

学校代号 10532

学 号 B04091021

分 类 号 TM45

密 级 公 开



湖南大学
HUNAN UNIVERSITY

博士学位论文

电流型电子式电压互感器关键技术 及其应用研究

学位申请人姓名 邵 霞

培 养 单 位 电气与信息工程学院

导师姓名及职称 周有庆教授、戴瑜兴教授

学 科 专 业 电气工程

研 究 方 向 电子式互感器及数字化变电站技术

论文提交日期 2013 年 10 月 11 日

学校代号：10532

学 号：B04091021

密 级：公 开

湖南大学博士学位论文

电流型电子式电压互感器关键技术 及其应用研究

学位申请人姓名： 邵霞

导师姓名及职称： 周有庆教授、戴瑜兴教授

培 养 单 位： 电气与信息工程学院

专 业 名 称： 电气工程

论文提交日期： 2013 年 10 月 11 日

论文答辩日期： 2013 年 12 月 4 日

答辩委员会主席： 黄守道教授

Research on Key Techniques of Current-based Electronic Voltage
Transformer and Their Application

by

SHAO Xia

B.E. (Hunan University)2000

M.S.(Hunan University)2003

A dissertation submitted in partial satisfaction of the

Requirements for the degree of

Doctor of Engineering

in

Electrical engineering

in the

Graduate school

of

Hunan University

Supervisor

Professor ZHOU Youqing, Professor DAI Yuxing

October, 2013

摘 要

电子式电压互感器 (EVT) 具有体积小、重量轻、无铁磁谐振、绝缘性能好、频率响应范围宽以及采用数字量输出等优点, 被认为是传统电压互感器的替代产品, 代表着高性能电压互感器技术的发展方向。虽然国内外研究人员在 EVT 的理论和应用研究方面已经取得了很大进展, 但是目前 EVT 的技术尚不成熟, 现场在运行的 EVT 普遍存在受温度和电磁干扰影响较大、故障率偏高等问题。本文以开发性能稳定可靠的 EVT 为目标, 提出了直测电流型 EVT 的设计思想, 围绕电流型 EVT 的组成原理及关键技术展开系统深入的研究, 成功研制出 110kV 电流型 EVT。本文完成的主要工作如下:

(1) 针对分压型 EVT 在传输分压信号过程中易受电磁干扰的问题, 提出了一种通过直接检测电容电流实现一次电压传感和测量的电流型 EVT 构成方案。该方案利用电容传感头将待测高电压直接变换为电容电流信号, 再进行信号还原从而实现电压测量。由于传输电流信号几乎不受电磁场干扰的影响, 因此从传感机理上保证了电流型 EVT 良好的抗干扰性能。

(2) 高压电容传感头是电流型 EVT 实现信号传感的核心部件, 针对常用的油浸式高压电容器易受杂散电容影响和介质损耗偏大的问题, 提出了一种具有集中结构的独立式 SF₆ 同轴圆筒型高压电容传感头。建立了电容传感头的数学模型和电场模型, 利用有限元法对其电场分布和受杂散电容的影响情况进行了仿真分析。系统地研究了 SF₆ 气体压力、温度、电极几何参数等因素对电容传感头性能的影响, 并提出相应的改进方法。仿真分析及样机试验结果表明, SF₆ 同轴圆筒型电容传感头受杂散电容影响小、介质损耗小、极间电场均匀、绝缘性能强。

(3) 信号积分是电流型 EVT 实现电压信号还原的关键环节, 其工作特性直接影响 EVT 的稳态和暂态性能。针对常用积分电路不能兼顾宽频带响应特性和快速暂态响应的问题, 提出了一种基于系统状态的自适应积分电路。自适应积分电路通过判别系统处于稳态或暂态情况, 自动控制两种不同性能的积分器工作状态的切换, 可以同时实现稳态宽频带响应性能和快速暂态响应性能, 满足电流型 EVT 对信号积分电路在工频信号高精度测量、谐波测量和暂态性能等各方面的要求。仿真分析结果验证了自适应积分电路的正确性和有效性。

(4) 研究了提高电流型 EVT 工作稳定性的误差补偿方法。针对温度和 SF₆ 气体压力影响电容传感头测量精度和稳定性的问题, 利用多传感器信息融合方法对电容传感头进行误差补偿。建立了包含温度、气体压力和电容传感头理想电容量的三元回归信息融合模型, 采用最小二乘法获取最优的回归模型参数, 计算电容传感头电容量的估计值, 并利用该估计值对电流型 EVT 的输出电压进行修正,

从而实现电容传感头的误差补偿，仿真结果验证了信息融合方法的有效性。针对模拟信号处理电路的温度漂移问题，建立了模拟信号处理电路的温度误差模型，提出了基于铂电阻的温度补偿方法，温度误差试验结果表明该方法能有效提高模拟信号处理电路的温度稳定性。

(5) 对电流型 EVT 的高压电容传感头和信号处理单元进行了设计；分析了变电站电磁干扰侵入电流型 EVT 的途径，研究了提高电流型 EVT 电磁兼容性能的措施，电磁兼容试验结果验证了所采取电磁兼容措施的有效性；对研制的 110kV 电流型 EVT 样机进行了多项试验，试验结果表明，电流型 EVT 样机的测量准确度达到 0.2 级，保护准确度达到 3P 级，而且符合 EVT 标准的其它相关性能要求。

本文提出的电流型 EVT 采用基于直测电容电流进行高电压测量的传感原理和方法，具有抗干扰能力强、温度稳定性好、暂态性能好、带宽满足谐波测量要求的优点。本文的研究为 EVT 的实现提供了新的思路和解决方案，研制的电流型 EVT 整机性能指标达到了预期的设计目标，能够满足工程实用化的要求，具有广阔的应用前景。

关键词： 电流型电子式电压互感器； 电容电流； 电容传感头； 自适应积分； 信息融合； 误差补偿； 电磁兼容

Abstract

Electronic Voltage Transformer (EVT) has a variety of advantages. It is small, light, non-ferroresonant, has a good insulation performance and a wide frequency response range, as well as it can provide digital output. Therefore, EVT has been considered as an appropriate substitute of the traditional voltage transformer and it represents the development trend of the high performance voltage transformer technology. Many researchers from all over the world have made lots of progress in the theories and applications of EVT. However, the techniques of EVT have not been well developed. The current operating EVTs have some common problems, such as temperature influence, electromagnetic interference, and high failure rate, etc. Aimed at the development of stable and reliable EVTs, this dissertation, firstly, brings forward a design concept of the directly detecting current-based EVT, then, it studies the composition principles and key techniques of the EVT systemically and thoroughly, and finally researches and manufactures a 110kV current-based EVT successfully. The major achievements of this dissertation are described as follows:

(1) To deal with the problems of the divider-based EVT's electromagnetic interference during transmission of partial voltage signal, a current-based EVT scheme is proposed, which can realize primary voltage sensing and measurement by directly detecting capacitive current. Specifically, it, firstly, transforms the high voltage, which needs to be measured, into capacitive current signal by using capacitive sensor, then re-transforms the current signal into voltage signal for voltage measurement. Since current transmission is hardly affected by electromagnetic interferences, a good anti-interference performance of the current-based EVT can be guaranteed from the sensing principles.

(2) High-voltage capacitive sensor is a key component of the current-based EVT for the signal sensing. This dissertation proposes a freestanding SF₆ coaxial cylinder high-voltage capacitive sensor with integrated construction, to deal with the problems of being much affected by the stray capacitance and high dielectric loss of the common oil-immersed high-voltage capacitor. Here, the mathematical and electric field models of the capacitive sensor are established, and the simulation analysis of electric field distribution and the stray capacitance influence are done by using finite element method. It also studies systemically the performance of the capacitive sensor

as the change of parameters, including SF₆ gas pressure, temperature, and the electrodes' geometric parameter, then based on that, it introduces corresponding improved methods. The results of simulation analysis and capacitive sensor prototype tests demonstrate that the proposed sensor is almost not influenced by stray capacitance, and has low dielectric loss, uniformity of electric fields between the electrodes, as well as high insulation performance.

(3) Signal integration is a key part of the current-based EVT to realize voltage re-transformation, whose operating characteristics have direct influence on the steady and transient performances of the EVT. To deal with the problem that the common used integral circuits cannot pay attention to both of the wide-band frequency response characteristics and the rapid transient response characteristics, this dissertation proposes a system state-based adaptive integral circuit. The circuit can identify the steady and transient states of the power system, and then automatically switch the working states of two integrators with different performances. The circuit can achieve both wide-band frequency response characteristics in steady state and rapid transient response characteristics, so it can meet the requirements of the current-based EVT on precise power-frequency signal measurement, the harmonic measurement and transient performances. The results of simulation analysis have proved the correctness and effectiveness of the adaptive integral circuit.

(4) The error compensation methods to improve the operation stability of the current-based EVT are investigated in this dissertation. The multi-sensor information fusion method is employed for error compensation of the capacitive sensor, to deal with the problem that temperature and SF₆ gas pressure influence the measurement accuracy and stability of the capacitive sensor. Firstly, the information fusion model based on the ternary regression analysis is established, which include temperature, gas pressure and ideal capacitance of the capacitive sensor. Secondly, the least square method is used to get the optimal parameters in the regression model. Thirdly, the estimated capacitance value of the capacitive sensor is calculated. Finally, the estimated value is used to modify the output voltage of the current-based EVT, realizing the error compensation of the capacitive sensor. The simulation results have proved the effectiveness of the information fusion method. To deal with the temperature drift of the analog signal processing circuit, this dissertation establishes the temperature error model of the analog signal processing circuit, and proposes a temperature compensation method based on the platinum resistor. The temperature error experimental results have demonstrated that this method can effectively improve

the temperature stability of the analog signal processing circuit.

(5) This dissertation designs the high-voltage capacitive sensor and the signal processing unit of the current-based EVT. The electromagnetic interference path to the current-based EVT is analyzed, and the strategies to improve the EVT's electromagnetic compatibility are studied. The effectiveness of the strategies is demonstrated by the electromagnetic compatibility test results. Several experiments on the 110kV current-based EVT prototype are conducted. The experimental results have shown that the EVT prototype assures 0.2 measurement precision class and 3P protective class, as well as complies with other relevant performance requirements of EVT standards.

The proposed current-based EVT is based on the sensing theories and methods for measuring high voltage by directly detecting capacitive current. It has many advantages, among these are strong anti-interference performance, good temperature stability, and good transient performance, and satisfactory bandwidth meeting the requirements of harmonic measurement. The research in this dissertation provides a new design idea and solution for realizing EVT. In addition, the researched and manufactured current-based EVT has achieved the prospective design goals and can meet the requirements of engineering applications, therefore, it has very promising applications in this field.

Key Words: current-based Electronic Voltage Transformer; capacitive current; capacitive sensor; adaptive integration; information fusion; error compensation; electromagnetic compatibility

目 录

学位论文原创性声明和学位论文版权使用授权书	I
摘 要	II
Abstract.....	IV
插图索引	X
附表索引	XIII
第 1 章 绪 论	1
1.1 课题背景及意义	1
1.2 电子式电压互感器的类型和基本原理	2
1.2.1 无源型 EVT 的分类和基本原理	2
1.2.2 有源型 EVT 的分类和基本原理	5
1.3 EVT 的研究与应用现状	8
1.3.1 无源型 EVT 的研究与应用现状	8
1.3.2 有源型 EVT 的研究与应用现状	9
1.4 EVT 工程实用中存在的主要问题	10
1.5 课题来源及本文主要研究内容	12
第 2 章 电流型 EVT 的组成原理研究	14
2.1 引言	14
2.2 电流型 EVT 的传感原理	14
2.2.1 基于电流检测的电流型 EVT 传感原理	14
2.2.2 电流型 EVT 传感头电流直测方式的提出	17
2.3 电流型 EVT 的组成及理论分析	19
2.3.1 直测电阻电流型 EVT 的组成及理论分析	19
2.3.2 直测电容电流型 EVT 的组成及理论分析	21
2.4 本章小结	26
第 3 章 电流型 EVT 的高压电容传感头理论与结构研究	27
3.1 引言	27
3.2 常用油浸式高压电容器的性能局限性分析	27
3.3 独立式 SF ₆ 同轴圆筒型高压电容传感头结构研究	32
3.3.1 SF ₆ 同轴圆筒型电容传感头的结构	33
3.3.2 SF ₆ 同轴圆筒型电容传感头参数计算	34
3.4 SF ₆ 同轴圆筒型电容传感头的电场分析与结构优化	37

3.4.1 SF ₆ 同轴圆筒型电容传感头的电场及绝缘性能分析	37
3.4.2 SF ₆ 同轴圆筒型电容传感头的结构优化	40
3.5 SF ₆ 同轴圆筒型电容传感头的杂散电容影响分析	41
3.6 SF ₆ 同轴圆筒型电容传感头的性能影响因素分析与改进方法	43
3.6.1 SF ₆ 气体压力变化的影响	43
3.6.2 温度变化的影响	45
3.6.3 高、低压电极几何参数的影响	47
3.6.4 改进方法	49
3.7 本章小结	50
第4章 电流型 EVT 的自适应积分电路研究	51
4.1 引言	51
4.2 电流型 EVT 对信号积分的要求	51
4.3 基于系统状态的自适应积分电路	52
4.3.1 自适应积分电路的构成原理	53
4.3.2 稳态积分器和暂态积分器的特性分析	54
4.3.3 自适应积分控制模块原理及关键技术	59
4.4 应用自适应积分电路的电流型 EVT 性能仿真	62
4.4.1 系统工频稳态特性仿真	62
4.4.2 系统谐波测量特性仿真	63
4.4.3 系统暂态性能仿真	64
4.5 本章小结	65
第5章 电流型 EVT 的误差补偿方法研究	66
5.1 引言	66
5.2 基于信息融合的电容传感头误差补偿方法研究	66
5.2.1 基于回归分析的信息融合原理	67
5.2.2 基于信息融合的电容传感头误差补偿方法	68
5.2.3 仿真及结果分析	72
5.3 模拟信号处理电路的温度误差控制方法研究	75
5.3.1 运放失调温漂对积分电路的影响及改进方法	75
5.3.2 模拟信号处理电路的温度特性	76
5.3.3 基于铂电阻的温度补偿方法	78
5.4 本章小结	80
第6章 电流型 EVT 的设计及样机试验	81
6.1 引言	81
6.2 电流型 EVT 的技术指标	81

6.3 电流型 EVT 的设计	82
6.3.1 SF ₆ 同轴圆筒型电容传感头的设计	82
6.3.2 信号处理单元的设计	84
6.4 电流型 EVT 的电磁兼容设计	90
6.4.1 变电站的电磁干扰源	90
6.4.2 电磁干扰侵入电流型 EVT 的途径分析	91
6.4.3 高压电容传感头及其引线的电磁兼容设计	91
6.4.4 信号处理单元的电磁兼容设计	94
6.5 电流型 EVT 的样机试验	98
6.5.1 电容传感头性能测试	98
6.5.2 准确度试验	99
6.5.3 温度稳定性试验	102
6.5.4 时间稳定性试验	102
6.5.5 暂态性能试验	103
6.5.6 高压试验及电磁兼容试验	105
6.6 本章小结	106
总结与展望	107
参考文献	109
致 谢	120
附录 A 攻读博士学位期间发表的学术论文目录	121
附录 B 攻读博士学位期间承担的科研项目及成果目录	122

插图索引

图 1.1 基于 Pockels 效应的光学电压互感器原理图	2
图 1.2 横向调制式光学电压互感器结构	3
图 1.3 纵向调制式光学电压互感器结构	4
图 1.4 基于逆压电效应的光学电压互感器结构	5
图 1.5 电阻分压型 EVT 结构示意图	6
图 1.6 电容分压器结构示意图	7
图 2.1 ECVT 分压信号的电磁干扰耦合模型	14
图 2.2 电流源系统的电磁干扰耦合模型	15
图 2.3 电流型 EVT 传感原理示意图	16
图 2.4 利用小 TA 或空心线圈检测电容电流的电路示意图	17
图 2.5 利用小 TA 检测电容电流方式的一次等效电路图	18
图 2.6 传感头电流直测电路	19
图 2.7 直测电阻电流型 EVT 的整体构成方案	19
图 2.8 直测电容电流型 EVT 的整体构成方案	21
图 2.9 理想积分器结构示意图	22
图 2.10 直测电容电流型 EVT 一次等效电路图	23
图 2.11 电流型 EVT 一次侧短路的等效电路	24
图 2.12 电流型 EVT 线路断开后带滞留电荷重合闸的等效电路	25
图 2.13 电流型 EVT 线路带滞留电荷重合闸的全响应等效电路	25
图 3.1 油浸式电容器结构示意图	28
图 3.2 电容芯体结构	28
图 3.3 油浸式电容器的杂散电容分布示意图	29
图 3.4 油浸式电容器有限元整体模型	30
图 3.5 油浸式电容器单个电容元件有限元模型	30
图 3.6 存在接地干扰源时的油浸式电容器计算模型示意图	30
图 3.7 高压充气式标准电容器结构	32
图 3.8 SF ₆ 同轴圆筒型电容传感头结构	33
图 3.9 同轴圆筒电容器示意图	35
图 3.10 SF ₆ 同轴圆筒型电容传感头 3D 计算模型示意图（外形）	37
图 3.11 SF ₆ 同轴圆筒型电容传感头 3D 计算模型示意图（内部结构）	37
图 3.12 加载 530kV 冲击电压时 SF ₆ 同轴电容传感头的电场分布云图	39

图 3.13 电场强度重要观测点位置分布图	39
图 3.14 高压电极均压环的 3D 模型示意图	40
图 3.15 存在接地干扰源时的 SF ₆ 同轴圆筒电容传感头计算模型示意图	42
图 3.16 存在邻相高压干扰源时的 SF ₆ 同轴圆筒电容传感头计算模型示意图	43
图 3.17 温度变化引起的电极几何尺寸变化对电容量相对误差的影响	47
图 3.18 高低压电极轴心平行偏移对电容量相对误差的影响	47
图 3.19 不同复平面上的椭圆柱形电容器截面	48
图 3.20 电极圆度对电容量相对误差的影响	49
图 4.1 自适应积分电路构成原理框图	53
图 4.2 稳态积分器结构	54
图 4.3 稳态积分器及其应用时系统的频率特性	55
图 4.4 应用稳态积分器时构成的联合系统模型	55
图 4.5 电流型 EVT 暂态性能分析仿真模型	56
图 4.6 一次短路暂态过程中稳态积分器的输出电压波形	56
图 4.7 线路断开后带滞留电荷重合闸时稳态积分器的输出电压波形	57
图 4.8 暂态积分器结构	57
图 4.9 暂态积分器及其应用时系统的频率特性	58
图 4.10 一次短路暂态过程中暂态积分器的输出电压波形	59
图 4.11 线路断开后带滞留电荷重合闸时暂态积分器的输出电压波形	59
图 4.12 系统状态识别及自适应积分控制模块原理图	60
图 4.13 自适应积分控制模块的输出特性	60
图 4.14 手动合闸时稳态积分器的暂态过程	61
图 4.15 有损积分器自动控制电路	62
图 4.16 EVT 比值误差的工频特性仿真曲线	63
图 4.17 EVT 相角误差的工频特性仿真曲线	63
图 4.18 谐波测量特性分析仿真模型	63
图 4.19 含谐波分量时 EVT 的输出电压仿真波形图	64
图 4.20 暂态过程中 EVT 的输出电压仿真波形图	64
图 5.1 电容传感头信息融合系统框图	68
图 5.2 考虑失调电压和失调电流温漂的等效积分电路	75
图 5.3 基于铂电阻的温度补偿电路示意图	79
图 6.1 110kV SF ₆ 同轴圆筒型电容传感头样机	84
图 6.2 信号处理单元整体结构框图	84
图 6.3 改进的 T 型电流直测电路	85
图 6.4 数据采集模块电路	86

图 6.5 模数信号隔离电路构成框图	87
图 6.6 曼彻斯特码与二进制码的比较	89
图 6.7 改进的曼彻斯特编码电路	89
图 6.8 接地二极管保护电路示意图	92
图 6.9 高频情况下高压传感头的等效电路	92
图 6.10 二次引线及其套管形成的同轴电缆模型	93
图 6.11 低压模拟信号一点接地示意图	93
图 6.12 电源滤波器结构图	94
图 6.13 高频下电源滤波器的等效工作状态示意图	96
图 6.14 抗高频快速瞬变脉冲群干扰电路工作示意图	96
图 6.15 信号线的电磁兼容处理电路	97
图 6.16 印制板电源层与接地层布置示意图	97
图 6.17 电压影响实测电容量的变化曲线图	98
图 6.18 电流型 EVT 输出校验原理框图	100
图 6.19 电流型 EVT 校准试验平台设备图	100
图 6.20 电流型 EVT 系统的比值误差曲线	101
图 6.21 电流型 EVT 系统的相角误差曲线	101
图 6.22 不同温度下的电流型 EVT 样机比值误差测试结果	102
图 6.23 不同温度下的电流型 EVT 样机相角误差测试结果	102
图 6.24 电流型 EVT 样机时间稳定性比值误差测试结果	103
图 6.25 电流型 EVT 样机时间稳定性相角误差测试结果	103
图 6.26 电流型 EVT 动模暂态性能测试系统接线示意图	103
图 6.27 一次短路时电流型 EVT 样机二次输出电压录波图	104
图 6.28 高压断开时电流型 EVT 样机二次输出电压录波图	104
图 6.29 重合闸时电流型 EVT 样机二次输出电压录波图	104

附表索引

表 3.1 油浸式电容器模型基本参数.....	30
表 3.2 不同接地干扰下油浸式电容器的等值电容及其相对误差	31
表 3.3 各种电压下 SF ₆ 气体的工程击穿场强	36
表 3.4 SF ₆ 同轴圆筒型电容传感头模型基本参数	38
表 3.5 SF ₆ 同轴圆筒型电容传感头关键位置的电场强度	39
表 3.6 高压屏蔽罩高度对电场的影响	41
表 3.7 高压屏蔽罩直径对电场的影响	41
表 3.8 不同接地干扰下 SF ₆ 同轴圆筒电容传感头的等值电容及其相对误差	42
表 3.9 常温下 SF ₆ 的相对介电常数与气体压力的关系	44
表 3.10 不同轴间距离时电容传感头内部的电场强度	48
表 5.1 信息融合前的部分初始实验数据（标么值）	73
表 5.2 初级融合处理后得到的部分气体压力数据（标么值）	73
表 5.3 二级融合处理后得到的部分电容量估计值（标么值）	74
表 5.4 电容传感头的电容量估计值误差	74
表 5.5 模拟信号处理电路温度误差试验数据	79
表 6.1 110kV 电流型 EVT 的使用条件	81
表 6.2 110kV 电流型 EVT 主要技术参数	82
表 6.3 有邻近干扰源时的电容传感头实测电容量及其相对误差	99
表 6.4 0.2 级测量用电子式电压互感器的允许误差限值	101
表 6.5 3P 级保护用电子式电压互感器的允许误差限值	101
表 6.6 110kV 电流型 EVT 样机高压试验结果	105
表 6.7 110kV 电流型 EVT 样机电磁兼容试验结果	105

第 1 章 绪 论

1.1 课题背景及意义

智能电网是电网技术发展的必然趋势，也是社会经济发展的必然选择，这一点已得到了全世界的认可^[1-3]。由于世界各国电网的发展水平和状态不同，因此，发展智能电网的目标、出发点、驱动因素和发展思路也不同^[4,5]。我国在能源资源分布不平衡、可再生能源快速发展、环保问题已引起全社会关注的大背景下，结合我国电网发展的实际情况，于2009年5月正式提出了智能电网的概念以及“建设统一坚强智能电网”的目标^[6]。从2010~2012年，发展智能电网已经连续三年被写入政府工作报告，成为我国能源发展的战略选择，我国的智能电网和智能变电站已进入全面建设时期。

电子式电压互感器（Electronic Voltage Transformer, EVT）是智能电网重要的基础测量设备，可为智能电网测量、计量、控制和继电保护提供准确、可靠的二次电压信息。EVT并非是对传统电压互感器的升级换代，而是智能电网安全稳定运行的需求和可靠保障，在智能电网和智能变电站建设中起着重要的作用。首先，相比传统电压互感器，EVT具有体积小、重量轻、无铁磁谐振、绝缘性能好、频率响应范围宽、不存在二次侧不能短路的要求和采用数字量输出等优点^[7-9]；其次，EVT和电子式电流互感器（Electronic Current Transformer, ECT）输出的数字信号及智能终端组成智能变电站的过程层网络，使得智能变电站实现了信息数字化和信息共享，从而避免重复采样，简化二次系统接线，为智能电网的安全运行、节约成本和优化二次设备提供了坚实的基础，变电站全景数据的获取也为智能电网的监控和保护新方法提供了条件；再次，EVT的输出经过合并单元到达过程层网络，智能电表从过程层上获得电流电压数据进行电能计量，省去了模拟量传输以及电表二次变换的环节，有助于提高电能计量的准确性；最后，EVT可以满足PMU/WAMS对测量的要求^[10]，有助于智能电网自愈功能的实现，也将在智能电网的电网快速状态估计、电网暂态稳定监控中发挥重要作用。因此电子式电压互感器成为近年来国内外学者研究的一项热点课题，到目前为止，已有多家单位研制的电子式电压互感器在电力系统挂网试运行或运行^[11-14]。

尽管EVT较传统互感器具有符合智能电网和智能变电站要求的一系列优势，但我们目前不得不面对电子式互感器现有的工程化水平与我国智能电网的发展速度不相称这样一个事实。一方面我国智能电网和智能变电站建设在不断推进，自2010年国家电网公司首座建成投运的110kV北川智能变电站至今，我国已经新建

或者改造智能变电站超过200座，涵盖110(66)kV~750kV不同电压等级，“十二五”期间我国将建设110kV及以上智能变电站6100座^[15]。另一方面EVT技术尚不完全成熟，统计数据显示，在运的EVT现场运行可靠性和稳定性较差，普遍存在受温度和电磁环境影响较大的问题，故障率较常规电压互感器高^[16]，因此国网公司发布了加强电子式互感器运行管理的通知，并要求新建智能变电站暂时采用传统互感器，以保证智能变电站的安全、可靠运行。因此，有必要对EVT的设计原理及工程实用问题继续深入探索和研究，这项课题既具有重大的理论意义，也是解决EVT实际应用问题的迫切需要。

1.2 电子式电压互感器的类型和基本原理

现有的EVT按照其高压侧是否需要电源供电可分为无源型和有源型两种类型。无源型EVT通常为光学电压互感器，其一次传感头采用光学效应原理，将被测电压转换成光学量的变化，并通过光纤传输系统直接将光测量信号送至低压侧，再转变为相应的电信号，高压侧没有电子电路，因此无需高压侧电源供电。有源型EVT的一次传感头基于电测量原理将被测电压转换为模拟信号，并在高压侧通过电子电路将其进一步转换成数字信号，再通过电/光转换电路将电信号转变成光信号后经光纤传到低压侧，因此需要在高压端为电子电路提供工作电源。按照安装方式的不同，EVT还可分为独立式和GIS（封闭式气体绝缘组合电器）配用式两种类型。独立式EVT用于户外独立安装，而GIS配用式EVT则与GIS设备配套安装，绝缘由GIS解决。

1.2.1 无源型 EVT 的分类和基本原理

依据所采用光学传感头工作原理的不同，无源型EVT大致可分为基于Pockels效应的光学电压互感器^[17-22]、基于逆压电效应的光学电压互感器、基于电光Kerr效应的光学电压互感器以及基于集成光学器件的光学电压互感器几类。

1. 基于Pockels效应的光学电压互感器

Pockels效应是指某些晶体在外加电场作用下，其光折射率随外加电场发生改变的一种线性电光效应^[23]。基于Pockels效应的光学电压互感器基本原理见图1.1。

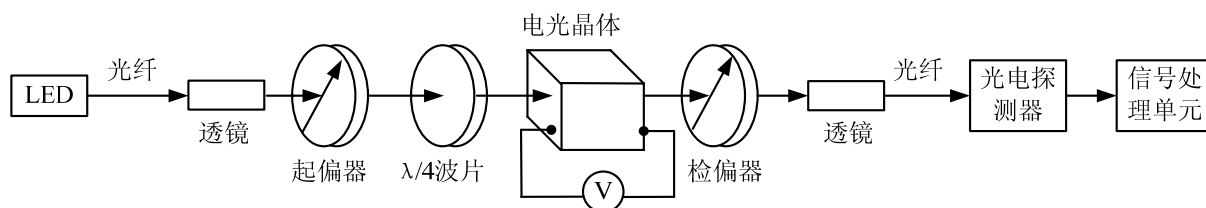


图1.1 基于Pockels效应的光学电压互感器原理图

电光晶体在外电场的作用下由各向同性变为各向异性，折射率和通过晶体的光的偏振态发生变化，从而产生双折射^[24]。当一束光入射到电光晶体时，会变成

振动方向相互垂直的两束线偏光，由于它们在晶体中的传播速度不同，从晶体射出时两束线偏光之间会形成相角差，该相角差 δ 与加在晶体上的电压 U 成正比：

$$\delta = \frac{2\pi}{\lambda} n_0^3 \gamma_{41} U = \frac{\pi}{U_\pi} U \quad (1.1)$$

式中， n_0 为晶体的折射率； γ_{41} 是晶体的电光系数； λ 是入射光的波长； $U_\pi = \frac{\lambda}{2n_0^3 \gamma_{41}}$

为晶体的半波电压，也就是使两束光之间的相角差为 π 时所需施加的电压。

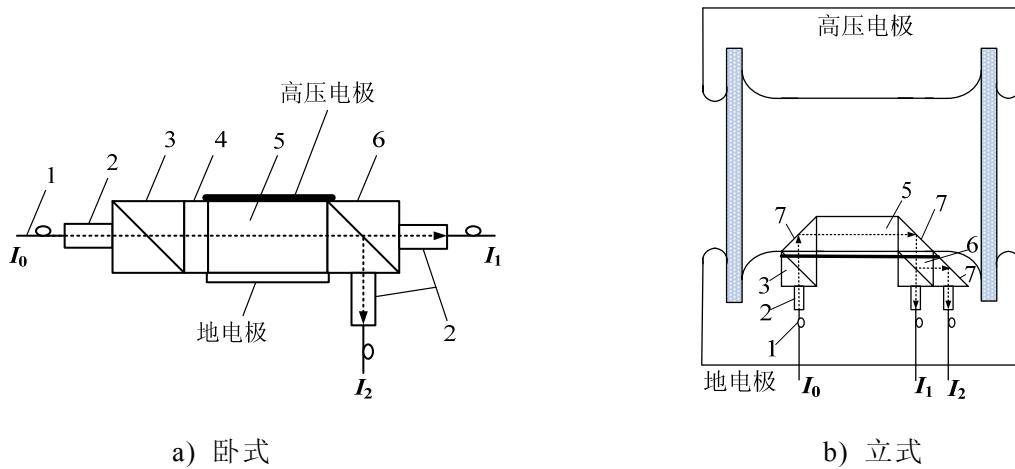
由式(1.1)可知，只要能测出 δ ，即可测出外加电压 U 。一般采用偏振光干涉法进行间接测量，即通过检偏器等光学元件将相位差的变化转换成光强的变化，利用出射光强与电压的关系来计算被测电压。

根据电光晶体中通光方向与外加电压方向的不同，可分为横向调制式光学电压互感器和纵向调制式光学电压互感器。

(1) 横向调制式光学电压互感器

横向调制是指电光晶体中的传光方向与外加电场方向垂直，晶体的半波电压 U_π 与晶体的尺寸有关（ $U_\pi = \frac{\lambda}{2n_0^3 \gamma_{41}} \cdot \frac{d}{l}$ ， d 为晶体的厚度， l 为通光方向的长度），

可以通过改变晶体的 d/l 值来改变半波电压，提高灵敏度。横向调制式光学电压互感器分为卧式和立式两种，见图1.2。卧式结构的光学电压互感器组装容易，但受晶体耐压的限制，常用于有分压器的光学电压互感器中。立式结构的光学电压互感器通过测量光电晶体所在位置的电场来测量电压，其中的两个直角棱镜代替了 $\lambda/4$ 波片。光学器件安装在地电极上，可以通过调整电极间的距离来改变电光晶体处的场强，从而可应用于不同电压等级的系统中，可以不采用分压器。但立式结构的光学电压互感器受温度影响较大，当环境温度改变时会引起电极间距离的变化，从而影响互感器的稳定性，另外外界干扰电场也对互感器产生很大的影响^[25]。



1: 光纤 2: 准直透镜 3: 起偏器 4: $\lambda/4$ 波片 5: 电光晶体 6: 检偏器 7: 直角棱镜

图1.2 横向调制式光学电压互感器结构

基于Pockels效应的横向调制式光学电压互感器具有结构简单、容易实现的优点，但是晶体特性受温度影响较大，因此如何保证光路部分的长期稳定性是这一类光学电压互感器应解决的实用化问题^[26]。

(2) 纵向调制式光学电压互感器

纵向调制是指电光晶体中通光方向与外加电场方向一致，见图1.3，被测电压直接加在光学晶体上。晶体中在光束方向上各点的电场均引起Pockels效应，所有Pockels效应的叠加即为总的Pockels效应。 a 、 b 两点之间的电压可以表示为电场沿任意路径的积分： $U_{a,b} = \int_a^b E \cdot dl$ ，此积分与 a 、 b 之间电场的分布无关。所以纵向结构的光学电压互感器实现了电压的直接测量，也因此不受外电场和极间电场分布的影响，由温度变化引起的极间距离变化也不会影响测量精度。纵向调制式电光晶体的半波电压与晶体尺寸无关，参见式(1.1)，不能通过改变晶体的尺寸改变半波电压，而光学电压互感器要求被测电压必须小于光电晶体的半波电压，因此当被测电压较高时应采用分压器。另外，纵向调制需要电极透光，制造相对困难。

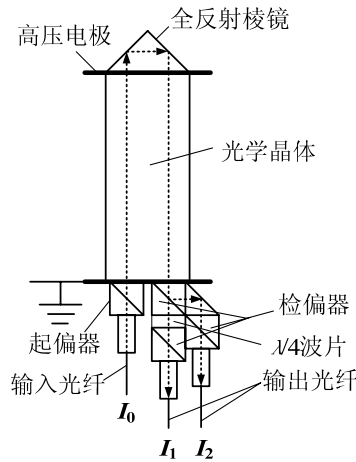


图1.3 纵向调制式光学电压互感器结构

2. 基于逆压电效应的光学电压互感器

逆压电效应是指压电晶体在受到外电场作用时形状发生微小变化的一种现象。基于逆压电效应的光学电压互感器基本原理是将这种形变用光信号的调制来反映，然后通过对光信号的检测得到被测电压^[27]。图1.4为一种利用压电陶瓷的逆压电效应和单模光纤的光学电压互感器，当在圆柱形压电陶瓷两端施加电压 U 时，它的横向应变将引起光纤中传输光的位移：

$$\Delta\varphi = K_3 N U \quad (1.2)$$

式中， N 为光纤的匝数； K_3 为与入射光波长、光纤及压电陶瓷有关的系数。

利用干涉法^[28,29]检测 $\Delta\varphi$ 便可得到被测电压。除了压电陶瓷外，常用的压电晶体还包括石英晶体、KDP晶体和LN晶体等。基于逆压电效应的光学电压互感器省去了偏振器、波片、准直透镜等光学器件，结构简单，但需要特殊光纤而且粘

接工艺较为复杂，另外温度对压电晶体的影响有待进一步研究。

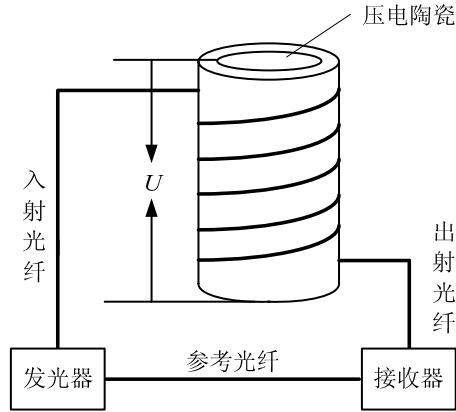


图1.4 基于逆压电效应的光学电压互感器结构

3. 基于Kerr效应的光学电压互感器

Kerr效应是存在于光学介质中的一种二次电光效应，其表达式为：

$$\Delta n = hE^2 \quad (1.3)$$

其中， Δn 表示介质折射率的变化量； E 表示外加的场强； h 为常数。

由式(1.3)可知，折射率 Δn 的变化量与外加场强 E 的二次方成正比。而介质折射率的变化会造成通过其中的光波偏振态的改变，只要能检测到这种偏振态的变化即可实现对电压的测量。但该方法存在两个问题：一是Kerr效应较弱，一般比Pockels效应小几个数量级，因此灵敏度较低；另外，Kerr是一种非线性光电效应，即 Δn 与 E 不是线性关系，造成信号难以解调^[30]。

4. 基于集成光学器件的光学电压互感器

用于光学电压互感器的集成光学器件主要是以电光晶体 LiNbO_3 为衬底的光波导器件，虽然也是利用电光晶体的Pockels效应来测量电压，但它是利用平面光无源调制器件对光信号进行调制^[31,32]。这种光学电压互感器具有频率响应好、灵敏度高和可靠性高的特点，无需由透镜、起偏器、检偏器等元件构成的分散光学系统，因此有很好的应用前景，但受到集成光学器件发展水平的限制，测量电压还无法达到几百千伏。

1.2.2 有源型 EVT 的分类和基本原理

目前有源型EVT一般采用电测量分压原理，依据所采用分压元件的不同，主要分为电阻分压、电容分压和感应分压三类，这三类EVT统称为分压型有源EVT，简称分压型EVT。

1. 电阻分压型EVT

电阻分压型EVT采用电阻分压器作为传感元件，其结构图见图1.5，由电阻分压器、传输单元和信号处理装置组成。

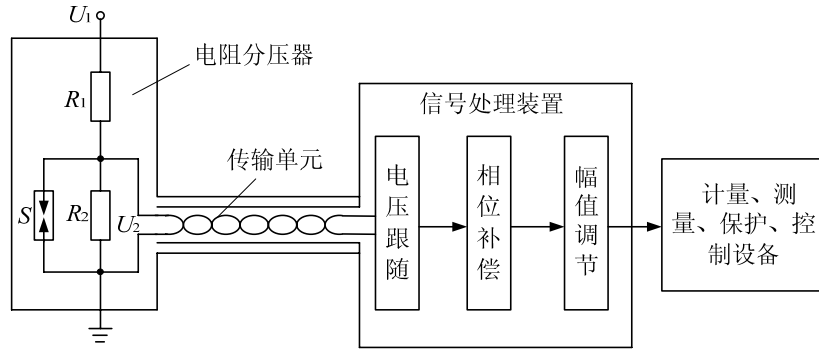


图 1.5 电阻分压型 EVT 结构示意图

电阻分压器包含高、低压臂电阻 R_1 和 R_2 ，以及气体放电管 S ，一次高压 U_1 经过电阻分压后线性变换为小电压信号 U_2 。在传输单元中采用双层屏蔽绞线将小分压信号 U_2 传送至信号处理装置。信号处理装置主要包括电压跟随电路、相位调节电路和比例调节电路，实现电压互感器的阻抗变换、相位补偿和幅值调节功能，使输出信号满足相关规程规定的精度要求。

在理想条件下，电阻分压器的分压比为：

$$k = \frac{U_2}{U_1} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \approx \frac{R_2}{R_1} \quad (1.4)$$

由式(1.4)可知，分压器输出电压与被测一次电压在幅值上成 k 倍关系，相角差为零。但实际上电阻分压器存在一定的测量误差，误差主要来源是分压器本体对地及对高压端的杂散电容，另外，电阻器在一次电压、环境温度变化时的工作稳定性、绝缘支架泄漏电流以及高压电晕放电等因素也会影响分压器精度^[33,34]，因此，分压器电阻的选择主要从耐高压、阻值高、温度系数、电压系数和可靠性等方面考虑，一般选稳定性较高的厚膜电阻作为分压器的高、低压臂电阻。除此以外，还可以针对电阻分压器的温度特性和电场特性采取补偿和屏蔽措施^[35-38]。

电阻分压型EVT具有技术成熟、体积小、造价低、可同时满足测量和保护需求、进行电缆或开关设备试验时不必断开隔离等优点，但受电阻功率和绝缘的限制，不能在高压系统中应用。电阻分压型EVT可应用于中压开关设备中，也可与电流互感器组成组合式电流/电压互感器。

2. 电容分压型EVT

电容分压型EVT（Electronic Capacitor Voltage Transformer, ECVT）采用电容分压器作为传感元件，其结构与电阻分压型EVT类似，同样由分压器、传输单元和信号处理装置组成。其中电容分压器结构见图1.6，图中 C_1 为高压臂电容， C_2 为低压臂电容，将高、低压臂电容串联可以从一次高压 u_1 中分压得到低电压信号 u_2 。由于电容器上的电压不能突变，当高压侧出现故障时，电容器中的能量只能通过负载释放，其过程比较慢，从而造成EVT暂态响应慢，为了解决这一问题，通常在低压臂电容两端并接一个精密电阻器 R ，使之形成能量释放的通道，提高

暂态响应速度。

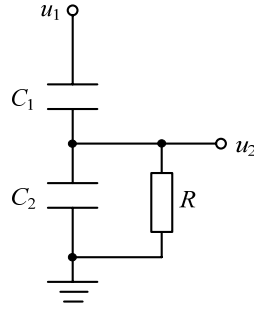


图1.6 电容分压器结构示意图

电容分压器的输出电压 u_2 与一次电压 u_1 的关系为：

$$\frac{u_2}{R} + C_2 \frac{du_2}{dt} = C_1 \frac{d(u_1 - u_2)}{dt} \quad (1.5)$$

由于 C_1 和 C_2 的电容值都比较小，在工频条件下满足 $1/R \gg \omega(C_1 + C_2)$ ，因此式(1.5)可以简化为：

$$u_2 \approx RC_1 \frac{du_1}{dt} \quad (1.6)$$

由式(1.6)可知，电容分压器的输出电压与被测电压的微分成正比，即在相位上 u_2 超前 u_1 90° 。为了获得与被测电压同相位的二次电压信号，后续必须包括积分电路和相位补偿环节。为了产生光信号输出，采用信号处理装置实现模/数转换和电/光转换。

ECVT结构简单、不存在发热问题、绝缘性能好，因此可以在高压、超高压系统中广泛应用。由于将模拟量转换为数字量的误差很小，因此ECVT的测量准确度主要取决于电容分压器。电容分压器的工作性能受如下因素影响：高压电容的电压特性和温度特性；电容器的滞留电荷引入的重合闸暂态问题；受杂散电容影响等。文献[39-41]对减小电容分压器的测量误差、改善电容分压器和互感器的性能方面进行了研究，取得了一定效果，但还需经过大量的工程运行考验。

3. 感应分压型EVT

考虑到电容器可能出现因渗油或漏油带来的运行安全问题，研究人员提出利用不饱和电抗器进行分压，构成基于感应分压器的EVT。感应分压器作为一种交流电压分压器，被广泛地应用于精密交流量测量中，例如作为标准器检定电压互感器，检定变压比电桥等^[42-44]。串联感应分压器是参照串级式电压互感器的原理制造的，由多级不饱和电抗器串联而成，从串联小电抗上取出输出电压信号^[45]。感应分压器除主绕组外，还包含平衡绕组和耦合绕组，以保证分压器在不同电压和负载时各电抗器单元磁势平衡，从而承受均衡的电压。平衡绕组和耦合绕组的匝数在初步设计后，还需要通过测量各元件分布电压进一步调整。感应分压型EVT采用无油、无气体的设计方案，串联感应分压器和信号柱都采用新型特种绝缘脂

真空灌封，具有较高的绝缘强度，常用于户外敞开式变电站中。

感应分压型EVT存在的主要问题是：（1）由于采用串级分布式结构，感应分压器同样存在受杂散电容影响的问题。（2）使用铁心组成感性器件，仍存在发生铁磁谐振的风险。

1.3 EVT 的研究与应用现状

1.3.1 无源型 EVT 的研究与应用现状

20世纪60年代，随着激光器的研究成功人们开始探索光学传感器在电力系统高压测量中的应用。20世纪70年代学者们在光学电压互感器的研究上做了大量的工作，但由于受到当时技术条件的限制，所研制的互感器皆存在精度低和温度特性差的问题^[46-49]，仅停留在实验室研究阶段，没有实现实用化。20世纪80年后期，光学电压互感器的研究进入快速发展的阶段^[50-57]，国外各大公司如ABB、法国的原GEC ALSTOM公司（现AREVA公司）、加拿大NxtPhas以及日本的日立和东电等大型电气公司纷纷投入大量的人力物力进行光学电压互感器的研究，研制出了多种实用的光学电压互感器，并在高压电网挂网试运行。

ABB公司是较早开展光学电压互感器研究的厂家之一，在1986年首次将光电互感器在Tennessee Valley Authority电网试运行^[58]，1996年ABB推出了115~550kV EOVT系列，采用了无分压纵向调制结构，并在此基础上推出了光学计量单元（OMU），将电流和电压感应元件集成进入一相，其中电压测量也采用了基于Pockels电光效应的纵向调制式光学电压互感器^[59,60]。此外，ABB公司还开发了基于石英晶体逆压电效应的光学互感器，运行效果良好^[61]。2003年，瑞典ABB公司研制出基于模间干涉和白光干涉技术的170kV光学电压互感器，当被测电压超过1kV时互感器测量精度达到0.2级标准。

法国的原ALSTOM公司研制的525kV光学电流/电压组合互感器于1995年在美国Bonneville成功挂网，随后在欧洲及北美多个国家的变电站也进行了挂网试运行，1997年进一步推出了工作电压在123kV~765kV的光学电流/电压互感器^[62-65]，其中光学电压互感器采用基于Pockels效应的纵向调制结构，一次电压经电容分压后加于晶体两端，利用双光路结构来提高光学电压传感器的温度稳定性，可同时输出保护和计量用电压信号，在-50℃~+70℃温度范围内其计量精度可达0.2%。

日本从八十年代就展开了对光学互感器的研究，日立公司于1985年研制出基于Pockels效应的70kV横向调制式光学电压互感器，并于1987年挂网试运行^[66,67]，同年东电公司研制出以LN晶体作为电压传感元件的300kV光学电压互感器；NGK公司研制的低压光学零序电压电流互感器于1991年7月成功在配电网系统挂网运行^[68]；另外，Mitsubishi公司与Chubu公司、Itami工厂三家公司联合进行光学零序

电压电流互感器的研制，于1991年1月出现了该类互感器的挂网试运行报道^[69]。

Nxtphase公司开发的230kV光学电压互感器于2000年在哥伦比亚的BC Hydro's Ingledow变电站安装试运行，该互感器采用多个电场传感器进行多点电场测量，并利用若干个积分点加权求和的方法实现高压测量^[70]，通过试验研究，在各种电场干扰下该传感器仍能达到0.2%的精度。2001年，Nxtphase公司在Montreal岛的Rolls Royce gad-turbin发电站安装了138kV三相光学电压互感器^[71]。

我国对光学电压互感器的研究开始于20世纪90年代初，华中科技大学于1993年率先研制出单相110kV光学电压互感器样机，并在广东新会电力局挂网试运行^[18,72]。清华大学与中国电力科学研究院、沈阳变压器厂联合开发出多种光学电流和电压互感器，包括全光纤干涉型、块状晶体型、激光驱动混合型等^[73]。大连理工大学、哈尔滨工业大学、燕山大学、华北电力大学、北京航空航天大学、北京电科院、国电南瑞、许继电气、上海互感器厂等多家科研院所也开展了光学电压互感器研究工作^[74-84]，取得了一系列研究成果。其中国电南瑞和南瑞航天联合研制的基于Pockels效应的NAE-GY系列光学电压互感器，测量精度可达IEC 0.2级，于2011年在安徽桓谭110kV智能变电站以及江苏500kV常熟南智能变电站投入运行。北京许继电力光学技术公司的POSS-OVT系列光学电压互感器，采用基于Pockels电光效应原理的电容分压式结构，产品涉及35kV~500kV电压等级，于2012年7月在承德市区南220kV变电站成功投入运行。

综观国内外光学电压互感器的研究现状，国外的研究起步较早，经过多年的研究和经验积累，光学电压互感器已经趋于实用化。我国在光学电压互感器方面的研究相对滞后，近三年才出现较为实用的光学电压互感器产品，目前国内电力系统应用的EVT中，光学电压互感器产品所占的比例远远小于有源EVT。

1.3.2 有源型 EVT 的研究与应用现状

电阻分压器作为电压传感器的应用由来已久，其主要用于高压试验或作为工频电压比例标准器^[85-88]。随着传统互感器弊端的显现，人们自然地想到了基于电阻分压器原理来研究电子式电压互感器。目前在国外，ABB公司已有用于智能开关柜的电阻式电压互感器产品，Trench公司的LOPO系列产品中也包括电阻式电压互感器，SIEMENS公司同样有此类产品投入市场^[89-93]。国内一些高校和科研单位也展开了相应的研究，包括华中科技大学、大连理工大学、西华大学、沈阳工业大学等^[34-38,94-98]。目前包括许继在内的国内多个厂家生产的中低压开关柜中均使用电阻分压型EVT配合微机保护装置和电子测量仪表，对于减小开关柜体积、提高设备性能发挥了重要作用。

电容分压器技术比较成熟，传统电容式电压互感器就是基于电容分压原理，电容分压器也常常被用在高压试验中^[99-101]，在接插式组合电器中也获得了成功应

用^[102]，还有报道用于获取电能^[103]。20 世纪 90 年代以后国内外都开始了基于电容分压的 EVT 研究^[104-112]，目前国外各大公司如 ABB、ALSTOM、SIEMENS 公司等都有相关产品，国内在该方面的研究也已达到较实用的水平^[113-121]，具备小规模生产电容分压型电子式电压互感器能力的厂家包括西安华伟光电、南瑞、许继电气、南自、常州博瑞电力、北京浩霆光电等。目前国内用于 110kV 及以上高压系统的 EVT 绝大多数是电容分压型 EVT。

基于感应分压器的 EVT 在多个电压等级的系统中均可应用，国电南自南京新宁光电公司 OET700 系列数字式电流电压互感器中采用了这种分压器原理^[45,122]，南瑞 PCS-9250P 系列电子式互感器中应用于中低压系统的 EVT 也是基于感应分压原理实现。

除了分压型 EVT 外，作者所在的湖南大学电子式互感器课题组提出采用高精度电流传感器测量流过高压电容器对地电流来反映一次侧高电压的方法，具有良好的抗干扰性能，电流传感器由微型电流互感器或螺线管空心线圈实现^[123,124]。研制的 110kV EVT 样机在常温下满足 0.2 级测量准确度要求，但后续研究表明电流传感器可能引入稳态和暂态误差，EVT 受杂散电容的影响偏大，技术上需要进一步完善。

有源型 EVT 避免了光学电压传感头光路的复杂性以及对外界扰动敏感等问题，比光学电压互感器的工作性能更加稳定；而且有源型 EVT 采用的一次传感器技术比较成熟，运行经验丰富，因此有源型 EVT 相比光学电压互感器成本更低廉，因此更容易形成产品投放到市场。在高压和超高压系统中，有源型 EVT 的优点尤其显著，目前国内应用的 EVT 几乎全部为有源型。因此本文将有源型 EVT 作为研究分析的对象。

1.4 EVT 工程实用中存在的主要问题

随着研究的不断深入，EVT 正逐步走向工程实用化。但是从 EVT 的试点情况看，其可靠性和稳定性均不理想，在运行中故障率甚至高于传统电压互感器。据统计，截止 2011 年底，国家电网系统内 110(66kV) 及以上 EVT 共发生故障 51 台次，主要故障类型为绝缘问题、采集器故障、电磁干扰问题和合并单元故障等^[16,125]。

根据国网公司组织的电子式互感器性能检测情况和现场试点故障情况^[16]，各类 EVT 在工程实用中的主要问题可以概括为：

1. 无源光学电压互感器

(1) 温度稳定性问题

温度稳定性是困扰光学电压互感器、阻碍其实用化进程的主要问题之一^[26,73]。首先，环境温度变化会在电光晶体中产生应力双折射，而这种双折射是随温度而变化的，当干扰双折射叠加在线性电光效应上，表现出来的就是光学电压互感器

的输出随温度而变化；其次，光学电压传感器中包括光学晶体以及由透镜、起偏器、检偏器等元件构成的分散光学系统，温度的变化不但会引起光学元件的工作特性改变，也会使他们之间的相对位置发生偏移，进而影响光学电压互感器的稳定性；再次，电光晶体的电光系数是温度及波长的函数，且光源的中心波长亦受温度而影响，因此温度变化也会影响光学互感器输出的稳定性；最后，对于采用电容分压结构的光学电压互感器，环境温度变化可能会引起电容分压器的分压比漂移，这也是造成光学电压互感器温度稳定性差的一个原因。在实验室和现场测试过程中也出现了光学电压互感器温度循环测试不符合标准要求的现象^[125,126]。

（2）电磁兼容问题

对于采用电容分压结构的光学电压互感器，外界干扰电场的存在会改变光学晶体所在位置处的电场强度，也会通过空间分布电容改变电容分压器的分压比，从而使电光晶体感受到的电压不同于实际被测电压，带来测量误差。

（3）受振动影响问题

光学系统性能脆弱、封装校准困难，不易进行批量生产，运输过程中容易损坏；而且在工作中受振动的影响较大。

（4）时间稳定性和长期运行可靠性问题

在变电站恶劣的运行环境下光学电压互感器的长期稳定性没有得到严格论证，还需进一步研究。而且光学电压互感器采用光学器件，在长期运行过程中，由于光学器件的性能劣化会引起测量误差。目前光学电压互感器的运行年限还较短，缺乏运行寿命方面的统计数据，对于其长期可靠性问题必须引起高度关注。

2. 有源型EVT

（1）电磁兼容问题

EVT所处的变电站运行环境复杂，空间存在着多种电磁干扰信号。现场运行和EVT性能检测情况均表明，强电磁干扰会对有源型EVT产生两方面影响：一是造成EVT输出信号畸变，这时测量精度就无法保证；二是造成EVT元件破坏，干扰消失后EVT无法恢复正常工作，例如湖南省金南智能变电站的EVT曾出现由于操作过电压造成电子处理电路被破坏的情况。造成这种现象的原因之一是在产品设计中电磁干扰的屏蔽和防范措施不到位，同时，独立运行的EVT采用直流电源供电，也造成其更容易受电磁干扰的影响。

（2）受环境温度影响问题

温度发生变化时，引起EVT的输出电压变化，影响EVT的测量精度和工作稳定性，甚至可能造成测量误差超过允许极限。其主要原因是温度变化造成一次传感头（即各种分压器）的误差变大，特别是当高、低压分压元件的温度系数不匹配时，误差会更大。另外，电子处理电路中某些元器件的性能也受到温度变化的影响，比如运算放大器、电容器等，元器件选择不合理也会造成温度变化使EVT

误差超差^[16]。

（3）绝缘问题

在出现操作过电压和雷击过电压时，由于EVT绝缘不够，可能造成一次部分击穿或二次部分损坏。例如黑龙江省北兴数字变电站的电子式电压互感器爆炸就是由于电容分压器绝缘击穿造成的。

（4）受杂散电容影响问题

采用串级分布式传感头结构的分压型EVT易受杂散电容影响，周围环境变化、接线方式改变或摆放位置变化都可能改变分压器的分压比，从而引起EVT输出电压的变化，造成准确度不稳定。

由于在运或试运行的EVT出现的诸多问题，人们对EVT的关注点从最初的“传感原理先进”逐渐转移到“工作稳定可靠”，更注重EVT的工程实用情况。未来对EVT核心技术的研究重点将放在传感头技术、电磁防护技术以及如何提高EVT的稳定性和可靠性等方面。

1.5 课题来源及本文主要研究内容

本文在湖南省重大科技专项课题“数字化变电站关键技术研究及装备研制”的子项“数字化变电站新型电子式互感器及其配套系列设备研制”和国家创新基金项目“检测电容电流型电子式电压互感器”的资助下，紧密结合智能电网对EVT的重大需求以及现有EVT在工程实用中存在的问题，以研究开发性能稳定、工作可靠的EVT为目标，提出直测电流型EVT的设计思想，并围绕电流型EVT的组成原理及关键技术展开系统深入的研究，成功研制出110kV电流型EVT。

本文的研究重点包含以下几方面内容：针对杂散电容影响EVT工作稳定性的问题，提出一种具有集中结构的独立式SF₆同轴圆筒型电容传感头，可较好地屏蔽杂散电容的影响；针对温度及其他运行条件对EVT稳定性的影响，对电容传感头和信号处理单元分别采取基于信息融合的误差补偿措施和基于铂电阻的温度补偿方法；针对电磁干扰影响EVT稳定性和可靠性的问题，提出直测电容电流实现电压传感和测量的方法，保证了电流信号传输过程良好的抗干扰性能，同时对电流型EVT的电容传感头和信号处理单元分别采取了有效的电磁兼容措施；并提出基于系统状态的自适应积分电路实现电压信号的还原，在保证EVT系统快速暂态响应特性的同时增大了EVT系统的稳态频带宽度，使电流型EVT可以满足50次以下谐波测量的要求。

本文的结构安排如下：

第1章 绪论。研究常见EVT的工作原理，对EVT的研究现状进行综述，揭示EVT工程化存在的主要问题，阐述课题的研究意义。

第2章 电流型EVT的组成原理研究。建立环境干扰静电场和干扰交流磁场

在分压信号传输通道和电流信号传输通道的耦合模型,分析分压型 EVT 易受电磁干扰的原因;提出抗干扰能力强、通过直测电流实现电压传感和测量的方法,以及基于直测电容电流方法的电流型 EVT 系统方案;阐述电流型 EVT 的组成原理,并对电流型 EVT 的稳态特性和暂态特性进行理论分析。

第 3 章 电流型 EVT 的高压电容传感头理论与结构研究。提出一种具有集中结构的独立式 SF₆ 同轴圆筒型高压电容传感头,建立传感头的数学模型,确定传感头的结构和尺寸参数;建立传感头的 Ansoft 有限元 3D 仿真模型,通过仿真分析验证传感头绝缘结构和参数的合理性以及受杂散电容影响小的优势;对电容传感头的结构进行仿真优化;系统地分析影响 SF₆ 同轴圆筒型电容传感头性能的因素,并提出改进方法。

第 4 章 电流型 EVT 的自适应积分电路研究。分析电流型 EVT 对信号积分的要求,阐明单一类型的积分器在电流型 EVT 中应用的局限性;提出一种基于系统状态的自适应积分电路,可通过快速识别稳态和暂态工况,自动控制积分器工作状态的切换,以同时实现稳态宽频带响应性能和快速暂态响应性能。

第 5 章 电流型 EVT 的误差补偿方法研究。利用基于三元回归分析的多传感器信息融合方法对电容传感头进行误差补偿,以有效解决温度和 SF₆ 气体压力影响电容传感头测量精度和工作稳定性的问题;建立模拟信号处理电路温度误差系数的数学模型,并提出基于铂电阻的温度补偿方法,以提高模拟信号处理电路的温度稳定性。

第 6 章 电流型 EVT 的设计及样机试验。对电流型 EVT 的高压电容传感头和信号处理单元进行设计;分析变电站电磁干扰侵入电流型 EVT 的途径,提出改善电流型 EVT 稳定性和可靠性的若干电磁兼容措施;对研制的 110kV 电流型 EVT 样机进行电容传感头性能测试、整机准确度试验、温度稳定性试验、时间稳定性试验、暂态性能试验、高压试验和电磁兼容试验,通过试验结果验证电流型 EVT 系统方案及其各部分设计的正确性和可行性。

最后总结本文的研究成果,并对有待进一步开展的工作进行展望。

第 2 章 电流型EVT的组成原理研究

2.1 引言

目前有源型EVT常采用分压检测原理，分压器与处理电路之间直接传输电压信号，由于传输回路阻抗高，容易受到电磁干扰，从而影响EVT的测量精度和稳定性。相比传输电压信号易受干扰的情况，传输电流信号则几乎不受电磁干扰的影响，因此本章提出通过直接检测传感头电流实现一次电压传感和测量的方法，同时在此基础上提出直测电阻电流型EVT和直测电容电流型EVT的系统整体方案。并通过对电流型EVT组成原理、稳态特性和暂态特性的理论分析，论证电流型EVT方案的可行性。

2.2 电流型 EVT 的传感原理

2.2.1 基于电流检测的电流型 EVT 传感原理

1. ECVT 分压信号的电磁干扰耦合机理

首先以ECVT为例，从电磁干扰耦合的角度分析分压型EVT容易受干扰影响的原因。如图2.1， C_1 、 C_2 、 R_1 和 R_2 共同组成ECVT的电容分压器， A 为分压器输出端连接的运算放大器。 u_1 为被测一次高压信号， u_{o1} 为分压器输出的小电压信号， u_o 为运算放大器 A 的输出信号。正常情况下 u_o 为：

$$u_o = Au_{o1} \approx A \cdot (R_1 + R_2)C_1 \frac{du_1}{dt} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} = AR_2C_1 \frac{du_1}{dt} \quad (2.1)$$

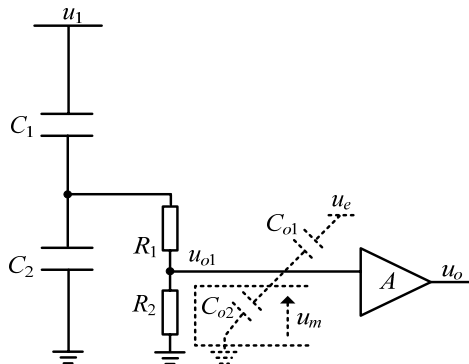


图 2.1 ECVT 分压信号的电磁干扰耦合模型

可以将分压器等效为一个电压源，由电路可知，该电压源的等效内阻较大，同时分压器接收端连接的运算放大器 A 具有高输入阻抗，因此整个分压信号传输回路的阻抗很高，容易受到外部电磁环境的干扰。当周围存在干扰电场和干扰磁场时，干扰电磁场对ECVT分压信号的耦合情况可用图2.1中的虚线表示。假定环

境干扰静电场的干扰源电势为 u_e ，环境干扰交流磁场感应出的交流干扰电势为 u_m ，设备与干扰静电场源之间的耦合电容为 C_{o1} ，对地的杂散耦合电容为 C_{o2} ，则运算放大器 A 的实际输出为：

$$u_o = A(u_{o1} + \frac{C_{o1}}{C_{o1} + C_{o2}} u_e + u_m) \quad (2.2)$$

由于ECVT安装在高电压、大电流的一次系统现场，电磁场环境恶劣， u_e 和 u_m 的数值都比较大，而分压器的输出 u_{o1} 一般为几伏的小电压信号。由式(2.2)可知，分压器的输出受强干扰电磁场的影响较大，产生信号失真，影响EVT输出信号的精度。因此为了减少外部电磁环境的影响，分压型EVT必须采取严格的电磁屏蔽措施。

2. 电流信号传输的抗电磁干扰机理

根据电磁场干扰基本原理，相比传输电压信号容易受电磁干扰的情况，传输电流信号则几乎不受电磁场的干扰。在图2.2所示的电流源系统中， i_1 为电流源的理想输出电流， i_m 为环境干扰交流磁场感应出的交流干扰电势 u_m 产生的电流，其数值为： $i_m = u_m / r_o$ （ r_o 为电流源的内阻）， i_e 为环境干扰静电场的干扰源电势 u_e 通过 C_{o1} （ u_e 对电流源的杂散电容）产生的电流，其数值为： $i_e = C_{o1} du_e / dt$ 。

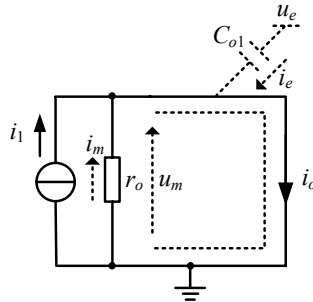


图 2.2 电流源系统的电磁干扰耦合模型

因此，当存在环境干扰静电场和环境干扰交流磁场时，电流源系统实际的输出电流 i_o 为：

$$i_o = i_1 + i_m + i_e = i_1 + \frac{u_m}{r_o} + C_{o1} \frac{du_e}{dt} \quad (2.3)$$

由于电流源的内阻 r_o 很大，理想情况下为无穷大，而杂散电容 C_{o1} 的数值一般很小。则有：

$$i_o \approx i_1 \quad (2.4)$$

即电流源系统实际的输出电流与电流源的理想输出电流近似相等，受到的干扰几乎可以忽略。因此传输电流信号具有很强的抗电磁干扰能力。

3. 检测电流型 EVT 的传感原理及传感头构成方式

利用传输电流信号不易受电磁场干扰的特点，作者所在的课题组提出了通过

检测传感头电流实现一次电压传感和测量的方法，并将其应用于EVT中，构成一种新的检测电流型EVT。电流型EVT的传感原理示意图见图2.3，通过传感头获得反映被测一次电压的电流信号 i_1 ，然后通过电流检测、变换和处理，还原出与一次高压成比例的小电压信号 u_s 。电流型EVT与分压型EVT在传感原理上有本质区别，分压型EVT是基于分压检测原理，电流型EVT则是基于电流检测原理。相比较而言，电流型EVT避免了传输小分压信号易受干扰的缺点，可提高一次电压测量的准确度和稳定性。

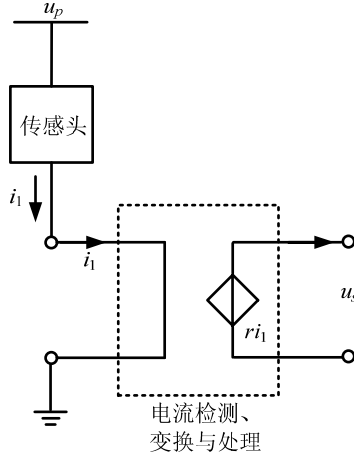


图 2.3 电流型 EVT 传感原理示意图

可以利用高压电阻器、电容器或电抗器作为电流型EVT的传感头，由于电阻、电容及电感的特性各异，因此构成的电流型EVT具有不同的工作特性。

（1）高压电阻传感头

利用高压电阻器 R 构成电流测量传感头，电阻器上流过的电流与一次电压 u_p 之间的关系为：

$$i_1 = \frac{u_p}{R} \quad (2.5)$$

显然，电阻电流可以线性地反映一次被测电压，因此电阻器是最为理想的一种传感头，其结构简单、尺寸小、不存在滞留电荷、无发生谐振的风险，但是由于电阻器件存在消耗有功功率和发热的问题，因此只能在35kV以下的中低压系统中应用。为了减少电阻发热，应选择适高压高阻型电阻器。

（2）高压电容传感头

利用高压电容器 C 构成电流测量传感头，电容器上流过的电流与一次电压之间的关系为：

$$i_1 = C \frac{du_p}{dt} \quad (2.6)$$

电容电流与一次被测电压之间成微分关系，因此必须在后续采用积分环节还原一次电压信号。高压电容器的优点是不消耗有功，不存在由于功耗发热的问题，而且相比制造大容量的电阻器和电抗器而言，制造大容量的高压电容器更容易实

现，因此基于电容电流的传感方式可以广泛用于高压、超高压电网中。

(3) 高压电抗传感头

利用高压电抗器构成电流测量传感头，电抗器上流过的电流与一次电压之间的关系为：

$$i_1 = \frac{\int u_p dt}{L} \quad (2.7)$$

其中， L 为电抗器的电感量。

电抗器上的电流与一次被测电压之间成积分关系，因此后续应配合微分环节还原一次电压信号。当电压等级比较高时，电抗器的体积大、制造成本高；而且当电力系统进行操作或发生故障时，包含铁芯的电抗器与系统中的电容串联还可能引起铁磁谐振，危及电力系统的安全运行，因此电抗器不是理想的电流型EVT传感头。

根据对以上三种传感头工作特性的比较，本文选择高压电阻器和高压电容器作为电流型EVT的传感头使用。

2.2.2 电流型 EVT 传感头电流直测方式的提出

1. 已有的传感头电流检测方式及其不足

可以将小容量电阻器或电抗器等常用阻抗变换元件串联在传感头回路中，使传感头电流信号转换为阻抗变换元件两端的小电压信号，这种检测方式结构简单，不足之处是阻抗变换元件的串联接入改变了一次回路的阻抗，影响传感头电流的测量精度。

本课题组曾经使用精密微型电流互感器（简称：小TA）和螺线管空心线圈与传感头串联两种方式对传感头电流进行检测，其电路构成分别如图2.4 a)和图2.4 b)，传感头采用电容器。

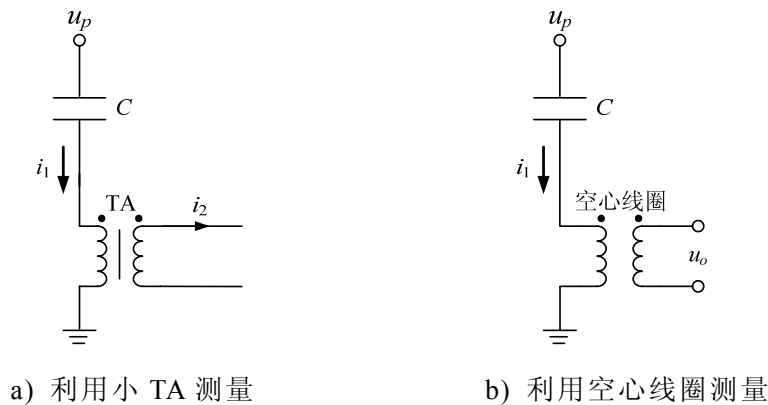


图 2.4 利用小 TA 或空心线圈检测电容电流的电路示意图

在图2.4 a)中，利用小TA将被测电容电流信号 i_1 转换为小电流信号 i_2 后再进行测量，其一次等效电路如图2.5。图中 x_c 、 r_c 分别为电容器的电抗和等值电阻，

$x_c = 1/\omega C$ ； r_1 、 ωL_1 分别为小TA一次绕组的电阻和漏抗； $r_0 + j\omega L_0$ 为小TA的励磁阻抗； r_2' 、 $\omega L_2'$ 、 Z_l 分别为小TA二次绕组的电阻、漏抗及负载阻抗（均归算到一次侧）。由于小TA一、二次绕组阻抗和励磁支路阻抗的存在，造成电流检测电路的输出电流 i_2 与输入电流 i_1 之间存在误差，误差的大小与小TA的性能指标和负载大小有关。另外，由于在电容器回路串接小TA电感线圈，容易在一次电压短路和带滞留电荷重合闸暂态过程中出现振荡，引起暂态误差。

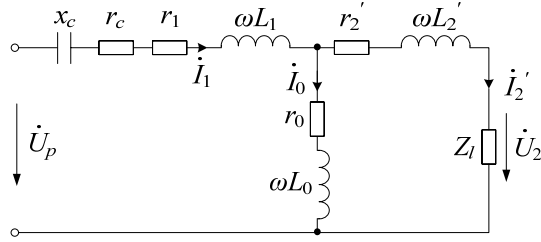


图 2.5 利用小 TA 检测电容电流方式的一次等效电路图

在图2.4 b)中，利用非磁性材料绕制的螺线管空心线圈实现电容电流检测，在一次线圈中通入被测电容电流时，可以通过电磁耦合从二次线圈中获得小电压信号输出。根据螺线管空心线圈的工作原理，其感应输出电压 u_o 与被测电容电流的微分成正比关系，即：

$$u_o(t) = -M \frac{di_1(t)}{dt} \quad (2.8)$$

式中， M 为一、二次线圈之间的互感系数。

由于电容电流 i_1 与一次电压 u_p 之间也存在微分关系，因此螺线管空心线圈的输出电压为：

$$u_o(t) = -M \frac{di_1(t)}{dt} = -M \frac{d[Cdu_p(t)/dt]}{dt} = -MC \frac{d^2 u_p(t)}{dt^2} \quad (2.9)$$

式(2.9)表明，螺线管空心线圈的输出电压 u_o 与一次电压的两阶微分成正比，因此 u_o 与输入信号的频率相关，正比于信号频率的平方。为了避免电网频率的正常波动以及信号中的高频成分影响EVT的测量精度，必须对 u_o 进行两次积分变换，增加了信号处理的复杂性，而且引入了额外误差。

2. 传感头电流直测方式的提出

针对已有的传感头电流检测方式的不足，本文提出直接检测传感头电流的方式，利用运算放大器“虚短”的原理，将传感头与电流变电压运算放大器串接，并牢靠接入电网相电压和大地之间，传感头电流直测电路见图2.6，其中 R_c 为取样电阻。由于采用运算放大器，在电路的输入端和输出端都消除了负载效应，如果输入源呈现有某些有限的并联电阻，由于跨在它上面的电压强迫到0V，因此消除了通过它的任何电流损失。传感头电流直测方式避免了采用各种电流转换器引入

的误差，直接将一次电流信号变换成易于信号处理和数据采集的小电压信号，不会改变一次电流的大小，从而提高了一次电流测量精度。

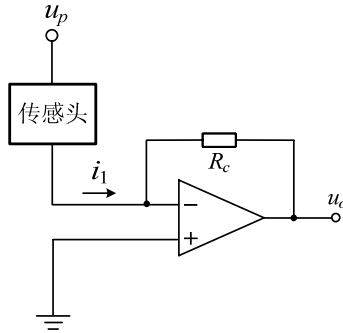


图 2.6 传感头电流直测电路

通过传感头电流直测电路得到的小电压信号为： $u_o = -R_c i_1$ 。对 u_o 进行变换和处理后就能直接反映出 i_1 以及被测一次电压 u_p 的大小。

2.3 直测电流型 EVT 的组成及理论分析

本文利用高压电阻器或高压电容器作为传感头，并基于直接检测传感头电流的方式，提出了直测电阻电流型 EVT 和直测电容电流型 EVT 的系统方案。

2.3.1 直测电阻电流型 EVT 的组成及理论分析

1. 直测电阻电流型 EVT 的组成原理

直测电阻电流型 EVT 的整体构成方案见图 2.7，主要由电阻传感头、保护电路和信号处理单元三部分组成。

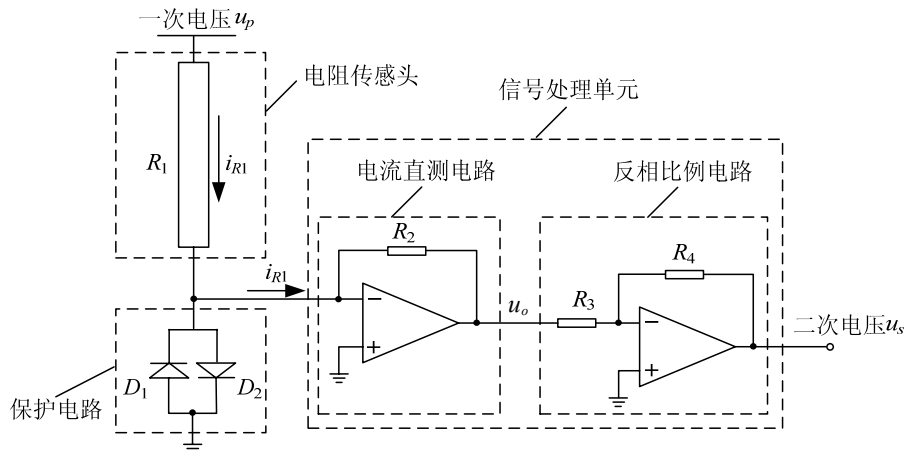


图 2.7 直测电阻电流型 EVT 的整体构成方案

(1) 电阻传感头

利用高压电阻器构成电流测量传感头，将一次输入电压信号 u_p 变换为电阻电流信号 i_{R1} 。

(2) 保护电路

保护电路由两个反向并联对接的稳压二极管 D_1 和 D_2 组成，在 EVT 正常运行

时, D_1 和 D_2 处于截止状态, 因此电阻电流完全输入到电流直测电路中。当冲击电压从一次端窜入时, D_1 或 D_2 导通, 实现电压钳位, 保护电流直测电路及信号处理单元不受损坏。

(3) 信号处理单元

信号处理单元由电流直测电路和反相比电路组成, 实现电流信号到电压信号的变换, 并输出与一次高压成比例的低功率小模拟电压信号 u_s , 保证EVT的输出满足IEC标准规定的准确度要求。采用全线性 $\pm 4V$ 的电压输出作为EVT的二次模拟电压接口。

2. 稳态特性分析

在稳态下, 一次侧高压信号 u_p 的完整表达式为:

$$u_p(t) = U_{pm} \sin(\omega t + \varphi) + U_{pdc} + U_{pres}(t) \quad (2.10)$$

式中, U_{pm} 为一次电压信号工频部分的幅值; ω 为电网的基波频率; φ 为一次电压相位移; U_{pdc} 为一次直流电压; $U_{pres}(t)$ 为包含谐波分量的一次剩余电压。

对EVT的工频稳态特性进行分析时, 可令 U_{pdc} 和 $U_{pres}(t)$ 为0, 则 u_p 可简化为:

$$u_p(t) = U_{pm} \sin(\omega t + \varphi) \quad (2.11)$$

此时通过高压电阻传感头的电流为:

$$i_{R1}(t) = \frac{U_{pm}}{R_1} \sin(\omega t + \varphi) \quad (2.12)$$

i_{R1} 经电流直测电路后, 形成电压信号 u_o :

$$u_o(t) = -R_2 \cdot i_{R1}(t) = -\frac{R_2 U_{pm}}{R_1} \sin(\omega t + \varphi) \quad (2.13)$$

对比式(2.11)和式(2.13), 可见 u_o 能够线性地反映一次输入电压的大小, 但在相位上相差 180° 。为了还原一次电压的相位, 利用反向比例放大电路对 u_o 进行倒相处理, 形成二次电压 u_s :

$$u_s(t) = -\frac{R_4}{R_3} u_o(t) = \frac{R_2 R_4 U_{pm}}{R_1 R_3} \sin(\omega t + \varphi) \quad (2.14)$$

取 $R_4=R_3$, 可以得出:

$$u_s(t) = \frac{R_2}{R_1} U_{pm} \sin(\omega t + \varphi) = \frac{R_2}{R_1} u_p(t) \quad (2.15)$$

式(2.15)即为直测电阻电流型EVT的工频稳态数学模型。直测电阻电流型EVT的二次输出电压与一次输入电压之间满足如下关系式:

$$\frac{u_s(t)}{u_p(t)} = \frac{R_2}{R_1} = k_R \quad (2.16)$$

由式(2.16)可知, 直测电阻电流型EVT的输出电压与输入电压相位相同, 大小

相差 k_R 倍， k_R 即为直测电阻电流型EVT的分压比。通过调整高压电阻器和电流直测电路中取样电阻的阻值，可以确定合适的分压比，从而获得符合IEC标准规定的二次电压值。

3. 暂态特性分析

由于采用电阻作为传感头，在电阻电流测量回路中不存在影响系统暂态特性的电容和电感元件，因此在系统过电压、线路短路故障以及重合闸造成的电压互感器一次电压突变的暂态过程中，电阻电流可以快速跟随一次电压的变化，使直测电阻电流型EVT具有良好的暂态特性。

4. 直测电阻电流型 EVT 的特点及应用范围

直测电阻电流型EVT具有结构简单、尺寸小、抗电磁干扰性能好、不存在饱和问题、无铁磁谐振危险、暂态性能好的优点。但由于大功率电阻器件存在功耗高发热大的现象，而且随着一次电压等级的升高，这一问题将更加严重，因此直测电阻电流型EVT主要在中、低压系统中应用。

2.3.2 直测电容电流型 EVT 的组成及理论分析

1. 直测电容电流型 EVT 的组成原理

直测电容电流型EVT的整体构成方案见图2.8，主要由高压传感单元和信号处理单元组成。

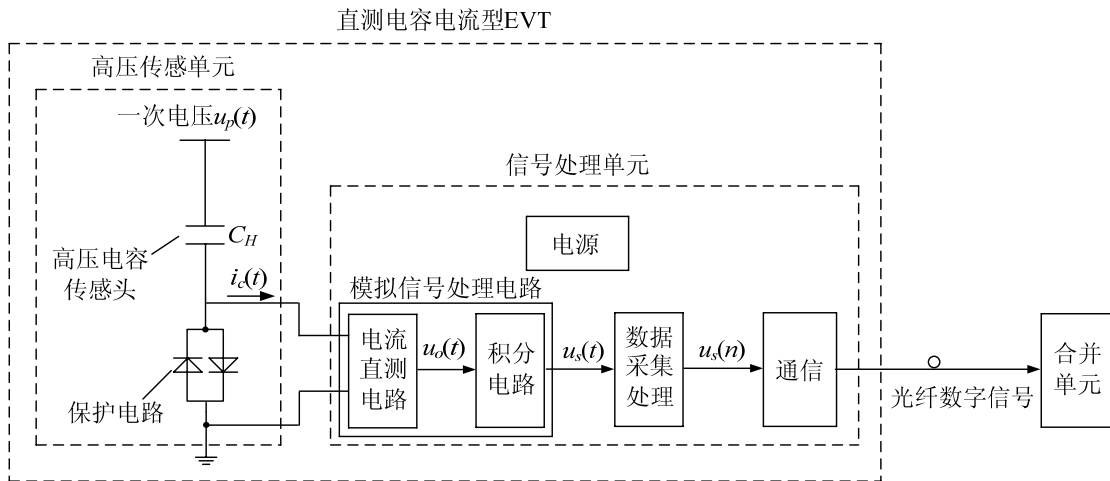


图 2.8 直测电容电流型 EVT 的整体构成方案

高压传感单元包括高压电容传感头和保护电路。利用高压电容器 C_H 构成直测电流传感头，将一次模拟输入电压 $u_p(t)$ 变换为电容电流信号 $i_c(t)$ ；保护电路的构成及作用与直测电阻电流型EVT中的保护电路相同。

信号处理单元集成了模拟信号处理和采集器的功能，主要包含模拟信号处理电路、数据采集处理模块和通信模块。电容电流信号 $i_c(t)$ 经过电流直测电路和积分电路后，变换为成正比于一次高压的小电压信号 $u_s(t)$ 。然后通过模数转换及数据

处理后形成离散数字量信号 $u_s(n)$ ，并通过通信模块进行电/光变换，最后经光纤接口输出包含一次侧电压信息的数字信号，传送给合并单元。信号处理单元安装于地电位侧，由变电站内的直流电源直接提供电能，避免了有源型EVT常用的高压端激光供能方式存在的电源安全隐患，提高了供电的稳定性和可靠性；而且出现故障时设备和器件容易更换。

高压电容传感头的电容量必须适中，容量值过大，导致电容电流大，同时冲击电流大，对与其相连的有源运算放大器及模拟信号处理电路造成影响；电容量值过小，则电容电流小，抗干扰能力减弱，影响EVT的测量精度和稳定性。因此高压电容值应合理选取，以保证电容电流数值在合适的范围内。对于110kV EVT系统，宜选用电容量在50pF~300pF的电容器。

2. 稳态特性分析

若稳态下一次高压信号为 $u_p(t) = U_{pm} \sin(\omega t + \varphi)$ ，通过高压电容传感头 C_H 的电流 i_c 为：

$$i_c(t) = C_H \frac{du_p(t)}{dt} = U_{pm} \omega C_H \cos(\omega t + \varphi) \quad (2.17)$$

利用图 2.6 所示的传感头电流直测电路将电容电流转变为小电压信号 u_o ：

$$u_o(t) = -R_c \cdot i_c(t) = -U_{pm} \omega R_c C_H \cos(\omega t + \varphi) \quad (2.18)$$

其中， R_c 为电流直测电路的取样电阻。

由式(2.18)可知， u_o 滞后于一次电压 90° ，其数值与一次电压的微分成正比，因此必需对 u_o 进行积分处理，将其转换成与一次电压同相位的电压信号。考虑理想积分器（见图 2.9），则经过积分器变换后得到的输出电压为：

$$\begin{aligned} u_s(t) &= -\frac{1}{R_J C_J} \int u_o(t) dt = \frac{1}{R_J C_J} \int U_{pm} \omega R_c C_H \cos(\omega t + \varphi) dt \\ &= \frac{R_c C_H}{R_J C_J} U_{pm} \sin(\omega t + \varphi) = \frac{R_c C_H}{R_J C_J} u_p(t) \end{aligned} \quad (2.19)$$

其中， C_J 为积分电容； R_J 为积分器的输入端电阻（积分电阻）。

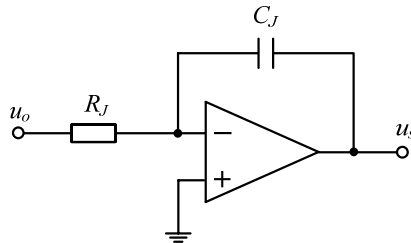


图 2.9 理想积分器结构示意图

式(2.19)即为直测电容电流型 EVT 的工频稳态数学模型。直测电容电流型 EVT 的二次输出电压与一次输入电压之间满足如下关系式：

$$\frac{u_s(t)}{u_p(t)} = \frac{R_c C_H}{R_J C_J} = k_c \quad (2.20)$$

由式(2.20)可知,直测电容电流型EVT的输出电压与输入电压相位相同,大小相差 k_c 倍, k_c 即为直测电容电流型EVT的分压比。通过合理设置高压电容器、积分电容、积分电阻以及电流直测电路中取样电阻的参数,可以确定合适的分压比,从而获得符合IEC标准规定的输出电压。

当考虑高压电容传感头的等值电阻、导线电阻等因素时,直测电容电流型EVT的一次等效电路可用图2.10所示。图中 x_c 和 r_c 分别为电容传感头的电抗和等值电阻, $x_c=1/j\omega C_H$, r_x 为连接导线的电阻, r_d 为 r_c 与 r_x 之和, r_l 为信号处理单元的输入电阻,由于高压电容传感头直接与电流直测电路的运算放大器相连,因此 r_l 近似为0。

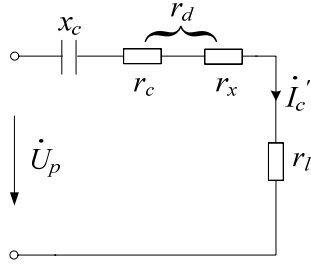


图 2.10 直测电容电流型 EVT 一次等效电路图

由图2.10一次等效电路可知,高压电容传感头上实际流过的电流 i'_c 为:

$$i'_c = \frac{\dot{U}_p}{R + 1/j\omega C_H} = \frac{\dot{U}_p \cdot j\omega C_H}{1 + j\omega R C_H} \quad (2.21)$$

式中, R 表示一次回路总的串联等值电阻, $R=r_d+r_l=r_c+r_x+r_l$ 。

对比理想情况下的电容电流: $i_c = \dot{U}_p \cdot j\omega C_H$,可以得知,一次回路串联等值电阻的存在引起了电容电流误差,理论上其数值相对误差和相角误差分别为:

$$\begin{aligned} \varepsilon(\%) &= \frac{|\dot{i}'_c| - |\dot{i}_c|}{|\dot{i}_c|} \times 100(\%) = \frac{\omega C_H / \sqrt{(1 + \omega^2 R^2 C_H^2)} - \omega C_H}{\omega C_H} \times 100(\%) \\ &= \left(\frac{1}{\sqrt{(1 + \omega^2 R^2 C_H^2)}} - 1 \right) \times 100(\%) \end{aligned} \quad (2.22)$$

$$\delta(') = -\arctg(\omega R C_H) \times 3440(') \quad (2.23)$$

由式(2.22)、式(2.23)可见,电容电流的理论相对误差和相角误差与 $\omega R C_H$ 的数值有关。对于基于 SF_6 气体绝缘的110kV电容传感头,电容量 C_H 为110pF时, r_c 在 $3\text{k}\Omega$ 以下, r_x 和 r_l 与 r_c 相比可忽略,因此 R 值小于 $3\text{k}\Omega$ 。计算可知,工频下电容电流的数值相对误差小于 $5.38 \times 10^{-7}\%$,相角误差小于 $0.36'$,可以忽略不计,即电容传感头一次回路的串联等值电阻不影响EVT的工频稳态特性。因此电流型EVT在稳态下能够准确地传变一次电压信号。

3. 暂态特性分析

由于直测电容电流型EVT的传感元件为电容器，电容器是一种储能元件，因此其暂态过程和阻性元件有很大不同。直测电容电流型EVT最严重的暂态问题是系统一次侧短路和线路断开后带滞留电荷重合闸引起的暂态过程。

(1) 一次侧突然短路暂态过程

电流型EVT一次侧短路的等效电路如图2.11所示，在等效电路中考虑了一次回路总的串联等值电阻 R ， $u_c(t)$ 和 $i_c(t)$ 分别为高压电容传感头上的电压和电流。

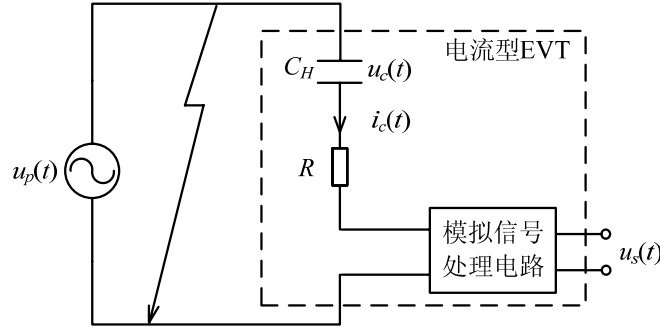


图 2.11 电流型 EVT 一次侧短路的等效电路

为分析简便，认为短路前系统处于稳定运行状态，一次电压中仅包含稳恒工频分量，而无直流及谐波分量。假定在 t_0 时刻发生一次短路，考虑最严重情况，即在电压处于正或负最大值时短路。

$t=t_0$ 时，假定此时一次电压处于正最大值，则 $u_p(t_{0-})=U_{pm}$ ， $u_c(t_{0-})\approx U_{pm}$ （由于 $R\ll 1/\omega C_H$ ，可以忽略 i_c 在 R 上产生的压降）。

$t=t_{0+}$ 时， $u_p(t_{0+})=0$ ，由于电容电压不能突变， $u_c(t_{0+})=u_c(t_{0-})=U_{pm}$ 。

$t>t_0$ 时，高压电容上的电压和电流按时间常数 $\tau=RC_H$ 衰减：

$$u_c(t)=u_c(t_{0+})e^{-\frac{t-t_0}{\tau}} \quad (2.24)$$

$$i_c(t)=-\frac{1}{\tau}Cu_c(t_{0+})e^{-\frac{t-t_0}{\tau}}=-\frac{1}{R}u_c(t_{0+})e^{-\frac{t-t_0}{\tau}} \quad (2.25)$$

根据 R 和 C_H 的数值，衰减时间常数 τ 极小（约 10^{-7} 数量级），因此电容电流 $i_c(t)$ 迅速衰减到0。

从上述分析可知，在系统一次短路的暂态过程中，直测电容电流型EVT的电容电流可以快速跟随一次电压的变化，满足暂态性能的要求。

(2) 线路断开后带滞留电荷重合闸暂态过程

电流型EVT线路断开后带滞留电荷重合闸的等效电路如图2.12所示，其中 C_L 为线路电容， $u_L(t)$ 为其两端的电压。考虑最严重情况，假定在 t_0 时刻一次电压处于正最大值时线路断开，并在 t_1 时刻电压处于负最大值时重合闸。

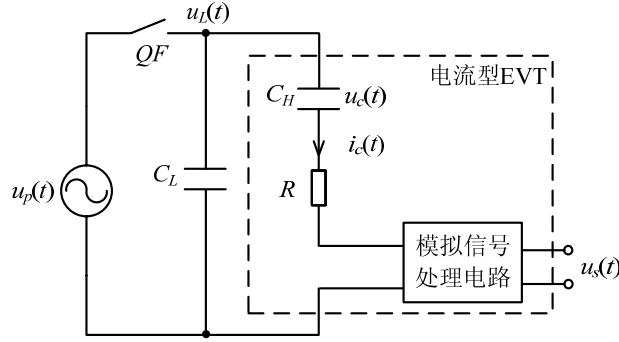


图 2.12 电流型 EVT 线路断开后带滞留电荷重合闸的等效电路

$t=t_{0-}$ 时, $u_p(t_{0-})=U_{pm}$, $u_L(t_{0-})=U_{pm}$, $u_c(t_{0-})\approx U_{pm}$ 。

$t=t_{0+}$ 时, QF 断开, $u_L(t_{0+})=U_{pm}$, $u_c(t_{0+})=U_{pm}$, 高压电容所在的回路相当于开路, 因此 $i_c(t_{0+})=0$, 即电容电流随着线路断开立即变为 0。

$t_0 < t \leq t_{1-}$ 时, 线路处于断开状态, 由于 QF 断开时线路和高压电容上有电荷残留, 而且其缺少外部释放通道, 因此 u_L 和 u_c 在线路断开期间几乎保持不变, $u_L(t) \approx U_{pm}$, $u_c(t) \approx U_{pm}$, 即 IEC 标准中描述的“滞留电荷”现象。在线路断开期间 $i_c(t)$ 也一直为 0, 表明线路和高压电容上的滞留电荷对电容电流不产生影响。

$t=t_{1+}$ 时, 线路重合闸将 QF 合上, $u_p(t_{1+})=-U_{pm}$, 由于电容电压不能突变, 因此 $u_c(t_{1+})=U_{pm}$ 。

$t > t_1$ 时, 一次电压可表示为 $u_p(t)=U_{pm} \sin[\omega(t-t_1)+\pi]$, 在重合闸后的一段时间内, 整个电路相当于正弦激励下一阶 RC 电路的全响应电路, 如图 2.13 所示。其中 R_L 为电网的等值直流阻抗, 其数值非常小。

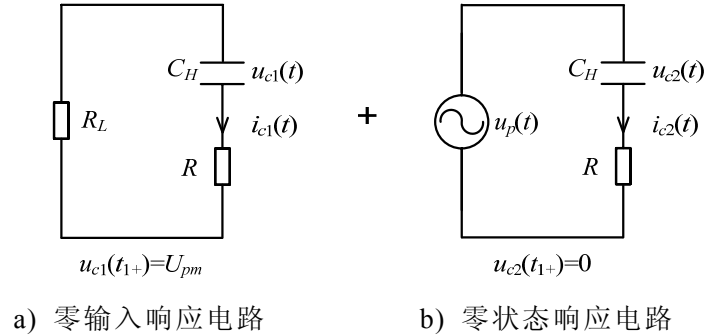


图 2.13 电流型 EVT 线路带滞留电荷重合闸的全响应等效电路

由电路分析可知, 高压电容上的电压 u_c 为:

$$\begin{aligned} u_c(t) &= (U_{pm} - U_{pm} \sin \pi) e^{-\frac{t-t_1}{\tau_2}} + U_{pm} \sin[\omega(t-t_1)+\pi] \\ &= 2U_{pm} e^{-\frac{t-t_1}{\tau_2}} + U_{pm} \sin[\omega(t-t_1)+\pi] \end{aligned} \quad (2.26)$$

式中, 衰减时间常数 $\tau_2 = (R+R_L)C_H$, 其数值也在 10^{-7} 数量级。

由式(2.26)可知, u_c 由衰减直流分量（暂态分量）和稳态基波交流分量叠加而成。相应地, 电容电流 i_c 中也包含暂态分量和稳态分量, i_c 可以表示为:

$$i_c(t) = C_H \frac{dU_c}{dt} = -\frac{2U_{pm}C_H}{\tau_2} e^{-\frac{t-t_1}{\tau_2}} + U_{pm}\omega C_H \cos[\omega(t-t_1)+\pi] \quad (2.27)$$

由于 τ_2 数值很小，在线路重合闸后，电容电流直流分量的衰减过程非常短暂，因此电容电流跟随一次电压的变化，快速进入稳态。

从上述分析可知，在各种暂态情况下电容电流都可以快速跟随EVT一次输入电压的变化，线路和高压电容器上的滞留电荷对电容电流几乎没有影响，这是直测电容电流型EVT的一项重要优势。

直测电容电流型EVT系统整体的暂态性能不仅取决于电容传感头的暂态特性，还取决于模拟信号处理电路的暂态特性，通过对模拟信号处理电路进行合理设计（详细内容见本文第4章），可以保证直测电容电流型EVT具有良好的暂态特性。

4. 直测电容电流型 EVT 的特点及应用范围

直测电容电流型EVT具有结构简单、抗电磁干扰性能好、不存在饱和问题、无铁磁谐振危险的优点，而且其暂态性能不受线路和高压电容滞留电荷的影响。由于采用高压电容器作为传感头，理论上不会消耗有功功率，因此直测电容电流型EVT不存在功耗发热的问题，可以广泛用于高压、超高压电网中。

下文以直测电容电流型EVT作为主要研究对象，为表述方便，将其简称为电流型EVT。

2.4 本章小结

建立了环境干扰静电场和干扰交流磁场在电压信号和电流信号传输通道的耦合模型，通过对干扰耦合模型的理论分析说明分压型EVT在传输分压信号过程中容易受到外部电磁场的干扰，而传输电流信号则几乎不受电磁场干扰信号影响。在此基础上提出了通过直接检测传感头电流实现一次电压传感和测量的方法，由于在传感头与处理电路之间直接传输电流信号，因此该方法具有良好的抗电磁干扰性能；同时传感头电流直测方式避免了采用电流转换器引入的一次电流测量误差。

提出了直测电阻电流型EVT和直测电容电流型EVT的系统整体构成方案，并对电流型EVT的组成原理、稳态特性和暂态特性进行了理论分析，结果表明电流型EVT方案可行，暂态性能不受线路和高压电容滞留电荷的影响。

第 3 章 电流型 EVT 的高压电容传感头理论与结构研究

3.1 引言

高压电容传感头是电流型 EVT 实现信号传感的核心组成部分,其一方面将一次电压信号转变为电容电流信号,另一方面实现系统绝缘。因此高压电容传感头的性能至关重要,其直接决定着 EVT 的最终输出特性和绝缘性能。

在工程实际中,杂散电容是影响有源型 EVT 测量精度和工作稳定性的主要因素之一,其根本原因是外界的接地干扰源或带电干扰源与 EVT 一次传感头之间形成杂散电容,引起传感头的误差。对于电流型 EVT,为满足直接测量电容电流的需要,高压电容传感头的电容量比较小,从而电容传感头测量电容电流的精度受杂散电容的影响较大,因此相比其他有源型 EVT,电流型 EVT 对电容传感头抗杂散电容影响的性能提出了更高的要求;同时,温度或其他运行条件的变化可能引起传感头电容量的变化,从而影响传感头的精度,因此希望电容传感头性能稳定,电容量尽可能不随温度或其他运行条件的变化而改变;为了保证电容传感头的安全、可靠运行,其绝缘性能应满足相应电压等级的绝缘要求,避免运行中出现绝缘击穿的现象;除此以外,希望电容传感头的介质损耗小,减小发热引起的设备温升。在高压电容传感头的选择和设计中应考虑上述性能要求。

电力系统工程实际中常用的高压电容器主要分为油浸式电容器和同轴圆筒型电容器两类。其中同轴圆筒型电容器主要与 GIS 开关设备配套,作为 GIS 配用式 EVT 的电容分压器使用,其绝缘结构无法满足在户内或户外敞开式变电站独立应用的要求。油浸式电容器常用于电力系统无功补偿和滤波装置中,并在电容式电压互感器和 ECVT 中作为电容分压器应用。油浸式电容器虽然具有较为成熟的技术和在电力系统广泛应用的运行经验,但是其能否作为电流型 EVT 的传感头应用,需要对其性能进行分析。

本章首先分析油浸式高压电容器的性能及其用于电流型 EVT 中存在的不足;然后提出一种基于 SF₆ 气体绝缘的独立式同轴圆筒型高压电容传感头,对其进行理论分析、结构研究与参数计算;最后详细分析影响电容传感头性能的主要因素,并提出改进方法,为电容传感头的工程化应用提供基础。

3.2 常用油浸式高压电容器的性能局限性分析

油浸式高压电容器是一种分布式叠装型电容器,其结构见图 3.1,由一节或多节耦合电容器组成,每节耦合电容器包含电容芯体和金属膨胀器^[127]。电容芯

体内包含多个串联的电容元件，见图 3.2，每个电容元件由铝箔电极和放在其间的的多层电容介质卷绕后压扁并经过高真空浸渍处理而成。为消除固体介质与电极之间空隙内的残余气体，提高电容器的局部放电性能，在电容器内部充以液体介质—绝缘浸渍剂（或称：绝缘油）。根据采用的固体绝缘介质的不同，目前常用的油浸式电容器分为膜纸复合电容器和全膜电容器两类^[128]。

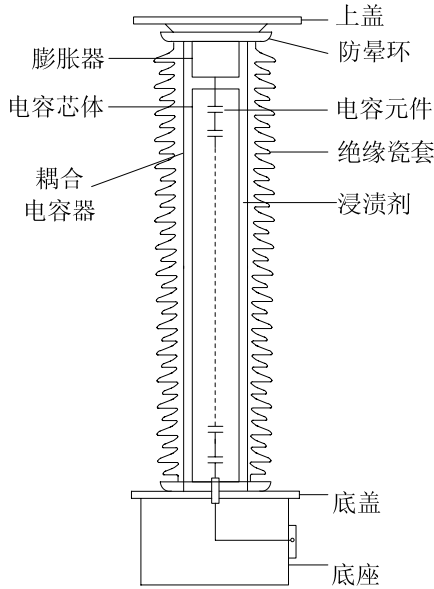


图3.1 油浸式电容器结构示意图



图3.2 电容芯体结构

由于油浸式电容器已经在电力系统广泛应用，因此其绝缘性能可以满足相应电压等级的绝缘要求。以下主要从油浸式电容器受杂散电容影响的情况、介质损耗以及温度稳定性三方面对其应用于电流型 EVT 中存在的局限性进行分析。

1. 杂散电容的影响

油浸式电容器在实际运行环境中，电容器对其周围地电位的物体（大地、墙壁和接地金属外壳等）以及对高压端（高压引线、高压端子、高压线路等）之间都存在杂散电容^[129]。

由于油浸式电容器由多个电容元件串联组成，因此电容器的杂散电容也具有分布参数，如图 3.3 所示。图中油浸式电容器的主电容为 C_H ，对地总杂散电容为 C_G ，对高压端总杂散电容为 C_Y 。由图 3.3 可见，在电容器外加高压电压时杂散电容产生分流作用，造成电容器高、低压端子之间的等值电容偏离理想值，同时改变了对地电容电流 i_c 的大小，影响电容电流的测量精度。

根据对油浸式电容器均匀分布参数等效电路模型的分析^[130]可知，考虑杂散电容分布时，电容器高、低压端子之间的等值电容 C'_H 为：

$$C'_H = C_H \left(1 + \frac{2C_Y - C_G}{6C_H} \right) \quad (3.1)$$

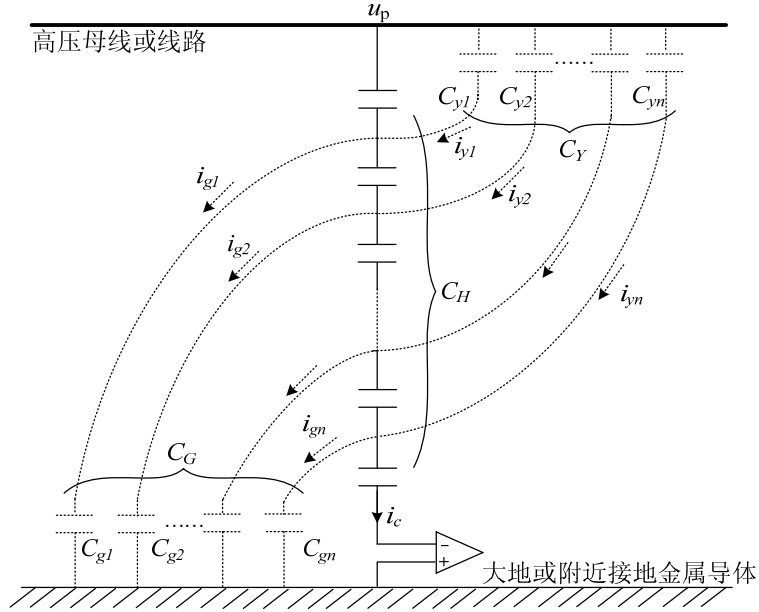


图 3.3 油浸式电容器的杂散电容分布示意图

以主电容值 C_H 为基准，可得出存在杂散电容时油浸式电容器的等值电容相对误差 ε_C 为：

$$\varepsilon_C = \frac{C'_H - C_H}{C_H} \approx \frac{C_H(1 + \frac{2C_Y - C_G}{6C_H}) - C_H}{C_H} = \frac{2C_Y - C_G}{6C_H} \quad (3.2)$$

相应地，杂散电容引起的电容电流相对误差 ε_{i_c} 为：

$$\varepsilon_{i_c} = \frac{i_c - i_{cn}}{i_{cn}} \approx \frac{\omega C_H(1 + \frac{2C_Y - C_G}{6C_H})u_p - \omega C_H u_p}{\omega C_H u_p} = \frac{2C_Y - C_G}{6C_H} \quad (3.3)$$

其中， u_p 为一次电压； i_{cn} 为不考虑杂散电容时的电容电流， $i_{cn} = \omega C_H u_p$ 。

由式(3.3)可见，油浸式电容器的杂散电容会引起电容电流幅值误差，但不产生相角误差。由于电流型 EVT 要求的主电容值 C_H 较小，因此杂散电容对油浸式电容器电容电流测量精度的影响不能忽略。

为了直观反映杂散电容的影响，利用 Ansoft Maxwell 2D 有限元电磁仿真软件^[131]对 110kV 油浸式高压电容器受杂散电容影响的情况进行了仿真分析。首先建立油浸式电容器的 2D 有限元模型，由于实际的油浸式电容器电容元件的卷绕圈数和串联电容数量都较大，因此仿真前对其进行简化：认为高压电容器由 20 个电容元件组成，每个电容元件的电极和介质均卷绕 10 圈。建立的油浸式电容器整体模型见图 3.4，单个电容元件模型见图 3.5。电容器各构成部分采用的材质及其基本参数见表 3.1。通过仿真计算可知，电容器的主电容值 C_H 为 264pF。

然后建立油浸式电容器周围存在接地干扰源时的计算模型，其示意图见图 3.6，接地干扰源用直径为 1.2m 的金属球模拟。给电容器高压端施加 $110/\sqrt{3}$ kV 电压激励，给金属球施加 0V 电压激励，改变金属球所在的高度以及与电容器之

间的距离，通过仿真计算得到电容器对高压端和对地的杂散电容 C_Y 和 C_G 。利用式(3.1)和式(3.2)计算出各种接地干扰情况下高、低压端子之间的等值电容及其相对误差，见表 3.2。

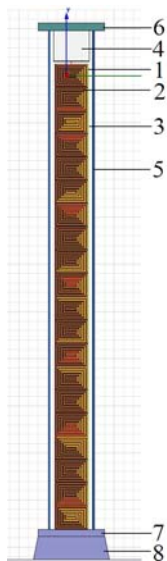


图 3.4 油浸式电容器有限元整体模型

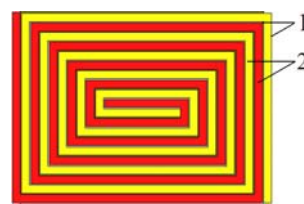


图 3.5 油浸式电容器单个电容元件有限元模型

表 3.1 油浸式电容器模型基本参数

部件序号	部件名称	材质	相对介电常数	电导率(s/m)
1	电极	铝	1	3.8×10^7
2	固体介质	膜纸复合介质	3.5	2.3×10^{-13}
3	液体浸渍剂	二芳基乙烷	2.54	0.6135×10^{-12}
4	金属膨胀器	不锈钢	1	1.1×10^6
5	绝缘套筒	陶瓷	6	1.2×10^{-16}
6	上盖	不锈钢	1	1.1×10^6
7	下盖	不锈钢	1	1.1×10^6
8	底座	不锈钢	1	1.1×10^6

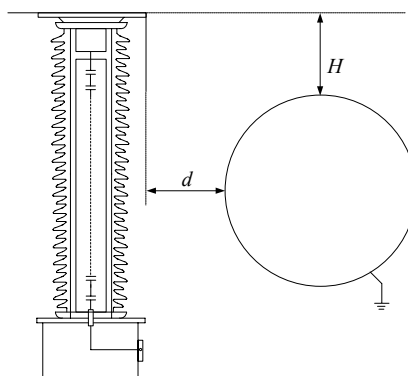


图 3.6 存在接地干扰源时的油浸式电容器计算模型示意图

表 3.2 不同接地干扰下油浸式电容器的等值电容及其相对误差

高度 $H(\text{m})$	距离 $d(\text{m})$	$C_Y(\text{pF})$	$C_G(\text{pF})$	$C'_H(\text{pF})$	$\varepsilon_c(\%)$
0	0.5	18.583	44.749	262.74	-0.479
0	1	17.764	39.527	263.33	-0.253
0	1.5	17.049	37.133	263.49	-0.192
1	0.5	18.576	44.658	262.75	-0.474
1	1	17.759	39.513	263.33	-0.252
1	1.5	17.041	36.989	263.52	-0.184

从表 3.2 中数据可见，油浸式电容器的杂散电容分布及等值电容主要与电容器和接地干扰源之间的距离有关，干扰源越靠近电容器，电容器的对地杂散电容越大，等值电容误差越大。在表 3.2 给定的各种干扰情况下，油浸式电容器等值电容的相对误差在 0.184%~0.479%之间，当接地干扰源对电容器的间距为规程中要求的安全距离 1m 时（110kV 电压等级），电容器等值电容误差超过了 0.25%。杂散电容引起的电容电流测量误差与电容器等值电容误差相等，因此油浸式电容器无法满足 0.2 级电流型 EVT 的准确度要求。

增大电容器的主电容值可以减小杂散电容的影响，但由于电流型 EVT 要求主电容值不能过大，因此该方法并不适用。还可以在电容器高压端安装屏蔽罩，增大 C_Y ，使 $2C_Y$ 与 C_G 之间的差值缩小，在一定程度上减小杂散电容的影响，但是受尺寸的限制，屏蔽罩的作用有限，而且其补偿效果是固定的。而在变电站复杂的电磁环境和实际运行条件下，外界带电干扰源的数量、类型和位置经常随机性变化，造成杂散电容 C_G 和 C_Y 大小不固定，因此即使采用屏蔽罩也难以实现各种情况下的完全补偿，造成电容器的等值电容和电容电流的测量结果不稳定。

2. 温度稳定性

电容器的电容量随温度的变化可用电容器的温度系数 α_c 表示：

$$\alpha_c = \frac{\Delta C}{C \Delta T} \quad (3.4)$$

其中， ΔC 为当环境温度变化 ΔT 时电容量的变化值。

油浸式电容器的温度特性与其所使用的介质材料有关，全膜电容器的固体介质采用单一聚丙烯薄膜，其温度系数约为 $-4 \times 10^{-4}/^\circ\text{C} \sim -2 \times 10^{-4}/^\circ\text{C}$ ；膜纸复合介质电容器利用电容器纸和聚丙烯膜相反的温度特性实现互相补偿，因此温度稳定性优于全膜电容器，其温度系数的绝对值约 $3 \times 10^{-5}/^\circ\text{C}$ 。电容式电压互感器和 ECVT 常采用膜纸复合介质的电容器作为电容分压器，由于高压电容和低压电容的结构与介质相同，因此其电容量同时随温度而变化，忽略高、低压电容的温差时，分

压器的分压比基本不变,可以满足互感器稳态精度的要求。而电流型 EVT 利用电容电流反映一次被测电压,根据式(2.19),EVT 的输出与高压电容器的电容量成线性关系。因此电容器的温度稳定性直接决定电流型 EVT 的测量精度和稳定性。

根据式(3.4)可以计算出在 $-40^{\circ}\text{C} \sim +70^{\circ}\text{C}$ 温度变化范围内,温度系数为 $-3 \times 10^{-5}/^{\circ}\text{C}$ 的膜纸复合介质电容器的电容量相对误差变化超过了 0.3%,无法满足 0.2 级电流型 EVT 的测量精度要求。因此如果采用油浸式电容器作为电流型 EVT 的传感头,必须采取一定的温度补偿措施。

3. 介质损耗

膜纸复合介质电容器的介质中包含电容器纸,造成其介质损耗角正切值($\tan\delta$)偏大,一般超过 0.15%;全膜电容器的介质损耗小于膜纸复合介质电容器,其 $\tan\delta$ 值约为 0.03%。两种电容器的介质损耗值均偏大,造成电容器的温升偏高^[132],影响其工作稳定性。

综合上述分析,油浸式高压电容器的温度特性无法满足 0.2 级电流型 EVT 的测量精度要求;油浸式电容器的等值电容量和测量精度受杂散电容的影响较大,并且随外界环境的变化而改变,影响 EVT 的工作稳定性;介质损耗偏大。除此以外,由于采用绝缘油作为液体绝缘介质,油浸式电容器运行检修维护复杂,还可能出现渗油漏油,污染环境且有易燃的危险。因此油浸式电容器不适宜在电流型 EVT 中作为传感头应用。

3.3 独立式 SF₆ 同轴圆筒型高压电容传感头结构研究

油浸式电容器的分布式结构造成其受杂散电容的影响较大,且难以实现完全屏蔽,因此考虑采用集中结构的高压电容器,以减小杂散电容的影响。同时,考虑到气体介质比液体和固体介质的损耗小很多,从而温升小,介质性能更加稳定,因此采用气体作为高压电容器的绝缘介质。

高压试验常用的充气式标准电容器^[133]是一种可以借鉴的方案,其采用气体绝缘,并具有集中式结构,如图 3.7 所示。

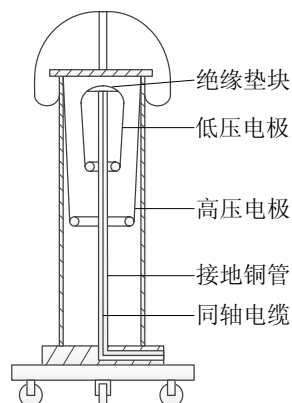


图 3.7 高压充气式标准电容器结构

标准电容器的高低压电极之间充满压缩气体，构成了同轴圆筒型电容器。高压电极完全包围低压电极，实现了良好的屏蔽，隔离了外界杂散电容的影响，因此电容量准确而稳定，标准电容器填充的压缩气体常采用氮气、二氧化碳或六氟化硫（ SF_6 ），其中 SF_6 的绝缘性能最优。目前我国生产的标准电容器在额定频率、额定电压下的介质损失角正切值不大于 5×10^{-5} ，远远小于油浸式电容器的介质损耗。因此标准电容器的抗杂散电容性能和介质损耗性能可以满足电流型 EVT 的要求，但是标准电容器主要在户内高压试验室中使用，其外绝缘结构不能适应户外独立用 EVT 的要求，因此不能直接在电流型 EVT 中应用。

考虑到在高压系统广泛应用的 SF_6 独立式电流互感器^[134]具有可靠的外绝缘结构，适于户内或户外独立安装，因此结合标准电容器和 SF_6 独立式电流互感器二者的结构优势，本文提出了一种适用于电流型 EVT、具有集中结构的独立式 SF_6 同轴圆筒型高压电容传感头（简称为： SF_6 同轴圆筒型电容传感头）。

3.3.1 SF_6 同轴圆筒型电容传感头的结构

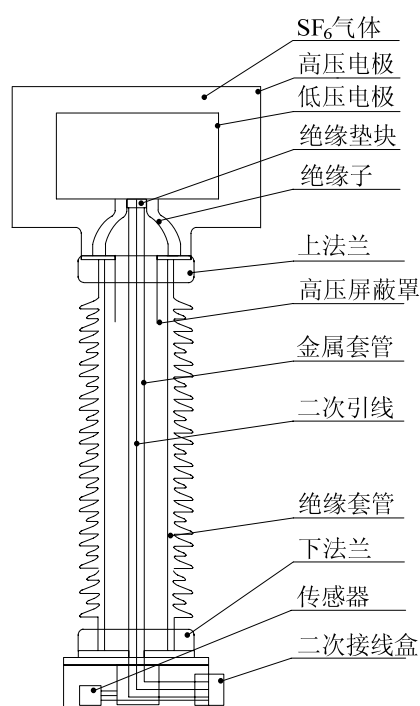


图 3.8 SF_6 同轴圆筒型电容传感头结构

SF_6 同轴圆筒型电容传感头的结构见图 3.8。传感头的外形和外绝缘结构借鉴 SF_6 电流互感器，从外观上看，呈倒置式“T”形结构，由圆筒躯壳（作为高压电极）、支撑绝缘套管和底座组成。绝缘套管一方面起支撑高压躯壳的作用，另一方面实现电容器一次高压对地的绝缘。借鉴标准电容器的内部结构，将圆筒形低压电极完全包围在高压电极中间，二者组成同轴圆筒电容器，高低压电极之间电场均匀，因此绝缘性能得到最大限度的发挥，而且屏蔽了大地及其他物体对低压电极的影响。低压电极由绝缘子支撑，比采用支撑杆的支撑方式稳定性更好。

低压电极的引出线经过接于地电位的金属屏蔽套管引至下部底座，并从二次接线盒接出。传感头的内绝缘由 SF_6 气体实现。由于 SF_6 气体绝缘设备对 SF_6 气体的工作压力和微水含量有较严格的要求，因此在传感头内部安装气体压力传感器和温湿度传感器，方便监视 SF_6 气体压力和气体含水量，同时还可以根据实测的气体压力和温度信号，对气体压力和温度变化引起的传感头误差进行补偿。

本文提出的 SF_6 同轴圆筒型高压电容传感头具有以下特点：

(1) 适应了高压电气设备和智能变电站无油化的趋势

采用 SF_6 气体绝缘结构，消除了油浸式电容器发生事故爆裂以及绝缘油燃烧引起火灾危及人身和周围设备安全的隐患，并从根本上消除了绝缘油对环境造成的污染，符合高压电气设备和智能变电站绿色、节能、无油化的发展方向。

(2) 受杂散电容影响小，具有良好的稳定性

具有集中结构，并利用高压电极和接地金属套管分别包裹低压电极及其引出线，实现了对低压电极的完全屏蔽，克服了油浸式电容器的串级分布结构受杂散电容影响大的缺点，具有良好的稳定性，本章第 5 节的仿真结果验证了这一点。

(3) 采用 SF_6 气体绝缘介质，介质损耗小、温升小、介质性能稳定

(4) 绝缘性能好、工作可靠、使用寿命长、维护简单

采用同轴圆筒形电极，极间电场均匀，降低了局部放电的可能性，绝缘性能好。即使出现气体介质击穿，击穿后其介电常数能够迅速恢复，小功率电压冲击造成的介质偶然局部击穿并无特殊危险，因此电容器工作可靠，使用寿命长。另外，正常运行中只需要监视 SF_6 气体的工作压力和含水量，日常维护简单。

(5) 易于改造实现电子式电流/电压组合互感器或在组合电器中应用

通过在圆筒中间增加一次导杆并安装 Rogowski 线圈后，容易改造成与 Rogowski 线圈型电子式电流互感器一体的电子式电流/电压组合互感器；也可方便地在 GIS、HGIS 等组合电器中应用。

3.3.2 SF_6 同轴圆筒型电容传感头参数计算

在确定 SF_6 同轴圆筒型电容传感头的参数时，需要考虑两个主要因素：一是使电容量在 $50\text{pF}\sim 300\text{pF}$ 之间；二是保证传感头内部的绝缘满足要求，在电压互感器标准规定的绝缘耐受电压冲击下， SF_6 介质不会被击穿。

1. 电容量理论计算及电容量约束条件

虽然 SF_6 同轴圆筒型电容传感头的高压电极不是一个完整的圆筒，但是在理论分析时，可以将其近似为理想圆筒结构，则高、低压电极组成的同轴圆筒电容器可用图 3.9 近似表示，其中高压电极 A 的内半径为 R_1 ，低压电极 B 的外半径为 R_2 ，高、低压圆筒电极共有的长度为 L ，即低压电极的长度。两电极之间的间隙内充满 SF_6 气体。

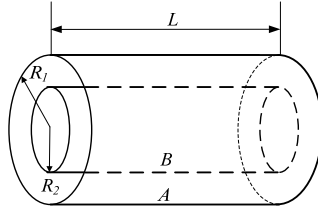


图 3.9 同轴圆筒电容器示意图

根据高斯定理可知，两个圆筒电极之间距离轴线 r ($R_2 \leq r \leq R_1$) 处的电场强度 E_r 为^[135]：

$$E_r = \frac{\lambda}{2\pi\epsilon_r\epsilon_0 r} \quad (3.5)$$

式中， ϵ_0 为真空介电常数， $\epsilon_0=8.854 \times 10^{-12} \text{F/m}$ ； ϵ_r 为 SF_6 的相对介电常数， $\epsilon_r=1.0021$ ； λ 为电极单位长度带电量的绝对值，假定每个电极带电量为 q ，则 $\lambda=q/L$ 。

电场的方向为垂直于轴的平面内沿着半径方向，则两电极之间的电势差为：

$$U_{AB} = \int_B^A \vec{E} \cdot d\vec{l} = \int_{R_2}^{R_1} \frac{\lambda}{2\pi\epsilon_r\epsilon_0 r} dr = \frac{\lambda}{2\pi\epsilon_r\epsilon_0} \ln \frac{R_1}{R_2} = \frac{q}{2\pi\epsilon_r\epsilon_0 L} \ln \frac{R_1}{R_2} \quad (3.6)$$

因此同轴圆筒电容器的等效电容值为：

$$C_H = \frac{q}{U_{AB}} = \frac{2\pi\epsilon_r\epsilon_0 L}{\ln(R_1 / R_2)} \quad (3.7)$$

根据电容量的基本要求，对于 110kV 系统应用的电容传感头， C_H 应满足：

$$50\text{pF} \leq C_H = \frac{2\pi\epsilon_r\epsilon_0 L}{\ln(R_1 / R_2)} = \frac{2 \times 3.14 \times 8.854 \times 10^{-12} \times 1.0021 \times L}{\ln(R_1 / R_2)} \leq 300\text{pF} \quad (3.8)$$

2. 绝缘约束条件

在同轴圆筒形电容器中，极间电场沿径向的分布是不均匀的。当给定极间电压 U_p 时，两电极之间距离轴线 r 处的电场强度还可以表示为^[135]：

$$E_r = \frac{U_p}{r \ln(R_1 / R_2)} \quad (3.9)$$

不计电场边缘效应时，由式(3.9)可知， SF_6 同轴圆筒型电容传感头电场强度最大值位于 $r=R_2$ 处，即低压电极的外表面，场强数值为：

$$E_{\max} = E_{R_2} = \frac{U_p}{R_2 \ln(R_1 / R_2)} \quad (3.10)$$

表 3.3 给出了在工频交流和冲击电压作用下的稍不均匀电场中， SF_6 气体间隙的工程击穿场强 (E_{bt}) ^[136]， E_{bt} 是综合各种情况下多组试验数据所得的下限值，由此确定的电气设备绝缘尺寸安全、可靠。其中， P 为 SF_6 气体的绝对压力，单位为 MPa。

表 3.3 各种电压下 SF₆ 气体的工程击穿场强

电压形式	工程击穿场强 $E_{bt}(\text{kV/mm})$
50Hz 工频电压	$6.5(10P)^{0.73}$
操作波冲击电压	$6.8(10P)^{0.73}$
雷电波冲击电压	$7.5(10P)^{0.75}$

设 SF₆ 同轴圆筒型电容传感头的补气压力 $P=0.45\text{MPa}$ (额定压力为 0.5MPa)，根据表 3.3 计算出工频电压、操作波冲击电压和雷电波冲击下的 SF₆ 击穿场强分别为： 19.488kV/mm 、 20.387kV/mm 和 23.172kV/mm 。根据电压互感器标准规定，额定电压为 110kV 的电压互感器应承受的设备最高电压为 126kV ， 1min 工频耐受电压为 185kV ，额定雷电冲击耐受电压和截断雷电冲击耐受电压分别为 480kV 和 530kV 。

因此为了使 110kV 电容传感头的绝缘满足要求，必须保证在给传感头施加 530kV 雷电冲击电压时，传感头内部的最大电场强度小于雷电波冲击下的 SF₆ 击穿场强 23.172kV/mm ，即：

$$E_{\max} = \frac{530\text{kV}}{R_2 \ln(R_1 / R_2)} < E_{bt} = 23.172\text{kV/mm} \quad (3.11)$$

3. 电极尺寸参数的确定

110kV 高压电容传感头的电极尺寸参数必须满足式(3.8)和式(3.11)两个约束条件。除此之外，还需要考虑工程实际中的两个问题：

(1) 电极长度的影响

由于电极长度越短，电极边缘的电场畸变越严重，因此电极长度 L 取值不能太小。参考 SF₆ 电流互感器的尺寸， L 取 500mm 。

(2) 绝缘套管直径的影响

由于高压电极的三通下口与支撑绝缘套管之间通过法兰连接，高压电极的直径应与绝缘套管的直径尺寸合理配合才能便于安装。为了保证一定的爬电距离， 110kV 支撑绝缘套管的直径不小于 300mm ，因此高压电极的直径不应小于 400mm 。

综合上述分析，取 $R_1=246\text{mm}$ ， $R_2=186.6\text{mm}$ 。根据此参数计算得出： $C_H=100.8\text{pF}$ ， $E_{\max}=10.28\text{kV/mm}$ 。将理论计算值与式(3.8)、式(3.11)比较可知：电容量在设计要求的范围内；不考虑边缘效应时，电容传感头内部的最大场强理论值小于雷电冲击下的 SF₆ 击穿场强，并具有较高的绝缘裕度，传感头绝缘满足要求。计及边缘效应时电容传感头的电场分布需进一步仿真分析。

3.4 SF₆ 同轴圆筒型电容传感头的电场分析与结构优化

3.4.1 SF₆ 同轴圆筒型电容传感头的电场及绝缘性能分析

对 SF₆ 同轴圆筒型电容传感头进行电场分析是验证其绝缘性能是否满足要求的关键。传感头高、低压电极之间、高压屏蔽罩与二次引线金属套管之间、二次引线与其引线套管之间均形成同轴圆柱体电场，但低压电极和二次引线套管垂直正交，它们与高压壳体之间形成复杂的三维电场。另外传感头内、外电场中包含 SF₆ 气体、空气、环氧树脂和陶瓷四种介质，而且场域为开域。对于具有开放边界、复杂形状模型，难以通过数学物理方法直接获取其电场的解析解。而有限元法特别适于处理这一类复杂电场计算问题，具有通用性强、计算精度高的优点。为此选择 Ansoft Maxwell 3D 有限元软件^[131]对电容传感头的电场进行分析计算。

1. 电容传感头 3D 模型及仿真条件

由于传感头结构比较复杂，很难完全按真实情况模拟，因此仿真前对其进行合理简化：忽略高压引线；假设传感头放置于零电位无穷大平面上；简化去除形状复杂的绝缘套筒裙边。根据提出的电容传感头结构和计算的传感头参数，利用 Ansoft 软件建立 110kV SF₆ 同轴圆筒电容传感头的 3D 计算模型，其外形见图 3.10，内部结构见图 3.11。传感头各主要构成部分采用的材质及其基本参数见表 3.4。

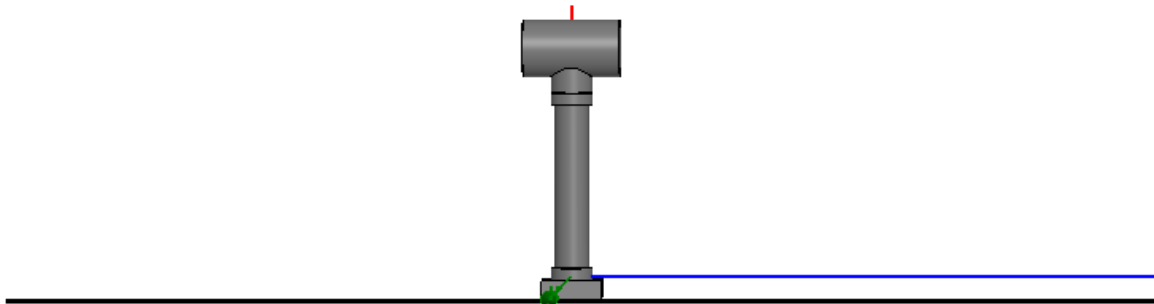


图 3.10 SF₆ 同轴圆筒型电容传感头 3D 计算模型示意图（外形）

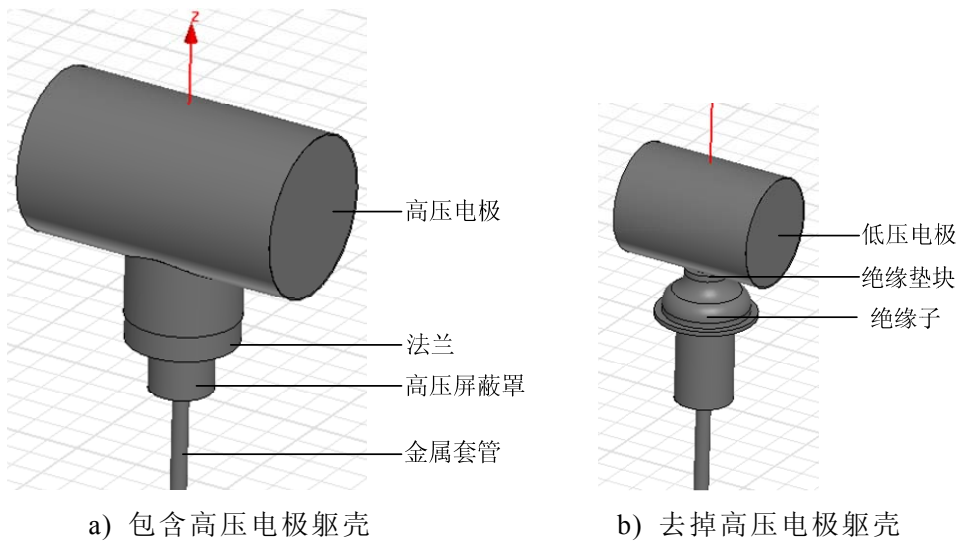


图 3.11 SF₆ 同轴圆筒型电容传感头 3D 计算模型示意图（内部结构）

表 3.4 SF₆ 同轴圆筒型电容传感头模型基本参数

部件名称	材质	相对介电常数	电导率(s/m)
高、低压电极、法兰、高压屏蔽罩、底座	不锈钢	1	1.1×10^6
二次引线及其金属套管	铜	1	5.8×10^6
腔体内部空间	SF ₆	1.0021	0
绝缘套管	陶瓷	6	1.2×10^{-16}
绝缘垫块、绝缘子	环氧树脂	4.2	0

由于电容传感头主要在工频交流电压下工作，电压随时间的变化很缓慢，电极间的绝缘距离有限，相比 50Hz 交流电压的电磁波波长（6000km）几乎可忽略。即使考虑雷电冲击电压作用，从电压过零升到幅值的时间内，冲击波（波速为 150~300m/μs）行进距离约几百米，仍比电极尺寸大得多。因此电容传感头在某一瞬间的电场可以认为是稳定的，可当做静电场进行分析。

由于圆筒形电极的静电场中电荷分布为 0，因此整个场域满足 Laplace 方程：

$$\nabla^2 \varphi = 0 \quad (3.12)$$

计算前，给电容传感头模型施加如下两个边界条件：

a. 对于二次引线金属套管、下法兰盘表面、底座和无穷远处满足边界条件：

$$\varphi|_{L_1} = 0 \quad (3.13)$$

b. 对于电容器高压电极躯壳及与之相连的高压屏蔽罩、上法兰盘表面满足边界条件：

$$\varphi|_{L_2} = U_{p1} \quad (3.14)$$

其中， U_{p1} 为传感头的一次外施电压。由于冲击电压是考验电容传感头在发生事故时绝缘承受能力的重要指标，因此取 U_{p1} 为高压试验条件下的截断雷电冲击电压 530kV。

2. 加载雷电冲击电压时传感头的电场计算及结果分析

施加边界条件后，利用 Maxwell 3D 的电场求解器，对加载 530kV 雷电冲击电压时电容传感头的电场分布进行有限元求解计算。计算完成后，对其进行后处理操作，得到如图 3.12 所示的电容传感头内、外电场分布云图。

由于最大电场强度一般出现在场域的边界以及不同介质的交界面处，在这些区域绝缘容易出现問題，也是在工程中应重点关注的部位，因此在不同介质的交界面上设置了若干电场强度观测点，其中包括：高压电极与 SF₆ 气体交界面，低压电极与 SF₆ 气体交界面，高压屏蔽罩与 SF₆ 气体交界面，盆式绝缘子与 SF₆ 气体交界面，二次引线金属管与 SF₆ 气体交界面，高压电极与空气的交界面等，各观测点的位置见图 3.13。建立多条观测路径获取了各重要观测点的电场强度，见表 3.5。

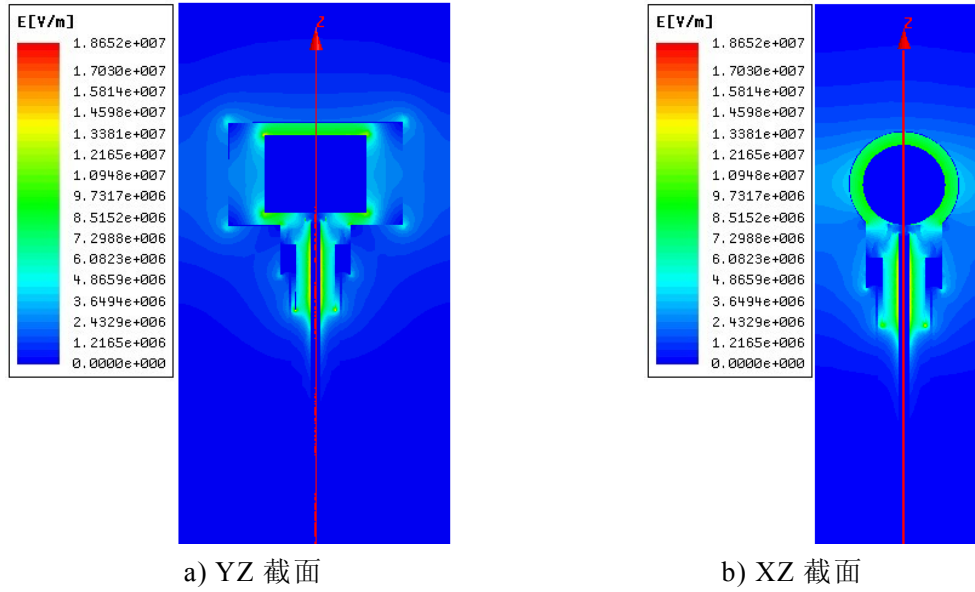


图 3.12 加载 530kV 冲击电压时 SF₆ 同轴电容传感头的电场分布云图

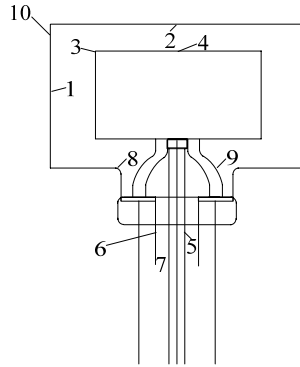


图 3.13 电场强度重要观测点位置分布图

表 3.5 SF₆ 同轴圆筒型电容传感头关键位置的电场强度

序号	位置	场强(kV/mm)
1	高压电极左底内半径与 SF ₆ 气体交界面	2.621
2	高压电极中部内半径与 SF ₆ 气体交界面	7.578
3	低压电极左底外半径与 SF ₆ 气体交界面	16.862
4	低压电极中部外半径与 SF ₆ 气体交界面	10.509
5	低压引线金属套管与 SF ₆ 气体交界面	15.711
6	高压屏蔽罩中部与 SF ₆ 气体交界面	4.138
7	高压屏蔽罩下端部与 SF ₆ 气体交界面	14.485
8	高压壳体上翻边处与 SF ₆ 气体交界面	12.363
9	绝缘子外表面与 SF ₆ 气体交界面	4.518
10	高压电极与空气交界面	5.272

从图 3.12 和表 3.5 可见，当高压电极施加 530kV 冲击电压时，低压电极中部外表面上的电场强度为 10.509kV/mm，与理论计算结果 10.28kV/mm 接近，数值

不完全一致的原因在于电容器的实际结构与理想同轴电容器有一定区别；在高、低压电极组成的同轴电容器内部，场强最大点位于低压电极的端部外沿与 SF_6 气体间隙的分界面上（图 3.13 中的位置 3），反映了有限长电极的边缘效应引起的电场畸变情况。电容传感头内部各处的电场强度均小于雷电冲击下的 SF_6 击穿场强，在绝缘设计允许的范围内，并具有一定的绝缘裕度，表明本文提出的 SF_6 同轴圆筒电容传感头结构合理，参数正确，绝缘性能优良。

3.4.2 SF_6 同轴圆筒型电容传感头的结构优化

1. 高压电极的优化

从图 3.12 中数据可知，电容传感头与空气交界面的最大场强位于高压电极两端（图 3.13 中的位置 10）。为了降低该处的场强，提高电晕起始电压，可在高压电极两侧安装均压环，见图 3.14。通过仿真计算得知，加装均压环后，该处的电场强度为：2.734kV/mm，相比未安装均压环时场强大大降低。由于 110kV 系统出现电晕的情况不太严重，因此综合考虑制造成本，在 110kV 系统应用的电容传感头不安装均压环，在更高电压等级系统中应用时可以考虑安装。

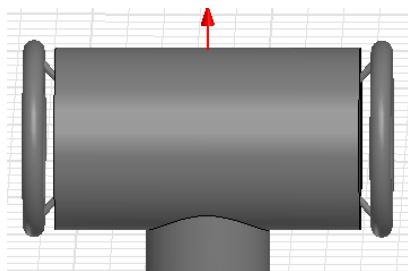


图 3.14 高压电极均压环的 3D 模型示意图

2. 高压屏蔽罩尺寸的优化

采用 Ansoft 软件对绝缘套管与高压躯壳连接处的绝缘套管内部安装高压屏蔽罩和不安装屏蔽罩的情况分别进行了仿真计算，结果显示：不安装屏蔽罩时，绝缘套管高压端所在位置空气中的最大场强为 4.614kV/mm，安装屏蔽罩以后，空气中的最大场强降低为 0.566kV/mm。由此可见，安装高压屏蔽罩可以显著降低绝缘套管高压端的电场强度，改善绝缘套管端部的电场分布。

实际上高压屏蔽罩的尺寸对电容传感头内部的电场分布具有一定的影响。为了对屏蔽罩尺寸进行优化设计，设置了不同的屏蔽罩高度和直径，对电容传感头内部的电场强度进行了计算，根据计算结果，屏蔽罩的尺寸对位置 5~7 处的场强影响较大，见表 3.6、3.7，其中 E_5 、 E_6 、 E_7 分别表示位置 5~7 处的场强， E_{max} 表示传感头内部的实际最大场强。经分析，屏蔽罩的尺寸对其余位置的电场变化影响甚小。对表格中的电场数据进行比较，确定屏蔽罩高度为 300mm，直径为 168mm。

表 3.6 高压屏蔽罩高度对电场的影响

屏蔽罩高度(mm)	E_5 (kV/mm)	E_6 (kV/mm)	E_7 (kV/mm)	E_{max} (kV/mm)
200	15.434	4.142	14.308	18.589
250	15.812	4.139	14.341	18.613
300	15.711	4.138	14.485	18.652
320	15.753	4.145	14.492	18.659
350	15.874	4.157	14.513	18.704
400	15.921	4.153	14.564	18.737
500	15.976	4.162	14.578	18.821

表 3.7 高压屏蔽罩直径对电场的影响

屏蔽罩直径(mm)	E_5 (kV/mm)	E_6 (kV/mm)	E_7 (kV/mm)
160	15.982	4.354	14.104
168	15.711	4.138	14.485
176	15.578	3.983	14.673

由表 3.6 和表 3.7 可知, 高压屏蔽罩的端部(位置 7)场强比屏蔽罩中部(位置 6)场强度高, 这同样是由于高压屏蔽罩端部的边缘效应引起。为了减小高压屏蔽罩端部的电场强度, 考虑在高压屏蔽罩端部安装均压环, 以减小边缘效应的影响。通过仿真计算, 安装均压环以后, 高压屏蔽罩端部的电场强度降低为 10.07kV, 表明均压环可以有效降低高压屏蔽罩端部的场强。

3.5 SF₆ 同轴圆筒型电容传感头的杂散电容影响分析

1. 电容传感头的等值电容仿真计算结果

为了便于比较, 首先利用 Ansoft 软件的仿真环境对 SF₆ 同轴圆筒型电容传感头在理想情况下的等值电容进行计算。

利用图 3.10 中的仿真模型, 将电容传感头模型放置于无穷大接地平面上, 周围不存在任何干扰源。对电容传感头的高压端施加 $110/\sqrt{3}$ kV 电压激励, 通过仿真计算求解电容矩阵, 得出高、低压电极之间的等值电容为 110.32pF。计算出的电容器等值电容与理论值之间有一定差别, 主要原因是高、低压电极之间组成的并非理想同轴电容器, 高压躯壳的三通部分、连接法兰、高压屏蔽罩等处于高压电位的导体对低压电极之间也存在电容, 高低压电极两侧封闭也产生附加电容, 造成实际等值电容略大于理论值。

2. 传感头受杂散电容影响的性能分析

通过在传感头周围设置接地干扰源和相邻高压干扰源, 对传感头受杂散电容影响的性能进行分析。由于同轴圆筒电容器具有集中参数, 因此用高、低压电极

之间等值电容的变化直观反映杂散电容对其产生的影响。

首先分析接地干扰源对电容传感头的影响情况。为了方便与油浸式电容器受杂散电容影响的情况进行比较，参照图 3.6，利用 Ansoft 软件建立了 SF₆ 同轴圆筒型电容传感头周围存在接地干扰源时的计算模型，其示意图见图 3.15，接地干扰源同样用直径为 1.2m 的金属球模拟。类似地，给电容传感头高压端施加 $110/\sqrt{3}$ kV 电压激励，给金属球施加 0V 电压激励，改变金属球所在高度以及与电容传感头之间的距离，获得各种接地干扰情况下的电容传感头等值电容。然后以无干扰源时的传感头等值电容（110.32pF）作为基准值，计算出存在接地干扰源时电容器等值电容量的相对误差。得到的等值电容及其相对误差结果见表 3.8。

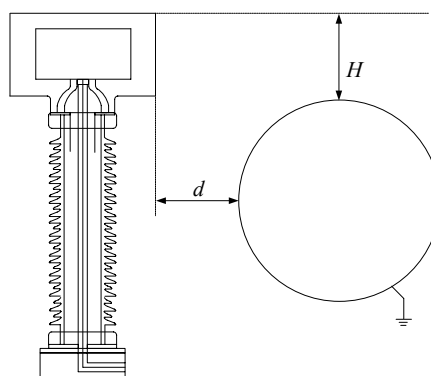


图 3.15 存在接地干扰源时的 SF₆ 同轴圆筒电容传感头计算模型示意图

表 3.8 不同接地干扰下 SF₆ 同轴圆筒电容传感头的等值电容及其相对误差

高度 H (m)	距离 d (m)	等值电容(pF)	电容量相对误差(%)
0	0.5	110.27	-0.044
0	1	110.28	-0.036
0	1.5	110.28	-0.036
1	0.5	110.28	-0.036
1	1	110.29	-0.027
1	1.5	110.29	-0.027

由表 3.8 中数据可知，接地干扰源对电容传感头的影响非常小，引起的等值电容误差小于 0.045%。对比表 3.2 油浸式电容器受杂散电容影响的情况，SF₆ 同轴圆筒型电容传感头抵抗杂散电容影响的性能大大优于油浸式电容器。

然后对相邻高压干扰源的影响进行了模拟仿真。如图 3.16，将三个具有相同结构和参数的电容传感头模型均置于 1 米高的水泥台柱上，依次间隔 0.8m（小于 110kV 系统规定的相间安全距离 1m），模拟三相 EVT 实际并列运行的情况。由于中间相电容传感头距离两相邻相传感头的位置较近，受杂散电容的影响最为严重，

因此以中间相电容传感头作为对象进行分析。三台传感头的高压端分别施加 $110/\sqrt{3} \sin 210^\circ$ kV、 $110/\sqrt{3} \sin 90^\circ$ kV、 $110/\sqrt{3} \sin -30^\circ$ kV，接地面的电势为 0V。通过仿真计算可得，存在邻相高压干扰时中间相电容传感头的等值电容为 110.36 pF，相对误差为 0.027%。

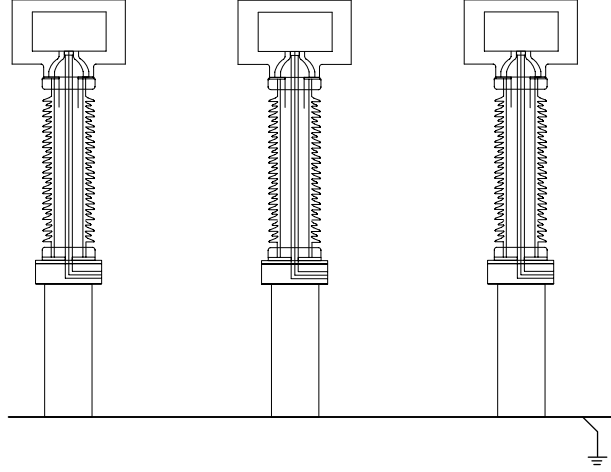


图 3.16 存在邻相高压干扰源时的 SF₆ 同轴圆筒电容传感头计算模型示意图

因此，SF₆ 同轴圆筒型电容传感头受接地干扰源和相邻相高压干扰源引起的杂散电容的影响很小，在各种干扰情况下传感头的等值电容误差在 $\pm 0.045\%$ 以内，传感头具有良好的稳定性，满足电流型 EVT 的要求。

3.6 SF₆ 同轴圆筒型电容传感头的性能影响因素分析与改进方法

前面的理论分析和仿真结果表明了本文提出的 SF₆ 同轴圆筒型电容传感头方案的可行性和传感头抗杂散电容性能的优异性。为了实现 SF₆ 同轴圆筒型电容传感头的工程实用化，需要进一步对实际运行中影响其性能的因素进行分析，主要包括：SF₆ 气体压力变化、环境温度变化以及高、低压电极的几何参数偏离理想情况等。并研究改善传感头性能的方法，为传感头的工程实际应用提供基础。

3.6.1 SF₆ 气体压力变化的影响

SF₆ 同轴圆筒型电容传感头在长期运行过程中不可避免地出现气体泄漏现象，造成气体压力逐渐降低，气体的相对介电常数 ϵ_r 随之变化，从而改变电容量。

SF₆ 气体的相对介电常数随气体压力变化的规律可以通过分子运动的规律进行分析。SF₆ 气体是一种弥散态介质，具有各向同性的特质。在常温下，气体压力不高时，分子与分子之间的平均距离较大，相互作用力很小。由于分子的布朗运动，各分子在空间各点出现的几率相等。因此可以根据 Lorentz-lorenz 公式^[137]分析 SF₆ 气体的相对介电常数，其满足以下关系式：

$$\frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 2} = \frac{Na}{3\epsilon_0} \quad (3.15)$$

其中, N 为每单位体积的气体分子数, 即分子数密度; a 是个微观参数, 表示分子的极化率, 其数值与气体压强无关, 单位为 $\text{C}\cdot\text{m}^2/\text{V}$ 。

根据理想气体状态方程, 气体分子数密度 N 与气体压力 P 有关, 其表达式为:

$$N = \frac{P}{kT} \quad (3.16)$$

式中, T 为气体的绝对温度 (单位为 K); k 为玻尔兹曼常数 ($k=1.38\times 10^{-23}\text{J/K}$)。

综合式(3.15)和式(3.16), 可得出 SF_6 气体的相对介电常数与气体压力之间的关系:

$$\varepsilon_r = \frac{2Pa/kT + 3\varepsilon_0}{3\varepsilon_0 - Pa/kT} \quad (3.17)$$

在温度不变的条件下, 求取 ε_r 对 P 的导数, 得到:

$$\frac{d\varepsilon_r}{dP} = \frac{a(\varepsilon_r + 2)^2}{9\varepsilon_0 kT} \quad (3.18)$$

由式(3.18)可知, SF_6 气体的相对介电常数随气体压力增加而增大。当气体压力不高时, ε_r 接近 1, 则 $\frac{d\varepsilon_r}{dP} \approx \frac{a}{\varepsilon_0 kT}$, 在温度一定时为常数, 即: SF_6 的相对介电常数随气体压力的变化而线性变化; 而当气体压力较高时, SF_6 的相对介电常数随气体压力的变化超过线性变化的幅度。由于 SF_6 同轴圆筒电容传感头的额定气体压力较低 (0.5MPa), 因此可以认为在温度不变的情况下, SF_6 的相对介电常数随气体压力线性变化。

根据常温下一个大气压 (0.101325MPa) 时 SF_6 的相对介电常数 ε_r 值 1.0021, 利用式(3.17)可推算出 SF_6 的气体极化率 a 。由此计算出常温下气体压力在 0.4MPa ~0.5MPa 范围变化时气体相对介电常数 ε_r 的大小, 并以 0.5MPa 时的 ε_r 值为基准, 计算不同气体压力时 ε_r 的相对误差, 见表 3.9。

表 3.9 常温下 SF_6 的相对介电常数与气体压力的关系

气体压力(MPa)	相对介电常数 ε_r	相对误差(%)
0.5	1.01039	0
0.48	1.00997	-0.0416
0.45	1.00935	-0.1029
0.42	1.00872	-0.1653
0.4	1.00831	-0.2059

从表 3.9 中数据可知, 当气体压力从 0.5MPa 泄漏至 0.45MPa 时, SF_6 的相对介电常数与额定压力时相比, 误差值超过 0.1%, 泄漏至 0.4MPa 时, 误差值超过 0.2%。由于 SF_6 同轴圆筒型电容传感头的电容量与 ε_r 成正比, 因此不能忽略气体泄漏引起的误差。

3.6.2 温度变化的影响

根据 IEC60044-7 电子式电压互感器标准，户外型 EVT 的工作环境温度范围为： $-40^{\circ}\text{C} \sim +40^{\circ}\text{C}$ ，在实际的运行条件下，设备的实际最高温度可能达到 $60^{\circ}\text{C} \sim 70^{\circ}\text{C}$ ，因此户外用 EVT 应能在 $-40^{\circ}\text{C} \sim +70^{\circ}\text{C}$ 温度范围内保持要求的测量精度，如此大范围的温度变化对传感头的性能是一个严峻的考验。温度对 SF_6 同轴圆筒型电容传感头的影响表现在：引起 SF_6 气体介质相对介电常数的变化以及高、低压电极几何尺寸的变化，从而影响电容量的稳定性。

1. 温度变化引起的介电常数变化对电容量的影响

当温度变化时，电容传感头内部的 SF_6 气体压力也会发生变化，气体的相对介电常数随之改变。

当 SF_6 气体压力在 $0.3\text{MPa} \sim 2\text{MPa}$ 时，气体压力和温度之间的关系常采用如下经验公式表示^[138]：

$$P = 56.2\gamma T(1+B) - \gamma^2 A \quad (3.19)$$

式中， P 表示气体压力 (Pa)； γ 表示气体密度 (kg/m^3)； T 表示气体绝对温度 (K)； $A = 74.9(1 - 0.727 \times 10^{-3} \gamma)$ ； $B = 2.51 \times 10^{-3} \gamma(1 - 0.846 \times 10^{-3} \gamma)$ 。

由式(3.19)可知，气体压力和温度之间的关系随气体密度不同而有所不同，实际上当温度变化时， SF_6 同轴圆筒型电容传感头的尺寸和内部容积随之改变，则气体体积和密度也随温度存在微小变化，因此温度对气体压力以及对气体相对介电常数的影响较为复杂，难以直接用精确的数学关系式描述。研究表明， SF_6 气体的相对介电常数随温度的变化率大小约 $10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ ^[139]。

2. 温度变化引起的电极几何尺寸变化对电容量的影响

电容传感头的高、低压电极采用金属材料制成，金属材料会随着温度增加出现线性热膨胀，造成电极几何尺寸的改变，从而改变高、低压电极形成的圆筒形电容器的电容量，影响电容量的稳定性。对于圆筒形电极，一方面应考虑其长度方向的变化，另一方面需要考虑其半径方向的变化。

电容器的温度系数 α_C 用导数形式可表示为：

$$\alpha_C = \frac{dC}{CdT} \quad (3.20)$$

将式(3.7)代入上式，并整理后得出 SF_6 同轴圆筒型电容传感头的温度系数为：

$$\begin{aligned} \alpha_C &= \frac{dL}{LdT} + \frac{1}{\ln(R_1/R_2)} \left(\frac{dR_2}{R_2dT} - \frac{dR_1}{R_1dT} \right) \\ &= \alpha_L + \frac{1}{\ln(R_1/R_2)} (\alpha_{R_2} - \alpha_{R_1}) \end{aligned} \quad (3.21)$$

式中， $\alpha_{R_1} = dR_1/R_1dT$ 、 $\alpha_{R_2} = dR_2/R_2dT$ 、 $\alpha_L = dL/LdT$ 分别表示在高压电极内半径

方向、低压电极外半径方向和电极长度方向的温度系数。

虽然金属的温度特性表现为各向同性，即各个方向的线膨胀系数近似相同，对于圆筒形电极来说，极板在长度和径向厚度方向的膨胀系数均等于金属的线膨胀系数。但是当温度增加时，一般认为圆柱筒的径向膨胀是从圆柱筒壁厚的中间位置向两边均匀膨胀，造成低压电极的外半径随温度增大，而高压电极的内半径随温度减小。因此可以理解为 α_{R_1} 与 α_{R_2} 并不相等。

设金属的线膨胀系数为 α ，则电极在长度方向的膨胀系数 $\alpha_L = \alpha$ ，在径向厚度方向的膨胀系数 $\alpha_b = \alpha$ 。假定电容器各部分的温度相同，则当温度变化 dT 时，高、低压电极圆柱筒壁径向厚度的变化量均为：

$$db = \alpha_b \cdot b \cdot dT = \alpha \cdot b \cdot dT \quad (3.22)$$

高压电极内半径和低压电极外半径的变化量分别为：

$$dR_1 = -\frac{db}{2} = -\frac{\alpha \cdot b \cdot dT}{2}, \quad dR_2 = \frac{db}{2} = \frac{\alpha \cdot b \cdot dT}{2} \quad (3.23)$$

则可以得出：

$$\alpha_{R_1} = \frac{dR_1}{R_1 dT} = -\frac{\alpha b}{2R_1}, \quad \alpha_{R_2} = \frac{dR_2}{R_2 dT} = \frac{\alpha b}{2R_2} \quad (3.24)$$

将式(3.24)代入式(3.21)，可以得到：

$$\alpha_C = \alpha + \frac{\alpha b}{\ln(R_1 / R_2)} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) \quad (3.25)$$

由式(3.25)可知，电容传感头的温度系数大于金属的线膨胀系数。以 20°C 时传感头的电容量为基准值，当温度为 T 时，电容量变化的相对误差为：

$$\begin{aligned} \varepsilon_C &= \frac{C|_T - C|_{T=20}}{C|_{T=20}} = \frac{C \cdot \alpha_C \cdot (T - 20)}{C} = \alpha_C \cdot (T - 20) \\ &= \alpha \cdot \left[1 + \frac{b}{\ln(R_1 / R_2)} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) \right] \cdot (T - 20) \end{aligned} \quad (3.26)$$

式(3.26)表明，温度变化一定时，电容量变化的相对误差与电极材料的线膨胀系数、高低压圆筒电极的半径和圆筒的壁厚有关，与材料的膨胀系数 α 成正比，并随圆筒壁厚度 b 的增大而增大。

电极常用的金属材料包括铝、铜和不锈钢。假定电极材料采用不锈钢，其线膨胀系数为 $1.2 \times 10^{-5}/^\circ\text{C}$ ，将膨胀系数和电容器的尺寸参数代入式(3.25)，可以计算出 SF_6 同轴圆筒电容器的温度系数理论值为 $1.28 \times 10^{-5}/^\circ\text{C}$ 。根据式(3.26)，利用 MATLAB 软件仿真得到电容量的相对误差随温度变化的趋势曲线，见图 3.17。

由图 3.17 可知，传感头电容量的相对误差随温度增加呈线性增大的趋势，温度在 $-40^\circ\text{C} \sim +70^\circ\text{C}$ 范围变化时，电容量的相对误差变化超过 0.14%，因此温度变化引起的电极几何尺寸变化对电容量精度的影响较大。

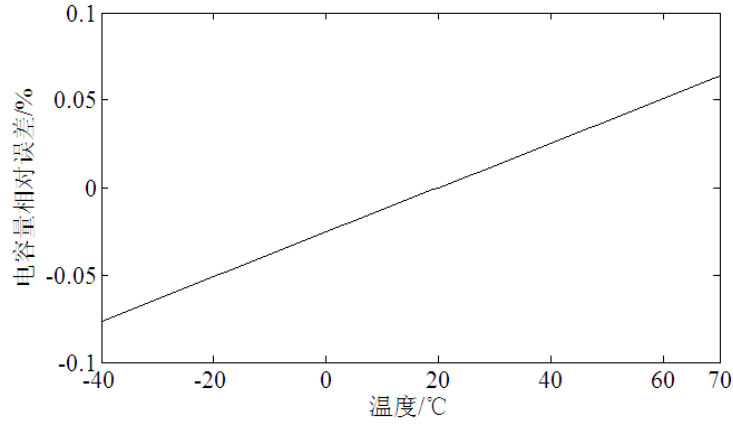


图 3.17 温度变化引起的电极几何尺寸变化对电容量相对误差的影响

3.6.3 高、低压电极几何参数的影响

由于制造工艺、运输及安装的原因，可能出现电容传感头高、低压电极的几何参数偏离理想情况，常见的问题包括高低压电极轴心偏移、电极圆度不够。

1. 高低压电极轴心偏移的影响

当高低压电极的轴线有一定偏移时，电容传感头的电容量发生变化，同时改变了传感头内部的电场分布。

假定高低压电极的轴间距为 s ，根据电象法可得出此时的电容量为^[140]：

$$C_H' = \frac{2\pi\epsilon_r\epsilon_0 L}{\ln \left[\frac{R_1^2 + R_2^2 - s^2}{2R_1R_2} + \sqrt{\left[\frac{R_1^2 + R_2^2 - s^2}{2R_1R_2} \right]^2 - 1} \right]} \quad (3.27)$$

令 $m = (R_1^2 + R_2^2 - s^2) / 2R_1R_2$ ，则由于两电极不同轴引起的电容量相对误差为：

$$\epsilon_s = \frac{C_H' - C_H}{C_H} = \frac{\ln(R_1 / R_2) - \ln(m + \sqrt{m^2 + 1})}{\ln(m + \sqrt{m^2 + 1})} \quad (3.28)$$

取 $s=0\sim 5\text{mm}$ ，利用 MATLAB 软件仿真得到因高、低压电极不同轴引起的电容量相对误差的变化曲线，见图 3.18。由图可知，当轴间距大于 2.7mm 时，电容量相对误差超过 0.1%，而且随着轴间距的增大，误差呈加速增长的态势。

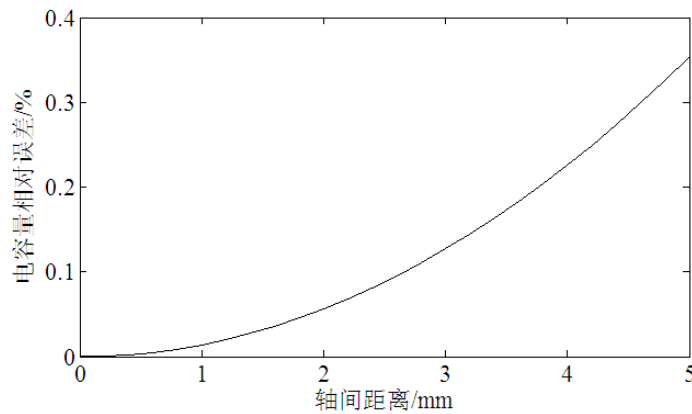


图 3.18 高低压电极轴心平行偏移对电容量相对误差的影响

高低压电极轴心平行偏移除影响电容量外，还会造成两电极之间的电场分布发生变化，沿径向的电场强度不再对称。以高压电极的轴线作为参考，设低压电极的轴线偏心距离为 5mm~35mm，给高压电极施加 530kV 电压，利用 Ansoft 软件对高低压电极之间场强较大的位置（图 3.13 中的位置 3、位置 4，其场强分别记作 E_3 、 E_4 ）进行仿真分析，得出如表 3.10 所示的结果。

表 3.10 不同轴间距离时电容传感头内部的电场强度

轴间距离	$E_3(\text{kV/mm})$	$E_4(\text{kV/mm})$
0	16.862	10.509
5mm	17.356	11.367
15mm	20.231	13.835
25mm	24.784	17.658
35mm	27.913	24.027

由表 3.10 数据可知，轴间距离偏移越大，低压电极外表面的场强越高。当偏心距离大到一定程度时，可能造成气体介质被击穿，电容传感头绝缘失效。

2. 电极圆度不够的影响

受加工工艺的影响，圆筒形电极有可能出现圆度不够的情况，即横截面不是理想的圆形，而是椭圆形，从而高、低压电极构成椭圆柱形电容器。此时高低压椭圆柱在复平面 z 上的横截面见图 3.19 a)，高、低压电极的长半轴长度分别为 a_1 、 a_2 ，短半轴长度分别为 b_1 、 b_2 。利用复变函数保角变换式：

$$w_1 = z + \sqrt{z^2 - 1}, w_2 = z - \sqrt{z^2 - 1} \quad (3.29)$$

分别将 z 平面上的两个椭圆变成平面 w 上半径为 r_1 和 r_2 的圆，见图 3.19 b)。其中：

$$r_1 = a_1 + b_1, r_2 = a_2 + b_2 \quad (3.30)$$

则椭圆柱形电容器的电容量为：

$$C_H'' = \frac{2\pi\epsilon_r\epsilon_0 L}{\ln(r_1/r_2)} = \frac{2\pi\epsilon_r\epsilon_0 L}{\ln[(a_1 + b_1)/(a_2 + b_2)]} \quad (3.31)$$

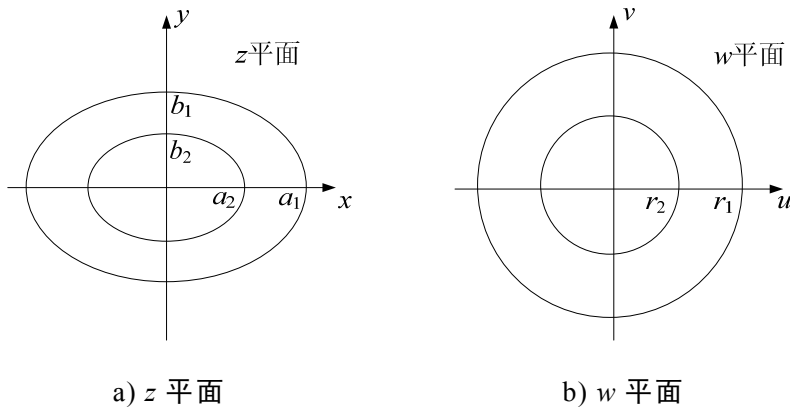


图 3.19 不同复平面上的椭圆柱形电容器截面

由式(3.31)可见, 当 $a_1=b_1=R_1$ 、 $a_2=b_2=R_2$ 时, 椭圆柱形电容器变成理想圆柱形电容器, 式(3.31)与式(3.7)达到一致。

设高压电极的圆度值(横截面上最大与最小内径之差)为 e_1 , 低压电极的圆度为 e_2 , 并且令: $e_1/R_1=k_1$, $e_2/R_2=k_2$ 。则有:

$$a_1+b_1=2R_1+e_1=(2+k_1)R_1, \quad a_2+b_2=2R_2+e_2=(2+k_2)R_2 \quad (3.32)$$

将式(3.32)代入式(3.31), 可以得到:

$$C_H'' = \frac{2\pi\epsilon_r\epsilon_0 L}{\ln[(2+k_1)R_1 / (2+k_2)R_2]} \quad (3.33)$$

由式(3.33)可知, 如果高、低压电极圆度完全一致($k_1=k_2$), 即使圆度值不为 0, 电容量也不受影响; 如果圆度不一致, 则产生电容量误差。由于高、低压电极圆度不一致产生的电容量相对误差为:

$$\epsilon_{cn} = \frac{C_H'' - C_H}{C_H} = \frac{\ln(R_1 / R_2) - \ln[(2+k_1)R_1 / (2+k_2)R_2]}{\ln[(2+k_1)R_1 / (2+k_2)R_2]} \quad (3.34)$$

假定高压电极圆度合格, 低压电极圆度不够, 即 $k_1=0$, 选取 $k_2=0\sim 1\%$, 利用 MATLAB 软件仿真得到电容量相对误差随低压电极圆度百分比变化的曲线, 见图 3.20。从曲线可见, 圆度对电容量的影响不容忽视。

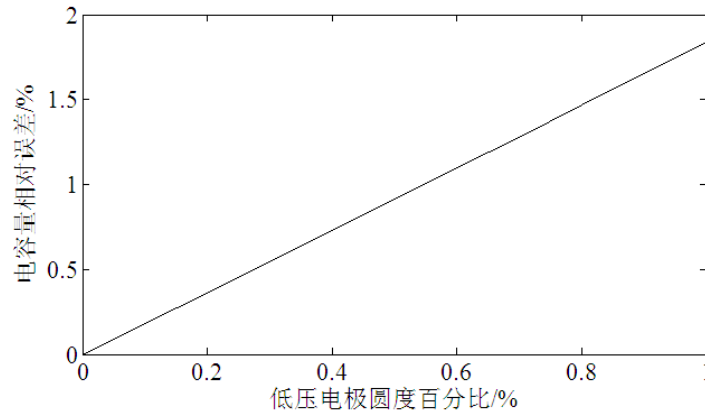


图 3.20 电极圆度对电容量相对误差的影响

3.6.4 改进方法

为使 SF₆ 同轴圆筒型电容传感头满足 0.2 级电流型 EVT 的技术要求, 必须采取适当措施以减小或消除上述各种因素对电容传感头性能的影响。针对各因素对电容传感头影响的特点, 可采取如下改进方法:

(1) 对于 SF₆ 气体压力降低引起的电容量变化, 应对传感头进行补气操作使其气体压力提高至额定值; 同时, 在气体压力降低至补气压力前, 可以利用气体压力传感器的监测信号, 由电流型 EVT 的信号处理单元对传感头的电容量进行补偿。

(2) 通过采取措施, 提高 SF_6 同轴圆筒型电容传感头的温度稳定性:

a. 由于电容量随温度变化的相对误差随着电极圆筒壁厚度 b 的增大而增大, 因此适当减小圆筒壁厚度可以减小误差, 但同时应注意圆筒太薄时, 电极容易受电场力的影响而发生变形, 产生额外误差。

b. 选择线膨胀系数更低的金属材料构成高、低压电极, 减小电容传感头的温度系数。

c. 在电容传感头内部安装温度传感器, 采集温度信号并对传感头的电容量进行温度补偿。

(3) 规范高、低压电极的生产工艺, 严格规定两电极的轴间距大小, 同时尽可能使电极的圆度接近于 0 或者使高低压电极的圆度尽量保持一致, 以确保最终测量结果的准确性和互感器的绝缘性能。如果在实际生产制造过程中工艺不够完善, 造成高低压电极圆度不完全相同, 依据式(3.34)对电容量进行软件补偿。

3.7 本章小结

根据电流型 EVT 对电容传感头的要求, 对常用的油浸式高压电容器的性能进行了分析, 结果表明: 油浸式电容器存在受杂散电容影响大、介质损耗偏大、不易维护等局限性, 不宜作电流型 EVT 的传感头。

提出了一种具有集中结构、基于 SF_6 气体绝缘的独立式同轴圆筒型高压电容传感头, 确定了传感头结构和尺寸参数, 建立了传感头的数学模型和电场模型, 利用有限元法对其电场分布和受杂散电容的影响情况进行了仿真分析, 结果表明: 传感头绝缘结构和参数合理、极间电场均匀、绝缘强度高、受杂散电容影响小。对电容传感头的结构进行了仿真优化, 确定了高压屏蔽罩的最佳尺寸, 进一步改善了传感头的电场分布。

分析了 SF_6 气体压力变化、环境温度变化、高、低压电极的几何参数不理想等影响 SF_6 同轴圆筒型电容传感头性能的主要因素, 提出了相应的改进方法, 为后续电容传感头的设计制作、工艺控制和误差补偿方法研究提供了理论基础。

第 4 章 电流型 EVT 的自适应积分电路研究

4.1 引言

电流型 EVT 的电容传感头处在微分工作状态, 电容电流与被测一次高压的微分成正比, 因此必须对其进行积分处理, 形成正确反映被测电压大小和相位的二次电压信号。信号积分电路的工作特性决定了信号的频谱范围和暂态响应时间, 直接影响着 EVT 的稳态及暂态性能。目前在电子式互感器的实用化设计中, 有很多关于信号积分电路的研究, 大多数是针对应用于 Rogowski 线圈 ECT 中的积分电路^[141,142], 但由于 EVT 和 ECT 标准和性能要求有较大区别, 适用于 ECT 的积分器不一定能够满足 EVT 的要求。现有关于 EVT 用的积分电路的研究主要针对积分电路自身的频率特性, 未分析积分电路和传感头构成的整体系统的综合频率特性, 而且对积分电路在电力系统暂态变化过程中暂态响应特性的研究相对较少。因此有必要对适用于电流型 EVT 的积分电路展开进一步研究。

本章在总结电流型 EVT 对信号积分性能要求的基础上, 阐明常用积分电路的不足, 提出一种基于系统状态的自适应积分电路。综合分析自适应积分电路自身的频率特性以及其在电流型 EVT 中应用时系统整体的频率特性、暂态响应特性, 并通过仿真分析验证自适应积分电路优良的稳态宽频带测量和暂态响应性能。

4.2 电流型 EVT 对信号积分的要求

从测量、计量、继电保护和谐波分析的用途考虑, 应用于电流型 EVT 的信号积分应同时满足以下几方面的性能要求:

(1) 良好的工频频率特性

根据 IEC 标准的要求, EVT 应在工频频率范围内具有一定的测量精度。对于 0.2 级测量用 EVT, 在 49.5Hz~50.5Hz 频率范围内应满足比值误差小于 0.2%, 相角误差小于 10'; 对于 3P 级保护用 EVT, 在 48Hz~51Hz 频率范围内应满足比值误差小于 3%, 相角误差小于 120'。因此电流型 EVT 的信号积分电路在标准规定的工频范围内应具有较高的积分精度。

(2) 带宽满足谐波测量新用途的要求

随着电力电子设备的增多, 考虑到电能质量检测分析的需求, 理想的 EVT 应具有较高的谐波测量精度。在 IEC60044-8 电子式互感器标准的附录 D: “电子式电流和电压互感器的频率响应和谐波准确度要求”中, 包含如下规定: 用于谐波测量的电子式互感器应能正确反应高达 50 次谐波的幅值和相角, 3~50 次谐波测

量的比值误差百分数应低于 5%，相角误差小于 5°。

电流型 EVT 的带宽和频率响应特性主要由信号积分电路决定，因此积分电路应具有反映 50 次谐波信号的频带宽度。

(3) 暂态性能满足要求

EVT 的暂态特性包括暂态响应特性和铁磁谐振性能，电流型 EVT 不存在铁磁谐振问题，但是包含电容储能元件，其最突出的暂态问题是一次短路和线路带滞留电荷重合闸引起的暂态过程。根据 IEC 标准要求，在高压端子与接地低压端子之间的电压短路之后，EVT 的二次输出电压应在额定频率的一个周波内下降到短路前峰值的 10% 以下。而在线路带滞留电荷重合闸时，EVT 的暂态电压误差需满足在 2~3 工频周波内小于 10%，在 3~4.5 工频周波内小于 5%。根据第 2 章的理论分析，在这两种暂态情况下，电容电流在极短的时间内快速跟随一次电压的变化，因此电流型 EVT 的暂态性能主要由信号积分电路的暂态性能决定。

根据电流型 EVT 对信号积分的上述要求，可以采用模拟积分电路实现信号积分，有源型 EVT 中也多采用模拟积分电路。常用的模拟积分电路包括：带惯性环节的有损积分器、T 型积分器以及基于低通滤波器原理的积分器（低通滤波型积分器）等。有损积分器结构最为简单，其积分频带宽度和暂态特性与积分器时间常数有关^[143]，积分时间常数较短时，暂态响应速度快，但积分频带窄；积分时间常数较长时，积分频带宽，但暂态过程长，因此很难同时实现宽频带和快速暂态响应性能。T 型积分器的频率特性在低频段存在尖峰频率，具有受低频干扰信号影响的风险^[144]。低通滤波型积分器只能对设定的中心频率附近频段的信号进行积分^[145]，频带有限，而且同样存在频带宽度和暂态响应速度矛盾的问题，后文的仿真分析验证了其性能局限性。

总之，常用的几种模拟积分器各自存在一定的局限性，采用单一的某一种积分器和固定的参数设计很难同时满足电流型 EVT 对信号积分工频特性、谐波测量和暂态性能的要求，因此应研究新的组合型积分电路。

4.3 基于系统状态的自适应积分电路

本文提出了一种基于系统状态的自适应积分电路，其基本思想是：快速识别系统处于稳态或暂态情况，并基于系统状态识别结果自动控制两种不同性能的积分器的投入以及电压输出，当系统处于稳态时，由频带宽的稳态积分器工作产生积分输出信号；当系统处于暂态时，由暂态响应速度快的暂态积分器产生输出，从而可以保证自适应积分电路在稳态下具有很宽的频带（超过测量 50 次谐波的带宽），而且暂态过程很短（各种暂态情况下的响应时间均小于 40ms），满足电流型 EVT 的要求。

4.3.1 自适应积分电路的构成原理

自适应积分电路的构成见图 4.1，由暂态积分器、反相电路、稳态积分器、系统状态识别及自适应积分控制模块、比较器、模拟开关及多路开关等组成。暂态积分器的特点是暂态特性好，但频带窄，不适应高频信号的积分，利用暂态积分器识别输入电压的过零点。暂态积分器采用低通滤波型积分器，通过选择合适的参数使其具有良好的暂态特性。由于低通滤波型积分器采用正相端输入，因此其输出电压与一次电压相位相反，需要在积分器后连接反相电路，以还原电压信号的相位。稳态积分器采用长时间常数有损积分器，其特点是积分频带宽，但暂态特性差。系统状态识别及自适应积分控制模块的作用是：根据输入信号的特点，识别系统处于稳态还是暂态，并自动切换多路开关，控制稳态积分器或者暂态积分器输出信号的接通；并实现稳态积分器的输入信号接入及初始化控制。比较器为电压过零比较器，检测暂态积分器输出电压的过零点，为模拟开关接通和多路开关切换提供控制参考点。

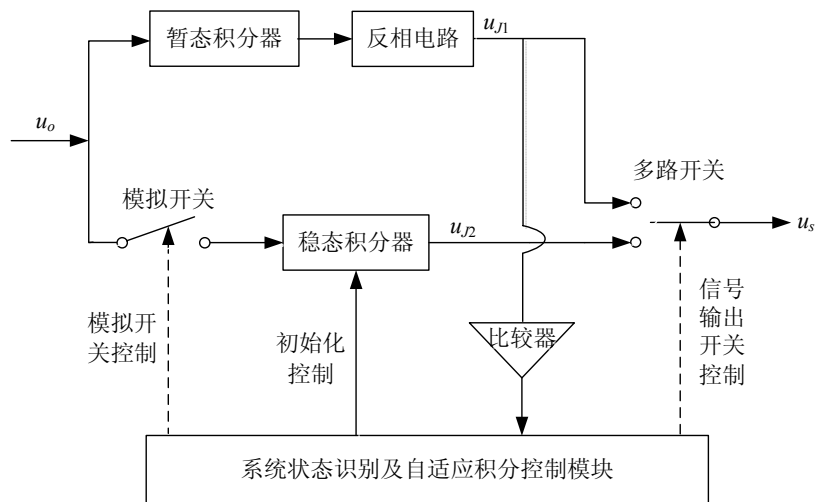


图 4.1 自适应积分电路构成原理框图

自适应积分电路的工作原理及自适应积分控制原理如下：

系统上电后，输入信号 u_o 接入，暂态积分器立即工作，对 u_o 进行积分，其输出通过多路开关输出到下一级。同时暂态积分器的输出通过过零比较器检测积分信号的过零点，并输入自适应积分控制模块。自适应积分控制模块检测到过零脉冲后，对稳态积分器进行初始化。并在连续检测到 2-3 次过零点后，控制模拟开关接通，将 u_o 信号输入稳态积分器，同时控制多路开关切换，断开暂态积分器的输出连接，将稳态积分器的输出接通至积分电路输出端。从而利用稳态积分器对稳态信号进行宽频带的积分，满足工频信号测量以及谐波测量的带宽要求。

当由于一次线路断开导致输入信号 u_o 突变为零时，两个积分器的暂态表现完全不同，暂态积分器的输出可在一个半周波内衰减到零，暂态特性好；而稳态积分器输出的暂态分量衰减很慢，在较长的一段时间内都会有一定的暂态分量叠加

在正常输出信号上。系统状态识别及自适应积分控制模块在连续 21ms 内未检测到过零点脉冲时，自动控制多路开关切换至暂态积分器输出，从而使积分电路的暂态输出很快衰减到零。

线路带滞留电荷重合闸及手动合闸情况下，自适应积分电路的工作过程与系统上电时类似。

4.3.2 稳态积分器和暂态积分器的特性分析

1. 稳态积分器

稳态积分器本质上为长时间常数有损积分器，其结构见图 4.2，其中 R_F 为惯性环节，可以为积分漂移电压提供反馈通道，抑制积分漂移。稳态积分器的传递函数为：

$$H_w(s) = \frac{U_s(s)}{U_o(s)} = -\frac{R_F}{R_J} \cdot \frac{1}{1 + sR_FC_J} \quad (4.1)$$

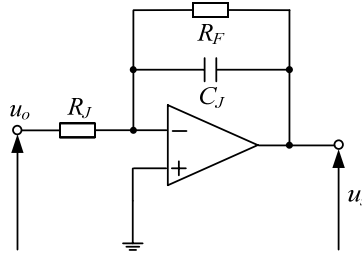


图 4.2 稳态积分器结构

(1) 稳态频率响应特性分析

根据式(4.1)，可以得出稳态积分器的幅频特性和相频特性分别为：

$$|H_w(j\omega)| = \frac{R_F}{R_J \sqrt{1 + (\omega R_FC_J)^2}} \quad (4.2)$$

$$\varphi_w(j\omega) = 180^\circ - \arctg \omega R_FC_J \quad (4.3)$$

由式(4.2)和(4.3)可知，经均一化处理后稳态积分器的频率特性与 R_FC_J 的乘积（即积分器的时间常数 $T=R_FC_J$ ）有关。当时间常数取值较小时，移相角度偏离 90° ，无法满足相位还原的要求，必须额外增加调相电路，但调相电路具有滤波作用，会使频率响应的范围变窄。因此应选择长时间常数有损积分器作为稳态积分器，从而保证移相角度偏差足够小以及具有足够的带宽。在此选取参数为： $R_J=3.48\text{k}\Omega$ ， $R_F=20\text{M}\Omega$ ， $C_J=0.47\mu\text{F}$ 。

根据式(4.2)和(4.3)，利用 MATLAB 软件仿真得到稳态积分器的频率响应特性，见图 4.3 a)。从图中可见，除了极低的频段外，稳态积分器的相频特性基本稳定在 90° ，在 10mHz–100kHz 范围内的增益与频率成反比，对信号中的高频成分衰减幅度很大，但对直流和低频信号有放大作用。

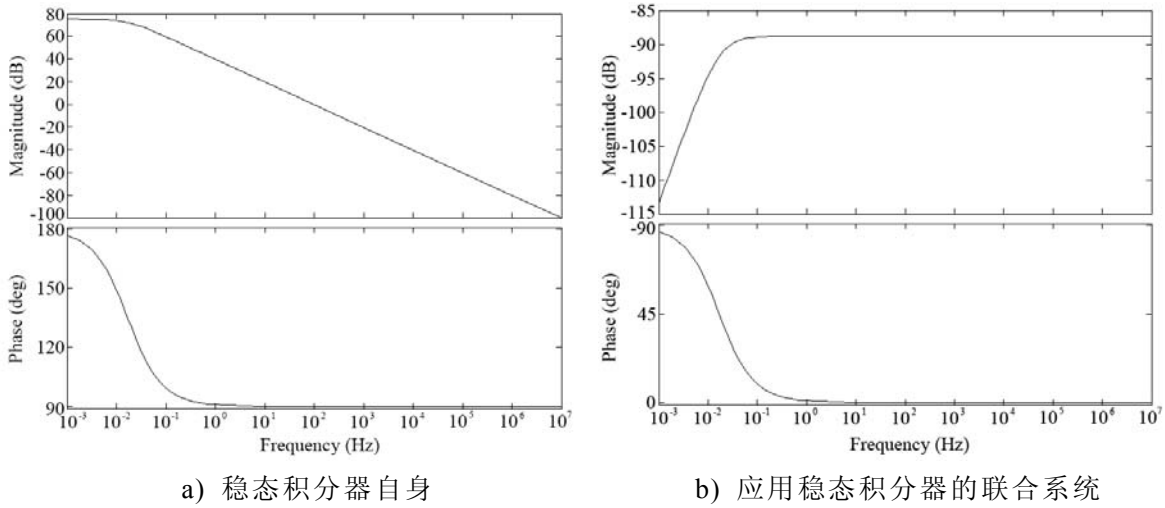


图 4.3 稳态积分器及其应用时系统的频率特性

由于稳态积分器的输入信号为与一次电压成微分关系的电压信号（电流直测电路的输出），因此要全面衡量稳态积分器的频率特性，还应将其和高压电容传感头、电流直测电路作为一个整体进行分析。建立了应用稳态积分器时的联合系统模型，如图 4.4 所示。联合系统的整体传递函数为：

$$\begin{aligned}
 H_w(s)' &= \frac{U_s(s)}{U_p(s)} = \frac{U_s(s)}{U_o(s)} \cdot \frac{U_o(s)}{I_c(s)} \cdot \frac{I_c(s)}{U_p(s)} \\
 &= \left(-\frac{R_F}{R_J} \cdot \frac{1}{1 + sR_F C_J} \right) \cdot (-R_c) \cdot (sC_H) = \frac{sR_c R_F C_H}{sR_J R_F C_J + R_J}
 \end{aligned} \quad (4.4)$$

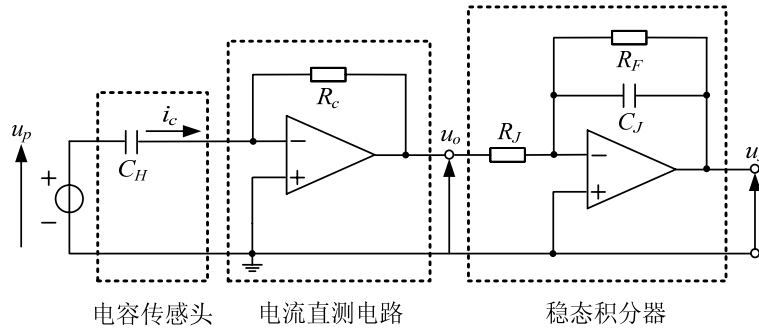


图 4.4 应用稳态积分器时构成的联合系统模型

结合高压电容传感头常温下的实测电容量 $C_H=112.06\text{pF}$ 以及稳态积分器的参数，按额定一次电压 U_p 为 $110/\sqrt{3}\text{kV}$ 、额定二次输出电压 U_s 为 $4/\sqrt{3}\text{V}$ 考虑，通过计算可得出电流直测电路中取样电阻的合适阻值 R_c 为 531Ω 。将各元件参数代入式(4.4)，利用 MATLAB 软件仿真得出应用稳态积分器时电流型 EVT 的频率响应特性，见图 4.3 b)。由图可知，稳态积分器和处于微分状态的高压电容传感头的频率特性刚好互为补偿，可以实现较理想的频率特性，一方面有效抑制了低频信号，同时在很宽的范围内保证了高频信号的响应效果。在 $10\text{Hz}\sim 100\text{kHz}$ 之间系统输出信号的幅值和相位不受频率的影响，能够如实反应被测电压的各种频率分量，此频带宽度完全满足 50 次谐波电压测量的要求。

(2) 暂态特性分析

在一次短路和带滞留电荷重合闸引起的暂态过程中，稳态积分器的暂态特性可以通过仿真验证。利用 OrCAD Pspice 软件建立如图 4.5 a)和图 4.5 b)的电流型 EVT 暂态性能分析电路仿真模型。其中 C_L 为线路电容， R 为一次回路总的串联等值电阻， K 、 K_1 和 K_2 为试验开关，通过控制开关 K 闭合，可以模拟系统一次短路，通过控制开关 K_1 和 K_2 分合，可以模拟线路断开及重合闸。

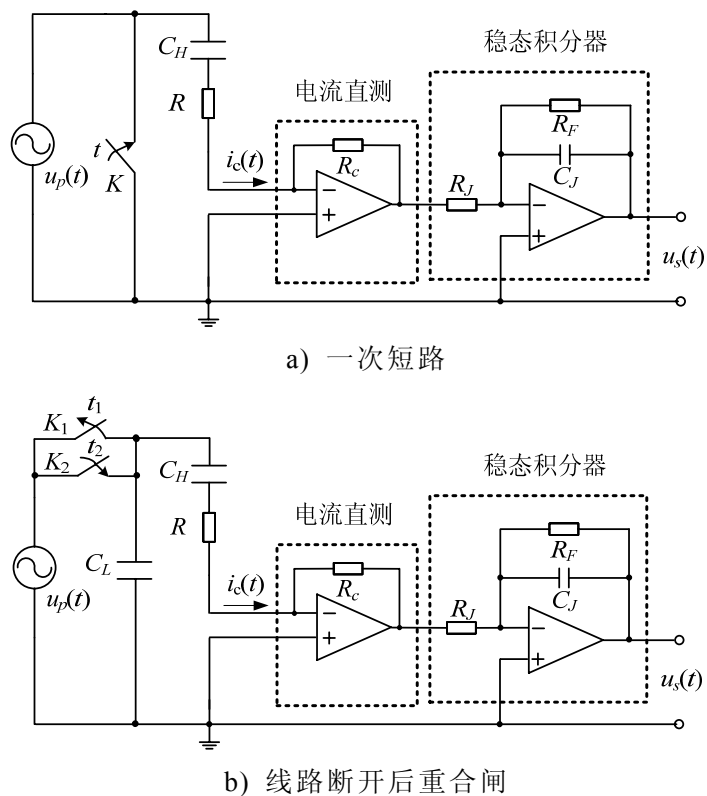


图 4.5 电流型 EVT 暂态性能分析仿真模型

首先设置最严重的短路情况，即一次电压 u_p 为正或负最大值时一次发生短路。通过仿真分析，得到如图 4.6 的系统输出电压波形。从图中可知，当一次对地短路时，稳态积分器的输出电压几乎在瞬间衰减为 0，能很好地反映一次短路。

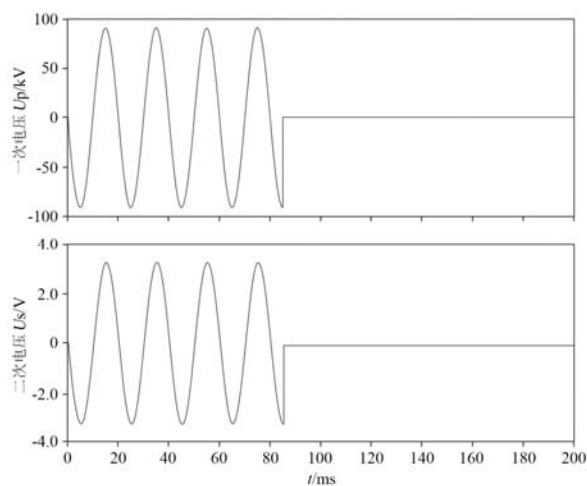


图 4.6 一次短路暂态过程中稳态积分器的输出电压波形

然后设置最严重的线路带滞留电荷重合闸情况，即一次电压 u_p 处于负最大值时线路断开，处于正最大值时重合闸，稳态积分器的输出电压波形见图 4.7。

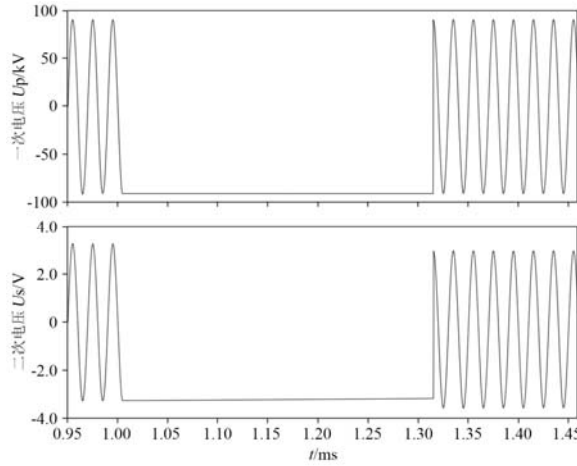


图 4.7 线路断开后带滞留电荷重合闸时稳态积分器的输出电压波形

从图 4.7 可知，线路断开后稳态积分器仍有直流电压输出，这是由于积分电容 C_I 上残留的电荷造成的，积分器的时间常数较长，直流电压衰减缓慢。根据继电保护的要求，线路断开时互感器的二次电压应在短时间内衰减到 0，因此稳态积分器在线路断开时的输出特性无法满足要求。在线路重合闸后稳态积分器输出电压中的直流分量仍未衰减完毕，叠加在稳态电压信号上，引起 EVT 的输出误差。

综合上述分析，稳态积分器满足宽频带稳态信号测量要求，但暂态响应速度慢，无法满足暂态性能的要求。因此在系统处于稳态时利用稳态积分器产生宽频带积分输出信号。

2. 暂态积分器

暂态积分器实质是一种基于二阶低通滤波器的积分器^[145]，其结构见图 4.8。

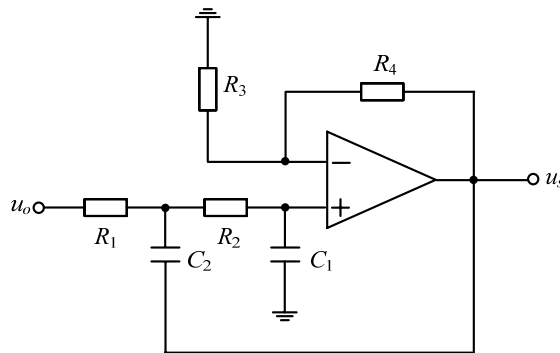


图 4.8 暂态积分器结构

暂态积分器的传递函数为：

$$H_z(s) = \frac{U_s(s)}{U_o(s)} = \frac{R_3 + R_4}{R_3} \cdot \frac{\omega_0^2}{s^2 + \alpha_0 \omega_0 s + \omega_0^2} \quad (4.5)$$

式中， $\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}$ ； $\alpha_0 = \frac{1}{\omega_0} \left(-\frac{R_4}{R_2 R_3 C_1} + \frac{1}{R_1 C_2} + \frac{1}{R_2 C_2} \right)$ 。

设置参数,使中心频率 $\omega_0=100\pi$,保证对工频信号实现移相 90° 和积分处理。调整 R_1 、 R_2 、 C_1 、 C_2 的大小,可以得到不同的 α_0 。

(1) 稳态频率响应特性分析

利用与稳态积分器频率响应特性分析类似的方法,通过 MATLAB 仿真分析,得到暂态积分器自身的频率特性,以及暂态积分器与高压电容传感头、电流直测电路构成的联合系统的频率特性。为了便于比较不同 α_0 时的频率特性,用归一化后的频率特性曲线表示,见图 4.9 a)和图 4.9 b)。

从图 4.9 可见,暂态积分器只有在设定的中心频率 50Hz 附近才能实现 90° 移相。 α_0 越大,在工频附近的相频特性越平坦; α_0 较小时,在工频附近的相频特性比较陡峭,积分器工作受频率波动的影响相对较大。应用暂态积分器的联合系统的幅频特性在工频附近呈现带通滤波器特性,频带宽度与 α_0 值有关, α_0 越大,频带越宽;但整体来看系统带宽较窄,无法对谐波进行积分,当 α_0 取值过小时,对 EVT 规定的工频范围内信号的积分准确度也无法保证,当输入信号频率偏离 50Hz 时,产生较大的积分误差,提高 α_0 值可以适当增加带宽,但改善非常有限。

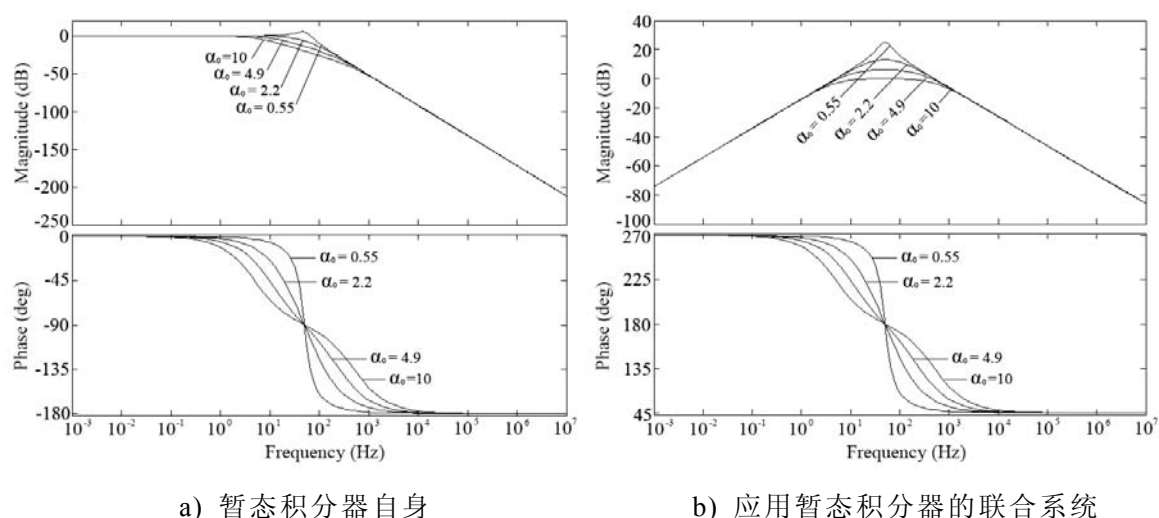


图 4.9 暂态积分器及其应用时系统的频率特性

(2) 暂态特性分析

将图 4.5 中的稳态积分器替换为暂态积分器,利用 OrCAD 软件建立应用暂态积分器时电流型 EVT 的暂态特性仿真模型,对暂态积分器在暂态情况下的输出特性进行仿真分析,得到的仿真结果见图 4.10 和图 4.11。

从图 4.10 可见,当系统一次短路时,暂态积分器的输出电压快速降为 0,满足暂态性能的要求,这一特性与 α_0 的取值无关。从图 4.11 可见,线路断开时暂态积分器输出电压的衰减过程以及重合闸后进入稳态过程的时间长短与 α_0 有关。当 α_0 取值较大时,线路断开后积分器的输出电压衰减缓慢,重合闸后进入稳态的时间也较长;而当 α_0 取值较小时,在线路断开和重合闸后积分器输出电压的暂态过程短暂。因此 α_0 越小,暂态积分器的暂态特性越好。

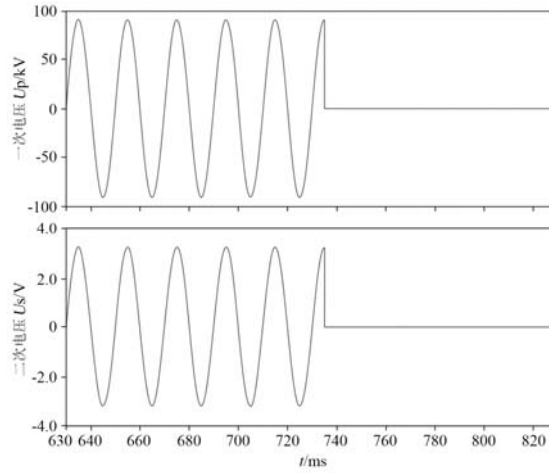


图 4.10 一次短路暂态过程中暂态积分器的输出电压波形

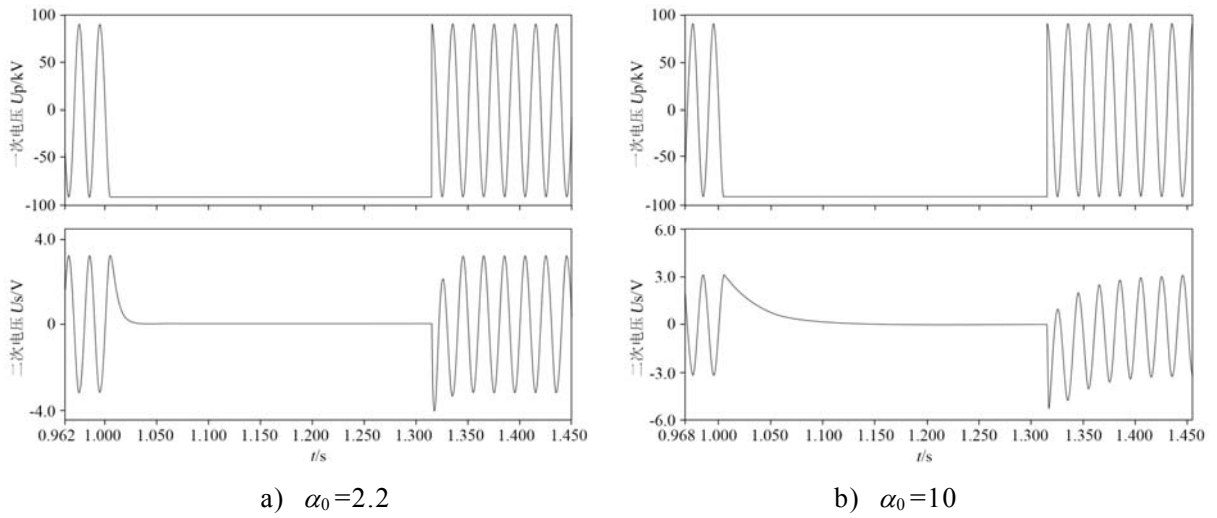


图 4.11 线路断开后带滞留电荷重合闸时暂态积分器的输出电压波形

综合上述分析，暂态积分器频带窄，无法满足宽频带稳态信号的测量要求；选取合适的电路参数时，暂态积分器具有良好的暂态特性。因此在系统处于暂态时利用暂态积分器产生响应速度快的积分输出信号。考虑到自适应积分电路还需要利用暂态积分器识别输入电压的过零点，因此必须保证暂态积分器对工频信号的 90° 移相和信号还原精度。为了在系统频率波动时提高识别精度，在保证其暂态响应特性满足要求的基础上，暂态积分器的输出在工频附近的带宽越宽越好，即 α_0 尽可能大。通过比较，确定如下元件参数： $R_1=6.366\text{k}\Omega$ ， $R_2=159.15\text{k}\Omega$ ， $R_3=R_4=133\text{k}\Omega$ ， $C_1=0.05\mu\text{F}$ ， $C_2=0.2\mu\text{F}$ ， $\alpha_0=2.2$ 。由图 4.11 a)可知，在线路断开后 2 个工频周波内暂态积分器的输出电压下降到峰值的 5% 以下，而在线路带滞留电荷重合闸后的 2 个工频周波内暂态积分器的输出暂态误差已经消除，回归到稳态。

4.3.3 自适应积分控制模块原理及关键技术

1. 系统状态识别及自适应积分控制模块的构成原理

实现自适应积分的关键是通过稳态和暂态识别，在适当的时刻自动控制积分

电路的输出在稳态积分器和暂态积分器之间相互切换，从而使系统输出在稳态过程中具有良好的宽频带特性，在暂态过程中具有良好的暂态响应特性。这一功能由自适应积分的核心构件：系统状态识别及自适应积分控制模块完成。

系统状态识别及自适应积分控制模块的控制原理图见图 4.12，由单稳态触发器、计数器、自保持电路及控制输出等模块组成，各模块的输出特性见图 4.13。

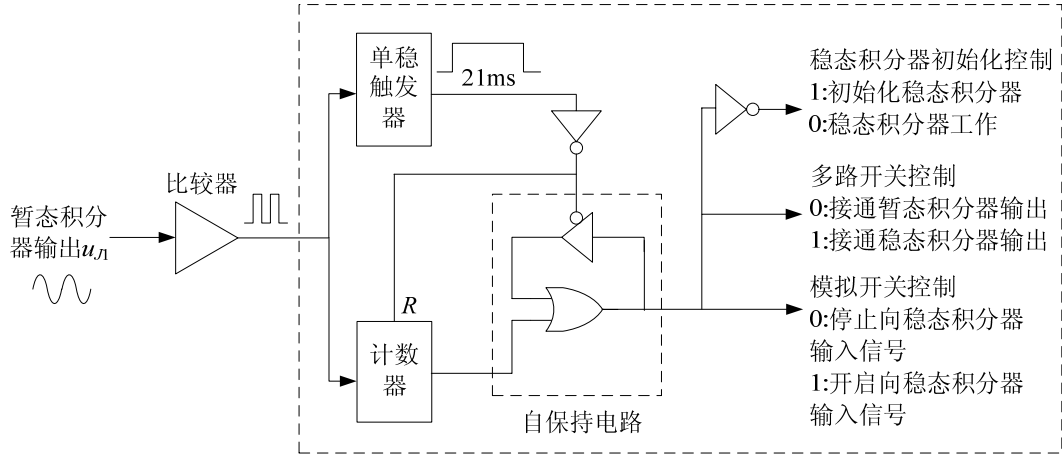


图 4.12 系统状态识别及自适应积分控制模块原理图

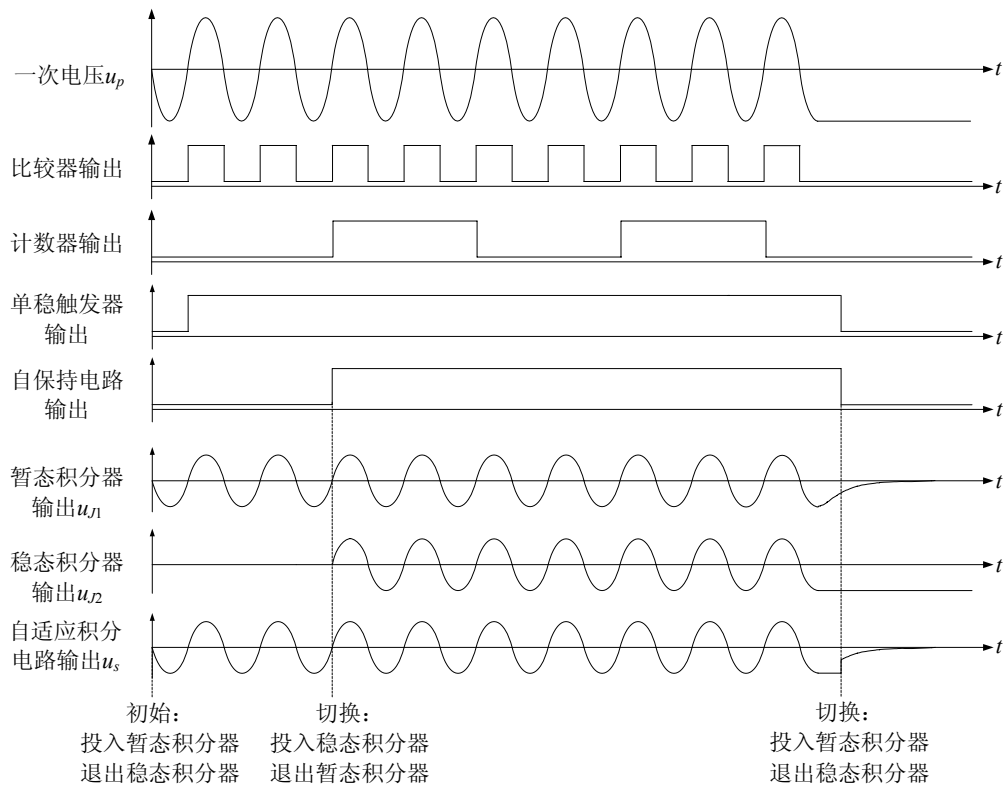


图 4.13 自适应积分控制模块的输出特性

系统状态识别及自适应积分控制模块的工作原理可用以下三种状态描述：

初始态：系统未上电时，一次高压信号为零，暂态积分器的输出 u_{j1} 为零，单稳触发器的输出为零。计数器的输出清零，自保持电路的输出为零。从而稳态积分器的初始化控制输出为 1，对稳态积分器的积分电容进行放电初始化；多路开关控制输出为 0，将暂态积分器接到输出端；模拟开关截止，停止向稳态积分

器输入信号。

稳定态：当一次高压信号为稳态电压时，暂态积分器输出正常模拟信号，经过过零比较器形成方波信号。方波通过单稳触发器被展宽到 21ms 左右（超过一个工频周期），同时通过计数器对方波进行计数，计数值可根据所要求的切换延时进行调整。当达到计数设定值时，自保持电路的“或”门输出“1”，并由三态门工作实现“或”门的自保持。稳态积分器的模拟开关导通，稳态积分器开始工作，多路开关也受控将稳态积分器接到输出端。

停止态：当线路由于断路器分闸，一次高压信号突变为 0 时，暂态积分器的输出经过短暂的暂态过程衰减为 0，比较器输出端不再产生方波，单稳触发器经过 21ms 左右延时，输出变为 0，对计数器清零并关闭三态门，“或”门输出变为零。模拟开关受控断开稳态积分器的输入，稳态积分器处于停止状态，并进行放电初始化。同时多路开关受控将暂态积分器的输出接到自适应积分电路的输出端。

2. 系统状态识别及自适应积分控制模块的关键技术

除了根据输入信号特点识别系统状态控制积分器的输出外，自适应积分控制模块还需要解决的关键问题是稳态积分器的投入控制时机，不合适的投入时刻将使得积分电容状态突变，产生衰减直流分量，影响 EVT 的暂态特性。

结合图 4.4 和图 4.5 b)对这一情况进行分析。当线路断开后，由于高压电容 C_H 没有放电回路，其电荷释放缓慢，电容两端长时间保持电压。而稳态积分器的积分电容 C_J 通过其两端的反馈电阻放电，这样两个电容的状态不一致。如果采用自动重合闸，则重合闸动作时积分电容 C_J 已有一定幅度的衰减，此时的暂态过程见图 4.7，合闸后的一段时间内在积分器的输出端叠加有衰减直流分量。如果等待一段时间后采用手动合闸，合闸时 C_J 两端的电压已经衰减为 0，积分器产生的直流分量会更严重，如图 4.14 所示。可以看出，积分器的输出电压中包含很大的衰减缓慢的直流分量，要经过数十秒才能衰减完毕。无论采用自动重合闸还是手动合闸，稳态积分器的暂态特性均不能满足要求。

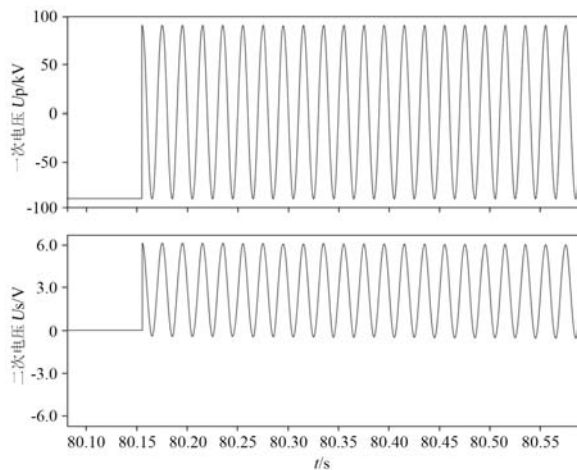


图 4.14 手动合闸时稳态积分器的暂态过程

因此必须控制投入稳态积分器的时机，在 C_H 和 C_J 状态一致且一次电压过零点时（此时 C_H 电荷状态为 0）投入稳态积分器可以避免上述情况。具体措施是：在稳态积分器的输入端加模拟开关，控制积分器的投入时间，见图 4.15。同时增加稳态积分器积分电容放电控制开关，在退出稳态积分器的同时对积分电容 C_J 放电，保证一次电压过零再次投入稳态积分器时， C_J 与 C_H 均处于零电荷状态，从而不产生暂态过程。

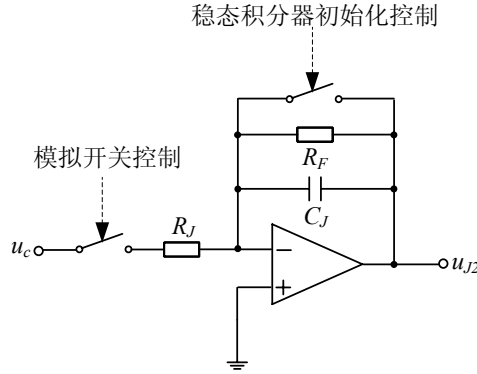


图 4.15 有损积分器自动控制电路

另外，一次电压过零点检测通过暂态积分器和比较器实现。由于暂态积分器的暂态特性较好，在大约 1~2 个工频周期后能够正确反映一次电压的状态，因此将其输出连接过零比较器可以检测出一次电压的过零点。

4.4 应用自适应积分电路的电流型 EVT 性能仿真

4.4.1 系统工频稳态特性仿真

由于系统处于稳态时，自适应积分电路的输出由稳态积分器产生，因此应用自适应积分电路的电流型 EVT 的工频稳态特性由稳态积分器的特性决定。根据式 (4.2)，可得出电流型 EVT 的稳态比值误差 ε_ω 与系统频率 ω 之间的关系：

$$\begin{aligned}\varepsilon_\omega(\%) &= \frac{K_r U_s - U_p}{U_p} \times 100(\%) \\ &= \frac{K_r \omega R_c R_F C_H - \sqrt{R_J^2 + (\omega R_J R_F C_J)^2}}{\sqrt{R_J^2 + (\omega R_J R_F C_J)^2}} \times 100(\%) \end{aligned} \quad (4.6)$$

其中， K_r 为额定电压比 ($\frac{U_{pN}}{U_{sN}}$)， U_{pN} 和 U_{sN} 分别为额定一次电压和额定二次电压；

U_p 为实际一次电压； U_s 为实际二次电压。

根据式 (4.3)，可得出电流型 EVT 的稳态相角误差 δ_ω 与频率 ω 之间的关系为：

$$\delta_\omega(^{\circ}) = \left[\frac{\pi}{2} - \arctg(\omega R_F C_J) \right] \times 3440(^{\circ}) \quad (4.7)$$

根据式 (4.6) 和 (4.7)，运用 MATLAB 软件对采用自适应积分电路的电流型 EVT

的工频稳态特性进行了仿真，仿真条件为额定电压，频率变化范围为 48Hz~51Hz。通过仿真得到电流型 EVT 输出电压的比值误差和相角误差随频率 f 变化的曲线，见图 4.16 和图 4.17。

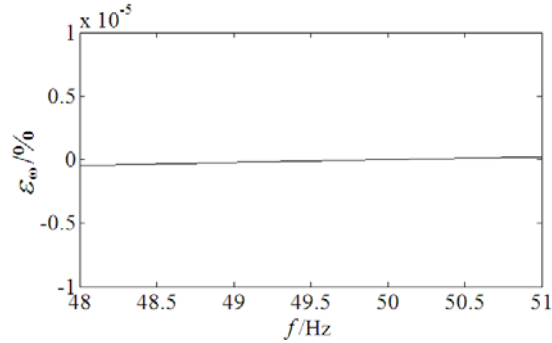


图 4.16 EVT 比值误差的工频特性仿真曲线

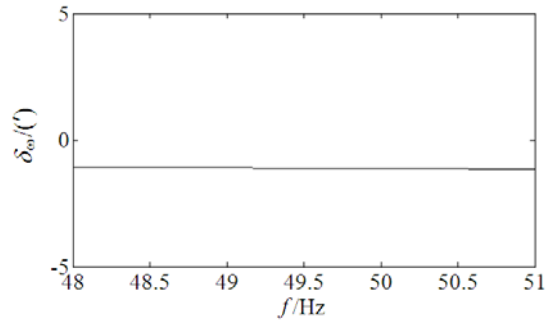


图 4.17 EVT 相角误差的工频特性仿真曲线

仿真结果表明，在 48Hz~51Hz 频率范围内，采用自适应积分电路的电流型 EVT 的比值误差 $<10^{-5}$ ，相角误差 $\leq \pm 3'$ ，满足 0.2 级测量和 3P 级保护的准确度要求。

4.4.2 系统谐波测量特性仿真

电流型 EVT 的稳态频率特性由稳态积分器的频率特性决定，因此应用自适应积分的电流型 EVT 的频率特性即为图 4.3 b)所示的联合系统频率特性，系统具有良好的宽频带稳态特性，满足 50 次以下谐波电压测量的要求。

为了进一步直观反映应用自适应积分电路的电流型 EVT 系统用于谐波测量时的输出特性，利用 OrCAD 软件建立了一次电压中包含稳恒工频分量和多种谐波分量的仿真电路模型。如图 4.18 所示，假定一次电压中包含基波和 3、5、7 次谐波，其中 $u_{p1}(t)$ 、 $u_{p3}(t)$ 、 $u_{p5}(t)$ 和 $u_{p7}(t)$ 分别表示基波源和 3、5、7 次谐波源。

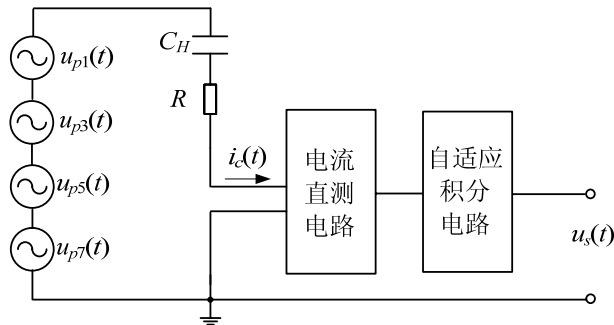


图 4.18 谐波测量特性分析仿真模型

仿真采用的一次电压为：

$$\begin{aligned} u_p(t) &= u_{p1}(t) + u_{p3}(t) + u_{p5}(t) + u_{p7}(t) \\ &= U_{1m} \sin \omega_1 t + 0.1U_{1m} \sin(3\omega_1 t + 30^\circ) + 0.08U_{1m} \sin(5\omega_1 t - 140^\circ) + 0.05U_{1m} \sin(7\omega_1 t + 65^\circ) \end{aligned} \quad (4.8)$$

式中， U_{1m} 为基波电压幅值， $U_{1m} = 110\sqrt{2}/\sqrt{3} \text{ kV} = 89.8 \text{ kV}$ 。

通过仿真得到如图 4.19 所示的系统输入、输出电压波形。从图中可见，应用自适应积分电路的电流型 EVT 的二次输出电压与一次电压波形吻合，可以很好地反映输入信号中的谐波分量。

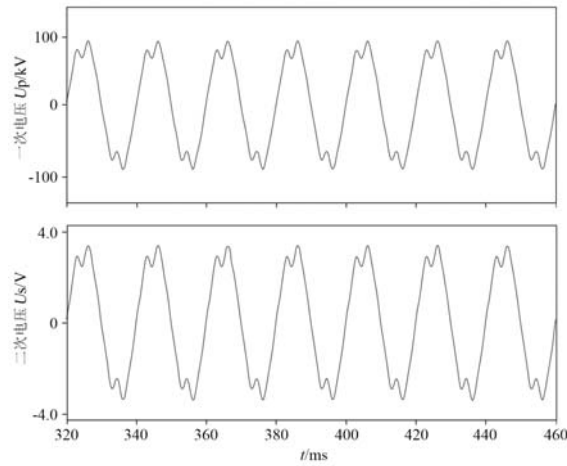


图 4.19 含谐波分量时 EVT 的输出电压仿真波形图

4.4.3 系统暂态性能仿真

将图 4.5 中的稳态积分器替换为自适应积分电路，利用 OrCAD 软件建立一次短路和线路带滞留电荷重合闸时的系统暂态特性仿真模型，对电流型 EVT 在暂态情况下的输出特性进行仿真分析，得到的仿真结果如图 4.20。

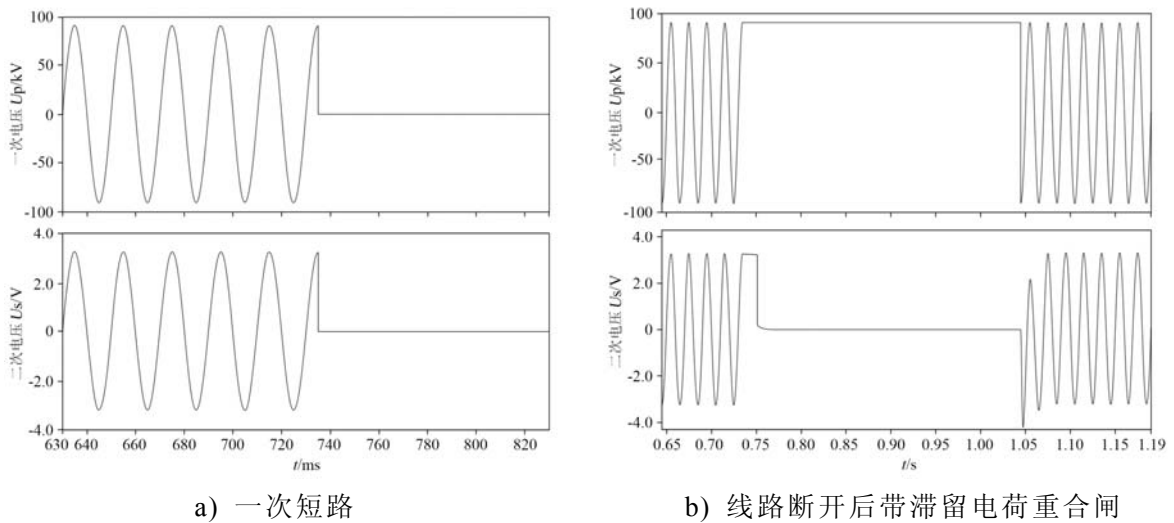


图 4.20 暂态过程中 EVT 的输出电压仿真波形图

从图 4.20 可见，系统一次短路后 EVT 的输出电压快速降为 0，几乎不存在暂

态过程；线路断开后在 2 个工频周波内 EVT 的输出电压下降到峰值的 5% 以下，而在电压最大值线路重合闸后的 1~2 个周波内输出电压的暂态误差已经消除。由此可见，采用自适应积分电路后，电流型 EVT 在系统一次短路和线路断开后重合闸情况下的暂态性能均满足 IEC 标准的要求。

从以上仿真分析可知，基于系统状态的自适应积分电路综合了稳态积分器（长时间常数有损积分器）和暂态积分器（低通滤波型积分器）的优点，其应用于电流型 EVT 可以同时满足工频特性、谐波测量和暂态性能的要求。

4.5 本章小结

信号积分是电流型 EVT 实现信号还原的关键环节。本章根据电流型 EVT 对信号积分的要求，提出了一种基于系统状态的自适应积分电路，通过快速识别系统状态，自动控制稳态积分器和暂态积分器工作状态的切换。在系统处于稳态时，投入稳态积分器，充分发挥其频带宽的优势，真实还原 15Hz~2500Hz 频率范围内的信号；在线路分闸或合闸的暂态过程中，投入暂态响应速度快的暂态积分器，快速跟随系统一次的暂态变化。仿真结果表明，基于系统状态的自适应积分电路工频测量精度满足 0.2 级测量和 3P 级保护要求；能很好地反映一次信号中的各种频率成份，满足 50 次以下谐波信号测量的需要；在系统各种暂态情况下的响应时间均小于 40ms，具有良好的暂态性能；可以满足电流型 EVT 对信号积分的各项性能要求。

第 5 章 电流型 EVT 的误差补偿方法研究

5.1 引言

EVT 的长期工作稳定性是其在电力系统广泛应用的重要前提,对于电流型 EVT 而言,其稳定性取决于 SF_6 同轴圆筒型电容传感头和信号处理单元的稳定性。根据第 3 章的分析,温度和 SF_6 气体压力变化是影响 SF_6 同轴圆筒型电容传感头工作稳定性的主要因素。而对于由电阻、电容分立元件以及集成 IC 器件组成的信号处理单元,其稳定性主要受到温度变化的影响。本章对电容传感头和信号处理单元的误差补偿方法进行研究,以提高电流型 EVT 的工作稳定性。

由于温度和 SF_6 气体压力对电容传感头的影响较为复杂,同时温度对气体压力也存在关联影响,因此难以直接用精确数学模型描述温度和气体压力对传感头电容量的影响,从而无法使用传统的硬件电路“拼凑补偿”法或基于精确数学描述关系式的软件补偿法对传感头的误差进行校正。本章采用多传感器信息融合方法,综合利用温度传感器和气体压力传感器的测量结果,对电容传感头的电容量进行信息融合处理,实现传感头误差补偿。

信号处理单元主要由模拟信号处理电路、数据采集处理模块和通信模块组成。其中数据采集处理模块和通信模块主要处理数字信号,几乎不受温度变化的影响。而模拟信号处理电路中的运算放大器、电阻和电容等均为温度敏感部件,导致温度变化时模拟信号处理电路的输出产生温度漂移,影响其工作稳定性。因此本章基于对模拟信号处理电路温度特性的分析,研究温度误差控制措施,提出一种基于铂电阻的温度补偿方法,减小温度变化对模拟信号处理电路精度的影响,提高信号处理单元的温度稳定性。

5.2 基于信息融合的电容传感头误差补偿方法研究

多传感器信息融合是利用计算机技术,对多个传感器的观测信息,在一定的准则下加以自动分析、综合,从而完成所需要的决策和估计任务而进行的信息处理过程^[146]。采用信息融合一方面可以克服单个传感器的不确定性和局限性,另一方面融合了精确和非精确数据,特别是在数据具有不确定性和变化未知的情况下,多传感器融合系统可以更大程度地获得被探测目标和环境的信息量,因此应用多传感器信息融合技术可以有效地提高系统的性能,完整、准确、可靠地描述被测对象^[147,148]。当只要求测量一个目标参量时,信息融合技术将其他参量都视为干扰量,可以通过融合处理消除干扰量的影响,提高被测目标参量的测量精度。

5.2.1 基于回归分析的信息融合原理

目前信息融合的常用方法包括：加权平均法、卡尔曼滤波法、贝叶斯估计法、假设检验、统计决策理论、D-S 证据推理、利用小波变换的多尺度信息融合方法、以及基于模糊逻辑理论、神经网络和专家系统的人工智能融合方法等^[147,149]。

由于电流型 EVT 系统要实时处理大量的采样数据信息，因此选择信息融合方法时应兼顾数据处理的精度和速度。回归分析法是一种确定两种或两种以上变数间相互依赖的定量关系的统计决策分析方法，其应用于多因素模型时具有计算速度快、简单方便的优点，选择合适的回归模型可以保证一定的拟合精度。因此本文基于回归分析方法实现信息融合。

假设传感器在被测物理量 x_1 以及 $k-1$ 个环境变量 $x_2, \dots, x_k$ 的共同作用下，其输出特性可用如下多元函数描述：

$$y = f(x_1, x_2, \dots, x_k) \quad (5.1)$$

其中 y 为计及各环境变量综合影响后传感器的输出信号。

各环境变量可能也受到被测物理量及其他变量的影响，这种影响关系可以描述为：

$$x_i = g(x_1, \dots, x_{i-1}, x_{i+1}, \dots, x_k) \quad i=1, 2, \dots, k \quad (5.2)$$

由式(5.1)和式(5.2)可看出，传感器的精度不是由某一输入量决定的，而是取决于诸多影响因素的综合特性。

首先建立回归模型，对式(5.1)所示的传感器输出特性进行拟合。结合变量的个数和变量间关系的初步分析，可采用一元或多元一次、二次乃至更高阶的模型。常用的一阶线性模型为：

$$y = a_0 + \sum_{i=1}^k a_i x_i + \varepsilon \quad (5.3)$$

二阶多项式模型为：

$$y = a_0 + \sum_{i=1}^k a_i x_i + \sum_{i=1}^k b_i x_i^2 + \sum_{j=2}^k \sum_{i<j} c_{ij} x_i x_j + \varepsilon \quad (5.4)$$

其中， a_i 、 b_i 、 c_{ij} 为待估计的回归模型参数； ε 为服从正态分布的随机变量误差。

然后由测得的多组试验样本数据，采用最小二乘法、极大似然法等参数估计方法得到回归模型参数的估计值 $\hat{a}_i$ 、 $\hat{b}_i$ 、 $\hat{c}_{ij}$ ，使采用回归参数估计值得到的回归值 $\hat{y}$ ：

$$\hat{y} = \hat{a}_0 + \sum_{i=1}^k \hat{a}_i x_i \quad (5.5)$$

$$\text{或： } \hat{y} = \hat{a}_0 + \sum_{i=1}^k \hat{a}_i x_i + \sum_{i=1}^k \hat{b}_i x_i^2 + \sum_{j=2}^k \sum_{i<j} \hat{c}_{ij} x_i x_j \quad (5.6)$$

与 y 的实验观测值之间的误差最小。

式(5.5)和式(5.6)即为传感器输出关于被测物理量和各环境变量因素的信息融合数学模型。按照该数学模型以及实际测出的各变量数据 $x_1, \dots, x_k$, 可以进行信息融合处理, 减小各环境变量的交叉影响, 实现对传感器输出特性的修正。

5.2.2 基于信息融合的电容传感头误差补偿方法

电流型 EVT 的二次输出电压与电容传感头的电容量成正比关系。当温度和 SF_6 气体压力变化时, 电容传感头的电容量随之变化, 从而引起电流型 EVT 的二次输出电压误差。若能得到电容传感头的实际电容量 C , 则可以用如下公式对电流型 EVT 的输出电压 U_s 进行修正:

$$U'_s = U_s \cdot \frac{C_N}{C} \quad (5.7)$$

其中, U'_s 表示输出电压修正结果; C_N 表示电容传感头的理想电容量, 即: 在额定一次电压下, 室温 20°C , 气体压力为 0.5MPa 时电容传感头的电容量。

由于在 EVT 实际运行中无法直接测出电容传感头的电容量, 也难以用精确数学模型描述温度和 SF_6 气体压力对传感头电容量的影响, 因此本文采用基于回归分析的信息融合方法求取电容传感头实际电容量的估计值, 从而实现传感头误差补偿。其基本思想是: 建立多元回归模型表示电容传感头的实际电容量与理想电容量、温度和 SF_6 气体压力之间的对应关系, 基于实际的测量数据采用最小二乘估计法计算出回归模型中的各回归参数, 从而利用已知参数的回归模型计算电容传感头实际电容量的估计值, 并利用该估计值修正电流型 EVT 的二次输出电压。

建立如图 5.1 所示的电容传感头信息融合系统, 为了提高信息融合的精度, 同时考虑到温度对 SF_6 气体压力的交叉影响, 分两级进行融合处理: 首先通过温度传感器和 SF_6 气体压力传感器分别测出电容传感头内部的温度 T 和 SF_6 气体压力 P , 利用 T 和 P 进行初级信息融合, 减小温度对气体压力测量的影响; 然后利用电容传感头的理想电容量 C_N 、温度以及气体压力的初级融合结果 P' 进行二级信息融合, 得到电容传感头电容量的估计值 C 。

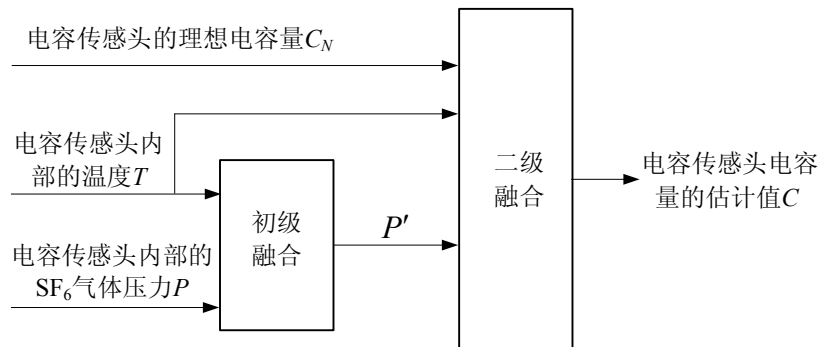


图 5.1 电容传感头信息融合系统框图

5.2.2.1 气体压力的初级融合

对气体压力数据进行信息融合的目的是消除或最大限度地减小温度对气体压力测量的影响，使信息融合后得到的气体压力数据与 20°C 的气体压力尽可能接近。因此从气体压力数据修正的角度，将信息融合后的气体压力数据 P' 表示为气体压力传感器实际测出的气体压力 P 和温度 T 的二元函数：

$$P' = f(P, T) \quad (5.8)$$

建立如下二元二次多项式回归模型对气体压力数据进行信息融合：

$$P' = a_0 + a_1P + a_2T + a_3P^2 + a_4PT + a_5T^2 + \varepsilon \quad (5.9)$$

式中， $a_0 \sim a_5$ 为待定的回归参数。

利用信息融合方法实现对气体压力数据修正的主要步骤包括：

(1) 实验标定

在电流型 EVT 的工作温度范围和正常工作气体压力范围内，确定若干温度标定点和气体压力标定点，获得 n 组样本实验数据，并给出相应的气体压力标定值 $\bar{P}$ ， $\bar{P}$ 为 20°C 时的气体压力。为了保证回归模型拟合的精度和建模的有效性，实验数据组数 n 至少取变量个数的 3~5 倍以上。

(2) 回归参数的确定

根据最小二乘估计法，欲使回归分析得到的 P' （即气体压力估计值）与标定值 $\bar{P}$ 拟合的最好，式(5.9)中的各回归参数 $a_0, a_1, \dots, a_5$ 的理想估计值 $\hat{a}_0, \hat{a}_1, \dots, \hat{a}_5$ 应满足 P' 与 $\bar{P}$ 之间的离差平方和最小的条件，即：

$$\begin{aligned} \Delta_k^2 &= \sum_{i=1}^n (\bar{P}_i - P'_i)^2 = \sum_{i=1}^n [\bar{P}_i - f(P_i, T_i)]^2 = \sum_{i=1}^n [\bar{P}_i - (\hat{a}_0 + \hat{a}_1P_i + \hat{a}_2T_i + \hat{a}_3P_i^2 + \hat{a}_4P_iT_i + \hat{a}_5T_i^2)]^2 \\ &= Q(\hat{a}_0, \hat{a}_1, \hat{a}_2, \hat{a}_3, \hat{a}_4, \hat{a}_5) \end{aligned} \quad (5.10)$$

达到最小。

由式(5.10)可知，离差平方和 Q 是各回归参数的函数，根据微分求极值的原理， Q 对各回归参数的偏导数应为 0，即：

$$\begin{cases} \left. \frac{\partial Q}{\partial \alpha_0} \right|_{\alpha_0=\hat{\alpha}_0} = -2 \sum_{i=1}^n (\bar{P}_i - \hat{\alpha}_0 - \hat{\alpha}_1P_i - \hat{\alpha}_2T_i - \hat{\alpha}_3P_i^2 - \hat{\alpha}_4P_iT_i - \hat{\alpha}_5T_i^2) = 0 \\ \left. \frac{\partial Q}{\partial \alpha_1} \right|_{\alpha_1=\hat{\alpha}_1} = -2 \sum_{i=1}^n P_i (\bar{P}_i - \hat{\alpha}_0 - \hat{\alpha}_1P_i - \hat{\alpha}_2T_i - \hat{\alpha}_3P_i^2 - \hat{\alpha}_4P_iT_i - \hat{\alpha}_5T_i^2) = 0 \\ \left. \frac{\partial Q}{\partial \alpha_2} \right|_{\alpha_2=\hat{\alpha}_2} = -2 \sum_{i=1}^n T_i (\bar{P}_i - \hat{\alpha}_0 - \hat{\alpha}_1P_i - \hat{\alpha}_2T_i - \hat{\alpha}_3P_i^2 - \hat{\alpha}_4P_iT_i - \hat{\alpha}_5T_i^2) = 0 \\ \left. \frac{\partial Q}{\partial \alpha_3} \right|_{\alpha_3=\hat{\alpha}_3} = -2 \sum_{i=1}^n P_i^2 (\bar{P}_i - \hat{\alpha}_0 - \hat{\alpha}_1P_i - \hat{\alpha}_2T_i - \hat{\alpha}_3P_i^2 - \hat{\alpha}_4P_iT_i - \hat{\alpha}_5T_i^2) = 0 \\ \left. \frac{\partial Q}{\partial \alpha_4} \right|_{\alpha_4=\hat{\alpha}_4} = -2 \sum_{i=1}^n P_iT_i (\bar{P}_i - \hat{\alpha}_0 - \hat{\alpha}_1P_i - \hat{\alpha}_2T_i - \hat{\alpha}_3P_i^2 - \hat{\alpha}_4P_iT_i - \hat{\alpha}_5T_i^2) = 0 \\ \left. \frac{\partial Q}{\partial \alpha_5} \right|_{\alpha_5=\hat{\alpha}_5} = -2 \sum_{i=1}^n T_i^2 (\bar{P}_i - \hat{\alpha}_0 - \hat{\alpha}_1P_i - \hat{\alpha}_2T_i - \hat{\alpha}_3P_i^2 - \hat{\alpha}_4P_iT_i - \hat{\alpha}_5T_i^2) = 0 \end{cases} \quad (5.11)$$

经整理后，得到正规方程组：

$$\begin{bmatrix} n & \sum_{i=1}^n P_i & \sum_{i=1}^n T_i & \sum_{i=1}^n P_i^2 & \sum_{i=1}^n P_i T_i & \sum_{i=1}^n T_i^2 \\ \sum_{i=1}^n P_i & \sum_{i=1}^n T_i & \sum_{i=1}^n P_i T_i & \sum_{i=1}^n P_i^3 & \sum_{i=1}^n P_i^2 T_i & \sum_{i=1}^n P_i T_i^2 \\ \sum_{i=1}^n U_{Ti} & \sum_{i=1}^n P_i T_i & \sum_{i=1}^n P_i^3 & \sum_{i=1}^n P_i^2 T_i & \sum_{i=1}^n P_i T_i^2 & \sum_{i=1}^n T_i^3 \\ \sum_{i=1}^n P_i^2 & \sum_{i=1}^n P_i^3 & \sum_{i=1}^n P_i^2 T_i & \sum_{i=1}^n P_i^4 & \sum_{i=1}^n P_i^3 T_i & \sum_{i=1}^n P_i^2 T_i^2 \\ \sum_{i=1}^n P_i T_i & \sum_{i=1}^n P_i^2 T_i & \sum_{i=1}^n P_i T_i^2 & \sum_{i=1}^n P_i^3 T_i & \sum_{i=1}^n P_i^2 T_i^2 & \sum_{i=1}^n P_i T_i^3 \\ \sum_{i=1}^n T_i^2 & \sum_{i=1}^n P_i T_i^2 & \sum_{i=1}^n T_i^3 & \sum_{i=1}^n P_i^2 T_i^2 & \sum_{i=1}^n P_i T_i^3 & \sum_{i=1}^n T_i^4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\alpha}_0 \\ \hat{\alpha}_1 \\ \hat{\alpha}_2 \\ \hat{\alpha}_3 \\ \hat{\alpha}_4 \\ \hat{\alpha}_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^n \bar{P}'_i \\ \sum_{i=1}^n \bar{P}'_i P_i \\ \sum_{i=1}^n \bar{P}'_i T_i \\ \sum_{i=1}^n \bar{P}'_i P_i^2 \\ \sum_{i=1}^n \bar{P}'_i P_i T_i \\ \sum_{i=1}^n \bar{P}'_i T_i^2 \end{bmatrix} \quad (5.12)$$

根据气体压力实验标定值 $\bar{P}'_i$ ，以及气体压力传感器和温度传感器的输出 P_i 和 T_i ，求解式(5.12)所示的矩阵方程，确定各回归参数的最小二乘估计值 $\hat{\alpha}_0 \sim \hat{\alpha}_5$ 。继而得到气体压力的信息融合模型：

$$P' = \hat{\alpha}_0 + \hat{\alpha}_1 P + \hat{\alpha}_2 T + \hat{\alpha}_3 P^2 + \hat{\alpha}_4 P T + \hat{\alpha}_5 T^2 \quad (5.13)$$

(3) 气体压力数据修正

将气体压力传感器和温度传感器的输出数据代入式(5.13)，即可得到经过信息融合处理修正后的气体压力数值，该数值仅反映 20℃ 的气体压力，减小了温度对气体压力测量数据的影响。

5.2.2.2 电容传感头电容量的二级融合

二级信息融合的目的是获得逼近电容传感头实际电容量的估计值。为了反映温度和气体压力对电容传感头电容量的交叉影响，建立如下三元二次多项式回归融合模型：

$$C = \beta_0 + \beta_1 C_N + \beta_2 T + \beta_3 P' + \beta_4 C_N^2 + \beta_5 C_N T + \beta_6 T^2 + \beta_7 C_N P' + \beta_8 T P' + \beta_9 P'^2 + \varepsilon \quad (5.14)$$

式中， $\beta_0 \sim \beta_9$ 为待定的回归参数； P' 为经过初级信息融合后得到的气体压力修正值。

根据最小二乘估计法，式(5.14)中各回归参数的理想估计值 $\hat{\beta}_0, \hat{\beta}_1, \dots, \hat{\beta}_9$ 应满足电容传感头电容量的估计值 C 与其标定值 $\bar{C}$ 之间的离差平方和最小的条件，即：

$$\begin{aligned} \Delta_k^2 &= \sum_{i=1}^n (\bar{C}_i - C_i)^2 = \sum_{i=1}^n [\bar{C}_i - f(C_{Ni}, T_i, P'_i)]^2 \\ &= \sum_{i=1}^n [\bar{C}_i - (\hat{\beta}_0 + \hat{\beta}_1 C_{Ni} + \hat{\beta}_2 T_i + \hat{\beta}_3 P'_i + \hat{\beta}_4 C_{Ni}^2 + \hat{\beta}_5 C_{Ni} T_i + \hat{\beta}_6 T_i^2 + \hat{\beta}_7 C_{Ni} P'_i + \hat{\beta}_8 T_i P'_i + \hat{\beta}_9 P_i'^2)]^2 \end{aligned}$$

$$= Q(\hat{\beta}_0, \hat{\beta}_1, \hat{\beta}_2, \hat{\beta}_3, \hat{\beta}_4, \hat{\beta}_5, \hat{\beta}_6, \hat{\beta}_7, \hat{\beta}_8, \hat{\beta}_9) \quad (5.15)$$

达到最小。

同理，离差平方和 Q 对各回归参数的偏导数应为 0，即：

$$\begin{aligned} \left. \frac{\partial Q}{\partial \beta_0} \right|_{\beta_0=\hat{\beta}_0} &= 0, \quad \left. \frac{\partial Q}{\partial \beta_1} \right|_{\beta_1=\hat{\beta}_1} = 0, \quad \left. \frac{\partial Q}{\partial \beta_2} \right|_{\beta_2=\hat{\beta}_2} = 0, \quad \left. \frac{\partial Q}{\partial \beta_3} \right|_{\beta_3=\hat{\beta}_3} = 0, \quad \left. \frac{\partial Q}{\partial \beta_4} \right|_{\beta_4=\hat{\beta}_4} = 0, \\ \left. \frac{\partial Q}{\partial \beta_5} \right|_{\beta_5=\hat{\beta}_5} &= 0, \quad \left. \frac{\partial Q}{\partial \beta_6} \right|_{\beta_6=\hat{\beta}_6} = 0, \quad \left. \frac{\partial Q}{\partial \beta_7} \right|_{\beta_7=\hat{\beta}_7} = 0, \quad \left. \frac{\partial Q}{\partial \beta_8} \right|_{\beta_8=\hat{\beta}_8} = 0, \quad \left. \frac{\partial Q}{\partial \beta_9} \right|_{\beta_9=\hat{\beta}_9} = 0. \end{aligned}$$

通过整理，可得如下矩阵方程式：

$$\mathbf{X}\boldsymbol{\beta} = \mathbf{Y} \quad (5.16)$$

式中， $\boldsymbol{\beta}$ 为待确定的回归参数估计向量； $\mathbf{X}$ 和 $\mathbf{Y}$ 为由实验数据计算得到的参数矩阵，其中：

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\beta} &= (\hat{\beta}_0, \hat{\beta}_1, \hat{\beta}_2, \hat{\beta}_3, \hat{\beta}_4, \hat{\beta}_5, \hat{\beta}_6, \hat{\beta}_7, \hat{\beta}_8, \hat{\beta}_9)^T \\ \mathbf{Y} &= \left(\sum_{i=1}^n \bar{C}_i, \sum_{i=1}^n \bar{C}_i C_{Ni}, \sum_{i=1}^n \bar{C}_i T_i, \sum_{i=1}^n \bar{C}_i P'_i, \sum_{i=1}^n \bar{C}_i C_{Ni}^2, \sum_{i=1}^n \bar{C}_i C_{Ni} T_i, \sum_{i=1}^n \bar{C}_i T_i^2, \sum_{i=1}^n \bar{C}_i C_{Ni} P'_i, \right. \\ &\quad \left. \sum_{i=1}^n \bar{C}_i T_i P'_i, \sum_{i=1}^n \bar{C}_i P_i'^2 \right)^T \\ \mathbf{X} &= \begin{bmatrix} n & A & B & C & D & AB & E & AC & BC & F \\ A & D & AB & AC & G & DB & AE & DC & ABC & AF \\ B & AB & E & BC & DB & AE & H & ABC & EC & BF \\ C & AC & BC & F & DC & ABC & EC & AF & BF & I \\ D & G & DB & DC & J & GB & DE & GC & DBC & DF \\ AB & DB & AE & ABC & GB & DE & AH & DBC & AEC & ABF \\ E & AE & H & EC & DE & AH & K & AEC & HC & EF \\ AC & DC & ABC & AF & GC & DBC & AEC & DF & ABF & AI \\ BC & ABC & EC & BF & DBC & AEC & HC & ABF & EF & BI \\ F & AF & BF & I & DF & ABF & EF & AI & BI & L \end{bmatrix} \end{aligned}$$

在 $\mathbf{X}$ 矩阵中： $A = \sum_{i=1}^n C_{Ni}$, $B = \sum_{i=1}^n T_i$, $C = \sum_{i=1}^n P'_i$, $D = \sum_{i=1}^n C_{Ni}^2$, $E = \sum_{i=1}^n T_i^2$, $F = \sum_{i=1}^n P_i'^2$, $G = \sum_{i=1}^n C_{Ni}^3$,

$H = \sum_{i=1}^n T_i^3$, $I = \sum_{i=1}^n P_i'^3$, $J = \sum_{i=1}^n C_{Ni}^4$, $K = \sum_{i=1}^n T_i^4$, $L = \sum_{i=1}^n P_i'^4$, $AB = \sum_{i=1}^n C_{Ni} T_i$, $BC = \sum_{i=1}^n T_i P'_i$,

$AC = \sum_{i=1}^n C_{Ni} P'_i$, $ABC = \sum_{i=1}^n C_{Ni} T_i P'_i$, $AE = \sum_{i=1}^n C_{Ni} T_i^2$, $AF = \sum_{i=1}^n C_{Ni} P_i'^2$, $DB = \sum_{i=1}^n C_{Ni}^2 T_i$,

$DC = \sum_{i=1}^n C_{Ni}^2 P'_i$, $BF = \sum_{i=1}^n T_i P_i'^2$, $EC = \sum_{i=1}^n T_i^2 P'_i$, $DE = \sum_{i=1}^n C_{Ni}^2 T_i^2$, $DF = \sum_{i=1}^n C_{Ni}^2 P_i'^2$, $EF = \sum_{i=1}^n T_i^2 P_i'^2$,

$GB = \sum_{i=1}^n C_{Ni}^3 T_i$, $GC = \sum_{i=1}^n C_{Ni}^3 P'_i$, $AH = \sum_{i=1}^n C_{Ni} T_i^3$, $AI = \sum_{i=1}^n C_{Ni} P_i'^3$, $HC = \sum_{i=1}^n T_i^3 P'_i$, $BI = \sum_{i=1}^n T_i P_i'^3$,

$$ABF = \sum_{i=1}^n C_{Ni} T_i P_i'^2, AEC = \sum_{i=1}^n C_{Ni} T_i^2 P_i', DBC = \sum_{i=1}^n C_{Ni}^2 T_i P_i'.$$

结合信息融合的目的，电容传感头电容量的实验标定值 $\bar{C}$ 取实验测出的传感头实际电容量（用 C_0 表示）。根据各组 C_{Ni} 、 T_i 、气体压力修正值 P_i' ，以及标定值 $\bar{C}_i$ （ $\bar{C}_i = C_{0i}$ ），计算出 X 和 Y 矩阵中的各元素，然后通过求解矩阵方程，确定各回归参数的最小二乘估计值 $\hat{\beta}_0 \sim \hat{\beta}_9$ 。继而得到基于三维回归分析的电容传感头信息融合模型：

$$C = \hat{\beta}_0 + \hat{\beta}_1 C_N + \hat{\beta}_2 T + \hat{\beta}_3 P' + \hat{\beta}_4 C_N^2 + \hat{\beta}_5 C_N T + \hat{\beta}_6 T^2 + \hat{\beta}_7 C_N P' + \hat{\beta}_8 T P' + \hat{\beta}_9 P'^2 \quad (5.17)$$

将电容传感头的理想电容量、温度以及气体压力修正值代入式(5.17)，即可得到电容传感头电容量的估计值 C 。然后利用 C 对电流型 EVT 的二次输出电压进行修正，实现电容传感头的误差补偿。

5.2.3 仿真及结果分析

为了验证所建的信息融合模型用于电容传感头误差补偿的有效性，基于实验数据对信息融合算法进行了仿真。

1. 初始实验数据

给电容传感头施加额定一次电压（ $110/\sqrt{3}$ kV），在 $-40^\circ\text{C} \sim +70^\circ\text{C}$ 温度范围和 $0.45\text{MPa} \sim 0.5\text{MPa}$ SF_6 气体压力范围内，测出包含温度、气体压力和电容传感头实际电容量的多组实验数据。

为了避免参与信息融合计算的各参量量纲不同对信息融合计算精度的影响，借鉴电力系统标幺值的概念，在融合处理前将各参量变换为无量纲的标幺值；并选取合适的基准值，使所有参量的标幺值具有相同的数量级，以进一步提高计算精度。分别采用式(5.18)~式(5.21)对温度、气体压力、传感头理想电容量和传感头实际电容量进行标幺值转换：

$$T_* = \frac{T}{T_B} \quad (5.18)$$

$$P_* = \frac{P}{P_B} \quad (5.19)$$

$$C_{N*} = \frac{C_N}{C_B} \quad (5.20)$$

$$C_{0*} = \frac{C_0}{C_B} \quad (5.21)$$

其中， T_* 、 P_* 、 C_{N*} 和 C_{0*} 分别表示温度、气体压力、传感头理想电容量和实际电容量的标幺值； T_B 、 P_B 和 C_B 分别为温度、气体压力和传感头电容量的基准值。取 $T_B = 100^\circ\text{C}$ 、 $P_B = 1\text{MPa}$ ，并将额定一次电压、室温 20°C 、 0.5MPa 气体压力时的电容传感头电容量实测值（ 112.06pF ）作为电容量的基准值 C_B 。

表 5.1 节选了经过标么值转换后的部分实验数据，其中 P_{20} 表示 20℃时的气体压力。

表 5.1 信息融合前的部分初始实验数据（标么值）

T^*	$P_{20}=0.5\text{MPa}$		$P_{20}=0.49\text{MPa}$		$P_{20}=0.48\text{MPa}$		$P_{20}=0.47\text{MPa}$		$P_{20}=0.45\text{MPa}$	
	P^*	C_{0^*}	P^*	C_{0^*}	P^*	C_{0^*}	P^*	C_{0^*}	P^*	C_{0^*}
-0.387	0.3840	0.9986	0.3771	0.9983	0.3701	0.9981	0.3622	0.9976	0.3472	0.9973
0.202	0.4996	1.0005	0.4895	0.9997	0.4803	0.9992	0.4704	0.9987	0.4508	0.9985
0.665	0.5900	1.0010	0.5795	1.0009	0.5680	1.0006	0.5568	1.0002	0.5329	0.9998

由表 5.1 中数据可知，当温度和 SF_6 气体压力变化时，电容传感头实际电容量标么值 C_{0^*} 的最大值为 1.0010，最小值为 0.9973，因此传感头电容量的误差范围为：-0.27%~0.1%。根据电流型 EVT 的二次输出电压与电容传感头电容量之间的关系，电容量变化引起的 EVT 系统测量误差也在-0.27%~0.1%以内，无法满足 0.2 级 EVT 的准确度要求。

2. 信息融合算法仿真

（1）初级信息融合

为了提高多项式回归模型拟合的精度，将电容传感头的工作温度范围划分为 14 个区段，所有相邻区段的温度范围均具有一定重叠。基于温度和气体压力实验数据进行分段融合，得到在各温度区段内的气体压力信息融合模型，式(5.22)~(5.24)为其中 3 个温度区段的信息融合模型，各参量全部用标么值表示。

-40℃≤ T ≤-30℃：

$$P'_* = 0.1825 + 0.0000P_* + 0.0000T_* + 1.2313P_*^2 - 1.2665P_*T_* - 0.3463T_*^2 \quad (5.22)$$

16℃≤ T ≤26℃：

$$P'_* = 0.2409 + 0.0000P_* + 0.0000T_* + 1.2707P_*^2 - 0.7629P_*T_* + 0.4806T_*^2 \quad (5.23)$$

64℃≤ T ≤70℃：

$$P'_* = 0.2733 + 0.0000P_* + 0.0000T_* + 1.4923P_*^2 - 1.1937P_*T_* + 0.3967T_*^2 \quad (5.24)$$

利用上述信息融合模型对气体压力数据进行修正，得到的部分结果见表 5.2。从表中数据可见，修正后的气体压力数据与 20℃时的气体压力非常接近，减小了温度对气体压力数据的影响。

表 5.2 初级融合处理后得到的部分气体压力数据（标么值）

T^*	P'				
	$P_{20}=0.5\text{MPa}$	$P_{20}=0.49\text{MPa}$	$P_{20}=0.48\text{MPa}$	$P_{20}=0.47\text{MPa}$	$P_{20}=0.45\text{MPa}$
-0.387	0.5004	0.4906	0.4807	0.4697	0.4492
0.202	0.5007	0.4895	0.4796	0.4692	0.4493
0.665	0.4999	0.4898	0.4793	0.4694	0.4495

(2) 二级信息融合

C_N 表示电容传感头的理想电容量,理论上所有的 C_{Ni} 均等于电容量基准值 C_B , 即所有的 C_{Ni} 均为 1。但在实际计算中为了避免 C_{Ni} 数值相同使 $\mathbf{X}$ 矩阵变成奇异矩阵、从而造成式(5.16)矩阵方程无法求解的情况,给理想电容量数值设置极小的合理偏差(分析表明,该偏差对计算结果的影响可以不计),使各 C_{Ni} 不完全相同。

基于实验数据和初级融合后的气体压力数据,利用最小二乘法求出式(5.17)三元回归模型中的各回归参数,得到下述的电容传感头电容量信息融合模型:

$$C^* = 0.8648 + 0.0637C_{N^*} + 0.0031T^* + 0.3886P^* + 0.0015C_{N^*}^2 + 0.0006C_{N^*}T^* + 0.0002T^{*2} - 0.1409C_{N^*}P^* - 0.0029T^*P^* - 0.2160P^{*2} \quad (5.25)$$

根据式(5.25)计算出不同温度和气体压力下电容传感头电容量的信息融合结果,即电容传感头电容量的估计值 C^* ,表 5.3 节选了部分数据。

表 5.3 二级融合处理后得到的部分电容量估计值(标么值)

T^*	C^*				
	$P_{20}=0.5\text{MPa}$	$P_{20}=0.49\text{MPa}$	$P_{20}=0.48\text{MPa}$	$P_{20}=0.47\text{MPa}$	$P_{20}=0.45\text{MPa}$
-0.387	0.9990	0.9987	0.9983	0.9978	0.9968
0.202	1.0003	1.0000	0.9996	0.9991	0.9982
0.665	1.0014	1.0011	1.0007	1.0003	0.9994

3. 信息融合效果分析及结论

通过对表 5.1 和表 5.3 中的电容量数据比较可知,信息融合处理后得到的电容量估计值 C^* 与实测电容量 C_{0^*} 接近,以实测电容量 C_{0^*} 为基准,计算出 C^* 与 C_{0^*} 之间的相对误差 ε ,见表 5.4。

表 5.4 电容传感头的电容量估计值误差

T^*	$\varepsilon(\%)$				
	$P_{20}=0.5\text{MPa}$	$P_{20}=0.49\text{MPa}$	$P_{20}=0.48\text{MPa}$	$P_{20}=0.47\text{MPa}$	$P_{20}=0.45\text{MPa}$
-0.387	0.04	0.04	0.02	0.02	-0.05
0.202	-0.02	0.03	0.04	0.04	-0.03
0.665	0.04	0.02	0.01	0.01	-0.04

由表 5.4 中数据可知,电容量估计值 C^* 与实际值 C_{0^*} 之间的相对误差在 $\pm 0.05\%$ 以内。因此利用 C^* 对电流型 EVT 的输出电压进行修正,可以保证在不同的温度和气体压力下,电容传感头电容量的变化引起的 EVT 输出电压误差在 $\pm 0.05\%$ 以内。

以上仿真结果表明本文建立的信息融合模型和误差补偿方法有效,可以减小温度和 SF_6 气体压力对电容传感头电容量的影响,提高电容传感头的测量精度和稳定性。

对电流型 EVT 二次输出电压进行修正时，在软件中实际采用的修正式为：

$$U'_s = U_s \cdot \frac{C_N}{C} = U_s \cdot \frac{C_{N^*} \cdot C_B}{C^* \cdot C_B} = U_s \cdot \frac{C_{N^*}}{C^*} = U_s \cdot \frac{1}{C^*} \quad (5.26)$$

5.3 模拟信号处理电路的温度误差控制方法研究

5.3.1 运放失调温漂对积分电路的影响及改进方法

积分电路在正常工作时，其性能主要受到运算放大器输入失调电压 U_{os} 和输入失调电流 I_{os} 的影响，它们与输入电压一起参与积分运算，从而产生误差，一般在其工作范围的中心温度处通过调零以消除失调电压和失调电流。但当实际温度偏离中心温度时，温度变化产生失调电压温漂 ΔU_{os} 和失调电流温漂 ΔI_{os} ^[150]，应考虑其对运放输出的影响。

由于系统的温度稳定性分析是针对系统处于稳态情况下温度变化对系统测量精度的影响，因此侧重于分析温度对自适应积分电路中的稳态积分器（即有损积分器）的影响。方便分析起见，将稳态积分器中的集成运放用理想运放以及 ΔU_{os} 和 ΔI_{os} 来等效，见图 5.2。

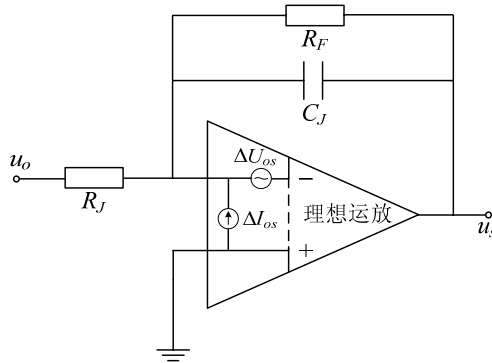


图 5.2 考虑失调电压和失调电流温漂的等效积分电路

根据等效电路可以得出，当输入电压为 0 时，由于温漂 ΔU_{os} 和 ΔI_{os} 产生的直流偏置输出为：

$$\Delta u_s = \Delta U_{os} + R_F \Delta I_{os} = \left(\frac{dU_{os}}{dT} + R_F \frac{dI_{os}}{dT} \right) \Delta T \quad (5.27)$$

其中， dU_{os}/dT 、 dI_{os}/dT 分别表示失调电压和失调电流的温漂系数； ΔT 表示实际温度相对于中心温度的温度变化量。

该直流偏置电压叠加在稳态积分器的输出上，造成电压输出的零点不准，从而给 EVT 的测量带来误差。以通用工业级运放 LM2902D 为例，其失调电压温漂为 $7\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ ，失调电流温漂为 $10\text{pA}/^\circ\text{C}$ 。若 R_F 为 $20\text{M}\Omega$ ，可得出以 25°C 为基准时，在 $-40^\circ\text{C} \sim +70^\circ\text{C}$ 温度变化范围内，其直流偏置输出电压在 $-13.455\text{mV} \sim 9.315\text{mV}$ 之间。当 EVT 输入一次额定电压时，运放的输出电压接近 4V 。因此该直流偏置电

压给输出带来的误差偏大，且无法调零。

式(5.27)表明运放失调温漂引起的误差与 ΔU_{os} 、 ΔI_{os} 的大小以及 R_F 的阻值有关。为了减小误差，可采取以下方法：

(1) 减小 R_F 的阻值

减小 R_F 的阻值，则失调电流温漂产生的误差部分 $R_F \Delta I_{os}$ 相应减小，从而提高输出信号的精度。但是减小 R_F 将引起稳态积分器移相角度的变化，导致输出信号的相位不能满足要求，因此该方法不适用。

(2) 减小温度变化范围

采用控温元件，减小运放的温度变化范围 ΔT ，从而减小运放的输出零点漂移。这需要额外电路和成本来实现，且可靠性不高。

(3) 采用精密低温漂运放

本文设计的积分电路采用 TI 公司的精密低漂移 OPA2180 运放，在 25°C 时其失调电压为 $15\mu\text{V}$ ，失调电流为 0.5nA ，失调电压温漂为 $0.1\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ ，失调电流温漂在 $-40^\circ\text{C} \sim +120^\circ\text{C}$ 时近似为零。可得出其在 $-40^\circ\text{C} \sim +70^\circ\text{C}$ 时的直流偏置输出电压范围为： $-6.5\mu\text{V} \sim 4.5\mu\text{V}$ 。可见选用低温漂的运放，可使输出误差减小几个数量级。

由以上分析可知，采用低温漂运放是解决积分电路失调温漂问题的最佳方法。选用低温漂运放后，运放失调温漂对积分电路的影响几乎可以忽略。

5.3.2 模拟信号处理电路的温度特性

1. 电流直测电路的温度特性

电流直测电路的传递函数为：

$$H_1(s) = -R_c \quad (5.28)$$

选择温漂小的运放可以保证运放的工作精度，因此电流直测电路的温度特性主要由取样电阻的温度特性决定。为了描述温度对电流直测电路的影响，定义 ξ_1 为电流直测电路的温度误差系数，即单位温度变化时电流直测电路变换系数的比率误差：

$$\xi_1 = \frac{d|H_1|}{|H_1|dT} = \frac{dR_c}{R_c dT} = \alpha_{R_c} \quad (5.29)$$

其中， α_{R_c} 为取样电阻 R_c 的温度系数。

由式(5.29)可知，电流直测电路的温度误差系数等于取样电阻的温度系数。

2. 积分电路的温度特性

本文采用的自适应积分电路包括稳态积分器和暂态积分器两种积分器，但由于暂态积分器仅在断路器分合后数十毫秒的暂态过程投入，IEC 标准中对暂态过程中 EVT 的准确度要求也远低于稳态测量，因此分析温度对积分电路的影响主要针对稳态积分器。选用低温漂的运放后，可认为稳态积分器的温度特性由积分器

中电阻和电容的温度稳定性决定。

根据式(4.2)，同时考虑在工频条件下满足 $\omega^2 R_F^2 C_J^2 \gg 1$ ，则稳态积分器的输入输出变换系数可以简化为：

$$|H_2| = \frac{R_F}{R_J \sqrt{1 + (\omega R_F C_J)^2}} \approx \frac{1}{\omega R_J C_J} \quad (5.30)$$

同样地，将积分电路的温度误差系数 ξ_2 定义为：

$$\xi_2 = \frac{d|H_2|}{|H_2|dT} = -R_J C_J \cdot \frac{\frac{dR_J}{dT} \cdot C_J + \frac{dC_J}{dT} \cdot R_J}{(R_J C_J)^2} = -\left(\frac{dR_J}{R_J dT} + \frac{dC_J}{C_J dT}\right) = -\alpha_{RJ} - \alpha_{CJ} \quad (5.31)$$

其中， α_{RJ} 和 α_{CJ} 分别为积分电阻 R_J 和积分电容 C_J 的温度系数。

由式(5.31)可知，积分电路的温度误差系数等于积分电阻和积分电容温度系数之和的负数。

3. 模拟信号处理电路温度误差系数的整体数学模型

模拟信号处理电路的输出电压与输入电流之间的关系为：

$$|H| = |H_1| \cdot |H_2| \quad (5.32)$$

参照电流直测电路和积分电路温度误差系数的定义，将模拟信号处理电路的总温度误差系数 ξ 定义为：

$$\begin{aligned} \xi &= \frac{d|H|}{|H|dT} = \frac{1}{|H_1||H_2|} \left(|H_2| \frac{d|H_1|}{dT} + |H_1| \frac{d|H_2|}{dT} \right) \\ &= \frac{d|H_1|}{|H_1|dT} + \frac{d|H_2|}{|H_2|dT} = \xi_1 + \xi_2 \end{aligned} \quad (5.33)$$

将式(5.29)和式(5.31)代入式(5.33)，可得：

$$\xi = \xi_1 + \xi_2 = \alpha_{Rc} - \alpha_{RJ} - \alpha_{CJ} = (\alpha_{Rc} - \alpha_{RJ}) - \alpha_{CJ} \quad (5.34)$$

式(5.34)表明，模拟信号处理电路的总温度误差系数由积分电容、积分电阻以及电流直测电路取样电阻的温度系数共同决定。

4. 模拟信号处理电路电阻器和电容器的选择

为了有效地控制模拟信号处理电路的温度误差，除了选用低温漂运放外，应选用温度系数小的电阻器和电容器。

电子设备常用的电阻器类型包括 RX 线绕电阻、RT 碳膜电阻和 RJ 金属膜电阻器^[151]，其中金属膜电阻器的温度稳定性最好，而且具有精度高、耐高温的优点，精密金属膜电阻器的温度系数低至 10ppm/°C，因此选择精密金属膜电阻器作为模拟信号处理电路中的电阻元件。

由式(5.34)可知，如果电流直测电路取样电阻的温度系数 α_{Rc} 和积分电阻的温度系数 α_{RJ} 大小相同，则二者之间可以实现互相补偿。因此可以利用温控箱和精密电桥进行温度循环试验，筛选出温度系数一致或接近的精密金属膜电阻构成取样

电阻 R_c 和积分电阻 R_J 。经过元件筛选匹配后，电阻器的温度漂移引起的误差可以忽略。

温度稳定性较好的常用精密电容器包括金属化聚丙烯薄膜电容器（CBB）和 I 类陶瓷电容器，两类电容器的耐温性能都比较好，工作温度范围达 -55°C ~ $+125^{\circ}\text{C}$ 。CBB 电容器容量范围较宽，从数千 pF 到数十 μF 不等；温度系数约为 $-200\text{ppm}/^{\circ}\text{C}$ ；绝缘电阻高；有良好的自愈能力；损耗角正切值小（只有 0.01%），损耗很低；频率特性好，电容量与介质损耗在很大频率范围内与频率无关。I 类陶瓷电容器又称为 NP0 电容器，其性能以 C0G 电容器最好，其特点是介电常数较小，介质损耗小（小于 15×10^{-4} ），介电常数随温度变化幅度很小，在温度从 -55°C 到 $+125^{\circ}\text{C}$ 时电容量变化为 $\pm 30\text{ppm}/^{\circ}\text{C}$ ，电容量随频率的变化幅度小。根据两类电容器性能的比较，选择温度稳定性更好的 NP0 电容器作为积分电容 C_J 使用。

5.3.3 基于铂电阻的温度补偿方法

温度系数为 $+30\text{ppm}/^{\circ}\text{C}$ 左右的 NP0 电容器的温度特性可表示为：

$$C_{JT} = C_{J0} \cdot (1 + 0.00003T) \quad (5.35)$$

式中， C_{JT} 和 C_{J0} 分别为温度在 $T^{\circ}\text{C}$ 和 0°C 时的电容值。

计算可知，在 -40°C ~ $+70^{\circ}\text{C}$ 工作温度范围内，电容值的误差变化超过了 0.3%，也就是说即使选择温度稳定性最优的 NP0 电容器，也无法满足 0.2 级 EVT 的准确度要求。因此仍然需要采取温度补偿措施，减小温度对积分电容容值的影响。

由于选择的积分电容具有正温度系数，因此温度补偿电路的元件也必须要求有正温度系数。通过研究比较，具有正温度系数的铂电阻可以作为补偿电路的首选。本文在分析铂电阻温度特性的基础上，提出了基于铂电阻的温度补偿方法，并给出了相应的温度补偿电路。

铂电阻的温度特性可表示为^[152]：

$$R_{pt} = R_{pt0} \cdot (1 + AT + BT^2) \quad (5.36)$$

式中， R_{pt} 和 R_{pt0} 分别为铂电阻在 $T^{\circ}\text{C}$ 和 0°C 时的电阻值； $A = 3.90802 \times 10^{-3}/^{\circ}\text{C}$ ； $B = -5.80195 \times 10^{-7}/^{\circ}\text{C}^2$ 。

在温度范围较小时， BT^2 小于 AT 两个数量级，可以忽略。因此，铂电阻的温度特性可近似表示为：

$$R_{pt} \approx R_{pt0} \cdot (1 + 0.00390802T) \quad (5.37)$$

由式(5.37)可知，在 -40°C ~ $+70^{\circ}\text{C}$ 范围内，铂电阻的温度系数约为 0.00390802，大约为 NP0 积分电容温度系数的 130 倍。设计了基于铂电阻的温度补偿电路，如图 5.3 所示。 R_1 、 R_2 、 R_3 和 R_4 均采用精密金属膜电阻，受温度的影响很小，可认为阻值不随温度变化， R_{pt} 为铂电阻。

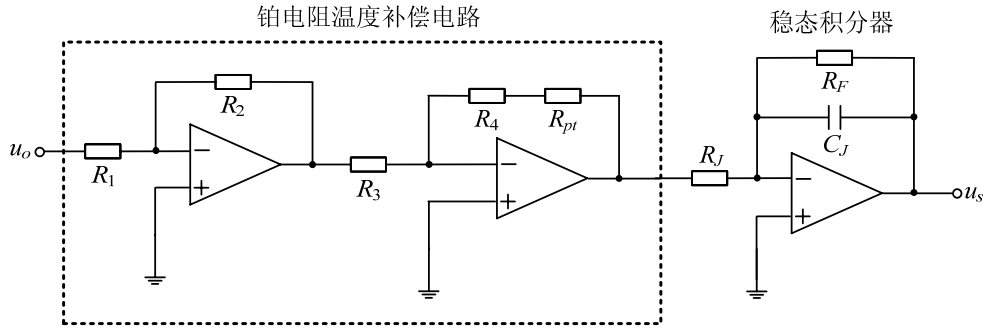


图 5.3 基于铂电阻的温度补偿电路示意图

参照图 5.7 以及式(5.30)，带铂电阻温度补偿的积分电路的输入输出变换系数可表示为：

$$|H_2'| = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{R_4 + R_{pt}}{R_3} \cdot \frac{1}{\omega R_J C_J} \quad (5.38)$$

取 $R_1=R_2$ ， $R_3=130R_{pt0}$ ， $R_4=129R_{pt0}$ 。计及铂电阻和积分电容的温度特性： $R_{pt} = R_{pt0} \cdot (1 + 0.00390802T)$ ， $C_{JT} = C_{J0} \cdot (1 + 0.00003T)$ ，则式(5.38)变为：

$$\begin{aligned} |H_2'| &= \frac{129R_{pt0} + R_{pt0} \cdot (1 + 0.00390802T)}{130R_{pt0}} \cdot \frac{1}{\omega R_J C_{J0} (1 + 0.00003T)} \\ &= \frac{1 + 0.00003006T}{1 + 0.00003T} \cdot \frac{1}{\omega R_J C_{J0}} \approx \frac{1}{\omega R_J C_{J0}} \end{aligned} \quad (5.39)$$

由式(5.39)可知，采用铂电阻的温度补偿电路可以基本消除温度对积分电容的影响，提高积分电路以及模拟信号处理电路的温度稳定性。

为了验证铂电阻温度补偿电路的有效性，对模拟信号处理电路进行了温度误差试验。将信号处理单元放置于温控箱中，在 $-40^{\circ}\text{C} \sim +70^{\circ}\text{C}$ 温度范围内每 10°C 设置一个测试点，每个测试点温度保持时间为 4 小时。利用精密信号发生装置产生 2mA 电流信号，连接到模拟信号处理电路的输入端，并以 20°C 时积分电路的输出电压作为基准值，测出不同温度下模拟信号处理电路的输出电压相对误差，见表 5.5。

表 5.5 模拟信号处理电路温度误差试验数据

温度($^{\circ}\text{C}$)	输出电压相对误差(%)	温度($^{\circ}\text{C}$)	输出电压相对误差(%)
-40	0.04	20	0
-30	0.04	30	0.01
-20	0.03	40	-0.02
-10	0.02	50	-0.03
0	0.01	60	-0.03
10	0.01	70	-0.04

从表 5.5 中的测试结果可见，采用铂电阻温度补偿电路后，模拟信号处理电

路的输出电压误差控制在 $\pm 0.04\%$ 以内，表明铂电阻温度补偿电路可以在很大程度上抵消积分电路温度漂移导致的误差，达到良好的温度补偿效果。

5.4 本章小结

针对温度和 SF_6 气体压力影响电容传感头测量精度和稳定性的问题，本章利用多传感器信息融合方法对电容传感头进行误差补偿。分两级进行信息融合处理，首先建立二元二次多项式回归模型，对温度和气体压力进行初级信息融合，减小了温度对气体压力测量值的影响；然后建立包含温度、气体压力修正值和电容传感头理想电容量的三元二次多项式回归信息融合模型，采用最小二乘法对模型进行拟合，获取最优的回归参数，计算电容传感头电容量的估计值，并利用该估计值对电流型 EVT 的输出电压进行修正，从而实现电容传感头的误差补偿。基于实验数据的仿真分析结果表明，采用信息融合方法对电容传感头进行误差补偿后，温度和 SF_6 气体压力变化引起的传感头电容量的误差可控制在 $\pm 0.05\%$ 以内，有效地提高了电容传感头和电流型 EVT 的测量精度和工作稳定性。

分析了运放失调温漂特性以及模拟信号处理电路的温度特性，采用低温漂运放、低温度系数电阻器和电容器减小了电子元器件温度特性引起的误差；提出了一种基于铂电阻的温度补偿方法，温度误差试验结果表明，该方法能有效提高模拟信号处理电路的温度适应性，在 $-40^\circ\text{C} \sim +70^\circ\text{C}$ 温度范围内模拟信号处理电路的温度漂移量小，误差在 $\pm 0.04\%$ 以内，保证了模拟信号处理电路良好的测量精度和温度稳定性。

第 6 章 电流型 EVT 的设计及样机试验

6.1 引言

电流型 EVT 研究的最终目标是设计开发性能稳定、工作可靠的电流型 EVT。基于前几章对电流型 EVT 基础理论和关键技术的研究成果,按照电流型 EVT 技术指标的要求,对电流型 EVT 的电容传感头和信号处理单元进行了设计。高压 EVT 安装在户外高压输电线路、变压器、断路器、隔离开关等强干扰源附近,受到严重的电磁干扰,因此本章在分析变电站电磁干扰侵入电流型 EVT 途径的基础上,对电容传感头和信号处理单元进行电磁兼容设计,以提高电流型 EVT 的稳定性和可靠性。

研制了 110kV 电流型 EVT 样机,在样机组装调试完毕后,对整个系统进行了大量试验以检验其性能,包含电容传感头性能测试、整机准确度试验、温度稳定性试验、时间稳定性试验、暂态性能试验、高压试验和电磁兼容试验。试验结果表明,电流型 EVT 的整体性能指标达到了预期的设计目标,已具备在工程现场实际应用的性能。

6.2 电流型 EVT 的技术指标

结合互感器的工程实用环境,参考电子式电压互感器国际标准 IEC60044-7、国家标准 GB/T20840.7-2007 (包含一系列规范性引用文件)、以及国网公司《电子式电压互感器技术规范》的要求,对于本文研究的 110kV 电流型 EVT,给出了使用条件和技术指标,见表 6.1 和表 6.2。

表 6.1 110kV 电流型 EVT 的使用条件

项目	参数
安装场所	户内/户外
海拔高度	$\leq 1000\text{m}$
环境温度	$-40^{\circ}\text{C} \sim +40^{\circ}\text{C}$
最大日温差	25K
最大相对湿度	日平均 95%, 月平均 90%
最大风速	35m/s
抗震能力	水平加速度 0.3g, 垂直加速度 0.15g

表 6.2 110kV 电流型 EVT 主要技术参数

名称	参数要求值
额定电压(kV 方均根值)	110
设备最高电压 U_m (kV 方均根值)	126
额定频率(Hz)	50
额定电压因数及持续时间	1.2 倍、连续 1.5 倍、30s
绝缘水平	1min 工频耐受电压(kV 方均根值): 185 额定雷电冲击耐受电压(kV 峰值): 480 截断雷电冲击耐受电压(kV 峰值): 530
二次输出	测量/保护
准确级	测量级: 0.2 保护级: 3P
品质测量谐波次数	≤ 50 次
2 次谐波误差百分数(%)	1
3~50 次谐波误差百分数(%)	5
模拟量输出额定值	4V
数字量输出额定值	2D41H
传输系统及接口	820nm 多模光纤传输, ST 接口
静态工作光强变化率	$<10\%$

6.3 电流型 EVT 的设计

6.3.1 SF₆ 同轴圆筒型电容传感头的设计

根据第 3 章的理论分析和仿真计算结果,并综合考虑体积和成本等因素,对 SF₆ 同轴圆筒型电容传感头进行了设计。通过对各种气体介质性能的比较,由于 SF₆ 的绝缘性能稳定可靠、无老化之忧,且具有绝缘自恢复功能,因此采用 SF₆ 气体作为同轴圆筒型电容传感头的内部绝缘介质。

SF₆ 同轴圆筒型电容传感头的具体技术参数如下:额定电压 $110/\sqrt{3}$ kV;额定频率 50Hz; SF₆ 额定气体压力 0.5MPa;传感头标称电容量 112.06pF。

电容传感头电极的主要尺寸参数为:高压电极外径 250mm、内径 246mm、长度 850mm;低压电极外径 186.6mm、内径 182.6mm、长度 500mm。

在选择电极的制造材料时,综合衡量了常用金属材料的温度膨胀特性和造价。电极常用的金属材料包括铝、铜和不锈钢,这三种材料的线膨胀系数分别为 $2.27 \times 10^{-5}/^{\circ}\text{C}$ 、 $1.85 \times 10^{-5}/^{\circ}\text{C}$ 和 $1.2 \times 10^{-5}/^{\circ}\text{C}$ 。另外,也可以考虑采用低膨胀合金 4J36

(又称殷钢)^[153], 其膨胀系数约为钢的 $1/50$, 若采用殷钢作为电极制造材料, 则传感头的电容量受温度的影响极小, 但殷钢造价较高, 约为铜的 2.5 倍。因此考虑到性价比, 本设计中采用价格低廉、应用广泛的不锈钢作为制作高低压电极的材料。但是由于在 $-40^{\circ}\text{C}\sim 70^{\circ}\text{C}$ 温度变化范围内, 采用不锈钢电极的传感头电容量误差变化接近 0.15%, 因此必须采取温度补偿措施。本文利用温湿度传感器和压力传感器的测量数据, 采用第 5 章提出的基于信息融合的传感头误差补偿方法, 对温度和气体压力变化引起的电容传感头误差进行综合补偿, 保证了 EVT 测量精度, 而且节约了制造成本。

安全可靠的外绝缘结构是保证电气设备在高压下长期正常工作的必要条件。外绝缘设计的重点是选择合适的绝缘材料作高压绝缘套管。在 SF_6 同轴圆筒型电容传感头中, 绝缘套管起支撑高压电极躯壳和实现电容器一次高压对地绝缘的作用。因此绝缘套管应具有足够的电绝缘强度, 能承受一定的机械负荷, 由于在户外工作, 还必须能经受雨、雪、霜、露以及日照、脏污空气等不利的环境和大气作用。目前高压互感器中常用的支撑绝缘套管包括: 瓷绝缘套管和有机复合绝缘套管, 两种绝缘材料各自具有优缺点。

瓷套管在电力系统已成功使用了百余年的历史, 其电气性能、机械强度及耐恶劣气候性能都十分稳定。瓷套管的突出优点是具有良好的抗老化性能, 以及很好的自清洁能力, 另外, 相比复合绝缘套管具有更高的爬距比。其不足是易碎、易爆, 电气设备内绝缘发生击穿时, 设备内部压力剧增, 可能使瓷套爆炸^[154], 由于瓷套是脆性材料, 因此存在殃及周边其它电气设备和人员安全的危险。

硅橡胶复合套管是最常用的一种有机复合绝缘套管, 由于采用柔性的复合绝缘材料, 与瓷套管相比, 硅橡胶复合套管的优点是具有优良的防爆性能, 而且其工艺简单、重量轻、短路稳定性高。自 20 世纪 60 年代以来, 硅橡胶复合绝缘套管逐步得到推广应用。但是根据线路绝缘子的运行经验, 复合绝缘材料在运行一定年限后会出现憎水性、机械特性和电气性能下降, 密封劣化等现象^[155]。因此硅橡胶复合套管的缺点在于其抗老化性能差, 大气条件对复合绝缘材料的劣化有较大影响。

综合上述分析, SF_6 同轴圆筒型电容传感头可以采用瓷套管, 也可以采用硅橡胶复合套管, 在实际选择时应根据使用条件确定, 在设备密集地区, 宜采用防爆性能更好的硅橡胶复合套管; 在气候条件恶劣的地区, 更适合采用抗老化性能强的瓷套管, 毕竟电气设备爆炸的几率很小。

本文研制的 SF_6 同轴圆筒型电容传感头样机采用 SF_6 专用高强度瓷套管作为绝缘套管, 其主要尺寸参数为: 内径 280mm, 外径 300mm, 高 1460mm, 小伞裙直径 $\phi 396\text{mm}$, 大伞裙直径 $\phi 430\text{mm}$ 。为了防爆, 在高压电极顶部安装爆破片, 压力释放值为 0.8MPa。当传感头内部产生电弧时, 压力增长至爆破片的压力释放

值后，爆破片迅速释放压力，则瓷套管只承受较低的压力，从而保护瓷套管的安全。

研制了带瓷套管支撑的独立式 110kV SF₆ 同轴圆筒型电容传感头样机，见图 6.1。



图 6.1 110kV SF₆ 同轴圆筒型电容传感头样机

6.3.2 信号处理单元的设计

以 DSP+FPGA 为核心，设计了电流型 EVT 的信号处理单元，其整体结构框图见图 6.2。

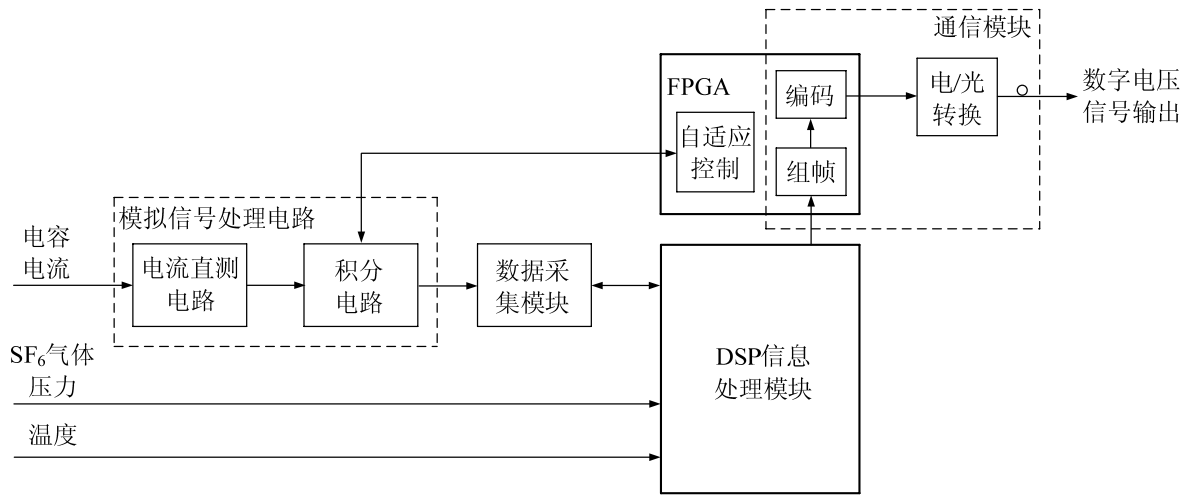


图 6.2 信号处理单元整体结构框图

信号处理单元主要由模拟信号处理电路、数据采集模块、信息处理模块和通信模块组成。信号处理单元的工作原理为：高压电容传感头输出的电容电流信号经过电流直测电路和积分电路，实现电压信号的还原，形成符合 IEC 标准的 $4/\sqrt{3}V$ 模拟电压信号，然后通过数据采集、DSP 信息融合处理、FPGA 数据组帧编码以及电/光转换后形成数字信号输出，传送给合并单元。

6.3.2.1 模拟信号处理电路

模拟信号处理电路由电流直测电路和积分电路组成。

1. 电流直测电路

在第 2 章中，将电流直测电路用基本的跨阻抗放大电路代替，见图 2.6。电流直测电路的增益为 $-R_c$ 。对某一给定的输入电流变化，其增益反映了输出电压的变化量，增益的幅度即为跨阻抗放大电路的灵敏度，反馈电阻 R_c 越大，灵敏度越高。但是电阻值噪声和阻值相关，阻值越大，其噪声越大，越容易干扰正常的小信号，因此 R_c 的阻值不能太大。采用了改进的 T 型电阻网络代替大阻值电阻，以减少噪声的干扰，如图 6.3 所示。

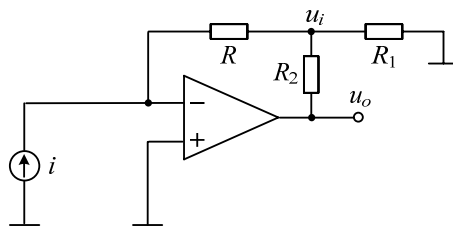


图 6.3 改进的 T 型电流直测电路

根据电路结构，可以得出：

$$u_o = -kRi \quad (6.1)$$

其中， $k = 1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2}{R}$ 。

T 型电阻网络的每个电阻阻值都较小，但依靠倍乘因子 k 使等效阻值很大，因此既可以减少高电阻噪声的影响，又不会降低反馈的效果，保证了高灵敏度测量和信号传变。

另外，通过采用低温漂、高性能运放器件 OPA2180 和精密金属电阻器，有效地减小了电流直测电路的温漂。

2. 积分电路

根据第 4 章的分析，设计了自适应积分电路进行信号积分，利用稳态积分器和暂态积分器分别在不同的系统状态下工作，从而同时实现优良的稳态宽频带特性和暂态响应性能。

稳态积分器的元器件选择方法以及采用的温度补偿电路已在第 5 章中说明，暂态积分器由于仅在断路器分合后的数十毫秒暂态过程投入，因此对于元器件的选择没有特殊要求。

除了稳态和暂态积分器的设计以外，实现自适应积分的关键在于系统状态识别及自适应积分控制模块的设计。考虑到可靠性和集成度，采用 Altera 公司 CycloneIII 系列的 EP3C16E144C7N FPGA 器件实现系统状态识别及自适应积分控制逻辑。自适应积分电路中模拟开关的选型也是自适应积分电路设计的重要环节。

稳态积分器的初始化控制模拟开关起着对积分电容快速放电控制的作用，因此其导通电阻必须很小，才能满足积分电容的快速放电要求。本设计中采用模拟开关器件 ADG1611 作为自适应积分电路的模拟开关，ADG1611 共有四路 SPST 的模拟开关，其典型导通电阻为 1Ω ，导通时间 165ns ，能够满足积分电路对模拟开关的快速性和低阻性要求。

6.3.2.2 数据采集模块

数据采集模块是系统信号量化的重要环节，其功能是将模拟信号转换成数字信号后便于数字处理。数据采集模块由两部分组成：模拟信号调理电路和模数（A/D）转换电路，见图 6.4。

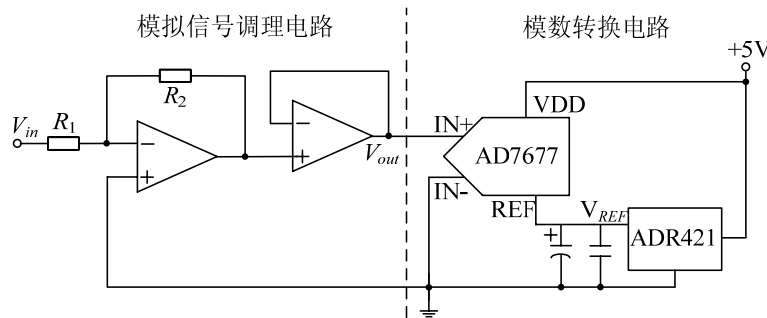


图 6.4 数据采集模块电路

1. 模拟信号调理电路

本文设计的积分电路采用 $4/\sqrt{3}\text{V}$ 额定二次电压输出，考虑 1.5 倍的额定电压因数，则模拟电压范围为： $\pm 4.245\text{V}$ 。实际应用的 A/D 转换器都有固定的输入量程，当输入信号超过该量程时，转换器的输出会饱和；当输入信号过小时，影响 A/D 转换的精度。因此应首先对积分电路的输出电压进行调理，以满足 A/D 转换器的输入范围，保证 A/D 转换精度。设计的模拟信号调理电路见图 6.4，利用反比例运放电路实现电压信号幅度的调理，并采用电压跟随电路实现阻抗匹配，提高 A/D 转换的精度。根据电路结构，模拟信号调理电路输入输出之间的关系为：

$$V_{out} = -\frac{R_2}{R_1} V_{in} \quad (6.2)$$

选取合适的 R_1 和 R_2 电阻值，可以得到与 A/D 转换器量程匹配的模拟输入信号。由于模拟信号调理电路的输出电压与输入电压相位相反，后续应通过对 A/D 转换结果取反恢复信号。

2. 模数转换电路

由于电流型 EVT 需要满足 50 次以下谐波分析的要求，为了保证一定的测量精度，应采用较高的采样频率，本系统设定每工频周期采样 256 点，即采样周期为 $78.125\mu\text{s}$ ，因此 A/D 转换器必须具有很高的转换速度才能满足实时采样的要求。本文选用高精度快速 A/D 转换器 AD7677 和基准电压源 ADR421 构成模数转换电

路，其信号连接见图 6.4。AD7677 为 16 位双极性逐次逼近型 A/D 转换器，在正常模式下其转换速率为 800kSPS，转换时间为 $1.25\mu\text{s}$ ，误差约为 0.0015%。由于电流型 EVT 工作的温度范围宽（ $-40^{\circ}\text{C}\sim+70^{\circ}\text{C}$ ），因此不仅要求 A/D 转换器的基准电压源稳定性好，而且温漂要小。本设计中选用超精密基准源器件 ADR421 为 A/D 转换器提供基准电压源。ADR421 的基准电压为 2.5V，温漂为 2ppm/ $^{\circ}\text{C}$ ，在 $-40^{\circ}\text{C}\sim+70^{\circ}\text{C}$ 温度变化范围内，误差变化仅为 0.022%，可以满足要求。

AD7677 可以采用并行和串行两种数据输出方式，并行输出方式利用多根数据线将多位数据同时输出，传输速度快，但并行输出造成同时接收多位数据的接口功耗大，占用资源多，而且由于采用多根数据线，很难实现信号隔离；串行输出方式接口连线少，只需片选、时钟、数据输出线，因此可以减少锁存器等辅助元器件，且功耗很低，占用资源少。因此设置 AD7677 为 SPI 串行输出方式。

3. 模数信号隔离设计

对模数信号进行信号隔离一方面可以防止外界的共模电压和电磁干扰影响数字系统及通信，另一方面也防止数字电路中的高频振荡信号干扰前级模拟电路。本文采取了如下模数信号隔离措施：

- （1）将模拟地与数字地分开布线，从而抑制数字电路产生的高频干扰；
- （2）模拟与数字部分电源隔开；

（3）采用模拟信号数字式隔离设计：首先将模拟信号进行 A/D 转换，再利用数字信号的光电隔离方法代替模拟量的隔离。如图 6.5 所示，在 A/D 转换器与数字电路之间进行光电隔离。不但在 A/D 转换器的输出端加入高速光电耦合器，隔离 A/D 转换器输出的数字信号，而且对 A/D 转换电路的控制信号（如启动 A/D 转换信号）也采用光耦进行隔离。由于 A/D 转换器的输出采用串行接口，因此非常容易实现光电隔离。

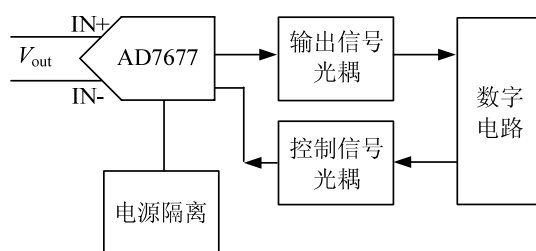


图 6.5 模数信号隔离电路构成框图

6.3.2.3 信息处理模块

信息处理模块的主要任务是结合采集的高压传感头内部的温度和 SF_6 气体压力信息，利用信息融合算法对将 A/D 转换后的电压数据进行误差补偿，获得线性反映一次输入电压的高精度电压值。

信息处理模块设计的核心是选择适合的 CPU 器件。由于信息处理模块需要利

用信息融合算法处理大量的采样数据，因此要求 CPU 具有高速运算的特点，本设计中采用 TI 公司的 DSP 器件 TMS320F2810 作为信息处理模块的 CPU。TMS320F2810 最高主频达 150MHz，指令周期为 6.67ns，具有 32 位运算宽度，并且包含 16X16 双硬件乘法器，能够快速处理大量乘法运算，因此可以满足信息融合处理的要求。其内部同时包含 64K 闪存和 18K SARAM，不用外接程序和数据存储器，大大提高了系统的可靠性。

为了实现温湿度监测、SF₆ 气体压力监测与信息融合，需要在电容传感头内部安装相应的传感器。本设计中采用瑞士 SENSIRION 传感器公司的 SHT15 温湿度传感器，其温度测量范围为 -40℃~120℃，精度为 ±0.3℃，湿度测量范围为 0~100%RH，精度 ±2%RH，完全能够满足测量需求。SHT15 内置 14 位 A/D 转换器，其测量结果采用数字量输出，并通过两线法和 CPU 相连。这种连接方法减少了模拟量传输过程中可能受到的电磁干扰，提高了信息处理模块的可靠性和准确性。本设计中采用 MS5801-14BA 模块作为电容传感头的气压测量模块，测量压强范围为 0~14 巴，分辨率为 0.2 毫巴，其测量数字结果通过 I²C 总线送入 CPU。

由于在实际的生产制造中，每台电流型 EVT 的高压电容传感头的器件性能和尺寸不可能绝对一致，会存在或大或小的误差，因此信息融合算法中的回归模型参数在每台电流型 EVT 中都不完全一致。为便于修改和保存回归模型参数，在信息处理模块中设计一块 EEPROM 作为参数保存和事件记录的存储器。

同时为了调试方便，设计 CPU 的一个串口作为调试口，利用串口通信下载参数或上传事件。

6.3.2.4 通信模块设计

通信模块是实现与合并单元数字接口的关键环节，其主要任务是对经过 DSP 信息处理后的电压采样数据组帧打包，并进行信息编码，然后通过电/光转换后形成光信号输出。

信号处理单元与合并单元之间的通讯通道采用光纤，当信号处理单元输出的数据全为 1 或 0 时，会使电/光转换器件长期工作在导通状态或截止状态，造成电光/转换器件过负载工作，损坏器件。因此，必需对通信数据进行编码处理，使电/光转换器件工作在交替导通和截止状态。从而减少功耗，提高通信可靠性。

通信模块由数据组帧模块、编码模块和电/光转换电路三部分组成。

1. 数据组帧模块

该模块的主要功能是：将数据加上帧头、采样序号、状态等信息，并添加循环冗余校验码（CRC）后打包形成一帧采样数据。IEC61850 和 IEC60044-7 标准并未对电子互感器信号采集单元和合并单元之间的数据传输格式进行规定，为了方便合并单元处理电子互感器的采样信息，本系统参照标准中规定的合并单元输

出 FT3 格式，将信号处理单元与合并单元之间数据传输的链路层帧格式定为：

起始符（2 字节）+数据（2 字节）+状态（2 字节）+采样序号（2 字节）+CRC 帧校验码（2 字节）。

起始符固定为 0564H，采样序号的计数随着新采样点的产生加 1，溢出后从 0 重新开始计数。

2. 编码模块

采用曼彻斯特码对信息数据进行编码，曼彻斯特码又称相位编码，是一种用电平跳变沿表示要传输信息的编码方式。曼彻斯特码与时钟、二进制码之间的关系见图 6.6。曼彻斯特码波形在每一位元中间都有跳变，可以反映时钟信息，传输时不存在直流分量，可以降低系统的功耗，而且抗干扰能力强。

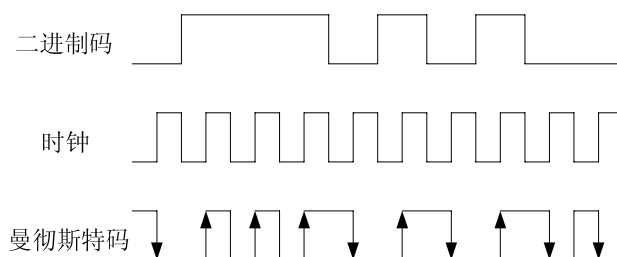


图 6.6 曼彻斯特码与二进制码的比较

由图 6.6 可见，将二进制码与时钟异或反相后可以形成曼彻斯特编码。但由于采样数据和时钟出现的时刻不对应，而且采样数据的上升和下降沿不甚理想，可能引起输出信号产生毛刺。因此采用改进的曼彻斯特编码电路，见图 6.7。增加时钟信号倍频的 D 触发器，二进制码与时钟信号异或反相后通过 D 触发器整形输出。由于时钟倍频信号通过反相以后连接在 D 触发器清零端，因此相当于用时钟的下降沿取出编码数据，可以有效地消除信号的毛刺。

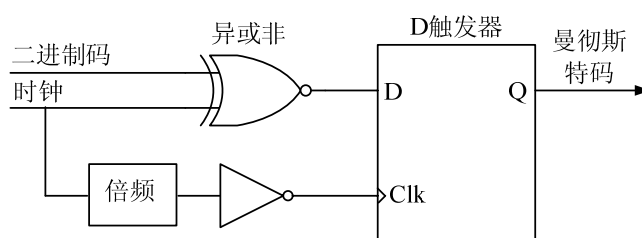


图 6.7 改进的曼彻斯特编码电路

为减轻 CPU 的处理负担，数据组帧模块和曼彻斯特编码模块利用 FPGA 的剩余资源编程实现。

3. 电/光转换电路

电/光转换电路将包含采样数据信息的电信号数据位流进行调制，转换成光学数据流。电/光转换电路由驱动电路和光发射器组成，驱动电路完成与 FPGA 模块的接口，保证逻辑电平兼容，形成电流激励信号，并对信号进行放大；光发射器用来形成光脉冲信号输出。本设计中采用 LED 型光发射器—Agilent 公司的

HFBR-1414 光电模块，其内置铝砷化镓 LED，可在 60mA 直流电流激励下发射光波长为 820nm 的光功率-12dbm。HFBR-1414 耦合效率高，要求的激励电流小，从而使光发射电路具有低功耗的优点。HFBR-1414 光发射器与位于接收端的合并单元中的 HFBR-2412 光接收器配合使用，数据传输速率可达 5Mbps，最长传输距离 4km。

6.4 电流型 EVT 的电磁兼容设计

6.4.1 变电站的电磁干扰源

高压 EVT 一般安装于户外变电站中，在现场运行过程中电磁环境复杂^[156,157]，EVT 的工作受到变电站各类电磁干扰信号的影响。其中影响较大的几类电磁干扰包括：

1. 工频电磁场干扰

即 EVT 附近的高电压、大电流的电力线路、变压器等高压一次设备正常工作或故障时产生的工频电磁场干扰。其特点是干扰频率与 EVT 的模拟量频率相同，无法用滤波的方法排除，因此对 EVT 的影响比较大。

2. 衰减振荡波干扰

即高压变电站中的隔离开关或高压断路器操作、重工业设备电弧放电或者电网故障时，出现的重复性阻尼振荡波干扰。其特点是：干扰信号的频率高达 100kHz~1MHz；能量大；非常陡峭；波前时间几十 ns；呈阻尼衰减特性。

3. 电快速脉冲群干扰

即隔离开关分合小感性或容性负荷、继电器触点颤动，或者高压开关操作时，通过传导或发射耦合到设备的高频率、低能量的脉冲串干扰。属于宽频带骚扰信号，能量主要集中于 40MHz 以下频段，40M~400MHz 频段内信号衰减不大，能量仍较大，不容忽视。400MHz 以上频段信号衰减很快，骚扰能量小，其影响可以不计。

4. 浪涌干扰

即对电网操作或雷击时引起的单向性瞬变过程过电压干扰。其特点是：干扰信号呈脉冲状；波前时间数 μ s；持续时间较长，能量较强。

5. 静电放电干扰

即操作人员直接或通过工具和设备的金属表面接触，由于静电荷积累发生放电现象，从而产生的局部瞬态大电流干扰。静电干扰脉冲上升时间极短（小于 1ns），能量低。

除了上述干扰类型外，变电站的电磁干扰源还包括：无线电收发信机产生的射频电磁场干扰；建筑物、金属构架或接地网遭雷击时，流过大电流时产生的脉

冲磁场干扰；系统短路电流注入接地网中引起地电位的变化；由于空气绝缘击穿或绝缘子污损引起的局部放电产生的高频电磁干扰；以及设备电源的电压波动、暂降、短时中断引起设备运行的失误等。

6.4.2 电磁干扰侵入电流型 EVT 的途径分析

1. 通过高压电容传感头侵入

(1) 当出现线路操作过电压或雷击过电压时，产生的浪涌电压、振荡波、电快速脉冲群干扰直接作用于电流型 EVT 电容传感头的高压输入端。这些干扰通过高压传感头的导线直接传导或通过电场、磁场耦合的方式耦合到信号处理单元的模拟电路和数字电路。

(2) EVT 邻近的高压设备对其形成工频电场和磁场干扰，通过高压电容传感头侵入。这种干扰和有用信号频率一致，不能采用滤波的方式滤除，只能采用电场和磁场屏蔽的方法消除。

(3) 其他磁场通过远场耦合方式也会耦合到电容传感头及其引线上感应出高频电压干扰信号等。

2. 通过信号处理单元直接侵入

(1) 通过信号处理单元的电源耦合传入以及通过引线传导进入的浪涌电压、振荡波和电快速脉冲群干扰；

(2) 通过电源引线、高压引线耦合引入的射频磁场、脉冲磁场及工频磁场等磁场干扰。

(3) 操作人员触及设备外壳或邻近物产生的静电放电，通过杂散电容、公共电阻或磁场耦合进入设备内部，干扰低压数字电路正常运行。

6.4.3 高压电容传感头及其引线的电磁兼容设计

1. 操作过电压或雷击过电压的电磁兼容处理

操作过电压或雷击过电压会形成浪涌冲击干扰，通过高压电容传感头和引线直接传导进入 EVT 的信号处理单元。这是一类持续时间较长、能量高的干扰，若不采取应对措施，会损坏信号处理单元的元器件。

第 2 章提到，可以将两个接地二极管反向并联构成保护电路，见图 6.8。该方法理论上可以起到保护信号处理单元的作用，当浪涌电压 u_m 串入时，输入到信号处理单元的电压被二极管限制到 $\pm 0.7V$ 左右（二极管的正向导通压降）。

但实际上，由于浪涌干扰是一种波头很陡峭、衰减缓慢的高能脉冲波，含有大量高频分量，在高频骚扰情况下，导体的电感不能忽略，此时高压电容传感头的等效电路见图 6.9，该电路即为浪涌冲击干扰影响电流型 EVT 的电路模型。图中 R_h 表示高压母线或高压线路至高压电容传感头一次端子之间引线的电阻以及高压电容传感头的低压电极至保护二极管之间二次引线的电阻之和， L_h 表示这两

部分引线的电感之和, R_g 表示接地电阻, L_g 表示接地电感。由于高频下电容呈现的容抗非常小, 因此电路模型中忽略了高压电容传感头和引线对地的杂散电容。

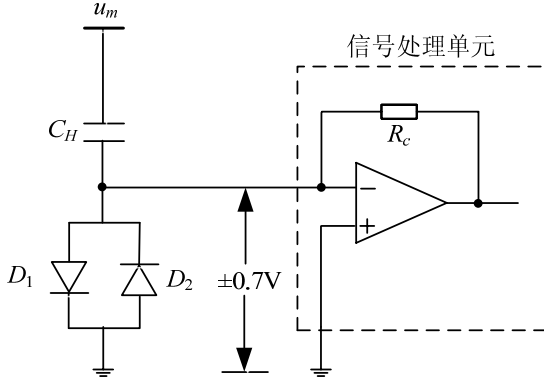


图 6.8 接地二极管保护电路示意图

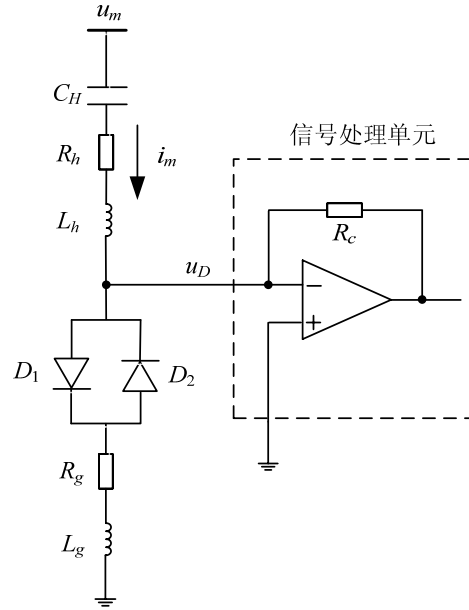


图 6.9 高频情况下高压传感头的等效电路

在高频情况下, 信号处理单元信号输入端子对地的瞬时电压 u_D 为:

$$u_D = u_m - \frac{1}{C_H} \int i_m dt - L_h \frac{di_m}{dt} - R_h i_m \quad (6.3)$$

或:

$$u_D = V_{DD} + L_g \frac{di_m}{dt} + R_g i_m = 0.7V + L_g \frac{di_m}{dt} + R_g i_m \quad (6.4)$$

式中, V_{DD} 为二极管的正向导通压降; u_m 为由于雷击或开关操作而加载在高压线路的通过避雷器后的浪涌过电压; i_m 为浪涌电压产生的电流。

式(6.3)和式(6.4)即为浪涌冲击干扰影响电流型 EVT 的数学模型。由于引线电阻和电感的存在, 使加载在信号处理单元输入端的电压被抬高, 可能损坏信号处理单元的元件, 因此需要采取措施减小 u_D 。

由式(6.3)和式(6.4)可知, 要减小 u_D , 可以减小 C_H , 增加引线电感 L_h 和电阻 R_h , 或者减小接地线的电感 L_g 和电阻 R_g 。但由于高压电容传感头的电容量 C_H 在传感头设计时已经固定, 不能随意更改。因此通过增加引线的电阻和电感量以及减少接地引线的电阻和电感量来减小 u_D 。

一般一次引线规格及形式固定, 因此增加引线的电感量 L_h 主要依靠增加二次引线的电感量实现。考虑 SF₆ 同轴圆筒电容传感头二次引线的结构, 将二次引线和其金属屏蔽套管等效为一同轴电缆模型, 见图 6.10。其中金属屏蔽管的内半径为 r_a , 二次引线的半径为 r_b , H 为二次引线长度。高频下同轴电缆的自感系数为:

$$L_0 = \frac{\mu H}{2\pi} \ln(r_a / r_b) \quad (6.5)$$

式中, μ 为 SF_6 气体的磁导率。

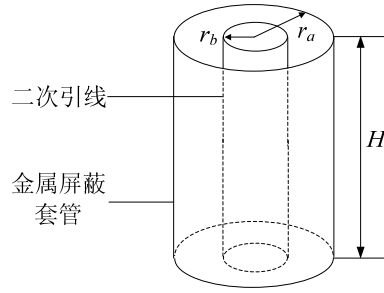


图 6.10 二次引线及其套管形成的同轴电缆模型

由式(6.5)可知, 引线长度 H 一定的情况下, 可通过增加 r_a 和减少 r_b 使二次引线的电感量增加。

同理, 减小接地电阻 R_g 和电感 L_g , 也可以减小 u_D 。在实际中, 可将二极管 D_1 和 D_2 通过粗短的多股导线接到电容传感头底座的接地端子上, 传感头底座再直接接于变电站的接地网, 这种接线和安装方式有效地减小了接地电阻和电感。

另外, 为了尽可能减小暂态电压 u_D 对运放等低压电路的影响, 本设计中的低压模拟部分采用一点接地的方式实现, 见图 6.11。这样做的好处是: 当变电站接地网由于雷击或线路短路故障流过大电流、引起各接地点电位变化时, 不会导致干扰损坏 EVT 的低压信号处理部分。

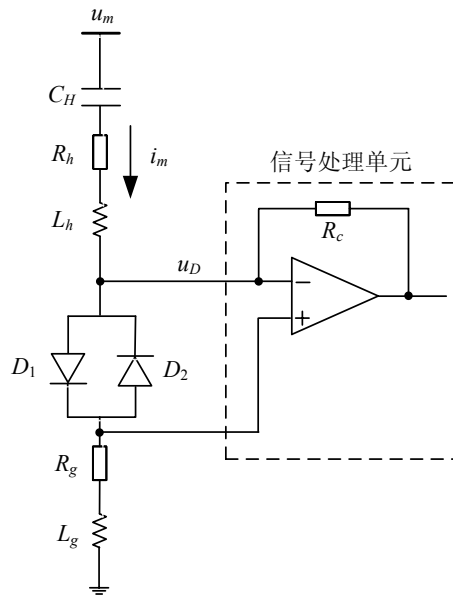


图 6.11 低压模拟信号一点接地示意图

由于二极管结电容的存在, 当雷电浪涌或高频振荡波侵入时, 二极管不能立刻导通或截止, 导致 u_D 瞬时升高。因此本设计中选择大功率超快恢复二极管, 保证雷电浪涌或高频振荡波侵入时二极管快速导通或截止, 使 u_D 维持在 $\pm 0.7\text{V}$ 左右。为提高可靠性, 采用六只大功率高频开关二极管两两反向并联连接。

开关操作产生操作过电压时, 除浪涌干扰外, 同时还产生衰减振荡波干扰。衰减振荡波干扰同样具有频带较宽、能量大的特点。采取上述针对浪涌干扰信号

的电磁兼容措施后，EVT 可以较好地抵御衰减振荡波干扰，防止低压器件损坏。

2. 近场工频电磁场干扰的电磁兼容处理

引线周围存在近场工频电磁场的耦合，导致工频干扰产生。由于电容传感头与信号处理单元之间采用电流信号传输方式，对于信号处理单元而言，相当于从无穷大内阻的电流源获取电流，工频电磁场引起的干扰电流很小，几乎可以忽略。

3 引线周围高频电磁场干扰的电磁兼容处理

引线周围存在高频电场和磁场耦合，本设计将引线装入接地良好的金属屏蔽管中屏蔽起来，可以大大削减这种干扰。

6.4.4 信号处理单元的电磁兼容设计

对于信号处理单元而言，电磁干扰可能从外部通过耦合或者传导到电源线、信号线、通信线和机箱外壳侵入，由于采用光纤通信，电磁干扰不会干扰到通信端口，因此重点对信号处理单元的电源、信号线和机箱进行电场兼容设计。

6.4.4.1 电源部分的电磁兼容设计

电源回路是信号处理单元中最重要的输入端口，是设备的核心，其若受到电磁干扰，会造成处理单元工作不正常或失效。大量试验表明，电源易受到衰减振荡波、浪涌和快速瞬变脉冲群等干扰源的骚扰，造成设备工作不正常或失效^[158]。

1. 衰减振荡波干扰的电磁兼容处理措施

对于通过电源线侵入的高能量衰减振荡波干扰，可采取滤波接入设计，通过在电源端口安装电源滤波器可以消除大部分衰减振荡波干扰。市面上现成的电源滤波器良莠不齐，而且体积偏大，不适于安装在本处理单元机箱的电源板上。因此本文设计了如图 6.12 所示的电源滤波器，安装在电源模块的前端。

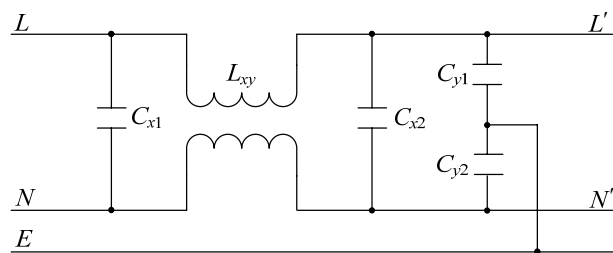


图 6.12 电源滤波器结构图

图 6.12 中 C_{x1} 和 C_{x2} 为 X 类安规电容，主要滤除耦合在电源火线和零线上的差模干扰。 C_{y1} 和 C_{y2} 为 Y 类安规电容，和共轭线圈 L_{xy} 组合在一起，可以滤除耦合在电源火线和零线上的高频共模干扰。通过合理的 X、Y 电容和共轭线圈电感取值，可以很好地抑制衰减振荡波干扰。

电源滤波器的 PCB 板布线和元件的安装方式对于滤波器的滤波性能也至关重要。为了提高电源滤波器的效能，采取了如下措施：

(1) PCB 板元件焊接面全部覆铜，并通过粗短的端子和机箱的接地端子牢

靠连接，为滤波器提供良好的接地，并为共模干扰提供了释放回路。

(2) PCB 板元件面朝向机壳侧，其焊接面朝向机箱内的其它电路板。这样可以防止滤波器的元件在受到高频干扰时，作为发射源，将高频干扰信号辐射给其他电路板的元件。

(3) 为防止进入机箱的电源线由于线路过长，将线上的高频干扰信号通过空间耦合到其他电路板上，滤波器的元件全部安装在电源线的入口处，缩短电源线长度，从而减少空间发射。

(4) 滤波器电容元件的引脚尽可能短地焊接在 PCB 板上，因为在高频时，如果电容引脚过长，其引线电感不容忽视，会造成电容器的性能大大下降，影响滤波效果。

2. 浪涌干扰的电磁兼容处理措施

对于通过电源线侵入的浪涌干扰，由于电压高、侵入能量大，有可能会使共轭线圈的磁芯饱和，导致滤波器效果很差或失效。在本设计中采用 20D681K 型压敏电阻作为浪涌过电压保护元件，将压敏电阻并接在滤波器输入的火线 L 和零线 N 之间，以吸收高能浪涌的能量。

为了更好地抑制高能量浪涌冲击和衰减振荡波的干扰，在电源模块弱电侧的电源 VCC 和地 GND 之间安装 TVS 管（瞬态电压抑制二极管）。TVS 管的响应速度高达 10^{-12} 秒量级，可以很快地限制瞬态过电压，保护元器件的安全。但是其耐浪涌冲击能力较放电管和压敏电阻差，因此在本设计中选用压敏电阻作为电源输入侧保护器件，而选用 TVS 管作为弱电侧保护器件。

3. 快速瞬变脉冲群干扰的电磁兼容处理措施

对于通过电源线侵入的快速瞬变脉冲群干扰，由于能量低，一般不会损坏设备，但由于其波形上升时间短、电压和重复频率高，脉冲成群出现，通过电源端口进入设备内部后，使设备产生误动作或死机的情况经常出现。实践表明，快速瞬变脉冲群干扰在电子设备的电磁兼容性测试中是比较难通过的测试项目。因此对于快速瞬变脉冲群的抗干扰措施必须重视。

快速瞬变脉冲群干扰的频带范围很宽，其主要能量分布在 40MHz 以内。由于骚扰频率高，电源滤波器对此干扰几乎没有衰减作用。这是由于在高频下，X、Y 类滤波电容由于引线电感的作用，效能大大下降；同时滤波器共轭电感的杂散电容 C_L 的容抗减小，其影响不能忽视，也会大大降低共轭电感的效能。在高频下，电源滤波器的实际等效工作状态见图 6.13。

由于快速瞬变脉冲群干扰信号的低能量和高频特点，压敏电阻和 TVS 管也会失去作用，无法消除这种干扰信号，必须采取其他措施。由于铁氧体对抑制高频信号有非常好的效果，因此在滤波器的前端安装长筒型铁氧体磁环，见图 6.14。电源的火线 L 和零线 N 同时穿过铁氧体磁环，铁氧体磁环内径应较小，紧挨着电

源的火线和零线，以提高对高频干扰的抑制效果。同时，为了进一步加强抑制高频快速瞬变脉冲群干扰信号的效果，在电源模块弱电侧的电源线上接入了铁氧体磁珠。试验表明，经过这样的处理后快速瞬变脉冲群干扰大大减弱。

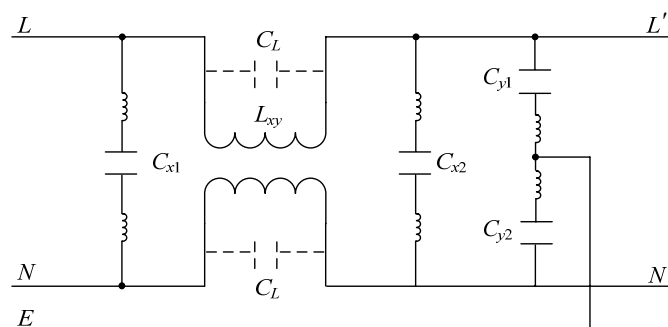


图 6.13 高频下电源滤波器的等效工作状态示意图

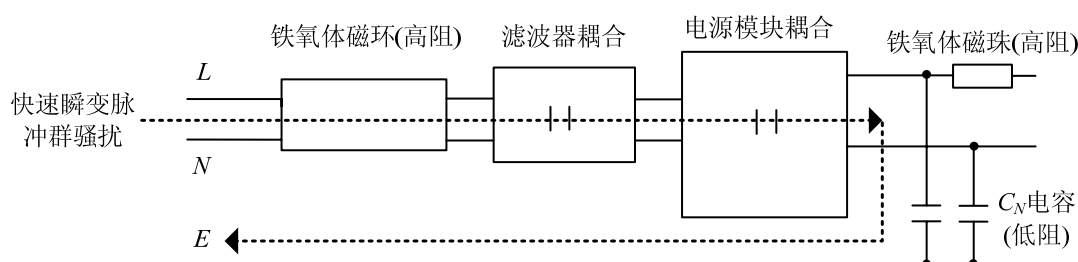


图 6.14 抗高频快速瞬变脉冲群干扰电路工作示意图

另外，在低压侧电源线和电源回流线上对接地机壳连接耐压电容 C_N ，其主要作用是给没有完全滤除干净、进入低压弱电侧的共模快速瞬变脉冲群干扰信号提供低阻抗回路，见图 6.14，图中的虚线表示安装耐压电容后为快速瞬变脉冲群干扰提供的通路。

6.4.4.2 信号线的电磁兼容设计

从前面的分析可知，对于浪涌和衰减振荡波干扰，电流型 EVT 可以通过二极管的削峰释能作用防止这些干扰直接通过信号线损坏信号处理单元的元器件。但是削峰后的干扰仍然包含能量，可能干扰信号处理单元的运行。因此信号处理单元的信号线也应考虑浪涌和振荡波干扰的影响。

在本设计中，采用两个反向并联的高频二极管和片式 EMI 滤波器消除浪涌和振荡波干扰的影响，见图 6.15。正常输入工频信号时，电流直测电路运放的正负极性输入端电压相等，均为地电位，高频二极管和片式 EMI 滤波器不起作用。当高频干扰信号从信号线侵入时，通过高频二极管削波释能，再经过片式滤波器的铁氧体磁珠发热耗能和电容滤波后，达到消除高频干扰的目的。

而对于能量低、频率非常高的快速瞬变脉冲群干扰信号，与电源抗干扰设计类似，在信号线引入机箱后首先穿过铁氧体磁环，然后再在 PCB 板上走线，防止快速瞬变脉冲群干扰信号通过电场或磁场耦合的方式在机箱内传播。

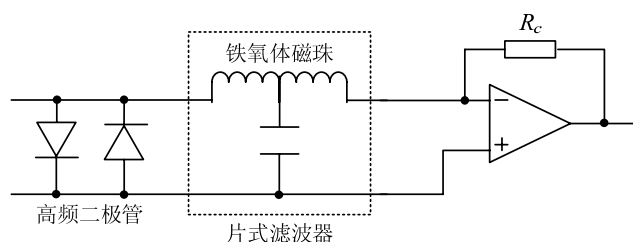


图 6.15 信号线的电磁兼容处理电路

6.4.4.3 机箱及内部 PCB 板的电磁兼容设计

信号处理单元机箱的设计应考虑两方面问题：一是屏蔽，二是静电防护。本设计采用铝合金型材作为机箱，具有良好的屏蔽效果。考虑到人为操作时可能产生的静电对机壳放电会产生很大的局部瞬态电流，其通过公共阻抗耦合或近场磁场耦合，可能在设备内部感应出骚扰电压，干扰设备的正常运行。因此在机箱设计中，每块型材的搭接面都十分光滑，通过数个铆钉搭接在一起，减少接触电阻，防止由于接触电阻过大，造成静电放电时通过杂散电容耦合到机箱内部。机箱和接地网连接良好，可以快速释放静电电荷，不会引起静电干扰问题。

信号处理单元由三块 PCB 板组成：总线板、电源板和信号处理板。总线板用来实现电源板和信号处理板之间的信号连接。信号处理板用于处理和采集高压传感头传来的信号，经过 A/D 转换和电/光转换后利用光纤通信传给合并单元。信号处理板是机箱内部 PCB 板电磁兼容设计的关键。

为提高信号处理板的抗干扰能力，采取了以下措施：

(1) 采用四层 PCB 板，两个内层作为接地平面和电源平面（接地平面位于电源平面之上），顶层（元件面）和底层作为布线层。采用该布线方法后，接地平面和电源平面之间形成平板电容，可以作为电源的平滑电容，接地平面还可以屏蔽电源平面上的辐射电流。并为布线层导线提供最小回流阻抗，减少高频干扰。在数据采集电路中为了使模拟部分和数字部分不相互干扰，二者之间通过光耦实现隔离，隔绝电的联系，因此 PCB 板的接地平面和电源平面的内电层也进行分割。为了减少两个内层之间的互相干扰，采用 20H 原则设计印制板尺寸。即：印制板的尺寸应比相邻接地板的尺寸小 20H（H 为两印制板面的间距），以减小空间辐射效应，其示意图见图 6.16。进行这种分割后，数字层的高频干扰信号不会耦合到模拟层干扰模拟信号，从而避免了其对模拟量采集精度的影响。

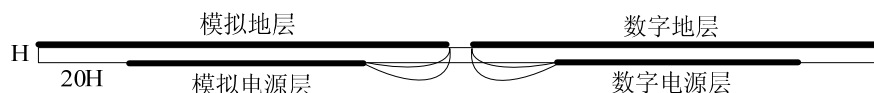


图 6.16 印制板电源层与接地层布置示意图

(2) PCB 板上每个 IC 元件的电源引脚与地之间均并联一个 $0.01\mu\text{F}$ 去耦电容，为 IC 器件电源提供快速补充源，减少 IC 之间的相互耦合和高频干扰。

(3) PCB 板的电源入口处的电源和地之间并联一个 47 μ F 钽电容和 0.001 μ F 独石电容, 提高 PCB 板的抗谐振能力。

6.5 电流型 EVT 的样机试验

6.5.1 电容传感头性能测试

1. 电容量稳定性及介质损耗测定试验

利用 AI-6000 (D 型) 自动抗干扰精密介质损耗测量仪和精度为 $\pm 0.02\%$ 的 100pF、100kV 标准电容器, 在 (2%~120%) 的额定电压 ($U_{pN}=110/\sqrt{3}$ kV) 范围内, 对电容传感头的电容量和介质损耗值进行了测定。电容量测试结果见图 6.17。

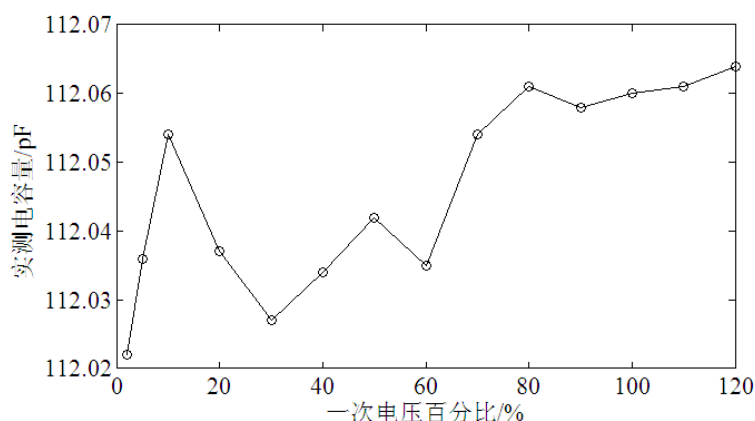


图 6.17 电压影响实测电容量的变化曲线图

试验结果表明, 在额定电压下, 电容传感头电容量的实测值为 112.06pF; 电压在 (2%~120%) U_{pN} 范围内变化时, 电容量的变化小于 0.045%, 因此电压变化对电容量的影响很小, 可以忽略不计, 电容量的稳定性良好。在整个电压变化范围内, 测出的电容器介质损耗角正切值均为 0.008%, 由于使用的 AI-6000 介损测试仪的 $\tan\delta$ 分辨率为 0.001%, 因此测得的介损值保持不变, 该数值相比油浸式电容器的介损值小很多, 验证了 SF₆ 同轴圆筒型电容传感头介质损耗小的优点。

2. 杂散电容干扰对电容传感头影响的试验

试验的主要目的是考察电容传感头附近的接地体和高压带电体形成的杂散电容干扰对传感头电容量的影响。邻近的接地体和高压带电体均采用位于待测电容传感头两侧、并排等间距放置的两台相同的 SF₆ 同轴圆筒电容传感头来模拟: 通过将两侧的电容传感头高压端接地模拟相邻的接地体; 通过将两侧的电容传感头高压端施加相同的电压, 模拟相邻的高压带电体。另外为了不影响测试结果, 测试时将其他物体远离被测电容传感头。

在被测电容传感头高压端施加额定电压, 两侧相邻电容传感头与待测电容传感头的间距分别取 1.0m、1.5m 和 2.0m, 得到各种情况下的电容量测量值, 并以无干扰源时实测的电容量 112.06pF 为基准, 计算出电容量的相对误差, 见表 6.3。

表 6.3 有邻近干扰源时的电容传感头实测电容量及其相对误差

干扰源	距离(m)	实测电容量(pF)	相对误差(%)
接地体	1.0	111.99	-0.0625
接地体	1.5	112.01	-0.0446
接地体	2	112.01	-0.0446
相邻高压带电体	1.0	112.08	0.0178
相邻高压带电体	1.5	112.08	0.0178
相邻高压带电体	2	112.07	0.0089

从表 6.3 中数据可见, 被测电容传感头附近的接地体和高压带电体位置变化时, 传感头电容量的误差在 $-0.065\%\sim 0.018\%$ 以内, 表明 SF₆ 同轴圆筒型电容传感头受杂散电容的影响很小, 与仿真结果吻合。

6.5.2 准确度试验

1. 电流型 EVT 校准试验平台的构建

为了测试电流型 EVT 样机的准确度, 本文建立了电流型 EVT 校准试验平台。该平台由三部分组成: 高压试验信号源产生部分、标准源以及电子式电压互感器校验系统。

高压试验信号源由调压器和升压器组成, 信号源的输入为 220V 交流电压信号, 输出额定电压为 $110/\sqrt{3}$ kV, 大小在 (2%~120%) 额定电压范围内可调的高压试验信号。

根据《JJG314-2010 测量用电压互感器检定规程》, 标准器的准确度至少应比被检电压互感器高两个准确级, 其实际误差不大于被检互感器误差限值的 1/5。本文研制的 110kV 电流型 EVT 样机按 0.2 级准确度标准设计, 因此选取一台 0.01 级标准电压互感器作为标准源, 可以满足对 0.2 级互感器校验的准确度要求。

电子式电压互感器校验系统包括两部分: NT702 电子式互感器稳态校验仪及校验仪后台分析系统。NT702 电子式互感器稳态校验仪内置高稳定性的精密采集板卡, 采用合理的系统结构布局及抗干扰措施, 完善的滤波测量算法, 系统精度达到 0.03%; 同步信号控制标准源和试品进行同步采集, 杜绝不同步采样产生的相角误差, 两路模拟同步采样时差在 0.5 μ s 以内。校验仪后台分析系统由上位机及配套软件组成。

利用 EVT 校准试验平台实现电流型 EVT 输出信号校验的原理框图见图 6.18。被校 EVT 的数字量输出连接至合并单元, 形成符合 FT3 格式的数字帧信号, 并经过 NT702 校验仪内部的高分辨率同步数据量采集板卡接至后台分析系统上位机的以太网口, 与标准源信号经同步模拟量采集卡的输出进行比较。数字量输出校验的要点是保证互感器的数据采集与标准源采集的同步, NT702 校验仪内部的

同步模块可以产生 4 路同步脉冲信号，分别连接在模拟量采集卡和合并单元的同时采集信号输入端，控制标准信号和被测信号的同时刻采样。

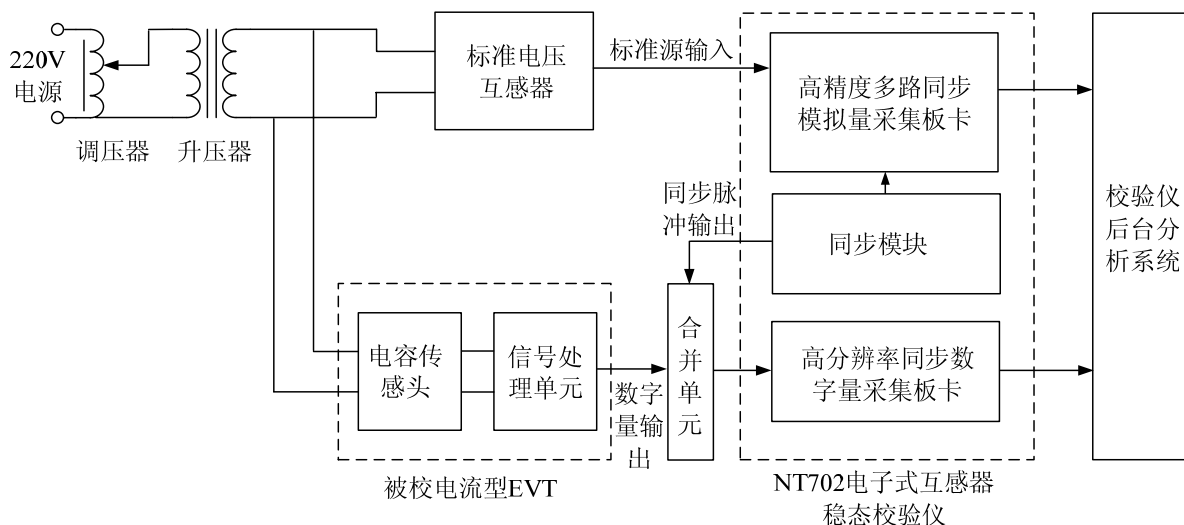


图 6.18 电流型 EVT 输出校验原理框图

电流型 EVT 校准试验平台的部分试验设备见图 6.19，其中调压器放置于调压试验台中。



图 6.19 电流型 EVT 校准试验平台设备图

2. 样机准确度试验结果

将电流型 EVT 样机放置于室温中，利用电流型 EVT 校准试验平台对其进行准确度试验。

试验额定电压为 $110/\sqrt{3} \text{ kV}$ (U_{pN})，在 $(2\% \sim 120\%) U_{pN}$ 范围内选取了多个电压测试点，得到电流型 EVT 系统的比值误差和相角误差曲线，见图 6.20、图 6.21。为方便比较，根据 IEC 标准中测量 0.2 级和保护 3P 级电子式电压互感器比值和相角的允许误差限值（见表 6.4 和表 6.5），在图 6.20 和图 6.21 中画出了相应的允许误差限制曲线。

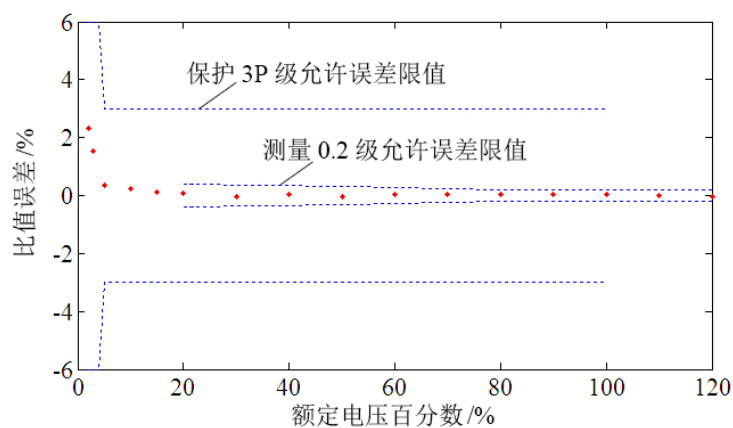


图 6.20 电流型 EVT 系统的比值误差曲线

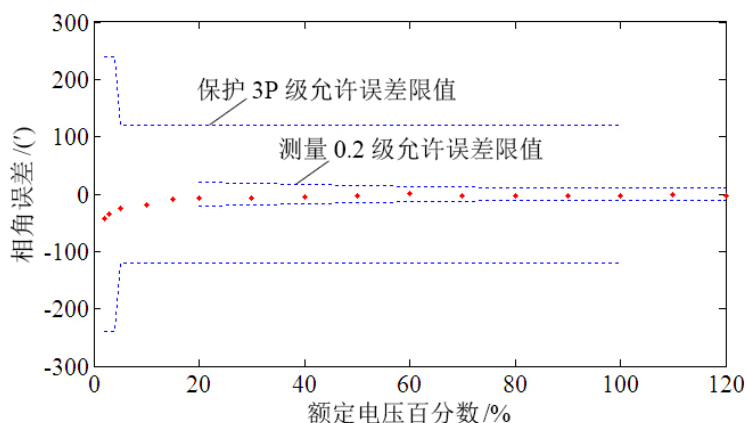


图 6.21 电流型 EVT 系统的相角误差曲线

表 6.4 0.2 级测量用电子式电压互感器的允许误差限值

试验电压/额定电压(%)	20	50	80	100	120
电压误差(±%)	0.4	0.3	0.2	0.2	0.2
相角误差(±')	20	15	10	10	10

表 6.5 3P 级保护用电子式电压互感器的允许误差限值

试验电压/额定电压(%)	2	5	100
电压误差(±%)	6	3	3
相角误差(±')	240	120	120

由图 6.20 和图 6.21 可知, 在 $(20\% \sim 120\%) U_{pN}$ 以内电流型 EVT 输出电压的比值误差 $< \pm 0.1\%$, 相角误差 $< \pm 8'$, 满足测量 0.2 级准确度要求。在 $2\% U_{pN}$ 处比值误差 $< \pm 3\%$, 在 $(5\% \sim 20\%) U_{pN}$ 以内比值误差 $< \pm 2\%$, 在 $(2\% \sim 120\%) U_{pN}$ 以内相角误差 $< \pm 50'$, 同时满足保护 3P 级准确度要求。

试验结果表明, 电流型 EVT 样机的测量准确度和保护准确度分别达到了 0.2

级和 3P 级。

6.5.3 温度稳定性试验

为了测试电流型 EVT 样机的温度稳定性，设计了如下温度试验方案：将被测的电流型 EVT 样机放置于温度控制箱中，在预设的温度下保持 4 小时后取出，然后在室温下利用所建的 EVT 准确度试验平台测量电流型 EVT 的比值误差和相角误差，观察是否满足准确度标准。

试验条件为额定电压 $110/\sqrt{3}$ kV。在 $-40^{\circ}\text{C} \sim +70^{\circ}\text{C}$ 范围内选取多个温度测试点，每个测试点均进行了多次重复试验，得到不同温度下的电流型 EVT 比值误差和相角误差测试结果，分别如图 6.22 和图 6.23。

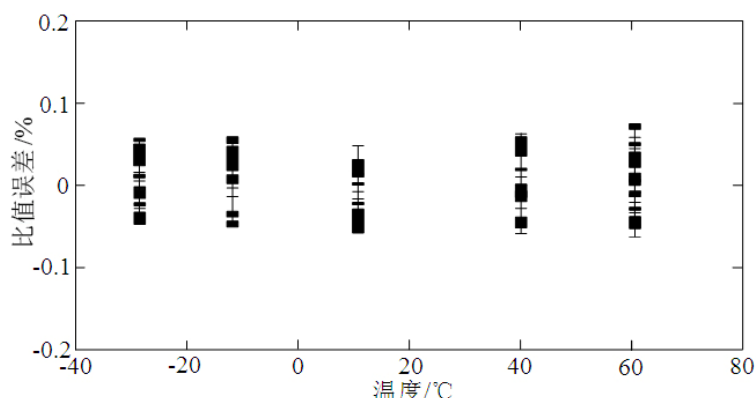


图 6.22 不同温度下的电流型 EVT 样机比值误差测试结果

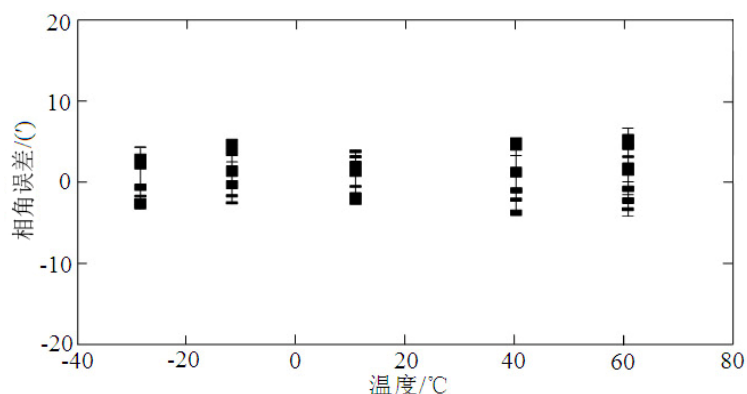


图 6.23 不同温度下的电流型 EVT 样机相角误差测试结果

试验结果表明：在 $-40^{\circ}\text{C} \sim +70^{\circ}\text{C}$ 温度范围内电流型 EVT 样机的比值误差 $< \pm 0.2\%$ ，相角误差 $< \pm 10'$ ，满足 0.2 级测量准确度要求，具有良好的温度稳定性。

6.5.4 时间稳定性试验

为了测试电流型 EVT 持续工作的测量精度稳定性情况，利用电流型 EVT 校准试验平台对 110kV 电流型 EVT 样机进行了时间稳定性试验。试验条件为室温、额定电压 $110/\sqrt{3}$ kV。在 6 小时内记录的试验结果数据如图 6.24 和图 6.25 所示，横坐标为记录点数，代表时间（每 2 分钟记录一点）。由图可知，电流型 EVT 样机的比值误差在 $\pm 0.2\%$ 以内，相角误差在 $\pm 10'$ 以内。

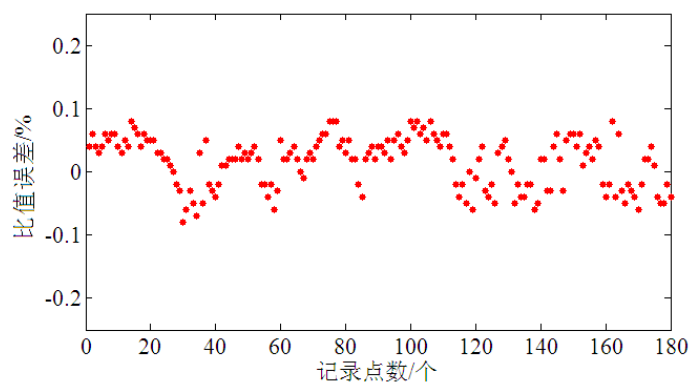


图 6.24 电流型 EVT 样机时间稳定性比值误差测试结果

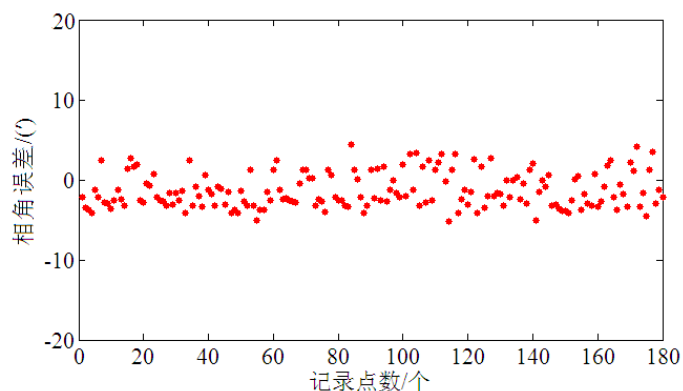


图 6.25 电流型 EVT 样机时间稳定性相角误差测试结果

试验结果表明，电流型 EVT 样机的时间稳定性良好，可以满足互感器计量和测量长期工作准确度的要求。

6.5.5 暂态性能试验

为了测试电流型 EVT 样机的暂态性能，利用电力系统动态模拟实验室的设备构建了 EVT 暂态性能测试系统平台，系统接线见图 6.26。为了进行故障录波，将电流型 EVT 样机与合并单元连接，利用合并单元产生相应的模拟二次电压信号。

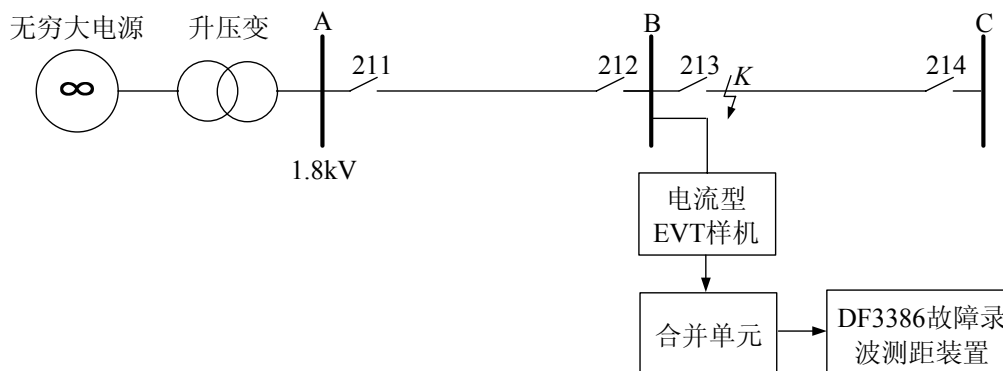


图 6.26 电流型 EVT 动模暂态性能测试系统接线示意图

动模系统的一次最高电压为 1.8kV，与电流型 EVT 的额定一次电压相差较大，为了保证录波数据的准确度，根据相应的比例提高电流型 EVT 样机电流直测电路

的取样电阻阻值，使一次输入电压为 $1.8/\sqrt{3}\text{ kV}$ 时，二次输出额定电压 $4/\sqrt{3}\text{ V}$ 。

模拟了高压侧出口短路（ K 点）、高压侧断开（利用跳开 212 开关模拟）和重合闸（利用合上 212 开关模拟）等暂态过程，利用 DF3386 故障录波测距装置对电流型 EVT 的二次输出电压进行了录波，得到如图 6.27~图 6.29 的录波图。

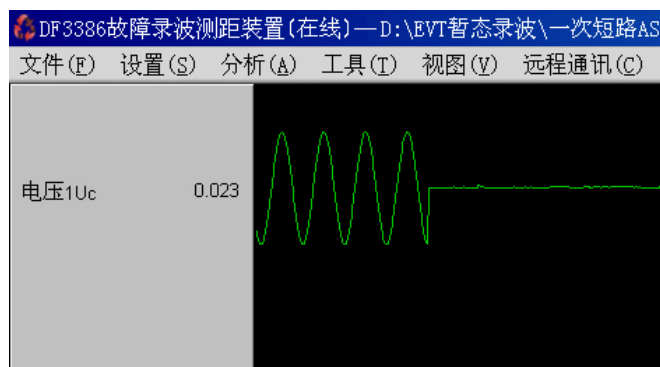


图 6.27 一次短路时电流型 EVT 样机二次输出电压录波图

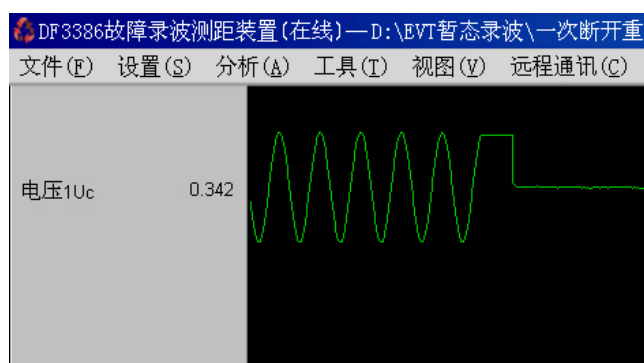


图 6.28 高压断开时电流型 EVT 样机二次输出电压录波图

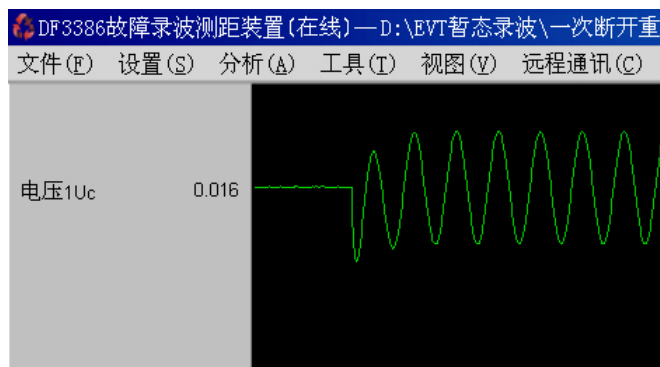


图 6.29 重合闸时电流型 EVT 样机二次输出电压录波图

从图 6.27~图 6.29 可见，发生高压侧出口短路时，电流型 EVT 的输出电压在 2 个周波内降为 0；线路在电压正最大值断开后，EVT 的二次输出电压在 40ms 内下降到峰值的 5% 以下，而在电压负最大值线路重合闸后的 3 个周波内 EVT 的暂态误差变为 0。

试验结果表明，电流型 EVT 能准确地反映一次暂态过程，响应速度快，满足 3P 级保护用 EVT 的暂态响应性能要求。

6.5.6 高压试验及电磁兼容试验

1. 高压试验

对电流型 EVT 样机进行了例行高压试验，包括：工频耐压试验、雷电冲击试验、局部放电试验、绝缘电阻测量试验，各试验结果见表 6.6。试验结果表明，电流型 EVT 样机的绝缘性能满足要求。

表 6.6 110kV 电流型 EVT 样机高压试验结果

试验项目	试验内容	试验数据	结论
工频耐压试验	在电流型 EVT 样机的一次端子与地之间施加工频试验电压 185kV，持续 60s	/	合格
雷电冲击耐压试验	施加 480kV 雷电冲击全波试验电压正极性各 15 次，530kV 雷电冲击截波试验电压负极性 3 次	/	合格
局部放电试验	测试电压 142kV	<5pc	合格
绝缘电阻测量	利用摇表测量一次端子对底座的电阻	大于 10000MΩ	合格

2. 电磁兼容试验

根据电子式电压互感器采用的 GB/T 17626 系列 EMC 标准，对电流型 EVT 样机进行了电磁兼容抗扰度试验，试验项目和结果见表 6.7。

表 6.7 110kV 电流型 EVT 样机电磁兼容试验结果

试验项目	参考标准	试验等级	评价准则
静电放电试验	GB/T 17626.2	3	A
射频电磁场抗扰度试验	GB/T 17626.3	3	A
电快速瞬变脉冲群试验	GB/T 17626.4	4	A
浪涌试验	GB/T 17626.5	4	A
工频磁场试验	GB/T 17626.8	5	A
脉冲磁场试验	GB/T 17626.9	5	A
阻尼振荡磁场抗扰度试验	GB/T 17626.10	5	A
阻尼振荡波试验	GB/T 17626.12	3	A

由试验结果可知，各试验项目均达到了相应试验等级的 A 级要求，表明本文提出的抗电磁干扰措施切实有效，电流型 EVT 样机的电磁兼容性能达到了电磁兼容标准要求。

6.6 本章小结

本章给出了电流型 EVT 的主要技术指标，阐述了电流型 EVT 的设计方法，开发了 110kV 电流型 EVT 系统。针对电磁干扰影响电流型 EVT 稳定性和可靠性的问题，对电磁干扰侵入电流型 EVT 的途径进行了分析；建立了浪涌冲击干扰影响电流型 EVT 的电路模型和数学模型，提出并联大功率保护二极管、增加二次引线电感、减小接地引线电感和一点接地等多项有效的抗干扰措施；针对其他类型的干扰，在电容传感头和信号处理单元中也进行了相应的电磁兼容设计。

电容传感头样机性能测试结果表明，本文研制的 SF₆ 同轴圆筒型电容传感头具有良好的电压稳定性、介质损耗小、受杂散电容的影响小。对研制的 110kV 电流型 EVT 样机的多项试验结果表明，电流型 EVT 实现了 0.2 级测量和 3P 级保护准确度，具有优良的温度稳定性和时间稳定性，暂态性能满足 3P 级保护的要求，绝缘性能及电磁兼容性能也均达到了预期设计目标，能够满足工程实用化的要求。

总结与展望

电子式电压互感器被认为是替代传统电压互感器的理想设备,国内外研究人员在 EVT 的理论和实用化研究方面已经取得了很大进展。但是目前 EVT 的技术还不够成熟,在工作环境复杂、电磁环境恶劣的变电站运行条件下,现有的 EVT 在现场运行中暴露出受温度和电磁环境影响较大、故障率偏高等问题。因此有必要对 EVT 继续进一步研究,其实用化进程仍需深化和完善,这项课题既具有重要的理论意义,也是解决 EVT 实际应用问题的迫切需要。本文以提出的直测电流型 EVT 为研究对象,对其组成原理及关键技术进行了系统深入的研究,成功研制出 110kV 电流型 EVT。

1. 本文主要研究成果

(1) 建立了环境干扰静电场和干扰交流磁场在电压信号传输通道和电流信号传输通道的耦合模型,通过对干扰耦合模型的理论分析说明分压型 EVT 在传输分压信号过程中容易受到外部电磁场的干扰,而传输电流信号则几乎不受电磁场干扰信号影响。从而提出了通过直测电容电流实现电压传感和测量的方法以及基于直测电容电流方法的电流型 EVT 系统方案。理论分析表明,电流型 EVT 方案可行,抗干扰性能好,并且暂态性能不受线路和高压电容滞留电荷的影响。

(2) 提出了一种具有集中结构的独立式 SF₆ 同轴圆筒型高压电容传感头,实现了电流型 EVT 的信号传感及系统绝缘,克服了常用的油浸式电容器受杂散电容影响大和介质损耗偏大的局限性。基于电容量及绝缘的要求,确定了 SF₆ 同轴圆筒型电容传感头的结构及参数;建立了传感头的数学模型和电场模型,利用 Ansoft 有限元分析方法对其电场分布和受杂散电容影响情况进行了仿真,仿真分析结果表明,电容传感头的极间电场均匀、绝缘性能强,杂散电容引起的传感头等值电容误差在 $\pm 0.045\%$ 以内,远小于在相同干扰下油浸式电容器的误差;系统地分析了影响电容传感头性能的主要因素,并提出了相应的改进方法。传感头样机试验结果表明, SF₆ 同轴圆筒型电容传感头具有良好的电压稳定性;介质损耗小;杂散电容引起的传感头电容量误差在 $-0.065\% \sim 0.018\%$ 以内,进一步验证了传感头受杂散电容影响小的优点。

(3) 提出了一种基于系统状态的自适应积分电路,解决了常用的积分电路难以兼顾宽频带响应特性和快速暂态响应的问题。自适应积分电路通过判别系统处于稳态或暂态情况,在线路分、合闸暂态过程中,利用暂态积分器快速跟随系统一次的暂态变化,在经过 1 到 2 个周波暂态过程后,自动切换到稳态积分器,从

而在系统稳态时实现良好的宽频带响应性能。仿真结果表明，自适应积分电路在各种暂态情况下的响应时间均小于 40ms，暂态性能满足要求；稳态时频带宽，可以真实还原 15Hz~2500Hz 频率范围内的信号，满足工频信号和 50 次以下谐波信号测量的需要。

(4) 实现了电流型 EVT 的误差补偿，提高了系统工作的稳定性。利用基于三元回归分析的多传感器信息融合方法对电容传感头进行误差补偿，解决了温度和 SF₆ 气体压力影响电容传感头测量精度和工作稳定性的问题，仿真结果表明，采用信息融合方法进行误差补偿后，温度和 SF₆ 气体压力变化引起的传感头电容量的误差可控制在±0.05%以内；并提出基于铂电阻的温度补偿方法，解决了模拟信号处理电路的温漂问题，有效地提高了模拟信号处理电路的温度稳定性。

(5) 基于电流型 EVT 技术指标的要求，开发了 110kV 电流型 EVT 系统，并通过了样机试验。设计了 SF₆ 同轴圆筒型电容传感头和基于 DSP+FPGA 的信号处理单元；分析了变电站电磁干扰侵入电流型 EVT 的途径，并对电容传感头和信号处理单元进行了电磁兼容设计。样机试验结果表明，电流型 EVT 的测量准确度达到 0.2 级，保护准确度达到 3P 级，温度稳定性和时间稳定性好，暂态性能满足 3P 级保护的要求，绝缘性能及电磁兼容性能也均达到了预期设计目标，能够满足工程实用化的要求。

2. 研究工作展望

本文提出并成功开发了一种基于直测电容电流的电子式电压互感器，对其基础理论和关键技术进行了研究和探讨。针对目前的研究进展情况，今后拟在以下几个方面进一步开展研究工作：

(1) 对高压电容传感头结构进一步优化设计，使其电场分布更加趋于合理。另外，传感头的造价在互感器的总成本中占很大比重，因此如何通过合理的结构设计降低传感头的成本是电流型 EVT 实现工业化应用的一项重要工作。

(2) 对 110kV 电流型 EVT 样机进行挂网试运行，进一步验证电流型 EVT 在现场运行的可靠性和长期稳定性，并根据实际的运行情况，对 EVT 的各构成环节进行改进和完善。

(3) 从理论上讲，电流型 EVT 的方案可以广泛适用于高压、超高压电压等级的系统中，但是相比高压系统，超高压系统的绝缘安全性和电磁干扰问题都更为复杂，因此对电流型 EVT 应用于超高压系统中的关键问题进行深入研究，是下一步需要进行的工作。

(4) 在电流型 EVT 研究成果的基础上，研究与 Rogowski 线圈型电子式电流互感器一体的电子式电流/电压组合互感器，以及通过传感头结构改造后在 GIS、HGIS 等组合电器中应用，满足电子式互感器结构组合化的需求。

参考文献

- [1] Anjan Bose. Smart transmission grid applications and their supporting infrastructure. IEEE Transactions on Smart Grid, 2010, 1(1):11-19
- [2] Xi Fang, Satyajayant Misra, Guoliang Xue, et al. Smart grid – The new and improved power grid: A Survey. IEEE Communications Surveys& Tutorials, 2012, 14(4): 944-980
- [3] J. O. Petinrin, Mohamed Shaaban. Smart power grid: Technologies and applications. In: IEEE International Conference on Power and Energy. Kota Kinabalu, 2012, 892-897
- [4] 余贻鑫, 栾文鹏. 智能电网述评. 中国电机工程学报, 2009, 29(34): 1-8
- [5] 汤奕, Manisa Pipattanasomporn, 邵盛楠, 等. 中国与美国和欧盟智能电网之比较研究. 电网技术, 2009, 33(15): 7-15
- [6] 肖世杰. 构建中国智能电网技术思考. 电力系统自动化, 2009, 33(9): 1-4
- [7] Sadik Kucuksari, George G. Karady. Experimental comparison of conventional and optical VTs, and circuit model for optical VT. IEEE Transactions on Power Delivery, 2011, 26(3): 1571-1578
- [8] 徐大可, 赵建宁, 张爱祥, 等. 电子式互感器在数字化变电站中的应用. 高电压技术, 2007, 33(1): 78-82
- [9] Marco Faifer, Sergio Toscani, Roberto Ottoboni. Electronic combined transformer for power-quality measurements in high-voltage systems. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2011, 60(6): 2007-2013
- [10] Carson W. Taylor, Dennic C. Erickson, Kenneth E. Martin, et al. WACS–wide-area stability and voltage control system: R&D and online demonstration. Proceedings of the IEEE, 2005, 93(5): 892-906
- [11] P.P. Chavez, N.A.F Jaeger, F. Rahmatian. Accurage voltage measurement by the quadrature method. IEEE Transactions on Power Delivery, 2003, 18(1): 14-19
- [12] Sadik Kucuksari, George G. Karady. Development of electrical circuit model for an optical potential transformer. In: Power and Energy Society General Meeting. Pittsburgh, 2008, 1-5
- [13] 冯建勤, 王庆铭, 丁莉芬, 等. 电子式电压互感器的研究现状和展望. 变压器, 2010, 47(11): 40-43
- [14] 王红星, 张国庆, 郭志忠, 等. 电子式互感器及其在数字化变电站中的应用.

- 电力自动化设备, 2009, 29(9): 115-119
- [15] 刘振亚. 建设坚强智能电网, 推动 21 世纪能源可持续发展—在 2011 智能电网国际论坛上的致辞. 国家电网报, 2011 年 9 月 29 日
- [16] 刘彬, 叶国雄, 郭克勤, 等. 电子式互感器性能检测及问题分析. 高电压技术, 2012, 38(11): 2972-2980
- [17] Chunxi Zhang, Xiujuan Feng, Sheng Liang, et al. Quasi-reciprocal reflective optical voltage sensor based on Pockels effect with digital closed-loop detection technique. Optics Communications, 2010, 284(20): 3878-3883
- [18] 崔瑛, 叶妙元, 陈志萍. 110kV 无分压型光纤电压互感器的研制. 高电压技术, 1998, 24(4): 75-78
- [19] Changsheng Li, Toshihiko Yoshino. Optical voltage sensor based on electrooptic crystal multiplier. Journal of Lightwave Technology, 2002, 20(5): 843-849
- [20] P. Niewczas, L. Dzitida, G. Fusiek, et al. Design and evaluation of a pre-prototype hybrid fiber-optic voltage sensor for a remotely interrogated condition monitoring system. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2005, 54(4): 1560-1564
- [21] 徐雁, 陈志萍, 朱勇, 等. 无分压纵向线性电光效应用于高电压测量. 高电压技术, 2000, 26(4): 59-60, 63, 66
- [22] 张明明, 李红斌, 刘延冰. 基于纵向 Pockels 效应的光学电压互感器. 传感器技术, 2005, 24(6): 58-59, 64
- [23] J.C. Santos, M.C. Taplamacioglu, K. Hidaka. Pockels high voltage measurement system. IEEE Transactions on Power Delivery, 2000, 15(1): 8-13
- [24] Peter Norgard, S. Kovaleski. An electrooptic probe to determine internal electric fields in a piezoelectric transformer. Review of Scientific Instruments, 2012, 83(2): 025106-025106-7
- [25] Valery N. Filippov, Andrey N. Starodumov, Vladimir P. Minkovich, et al. Optically controlled voltage sensor. IEEE photonics technology letters, 2000, 12(7): 870-872.
- [26] 殷培峰, 张婧瑜. 基于光学电压互感器稳定性的分析与研究. 电气自动化, 2012, 34(1): 55-57.
- [27] 张永, 罗苏南. 数字式光电电流/电压互感器. 电力自动化设备, 2002, 22(6): 47-49
- [28] 刘丰, 毕卫红, 郭璇. 基于椭圆芯保偏光纤模间干涉的光学电压互感器. 光学学报, 2009, 29(1): 219-224

- [29] K. Bohnert, P. Pequignot. Inherent temperature compensation of a dual-mode fiber voltage sensor with coherence-tuned interrogation. *Journal of Lightwave Technology*, 1998, 16(4): 598-604
- [30] J. A. Brandao Faria. An overview of electrooptic high voltage measuring systems. In: *Aficon '92 Proceedings*, 3rd Aficon Conference. Ezulwini Valley, 1992, 466-469
- [31] F. Rahmatian, N.A.F. Jaeger. An integrated optics sensor for high-voltage measurement applications. In: *Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering*. Vancouver, 1993, 672-675
- [32] Sang Shin Lee, Min Cheol Oh, Sang Yung Shin, et al. Integrated optical high-voltage sensor using a Z-cut LiNbO₃ cut off modulator. *IEEE Photonics Technology Letters*, 1993, 5(9): 996-999
- [33] A. H. Luxa, A. B. Mueller, T. J. Noble. Sensors and non-conventional VT and CT for medium voltage switchgear. In: *Fifth International Conference on Trends in Distribution Switchgear: 400V-145kV for Utilities and Private Networks*. London, 1998, 173-180
- [34] 王佳颖. 基于电阻分压原理的电子式电压互感器研究[西华大学硕士论文]. 成都: 西华大学, 2007, 16
- [35] 张贵新, 万雄, 王强, 等. 提高中压电子式电压互感器温度稳定性的新方法. *高电压技术*, 2009, 35(10): 2434-2439
- [36] 牛海清. 电阻分压器电场计算及其结构参数的确定. *华南理工大学学报(自然科学版)*, 2004, 32(1): 33-36
- [37] 方春恩, 李伟, 王佳颖, 等. 基于电阻分压的 10kV 电子式电压互感器. *电工技术学报*, 2007, 22(5): 58-63
- [38] 迟永久, 牛海清. 电阻分压器及电压传感器的结构设计和实验分析. *变压器*, 2002, 39(5): 21-24
- [39] 翁韶芳, 孙丹婷. 电子式电压互感器传感元件的分析及实验. *南方电网技术*, 2008, 2(5): 55-58
- [40] 杨玲君, 周冬旭, 徐志超. 电容分压型电子电压互感器的特性研究. *电力自动化设备*, 2012, 32(8): 71-74
- [41] 韩世忠. 基于电容分压的电子式电压互感器的研究[华中科技大学硕士论文]. 武汉: 华中科技大学, 2006, 44-51
- [42] J.J. Hill, T.A. Deacon. Theory, design and measurement of inductive voltage dividers. *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, 1968, 115(5): 727-735

- [43] J.J. Hill. An optimized design for a low-frequency inductive voltage divider. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 1972, 21(4): 368-372
- [44] Jiangting Zhao, Yang Yan, Yunfeng Lu, et al. An improved bootstrap method for the calibration of inductive voltage dividers. In: Conference on Precision Electromagnetic Measurements(CPEM). Washington DC, 2012, 722-723
- [45] 陈应林, 黄德祥, 孙志杰. OET700 电子式互感器的结构与性能. 变压器, 2006, 43(6): 1-5
- [46] A.J. Rogers. Optical technique for measurement of current at high voltage. Proceedings of the Institution of Electrical Engineers, 1973, 120(2): 261-267
- [47] G. A. Massey, D. C. Erickson, R. A. Kadlec. Electromagnetic field components: their measurement using linear electrooptic and magneto optic effects. Applied optics, 1975, 14(11): 2712-2719
- [48] A.J. Rogers. Method for simultaneous measurement of current and voltage on high-voltage lines using optical techniques. Proceedings of Institution of Electrical Engineers, 1976, 123(10): 957-960
- [49] D.C. Erickson. The use of fiber optics for communications, measurement and control within high voltage substation. IEEE Transactions on Power Apparatus and System, 1980, PAS-99(3): 1057-1065
- [50] M. Kanoe, G. Takahashi, T. Sato, et al. Optical voltage and current measuring system for electric power system. IEEE Transaction on Power Delivery, 1986, 1(1): 91-97
- [51] M. Kuribara, M. Kurono. Passive optical multipoint sensing system for voltage measurement. IEE Proceedings J on Optoelectronics. 1989, 136(6): 315-319
- [52] S.J. Huang, Dennis C. Erickson. The potential use of optical sensors for the measurement of electric field distribution. IEEE Transactions on Power Delivery, 1989, 4(3): 1579-1585
- [53] Andrew J. Cruden, Zachery J. Richardson, J.R. McDonald, et al. Compact 132kV combined optical voltage and current measurement system. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 1998, 47(1): 219-223
- [54] F. Rahmatian, N.A.F. Jaeger. Frequency responses of integrated optics Pockels cell high voltage sensors. In: IEEE/LEOS Annual Meeting. Boston, 1992, 462-463
- [55] N.A.F. Jaeger, F. Rahmatian. Integrated optics Pockels cell high-voltage sensor. IEEE Transactions on Power Delivery, 1995, 10(1):127-134
- [56] L.H. Christensen. Design, construction, and test of a passive optical prototype

- p>high voltage instrument transformer. IEEE Transactions on Power Delivery, 1995, 10(3): 1332-1337
- [57] T. Sawa, K. Kurosawa, T. Kaminishi, et al. Development of optical instrument transformers. IEEE Transactions on Power Delivery, 1990, 5(2): 884-891
 - [58] D. Reinbald. Applications of optical current and voltage sensing. In: Electric Utility Conference. USA, 1997, 182-186
 - [59] Zhenghao He, Jing Li, Qizheng Ye, et al. Electrical field adjustment for 500kV optical metering unit. In: IEEE Power Engineering Society Summer Meeting. Chicago, 2002, 894-897
 - [60] K. Bohnert, P. Gabus, H. Brandle. Fiber-optic current and voltage sensors for high-voltage substation. In: 16th International Conference on Optical Fiber Sensors. Nara, 2003, 752-754
 - [61] K. Bohnert, P. Gabus, J. Kostovic. Optical fiber sensors for the electric power industry. Optics and Lasers in Engineering, 2005, 43(3): 511-526
 - [62] J. Pease. Experience with optical “PTs and CTs” at 500kV for metering and relaying. In: IEEE Technical Applications Conference and Workshops Northcon. Portland, 1995, 260-266
 - [63] D. Chatrefou, G.F. Montillet. A series of implementation of optical sensors in high voltage substations. Proceedings of IEEE PES Transmission and Distribution Conference and Exposition, 2003, (2): 792-797
 - [64] D. Chatrefou, M. Prischepa, D. Uhde. Application of optical sensors for measurement of high frequency overvoltages in power transformer. Proceedings of IEEE Power Engineering Society Winter Meeting, 2000, (3): 2257-2268
 - [65] Optical High Voltage Sensors 123 to 765kV, Balteau Series CTO-VTO-CCO. Documents of GEC ALSTHOM, Paris, 1997
 - [66] S. Kobayashi, A. Horide, I. Takagi, et al. Development and field test evaluation of optical current and voltage transformers for gas insulated switchgear. IEEE Transactions on Power Delivery, 1992, 7(2): 815-821
 - [67] T. Mitsui, K. Hosoe, H. Usami, et al. Development of fiber-optic voltage sensor and magnetic-field sensors. IEEE Transactions on Power Delivery, 1987, 2(1): 87-93
 - [68] E. Aikawa, A. Ueda, M. Watanabe, et al. Development of new concept optical zero-sequence current/voltage transducers for distribution network. IEEE Transactions on Power Delivery, 1991, 6(1): 414-420

- [69] 叶妙元, 肖霞. 光电互感器(一)—21 世纪电力系统电压电流测量的基本设备. 广东输电与变电技术, 2003, (4): 11-16
- [70] F. Rahmatian, P.P. Chavez, N. A. F. Jaeger. 230kV optical voltage transducers using multiple electric field sensors. IEEE Transactions on Power Delivery, 2002, 17(2): 417-422
- [71] F. Rahmatian, P.P. Chavez, N.A.F. Jaeger.. Wide-band 138kV distributed-sensor optical voltage transducer: Study of accuracy under pollution and other field disturbances. In: Power Engineering Society Summer Meeting. Vancouver, 2001, 156-161
- [72] 李开成, 叶妙元, 王井刚. 新型光纤电压测量仪的性能试验与现场运行. 电工技术杂志, 1997, (1): 33-34
- [73] 郑小平, 廖延彪. 光纤电压传感器温度特性的研究. 光学学报, 2000, 20(12): 1684-1687
- [74] 刘丰, 毕卫红, 王健. 光学高压电压互感器传感头结构的研究. 电工技术学报, 2008, 23(5): 43-48
- [75] Feng Liu, Delan Cao, Xuan Guo, et al. Intermodal interference of LP01 and LP11 modes in panda fibers. Chinese Optics Letters, 2012, 10(6): 060602-1-4
- [76] Feng Pan, Xia Xiao, Yan Xu, et al. Optical AC voltage sensor based on two Bi₄Ge₃O₁₂ crystals. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2012, 61(4): 1125-1129
- [77] Hui Li, Liyang Cui, Zhili Lin. Signal detection for optical AC and DC voltage sensors based on Pockels effect. IEEE Sensors Journal, 2013, 13(6): 2245-2252
- [78] 朱勇, 叶妙元, 刘杰, 等. 220kV 组合式光学电压电流互感器的设计. 高压电压技术, 2000, 26(2): 34-36
- [79] 高鹏, 马江泓, 杨妮, 等. 电子式互感器技术及其发展现状. 南方电网技术, 2009, 3(3): 39-42
- [80] 姜凤伟, 王汝琳, 席政宏. 基于模间干涉的光学电压互感器的设计. 光电工程, 2010, 37(8): 134-138
- [81] 肖霞, 叶妙元, 陈金玲, 等. 光学电压互感器的设计和试验. 电网技术, 2003, 27(6): 45-47
- [82] 许韦华, 鲍海, 杨以涵, 等. 压电陶瓷式电子电压互感器的信号处理方法. 电力系统保护与控制, 2010, 38(10): 48-51
- [83] 陈丽娟, 许晓慧, 包玉树. 一种新型光电电压互感器. 电力自动化设备, 2010, 30(7): 114-116
- [84] Feng Pan, Xia Xiao, YanXu, et al. An optical AC voltage sensor based on the

- p>transverse Pockels effect.
- Sensors*
- , 2011, 11(7): 6593-6602
- [85] E. Kuffel, W.S. Zaengl, J. Kuffel. High voltage engineering fundamentals. Second Edition. Oxford: Butterworth-Heinemann, 2000, 55-58
 - [86] T. Harada, T. Kawamura, Y. Akatsu, et al. Development of a high quality resistance divider for impulse voltage measurement. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, 1971, PAS-90(5): 2247-2250
 - [87] T. Harada, T. Aizawa, Yoshihide Aoshima, et al. A consideration on measurement of voltage collapse during chopping in chopped impulse test of transformer. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, 1974, PAS-93(1): 158-166
 - [88] Yi Liu, Fuchang Lin, Guan Hu, et al. Design and performance of a resistive-divider system for measuring fast HV impulse. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2011, 60(3): 996-1002
 - [89] J.Schmid, K. Kunde. Application of non conventional voltage and currents sensors in high voltage transmission and distribution systems. In: *IEEE International Conference on Smart Measurements for Future Grids(SMFG)*. Bologna, 2011, 64-68
 - [90] M. Saitoh, T. Kimura, Y. Minami, et al. Electronic instrument transformers for integrated substation systems. In: *Transmission and Distribution Conference and Exhibition. Asia Pacific*, 2002, 459-464
 - [91] M. Smtoh, K. Kishimoto, M. Kosakada. Development of the electronic instrument transformers for intelligent substation. *TMT&D Review*, 2003, (1): 1-6
 - [92] R. Gross, J. Hemnarm, M. Wache, et al. Substation control and protection systems for novel sensors. In: *CIGRE Session. Pairs*, 2002: 1-9
 - [93] Trench. LOPO low power instrument transformers for medium voltage switchgear. <http://www.trenchgroup.com>, 2012
 - [94] 徐雁, 韩世忠, 彭丽, 等. 电阻式电压互感器的研究. *高电压技术*, 2005, 31(12): 12-14
 - [95] 牛海清, 林莘. 电阻式电压传感器结构设计及误差特性研究. *电工技术杂志*, 2002(4): 18-21
 - [96] 彭丽, 徐雁, 朱明钧. 用于 10kV 线路的电阻分压式电压互感器. *变压器*, 2003, 40(11): 17-20
 - [97] 方春恩, 李伟, 任晓 等. 基于电阻分压器的 10kV 电子式电压互感器的研制. *西华大学学报 (自然科学版)*, 2010, 29(2): 148-151, 155

- [98] 杨楠. 10kV 电流/电压组合式传感器的研制[大连理工大学硕士论文]. 大连: 大连理工大学, 2005, 13-15
- [99] M.M. Brady, K.G. Detrick. High-voltage pulse measurement with a precision capacitive voltage divider. *Review of Scientific Instruments*, 1962, 33(12): 1421-1428
- [100] T. Hobejogi, J. Biela. Coaxial capacitive voltage divider with high division ratio for high voltage pulses with very fast rise times. In: *IEEE Pulsed Power Conference(PPC)*. Chicago, 2011, 313-318
- [101] A. Moschitta, M.L. Fravolini, P. Carbone, et al. Practical implementation issues in detecting voltage dips. In: *IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference*. Graz, 2012, 159-164
- [102] A. Kaczkowski, W. Knoth. Combined sensors for current and voltage are ready for application in GIS. In: *CIGRE*. Paris, 1998, 106
- [103] H.G. Sarmiento, R. De La Rosa, V. Carrillo, et al. Solving electric energy supply to rural areas: the capacitive voltage divider. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 1990, 5(1): 259-265
- [104] J.P. Dupraz, G.F. Montillet. An innovative method for voltage measurement: application up to 550kV GIS. *Proceedings of IEEE PES Transmission and distribution conference and exposition*, 2003, (2): 460-465
- [105] V. Proca, N. Paduraru. Methods for non-conventional measuring sensor integration in the medium voltage electrical equipment. In: *IEEE Power Tech*. St. Petersburg, 2005, 1-6
- [106] C. Svelto, R. Ottoboni, A.M. Ferrero. Optically-supplied voltage transducer for distorted signals in high-voltage system. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2000, 49(3): 550-554
- [107] P. Bertolotto, M. Faifer, R. Ottoboni. High voltage multi-purpose current and voltage electronic transformer. In: *IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference*. Warsaw, 2007, 1-5
- [108] F. Rahmatian. High-voltage current and voltage sensors for a smarter transmission grid and their use in live-line testing and calibration. In: *IEEE Power and Energy Society General Meeting*. Eetroit, 2011, 1-3
- [109] 段雄英, 廖敏夫, 邹积岩. 基于电容分压器的电子式电压互感器的研究. *高电压技术*, 2003, 29(1): 50-51,59
- [110] 钱政, 贺向前, 罗承沐. 新型 GIS 用电子式光电组合互感器中电压传感器的性能分析. *电工电能新技术*, 2003, 22(1): 25-28

- [111] 张永辉, 常安碧, 甘延青, 等. 一种同轴高压电容分压器的设计. 高电压技术, 2003, 29(1): 37-41
- [112] 时德钢, 刘晔, 胡光辉, 等. 一种基于电容分压的电子式电压互感器. 电力电容器, 2003, (4): 1-3, 12
- [113] 罗苏南, 南振乐. 基于电容分压的电子式电压互感器的研究. 高电压技术, 2004, 30(10): 7-8
- [114] 王红星, 张国庆, 蔡兴国, 等. 电容分压型电子式电压互感器研究与设计. 电力自动化设备, 2009, 29(10): 83-87
- [115] 聂一雄, 孙丹婷. 阻容分压型电压互感器的性能分析. 变压器, 2007, 44(1): 9-14
- [116] 李伟凯, 郑绳榷. 高压电压互感器精密电容分压器的研究与设计. 传感技术学报, 2005, 18(3): 634-637, 656
- [117] 王化冰, 赵志敏. 基于电容分压器的电子式电压互感器的研究. 继电器, 2007, 35(18): 46-49
- [118] 赵志敏, 林湘宁. 电子式电压互感器传感器设计. 电力自动化设备, 2009, 29(8): 132-135
- [119] 肖霞, 张忠学, 徐雁, 等. 基于电容分压原理的电子式 TV 一次侧设计. 高电压技术, 2006, 32(5): 15-18
- [120] Zhimin Zhao, Xiangning Lin, Zhiqian Bo. The design of the sensor in electronic voltage transformer. In: IEEE Power&Energy Society General Meeting. Calgary, 2009, 26-30
- [121] Hongxing Wang, Guoqing Zhang, Xingguo Cai, et al. The electronic capacitive voltage transformers error characteristics research and parameter optimization design. In: IEEE Power and Energy Society General Meeting. Calgary, 2009, 1-7
- [122] 黄德祥, 孙志杰, 陈应林. 新型高电压测量装置—数字光电式串联感应分压器的研制. 高压电器, 2005, 41(2): 143-145
- [123] 曹志辉, 周有庆, 彭春燕, 等. 螺线管空心线圈电子式电压互感器. 电力系统及其自动化学报, 2010, 22(2): 60-64
- [124] 吴涛, 周有庆, 曹志辉, 等. 新型中高压电子式电压互感器. 电力自动化设备, 2009, 29(12): 109-112
- [125] 许灵洁, 李航康, 周琦, 等. 电子式互感器的现场误差试验及问题分析. 浙江电力, 2012, (11): 5-7
- [126] 丁涛, 徐二强, 武宏波, 等. 电子式互感器现场误差测试与问题分析. 电测与仪表, 2011, 48(544): 36-39

- [127] 凌子恕. 高压互感器技术手册. 北京: 中国电力出版社, 2005, 90-94
- [128] 卢有盟, 李兆林. 全膜电力电容器及其发展. 电力电容器, 2002, 23(4): 1-4
- [129] 王红星. 电容分压型光学电压互感器研究[哈尔滨工业大学博士学位论文]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2010, 23-25
- [130] Dieter Kind, Kurt Feser. High voltage test techniques. Second Edition. New Delhi: SBA, 1999, 68-70
- [131] 赵博, 张洪亮. Ansoft 12 在工程电磁场中的应用. 北京: 中国水利水电出版社, 2010, 68-69
- [132] 刘文泽, 蔡泽祥, 黄松波, 等. 高压电力电容器内部最热点温度的计算模型. 电力自动化设备, 2009, 29(7): 82-84
- [133] 张仁豫, 陈昌渔, 王昌长. 高电压试验技术. 北京: 清华大学出版社, 2009, 53-54
- [134] 何计谋, 蒲路, 祝嘉喜. 126kV 复合套管 SF₆ 电流互感器绝缘结构设计. 高压电器, 2006, 42(1): 42-46
- [135] 赵凯华, 陈熙谋. 电磁学. 北京: 高等教育出版社, 2006, 63-64
- [136] W. 莫尔施, W. 豪席尔德著, 李建基(译). 高压绝缘用六氟化硫. 北京: 机械工业出版社, 1984, 86-87
- [137] 殷之文. 电介质物理学. 北京: 科学出版社, 2003, 50-51
- [138] 黎斌. SF₆ 高压电器设计. 北京: 机械工业出版社, 2008, 2-3
- [139] 郭天兴. 1000kV 标准电容器的电容稳定性能研究. 电力电容器, 2006,(6): 12-18
- [140] 张习民, 姚东永. 电象法求非同轴空心圆柱的电容. 河南教育学院学报(自然科学版), 2003, 12(1): 16-17
- [141] W.F.Ray, C.R.Hewson. High performance Rogowski current transducers. In : IEEE Industry Application Conference. Roma, 2000, 3083-3090
- [142] C.D.M. Oates, A.J. Burner, C. James. The design of high performance Rogowski coils. In: International Conference on Power Electronics, Machines and Drives, 2002, 289-298
- [143] 杨玲君, 周冬旭, 徐志超. 电容分压型电子电压互感器的特性研究. 电力自动化设备, 2012, 32(8): 71-74
- [144] 高广玲. 电子式电流互感器传变特性及适应性保护原理研究[山东大学博士学位论文]. 济南: 山东大学, 2010, 32
- [145] 钱政, 申烛, 罗承沐. 电子式光电组合电流/电压互感器中的相位补偿技术. 电力系统自动化, 2002, 26(24): 40-44
- [146] 潘泉, 于昕, 程咏梅, 等. 信息融合理论的基本方法与进展. 自动化学报,

- 2003, 29(4): 599-615
- [147] F. Smarandache, J. Dezert. Advances and applications of DS_mT for information fusion. Rehoboth: American Research Press, 2004, 110-160
- [148] 常炳国. 采用数据融合处理技术提高传感器可靠性. 西安交通大学学报, 1998, 32(12): 5-7
- [149] 程利民, 孔力, 李新德. 信息融合方法及应用研究. 传感器与微系统, 2007, 26(3): 4-9
- [150] 童诗白. 模拟电子技术基础. 北京: 高等教育出版社, 1988, 402-403
- [151] 魏群, 刘可, 施志民, 等. 怎样选用无线电电子元器件. 北京: 人民邮电出版社, 2000, 7-24
- [152] 陆阳, 韩江洪, 魏臻, 等. 铂电阻测温系统温度补偿方法. 仪器仪表学报, 2006, 21(3): 255-257
- [153] A.Н.Аматуни, 刘毓兰. 精密膨胀测量的现状和发展趋势. 国外计量, 1990, (2): 8
- [154] 严璋, 朱德恒. 高电压绝缘技术. 北京: 中国电力出版社, 2002, 64-66
- [155] 郭文泉. 硅橡胶复合套管在断路器电容器上的应用. 电力电容器, 2006, (1): 21-22
- [156] 王剑乔, 刘建新. 微机保护抗电快速瞬变脉冲群干扰的研究. 高电压技术, 2005, 31(10): 36-38
- [157] 邵琳. 电力系统电磁兼容问题综述. 云南电力技术, 2002, 30(2): 15-16
- [158] 苏惠峰, 高莉, 段新, 等. 微机保护装置的电磁兼容设计. 电力系统保护与控制, 2009, 37(17): 97-101

致 谢

历经数年艰辛，论文终于付梓。回顾读博的这些年，有过困惑，也有过彷徨，但在各位师长学友和亲朋好友的鼓励、关心和支持下，自己最终还是坚持了下来。因此，在这里谨以此文献给所有关心和支持过我的人，衷心的感谢你们！

首先要向我的恩师周有庆教授表示衷心的感谢和崇高的敬意。从论文的选题、方案的确定、研究的开展，每一步都凝聚着周老师的心血，我取得的每一点成就和进步都离不开周老师的谆谆教诲。周老师脚踏实地的治学态度、谦虚正直的为人作风、对学术永远保持创新的思想 and 无私奉献的敬业精神足以影响我一生。

感谢我的副导师戴瑜兴教授，本论文后期的部分研究工作和论文撰写在戴老师的指导下才得以顺利完成。戴老师严肃的科学态度、敏锐的洞察力和对科研创新永远充满激情的精神深深地感染和激励着我。戴老师的培养、教诲和帮助使我终身受益，在此表示真挚感谢！

感谢我的同门彭红海老师、吴桂清老师和王娜老师。在本论文的研究中，部分重要思想得益于彭红海老师的点拨，几位老师无私地传授了我宝贵的研究经验和个人心得，在课题的整个进展过程中给予了我耐心帮助，谢谢你们！

感谢我的挚友何敏在我彷徨、困惑的时候她一直鼓励我、支持我、帮助我战胜一个又一个困难，并最终完成此文，谢谢你！

感谢黄守道教授、滕召胜教授、李欣然教授、熊高峰副教授和唐求副教授给我的论文提出的宝贵意见、给予我的极大鼓励和支持，在此表示诚挚感谢！

本论文的完成还得到了汪泓教授、许加柱副教授、李勇副教授、张兰老师和董书大老师的鼎力支持，谢谢你们！

感谢远在大洋彼岸的挚友沈芳和 Ignace，不厌其烦地对我的英文论文和英文摘要进行修改和润色，谢谢你们对我的无私帮助！

感谢彭衍建、胡海波、纪哲等诸同学的大力协助，因为有了他们的帮助，使得本论文更趋完整和严谨。

最后要感谢我父母多年来的养育和教诲，感谢我的爱人姚建华在漫长的求学过程中对我的理解和支持，感谢我的妹妹一直以来的陪伴和给我带来的欢乐，感谢我的所有亲人给予我生活上的关心和照顾，正是他们无私的爱鼓励我完成了这段艰巨的求学历程。

再次感谢所有支持、关心和帮助过我的师长、同事和亲友们！

邵 霞

二零一三年十一月于麓山脚下

附录A 攻读博士学位期间发表的学术论文目录

- [1] 邵霞, 周有庆, 彭红海. 一种改进的直测电容电流型电子式电压互感器. 电工技术学报, 2013, 28(4): 240-247
- [2] 邵霞, 彭红海, 王娜, 等. 电流型 EVT 传感头的设计及性能分析. 电子测量与仪器学报, 2013, 27(5): 443-449
- [3] 邵霞, 彭红海, 周有庆, 等. 用于电流型电子式电压互感器的积分电路, 电子学报 (已录用)
- [4] 邵霞, 彭红海, 王娜, 等. 电流型电子式电压互感器的温度稳定性研究, 北京理工大学学报 (自然科学中文版) (已录用)
- [5] Xia Shao, Honghai Peng, Youqing Zhou. A novel electronic voltage transducer based on detecting resistor current in smart distribution grid. International Journal of Digital Content Technology and its Applications, 2013, 7(5): 530-538
- [6] 王娜, 万全, 邵霞. 全光纤电流互感器的建模与仿真技术研究. 湖南大学学报 (自然科学版), 2011, 38(10): 44-49

附录B 攻读博士学位期间承担的科研项目及成果目录

B.1 承担的科研项目

- [1] 检测电容电流电子式电压互感器关键技术研究（中央高校基本科研业务费专项资金，主持）
- [2] 数字化变电站关键技术与装备研制（湖南省重大科技专项课题，主研）
- [3] 检测电容电流型电子式电压互感器（国家创新基金项目，主研）
- [4] 多功能微机保护与水电站综合自动化培训系统（湖南省水利厅科技项目，主持）
- [5] 与电子式互感器接口的微机继电保护装置的研制（横向项目，主研）
- [6] 改进 S 变换自适应算法与电能质量检测及扰动信号特征提取方法（国家自然科学基金项目，参研）

B.2 专利成果

- [1] 实用新型专利：直测电容电流型一次电压传感器（201220021607.4），排名第二
- [2] 发明专利：直测电容电流型一次电压传感器（申请号：201210014489.9，实质审查阶段），排名第二