_Fundamental()* 完成。接下来是前两个线周期的初始相位角的计算。然后可计算出两个线周期信号的相位滞后和频率偏移。

测量频率时，仅使用前两个周期数据。必须保证输入频率是 50 Hz 且选择适当的正弦 / 余弦表以执行第一和第二个周期数据的基波 DFT 变换。关于 60 Hz 固件，请参见附录 D “50/60 Hz 电表操作”。

通过确定每个线周期的初始相位角来计算频率偏移。频率偏移越大，测量误差也就越大。

由于 3 相之一可能丢失，因此如果 A 相电压幅值小于阈值，必须切换至 B 相。相应地，如果检测到 B 相的电压幅值不足，则必须切换至 C 相。

测量线频率的基本算法基于附录 C 中第 C.4 节“使用准同步采样算法测量电压 / 电流 Rms 值和功率”所述的方法。

每采样三次数据，将测量一次频率。

3.4 用于计算的 ADC 采样机制

MCP3909 器件的 ADC 转换速率由主时钟频率 MCLK 决定，且速率为 $MCLK/256$ 。每次转换完成后，由 MCP3909 器件的 SDO 生成一个 DataReady 信号（4-CLK 长度）。该信号被送入 IC1（dsPIC33F 上的输入捕捉 1），允许 IC1 的中断服务程序（ISR）调用 MCP3909 器件的读数据函数。当 MCP3909 器件输出数据时，首先发送电压通道的 ADC 结果，然后是电流通道的结果，均从 MSb 开始。

MCP3909 器件的主时钟频率 MCLK 为 3.2768 MHz，ADC 输出速率为 12.8 ksps。实际上，程序中使用 6.4 ksps 的采样速率，这意味着每采样 2 个数据仅输出 1 个。对于 50 Hz 输入信号，6.4 ksps 采样速率每周采样 128 次。有功功率计算基于该条件进行。

对精度要求不高的其他参数（如无功电能、电压、电流和频率），可降低采样速率以节省数据存储空间和处理时间。在本设计中，使用 3.2 ksps 的采样速率，这意味着每 4 次 ADC 转换只保存 1 个结果。

在程序中，采样和计算同时执行，且数据以周期性数组的形式存储在 dsPIC33F RAM 中。可在采样 1 周期、2 周期或 3 周期数据后执行计算，具体可在程序中配置。用户应注意，频繁的计算是以系统开销和响应速度为代价来提高测量精度，因此可根据实际需求做出适当权衡。在本设计中，采样 3 周期信号后再执行交流电气参数计算。请参见图 3-3。

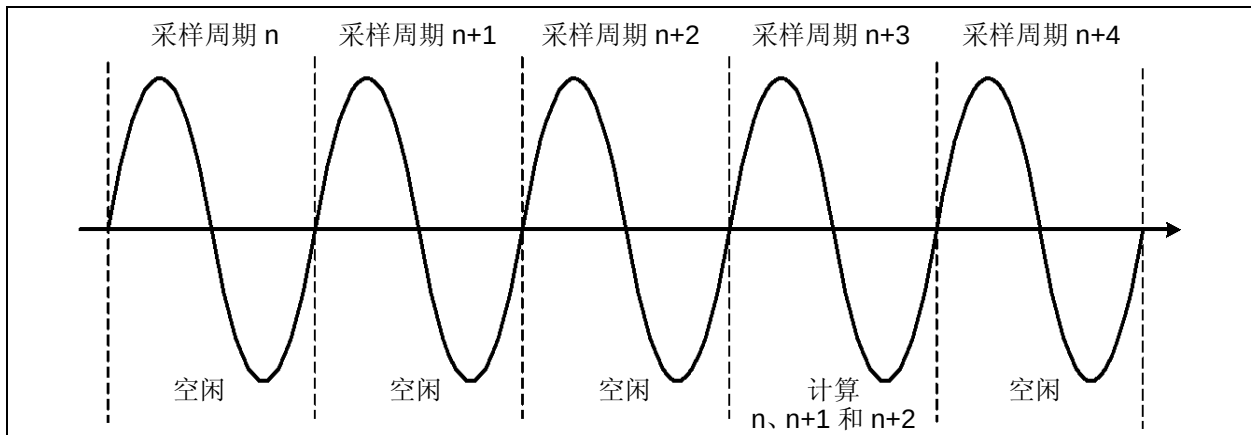


图 3-3: 交流信号采样和计算

3.4.1 处理 IC1 中断

输入捕捉 IC1 用于检测 A/D 转换是否完成。每次转换后，MCP3909 器件的 SDO 引脚都会输出一个 4 时钟周期宽度的正脉冲。IC1 用于检测脉冲的下降沿并且每 2 个下降沿产生一个中断，即每 2 次转换读取 1 个数据，从而实现 6.4 ksps 采样速率。

除了读取 MCP3909 器件的数据，IC1 中断服务程序（ISR）还控制电能脉冲输出生成。电能脉冲处理包含有功 / 无功电能脉冲处理。为了脉冲输出更均匀，用于生成脉冲的时钟分辨率必须尽可能高。IC1 中断的间隔为 156.25 μs ，因此，脉冲生成的分辨率可高达 156.25 μs 。

电能脉冲处理程序仅在电平接近输出脉冲电平时才开始。为了简化过程和缩短 ISR 执行时间，用计数器来取代每个脉冲的电能累加函数并确定是否输出脉冲。当计数大于脉冲输出阈值时，将输出一个电能脉冲，并且从电能累加寄存器中减去适量的电能。然后，翻转输出。一旦输出脉冲宽度超过 80 ms，脉冲输出将关闭。

程序流程图如图 3-4 所示。

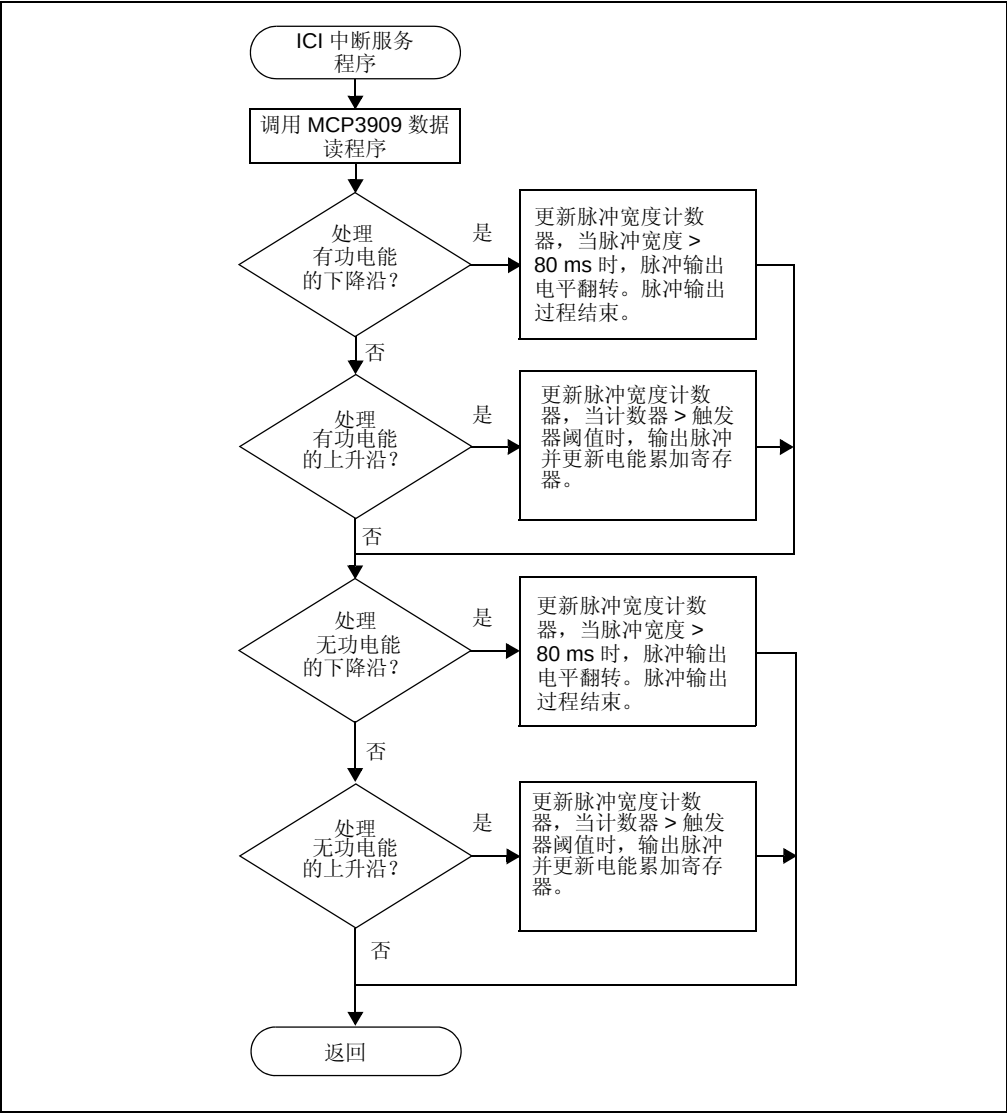


图 3-4: IC1 中断服务程序

3.5 读 MCP3909 器件的 A/D 数据

由于所有 3 个 MCP3909 器件都使用相同时钟源和复位信号，所以这 3 个 MCP3909 器件的 6 个 A/D 通道均同步。仅需要任一 MCP3909 器件的一个数据就绪 (SDO) 信号来依次读取 3 个相的 A/D 数据。该模块被 IC1 中断调用，该中断由 MCP3909 器件的 SDO 上的“数据就绪”信号触发。将 IC1 设置为每两个下降沿产生一个中断。因此，只读取 MCP3909 器件的两个采样数据中的一个。读 MCP3909 器件数据的流程如下：

- 检索 3 相的所有值，包括电流通道数据和电压通道数据。每相数据的 bit 0-15 为电压通道数据，bit 16-31 为电流通道数据。
- 累加每相的有功功率。每隔一次中断，便将电流和电压值以循环采样数组的形式存储到 RAM 中。
- 更新采样数组指针和采样数据的长度。如果采样数据的长度为 3 个线周期长，置 1 采样完成标志，然后计算函数 **Calculate()** 将被主程序调用，开始计算所有相应的参数。

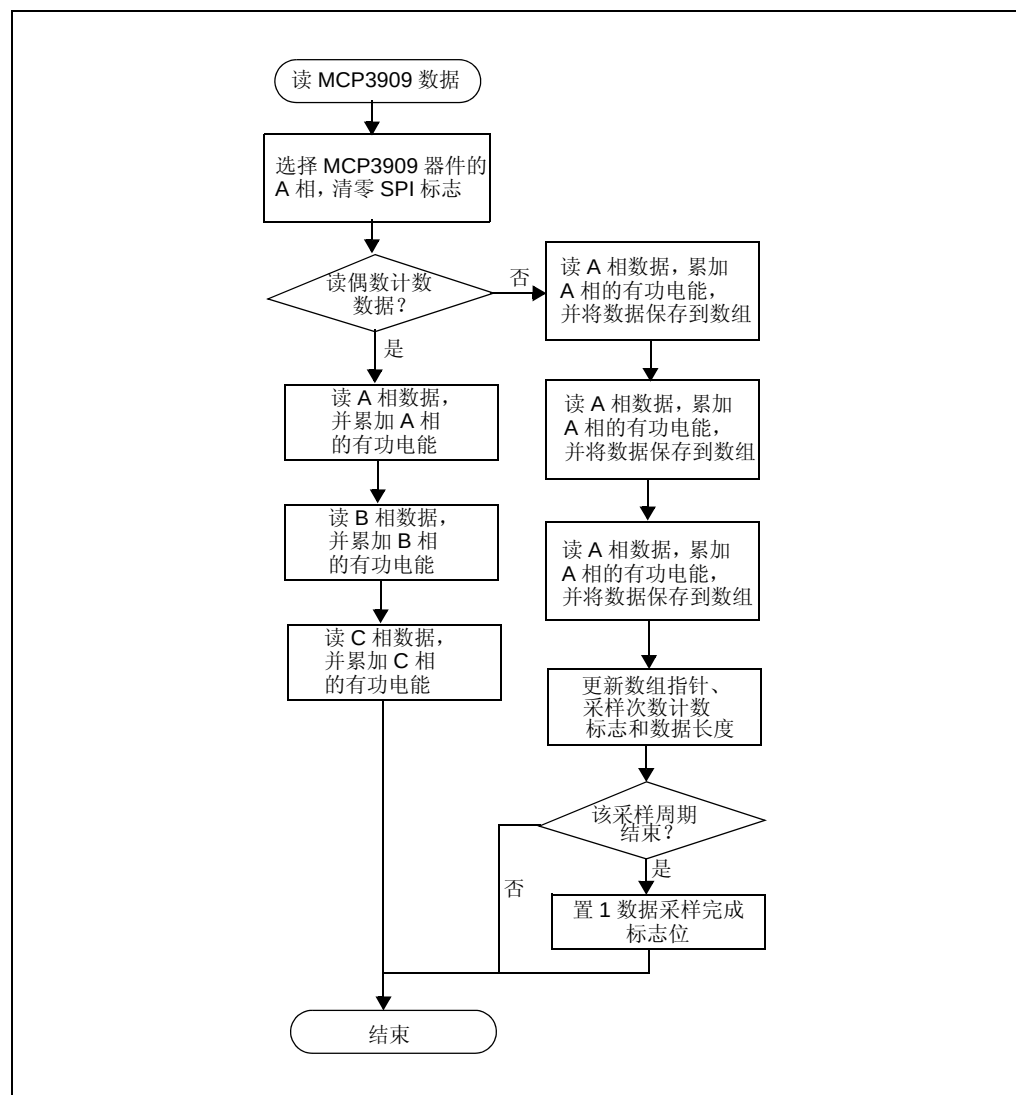


图 3-5: 读 A/D 数据的流程图

3.5.1 初始化和配置 MCP3909 操作模式

该模块的任务是使 MCP3909 器件进入“通道输出”模式。本设计使用 MCP3909 器件的“通道输出”模式。在此模式中，ADC 测量的电流和电压数据通道通过 MCP3909 器件的 SPI 端口发送。要使 MCP3909 器件进入通道输出模式，必须在复位 MCP3909 器件后的一段指定时间内（32CLK）通过 SPI 接口向器件发送某些指令。

- 使能所有 MCP3909 器件：使能 ADCS1、ADCS2 和 ADCS3，并将 MCU 的 SPI 配置为 8 位模式
- 通过 RESET 引脚复位 MCP3909 器件。该引脚必须被拉低并至少保持 1 个 MCP3909 器件时钟周期的时间。
- RESET 引脚被拉高后，等待 4 个时钟周期直到 MCP3909 器件引脚功能复位
- 通过 SPI 接口发送指令 0x94 到 MCP3909 器件
- 将 SPI 接口配置为 16 为模式且选通对应于 A 相的 MCP3909 器件

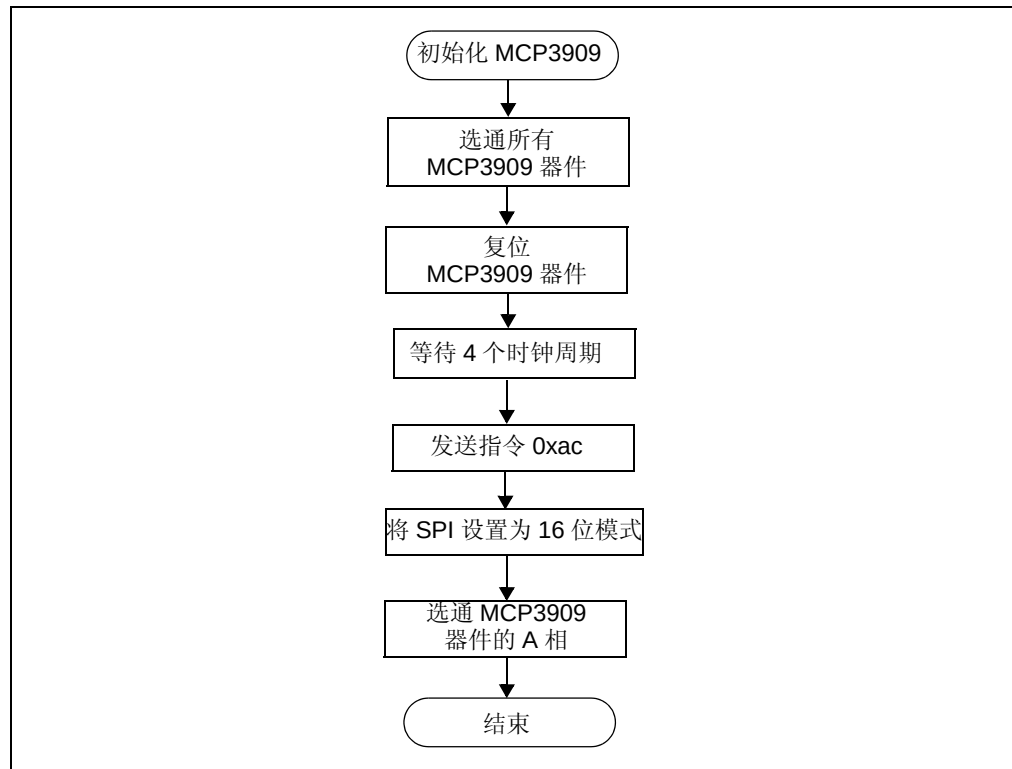


图 3-6: 初始化 MCP3909 器件流程图

3.6 UART 接口的通信

UART 接口用于与上位机（MCU 或 PC）通信。通过 UART 接口，上位机可读取电网的测量参数，还可以将系统参数和校准参数发送到目标电路板。

通信接口是基于 UART、使用主 / 从半双工模式的双向接口。波特率为 19,200 bps，具有 1 个起始位、8 个数据位和 1 个停止位。通过具有非固定长度帧结构的帧完成通信，帧的定义如表 3-1 所示。通信协议以主 / 从结构指定。本设计中的系统为从器件，而上位机为主器件。主器件发送命令给从器件，而从器件对主器件做出响应。

第 6 章 “电表通信协议” 定义了每个命令。

表 3-1: 通信协议的帧结构

同步字段	命令类型	数据长度	数据字段	校验字节	结束字节
2 个字节	1 个字节	1 个字节	N 个字节	1 个字节	1 个字节

3.7 资源配置

表 3-2 列出了本设计中使用的 MCU 资源及其配置的详细信息。

表 3-2: MCU 资源配置

资源名称		中断 优先级	功能描述
系统时钟			Fcy = 29.4912M，通过内部 PLL 倍频器由外部 7.3728 Mz 定时器提供。
定时器	Timer2	1	系统时钟，用于计时。它的周期是 10 ms。中断标志在 ISR 中设置。用于扩展定时器的指示。还用于处理 UART 接收超时。
	Timer3	无	用于检测中线电流的 ADC 采样同步。测量电网的频率后，相应调整 TMR3 的周期。ADC 每个电网周期采样 16 个点。
中断	TMR2	1	同上
	IC1	5	由 3.2768 MHz 时钟驱动。MCP3909 器件可生成 12.8 ksps 的数据输出。采样输入捕捉。每两次 MCP3909 器件采样生成一个中断。实现 6.4 ksps 的采样速率。 实际上，有功功率以 6.4 ksps 采样速率进行累加（50 Hz 时每周期采样 128 个点），但其他参数均以 3.2 ksps 采样速率进行累加
	UART 接收	2	接收 UART 通信数据
	UART 发送	2	发送 UART 通信数据
	ADC	2	检测中线电流
SPI2		无	在与 MCP390X 器件通信时使用 —— 设置 MCP390X 器件模式和读 A/D 结果
SPI1		无	未用，但保留接口，可代替 UART 接口与上位机通信

3.8 项目文件说明

表 3-3: 文件说明

文件名称	说明
main.h main.c	主程序
global.h global.c	主要定义系统的重要宏、关键数据结构和声明全局变量。
MCP390x.h	声明宏、常量和局部、全局变量及 MCP390X 器件中使用的一些全局变量和函数。
MCP390x.c	MCP390X 器件调用的函数，包括设置 SPI、初始化 MCP390X 器件和读数据。
calcu.h	声明宏、常量和局部、全局变量及 calcu.c 中使用的一些全局变量和函数。
calcu.c	计算参数的主模块，包括计算频率、电流 / 电压 RMS、功率、功率因数和电能以及分析谐波。
uart_comm.c	声明宏、常量和局部、全局变量及 uart.c 中使用的一些全局变量和函数。
uart.c	针对 UART 通信的接收、发送和处理协议等。
Calibrate.c	用于比差校准、功率校准和相位滞后校准的程序，它存储和初始化校准数据。
Calibrate.h	声明校准使用的常量、局部变量和全局变量。
Adc.c Adc.h	片上 ADC 操作，检测中线电流。
I2Csubs.h I2Csubs.c	控制片外 I ² C 接口的 EEPROM。
interrupt.h	声明宏、常量和局部、全局变量及 interrupt.c 中使用的一些全局变量和函数。
interrupt.c	设置中断和 ISR。
Asmcode.c	计算使用的一些汇编函数。

第 4 章 电表校准

4.1 简介

电表校准包括使用标准电源设备为电表供电，以及在每个校准点计算误差和校正因子。此设备必须精确，才能校准电表。而所提供的 PC 软件则用来将校准命令和校正因子发送到 dsPIC33F，从而完成电表校准。

为什么必须校准？

电表通常会由于互感器、 V_{REF} 容差、ADC 增益误差和其他无源元件误差而造成误差。电表在交付前会经过工厂校准，以消除这些元素所带来的影响并减少误差。在高精度测量中，不能忽略采样电路和 A/D 转换电路路径中信号的非线性和不一致性。需要校正这些影响来提高测量精度。

本章中所述的校准是借助 PC 软件 PM_Viewer 进行的，该软件将在下一章中详述。为了对这一过程进行总结，会将测量误差馈入软件中，然后通过 UART 将数据发送到电表。此过程的详细信息将在下一章“PC 软件”中提供。

4.2 电流 / 电压校准

电流和电压校准是比例误差校准，校准由上位机通过向 MCU 发送校正命令和数据。dsPIC33F 器件将在从主机 PC 收到命令后调用固件模块。流程如下所示：

1. 确定要校准的相和要应用于电表的电流和电压幅值，以及该通道的读测量（RMS）值。
2. 根据接收到的标准值和测量值的比值计算比差的校准系数。
3. 将原始系数乘以校准系数，得到校正后的校准系数。
4. 将校正后的最终校准系数存储到 EEPROM 中。

注： 电压和电流校准分两步进行，分别使用 100% 和 10% I_B 。
--

由于电压通道的动态范围通常非常小，因此单点校准足以满足整个范围的精度需求。然而，电流通道的动态范围却较大，且对于不同的电流负载，互感器都有不同的比差。

MCP3909 器件电流通道 CH0 的可变增益放大器（PGA）增益选项为 1、2、8 和 16。对于高精度电表，需要对不同电流负载的电流比差进行分段校准。电流通道的比差校准使用两点校准方法。其中一个点在负载为额定电流（ I_B ）而 PGA 增益为 1 时校准。另一个点在小信号输入条件（ $0.1 I_B$ ）且 PGA 增益为 16 的情况下校准。

4.2.1 电流 / 电压校准过程

校准过程如下所示：

1. 为电表提供平衡负载， $PF = 1.0$ ， $V_{CAL} = 220V$ ， $I_B = 5A$ 。
2. 将合适的校正因子装入 dsPIC33F。使用 PC 软件自动完成。请参阅第 5 章“PC 软件”。

在 10% I_B 的情况下，对第二个点重复以下步骤：

1. 设置三相平衡输入条件， $PF = 1.0$ ， $V_{CAL} = 220V$ ， $I_{CAL} = 0.1 I_B$ 或 500 mA。
2. 将合适的校正因子装入 dsPIC33F。使用 PC 软件自动完成。请参阅第 5 章“PC 软件”。

如果精度要求不高，可以使用单点校准方法。可以在程序的头文件中定义校准点数。

4.3 视在功率校准

视在功率校准功能由上位机通过发送命令来实现。在可以进入功率校准过程前，需要首先发送功率校准模式命令。会将校准工作台误差数据和要校准的通道信息发送到电表前端。前端接收到命令后，会调用此模块。流程如下所示：

1. 根据接收到的参数确定要校准的相。
2. 根据接收到的误差值和测量值以及原始功率校准系数，计算新的功率校准系数。
3. 将校正后的系数存储到 EEPROM 中。

4.3.1 视在功率校准过程

校准过程如下所示：

1. 将输入条件设置为：对于 A 相， $PF = 1.0$ ， $V_{CAL} = 220V$ ，输入电流是校准区域 N 时的电流，B 相和 C 相的电压和电流输入为零。
2. 选择电能脉冲输出作为视在功率输出模式。请参考第 6 章“电表通信协议”。此时，电能脉冲是功率和时间的乘累加。
3. 将合适的校正因子装入 dsPIC33F。这将使用 PC 软件自动完成。请参阅第 5 章“PC 软件”。
4. 对于 A 相的所有电流区域的相位滞后校准，重复步骤 1 到 3。

注： 此时，相位滞后尚未校准，因此，当输入 $PF = 1.0$ 时，无功功率的测量值不等于零。

5. 对 B 相和 C 相重复以上步骤。

4.4 相位滞后校准

相位滞后校准功能由上位机通过 UART 发送适当的命令来实现。校准相位滞后时，会将校准设备误差和要调整的通道信息发送到 dsPIC33F 电表中。前端接收到命令后，会调用此模块。流程如下所示：

1. 根据接收到的参数确定要校准的相。
2. 根据接收到的误差值和测量值来计算新的相位滞后校准系数。
3. 将校正后的系数存储到 EEPROM 中。

此电表设计支持进行单点、两点和五点校准的相位滞后误差校正。

相位滞后校准的目的是消除由电流互感器（CT）和电压互感器（PT）在整个功率测量范围内引起的相位滞后的影响。

电压互感器的负载通常为常量，因此引起的相位滞后变化也较小。电流的动态范围较大，因而在不同的电流负载下，CT 引起的相位滞后变化也较大。为了满足整个范围内的测量精度要求，通常需要对相位滞后进行分段校准。

在此设计中，电流分为 5 个区域。

表 4-1: 相校准的电流区域

区域	电流范围
1	0 - $0.075 I_B$
2	$0.075 I_B$ - $0.2 I_B$
3	$0.2 I_B$ - $0.75 I_B$
4	$0.75 I_B$ - $1.5 I_B$
5	$1.5 I_B$ - $4.0 I_B$

电流区域的分区限制可以在程序的头文件中修改。如果精度要求不高，可以使用单点校准和两点校准来提高电表校准的效率。

单点、两点或五点校准

单点、两点或五点校准方法可以通过修改头文件来配置。使用单点校准时，所有区域的相位滞后补偿值都相同；使用两点校准时，区域 1 和 2（ $0-0.075 I_B$ 和 $0.075 I_B - 0.2 I_B$ ）的补偿值相同，区域 3、4 和 5（ $0.2 I_B - 0.75 I_B$ 、 $0.75 I_B - 1.5 I_B$ 和 $1.5 I_B - 4.0 I_B$ ）的相位滞后补偿值相同。

4.4.1 相位滞后校准过程

相校准过程如下所示：

1. 设置输入条件：对于 A 相，电压输入 220V，电流输入为区域 1 的电流，B 相和 C 相的电压和电流输入为零。
2. 将合适的校正因子装入 dsPIC33F。这将使用 PC 软件自动完成。请参阅第 5 章“PC 软件”。
3. 对于 A 相的所有电流区域的相位滞后校准，重复步骤 1 和 2。

注： 如果功率计量误差仍然不能满足要求，那么可以多校准几次电表。执行此操作时，只需将新的误差值输入电表的前端。

4. 对 B 相和 C 相重复以上步骤。

第 5 章 PC 软件

5.1 概述与安装

PC 软件“PM_Viewer”或“电表查看器”有两个主要功能：查看计算的参数以及校准电表。PC 软件有 7 个输出显示屏或“工作模式”，可以从工具栏下拉菜单中进行选择。

- 基本参数
- A 相谐波
- B 相谐波
- C 相谐波
- 失真率
- 谐波功率
- 电能累积

此外，PC 软件有 4 个校准屏幕，可以从工具栏下拉菜单中进行选择。

- 复位所有校准
- 线性校准
- 视在功率校准
- 相位滞后校准

5.1.1 系统要求

- 硬盘空间 > 25 MB
- Microsoft Windows OS98 或更高版本
- 硬件 COM 接口

5.1.2 安装

1. 解压缩 PM_Viewer setup.zip。
2. 双击 setup.exe。
3. 根据提示完成安装。
4. 启动 PM_Viewer.exe：开始 -> 程序 -> 电表 -> PM_Viewer.exe。

5.2 建立通信

1. 打开 PM_View。
2. 单击 Comm Port（通信端口）选项，然后在菜单上选择将使用的通信端口（com1、com2 或 com3），注意，波特率采用 1-8-1 格式，为 19200 bps，且不能更改。
3. 单击 Link（链接）以与演示板建立通信。如果通信建立，将会在底部显示“Communication OK!”（通信正常！）。

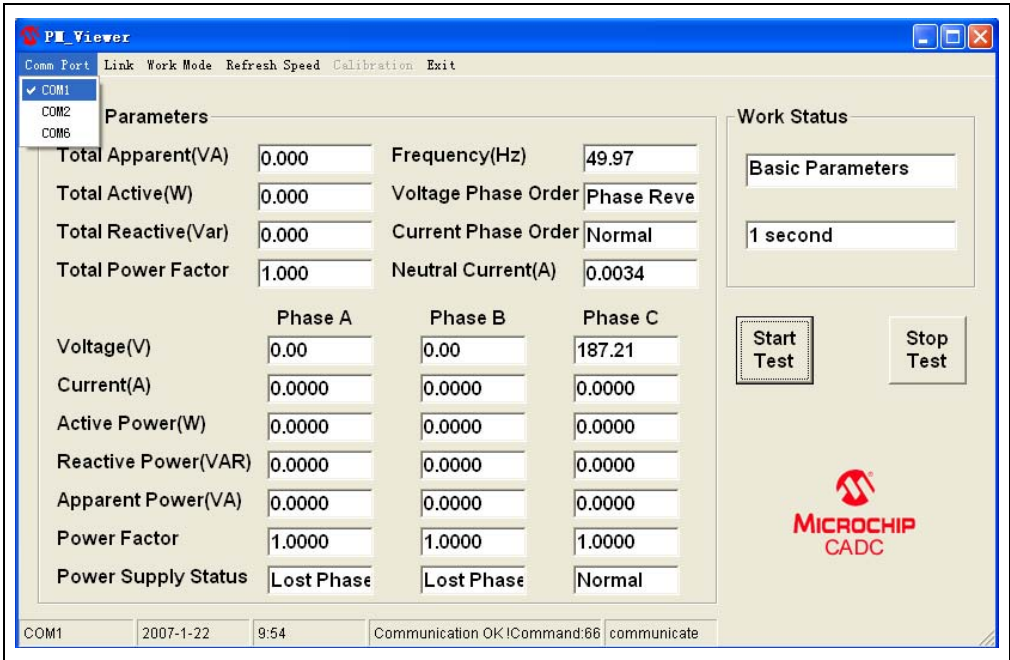


图5-1: 建立通信

5.3 基本参数输出屏幕

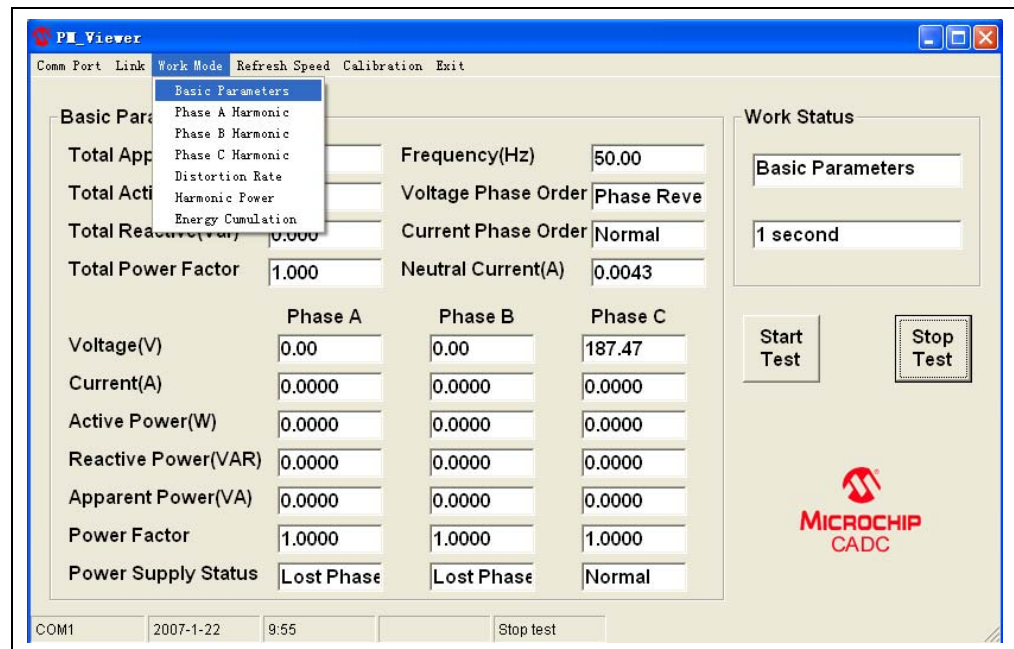


图5-2: 基本参数工作模式屏幕

5.4 A/B/C 相谐波输出屏幕

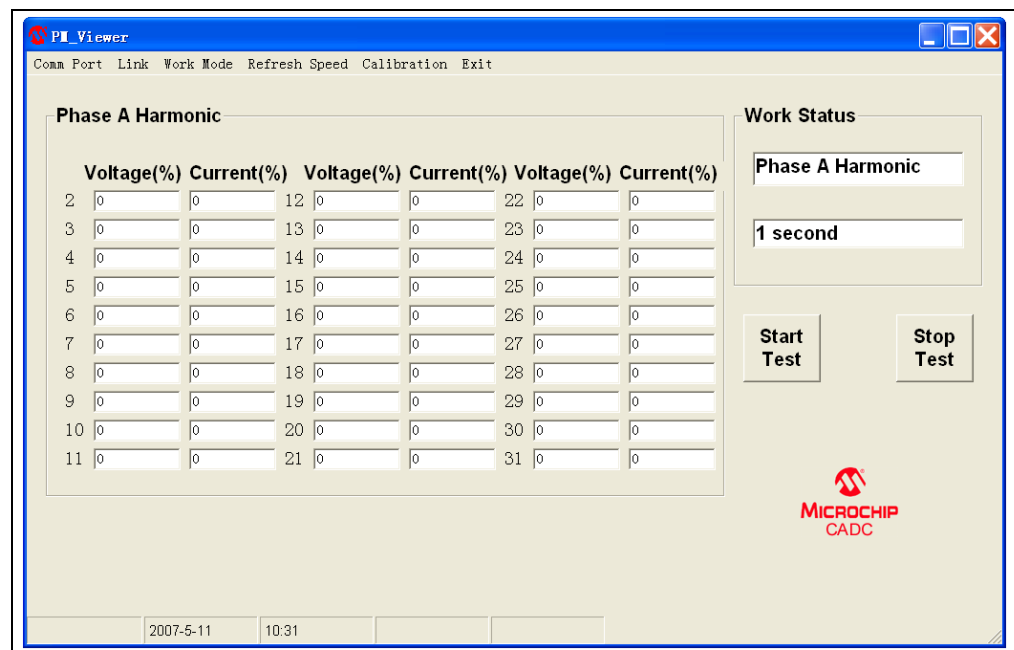


图5-3: N 相谐波工作模式屏幕

5.5 失真率

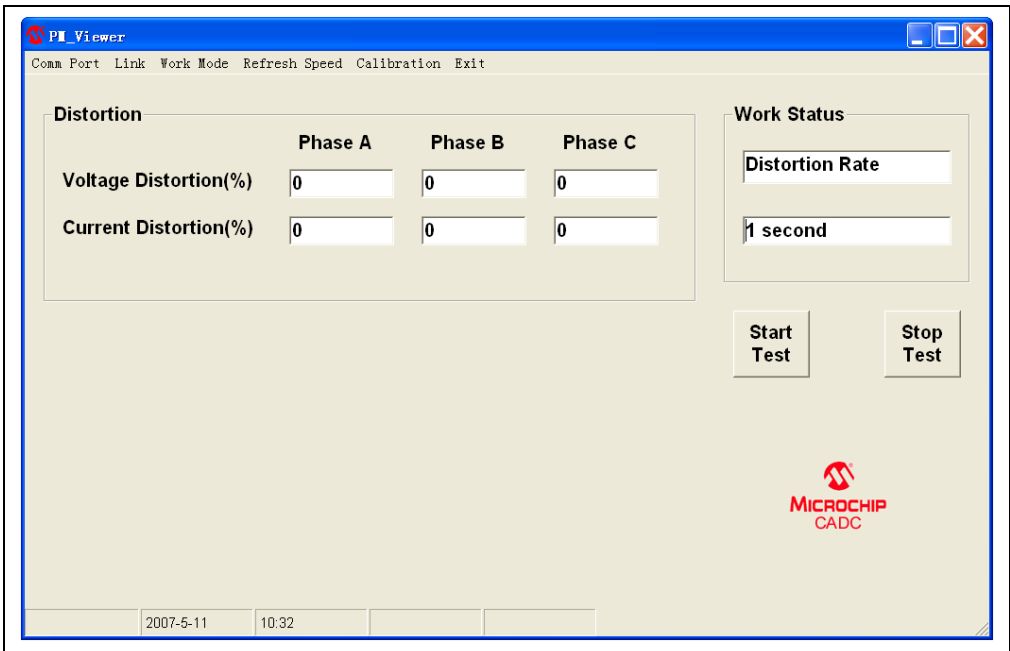


图5-4: 失真模式屏幕

5.6 谐波功率

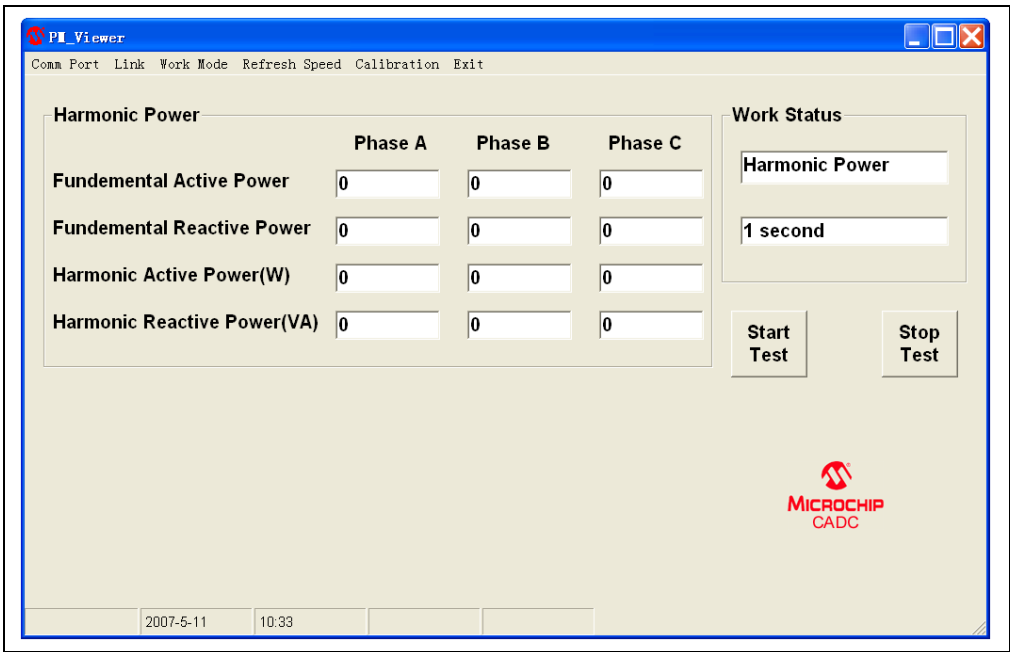


图5-5: 谐波功率工作模式屏幕

5.7 电能累积

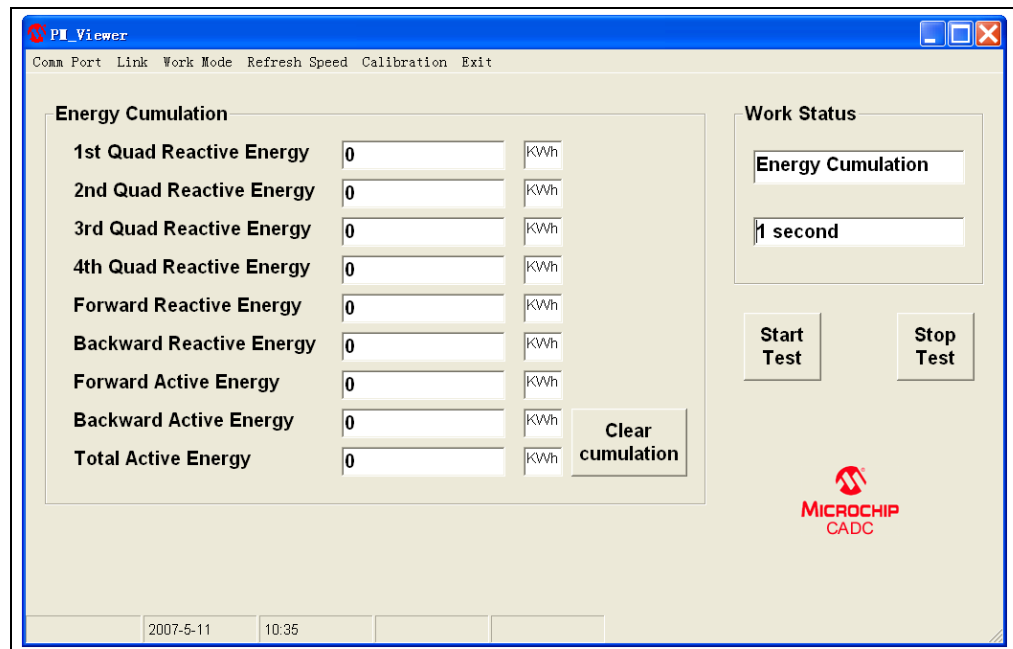


图5-6: 电能累积工作模式屏幕

5.8 校准步骤 1——复位所有校准

1. 从工具栏菜单中选择 **Reset All Calibration**（复位所有校准）。
2. 复位电表校准值。

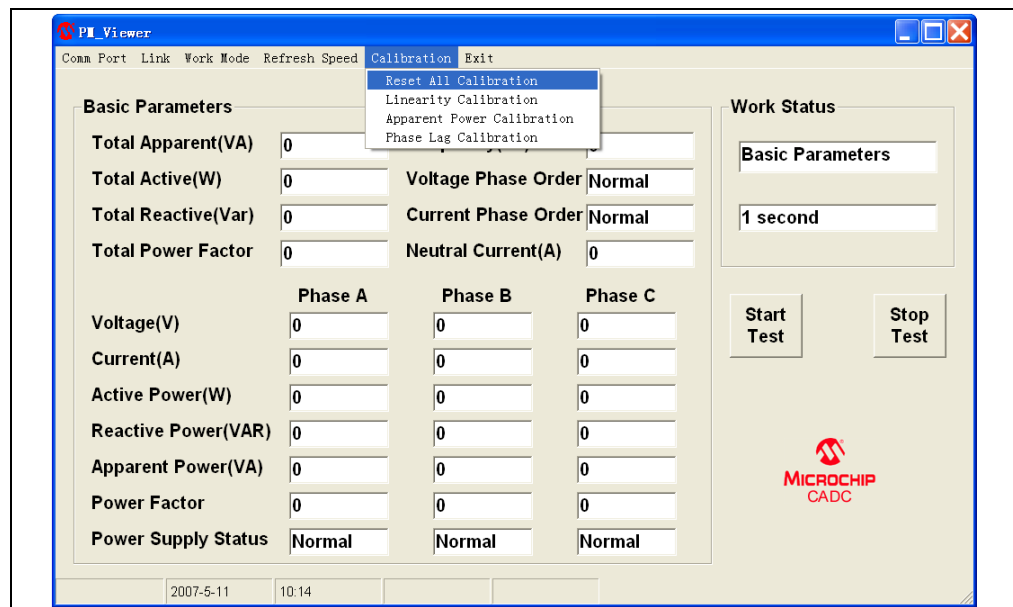
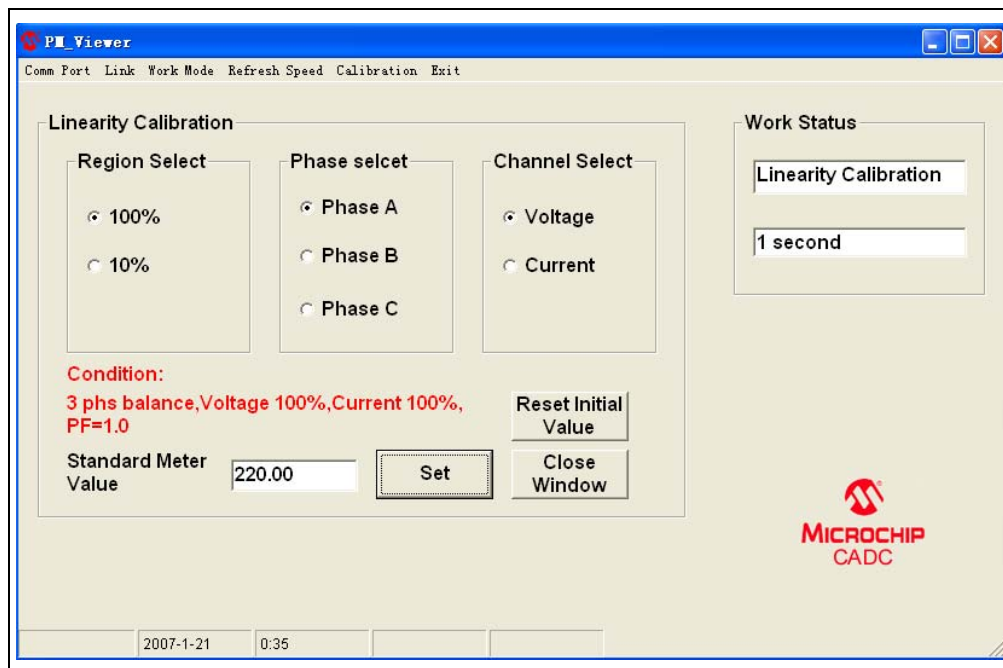


图5-7: 复位所有校准命令

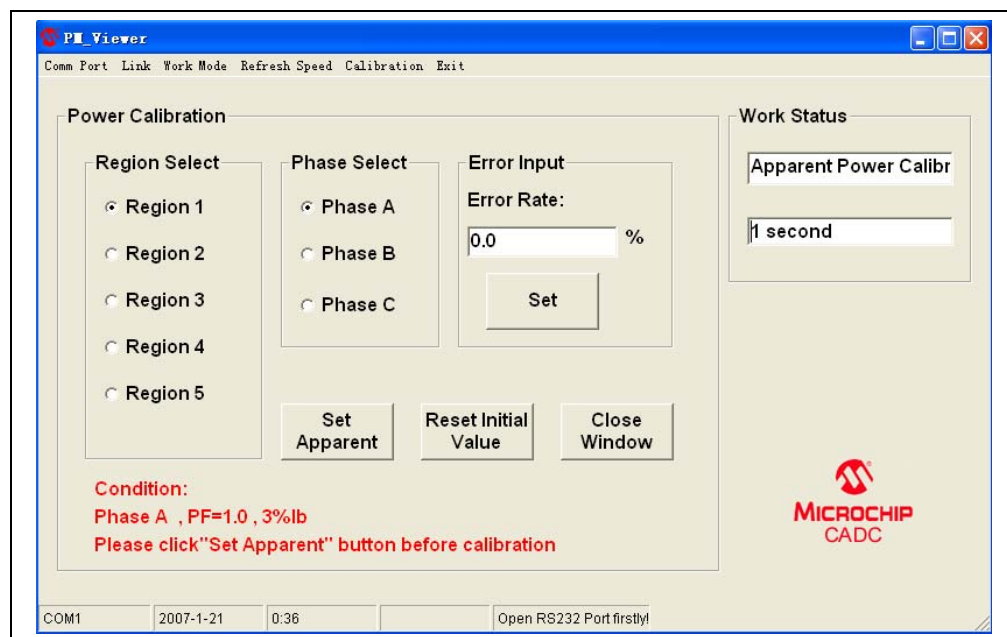
5.9 线性校准

1. 选择 **Channel**（通道）：**Voltage**（电压）或 **Current**（电流）。
2. 选择 **Phase A**（A 相）、**Phase B**（B 相）或 **Phase C**（C 相）。
3. 选择 **Region**（区域）：**100%** 或 **10%**。
4. 使用标准电表，使用此处给定的输入条件。
5. 在此输入从标准电表记录的误差。
6. 单击 **Set**（设置）按钮。



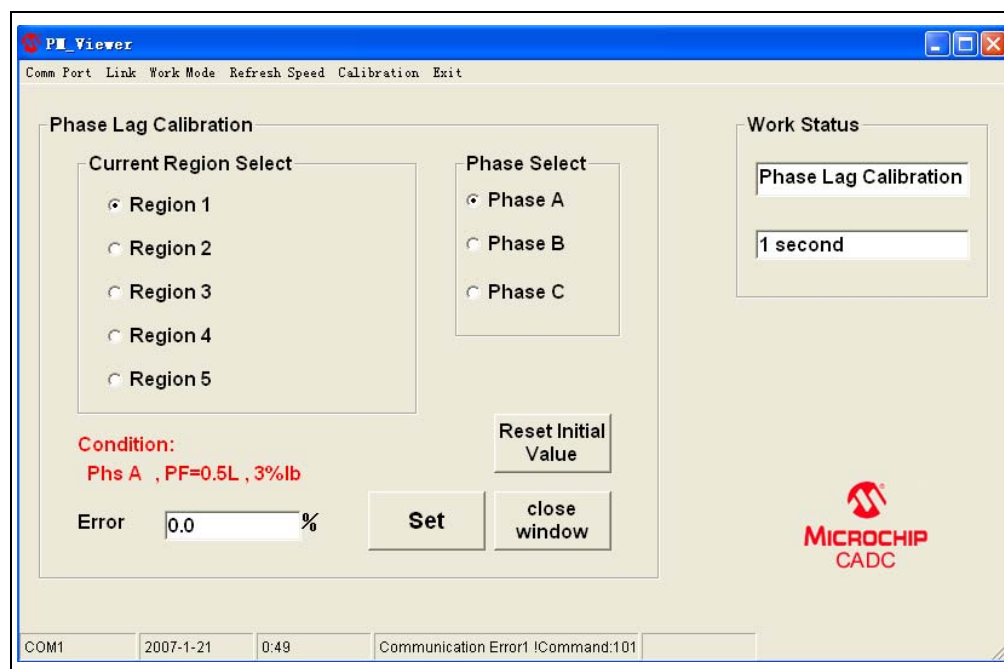
5.10 视在功率校准

1. 选择 **Phase A**、**Phase B** 或 **Phase C**。
2. 选择 **Region n**。
3. 使用标准电表，使用此处给定的输入条件。
4. 单击 **Set Apparent** （设置视在功率）按钮。
5. 在此输入从标准电表记录的误差。
6. 单击 **Set** 按钮。
7. 对其他区域重复步骤 2 到 5。
8. 对其他 2 相重复这些步骤。



5.11 相位滞后校准

1. 选择 **Phase A**、**Phase B** 或 **Phase C**。
2. 选择 **Region n**。
3. 使用标准电表，使用此处给定的输入条件。
4. 在此输入从标准电表记录的误差。
5. 单击 **Set** 按钮。
6. 对其他区域重复步骤 2 到 5。
7. 对其他 2 相重复这些步骤。



第 6 章 电表通信协议

6.1 简介

UART 接口用于与上位机（MCU 或 PC）通信。通过 UART 接口，上位机可读取电网的测量参数，还可以将系统参数和校准参数发送到目标电路板。

通信接口是基于 UART、使用主 / 从半双工模式的双向接口。波特率为 19,200 bps，具有 1 个起始位、8 个数据位和 1 个停止位。通过具有非固定长度帧结构的帧完成通信，帧的定义如表 6-1 所示。通信协议以主 / 从结构指定。本设计中的系统为从器件，而上位机为主器件。主器件发送命令给从器件，而从器件对主器件做出响应。

UART 通信使用半双工模式。数据格式为 8-1-1，波特率为 19,200 bps。PC 是主机，目标电路板为从设备。

电表使用 14 个命令字符串。这些命令字符串在表 6-1 中定义

表 6-1: 命令字符串

命令说明	命令
测试连接	0x41
总数据请求	0x42
A 相谐波含量	0x43
B 相谐波含量	0x44
C 相谐波含量	0x45
总谐波失真	0x46
电能	0x47
停止电能测量并将电能值清零	0x48
谐波功率	0x49
将校准值写入电表	0x62
将相位滞后校准值写入电表	0x63
将功率校准值写入电表	0x64
写电能脉冲配置 —— 有功 / 视在	0x65
复位所有校准值	0x66
写电能脉冲常量	0x67

将使用可变长度的帧结构，且以字节为单位传输数据。命令协议结构的定义如下。

表 6-2: 典型协议

起始	命令	数据长度	数据字段	校验和	停止
2 字节	1 字节	1 字节	N 字节	1 字节	1 字节

- 起始字有 2 个字节，即 0x00 和 0xFF（PC 到目标电路板）或 0xFF 和 0x00（目标电路板到 PC）
- 命令字为 1 个字节，指示命令类型
- 数据长度字为 1 个字节，指示数据字段的长度
- 数据字段字有多个字节，随命令类型而变化
- 校验和字是单个字节，其值等于在其之前发送的所有字节的异或运算结果
- 停止字为 1 个字节，值为 0xE0

6.2 测试连接命令

此命令从 PC 发送到电表，以建立和测试连接。

表 6-3: PC 到电表（7 字节）

起始	命令	数据长度	数据字段	校验和	停止
0xFF, 0x00	0x41	0x00	0x00	XX	0xE0

表 6-4: 电表响应（8 字节）

起始	命令	数据长度	数据字段	校验和	停止
0xFF, 0x00	0x42	0x02	0xA5, 0x5A	XX	0xE0

6.3 总数据请求

这是从 dsPIC33F 器件读回所有计算数据的主要命令。此命令从所有 3 相中收集数据，包括总电能、总功率和总功率因数。

表 6-5: PC 到电表（7 字节）

起始	命令	数据长度	数据字段	校验和	停止
0xFF, 0x00	0x42	0x00	0x00	XX	0xE0

表 6-6: 电表响应（104 字节）

起始	命令	数据长度	数据字段	校验和	停止
0xFF, 0x00	0x43	0x62	98 字节	XX	0xE0

表 6-7: 电表响应、总请求帧和详细说明

数据字段 字节	名称	值
1,2	状态	见下方定义
3-6	频率	浮点型, 共 4 字节
7-10	A 相电压	浮点型, 共 4 字节
	B 相电压	浮点型, 共 4 字节
	C 相电压	浮点型, 共 4 字节
	A 相电流	浮点型, 共 4 字节
	B 相电流	浮点型, 共 4 字节
	C 相电流	浮点型, 共 4 字节
	中线电流	浮点型, 共 4 字节
	A 相有功功率	浮点型, 共 4 字节
	A 相无功功率	浮点型, 共 4 字节
	A 相视在功率	浮点型, 共 4 字节
	A 相功率因数	浮点型, 共 4 字节
	B 相有功功率	浮点型, 共 4 字节
	B 相无功功率	浮点型, 共 4 字节
	B 相视在功率	浮点型, 共 4 字节
	B 相功率因数	浮点型, 共 4 字节
	C 相有功功率	浮点型, 共 4 字节
	C 相无功功率	浮点型, 共 4 字节
	C 相视在功率	浮点型, 共 4 字节
	C 相功率因数	浮点型, 共 4 字节
	总有功功率	浮点型, 共 4 字节
	总无功功率	浮点型, 共 4 字节
	总视在功率	浮点型, 共 4 字节
94-98	总功率因数	浮点型, 共 4 字节

6.4 STATUS 寄存器

此寄存器包含增益寄存器。

寄存器 6-1: STATUS 寄存器

R-0	R-0	R-0	R-0	R-0	R-0	R-0	R-0
CPO	VPO	PHC_S1	PHC_S0	PHB_S1	PHB_S0	PHA_S1	PHA_S0
bit 7							bit 0

图注:			
R = 可读位	W = 可写位	U = 未实现位, 读为 0	
-n = 上电复位时的值	1 = 置 1	0 = 清零	x = 未知

bit 7	CPO: 电流相序 1 = 检测到问题 0 = 正常
bit 6	VPO: 电压相序 1 = 检测到问题 0 = 正常
bit 5:4	PHC_S: C 相状态 11 = 高电压 10 = 无输入 01 = 低电压 00 = 正常
bit 3:2	PHB_S: B 相状态 11 = 高电压 10 = 无输入 01 = 低电压 00 = 正常
bit 1:0	PHA_S: A 相状态 11 = 高电压 10 = 无输入 01 = 低电压 00 = 正常

6.5 谐波含量命令

表 6-8: PC 到电表 (7 字节)

起始	命令	数据长度	数据字段	校验和	停止
0xFF, 0x00	0x43	0x00	0x00	XX	0xE0

表 6-9: 电表响应 (134 字节)

起始	命令	数据长度	数据字段	校验和	停止
0xFF, 0x00	0x44	0x80	128 字节	XX	0xE0

表 6-10: 谐波分析详细说明

数据字段 字节	说明	值
1,2	基波或 1 次谐波电压含量	无符号整型, 2 字节
3,4	2 次谐波电压含量	无符号整型, 2 字节
5-56	3 次到 31 次谐波电压含量	无符号整型, 2 字节
57,58	总电压谐波含量 (不包括基波)	无符号整型, 2 字节, / 1000 * (100%)
59,60	基波或 1 次谐波电流含量	无符号整型, 2 字节
61,62	2 次谐波电流含量	无符号整型, 2 字节
63-126	3 次到 31 次谐波电流含量	无符号整型, 2 字节
127,128	总电流谐波含量 (不包括基波)	无符号整型, 2 字节, / 1000 * (100%)

6.6 总谐波失真 (HARMONIC DISTORTION, THD) 命令

表 6-11: PC 到电表 (7 字节)

起始	命令	数据长度	数据字段	校验和	停止
0xFF, 0x00	0x46	0x00	0x00	XX	0xE0

表 6-12: 电表响应 (29 字节)

起始	命令	数据长度	数据字段	校验和	停止
0xFF, 0x00	0x47	0x18	24 字节	XX	0xE0

表 6-13: 总谐波失真说明

数据字段 字节	说明	值
1-4	A 相电压的总谐波失真	浮点型, 共 4 字节
5-8	B 相电压的总谐波失真	浮点型, 共 4 字节
9-12	C 相电压的总谐波失真	浮点型, 共 4 字节
13-16	A 相电流的总谐波失真	浮点型, 共 4 字节
17-20	B 相电流的总谐波失真	浮点型, 共 4 字节
21-24	C 相电流的总谐波失真	浮点型, 共 4 字节

6.7 启动电能测量命令

表 6-14: PC 到电表 (7 字节)

起始	命令	数据长度	数据字段	校验和	停止
0xFF, 0x00	0x47	0x00	0x00	XX	0xE0

表 6-15: 电表响应 (42 字节)

起始	命令	数据长度	数据字段	校验和	停止
0xFF, 0x00	0x48	0x24	36 字节	XX	0xE0

表 6-16: 总谐波失真说明

数据字段 字节	说明	值
1-4	第一象限无功电能	浮点型, 共 4 字节
5-8	第二象限无功电能	浮点型, 共 4 字节
9-12	第三象限无功电能	浮点型, 共 4 字节
13-16	第四象限无功电能	浮点型, 共 4 字节
17-20	正向无功电能	浮点型, 共 4 字节
21-24	反向无功电能	浮点型, 共 4 字节
25-28	正向有功电能	浮点型, 共 4 字节
29-32	反向有功电能	浮点型, 共 4 字节
33-36	反向有功电能	浮点型, 共 4 字节

6.8 停止电能测量命令

表 6-17: PC 到电表 (7 字节)

起始	命令	数据长度	数据字段	校验和	停止
0xFF, 0x00	0x48	0x00	0x00	XX	0xE0

表 6-18: 电表响应 (7 字节)

起始	命令	数据长度	数据字段	校验和	停止
0xFF, 0x00	0x49	0x00	0 字节	XX	0xE0

6.9 谐波功率命令

表 6-19: PC 到电表 (7 字节)

起始	命令	数据长度	数据字段	校验和	停止
0xFF, 0x00	0x49	0x00	0x00	XX	0xE0

表 6-20: 电表响应 (54 字节)

起始	命令	数据长度	数据字段	校验和	停止
0xFF, 0x00	0x4A	0x30	48 字节	XX	0xE0

表 6-21: 谐波功率测量

数据字段 字节	说明	值
1-4	A 相的基波有功功率	浮点型, 共 4 字节
5-8	A 相的基波无功功率	浮点型, 共 4 字节
9-12	B 相的基波有功功率	浮点型, 共 4 字节
13-16	B 相的基波无功功率	浮点型, 共 4 字节
17-20	C 相的基波有功功率	浮点型, 共 4 字节
21-24	C 相的基波无功功率	浮点型, 共 4 字节
25-28	A 相的谐波有功功率	浮点型, 共 4 字节
29-32	A 相的谐波无功功率	浮点型, 共 4 字节
33-36	B 相的谐波有功功率	浮点型, 共 4 字节
37-40	B 相的谐波无功功率	浮点型, 共 4 字节
41-44	C 相的谐波有功功率	浮点型, 共 4 字节
45-48	C 相的谐波无功功率	浮点型, 共 4 字节

6.10 校准电表电压 / 电流命令

表 6-22: PC 到电表 (7 字节)

起始	命令	数据长度	数据字段	校验和	停止
0xFF, 0x00	0x63	7	0x07	XX	0xE0

表 6-23: 电表响应 (7 字节)

起始	命令	数据长度	数据字段	校验和	停止
0xFF, 0x00	0x64	0	0x00	XX	0xE0

表 6-24: 增益和偏移量值校准

数据字段 字节	说明	值
1	相选择	0x01 = A 相 0x02 = B 相 0x03 = C 相
2	范围选择	0x01 = 10% 0x02 = 100%
3	通道选择	0x00 = 电流 0x01 = 电压
4-7	校正因子 (误差已校准)	浮点型, 共 4 字节

6.11 校准相位滞后命令

表 6-25: PC 到电表 (12 字节)

起始	命令	数据长度	数据字段	校验和	停止
0xFF, 0x00	0x63	6	0x06	XX	0xE0

表 6-26: 电表响应 (7 字节)

起始	命令	数据长度	数据字段	校验和	停止
0xFF, 0x00	0x64	0	0x00	XX	0xE0

表 6-27: 相位滞后校准

数据字段 字节	说明	值
1	相选择	0x01 = A 相 0x02 = B 相 0x03 = C 相
2	范围选择	1-7
3-6	校正因子 (误差已校准)	浮点型, 共 4 字节

6.12 校准视在功率命令

表 6-28: PC 到电表 (12 字节)

起始	命令	数据长度	数据字段	校验和	停止
0xFF, 0x00	0x64	6	0x06	XX	0xE0

表 6-29: 电表响应 (7 字节)

起始	命令	数据长度	数据字段	校验和	停止
0xFF, 0x00	0x65	0	0x00	XX	0xE0

表 6-30: 功率校准

数据字段 字节	说明	值
1	相选择	0x01 = A 相 0x02 = B 相 0x03 = C 相
2	电流范围选择	1-7
3-6	校正因子 (误差已校准)	浮点型, 共 4 字节

6.13 校准电能脉冲命令

表 6-31: PC 到电表 (12 字节)

起始	命令	数据长度	数据字段	校验和	停止
0xFF, 0x00	0x65	2	0x02	XX	0xE0

表 6-32: 电表响应 (7 字节)

起始	命令	数据长度	数据字段	校验和	停止
0xFF, 0x00	0x66	0	0x00	XX	0xE0

表 6-33: 功率校准

数据字段 字节	说明	值
1	相选择	0x01 = A 相 0x02 = B 相 0x03 = C 相
2	电能输出模式	0x00 = 有功功率 0x01 = 视在功率

6.14 复位所有电表校准值命令

表 6-34: PC 到电表 (12 字节)

起始	命令	数据长度	数据字段	校验和	停止
0x00, 0xFF	0x66	4	0x04	XX	0xE0

表 6-35: 电表响应 (7 字节)

起始	命令	数据长度	数据字段	校验和	停止
0xFF, 0x00	0x67	0	0x00	XX	0xE0

表 6-36: 复位电表选项

数据字段 字节	说明	值
1	命令类型	0x55 = 全部复位 0xA1 = 复位 0xA2 = 仅复位功率校准 0xA3 = 复位相校准
2	相选择	0x01 = A 相 0x02 = B 相 0x03 = C 相
3	电流范围选择	
4	保留	

6.15 校准电表常量（电能脉冲输出常量）

表 6-37: PC 到电表（9 字节）

起始	命令	数据长度	数据字段	校验和	停止
0x00, 0xFF	0x67	2	0x02	XX	0xE0

表 6-38: 电表响应（7 字节）

起始	命令	数据长度	数据字段	校验和	停止
0xFF, 0x00	0x68	0	0x00	XX	0xE0

表 6-39: 电能常量选项

数据字段 字节	说明	值
1-2	电能常量	10064000 的范围（十进制）

注:

附录 A 原理图和布线

A.1 简介

本附录包含 MCP3909/dsPIC33F 三相电表参考设计的以下原理图和布线：

- 电源电路板原理图
- 主电路板原理图 —— 第 1 页
- 主电路板原理图 —— 第 2 页
- 电源电路板 —— 装配图
- 电源电路板 —— 复合图
- 主电路板 —— 装配图
- 主电路板 —— 复合图

A.2 原理图和 PCB 布线

图 A-1: 层次序

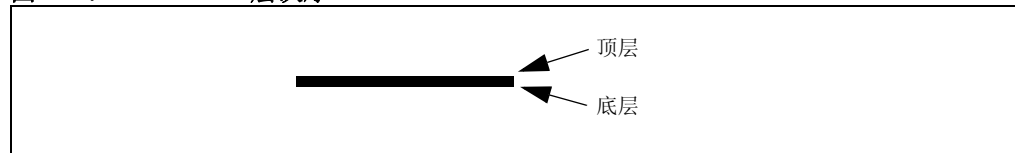


图 A-2: 电源电路板原理图

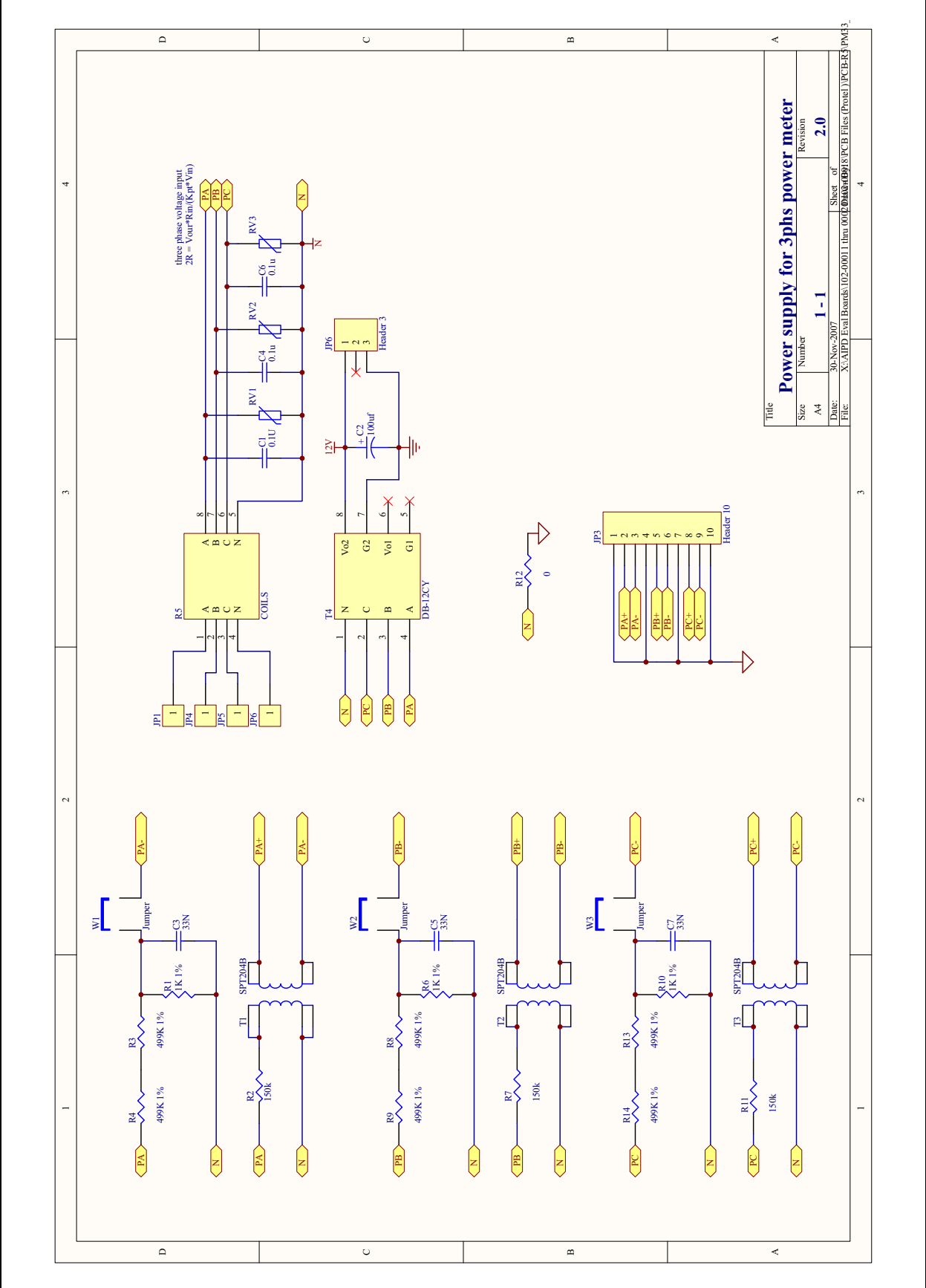


图 A-3: 主电路板原理图——第 1 页

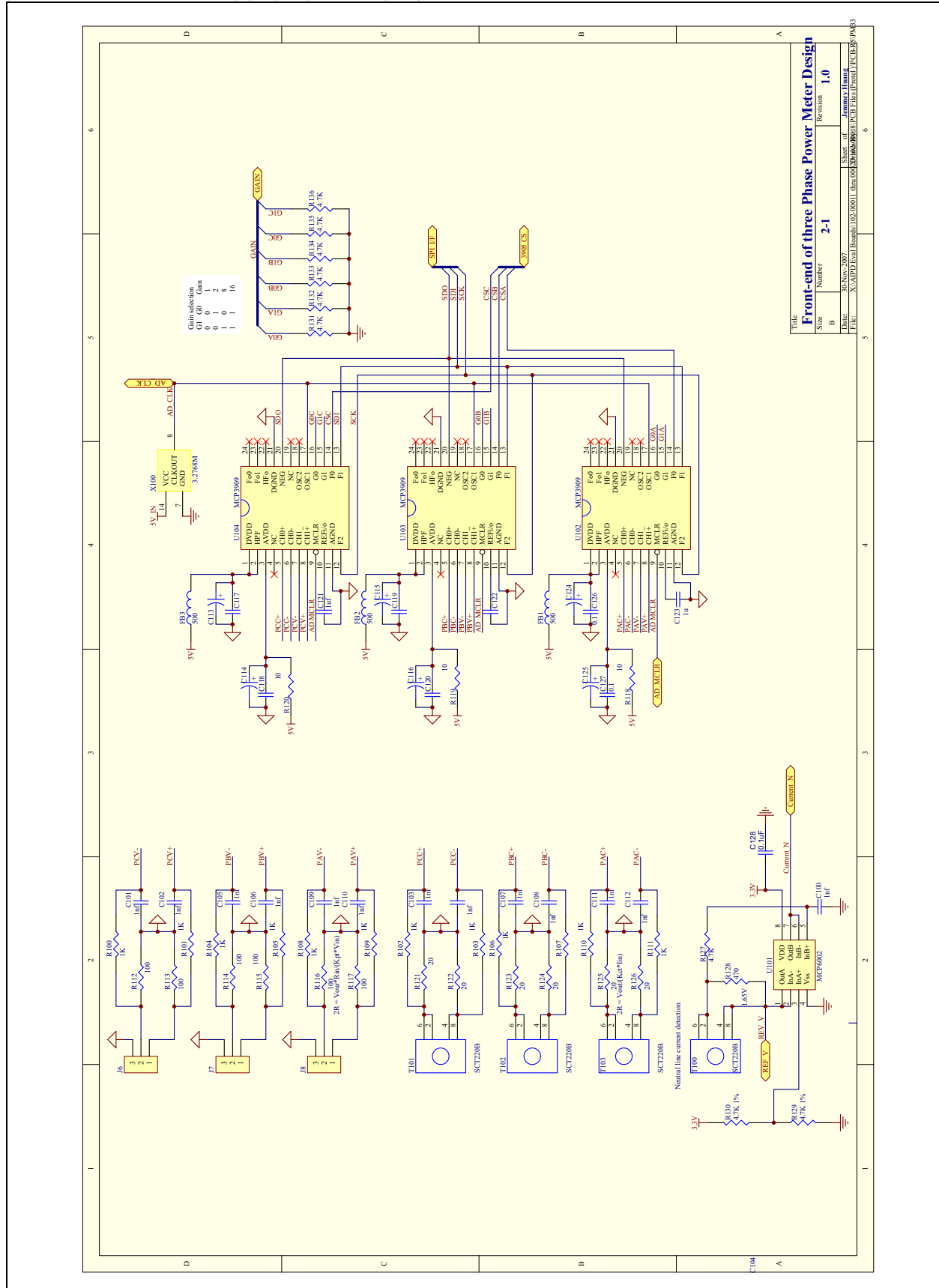


图 A-4: 主电路板原理图——第 2 页



图 A-5: 电源电路板布线——装配图

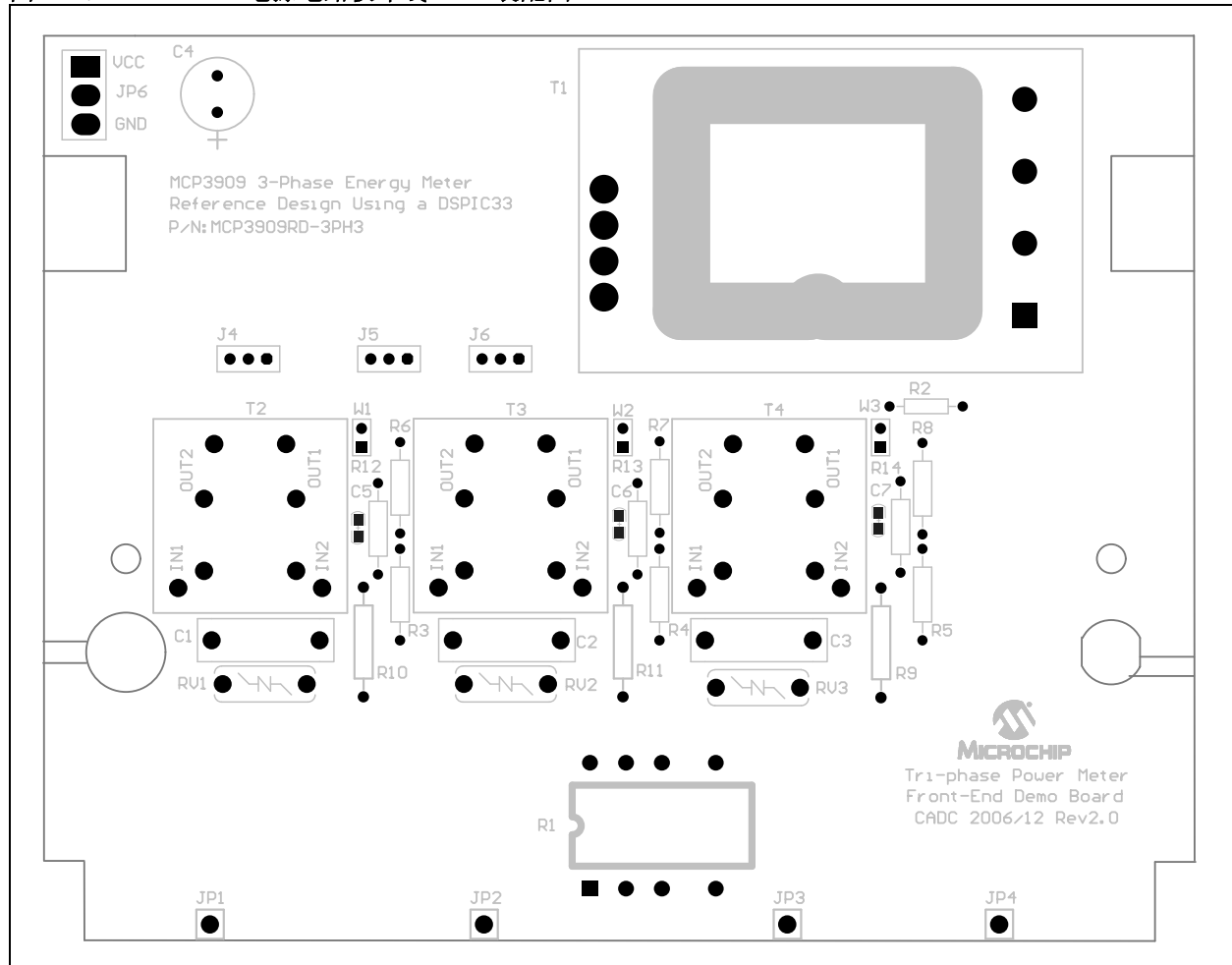


图 A-6: 电源电路板布线——复合图

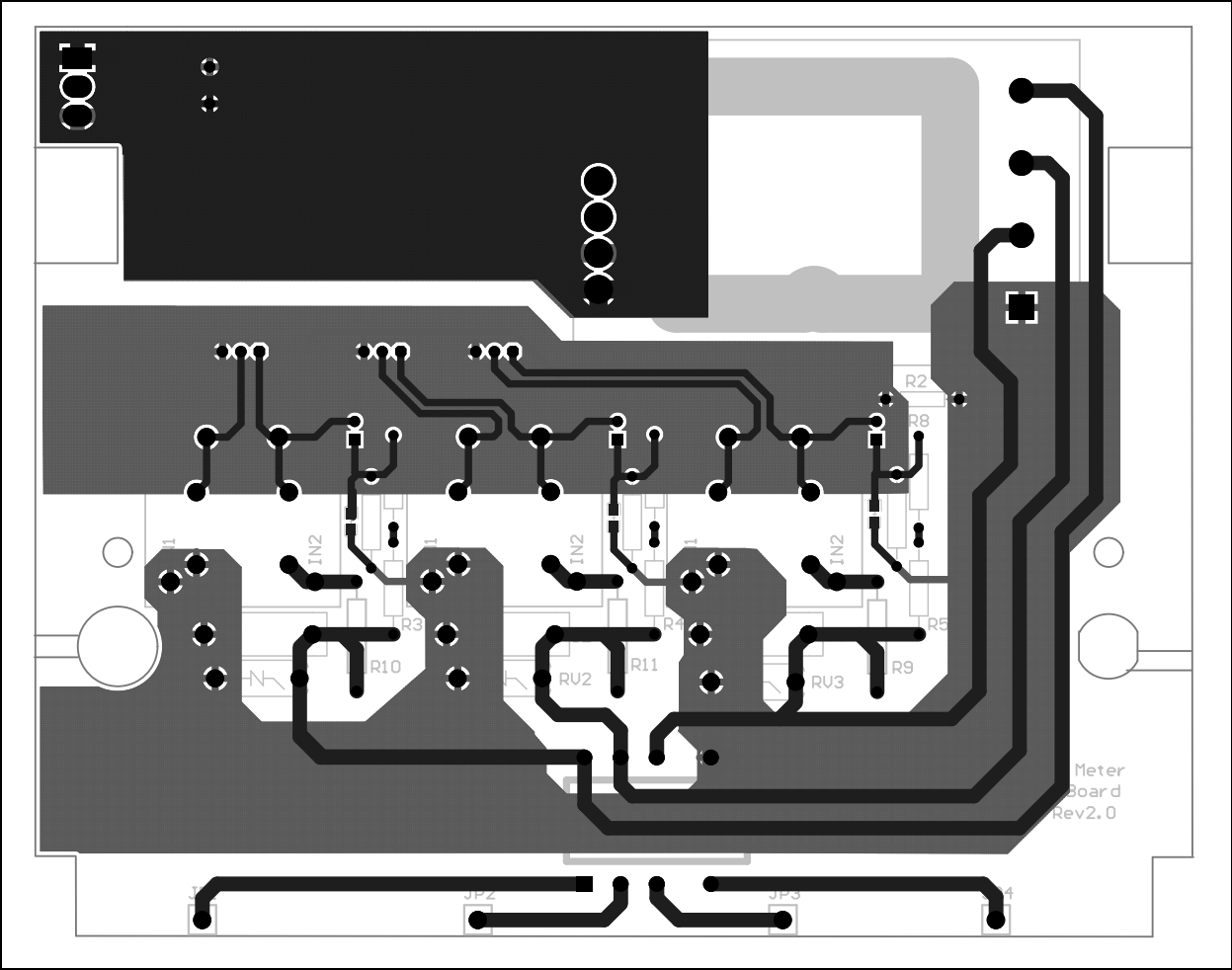


图 A-7: 主电路板布线 —— 装配图

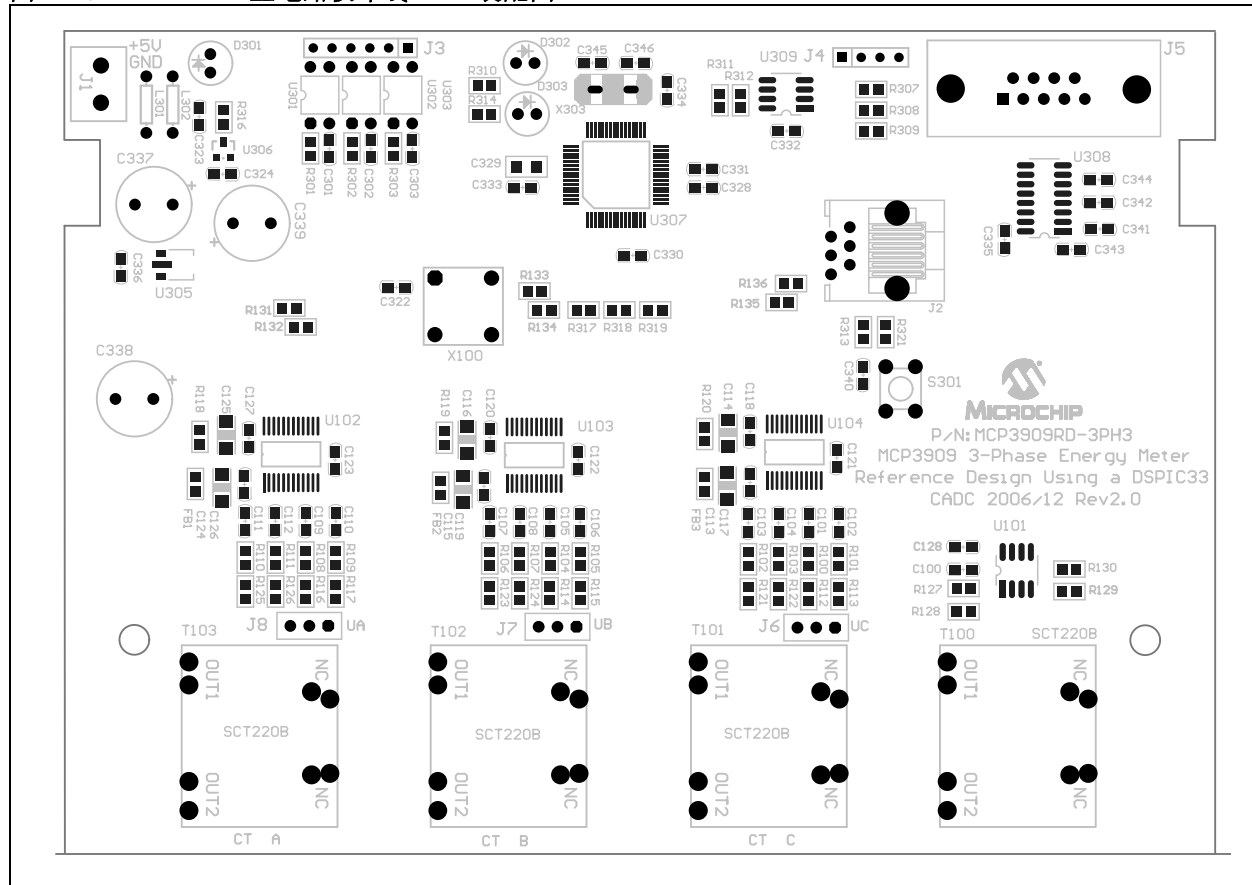
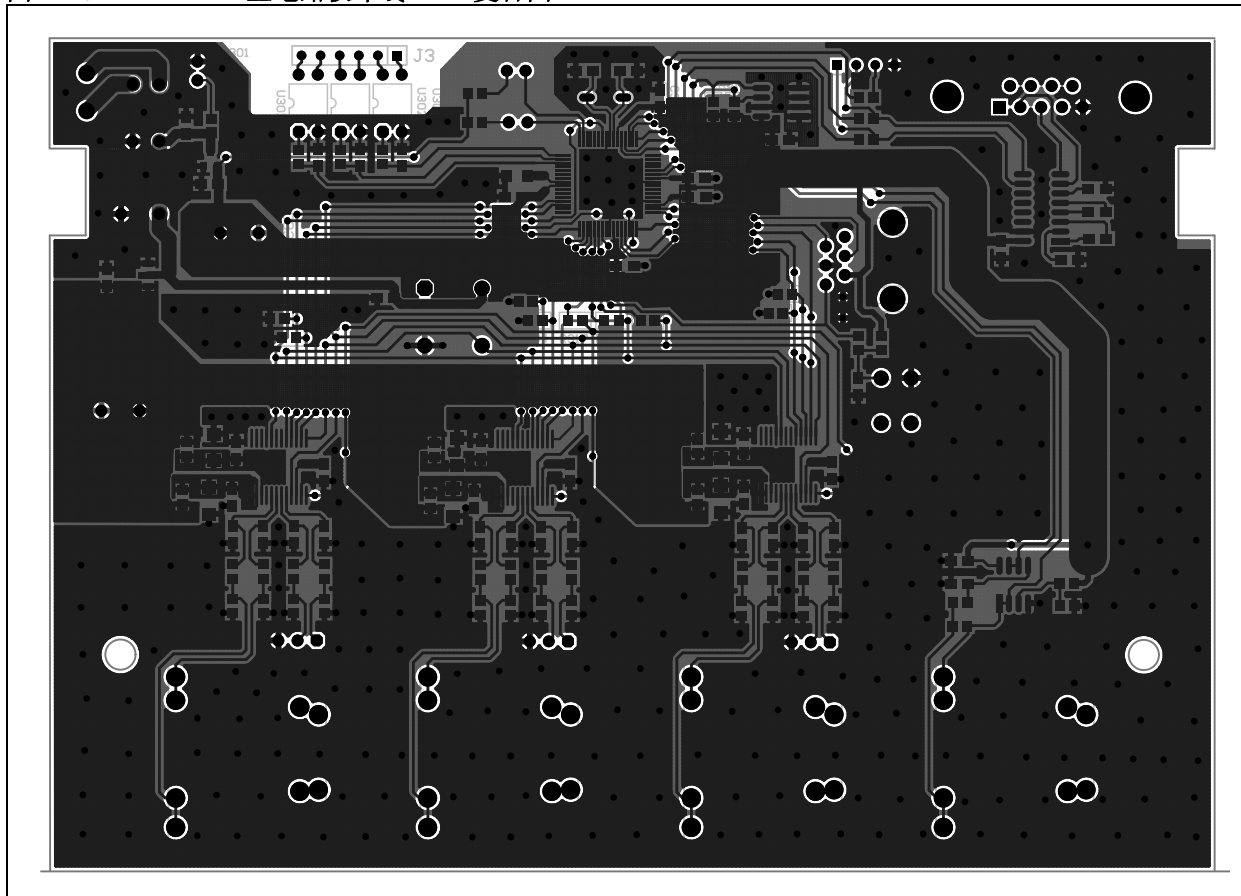


图 A-8: 主电路板布线 —— 复合图



附录 B 物料清单 (BOM)

表 B-1: 物料清单 —— 电源 (下层电路板)

数量	编号	说明	制造商	部件编号
3	C1, C2, C3	EMI 抑制电容, 0.1UF, 305VAC	EPCOS Inc	B32922A2104M
1	C4	铝电解电容, 470UF, 25V	Panasonic® - ECG	ECA-1EM471
3	C6, C12, C7	不要安装	—	—
3	J4, J5, J6	接头, 3POS .100 VERT TIN	Molex®/Waldom Electronics Corp	22-23-2031
4	JP1, JP2, JP3, JP4	红色单芯电子线, 18AWG	Alpha Wire Company	3055 RD005
4	JP1, JP2, JP3, JP4	环形接线端子, #6, 18-22AWG	Molex/Waldom Electronics Corp	19070-0040
1	JP6	接头, 3POS .156 VERT TIN	Molex/Waldom Electronics Corp	26-48-1035
1	JP6	连接器, 3POS .156 W/O RAMP	Molex/Waldom Electronics Corp	09-50-7031
3	JP6	接线端子插座, 18-24AWG TIN	Molex/Waldom Electronics Corp	08-50-0105
1	PCB	符合 RoHS 的裸 PCB, dsPIC33F 和 MCP3909 三相电表 (电源) 下层电路板。	Microchip Technology Inc.	104-00158
3	P4, P5, P6	连接器, 3POS .100 W/RAMP/RIB (连接到上层电路板)	Molex/Waldom Electronics Corp	22-01-3037
9	P4, P5, P6	压接端子插座, 22-30AWG TIN	Molex/Waldom Electronics Corp	08-65-0805
1	R1	T1 的一部分	Sanki	—
1	R2	不要安装	—	—
6	R3, R4, R5, R6, R7, R8	不要安装	—	—
3	R9, R10, R11	贴片金属膜电阻, 150KΩ, .50W 1%	Vishay®/Phoenix Passive Components	5033ED150K0F12AF5
3	R12, R13, R14	不要安装	—	—
3	RV1, RV2, RV3	RADIAL 压敏电阻, 300V, RMS, 14MM	EPCOS Inc	S14K300E2
1	T1	3P AC-DC 转换器, 220V - 12V/5V	Sanki	DB-12CY220
3	T2, T3, T4	2mA/2mA 电流互感器	Xinge	SPT204
3	W1, W2, W3	不要安装	—	—

注 1: 物料清单中所列元件均为 PCB 组装的代表性元器件。生产过程中使用的已发布 BOM 所采用的所有元器件均符合 RoHS。

MCP3909/dsPIC33F 三相电表参考设计

表 B-2: 物料清单 —— 顶层电路板

数量	编号	说明	制造商	部件编号
13	C100, C101, C102, C103, C104, C105, C106, C107, C108, C109, C110, C111, C112	陶瓷电容, 1000PF, 50V, X7R, 0805	Kemet® Electronics Corp	C0805C102K5RACTU
6	C113, C114, C115, C116, C124, C125	陶瓷电容, 10UF, 16V, X7R, 1206	Murata Electronics® 北美	GRM31CR71C106KAC7L
26	C117, C118, C119, C120, C126, C127, C128, C301, C302, C303, C322, C323, C324, C328, C330, C331, C332, C333, C334, C335, C336, C340, C341, C342, C343, C344	陶瓷电容, .1UF, 25V, X7R, 0805	Panasonic® - ECG	ECJ-2VB1E104K
4	C121, C122, C123, C329	陶瓷电容, 1.0UF, 10V, X7R, 0805	Kemet Electronics Corp	C0805C105K8RACTU
3	C337, C338, C339	铝电解电容, 470UF, 25V	Panasonic - ECG	ECA-1EM471
2	C345, C346	贴片式陶瓷电容, 22PF, 50V, 0805	Panasonic - ECG	ECJ-2VC1H220J
3	6" 电线 Thru CT	红色单芯电子线, 16AWG	Alpha Wire Company	3057 RD005
6	CT 接线端子	环形接线端子, #6, 18-22AWG	Molex/Waldom Electronics Corp	19070-0040
1	D301	铝砷化镓红色透明 LED, 3MM	LITE-ON INC	LTL-4266N
1	D302	绿色透明 LED, 3MM	LITE-ON INC	LTL-4,236N
1	D303	黄色透明 LED, 3MM	LITE-ON INC	LTL-4,256N
3	FB1, FB2, FB3	表面安装铁氧体磁珠	luying	STBL2012-121
1	J1	连接器, 3POS .156 W/O RAMP	Molex/Waldom Electronics Corp	09-50-7031
1	J1	接线端子插座, 18-24AWG TIN	Molex/Waldom Electronics Corp	08-50-0105
1	J1	红色单芯电子线, 22AWG	Alpha Wire Company	3051 RD005
1	J1	黑色单芯电子线, 22AWG	Alpha Wire Company	3051 BK005
1	J2	MOD 插座, 6-6 VERT, PCB, 50AU	Tyco Electronics/Amp	5520258-3
1	J3	接头, 6POS, 100 VERT TIN	Molex/Waldom Electronics Corp	22-27-2061
1	J4	接头, 4POS, 100 VERT TIN	Molex/Waldom Electronics Corp	22-27-2041
1	J5	DB9 立式插座	Tyco Electronics/Amp	747091-2
3	J6, J7 & J8	连接器, 3POS, .100 W/RAMP/RIB (连接到下层电路板上的 J4、J5 和 J6)	—	—
9	J6, J7 & J8	压接端子插座, 22-30AWG TIN	Molex/Waldom Electronics Corp	08-65-0805

注 1: 物料清单中所列元件均为 PCB 组装的代表性元器件。生产过程中使用的已发布 BOM 所采用的所有元器件均符合 RoHS。

物料清单 (BOM)

表 B-2: 物料清单——顶层电路板

数量	编号	说明	制造商	部件编号
3	J6,J7 & J8	绿色单芯电线, 22AWG	Alpha Wire Company	3051 GR005
3	J6,J7 & J8	红色单芯电线, 22AWG	Alpha Wire Company	3051 RD005
3	J6,J7 & J8	黑色单芯电线, 22AWG	Alpha Wire Company	3051 BK005
2	L301,L302	60Ω 磁珠	Jones	B60
1	PCB	符合 RoHS 的裸 PCB, dsPIC33F 和 MCP3909 三相电表 (电源) 下层电路板。	—	104-00159
17	R100, R101, R102, R103, R104, R105, R106, R107, R108, R109, R110, R111, R301, R302, R303, R311, R312	贴片电阻, 1.00KΩ, 1/8W, 1%, 0805	Panasonic - ECG	ERJ-6ENF1001V
12	R112, R113, R114, R115, R116, R117, R307, R308, R309, R317, R318, R319	贴片电阻, 100Ω, 1/8W, 1%, 0805	Panasonic - ECG	ERJ-6ENF1000V
3	R118, R119, R120	贴片电阻, 10.0Ω, 1/8W, 1%, 0805	Panasonic - ECG	ERJ-6ENF10R0V
6	R121, R122, R123, R124, R125, R126	贴片电阻, 20.0Ω, 1/8W, 1%, 0805	Panasonic - ECG	ERJ-6ENF20R0V
7	R127, R131, R132, R133, R134, R135, R136	贴片电阻, 4.7KΩ, 1/8W, 5%, 0805	Panasonic - ECG	ERJ-6GEYJ472V
4	R128, R310, R314, R316	贴片电阻, 470Ω, 1/8W, 5%, 0805	Panasonic - ECG	ERJ-6GEYJ471V
2	R129,R130	贴片电阻, 4.70KΩ, 1/8W, 1%, 0805	Yageo Corporation	9C08052A4701FKHFT
1	R313	贴片电阻, 510Ω, 1/8W, 5%, 0805	Panasonic - ECG	ERJ-6GEYJ511V
1	R321	贴片电阻, 10.0KΩ, 1/8W, 1%, 0805	Panasonic - ECG	ERJ-6ENF1002V
1	S301	瞬时接触开关, 6MM, 250GF	E-Switch	TL1105BF250Q
1	X100	3.2768 Mhz 晶振	Koan	DIP-8-3.2768M
1	X303	7.3728 Mhz 晶振	Koan	HC-49S-SMD-7.3728M
1	U305	2uA 低压差正电压稳压器	Microchip Technology Inc	MCP1701T-5002I/MB
1	U306	低静态电流 LDO	Microchip Technology Inc	MCP1700T-3302E/TT
1	U307	高性能、16 位数字信号控制器	Microchip Technology Inc	dsPIC33FJ128GP206
1	U308	IC, DRVR/RCVR, MULTCH, RS232, 16SOIC	Texas Instruments	MAX3232CDR
1	U309	4K, I2C™, 串行 EEPROM	Microchip Technology Inc	24LC04B-E/SN
3	U102, U103 U104	带 SPI 接口和有功率脉冲输出的电表 IC	Microchip Technology Inc	MCP3909-I/SS
1	U101	1MHz, 低功耗运放	Microchip Technology Inc	MCP6002-I/SN
3	T101 T102, T103	5A/5mA 电流互感器	Xinge	SCT954F
1	T100	不要安装	—	—

注 1: 物料清单中所列元件均为 PCB 组装的代表性元器件。生产过程中使用的已发布 BOM 所采用的所有元器件均符合 RoHS。

注:

附录 C 功率计算原理

C.1 概述

该 MCP3909/dsPIC33F 三相电表参考设计的独特之处在于所有计算均在频域内进行。这可通过使用高级 16 位 MCU dsPIC33F 的 DSP 引擎内核轻松实现。除了对所有输入通道测量结果执行离散傅立叶变换（DFT）外，还包括了一个额外的固件功能——准同步采样。

C.2 同步采样和准同步采样

本章讨论了准同步采样的基本原理和测量交流电气参数的相应方法。通常，测量电气参数时使用同步采样方法。该方法要求采样间隔和电网频率之间同步。对于这些类型的电表设计，使用外部硬件 PLL 电路跟踪电网频率，且 MCP3909 器件时钟自动更新以更改采样频率。由于 PLL 输出频率低于电网频率，所以系统中存在同步误差且很难实现完全同步采样。此外，由于电网中存在非正弦波，这可能会影响过零检测，情况严重时，可能导致 PLL 故障，阻止系统正常工作。

对于本文提及的 MCP3909/dsPIC33F 三相电表参考设计，dsPIC33F 器件执行额外的计算，而无需昂贵的外部 PLL 电路。该准同步采样方法在工程实践中很有优势，它实际是定期采样，而不与电网频率同步。因此，可省去过零检测和 PLL 电路以降低硬件复杂度。代价是增加了系统软件需求，这可使用强大的 dsPIC33F 器件轻松实现。

对于周期信号的 DFT 或 FFT 谐波分析，当满足每线路周期采样点数 $N > 2M$ 且实现了严格的同步采样时，傅立叶变换才能获得准确的频谱分析。（其中 M 是周期信号的最大谐波次数， N 是每线路周期的采样次数。）

如果 $N \leq 2M$ ，它将导致频谱混叠。此外，如果无法实现严格的同步采样，将发生频谱泄漏（栅栏效应）。然而，此处采用的准同步采样方法，无法保证采样间隔和采样信号周期之间的严格同步，但是可通过将采集到的数据进行后处理和迭代来克服。为了在测量基波和高次谐波时减少该问题导致的误差和获取更好的精度，在进行后期数据处理时将增加迭代次数以提高精度。

迭代可有效地减少同步误差对测量精度的影响，也是在稳态条件下实现精确测量频率和谐波的方法之一。

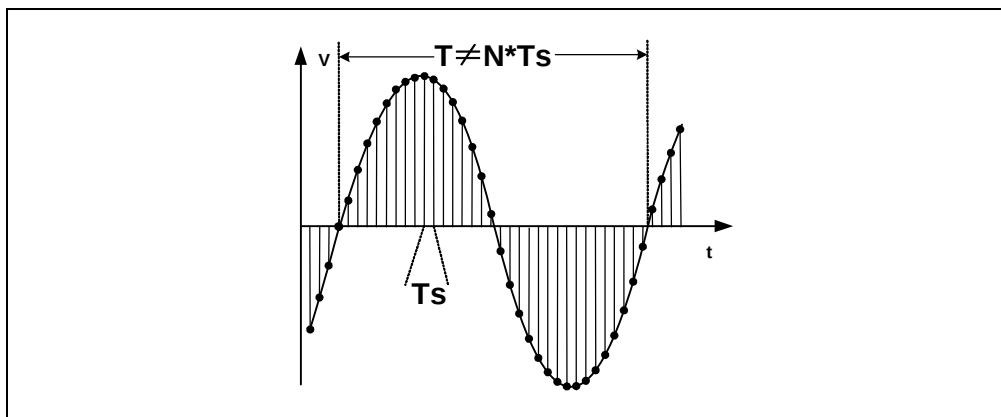


图 C-1: 准同步采样

C.2.1 准同步采样的基本思路

假设一个周期内周期信号的平均值为 $\overline{g(t)}$,

公式 C-1:

$$\overline{g(t)} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T g(t) dt = \frac{1}{T} \cdot \int_{T0}^{(T0+T)} g(t) dt$$

令 $t = x/\omega$, 则,

公式 C-2:

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

其中 $f(x) = g(x/\omega)$, 且周期为 2π 。

如果在采样频率偏差 Δ 存在时无法实现整周期采样, 那么:

公式 C-3:

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

从而得到:

公式 C-4:

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

$F^1(\alpha)$ 的值是 α 的函数并且也是以 2π 为周期的函数。非同步采样误差 $E = \overline{f(x)} - F^1(\alpha)$ 。

由于 $F^1(\alpha)$ 是以 2π 为其周期的函数, 可在 $0-2\pi$ 范围内通过积分求平均值, 且可推导出 $\overline{f(x)} = F^1(\alpha)$ 。

假设积分起点为 β ，那么：

公式 C-5:

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

同样，因为不可能实现整周期内的严格积分，所以：

公式 C-6:

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

同样，上述等式的积分值与 β 相关，并且以 2π 为周期，表示为 $F^2(\beta)$ 。在不影响理解的情况下，我们将 $F^1(\alpha)$ 和 $F^2(\beta)$ 分别写作 $F^1(x)$ 和 $F^2(x)$ ，从而可以得到如下的一个递推公式：

公式 C-7:

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

可以证明，

公式 C-8:

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

在实际应用中，必须采样连续的模拟信号并将得到的数据使用离散算法处理。上述的准同步递归过程可表述如下：

对于公式 C-4，积分区间 $[x_0, x_0 + n \times (2\pi + \Delta)]$ 的宽度为 $n \times (2\pi + \Delta)$ ，可等分为 $n \times N$ 个部分，从而得到 $n \times N + 1$ 个采样数据 $f(x_i)$ ($i=0,1,\dots,n \times N$)，且我们可进行如下迭代：

第一次迭代:

$$F_0^1 = \frac{1}{N} \cdot \sum_{i=0}^N \rho_i \cdot f(x_i)$$

$$F_1^1 = \frac{1}{N+1} \cdot \sum_{i=1}^{N+1} \rho_i \cdot f(x_i)$$

...

$$F_{(n-1) \times N}^1 = \frac{1}{N \times n} \cdot \sum_{i=(n-1) \times N}^{N \times n} \rho_i \cdot f(x_i)$$

第二次迭代:

$$F_0^2 = \frac{1}{N} \cdot \sum_{i=0}^N \rho_i \cdot F_i^1$$

$$F_1^2 = \frac{1}{N+1} \cdot \sum_{i=1}^{N+1} \rho_i \cdot F_i^1$$

...

$$F_{(n-2) \times N}^2 = \frac{1}{N \times (n-1)} \cdot \sum_{i=(n-2) \times N}^{N \times (n-1)} \rho_i \cdot F_i^1$$

第三次迭代:

$$F_0^3 = \frac{I}{N} \cdot \sum_{i=0}^N \rho_i \cdot F_i^2$$

$$F_1^3 = \frac{I}{N+1} \cdot \sum_{i=1}^{N+1} \rho_i \cdot F_i^2$$

...

$$F_{(n-3) \times N}^3 = \frac{I}{N \times (n-2)} \cdot \sum_{i=(n-3) \times N}^{N \times (n-2)} \rho_i \cdot F_i^2$$

...

第 N 次迭代:

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

其中 ρ_i 为权重系数，由数字求积公式决定。通常在准同步采样中使用复化矩形求积算法或复化梯形求积算法。

图 C-2 显示了 3 周期迭代过程。

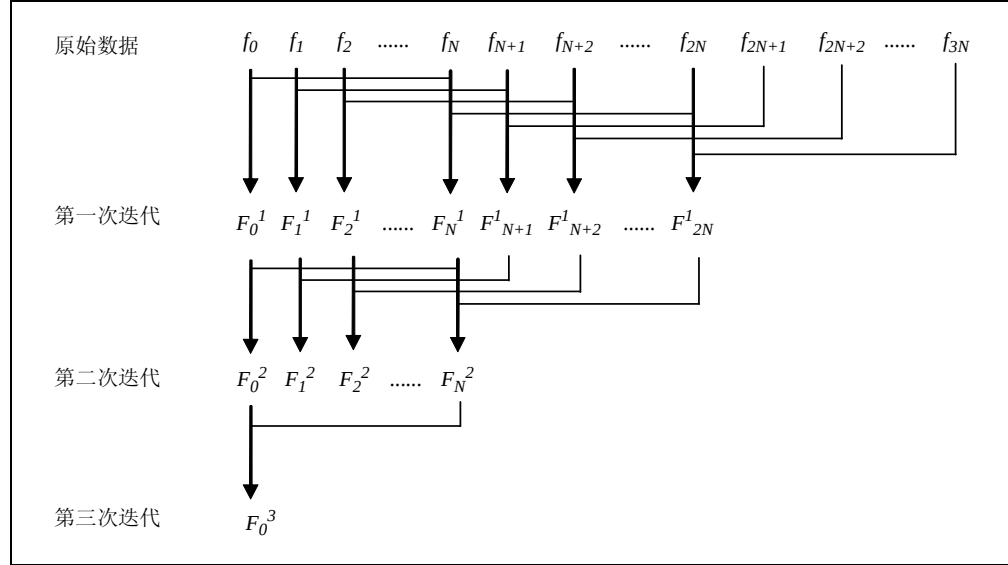


图 C-2: 3 周期迭代过程

在实际应用中，频率偏差 Δ 通常很小，通常通过 3-5 次的迭代即能获得好结果。

如上文所述，迭代过程会得到一组权重系数 η_i ，称为准同步算法的权重系数，可从数值求积公式中推导出。公式 C-9 显示了迭代结果和原始数据之间的关系。

公式 C-9:

$$\begin{aligned} F_0^n &= \frac{I}{n \times N} \cdot \sum_{i=0}^{n \times N} \eta_i \cdot f(x_i) \\ &= \frac{I}{N^n} \cdot \sum_{i=0}^{n \times N} \eta_i \cdot f(x_i) \\ &= \sum_{i=0}^{n \times N} R_i \cdot f(x_i) \end{aligned}$$

其中：

公式 C-10:

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

公式 C-10 称为准同步窗函数。确定采样点、迭代数和数值求积方法后，准同步窗函数的系数将变得明确，并且可提前建立一个准同步窗函数序列。

采用准同步窗函数进行原始数据的加权过程相当于执行一次数据同步，并且算法的实现也非常简单，只需将原始数据和准同步窗函数序列相乘。处理后，新周期信号将会具有与原始数据相同的周期和频率分量，并且新信号的同步误差变得更小。

图 C-3 为准同步采样窗函数的时域特性和数据处理的示意图。在图 C-3 中，红色曲线为窗函数的特性曲线，蓝色曲线为输入信号，绿色曲线为输出信号。

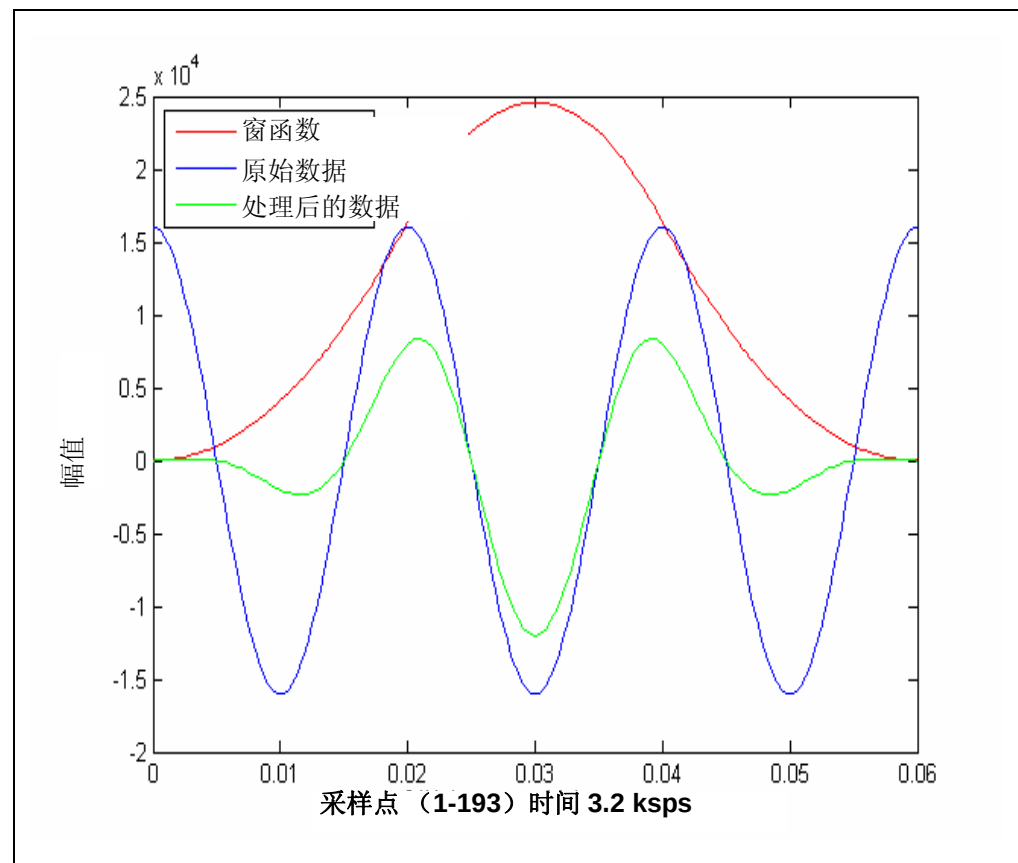


图 C-3: 准同步窗函数特性曲线和数据处理

C.3 准同步采样的谐波分析算法

周期信号可以表示为三角傅立叶级数或指数傅立叶级数。周期为 T 的周期信号可表示为：

公式 C-11:

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} (\alpha_k \cos(k \cdot \omega \cdot t) + \beta_k \sin(k \cdot \omega \cdot t))$$

其中：

公式 C-12:

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

公式 C-13:

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

或者表示为：

公式 C-14:

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

其中 a_k 、 b_k 、 c_k 和 φ_k 之间的关系为：

公式 C-15:

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

公式 C-16:

$$\varphi_k = \operatorname{atan} \frac{a_k}{b_k}$$

公式 C-17:

$$a_k = c_k \sin \varphi_k$$

公式 C-18:

$$b_k = c_k \cos \varphi_k$$

令 $g(t) = f(t) \cdot \cos(K \cdot \omega \cdot t)$ ，从而可证明 $g(t)$ 也是周期为 T 的周期函数。对 $g(t)$ 在 $[0 \sim T]$ 内求平均值，可得：

公式 C-19:

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

所以 $a_k = 2 \times \overline{g(t)}$ 。因此，只要计算出 $\overline{g(t)}$ ，即可得到 a_k 。

公式 C-20:

$$\begin{aligned} a_k &= 2\overline{g(t)} = \frac{2}{N^n} \cdot \sum_{i=0}^{n \times N} \eta_i \cdot g_i \\ &= \frac{2}{N^n} \cdot \sum_{i=0}^{n \times N} \eta_i \cdot f_i \cdot \cos\left(k \cdot \frac{2\pi}{N} \cdot i\right) \end{aligned}$$

公式 C-21:

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

其中 N 、 n 和 η_i 为常量。因此，公式可写为：

公式 C-22:

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

公式 C-23:

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

其中：

公式 C-24:

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

C.4 使用准同步采样算法测量电压 / 电流 RMS 值和功率

根据公式 C-11，周期电压可表示为：

公式 C-25:

$$U(t) = \frac{U_a0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} (u_{ak} \cos(k \cdot \omega \cdot t) + u_{bk} \sin(k \cdot \omega \cdot t))$$

因此，基波电压和各次谐波电压可表示为：

公式 C-26:

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

根据公式 C-25，基波电压和各次谐波电压也可表示为：

公式 C-27:

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

其中：

公式 C-28:

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

公式 C-29:

$$\varphi_{uk} = \operatorname{atan} \frac{u_{ak}}{u_{bk}}$$

公式 C-31 显示了各次谐波电压 RMS 值，公式 C-29 显示了其初始相位角。

公式 C-30:

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

u_{ak} 、 u_{bk} 和 U_k 之间的关系式可表示为：

公式 C-31:

$$u_{ak} = \sqrt{2} \cdot U_k \cdot \sin \phi_{uk}$$

公式 C-32:

$$u_{bk} = \sqrt{2} \cdot U_k \cdot \cos \phi_{uk}$$

总有效电压可表示为：

公式 C-33:

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

同样，基波电流和各次谐波电流的有效值和初始相位角可表示为：

公式 C-34:

$$I_k = \frac{I}{\sqrt{2}} \cdot i_{ck} = \sqrt{\frac{i_{ak}^2 + i_{bk}^2}{2}}$$

公式 C-35:

$$\phi_{ik} = \operatorname{atan} \frac{i_{ak}}{i_{bk}}$$

i_{ak} 、 i_{bk} 和 I_k 之间的关系式可表示为：

公式 C-36:

$$i_{ak} = \sqrt{2} \cdot I_k \cdot \sin \phi_{ik}$$

公式 C-37:

$$i_{bk} = \sqrt{2} \cdot I_k \cdot \cos \phi_{ik}$$

总电流 RMS 可表示为：

公式 C-38:

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

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：

公式 C-39:

$$\begin{aligned} P_k &= U_k I_k \cos(\varphi_{uk} - \varphi_{ik}) \\ &= \frac{1}{2} \cdot U_k I_k (\sin \varphi_{uk} \sin \varphi_{ik} + \cos \varphi_{uk} \cos \varphi_{ik}) \end{aligned}$$

公式 C-40:

$$\begin{aligned} Q_k &= U_k I_k \sin(\varphi_{uk} - \varphi_{ik}) \\ &= \frac{1}{2} \cdot U_k I_k (\sin \varphi_{uk} \cos \varphi_{ik} - \cos \varphi_{uk} \sin \varphi_{ik}) \end{aligned}$$

将公式 C-31、C-32、C-33 和 C-37 代入公式 C-39 和 C-40，各次谐波分量的功率可通过以下公式获得：

公式 C-41:

$$P_k = \frac{1}{2} \cdot (u_{ak} i_{ak} + u_{bk} i_{ik})$$

公式 C-42:

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

总有功功率和无功功率可表示为：

公式 C-43:

$$P_{total} = \sum_{k=0}^{\infty} P_k$$

公式 C-44:

$$Q_{total} = \sum_{k=0}^{\infty} Q_k$$

C.5 测量频率

测量频率的方法有许多种，最常用的方法为对信号周期计数。在该方法中，每检测到过零点，计数器就递增。根据该计数，可测量出周期宽度。如果过零点精确且计数器精度足够高，周期计数可能是一个简单而实用的方法。但是如果输入信号有较大的谐波分量，导致过零点附近失真，那么该方法将产生较大的误差。

另一种方法是分析和处理采样数据并计算频率。分析可在时域内执行，如数字微分 ND 和插值法；或可在 DFT 变换后在频域内执行，如重心法、频谱细化法和相位差法，而其中相位差法最常用。该方法对过零点附近的信号失真不敏感。

相位差法的基本思路为：如果已知要测信号频率的大概范围，那么可假设一个接近实际频率的频率，然后根据假设的频率得到一组采样。在采样数据中，可测量出第一个周期和后续第 N 个周期的相位并计算出它们之间的差。然后，相位差可用于计算实际频率和假设频率之间的差，从而计算出实际频率。

如果要测量的频率 f_0 已知为一个明确的值 f ，即 $f_0 = f + \Delta f$ ， $\Delta f \ll f$ ，然后根据公式 C-27，基波信号可表示为：

公式 C-45:

$$U_I(t) = u_{cI} \sin(\omega \cdot t + \varphi_{uI}) = u_{cI} \sin(2\pi f_0 t + \varphi_{uI})$$

如果：

公式 C-46:

$$T = \frac{1}{f}$$

公式 C-47:

$$\begin{aligned} u_a &= \frac{2}{T} \cdot \int_0^T U_I(t) \cos(\omega t) dt \\ &= \frac{2}{T} \cdot \int_0^T u_{cI} \sin(2\pi f_0 t + \varphi_{uI}) \cos(2\pi f t) dt \end{aligned}$$

公式 C-48:

$$\begin{aligned} u_b &= \frac{2}{T} \cdot \int_0^T U_I(t) \sin(\omega t) dt \\ &= \frac{2}{T} \cdot \int_0^T u_{cI} \sin(2\pi f_0 t + \varphi_{uI}) \sin(2\pi f t) dt \end{aligned}$$

我们得到:

公式 C-49:

$$u_a = \frac{2u_{cl}}{T} \cdot \frac{(f + \Delta f) \cdot \sin(\varphi_{u1}) \cdot \sin\left(\frac{\pi \Delta f}{f}\right)}{\pi \cdot (2f + \Delta f) \cdot \Delta f}$$

公式 C-50:

$$u_b = \frac{2u_{cl}}{T} \cdot \frac{f \cdot \cos(\varphi_{u1}) \cdot \sin\left(\frac{\pi \Delta f}{f}\right)}{\pi \cdot (2f + \Delta f) \cdot \Delta f}$$

由于 $\Delta f \ll f$, 根据公式 C-49 和 C-50, 可得:

公式 C-51:

$$\frac{u_a}{u_b} \approx \frac{\sin(\varphi_{u1})}{\cos(\varphi_{u1})}$$

因此,

公式 C-52:

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

假设在第 1 个周期内测量的信号初始相位角为 φ_1 且在第 N 个周期内的为 φ_N , 那么实际频率和假设频率的差为:

公式 C-53:

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

C.6 提高准同步采样算法的测量精度

当使用准同步采样方法进行谐波分析以及功率、电压和电流的计算时，对算法和补偿有严格的限制（即频率偏移量不得超过中心频率的 1%）。频率偏移量越小，结果精度越高。如果无法满足该条件，则无法保证测量精度。图 C-4 显示了使用 3 次迭代的准同步算法，输入信号范围为 47.5 Hz 至 52.5 Hz。该算法用于计算有功功率、无功功率以及电流和电压的相对误差。图 C-4 显示了当频率在 47.5 Hz 至 52.5 Hz 范围内时算法运算良好。随着频率偏离范围，误差将显著增加。因此，需要改进该算法以具有更宽松的限制，从而适应更多的应用。

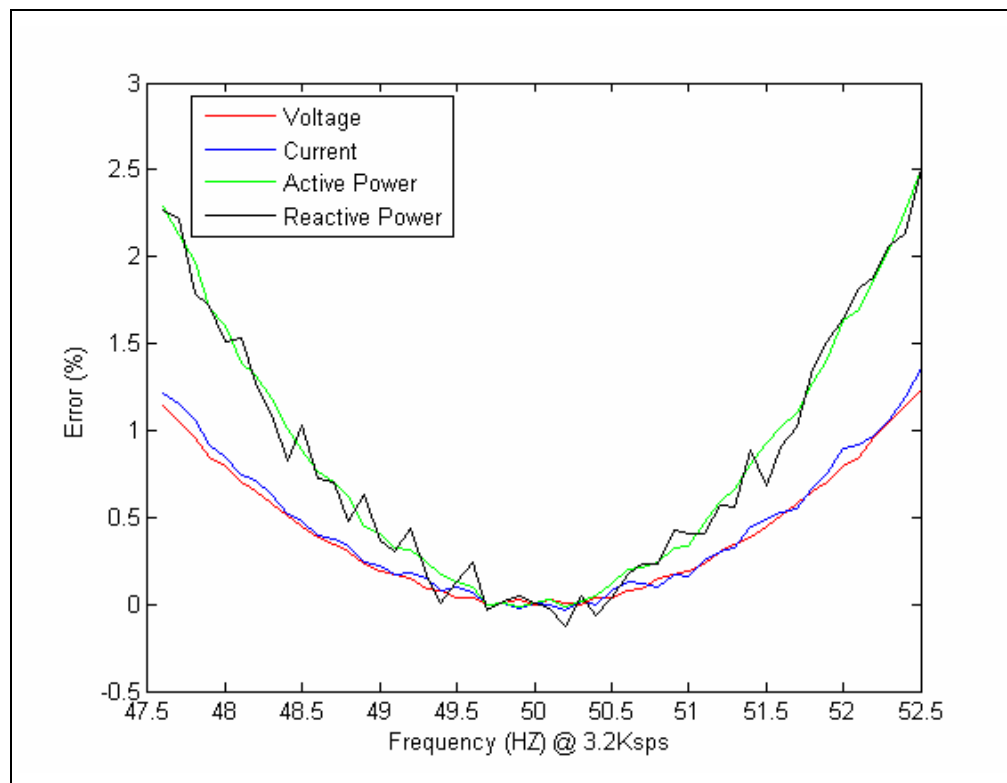


图 C-4: 3 次迭代的准同步算法误差分析

准同步采样算法在进行频率测量时具有相对高的精度并且误差小于 0.005 Hz。如果要测量的频率范围可分割，使频率输入最接近整周期点，并使用相应的准同步窗函数和正弦 / 余弦表进行处理，那么该算法可用于更大频率范围。

图 C-5 为改进的 3 次迭代准同步算法在 3.2 ksps 时的误差分析。它显示了当输入信号频率在 47.5 Hz 至 52.5 Hz 范围内时，每个结果的相对误差可得到良好控制。

图 C-5 清楚地表明整个频率范围内的电流、电压、有功功率和无功功率的相对误差小于 0.08%。此外，当输入频率接近整周期频率时（52.459 Hz、51.613 Hz、50.794 Hz、50.0 Hz、49.231 Hz、48.485 Hz 和 47.761 Hz），计算误差最小（<0.01%）。当输入频率偏离整周期频率时，计算误差快速增大。由于计算误差与频

率相对于整频率点的偏移有关，因此可校正频率偏移导致的计算误差。图 C-6 为使用简单的抛物线插值进行频率偏移校正后的误差分析。校正后，显示的所有参数计算误差均小于 0.015%。

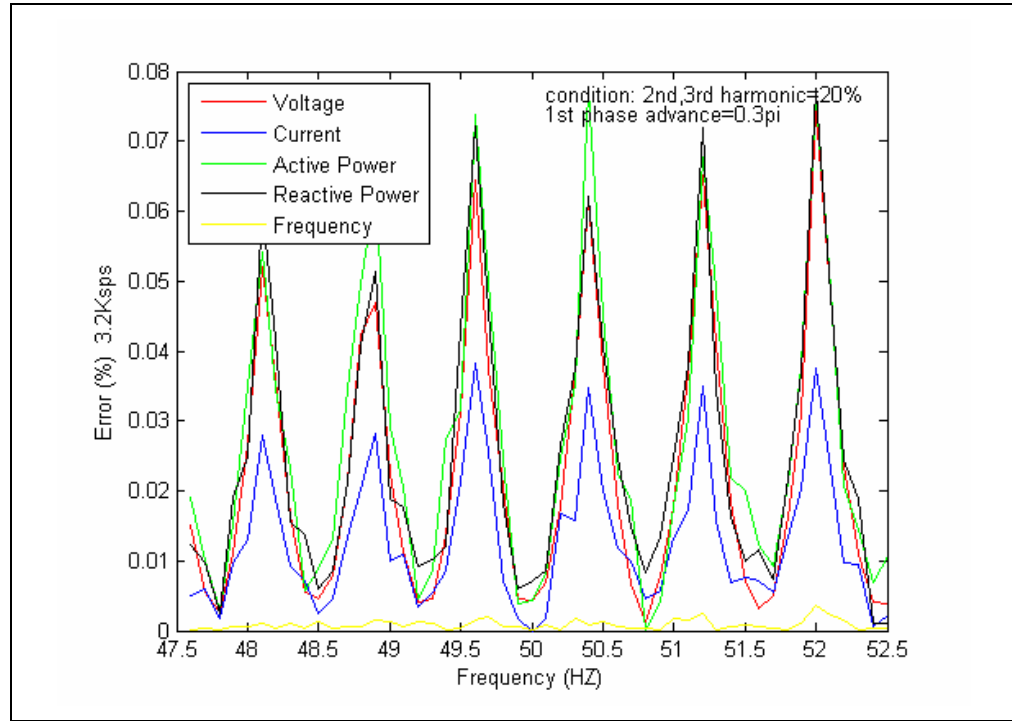


图 C-5: 使用 3 次迭代的改进后准同步计算的误差分析

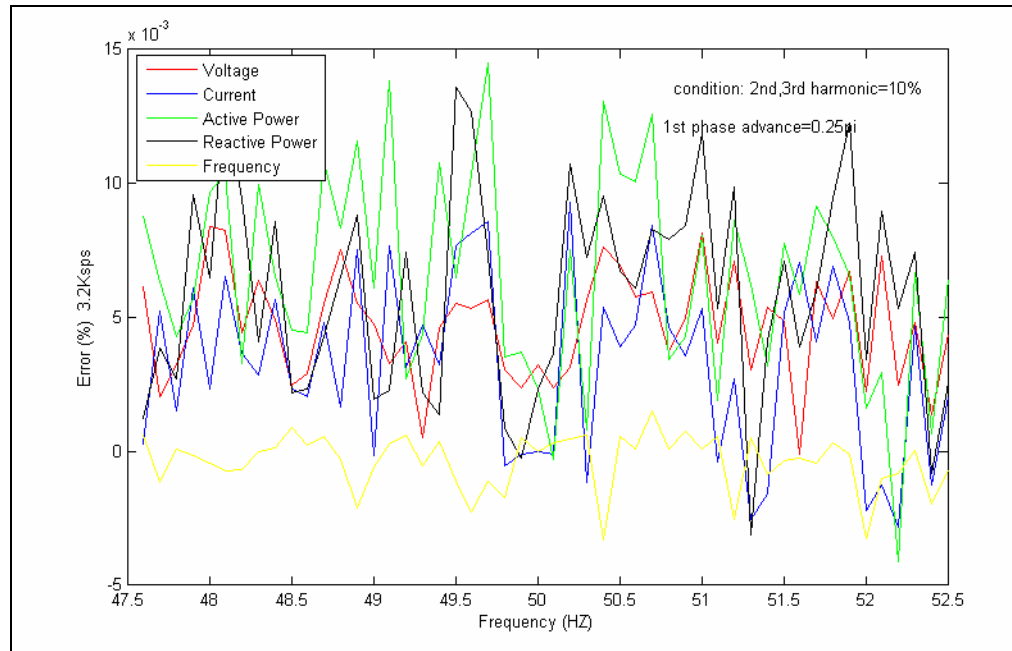


图 C-6: 频率偏移补偿后的计算误差分析

C.7 测量次级参数

电压和电流的 RMS 值、有功功率、无功功率和频率等参数的测量方法已在前面章节中进行了说明。这些均是需要根据原始数据计算出的初级参数。另有一些参数为次级参数，如每个相的功率因数、总无功功率、总有功功率、总功率因数、谐波分量和累积电能。它们可由初级参数间接得出。

本节将讨论次级参数的测量。

C.7.0.1 总有功功率和总无功功率

对于三相四线系统，3 相总有功功率和无功功率为每相功率的总和，可分别表示为：

公式 C-54:

$$P = P_A + P_B + P_C$$

公式 C-55:

$$Q = Q_A + Q_B + Q_C$$

C.8 每相的视在功率和总视在功率

视在功率定义为：

公式 C-56:

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

C.9 每相的功率因数和总功率因数

功率因数定义为有功功率与视在功率之比。定义可表示为公式 C-57:

公式 C-57:

$$PF = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2}}$$

C.10 有功电能和无功电能

有功电能定义为有功功率对时间的积分，为：

公式 C-58:

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

在本设计中，有功电能可由每次采样的电压和电流相乘得到。在每次功率测量完成后补偿相位角差。

对于无功功率，可通过测量平均功率和计算 2 次测量的时间间隔计算出该时间内的累积无功电能。

公式 C-59:

$$V_r = \int_0^T Q(t) dt$$

C.11 正反向有功电能、正反向无功电能和四象限无功电能

在测量平面上，水平轴表示电压向量 **U**（固定在水平轴上）。瞬时电流向量用于表示电能输送，且与向量 **U** 之间的相位角为 ϕ 。 ϕ 逆时针为正。电能交换可定义为以下四种情况：

- I 象限 ($P>0$, $Q>0$)：同时送出有功电能和无功电能；
 - II 象限 ($P<0$, $Q>0$)：送入有功电能而送出无功电能；
 - III 象限 ($P<0$, $Q<0$)：送入有功电能而吸收无功电能；
 - IV 象限 ($P>0$, $Q<0$)：送出有功电能而吸收无功电能；
1. **正向有功电能和反向有功电能：**累积的有功电能可根据有功电流的方向定义为正向和反向有功电能。当有功电流方向为正（从电网到负载），有功电能为正（其中有功功率 $P>0$ ，对应于 I 和 IV 象限，这意味着负载从电网吸收电能）。当电流从负载流向电网时，它被定义为反向有功电能（其中有功功率 $P<0$ ，对应于 II 和 III 象限，这意味着向电网供电）。通常，仅将正向有功电能计入有功电能，而实际上，根据需要也可能将反向有功电能考虑进去。
 2. **正向无功电能和反向无功电能：**如果无功功率 $Q>0$ （对应于 I 和 II 象限），这意味着电网正在向负载提供无功电能，所以电能被定义为正无功电能。当无功功率 $Q<0$ （对应于 III 和 IV 象限），这意味着负载正在向电网提供无功电能，所以此时的电能被定义为反向无功电能。

3. **四象限无功电能：**用正向无功电能和反向无功电能计量无功电能不能真实地反映无功电能的状态，而四象限无功电能计量给出了电能交换的真实写照。四象限中的无功电能表示四种不同的无功电能（见图 C-7）。无功电能的计算取决于它位于的象限。

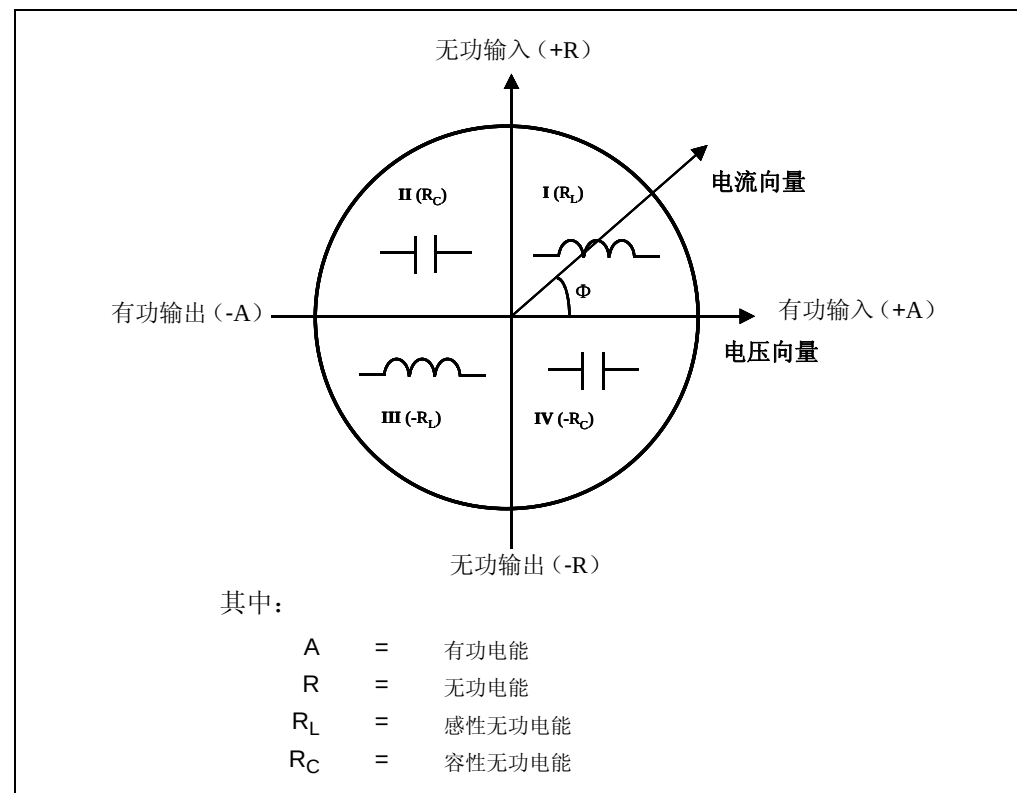


图 C-7: 用于测量电能的四象限定义

C.12 电流 / 电压谐波分量和总谐波失真

在第 C.3 节“准同步采样的谐波分析算法”中，我们讨论了各次谐波的电流和电压信号的测量。用 3 个参数来显示失真波偏离正弦波的程度：谐波含量、总谐波失真和 k 次谐波比。术语谐波含量是指所有谐波有效值平方相加后开方的值，定义为：

公式 C-60:

$$U_H = \sqrt{\sum_{k=2}^N U_k^2}$$

谐波的总电压失真比为谐波含量与基波的百分比，定义为：

公式 C-61:

$$THD_U = \frac{U_H}{U_I} \times 100\% \sqrt{\sum_{k=2}^N (THD_{Uk})^2}$$

电压的 k 次谐波比为 k 次谐波与基波的百分比，定义为：

公式 C-62:

$$THD_{Uk} = \frac{U_k}{U_I} \times 100\%$$

同理，可得出电流的各次谐波和总失真比。

C.13 比差和相位滞后补偿

电流互感器（CT）的误差为复数，通常通过两个正交的电误差（f）和相位滞后（δ）表示。

公式 C-63:

$$\varepsilon = f + j \cdot \delta$$

电误差，也称为比差，写成百分比形式为：

公式 C-64:

$$f = 100 \frac{(K_n I_2 - I_1)}{I_1}$$

其中：

- K_n = 额定电比
 I_1 = 初级电
 I_2 = 在测试条件下通过 I_1 的次级电

相位滞后，也被称为角差，是初级电向量和次级电向量之间的相位差，以“分”为单位。

不同的电互感器具有不同的误差。电互感器根据它们的误差大小分为不同精度等级。互感器的精度等级通过给定额定电允许的最大比差百分比进行标称。

表 C-1 列出了电互感器的精度等级和对应的误差限制。

表 C-1: 电互感器的精度等级和误差限制

精度等级	比差 ± (%)					相位滞后									
	额定电流 (%)					± (%)					± (Grad)				
						额定电流 (%)					额定电流 (%)				
	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 (%)					相位差									
	50		120												
3	3		3			等级 3 和等级 5 的相位差未指定。									
5	5		5												

C.14 误差和电流之间的关系

如果给定负载和频率，对于未补偿电流互感器，当初级电流从额定值减小时，比差和角差绝对值将增大。原因是随着次级电流的减小，铁芯的磁导率 μ 呈非线性变化，导致了磁场安匝减少。

图 C-8 为 CT 的负载电流和相位滞后的典型曲线。通常，当负载电流较小时，输出信号的相位滞后较大，且以一个较快的速度增长。

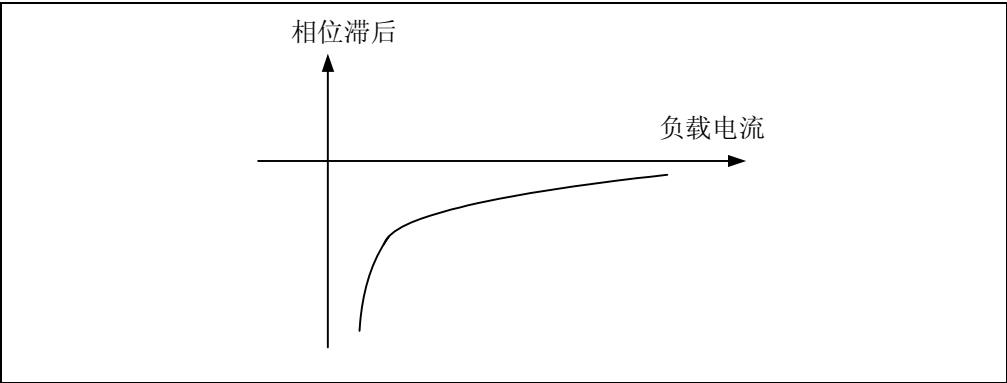


图 C-8: 负载电流——CT 相位滞后

C.15 比差补偿

由于采样电路（包含 CT 和后端分流电阻）和 ADC 电路存在非线性和不一致性，故很有必要对系统进行比差补偿。图 C-9 为电压和电流通道的传输链路。

比差补偿非常简单。方法是在一定的输入条件下，将测量值与实际输入值进行比较并获取一个校正系数。

公式 C-65:

$$\text{校正系数} = \text{校正前的系数} \times \frac{\text{校正值}}{\text{测量值}}$$

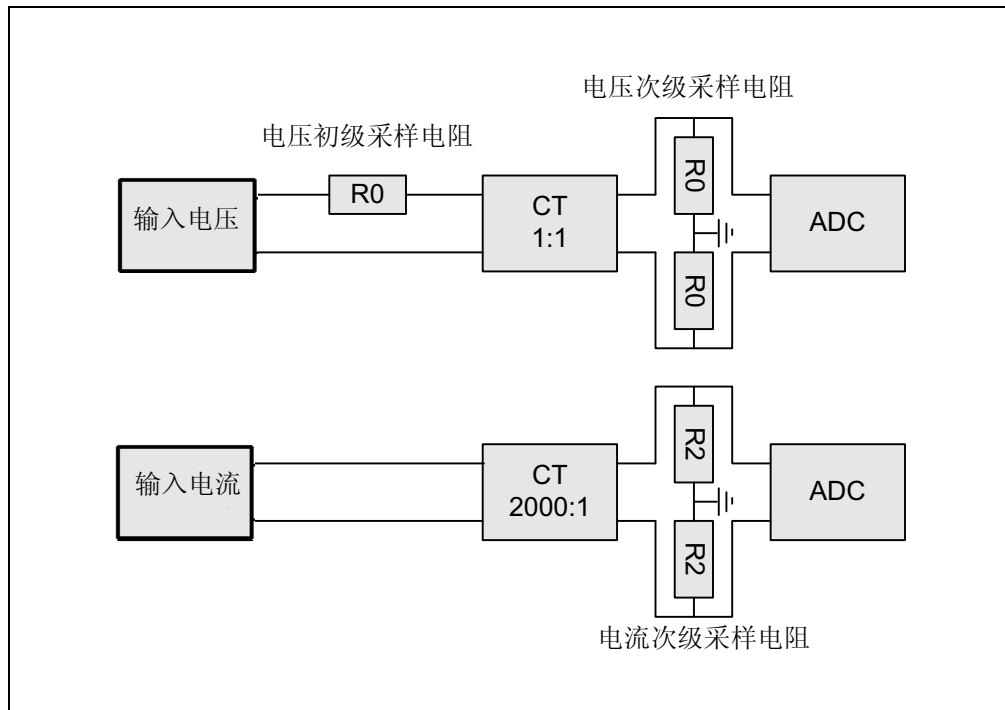


图 C-9: 采样电路和 ADC 引起的误差

由于电流的动态范围大，对于一个需要高精度的电表（0.2s 和 0.5s）来说，需要使用多点校正方法来满足满量程范围的输入要求。MCP3909 器件的电流通道包含可调增益放大器。比差必须针对不同的放大倍数重新校准，但在相同的放大条件下仅需要校准一次。

C.16 相位滞后补偿

CT 的相位滞后对 RMS 电流 / 电压和视在功率的计量没有影响，但将影响功率的计量，因为相位滞后将改变输入电流和电压之间的相位关系。这将导致计算有功功率与计算无功功率产生偏差。

图 C-10 显示了在感性和容性负载下互感器的相位滞后如何影响测量结果。我们假设 CT 的输出与输入电压无相位滞后，而 CT 与输入信号具有相位滞后。对于感性负载，由于 CT 引起的相位滞后，使得电压和电流之间的相位角增大，导致测量的有功功率减小，无功功率增大。而对于容性负载，由于 CT 引起的相位滞后，使得电压和电流之间的相位角减小，导致测量的无功功率减小，有功功率增大。

有许多方法可用于相位滞后补偿。在本设计中，采用结果校正方法。在计算出有功功率和无功功率后，使用一个系数进行补偿，该过程需要的计算量很小。

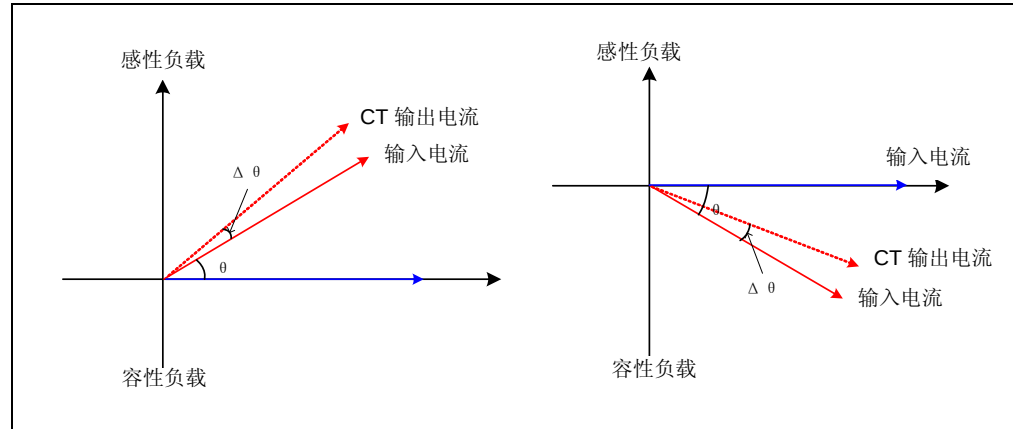


图 C-10: 互感器相位滞后引起的测量变化

假设 CT 的相位滞后为 φ_i ，PT 的相位滞后为 φ_u ，经过 PT 和 CT 后，电流和电压之间的相位滞后变化为： $\Delta\varphi = \varphi_u - \varphi_i$ 。

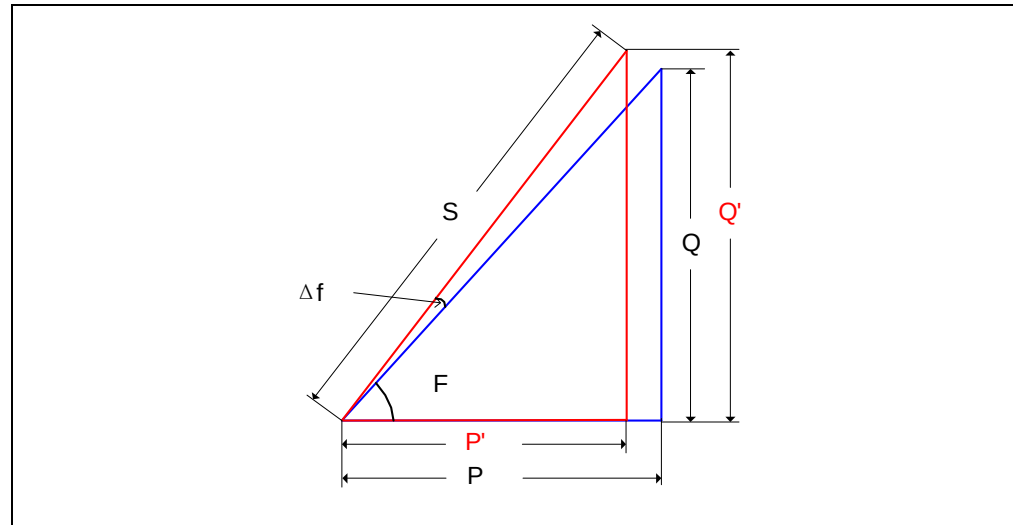


图 C-11: 相位滞后校正原理

已知输入电压和电流之间的相位滞后为 ϕ ，经过 PT 和 CT 后，实际测量的有功功率为 P' ，无功功率为 Q' 。RMS 电流为 I ，RMS 电压为 V ，输入视在功率为 S ，实际输入有功功率为 P 且无功功率为 Q ，那么可根据功率三角原理得出图 C-11。

公式 C-66:

$$P = V \cdot I \cdot \cos(\phi + \Delta\phi) = P \cos \Delta\phi - Q \sin \Delta\phi$$

公式 C-67:

$$Q = V \cdot I \cdot \sin(\phi + \Delta\phi) = Q \cos \Delta\phi - P \sin \Delta\phi$$

从以上 2 个公式，我们可得出：

公式 C-68:

$$P = k_1 P + k_2 Q$$

公式 C-69:

$$Q = k_1 Q - k_2 P$$

其中：

公式 C-70:

$$k_1 = \cos \Delta\phi$$

公式 C-71:

$$k_2 = \sin \Delta\phi$$

通过设置一定的输入条件，可测量出 $\Delta\phi$ ，然后可计算出 k_1 和 k_2 。

在本设计中，我们使用 0.5L 的输入进行校准。在该条件下，使用有功功率测量值和实际输入值的差可计算出 $\Delta\phi$ 。要精确计算，用户也可使用测量的累积电能和实际累积电能之间的差来计算差值。

公式 C-72:

$$\Delta\phi = \arccos\left(\frac{P}{2 \cdot P}\right) - \frac{\pi}{3} = \arccos\left((0.5 \cdot (1 + err)) - \frac{\pi}{3}\right)$$

其中 err 为电能测量的误差率，由计算标准电表测量的实际电能和 dsPIC 器件测量的电能之间的误差得出。可从电表校准工作台的输出获得该误差。

公式 C-73:

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

由于 CT 输出信号的相位滞后与电流幅值相关，可根据不同的 RMS 电流值设置不同的校正系数 K。在本设计中，可设置 5 个校准点。如果不需要高精度，可设置较少的点来简化校准。

如果一次校准不能满足精度要求，可进行多次校准。新的相位角差仍可使用公式 C-72 计算。新的校正系数是：

公式 C-74:

$$K_1 = \cos(\Delta\phi_1 + \Delta\phi_2) = k_1 \cdot \cos\Delta\phi_2 - k_2 \cdot \sin\Delta\phi_2$$

公式 C-75:

$$K_2 = \sin(\Delta\phi_1 + \Delta\phi_2) = k_2 \cdot \cos\Delta\phi_2 - k_1 \cdot \sin\Delta\phi_2$$

C.16.0.1 频率变化时的相位滞后补偿

对于相同的电流强度，CT 引起的信号延时也是相同的。当输入信号的频率变化时，相位滞后将不同。通常，在 50 Hz 条件下进行校准。当频率变化时，如果仍使用相同的针对 50 Hz 的相位滞后补偿系数，将导致功率测量产生误差。大多数情况下，频率变化范围很小（测试规范要求 $\pm 2.5\%$ ），所以它对测量精度的影响很小。对于精度为 0.5s 或以上的电表，（这里指的是精度更差而不是更高）可忽略该测量误差。但对于精度为 0.2s 的电表，该误差不能忽略，且在计算期间需要校正频率变化。

在计算期间校正相位滞后补偿系数 k_1 和 k_2 。假设频率为 50 Hz，CT 引起的信号延时为 t ，校正后，补偿系数 k_1 和 k_2 将为：

公式 C-76:

$$k_1 = \cos\Delta\phi = \cos(t \cdot 50 \cdot 2\pi)$$

公式 C-77:

$$k_2 = \sin\Delta\phi = \sin(t \cdot 50 \cdot 2\pi)$$

当频率变化时，假设频率偏移量为 Δf ，即输入信号频率为 $50 + \Delta f$ ，从而补偿系数将为：

公式 C-78:

$$K_1 = \cos\Delta\phi = \cos(t \cdot (50 + \Delta f) \cdot 2\pi)$$

公式 C-79:

$$K_2 = \sin\Delta\phi = \sin(t \cdot (50 + \Delta f) \cdot 2\pi)$$

为了避免复杂的计算和尽可能提高校正精度，当相位角较小时，可使用以下公式估算 K_1 和 K_2 。

公式 C-80:

$$\begin{aligned}k_1 &= \cos\Delta\varphi \approx \cos\Delta\varphi - \frac{\Delta f}{50} \cdot \sin^2\Delta\varphi \\&= k_1 - \frac{\Delta f}{50} \cdot k_2 \cdot k_2\end{aligned}$$

公式 C-81:

$$\begin{aligned}k_2 &= \sin\Delta\varphi \approx \sin\Delta\varphi - \frac{\Delta f}{50} \cdot \sin\Delta\varphi \cdot \cos\Delta\varphi \\&= k_2 - \frac{\Delta f}{50} \cdot k_1 \cdot k_2\end{aligned}$$

注:

附录 D 50/60 Hz 电表操作

D.1 固件版本

由于 dsPIC33F 固件采用准同步采样方案，故存在两个版本的电表固件。本设计使用频率为额定频率 ± 2.5 Hz。

要更改额定频率，只需在 `cacul.h` - `#define STD_FREQ 50.0` 开始处更改定义。

Microchip 的网站提供了固件以供下载，对应的文件名和校验和如下所示。

同时需要更改晶振以为电能计量 IC 提供时钟。

表 D-1: 固件文件

线频率	固件名称	Hex 文件校验和	YXX 值
50 Hz	PM_1_50.ZIP	TBD	3.857 MHz
60 Hz	PM_1_60.ZIP	TBD	TBD

全球销售及服务中心

美洲

公司总部 **Corporate Office**
2355 West Chandler Blvd.
Chandler, AZ 85224-6199
Tel: 1-480-792-7200
Fax: 1-480-792-7277

技术支持:
<http://support.microchip.com>
网址: www.microchip.com

亚特兰大 Atlanta
Duluth, GA
Tel: 1-678-957-9614
Fax: 1-678-957-1455

波士顿 Boston
Westborough, MA
Tel: 1-774-760-0087
Fax: 1-774-760-0088

芝加哥 Chicago
Itasca, IL
Tel: 1-630-285-0071
Fax: 1-630-285-0075

克里夫兰 Cleveland
Independence, OH
Tel: 1-216-447-0464
Fax: 1-216-447-0643

达拉斯 Dallas
Addison, TX
Tel: 1-972-818-7423
Fax: 1-972-818-2924

底特律 Detroit
Farmington Hills, MI
Tel: 1-248-538-2250
Fax: 1-248-538-2260

科科莫 Kokomo
Kokomo, IN
Tel: 1-765-864-8360
Fax: 1-765-864-8387

洛杉矶 Los Angeles
Mission Viejo, CA
Tel: 1-949-462-9523
Fax: 1-949-462-9608

圣克拉拉 Santa Clara
Santa Clara, CA
Tel: 1-408-961-6444
Fax: 1-408-961-6445

加拿大多伦多 Toronto
Mississauga, Ontario,
Canada
Tel: 1-905-673-0699
Fax: 1-905-673-6509

亚太地区

亚太总部 **Asia Pacific Office**
Suites 3707-14, 37th Floor
Tower 6, The Gateway
Harbour City, Kowloon
Hong Kong
Tel: 852-2401-1200
Fax: 852-2401-3431

中国 - 北京
Tel: 86-10-8528-2100
Fax: 86-10-8528-2104

中国 - 成都
Tel: 86-28-8665-5511
Fax: 86-28-8665-7889

中国 - 重庆
Tel: 86-23-8980-9588
Fax: 86-23-8980-9500

中国 - 香港特别行政区
Tel: 852-2401-1200
Fax: 852-2401-3431

中国 - 南京
Tel: 86-25-8473-2460
Fax: 86-25-8473-2470

中国 - 青岛
Tel: 86-532-8502-7355
Fax: 86-532-8502-7205

中国 - 上海
Tel: 86-21-5407-5533
Fax: 86-21-5407-5066

中国 - 沈阳
Tel: 86-24-2334-2829
Fax: 86-24-2334-2393

中国 - 深圳
Tel: 86-755-8203-2660
Fax: 86-755-8203-1760

中国 - 武汉
Tel: 86-27-5980-5300
Fax: 86-27-5980-5118

中国 - 西安
Tel: 86-29-8833-7252
Fax: 86-29-8833-7256

中国 - 厦门
Tel: 86-592-238-8138
Fax: 86-592-238-8130

中国 - 珠海
Tel: 86-756-321-0040
Fax: 86-756-321-0049

台湾地区 - 高雄
Tel: 886-7-213-7830
Fax: 886-7-330-9305

台湾地区 - 台北
Tel: 886-2-2500-6610
Fax: 886-2-2508-0102

亚太地区

台湾地区 - 新竹
Tel: 886-3-6578-300
Fax: 886-3-6578-370

澳大利亚 Australia - Sydney
Tel: 61-2-9868-6733
Fax: 61-2-9868-6755

印度 India - Bangalore
Tel: 91-80-3090-4444
Fax: 91-80-3090-4123

印度 India - New Delhi
Tel: 91-11-4160-8631
Fax: 91-11-4160-8632

印度 India - Pune
Tel: 91-20-2566-1512
Fax: 91-20-2566-1513

日本 Japan - Yokohama
Tel: 81-45-471- 6166
Fax: 81-45-471-6122

韩国 Korea - Daegu
Tel: 82-53-744-4301
Fax: 82-53-744-4302

韩国 Korea - Seoul
Tel: 82-2-554-7200
Fax: 82-2-558-5932 或
82-2-558-5934

马来西亚 Malaysia - Kuala Lumpur
Tel: 60-3-6201-9857
Fax: 60-3-6201-9859

马来西亚 Malaysia - Penang
Tel: 60-4-227-8870
Fax: 60-4-227-4068

菲律宾 Philippines - Manila
Tel: 63-2-634-9065
Fax: 63-2-634-9069

新加坡 Singapore
Tel: 65-6334-8870
Fax: 65-6334-8850

泰国 Thailand - Bangkok
Tel: 66-2-694-1351
Fax: 66-2-694-1350

欧洲

奥地利 Austria - Wels
Tel: 43-7242-2244-39
Fax: 43-7242-2244-393

丹麦 Denmark-Copenhagen
Tel: 45-4450-2828
Fax: 45-4485-2829

法国 France - Paris
Tel: 33-1-69-53-63-20
Fax: 33-1-69-30-90-79

德国 Germany - Munich
Tel: 49-89-627-144-0
Fax: 49-89-627-144-44

意大利 Italy - Milan
Tel: 39-0331-742611
Fax: 39-0331-466781

荷兰 Netherlands - Drunen
Tel: 31-416-690399
Fax: 31-416-690340

西班牙 Spain - Madrid
Tel: 34-91-708-08-90
Fax: 34-91-708-08-91

英国 UK - Wokingham
Tel: 44-118-921-5869
Fax: 44-118-921-5820