



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 109974570 B

(45) 授权公告日 2020.10.27

(21) 申请号 201910276335.9

(22) 申请日 2019.04.08

(65) 同一申请的已公布的文献号  
申请公布号 CN 109974570 A

(43) 申请公布日 2019.07.05

(73) 专利权人 西安交通大学  
地址 710049 陕西省西安市咸宁西路28号

(72) 发明人 邵志标 郭一欣 来聪

(74) 专利代理机构 西安通大专利代理有限责任  
公司 61200

代理人 徐文权

(51) Int. Cl.

G01B 7/02 (2006.01)

审查员 李哲

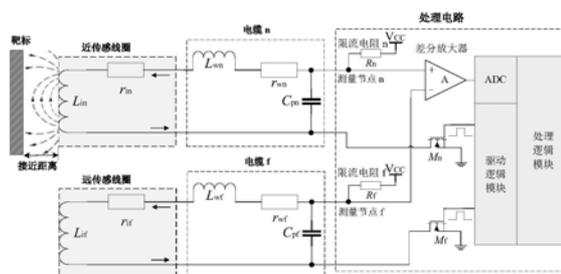
权利要求书5页 说明书14页 附图4页

(54) 发明名称

一种差分电感式位移传感器及测量方法

(57) 摘要

本发明公开了一种差分电感式位移传感器及测量方法,包括响应电路和处理电路,响应电路包括近传感线圈和远传感线圈,近传感线圈靠近靶标,远传感线圈位于近传感线圈与处理电路之间;处理电路包括模数转换器ADC、驱动逻辑模块以及处理逻辑模块;所述近传感线圈和远传感线圈分别通过连接电缆与处理电路相连;驱动逻辑模块用于周期、同步地激励响应电路的两个传感线圈;响应通过差分放大器INA输出至模数转换器ADC上,处理逻辑模块通过模数转换器ADC采样差值响应电压,获取响应波形特征,计算转换为被测接近距离。



1. 一种差分电感式位移传感器的测量方法,所述方法采用一种差分电感式位移传感器,所述传感器包括:

响应电路,响应电路包括近传感线圈和远传感线圈,近传感线圈靠近靶标,远传感线圈位于近传感线圈与处理电路之间;以及

处理电路,处理电路包括模数转换器ADC、驱动逻辑模块以及处理逻辑模块;所述近传感线圈和远传感线圈分别通过连接电缆与处理电路相连;驱动逻辑模块用于周期、同步地激励响应电路的两个传感线圈;响应通过差分放大器INA输出至模数转换器ADC上;

所述连接电缆包括与近传感线圈相连的第一连接电缆和与远传感线圈相连的第二连接电缆,第一连接电缆包括串联的电阻 $r_{wn}$ 和电感 $L_{wn}$ ,并与电容 $C_{pn}$ 并联;第二连接电缆包括串联的电阻 $r_{wf}$ 和电感 $L_{wf}$ ,并与电容 $C_{pf}$ 并联;

处理逻辑模块通过模数转换器ADC采样差值响应电压,获取响应波形特征,计算转换为被测接近距离;

所述驱动逻辑模块通过开关管 $M_n$ 和开关管 $M_f$ 周期、同步地激励传感线圈;其中,开关管 $M_n$ 与第一连接电缆相连,开关管 $M_f$ 与第二连接电缆相连;第一连接电缆将响应输出至差分放大器INA的正向输入端上,第二连接电缆将响应输出至差分放大器INA的反向输入端上;其特征在于,所述方法包括以下步骤:

(1) 建立差分IPS的检测电路:差分IPS由两个传感线圈组成对称的响应电路,近传感线圈更接近靶标,其电感分量对位移的敏感度高;远传感线圈位于近传感线圈与处理电路之间;近传感线圈和远传感线圈的电阻分量的环境温度影响相同;两个对称响应经差分、放大,输出到模数转换器ADC进行数字处理;

两个对称响应输出到模数转换器ADC进行数字处理的具体方法如下:

近传感线圈的电感分量 $L_{in}$ 对位移的敏感度高于远传感线圈的电感分量 $L_{if}$ 的位移敏感度;近传感线圈和远传感线圈的电阻分量 $r_{in}$ 和 $r_{if}$ 的环境温度影响相同;

驱动逻辑模块通过开关管 $M_n$ 和 $M_f$ 周期、同步地通过限流电阻 $R_n$ 和 $R_f$ 激励传感线圈,两个对称测量节点上的响应通过差分放大器INA输出,处理逻辑模块通过模数转换器ADC采样差值响应电压,获取响应波形特征,计算转换为被测接近距离;

以近传感线圈的等效电路为例:电感分量 $L_{in}$ 、电阻分量 $r_{in}$ ,电缆的等效电感分量 $L_{wn}$ 和等效电阻 $r_{wn}$ 构成串联电路,合并 $L_{in}+L_{wn}=L_{an}$ , $r_{in}+r_{wn}=r_{an}$ ;  $U_s$ 为直流驱动电压,驱动逻辑周期性闭合开关管,实现对电路的阶跃激励;测量节点的电压响应波形用 $U_{cn}(t)$ 表示,其是等效电容 $C_{pn}$ 的响应电压; $U_{Ln}(t)$ 代表 $L_{an}$ 的响应电压; $i_{Ln}(t)$ 和 $i_{Cn}(t)$ 分别表示流经 $L_{an}$ 和 $C_{pn}$ 的电流;

等效电路以二阶微分方程形式约束,从 $U_s^+$ 经 $R_n$ 、 $r_{an}$ 、 $L_{an}$ 到 $U_s^-$ 的电流回路和从 $C_{pn}^+$ 经 $r_{an}$ 、 $L_{an}$ 到 $C_{pn}^-$ 电流回路对应两个独立的基尔霍夫方程, $C_{pn}^+$ 即节点 $U_{cn}^+$ , $C_{pn}^-$ 即节点 $U_{cn}^-$ ,基尔霍夫方程如下:

$$\begin{cases} R_n(i_{Cn} + i_{Ln}) + U_{Cn} = U_s \\ -U_{Cn} + r_{an}i_{Ln} + U_{Ln} = 0 \end{cases} \quad (1)$$

代入储能元件 $C_{pn}$ 和 $L_{an}$ 的电压-电流条件,得到:

$$\begin{cases} R_n(C_{pn} \frac{dU_{Cn}}{dt} + i_{Ln}) + U_{Cn} = U_S \\ -U_{Cn} + r_{an}i_{Ln} + L_{an} \frac{di_{Ln}}{dt} = 0 \end{cases} \quad (2)$$

结合储能元件初始条件和激励信号求出二阶微分方程的通解常数 $A_{n1}$ 和 $A_{n2}$ 以及特解 $Q(t)$ ,得到方程解为:

$$\begin{cases} U_{Cn}(t) = A_{n1}e^{p_{n1}t} + A_{n2}e^{p_{n2}t} + \frac{r_{an}}{r_{an} + R_n}U_S \\ A_{n1} = \frac{\frac{1}{R_n C_{pn}} + p_{n2} \frac{r_{an}}{R_n + r_{an}}}{p_{n1} - p_{n2}} U_S \\ A_{n2} = \frac{\frac{1}{R_n C_{pn}} + p_{n1} \frac{r_{an}}{R_n + r_{an}}}{p_{n2} - p_{n1}} U_S \\ p_{n1} = \frac{-R_n C_{pn} r_{an} - L_{an} + \sqrt{(R_n C_{pn} r_{an} + L_{an})^2 - 4R_n C_{pn} L_{an} (R_n + r_{an})}}{2R_n C_{pn} L_{an}} \\ p_{n2} = \frac{-R_n C_{pn} r_{an} - L_{an} - \sqrt{(R_n C_{pn} r_{an} + L_{an})^2 - 4R_n C_{pn} L_{an} (R_n + r_{an})}}{2R_n C_{pn} L_{an}} \\ (R_n C_{pn} r_{an} + L_{an})^2 - 4R_n C_{pn} L_{an} (R_n + r_{an}) > 0 \\ t > 0 \end{cases} \quad (3)$$

其中, $U_S$ 是阶跃激励高电平;

在单端结构差分IPS上增加远传感线圈,装配在近传感线圈与处理电路之间,构成差分IPS;测量节点上的响应通过差分放大器INA求差并放大、再采样,以改善响应变化量在模数转换器ADC动态范围内占比;其响应约束方程为:

$$\begin{cases}
U_d(t) = A(U_{Cn}(t) - U_{Cf}(t)) \\
U_{Cn}(t) = A_{n1}e^{p_{n1}t} + A_{n2}e^{p_{n2}t} + \frac{r_{an}}{r_{an} + R_n}U_s, U_{Cf}(t) = A_{f1}e^{p_{f1}t} + A_{f2}e^{p_{f2}t} + \frac{r_{af}}{r_{af} + R_f}U_s \\
A_{n1} = \frac{1}{R_n C_{pn}} + p_{n2} \frac{r_{an}}{R_n + r_{an}} U_s, A_{n2} = \frac{1}{R_n C_{pn}} + p_{n1} \frac{r_{an}}{R_n + r_{an}} U_s \\
A_{f1} = \frac{1}{R_f C_{pf}} + p_{f2} \frac{r_{af}}{R_f + r_{af}} U_s, A_{f2} = \frac{1}{R_f C_{pf}} + p_{f1} \frac{r_{af}}{R_f + r_{af}} U_s \\
p_{n1,2} = \frac{-R_n C_{pn} r_{an} - L_{an} \pm \sqrt{(R_n C_{pn} r_{an} + L_{an})^2 - 4R_n C_{pn} L_{an} (R_n + r_{an})}}{2R_n C_{pn} L_{an}} \\
p_{f1,2} = \frac{-R_f C_{pf} r_{af} - L_{af} \pm \sqrt{(R_f C_{pf} r_{af} + L_{af})^2 - 4R_f C_{pf} L_{af} (R_f + r_{af})}}{2R_f C_{pf} L_{af}} \\
(R_n C_{pn} r_{an} + L_{an})^2 - 4R_n C_{pn} L_{an} (R_n + r_{an}) > 0 \\
(R_f C_{pf} r_{af} + L_{af})^2 - 4R_f C_{pf} L_{af} (R_f + r_{af}) > 0 \\
t > 0
\end{cases} \quad (4)$$

其中, A是固定增益、 $U_s$ 是参数固定的阶跃激励高电压、 $R_n$ 和 $R_f$ 是参数固定的限流电阻、 $C_{pn}$ 和 $C_{pf}$ 是参数固定的电缆等效电容;  $L_{an}$ 和 $L_{af}$ 是包含传感线圈电感分量的总等效电感, 随接近距离变化而变化;  $R_{an}$ 和 $R_{af}$ 是包含传感线圈电阻分量的总等效电阻, 随环境温度变化而变化;  $A_{n1}$ 、 $A_{n2}$ 、 $A_{f1}$ 、 $A_{f2}$ 、 $p_{n1}$ 、 $p_{n2}$ 、 $p_{f1}$ 和 $p_{f2}$ 均为中间参数, 能够根据式中约束由其它参数计算; 式中近和远响应回路的总等效电感和电阻 $L_{an}$ 、 $L_{af}$ 、 $R_{an}$ 和 $R_{af}$ 是未知变量;

受式(4)约束, 差分IPS响应波形在激励零时刻后有唯一拐点;

(2) 建立差分IPS查表算法: 在响应波形唯一拐点之后, 通过两次采样, 建立两个独立约束关系, 通过采样向量与温度和接近距离构成的环境变量之间的唯一对应关系, 实现接近距离的查表计算;

(3) 差分IPS查表算法的降维: 将第二个采样时刻设为足够大, 采样向量与接近距离和环境温度的约束关系被分离, 二维查找表被拆分成若干个表头或索引, 结合使用线性插值法, 二维查找表被简化为两个一维查找表;

(4) 差分IPS的标定: 在设定标定温度下, 使用精密平移台, 控制传感器与靶标的接近距离在依次到达所有标定点, 记录第一采样值和接近距离的对应关系, 获得高温和低温查找表;

(5) 临时查找表的计算简化: 在标定过程中通过离线计算, 将高温和低温查找表计算并存储为由 $M_i$ 和 $N_i$ 构成的标定算子;

(6) 差分IPS的在线查表计算: 检测过程中, 利用标定算子和第二实时采样值计算生成临时查找表, 并用第一采样值在临时查找表中检索得到被测接近距离。

2. 根据权利要求1所述的测量方法, 其特征在于, 所述步骤(2)的具体方法如下:

根据差分响应波形特征, 在响应波形唯一拐点之后, 通过两次采样, 建立两个独立约束

关系,建立采样向量与温度和接近距离构成的环境变量之间的唯一对应关系:

$$\begin{cases} U_{d1}(D, T) = A(U_{Cn}(t_1, D, T) - U_{Cf}(t_1, D, T)) \\ U_{d2}(D, T) = A(U_{Cn}(t_2, D, T) - U_{Cf}(t_2, D, T)) \\ t_2 > t_1 > 0 \end{cases} \quad (5)$$

其中,  $U_{d1}$ 和 $U_{d2}$ 是两个固定时刻的响应值,  $D$ 是差分IPS和靶标的接近距离,  $T$ 是环境温度,  $A$ 是固定增益;通过采样向量与温度和接近距离构成的环境变量之间的唯一对应关系,实现接近距离的查表计算,由实时采样向量 ( $U_{d1}, U_{d2}$ ), 检索接近距离。

3. 根据权利要求2所述的测量方法,其特征在于,所述步骤(3)的具体方法如下:

将第二个采样时刻设为“无穷大”,采样向量 ( $U_{d1}, U_{d2}$ ) 与 $D$ 和 $T$ 的约束关系被分离,式(5)被简化为:

$$\begin{cases} U_{d1}(D, T) = A(U_{Cn}(t_1, D, T) - U_{Cf}(t_1, D, T)) \\ U_{d2}(T) = A(U_{Cn}(t_2, T) - U_{Cf}(t_2, T)) \\ t_1 > 0, t_2 \rightarrow +\infty \end{cases} \quad (6)$$

由此,关于采样向量 ( $U_{d1}, U_{d2}$ ) 和环境向量 ( $D, T$ ) 的二维约束,被简化成若干个对应不同 $T$ 的 $U_{d1}$ 和 $D$ 的约束;

$t_1$ 在最优值;设 $t_2$ 对应响应终值,则 $t_1$ 是响应波形变化过程中唯一一次有效采样;将 $t_1$ 设定在响应波形变化最大的时刻,以取得最高检测分辨率;

在每个恒温点上标定 $U_{d1}$ 和 $D$ 的关系,利用这些关系之间的近似线性关系,进行插值计算;

采样值 $S_{d1}$ 与 $T$ 存在近似线性关系,通过标定建立两个标定温度下的 $S_{d1}$ 和 $D$ 对应关系,能够在满足误差条件的前提下,通过插值算法,由标定表推算出工程范围内任意 $S_{d1}$ 对应 $D$ 的查找表,检索出接近距离;由此二维查找表被简化为两个一维查找表。

4. 根据权利要求3所述的测量方法,其特征在于,所述步骤(4)的具体方法如下:

在设定标定温度下,控制传感器与靶标的接近距离在依次到达所有标定点,记录采样值 $S_{d1}$ 和 $D$ 的对应关系;

在两个不同的固定标定温度下标定采样值 $S_{d1}$ 和 $D$ 的关系,设标定点数为 $N$ ,即对应 $N$ 组标定点的采样值 $S_{d1}$ ,获得高和低温标定表;采样并记录这两组 $N$ 个采样值,以及两个标定温度下对应的 ( $S_{d2L}, S_{d2H}$ );

$S_{d1}$ 与 $T$ 存在近似线性关系;通过标定数据的线性插值计算,临时查找表,用以检索当前温度下的接近距离;将实时采样值 $S_{d1}$ 在临时查找表中进行一维检索,得到被测接近距离;

差分IPS在线检测过程中利用高和低温标定表,和实时采样值 $S_{d2}$ ,根据公式:

$$\begin{cases} S_{d1T_i} = (S_{d1H_i} - S_{d1L_i}) \frac{S_{d2} - S_{d2L}}{S_{d2H} - S_{d2L}} + S_{d1L_i} \\ i = 1, 2, 3, \dots, N \end{cases} \quad (7)$$

计算出临时查找表 $S_{d1T_i}$ ,用以检索接近距离。

5. 根据权利要求4所述的测量方法,其特征在于,所述步骤(5)的具体方法如下:

引入算子进一步简化在线计算的方法如下:

$$\begin{cases} S_{d1T_i} = S_{d2} M_{di} + N_{di} \\ M_{di} = \frac{S_{d1H_i} - S_{d1L_i}}{S_{d2H} - S_{d2L}} \\ N_{di} = \frac{S_{d2H} S_{d1L_i} - S_{d2L} S_{d1H_i}}{S_{d2H} - S_{d2L}} \\ i = 1, 2, 3, \dots, N \end{cases} \quad (8)$$

其中,  $M_i$  和  $N_i$  是由高温和低温查找表算出的标定算子; 在标定过程中通过离线计算, 将高和低温查找表计算并存储为由  $M_i$  和  $N_i$  构成的标定算子; 检测过程中, 生成临时查找表的计算被简化为实时采样值  $S_{d2}$  与标定算子的一次乘加运算。

6. 根据权利要求5所述的测量方法, 其特征在于, 所述步骤(6)的具体方法如下:

标定数据由各  $N$  组标定算子  $M_i$  和  $N_i$  构成, 原始标定数据中的  $(S_{2L}, S_{2H})$  已被计算混合在标定算子  $M_i$  和  $N_i$  中; 差分 IPS 在线检测和计算流程为:

- (6-1) 对近传感线圈和远传感线圈施加阶跃激励;
- (6-2) 在两个固定延迟时刻获取实时采样向量  $(S_{d1}, S_{d2})$ ;
- (6-3) 将  $S_{d2}$  代入式(8)进行  $N$  次乘加运算得到临时查找表  $S_{d1T_i}$ ;
- (6-4) 使用  $S_{d1}$  与临时查找表中的数据以检索距离由小到大顺序比较, 当  $S_{d1}$  大于临时查找表中的数据  $S_{d1T_i}$  时停止检索;
- (6-5) 确定被测接近距离为检索停止的标定点位置。

## 一种差分电感式位移传感器及测量方法

### 【技术领域】

[0001] 本发明属于传感器领域,涉及一种差分电感式位移传感器及测量方法。

### 【背景技术】

[0002] 制造加工、冶金化工、电力交通、生物医疗到航空航天运行控制过程中都需要检测传动部件的位置和行程,因此,位移传感器的研究受到业界的普遍关注和重视,并成为持续发展的热点;其中,电感式位移传感器(差分IPS)其无机械接触、安全、耐用、可靠、环境适应性强等优点,而获得广泛应用,特别是在高要求的航空领域上的应用;随着航空器向大型化和自动化的发展,传动部件目标位置的监测需求变得越来越多,飞行器外侧的监测点处于粉尘、油污、水雾、结冰、声光干扰以及巡航中的低温等恶劣环境中,从而对位移传感器的环境适应性提出了很高要求。航空位移检测的环境温度范围为 $-55\sim+125^{\circ}\text{C}$ ,差分IPS检测传感线圈和靶标的相对位置变化是角度或直线变化。角度变化检测范围通常为 $0\sim 30^{\circ}$ ,通常要求 $0.2\sim 0.5^{\circ}$ 测量精度;直线变化范围通常为 $1\sim 5\text{mm}$ ,一般要求 $0.2\sim 1.0\text{mm}$ 测量精度;不断改进的差分IPS用于飞机起落架、舱门、翼片和发动机反推等动态控制,差分IPS采用全封闭结构,抗污染和恶劣环境,对于机载机电部件运动定位的检测起到了不可或缺的作用。

[0003] 然而,由于空间环境的特殊性,通用工业型的差分IPS难以满足航空领域的指标要求:

[0004] 航空可靠性要求限制计算密集型算法,避免使用过程控制组件,例如单片机(MCU)和数字信号处理器(DSP),因为该类部件包含大量寄存器单元,任何逻辑状态出错均会导致控制失效;航空器上的机动位移检测点越来越多,测点之间又多数属于因果工作关系,过程控制组件导致失效概率增大,常见的基于相位检测方法测量电感量的高精度工业差分IPS使用MCU或DSP类过程控制部件,难以确保航空整机性能指标(要求平均无故障工作小时(MTBF)在200000h以上)。

[0005] 航空机载设备环境要求对射频能量发射的测试标准比同类普通工业通用电磁兼容标准的限制更严格、频率范围更宽;普通工业差分IPS无法满足该测试标准要求,如磁阻式接近传感器,使用大于500mA的大电流驱动传感线圈,利用磁阻变化,产生与距离相关的开关量输出,进而得到被测接近距离。由于传感线圈的开放磁路中存在电磁震荡,无法满足射频能量发射的限制。

[0006] 传感线圈由耐高温漆包线(无氧铜)绕制,温度系数 $3950\text{ppm}/^{\circ}\text{C}$ ,在航空电子设备的工作温度范围( $-55\sim+125^{\circ}\text{C}$ ),对应电阻分量的总温漂大于71%,导致较大测距误差。

[0007] 通用差分IPS数字检测法,是对传感线圈施加正弦激励,采集传感线圈的响应电压(电流)波形,由波形的相位和幅值差异,分离差分IPS传感线圈的电阻和电感分量,对比设定阈值或查表法得到被测接近距离,通过抑制线圈的电阻温漂,改善测距精度,可以定量输出。因有复杂的控制过程,需要MCU或DSP类部件,功耗和硬件开销大,MTBF性能难以达标。

[0008] 通用差分IPS模拟检测法,是对传感线圈施加阶跃激励,比较固定时刻响应值与设定阈值的大小,可得被测接近距离与设定阈值的大小关系(定性测量),电路简单,可用定制

热敏电阻补偿,但工作温度范围窄,测距精度较低,模拟元件温参数漂移,稳定性受到限制。

[0009] 传统用于航空领域的差分IPS模拟检测方法,是使用压控振荡器周期激励传感线圈,响应电流经模拟电路转换成正比于电感量的输出电压,与设定阈值相比,得到表征接近距离的脉冲输出信号,振荡器的窄脉冲启动触发器锁定比较器输出的位移信号,经滤波得到稳定的电平输出。通过选取模拟元件参数可以设定接近距离阈值,然而,模拟元件温漂带来的不稳定性,需要补偿调整,只能定性输出,功能受限。

[0010] 目前一种新型航空专用的数字差分IPS检测法被提出,该方法使用可编程逻辑器件控制模数转换器对传感线圈施加阶跃激励,对响应波形进行一段时间高速采样,并完成波形积分值计算。通过该值与接近距离关系建立一维查找表,得到接近距离,查表法简化计算,避免使用过程控制组件验证表明,常温下0~5mm测距,可达±0.1mm的测量分辨率。但该方法未能分离差分IPS传感线圈的电阻和电感分量,由环境温度变化导致的测量误差过大,无法与较理想的测量分辨率匹配。无法实现全温度范围内的精确测量。

[0011] 降维查表法减少在线计算复杂度,查找表规模被大幅度压缩,可靠性提高,性能开发有潜力;但进一步深入分析发现,由于传感线圈电感分量与接近距离是非线性分布关系,导致模型中的固定时刻采样值随接近距离的变化范围有限,约为模数转换器(模数转换器ADC)动态范围的27%,实际转换利用率低下,限制了期望提高的测量分辨率,成为继续提高差分IPS方法检测精度的瓶颈。

## 【发明内容】

[0012] 本发明的目的在于克服上述现有技术的缺点,提供一种差分电感式位移传感器及测量方法

[0013] 为达到上述目的,本发明采用以下技术方案予以实现:

[0014] 一种差分电感式位移传感器,包括:

[0015] 响应电路,响应电路包括近传感线圈和远传感线圈,近传感线圈靠近靶标,远传感线圈位于近传感线圈与处理电路之间;以及

[0016] 处理电路,处理电路包括模数转换器ADC、驱动逻辑模块以及处理逻辑模块;所述近传感线圈和远传感线圈分别通过连接电缆与处理电路相连;驱动逻辑模块用于周期、同步地激励响应电路的两个传感线圈;响应通过差分放大器INA输出至模数转换器ADC上;

[0017] 处理逻辑模块通过模数转换器ADC采样差值响应电压,获取响应波形特征,计算转换为被测接近距离。

[0018] 本发明还公开了一种采用差分电感式位移传感器的测量方法,包括以下步骤:

[0019] (1) 建立差分IPS的检测电路:差分IPS由两个传感线圈组成对称的响应电路,近传感线圈更接近靶标,其电感分量对位移的敏感度高;远传感线圈位于近传感线圈与处理电路之间;近传感线圈和远传感线圈的电阻分量的环境温度影响相同;两个对称响应经差分、放大,输出到模数转换器ADC进行数字处理;

[0020] (2) 建立差分IPS查表算法:在响应波形唯一拐点之后,通过两次采样,建立两个独立约束关系,通过采样向量与温度和接近距离构成的环境变量之间的唯一对应关系,实现接近距离的查表计算;

[0021] (3) 差分IPS查表算法的降维:将第二个采样时刻设为足够大,采样向量与接近距

离和环境温度的约束关系被分离,二维查找表被拆分成若干个表头或索引,结合使用线性插值法,二维查找表被简化为两个一维查找表;

[0022] (4) 差分IPS的标定:在设定标定温度下,使用精密平移台,控制传感器与靶标的接近距离在依次到达所有标定点,记录第一采样值和接近距离的对应关系,获得高温和低温查找表;

[0023] (5) 临时查找表的计算简化:在标定过程中通过离线计算,将高和低温查找表计算并存储为由 $M_i$ 和 $N_i$ 构成的标定算子;

[0024] (6) 差分IPS的在线查表计算:检测过程中,利用标定算子和第二实时采样值计算生成临时查找表,并用第一采样值在临时查找表中检索得到被测接近距离。

[0025] 与现有技术相比,本发明具有以下有益效果:

[0026] 本发明响应电路包括远和近两个对称的传感线圈,两个对称电路的响应经求差放大后采样,提高了检测灵敏度。本发明用于各类航空、航天器的起落架、客货舱门、副翼、推力反向器等系统。随着民航和军用市场的逐步开放,本发明应用广泛,具备较大的经济效益和社会效益。相比现有技术和产品,本发明能够避免使用单片机和数字信号处理器等过程控制组件,利用简单的高可靠性元器件,结合创新的电路结构和数字处理算法,显著提高了传感器的灵敏度和分辨率。对传感线圈阻抗参数的数字化分离,增强了传感器的温度适应性,降低了测量误差。应用前景广泛,经济效益和社会效益大。

[0027] 本发明方法延续了降维查表法中的线性插值和查表法,继承延续降维查表法计算复杂度低的优势,差分结构的差分IPS增大了两次固定时刻采样值在模数转换器ADC动态范围中的占比,提高差分IPS的有效测距分辨率;并且,差分IPS可以增强系统的抗干扰能力以及对连接电缆长度的适应性。本发明设计的差分-降维差分IPS使用61个查找表单元,实现了对传感线圈阻抗向量的数值解耦计算。差分IPS的性能验证表明,与单端差分IPS相比,测量分辨率由 $135.5\text{LSB}/0.10\text{mm}$ 提升到 $1201.4\text{LSB}/0.10\text{mm}$ ,插值计算误差由 $99.376\mu\text{m}$ 降低至 $-3.240\mu\text{m}$ ,在同类差分IPS方法中,改进的差分-降维差分IPS具备明显的测量精度优势。

### 【附图说明】

[0028] 图1为差分电感式位移传感器的电路结构图;

[0029] 图2为近传感线圈的等效电路图;

[0030] 图3为近传感线圈的电感分量与接近距离的关系;

[0031] 图4为单端电感式位移传感器的响应波形;

[0032] 图5为差分电感式位移传感器的响应波形;

[0033] 图6为差分响应和环境温度的非线性关系;

[0034] 图7为差分和单端传感器的最大响应变化量在模数转换器ADC动态范围内的占比。

### 【具体实施方式】

[0035] 为了使本技术领域的人员更好地理解本发明方案,下面将结合本发明实施例中的附图,对本发明实施例中的技术方案进行清楚、完整地描述,显然,所描述的实施例仅仅是本发明一部分的实施例,不是全部的实施例,而并非要限制本发明公开的范围。此外,在以下说明中,省略了对公知结构和技术的描述,以避免不必要的混淆本发明公开的概念。基于

本发明中的实施例,本领域普通技术人员在没有做出创造性劳动前提下所获得的所有其他实施例,都应当属于本发明保护的范围。

[0036] 在附图中示出了根据本发明公开实施例的各种结构示意图。这些图并非是按比例绘制的,其中为了清楚表达的目的,放大了某些细节,并且可能省略了某些细节。图中所示出的各种区域、层的形状及它们之间的相对大小、位置关系仅是示例性的,实际中可能由于制造公差或技术限制而有所偏差,并且本领域技术人员根据实际所需可以另外设计具有不同形状、大小、相对位置的区域/层。

[0037] 本发明公开的上下文中,当将一层/元件称作位于另一层/元件“上”时,该层/元件可以直接位于该另一层/元件上,或者它们之间可以存在居中层/元件。另外,如果在一种朝向中一层/元件位于另一层/元件“上”,那么当调转朝向时,该层/元件可以位于该另一层/元件“下”。

[0038] 需要说明的是,本发明的说明书和权利要求书及上述附图中的术语“第一”、“第二”等是用于区别类似的对象,而不必用于描述特定的顺序或先后次序。应该理解这样使用的数据在适当情况下可以互换,以便这里描述的本发明的实施例能够以除了在这里图示或描述的那些以外的顺序实施。此外,术语“包括”和“具有”以及他们的任何变形,意图在于覆盖不排他的包含,例如,包含了一系列步骤或单元的过程、方法、系统、产品或设备不必限于清楚地列出的那些步骤或单元,而是可包括没有清楚地列出的或对于这些过程、方法、产品或设备固有的其它步骤或单元。

[0039] 下面结合附图对本发明做进一步详细描述:

[0040] 参见图1-7,本发明差分电感式位移传感器,主要由传感线圈和处理电路组成。传感线圈是无氧铜线绕制的铁芯线圈,其局部开放磁场随线圈与靶标之间的距离而改变,从而表现为电感分量的敏感特性;处理电路对传感线圈施加激励,在测量节点检测响应,计算IPS电感参数,输出传感线圈与靶标的接近距离;传感线圈包括电阻分量和电感分量,其中,电感分量随温度变化很小,而对接近距离十分敏感,表征接近距离大小;电阻分量随接近距离的变化可略,但其温漂不容忽视。用于飞行器的IPS通常要求:在1~5mm范围内达到0.2~1.0mm的位移测量精度,耐高温无氧铜线绕制成的传感线圈,其温度系数是3950ppm/°C,在工作环境温度-55~+125°C范围内,传感线圈的电阻和电感分量温度变化引起的总漂移量超过71%,影响IPS测量精度。为此,抑制电阻分量的温漂成为变革IPS设计的关键问题。

[0041] 本发明所涉及的差分IPS,具体结构如图1所示。差分IPS由两个传感线圈组成对称的响应电路,响应经差分、放大,输出到ADC;近线圈更接近靶标,其电感分量 $L_{in}$ 对位移的敏感度高;远线圈位于近线圈与处理电路之间,距靶标相对较远,其电感分量 $L_{if}$ 的位移敏感度较小;近和远线圈的电阻分量 $r_{in}$ 和 $r_{if}$ 的环境温度影响相同;典型IPS的参数值是:近线圈的电感分量 $L_{in}$ 变化约为4.9~9.5mH;远线圈的电感分量 $L_{if}$ 变化显著变小;20°C下电阻分量 $r_{in}$ 和 $r_{if}$ 约为13.2Ω,温漂3950ppm/°C,环境温度-55~+125°C范围内,变化约为9.3~18.7Ω。针对线圈制造偏差,可设远线圈的阻抗向量为前线圈的95%,其电感分量的位移灵敏度取为近线圈的10%;按线圈电流小于20mA的限流条件,放电回路限流电阻 $R_n$ 和 $R_f$ 选为300Ω。

[0042] 近和远线圈组成对称的响应电路,驱动逻辑模块通过开关管 $M_n$ 和 $M_f$ 周期、同步地激励传感线圈,两个对称测量节点上的响应通过差分放大器INA(差分放大器INA)输出,处理逻辑模块通过ADC采样差值响应电压,获取响应波形特征,计算转换为被测接近距离。近和

远线圈通过等长电缆与处理电路相连：一体化IPS电缆很短，可以忽略电缆分布参数；非一体化IPS由多个传感检测单元，分别经电缆连接到多通道处理电路。连接电缆等效为电阻 $r_w$ 和等效电感 $L_w$ 的串联，并与等效电容 $C_p$ 并联。经测量，对于典型的非屏蔽双绞电缆， $L_w=457\text{nH/m}$ ， $r_w=84.7\text{pF/m}$ ，等效电容 $C_p=72.4\text{pF/m}$ 。电缆寄生参数远小于传感线圈的阻抗向量，温漂影响相对可忽略，类似传感线圈电阻分量，电缆电阻可以被电路方程计算分离，较好地抑制了温度变化对检测的影响。

[0043] 传感器的数学模型

[0044] 近和远线圈对应的等效电路结构相同。近线圈的等效电路，如图2所示，电感分量 $L_{in}$ 、电阻分量 $r_{in}$ ，电缆的等效电感分量 $L_{wn}$ 和等效电阻 $r_{wn}$ 构成串联电路，可以合并 $L_{in}+L_{wn}=L_{an}$ ， $r_{in}+r_{wn}=r_{an}$ 。 $U_s$ 为直流驱动电压，驱动逻辑周期性闭合开关管，实现对电路的阶跃激励。由于 $L_{an}$ 和电缆等效电容 $C_{pn}$ 的存在，等效电路是二阶惯性系统。测量节点的电压响应波形用 $U_{Cn}(t)$ 表示，它也是等效电容 $C_{pn}$ 的响应电压； $U_{Ln}(t)$ 代表 $L_{an}$ 的响应电压； $i_{Ln}(t)$ 和 $i_{Cn}(t)$ 分别表示流经 $L_{an}$ 和 $C_{pn}$ 的电流。

[0045] 等效电路以二阶微分方程形式约束。从 $U_s^+$ 经 $R_n$ 、 $r_{an}$ 、 $L_{an}$ 到 $U_s^-$ 的电流回路和从 $C_{pn}^+$  ( $U_{Cn}^+$ ) 经 $r_{an}$ 、 $L_{an}$ 到 $C_{pn}^-$  ( $U_{Cn}^-$ ) 的电流回路对应两个独立的基尔霍夫 (KVL) 方程

$$[0046] \quad \begin{cases} R_n(i_{Cn} + i_{Ln}) + U_{Cn} = U_s \\ -U_{Cn} + r_{an}i_{Ln} + U_{Ln} = 0 \end{cases} \quad (1)$$

[0047] 代入储能元件 $C_{pn}$ 和 $L_{an}$ 的电压-电流条件 (VCR)，得到

$$[0048] \quad \begin{cases} R_n(C_{pn} \frac{dU_{Cn}}{dt} + i_{Ln}) + U_{Cn} = U_s \\ -U_{Cn} + r_{an}i_{Ln} + L_{an} \frac{di_{Ln}}{dt} = 0 \end{cases} \quad (2)$$

[0049] 式中变量为响应电压 $U_{Cn}(t)$ 和电感电流 $i_{Ln}(t)$ 。消除 $i_{Ln}(t)$ ，得到只含 $U_{Cn}(t)$ 的微分方程

$$[0050] \quad R_n C_{pn} L_{an} \frac{d^2 U_{Cn}}{dt^2} + (R_n C_{pn} r_{an} + L_{an}) \frac{dU_{Cn}}{dt} + (R_n + r_{an}) U_{Cn} = r_{an} U_s \quad (3)$$

[0051] 该方程的特征根为

$$[0052] \quad p_{n1,2} = \frac{-R_n C_{pn} r_{an} - L_{an} \pm \sqrt{(R_n C_{pn} r_{an} + L_{an})^2 - 4R_n C_{pn} L_{an} (R_n + r_{an})}}{2R_n C_{pn} L_{an}} \quad (4)$$

[0053] 特征根的形式决定了响应波形的特征。特征根为两个共轭复数时，二阶惯性系统处于欠阻尼态，响应波形震荡衰减。特征根为两个实数时，二阶惯性系统处于过阻尼态，测量节点响应波形随时间呈现先由低升高（主要由电容充电导致），再逐渐降低（主要由电感充电导致），最后收敛到由纯电阻分压控制的响应电压终值，零时刻后响应波形只存在一个拐点。特征根为两个相等实数时是上述两种状态的临界状态。

[0054] 在阶跃激励上升沿产生后的固定延迟时刻，采集响应波形上的多个样点，使用采样向量通过查表法计算被测电路电子元件参数的方法，要求约束查找表的方程组对采样向量输入有解且只有一个解。它的必要条件是，构成方程组的曲线是（局部）单调的。仅当二阶惯性系统处于过阻尼态时，响应波形只存在一个拐点，拐点时刻前的响应特征是等效电路

中的寄生电容充电形成的。由于该电容是电缆分布寄生电容,其交流阻抗远远小于传感线圈的,随着充电接近饱和,对响应波形的影响快速减低;拐点时刻后的响应波形主要特征受传感线圈电感充电的约束。

[0055] 控制传感线圈和电缆的参数范围,使对应惯性系统处于过阻尼态,利用响应波形拐点时刻之后的部分进行采样和查表计算。相关参数需要满足条件

$$[0056] \quad (R_n C_{pn} r_{an} + L_{an})^2 - 4R_n C_{pn} L_{an} (R_n + r_{an}) > 0 \quad (5)$$

[0057] 电缆寄生电容是导致响应波形出现二阶惯性行为的主要因素,电缆长度越短,响应波形越接近一阶系统,离欠阻尼状态越远。所以,电缆长度是影响上述约束条件是否成立的主要因素。可以将上述约束关系视为电缆寄生电容的大小与对应惯性系统阻尼状态之间的关系:

$$[0058] \quad f(C_{pn}) = (R_n r_{an})^2 C_{pn}^2 - 2R_n L_{an} (r_{an} + 2R_n) C_{pn} + L_{an}^2 > 0 \quad (6)$$

[0059] 式中所有参数表征的是物理量,都是正实数。所以二次函数 $f(C_{pn})$ 的曲线开口向上,且对称轴坐标为正数。 $f(C_{pn})$ 通过点 $(0, L_{an}^2)$ ,存在与水平零坐标轴的两个焦点,设左右两焦点横坐标分别为 $C_{0L}$ 和 $C_{0R}$ 。和当 $C_{pn}$ 小于常数 $C_{0L}$ 或大于常数 $C_{0R}$ 时, $f(C_{pn})$ 的函数值为正,二阶惯性系统处于过阻尼态; $C_{pn}$ 大于常数 $C_{0L}$ 且小于常数 $C_{0R}$ 时 $f(C_{pn})$ 的函数值为负,惯性系统处于欠阻尼态; $C_{pn}$ 等于常数 $C_{0L}$ 或 $C_{0R}$ 时, $f(C_{pn})$ 的函数值为零,惯性系统处于临界阻尼态。常数 $C_{0L}$ 和 $C_{0R}$ 可利用公式计算:

$$[0060] \quad \begin{cases} C_{0L} = \frac{L_{an}(r_{an} + 2R_n) - 2L_{an}\sqrt{R_n^2 + r_{an}R_n}}{R_n r_{an}^2} \\ C_{0R} = \frac{L_{an}(r_{an} + 2R_n) + 2L_{an}\sqrt{R_n^2 + r_{an}R_n}}{R_n r_{an}^2} \end{cases} \quad (7)$$

[0061] 利用典型航空专用IPS的传感线圈参数和专用电缆的等效测量参数,常温下( $r_{in} = 13.2 \Omega$ )、典型接近距离阈值 $3.5\text{mm}$ ( $L_{in} = 5.1\text{mH}$ )、电缆长度 $100\text{m}$ 时,计算得到的等效电路参数为:等效电感 $L_{an} = 5.15\text{mH}$ ,等效电容 $C_{pn} = 7.24\text{nF}$ ,等效电阻 $r_{an} = 21.67 \Omega$ 。选择限流电阻 $R_n = 300 \Omega$ ,算得,常数 $C_{0L} = 13.80\text{nF}$ , $C_{0R} = 45.40\mu\text{F}$ 。由于 $C_{pn} < C_{0L}$ ,对于具备典型参数的传感线圈,使用 $100\text{m}$ 长的电缆,二阶惯性系统处于过阻尼态。电缆长度通常不会超过 $20\text{m}$ ,所以,二阶惯性系统稳定地处于过阻尼态。

[0062] 根据方程阻尼状态,可以明确方程组的解为

$$[0063] \quad \begin{cases} U_{Cn}(t) = A_{n1}e^{p_{n1}t} + A_{n2}e^{p_{n2}t} + Q(t) \\ p_{n1,2} = \frac{-R_n C_{pn} r_{an} - L_{an} \pm \sqrt{(R_n C_{pn} r_{an} + L_{an})^2 - 4R_n C_{pn} L_{an} (R_n + r_{an})}}{2R_n C_{pn} L_{an}} \\ (R_n C_{pn} r_{an} + L_{an})^2 - 4R_n C_{pn} L_{an} (R_n + r_{an}) > 0 \\ t > 0 \end{cases} \quad (8)$$

[0064] 其中,通解常数 $A_{n1}$ 和 $A_{n2}$ 可利用初始条件求出;特解 $Q(t)$ 可通过激励信号求出。

[0065] 驱动逻辑控制开关管通断,对传感线圈施加周期性阶跃激励,阶跃激励的上升沿出现之前,经过充分延迟,所有储能器件放电完毕。所以,阶跃激励的上升沿产生零状态响应。由等效电路可知,在阶跃信号刚刚建立(对应 $0^+$ 时刻)时,总等效电感 $L_{an}$ 视为短路、电缆

等效电容 $C_{pn}$ 视为断路,测量节点电压 $U_{Cn}$ 只受总等效电阻 $r_{an}$ 和限流电阻 $R_n$ 对阶跃激励的高电压 $U_s$ 分压的约束。得到方程特解

$$[0066] \quad Q(t) = \frac{r_{an}}{r_{an} + R_n} U_s \quad (9)$$

[0067] 等效电路的零状态初始条件为总等效电感 $L_{an}$ 完全放电,电感中电流为零;电缆等效电容 $C_{pn}$ 完全放电,电容上电压为零。结合VCR得到系统零状态约束

$$[0068] \quad \begin{cases} U_{Cn}(0^+) = 0 \\ i_{Ln}(0^+) = 0 \end{cases} \quad (10)$$

[0069] 将初始条件代入式(8)中和式(2),得到关于方程通解常数 $A_{n1}$ 和 $A_{n2}$ 的两个独立约束条件

$$[0070] \quad \begin{cases} U_{Cn}(0^+) = A_{n1} + A_{n2} + \frac{r_{na}}{r_{an} + R_n} U_s = 0 \\ \frac{U_s}{R_n C_{pn}} = p_{n1} A_{n1} + p_{n2} A_{n2} \end{cases} \quad (11)$$

[0071] 由此解得通解常数。惯性系统的解是:

$$[0072] \quad \begin{cases} U_{Cn}(t) = A_{n1} e^{p_{n1} t} + A_{n2} e^{p_{n2} t} + \frac{r_{an}}{r_{an} + R_n} U_s \\ A_{n1} = \frac{\frac{1}{R_n C_{pn}} + p_{n2} \frac{r_{an}}{R_n + r_{an}}}{p_{n1} - p_{n2}} U_s \\ A_{n2} = \frac{\frac{1}{R_n C_{pn}} + p_{n1} \frac{r_{an}}{R_n + r_{an}}}{p_{n2} - p_{n1}} U_s \\ p_{n1} = \frac{-R_n C_{pn} r_{an} - L_{an} + \sqrt{(R_n C_{pn} r_{an} + L_{an})^2 - 4R_n C_{pn} L_{an} (R_n + r_{an})}}{2R_n C_{pn} L_{an}} \\ p_{n2} = \frac{-R_n C_{pn} r_{an} - L_{an} - \sqrt{(R_n C_{pn} r_{an} + L_{an})^2 - 4R_n C_{pn} L_{an} (R_n + r_{an})}}{2R_n C_{pn} L_{an}} \\ (R_n C_{pn} r_{an} + L_{an})^2 - 4R_n C_{pn} L_{an} (R_n + r_{an}) > 0 \\ t > 0 \end{cases} \quad (12)$$

[0073] 其中, $U_s$ 是阶跃激励高电平。

[0074] 通过标定获得近线圈的电感分量与接近距离的关系,如图3所示。当 $U_s = 3.3V$ 时,绘制多种接近距离(20℃,10m电缆)的响应波形,如图4所示。所有响应特征都处于过阻尼态;在零时刻后每个响应都有唯一拐点。拐点时刻受下式约束

$$[0075] \begin{cases} \frac{dU_{Cn}(t)}{dt} = p_{n1}A_{n1}e^{p_{n1}t} + p_{n2}A_{n2}e^{p_{n2}t} = 0 \Rightarrow t = \frac{\ln(-p_{n2}A_{n2} / p_{n1}A_{n1})}{p_{n1} - p_{n2}} \quad (13) \\ (R_n C_{pn} r_{an} + L_{an})^2 - 4R_n C_{pn} L_{an} (R_n + r_{an}) > 0 \\ t > 0 \end{cases}$$

[0076] 大于零时刻后唯一拐点时刻的响应波形呈单调减分布。其时域特征反应了传感线圈和靶标的接近距离,构成函数关系。

[0077] 仅用近线圈的响应回路,通过ADC采集它的测量节点电压,即可计算线圈参数,获得接近距离。基于本文早期研究的单端IPS已经量产。然而,这种IPS的主要不足是:接近距离变化导致响应波形在采样时刻的变化范围,在ADC动态范围内占比很小,大大限制了传感器的灵敏度,具体体现在:

[0078] 为了抵消ADC基准源和阶跃激励电源的不一致,选择使用同一电源对ADC基准源和阶跃激励模块供电。ADC采样值直接反应响应波形在阶跃激励高电平中的比例,降低了电源设计需求,简化了标定流程。但是,单端响应随接近距离的变化量,在阶跃激励高电平中所占比例有限;

[0079] 为了容忍机械制造偏差,通常,0~1.0mm的测距范围不检测;1.0~5.0mm的测距范围是主要检测范围。然而,传感线圈的灵敏度与接近距离存在非线性关系(图3),接近距离较小的次要范围内的检测灵敏度较高,接近距离较大的主要检测范围内的检测灵敏度较低。

[0080] 如图4所示,单端响应随距离变化的改变量较大的时刻大约为18.24μs,此时,响应波形变化量在0~7mm范围内为738.7mV(在ADC动态范围内占比22%);1.0~7.0mm范围内为273.6mV(占比8.3%)。实际应用中仅有不到8.3%的ADC动态范围可以得到充分利用,限制了IPS的检测灵敏度。

[0081] 在单端结构IPS上增加远线圈,装配在近线圈与处理电路之间,构成差分IPS。由于远线圈距离靶标较远,其电感分量受接近距离变化影响相对近线圈较小。针对近和远线圈设计对称驱动电路。测量节点上的响应通过差分放大器INA求差并放大,再采样。以改善响应变化量在ADC动态范围内占比。其响应约束方程为

$$\begin{cases}
U_d(t) = A(U_{Cn}(t) - U_{Cf}(t)) \\
U_{Cn}(t) = A_{n1}e^{p_{n1}t} + A_{n2}e^{p_{n2}t} + \frac{r_{an}}{r_{an} + R_n}U_S, U_{Cf}(t) = A_{f1}e^{p_{f1}t} + A_{f2}e^{p_{f2}t} + \frac{r_{af}}{r_{af} + R_f}U_S \\
A_{n1} = \frac{1}{R_n C_{pn}} + p_{n2} \frac{r_{an}}{R_n + r_{an}} \\
A_{n2} = \frac{1}{R_n C_{pn}} + p_{n1} \frac{r_{an}}{R_n + r_{an}} \\
A_{f1} = \frac{1}{R_f C_{pf}} + p_{f2} \frac{r_{af}}{R_f + r_{af}} \\
A_{f2} = \frac{1}{R_f C_{pf}} + p_{f1} \frac{r_{af}}{R_f + r_{af}} \\
p_{n1,2} = \frac{-R_n C_{pn} r_{an} - L_{an} \pm \sqrt{(R_n C_{pn} r_{an} + L_{an})^2 - 4R_n C_{pn} L_{an} (R_n + r_{an})}}{2R_n C_{pn} L_{an}} \\
p_{f1,2} = \frac{-R_f C_{pf} r_{af} - L_{af} \pm \sqrt{(R_f C_{pf} r_{af} + L_{af})^2 - 4R_f C_{pf} L_{af} (R_f + r_{af})}}{2R_f C_{pf} L_{af}} \\
(R_n C_{pn} r_{an} + L_{an})^2 - 4R_n C_{pn} L_{an} (R_n + r_{an}) > 0 \\
(R_f C_{pf} r_{af} + L_{af})^2 - 4R_f C_{pf} L_{af} (R_f + r_{af}) > 0 \\
t > 0
\end{cases} \quad (14)$$

[0083] 差分IPS的响应可用单端IPS的响应求出,如图5所示,近和远线圈的响应求差放大后的信号,随接近距离变化的改变量在ADC动态范围内的占比显著提高。设定远线圈的电感分量灵敏度降低至近线圈的10%。考虑工艺偏差,假设近线圈的电阻和电感分量与远线圈的存在5%偏差。设定电缆长度20m,增益A为10。响应随距离变化改变量较大的时刻大约为22.26μs,此时,响应变化量在1~7mm范围内为2470.3mV(在ADC动态范围内占比75%)。响应波形有唯一拐点。

[0084] 差分电路的降维查表法

[0085] 差分响应电路约束方程(式14)中A是固定增益、 $U_S$ 是参数固定的阶跃激励高电压、 $R_n$ 和 $R_f$ 是参数固定的限流电阻、 $C_{pn}$ 和 $C_{pf}$ 是参数固定的电缆等效电容; $L_{an}$ 和 $L_{af}$ 是包含传感线圈电感分量的总等效电感,随接近距离变化而变化; $R_{an}$ 和 $R_{af}$ 是包含传感线圈电阻分量的总等效电阻,随环境温度变化而变化; $A_{n1}$ 、 $A_{n2}$ 、 $A_{f1}$ 、 $A_{f2}$ 、 $p_{n1}$ 、 $p_{n2}$ 、 $p_{f1}$ 和 $p_{f2}$ 均为中间参数,可根据式14中的约束由其它参数计算;式14中只有近和远响应回路的总等效电感和电阻 $L_{an}$ 、 $L_{af}$ 、 $R_{an}$ 和 $R_{af}$ 是未知变量,且只受接近距离与环境温度两个独立因素影响。根据差分响应波形特征,在响应波形唯一拐点之后,通过两次采样,建立两个独立约束关系,可建立采样向量与温度 and 接近距离构成的环境变量之间的唯一对应关系

$$\begin{cases}
U_{d1}(D, T) = A(U_{Cn}(t_1, D, T) - U_{Cf}(t_1, D, T)) \\
U_{d2}(D, T) = A(U_{Cn}(t_2, D, T) - U_{Cf}(t_2, D, T)) \\
t_2 > t_1 > 0
\end{cases} \quad (15)$$

[0087] 其中, $U_{d1}$ 和 $U_{d2}$ 是两个固定时刻的响应值(采样值), $D$ 是IPS和靶标的接近距离, $T$ 是环境温度,A是固定增益。可通过标定建立电感分量和 $D_n$ 的关系(图3);可通过电阻温度系数(3950ppm/°C)建立电阻分量与 $T$ 的关系。通过采样向量与温度 and 接近距离构成的环境变量

之间的唯一对应关系,实现接近距离的查表计算,由实时采样向量 ( $U_{d1}, U_{d2}$ ),检索接近距离。

[0088] 14位(或精度更高)的ADC所对应的二维查找表规模巨大。由于差分模型提高了采样向量变化范围在ADC动态范围内的占比,依靠线圈参数定义范围压缩查找表的方法受限。利用采样向量和温度的近似线性分布,通过线性插值,将二维查找表降维,是降低存储和检索开销的有效手段。

[0089] 经过足够延迟,差分响应接近响应终值。可视为等效电感和寄生电容完全充电,响应终值只受电路中电阻分压控制,与接近距离(电感分量)无关。将第二个采样时刻设为“无穷大”(本例大于250 $\mu$ S),采样向量 ( $U_{d1}, U_{d2}$ ) 与D和T的约束关系被分离。式(15)被简化为:

$$[0090] \quad \begin{cases} U_{d1}(D, T) = A(U_{cn}(t_1, D, T) - U_{cf}(t_1, D, T)) \\ U_{d2}(T) = A(U_{cn}(t_2, T) - U_{cf}(t_2, T)) \\ t_1 > 0, t_2 \rightarrow +\infty \end{cases} \quad (16)$$

[0091] 由此,关于采样向量 ( $U_{d1}, U_{d2}$ ) 和环境向量 (D, T) 的二维约束(式(15)),被简化成若干个对应不同T的 $U_{d1}$ 和D的约束。从结构上看,二维查找表被拆分成若干个表头(索引)只与T相关,且表单(内容)只与D相关的一维查找表。

[0092]  $t_1$ 在最优值。设 $t_2$ 对应响应终值,则 $t_1$ 是响应波形变化过程中唯一一次有效采样。将 $t_1$ 设定在响应波形变化最大的时刻,以取得最高检测分辨率。图5中响应波形变化最大时刻为22.26 $\mu$ S。由于这个时刻接近响应的唯一拐点(图5),可将 $t_1$ 时刻适当延长。

[0093] 在每个恒温点上标定 $U_{d1}$ 和D的关系,在实践中无法实现。利用这些关系之间的近似线性关系,进行插值计算,用少量的关系推算出其它关系,可以减少恒温标定次数。根据典型参数,设定 $t_1$ 为25.00 $\mu$ S,电缆长度20m。将 $U_{d1}$ 视为关于自变量D和T的函数。求出函数 $U_{d1}(D, T)$ 关于T的偏导函数 $\partial U_{d1}(D, T)/\partial T$ 。计算多组D对应的偏导数值,并将其转换为以14位ADC最低有效位(LSB)为单位的数值( $S_{d1}$ ),如图6所示。图中曲线反应不同D对应的采样值( $S_{d1}$ )与T的非线性关系。图中曲线都接近于水平线(常数),则 $S_{d1}(T)$ 接近于斜线。接近距离最小时,非线性关系最严重:在T变化范围内累计(积分)偏差为0.11LSB(14位ADC)。所以,视 $S_{d1}$ 与T存在近似为线性关系,在典型参数围内的总偏差对14位ADC的采样分辨率可以忽略。

[0094] 采样值 $S_{d1}$ 与T存在近似线性关系,只需通过标定建立两个标定温度下的 $S_{d1}$ 和D对应关系,即可在满足误差条件的前提下,通过插值算法,由标定表推算出工程范围内任意下 $S_{d1}$ 对应D的查找表,检索出接近距离。由此二维查找表被简化为两个一维查找表。

[0095] 在线计算流程

[0096] 电缆长度的不同和制造偏差导致采样值 $S_{d1}$ 和D对应关系需要通过标定一次性校准。在设定标定温度下,使用精密平移台,控制传感器与靶标的接近距离在依次到达所有标定点,记录采样值 $S_{d1}$ 和D的对应关系。以0.1mm步进为例,在1~6mm范围内,每组一维查找表包含61组采样值 $S_{d1}$ 和D的关系,及其所对应的T。

[0097] 在两个不同的固定标定温度下标定采样值 $S_{d1}$ 和D的关系,即对应61组标定点的采样值 $S_{d1}$ ,获得高和低温标定表。借助精密平移台采样并记录这两组61个采样值( $S_{d1L\_10} \sim S_{d1L\_70}$ 和 $S_{d1H\_10} \sim S_{d1H\_70}$ ),以及两个标定温度下对应的( $S_{d2L}, S_{d2H}$ )。这些信息构成完整的标定数据。测量过程中,传感器检测电路通过ADC获取实时采样向量( $S_{d1}, S_{d2}$ )。在 $S_{d2}$ 对应的插值

位置,利用高和低温标定表,可求出一组采样值 $S_{d1}$ 和 $D$ 的关系,即临时查找表,用以检索当前温度下的接近距离。实时测量环境温度下的 $S_{d1}$ 和 $D$ 的关系,与高和低温标定表中记录的关系都不同。 $S_{d1}$ 与 $T$ (与 $S_{d2}$ 存在唯一对应关系)存在近似线性关系。实时温度下采样值 $S_{d2}$ 与标定温度下采样值( $S_{d2L}, S_{d2H}$ )的比例关系,决定了计算临时查找表的插值比例,通过标定数据的线性插值计算,可得临时查找表。进而将实时采样值 $S_{d1}$ 在临时查找表中进行一维检索,可得被测接近距离。

[0098] IPS在线检测过程中利用高和低温标定表,和实时采样值 $S_{d2}$ ,根据公式

$$[0099] \begin{cases} S_{d1T_i} = (S_{d1H_i} - S_{d1L_i}) \frac{S_{d2} - S_{d2L}}{S_{d2H} - S_{d2L}} + S_{d1L_i} \\ i = 10, 11, 12, \dots, 70 \end{cases} \quad (17)$$

[0100] 计算出临时查找表( $S_{d1T_i}$ )。生成临时查找表的计算是在线计算。引入算子进一步简化在线计算,方法是

$$[0101] \begin{cases} S_{d1T_i} = S_{d2} M_{di} + N_{di} \\ M_{di} = \frac{S_{d1H_i} - S_{d1L_i}}{S_{d2H} - S_{d2L}} \\ N_{di} = \frac{S_{d2H} S_{d1L_i} - S_{d2L} S_{d1H_i}}{S_{d2H} - S_{d2L}} \\ i = 10, 11, 12, \dots, 70 \end{cases} \quad (18)$$

[0102] 其中 $M_i$ 和 $N_i$ 是由高温和低温查找表算出的标定算子。在标定过程中通过离线计算,将高和低温查找表计算并存储为由 $M_i$ 和 $N_i$ 构成的标定算子。检测过程中,生成临时查找表的计算被简化为实时采样值 $S_{d2}$ 与标定算子的一次乘加运算,降低了在线计算负荷。

[0103] 如表1所示,标定数据由各61组标定算子 $M_i$ 和 $N_i$ 构成,原始标定数据中的( $S_{2L}, S_{2H}$ )已被计算混合在标定算子 $M_i$ 和 $N_i$ 中,不必单独记录。IPS在线检测和计算流程为:

[0104] 1) 对近和远线圈施加阶跃激励;

[0105] 2) 在两个固定延迟时刻获取实时采样向量( $S_{d1}, S_{d2}$ );

[0106] 3) 将 $S_{d2}$ 代入式(18)进行61次乘加运算得到临时查找表( $S_{d1T_i}$ );

[0107] 4) 使用 $S_{d1}$ 与临时查找表中的数据以检索距离由小到大顺序比较,当 $S_{d1}$ 大于临时查找表中的数据( $S_{d1T_i}$ )时停止检索;

[0108] 5) 确定被测接近距离为检索停止的标定点位置,对应表中 $x \times 0.1 \text{mm}$ 。

[0109] 表1查找表存储、计算和检索流程

接近距离	标定算子 M	标定算子 N	临时查找表 $S_{d1T_i}$	实时采样值 $S_{d1}$
1.0 mm	$M_0$	$N_0$	$S_{d1T_{10}}$	小于 $S_{d1T_{10}}$
1.1 mm	$M_1$	$N_1$	$S_{d1T_{11}}$	小于 $S_{d1T_{11}}$
1.2 mm	$M_2$	$N_2$	$S_{d1T_{12}}$	小于 $S_{d1T_{12}}$
.....	.....	.....	.....	小于.....
$x \times 0.1 \text{ mm}$	$M_x$	$N_x$	$S_{d1T_x}$	大于 $S_{d1T_x}$
.....	.....	.....	.....	大于.....
7.0 mm	$M_{70}$	$N_{70}$	$S_{d1T_{70}}$	大于 $S_{d1T_{70}}$

[0111] 由此得到一种基于查表的差分IPS计算方法。它的存储和检索开销很小,在线计算

简单,避免使用过程控制组件,例如MCU或DSP。

[0112] 效果评价

[0113] 差分IPS的直接优势是响应随距离变化的改变量在ADC动态范围内的占比大。ADC的采样精度得到充分利用。使用典型参数 ( $t_1$  25.00 $\mu$ S, 20m电缆), 计算单端IPS和差分IPS的最大采样变化范围, 如图7所示。最大采样变化范围随环境温度变化不大。在相同条件下 (1~7mm), 单端和差分IPS的最大变化范围分别是ADC动态范围的7.9%和71.2%。

[0114] ADC动态范围的充分利用, 提高了IPS的检测灵敏度。不同接近距离和温度时, 差分 and 单端IPS的检测灵敏度 ( $t_1$  25.00 $\mu$ S, 20m电缆) 如表2所示。表中单位LSB/0.10mm, 表示对应条件下每0.1mm间隔, 可以导致响应波形的变化量 (以14位ADC的LSB为单位)。两种IPS的检测灵敏度随温度降低缓慢减小, 随接近距离减小显著增加, 最大值出现在温度最小且接近距离最小时: 差分IPS为1201.4LSB/0.10mm; 单端IPS为135.5LSB/0.10mm。该条件下差分IPS的检测灵敏度是单端IPS的8.8倍。

[0115] 表2检测灵敏度对比

接近距离 (mm)	差分/单端传感器的检测灵敏度 (LSB/0.10 mm)						
	-55 $^{\circ}$ C 9.29 $\Omega$	-25 $^{\circ}$ C 10.85 $\Omega$	5 $^{\circ}$ C 12.42 $\Omega$	35 $^{\circ}$ C 13.98 $\Omega$	65 $^{\circ}$ C 15.55 $\Omega$	95 $^{\circ}$ C 17.11 $\Omega$	125 $^{\circ}$ C 18.67 $\Omega$
1.00~1.1 0	1201.4/135.5	1194.5/134.7	1187.5/133.8	1180.7/133.0	1173.8/132.2	1167.0/131.5	1160.3/130.7
2.00~2.1 0	443.2/ 49.4	440.2/ 49.1	437.2/ 48.7	434.2/ 48.4	431.2/ 48.0	428.3/ 47.7	425.4/ 47.4
[0116] 3.00~3.1 0	184.5/ 20.5	183.2/ 20.3	181.9/ 20.2	180.5/ 20.0	179.2/ 19.9	177.9/ 19.8	176.6/ 19.6
4.00~4.1 0	86.4/ 9.6	85.8/ 9.5	85.2/ 9.4	84.5/ 9.4	83.9/ 9.3	83.3/ 9.2	82.6/ 9.2
5.00~5.1 0	41.6/ 4.6	41.3/ 4.6	41.0/ 4.5	40.6/ 4.5	40.3/ 4.5	40.0/ 4.4	39.7/ 4.4
6.00~6.1 0	23.3/ 2.6	23.1/ 2.6	22.9/ 2.5	22.8/ 2.5	22.6/ 2.5	22.4/ 2.5	22.2/ 2.5
7.00~7.1 0	11.7/ 1.3	11.6/ 1.3	11.5/ 1.3	11.4/ 1.3	11.3/ 1.3	11.2/ 1.2	11.1/ 1.2

[0117] 由于线性插值法的应用, 需要有足够小的差值误差与IPS检测灵敏度的提高相匹配。这是线性插值法的关键。设定高和低标定温度为100和20 $^{\circ}$ C, 计算对应不同接近距离和温度时差分 and 单端IPS的差值误差, 如表3所示。两种IPS的差值误差 (绝对值) 随温度远离高和低标定温度的程度而增加。差分IPS的差值误差在高和低标定温度范围之内为正数, 之外为负数, 规律与单端IPS的相反。差分IPS的差值误差 (绝对值) 随接近距离减小而增大, 规律与单端IPS的相反, 这是差分结构的关键优势: 虽然在表3中的部分 (左上角和右上角) 差分IPS的差值误差大于单端IPS的, 但随着接近距离减小, 差分IPS检测灵敏度的显著增加 (表2) 能抵消差值误差的增加所产生的距离误差。

[0118] 表3差值误差的分布和对比

接近 距离 (mm)	差分/单端传感器的差值误差 (LSB)						
	-55℃ 9.29 Ω	-25℃ 10.85 Ω	5℃ 12.42 Ω	35℃ 13.98 Ω	65℃ 15.55 Ω	95℃ 17.11 Ω	125℃ 18.67 Ω
1.00	-7.082/1.109	-3.401/0.534	-0.849/0.134	0.575/-0.091	0.922/-0.146	0.217/-0.034	-1.503/0.239
2.00	-3.275/1.218	-1.573/0.586	-0.392/0.147	0.266/-0.100	0.426/-0.160	0.100/-0.038	-0.695/0.262
[0119] 3.00	-1.705/1.256	-0.819/0.604	-0.204/0.151	0.139/-0.103	0.222/-0.165	0.052/-0.039	-0.362/0.270
4.00	-0.992/1.271	-0.477/0.612	-0.119/0.153	0.081/-0.104	0.129/-0.167	0.030/-0.039	-0.211/0.274
5.00	-0.648/1.279	-0.312/0.615	-0.078/0.154	0.053/-0.105	0.085/-0.168	0.020/-0.040	-0.139/0.275
6.00	-0.472/1.282	-0.227/0.617	-0.057/0.154	0.039/-0.105	0.062/-0.168	0.015/-0.040	-0.101/0.276
7.00	-0.378/1.284	-0.182/0.618	-0.045/0.155	0.031/-0.105	0.050/-0.169	0.012/-0.040	-0.081/0.276

[0120] 表4是差值误差在距离上的映射。数据分布说明,随着接近距离减小,差分IPS检测灵敏度的显著增加,不仅抵消了差值误差的增加效果,还使得距离误差随接近距离的减小而减小。单端IPS差值误差的分布,与差分IPS的相反,接近距离增加,差值误差增大,同时检测灵敏度减小。增加的差值误差在减小的检测灵敏度里的占比被放大,距离误差加速增大。单端IPS的最大距离误差为99.376 $\mu\text{m}$ (-55℃7.00mm);差分IPS的最大距离误差为-3.240 $\mu\text{m}$ ,只是单端IPS的3.3%。实用价值显著提高。

[0121] 表4. 差值误差在接近距离上的映射

接近 距离 (mm)	差分/单端传感器的差值误差 ( $\mu\text{m}$ )						
	-55℃ 9.29 Ω	-25℃ 10.85 Ω	5℃ 12.42 Ω	35℃ 13.98 Ω	65℃ 15.55 Ω	95℃ 17.11 Ω	125℃ 18.67 Ω
1.00	-0.589/0.819	-0.285/0.397	-0.071/0.100	0.049/-0.068	0.079/-0.110	0.019/-0.026	-0.130/0.183
2.00	-0.739/2.465	-0.357/1.195	-0.090/0.301	0.061/-0.206	0.099/-0.333	0.023/-0.079	-0.163/0.554
[0122] 3.00	-0.924/6.127	-0.447/2.971	-0.112/0.749	0.077/-0.513	0.124/-0.829	0.029/-0.197	-0.205/1.379
4.00	-1.148/13.261	-0.556/6.431	-0.140/1.621	0.096/-1.110	0.154/-1.796	0.037/-0.427	-0.256/2.986
5.00	-1.559/27.742	-0.755/13.455	-0.190/3.391	0.130/-2.323	0.210/-3.757	0.050/-0.893	-0.349/6.249
6.00	-2.027/49.694	-0.983/24.103	-0.247/6.074	0.169/-4.161	0.274/-6.731	0.065/-1.600	-0.455/11.196
7.00	-3.240/99.376	-1.571/48.201	-0.396/12.148	0.271/-8.321	0.439/-13.461	0.104/-3.200	-0.730/22.391

[0123] 本发明针对电感式位移传感器,在相对靶标近和远两个位置组装传感线圈,设计两组对称响应回路。通过同步激励产生两个响应,该信号经差分放大器INA差分放大后,被ADC在两个时刻采样。对采样值利用新结构算法,通过降维查表法检索IPS与靶标之间的接近距离。获得了位移传感器的性能提升,具体如下:

[0124] 1. 两个响应随接近距离改变的变化差值经差分放大器INA差分放大,该变化量在ADC动态范围中的占比显著增加,计算表明可以从8.3%提高到75%,使高精度ADC的转换能力得到充分利用,极大地提高了传感器测距的灵敏度和分辨率;

[0125] 2. 利用采样向量和环境温度的近似线性分布,通过线性插值将二维查找表降维,显著降低了存储和检索开销;

[0126] 3. 分析计算表明,差分IPS优越之处还在于:随接近距离减小,差分IPS的差值误差增大,但检测灵敏度则显著增加,抵消了差值误差的增大效果,还使得距离误差随接近距离的减少而减小;在-55℃,1.0mm下,差分IPS的最大距离误差为单端IPS的72%;而在-55℃,

7.0mm, 差分IPS的最大距离误差仅为单端IPS的3.3%, 实用价值显著提升;

[0127] 4. 如所周知, 差分放大结构可以抑制共模信号, 有效抵制外部电磁干扰对响应回路的影响, 提高IPS电磁兼容性;

[0128] 5. 近和远传感线圈和回路处在相同环境下, 温度变化的影响被差分抑制;

[0129] 6. 近和远传感线圈组装在同一壳体中, 通过等长电缆连接检测控制器, 电缆影响被差分抑制, 提高了连接长度的适应性;

[0130] 7. 差分-降维IPS检测法存储和检索小, 在线计算复杂度降低, 可以免去过程控制组件的使用, 数值解耦计算分离了传感线圈的电阻和电感分量, 改善了IPS的温度适应性。

[0131] 结合具体需求, 增大差分放大器INA增益, 放弃部分工程价值较低、测距范围较小的定量测量, 可换取目标测距更高的测距分辨率拓展一定的设计灵活性。

[0132] 本发明提出的差分-降维IPS检测法使用61个查找表单元, 实现了对传感线圈阻抗向量的数值解耦计算。性能验证表明, 与单线圈响应回路采样的IPS相比, 测量分辨率由135.5LSB/0.10mm提升到1201.4LSB/0.10mm, 插值计算误差由99.376 $\mu\text{m}$ 降低至-3.240 $\mu\text{m}$ , 在同类IPS方法中, 本发明表现出明显的测量精度优势。

[0133] 以上内容仅为说明本发明的技术思想, 不能以此限定本发明的保护范围, 凡是按照本发明提出的技术思想, 在技术方案基础上所做的任何改动, 均落入本发明权利要求书的保护范围之内。

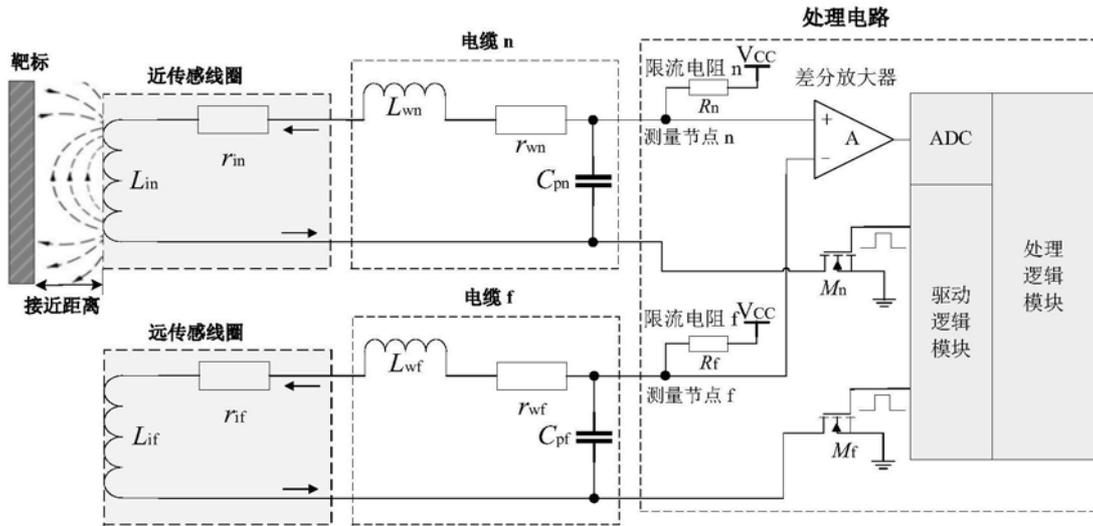


图1

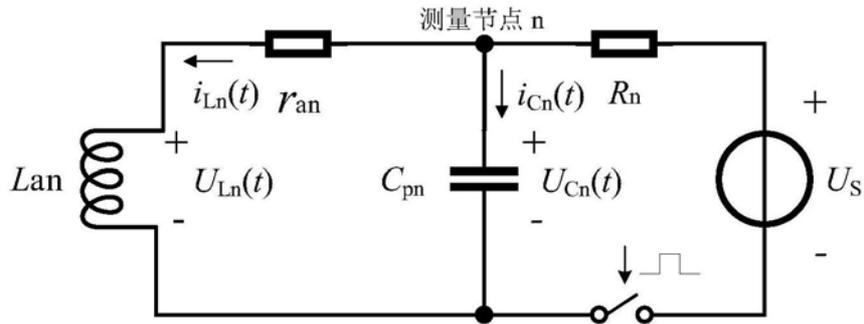


图2

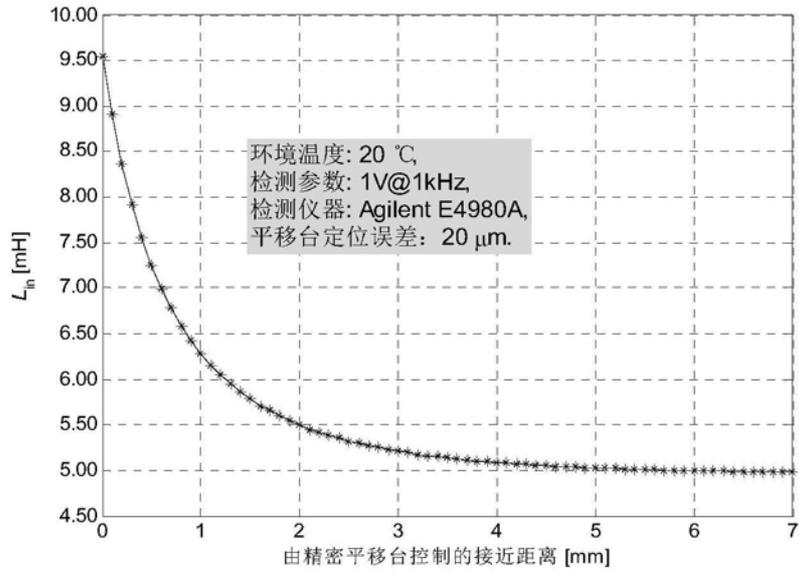


图3

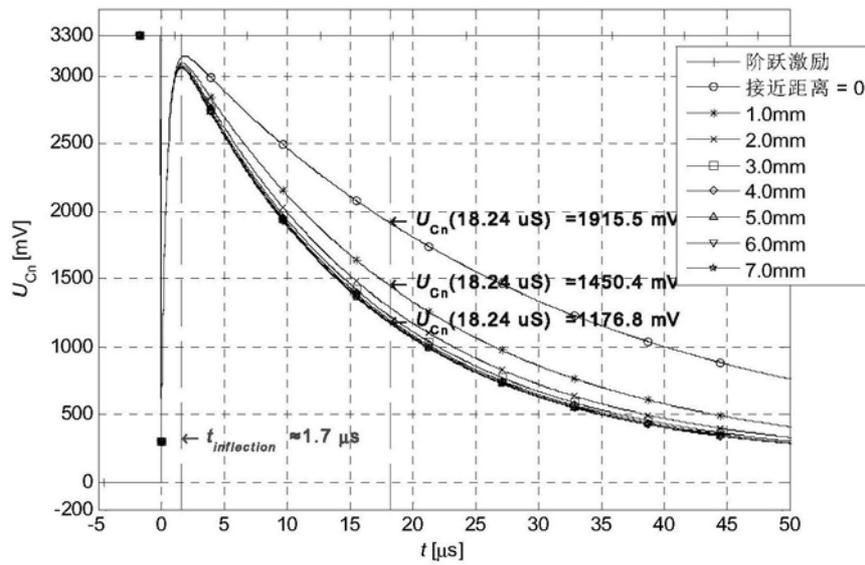


图4

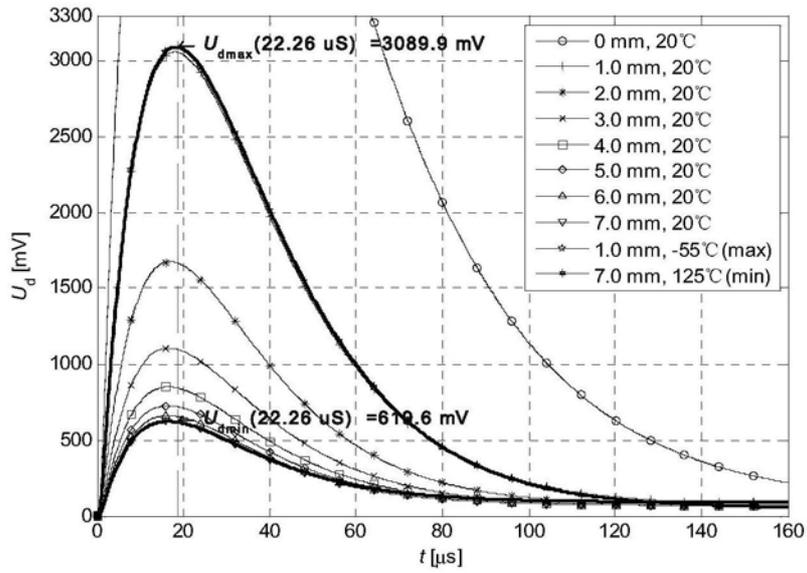


图5

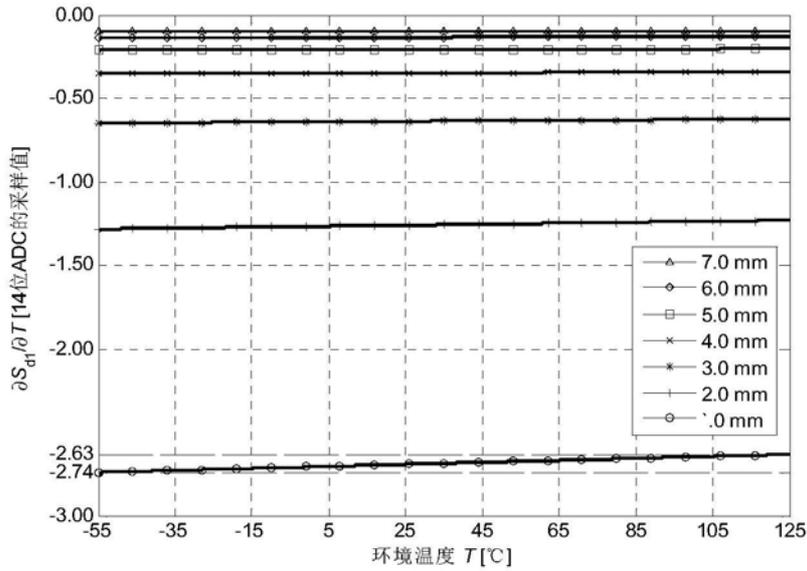


图6

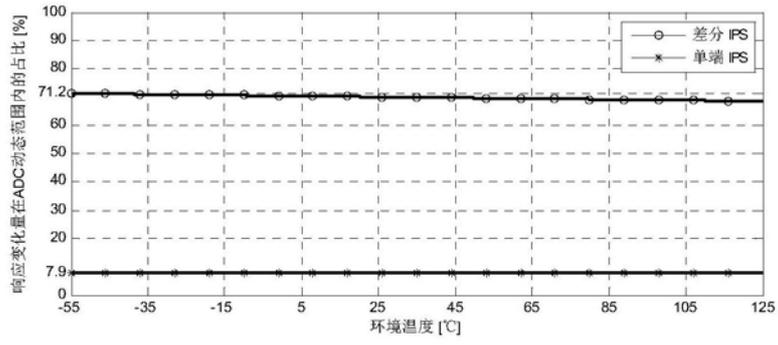


图7