

# 浙 江 大 学

## SRTTP 项目论文



论 文 题 目       :    高精密卡扣式电流互感器设计

---

团 队 成 员       :    崔子骏 林宇同 曹辰伟

---

指 导 教 师       :    郑太英

---

专 业 名 称       :    电气工程及其自动化

---

所 在 学 院       :    电气工程学院

---

论文提交日期     :    2023 年 05 月

---

## 致谢

首先要特别感谢我们 SRTP 小组的导师郑太英副教授在学术上对我们的悉心指导以及在科研方向给我们的引领。郑老师扎实的理论基础和创新的科研思维以及对于学术的热情启发了我们步入科研的道路。他渊博的学识、平易近人的态度都是我们在今后的人生道路上要继续学习的。同时也感谢郑老师在硬件条件上对我们的支持，能让我们在非常优越的实验室环境中开展实验，顺利完成我们的科研目标。

我们小组要感谢吴清华学长，他在立项、实验等各个方面给我们提供了许多帮助，让我们小组能够顺利做好科研项目的每一步。吴学长多次帮助我们、回答我们在科研项目开展方面的疑问，也和我们一起探讨、解决科研项目所遇到的问题。

另外，我们小组要感谢温景茂学长，通过他的硕士学位论文，我们学到了许多理论、仿真、实验的知识。

最后，我们小组要感谢电气学院的老师、同学、朋友这一学年在学习和生活上的关心和支持，让我们的 SRTP 项目顺利开展。

由于我们小组经验不足和学业之外时间有限，文中尚存不少纰漏以及不足，敬请各位老师指正！

林宇同 崔子骏 曹辰伟

2023 年 4 月

于求是园

## 摘要

目前大多数使用的电磁式电流互感器，可按照使用场合分为测量用和保护用电流互感器，分别适用于额定电流和故障电流测量，即测量使用和保护使用。在实际应用中，测量用电流互感器、保护用电流互感器经常共同使用，造成安装空间浪费、成本增加。

基于这个问题，并考虑到经济性与实用性，本文以卡扣式电流互感器(常见保护用互感器)为基础，通过补偿算法补偿损失掉的励磁分量，提高互感器测量精度，设计一个既具有高精度测量功能又能保护使用的新型电流互感器，且能够实现数字化输出。

本文以电流互感器误差分析为基础，建立其物理电磁模型，分析误差产生原因。对互感器的电磁特性、磁滞特性、磁通与励磁电流的磁滞拟合函数进行分析，进一步提出本文的补偿算法。其中详细介绍了磁滞曲线的拟合算法和电流补偿算法。

补偿算法的应用实践通过 Simulink 仿真程序验证以及自升流标准电流互感器（含补偿装置的高精度电流互感器）进行硬件实验验证。

# 1 课题研究背景及意义

## 1.1 研究背景及意义

在电力系统中，发电、变电、输电、配电和用电的线路中电流的测量与检测要求是不同的。为便于测量、保护和控制，需要将不同线路中的电流转换为标准比较统一的电流，因此，电流互感器就起到电流变换、电气隔离等作用[1]。目前电磁式电流互感器是电力系统中所用的主流电流互感器，按照使用场合可以分为测量用电流互感器和保护用电流互感器。

测量用电流互感器要求在电流互感器的一次侧额定负荷电流的 5%、20%、100%和 120%时能够精准测量电力系统的电流[2]，如 0.5 级的测量用电流互感器要求在测量 5%、20%、100%和 120%额定负荷电流时的电流比值误差分别小于正负 1.5%、0.75%、0.5%和 0.5%，相位误差分别小于正负 90min、45min、30min 和 30min，而在电力系统发生短路故障时，测量用电流互感器在故障电流流过时必须发生磁饱和，以保护测量用电流互感器的设备安全[4]。

保护用电流互感器要求在电流互感器的一次侧电流达到 10 倍或 20 倍额定负荷电流时能够不饱和且有一定的精确度，但该精确度的要求不如测量用电流互感器高，一般采用复合误差的计算方式[3]，如 5P10 等级的保护用电流互感器要求在 10 倍的额定负荷电流时，其复合误差不超过 5%，其中的 P 就是代表是保护用电流互感器。复合误差的计算方式会导致其在测量小电流时（如额定电流）的精度会很低；此外保护用电流互感器相比较于测量用电流互感器而言，为了保证其在故障电流下不发生铁磁饱和现象，一般会加大铁芯的体积，扩大容量，这也会导致在测量小电流时（如负荷电流）由于励磁不明显导致测量精度很低。

在实际电网应用中，保护、测量用电流互感器经常共同使用在一个节点或一个线路上，而且根据不同的测量需要而无法共用一个电流互感器，这会导致安装空间的浪费与成本的增加。

## 1.2 基于补偿算法提升电流互感器测量精度的提出

成本问题是电流互感器能否广泛使用的一大重要影响因素,随着现当代的芯片制作工艺的进步与电气设备智能化的迅速发展,越来越多的学者开始着手研究从算法的角度上对励磁能量损失进行补偿与矫正。

该方式优点是可以有效减少额外制作成本与改良成本,由于仅仅在原有的电流互感器的电气设备上在二次侧加装一个含有补偿算法的运算芯片的补偿设备,仅仅通过二次侧电流就可以计算出当前的用于励磁的励磁电流分量,从而直接得到当前的补偿后的二次侧电流。这是因为运用补偿算法的方法不会改变电流互感器原有的内部制造结构,电磁式电流互感器内部由于铁芯励磁导致的磁滞特性,加装补偿设备后并不会改变原有的磁滞特性。补偿算法可以通过电磁式电流互感器外部的电流和经过测量的铁芯内部磁滞特性,完成电流互感器励磁补偿,从而提高电流互感器的测量精度。

本文对于传统的电磁式电流互感器使用补偿算法的方法,探究其是否可以将普通的保护用电流互感器的测量精度提高,以实现测量保护一体电磁式电流互感器。对于补偿算法的算法设计和补偿设备的硬件设计,为了确保补偿数据的即时性和可靠性,需要对运算芯片、采集芯片等硬件设备设计和算法程序、控制程序等软件编程设计进行合理设计,以实现数据的快速运算与输入输出,经检验这些都是可以实现的。

## 2 误差分析与补偿算法

### 2.1 电流互感器误差分析与磁滞特性曲线

#### 2.1.1 电流互感器等效电路分析

基本单级电磁式互感器原理图如图 2.1 所示。

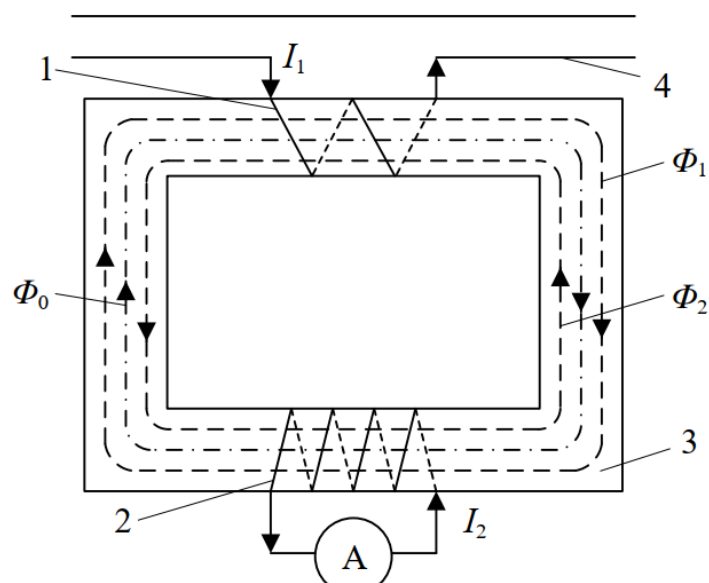


图 2.1 单级电磁式电流互感器原理图

绕在同一个铁芯 3 上的一次绕组 1 和二次绕组 2 是电流互感器的电流变换的基本部件。一次绕组串联在高压负载导线 4 上，因为两个绕组都绕在一个铁芯上，所以他们之间仅有磁能的联系。

当一次绕组存在一次电流时，铁芯中将会产生与电流同一频率变化的交变磁通  $\Phi_1$ ，磁通  $\Phi_1$  将通过铁芯与一、二次绕组的线圈交链，其中当磁通  $\Phi_1$  穿过二次绕组线圈时，由于磁通的周期性变化，二次绕组将会感应出电势。如果二次绕组串联有负荷或直接短接，此时便会产生二次侧电流  $I_2$ 。根据楞次定律知，这个电流的方向与一次电流侧  $I_1$  相反，二次侧电流  $I_2$  会在铁芯中产生交变磁通  $\Phi_2$ ，符号与磁通  $\Phi_1$  相反，因此会导致铁芯中由一次电流产生的磁通将减少。磁通  $\Phi_1$  与磁通  $\Phi_2$  相互叠加下，铁芯中将产生合成磁通  $\Phi_0 = \Phi_1 - \Phi_2$ ，数值上为磁通  $\Phi_1$  的百分之几，可以看作是电流互感器的电流变换过程中从一次绕组向二次绕组传输电能的转换环节磁通。合成磁通  $\Phi_0$  在穿过两个绕组线圈时，由于本身是随时间周期变化的，因此在一次侧绕组中会感应出反电势  $E_1$ ，二次侧绕组则是感应电势  $E_2$ 。

由于一、二次绕组线圈交链铁芯的磁通（在忽略漏磁通情况下）几乎相同，所以在两个绕组的每一个线圈里就感应出同一电势。如果此时一次绕组的线圈匝数为  $N_1$ ，二次绕组的线圈匝数为  $N_2$ ，流过的电流分别为  $I_1$  和  $I_2$ ，则一次绕组中形成的磁势为  $F_1 = I_1 N_1$  称为一次磁势，二次绕组中形成的磁势为

$F_2 = I_2 N_2$  称为二次磁势, 单位为 AT (安培匝数)。理想状态时, 即电流转换过程中, 没有能量损耗时, 磁势  $F_1$  和  $F_2$  在数量上相等, 方向相反。

然而在实际使用过程中, 由于铁芯中产生磁通、铁芯的发热、交变励磁以及二次绕组和导线的发热等问题, 电流变换将会消耗这些能量。因此一次磁势必须保证建立所必要的二次磁势外, 还需要额外提供铁芯励磁和其他能量上的附加磁势, 有下式:

$$F_1 = F_2 + F_0$$

$$I_1 N_1 = I_2 N_2 + I_0 N_1$$

等式两边同时除以  $N_1$ :

$$I_1 = I_2 \frac{N_2}{N_1} + I_0 = I_2 \frac{1}{k} + I_0$$

将二次侧电流折算到一次侧后有:

$$I_1 = I'_2 + I_0$$

由以上式子可以画出电流互感器等效电路如下:

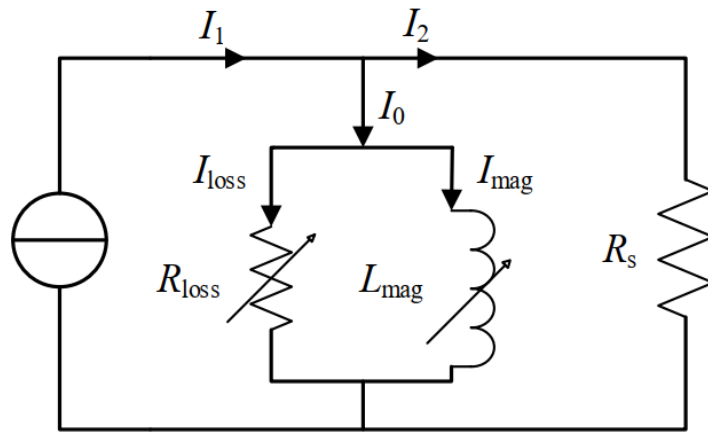


图 2.2 电流互感器等效电路图

电流互感器可以等效为: 提供稳定的一次侧电流  $I_1$  的交流电流源, 电流互感器内部可以分为两个并联的回路, 一个为流过二次侧电流  $I_2$  的负载为  $R_s$  的负载回路; 一个用于电流互感器励磁的励磁回路, 其流过的电流为励磁电流  $I_0$ 。满足:

$$I_1 = I_2 + I_0$$

在励磁回路中有:

$$I_0 = I_{\text{loss}} + I_{\text{mag}}$$

$I_{\text{loss}}$ 为电流互感器电磁转化过程中的磁路损耗、铁耗、发热等有功能量损失的损耗电流； $I_{\text{mag}}$ 为的磁化、激磁等无功过程的激磁电流。

在向量上，二者之间的铁心损耗角  $\theta$  满足

$$\theta = \arctan \frac{I_{\text{loss}}}{I_{\text{mag}}}$$

综上所述，根据图 2.2 以及上式，选择合成磁通  $\Phi_0$  作为参考向量,可得出图 2.3 所示电流互感器等效电路向量图。

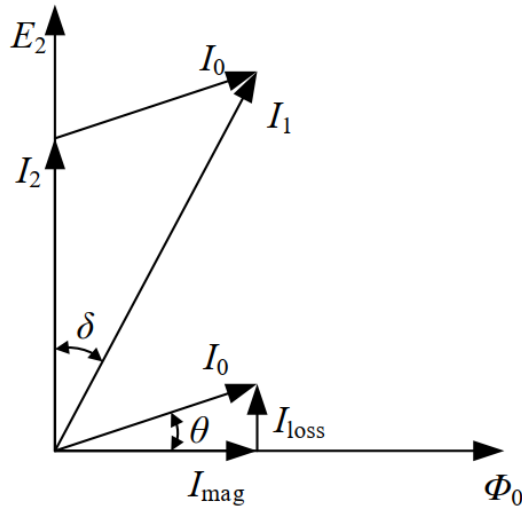


图 2.3 电流互感器等效电路向量图

### 2.1.2 误差计算参考精度标准

由于励磁电流的存在电流互感器的一次、二次侧电流不相等，二次侧电流幅值小于一次侧电流，相位超前于一次侧电流，因此存在电流误差和相位误差，现在我们分析该误差。

#### 1) 电流误差

电流误差是由于励磁电流的存在导致实际电流比与额定电流比不相等造成的，标准的电流互感器电流误差为：

$$\varepsilon_i = \frac{K_n I_s - I_p}{I_p} \times 100\%$$



( $\varepsilon_i$  百分数表示, 一般为负值。上文  $kI_1I_2$  分别对应  $K_nI_pI_s$ )

式中:

$K_n$ ——额定电流比

$I_p$ ——实际一次侧电流方均根值

$I_s$ ——测量条件下通过  $I_p$  时的二次侧电流方均根值

## 2) 相位差

由图可见,  $I_1$  与  $I_2$  的相位角为  $\delta$ , 通常  $\delta$  数值不大, 取  $I_2$  超前量为正。

## 3) 复合误差

当电流不是准确的正弦函数, 尤其铁心磁通密度接近饱和时, 不能用方均根值和向量相位准确判断误差, 这是误差用复合误差表示:

$$\varepsilon_c = \frac{100}{I_p} \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (K_n i_s - i_p)^2 dt} \times 100\%$$

式中:

$i_p$ ——实际一次侧电流瞬时值, 单位 A

$i_s$ ——实际二次侧电流瞬时值, 单位 A

$T$ ——一个周期的时间, 单位 s

## 4) IEC 误差标准

IEC 标准 (国际电工委员会标准 International Electrotechnical Commission standard) 中分别定义了测量用电流互感器和保护用电流互感器的两套标准, 这是由于上述所提到电流互感器中的比率误差、相位误差、复合误差的不同导致的。具有较高精度标准的比率误差和相位误差用于作为测量用电流互感器的计算标准与准确级标准, 较低精度标准的复合误差则用于保护用电流互感器的计算标准与准确级标准。

测量用电流互感器有 0.1、0.2、0.5、1.0、3.0、5.0 共六个等级, 其中要求在额定电流为 5%、20%、100%、120% 时的测量误差标准必须达到标准值以下; 保护用电流互感器则有 5Pn、10Pn 的标准。其中字母 P 表示保护、字母 n

表示的是测量故障电流在额定电流  $n$  倍，即当一次侧电流达到  $n$  倍于额定电流时的电流互感器复合误差应该达到 5%（5P $n$  级）或 10%（10P $n$  级）。

相关详情请见表 2.1 测量用电流互感器的电流误差和相位误差标准及表

表 2.2 保护用电流互感器的电流误差和相位误差、复合误差标准[37]

表 2.1 测量用电流互感器的电流误差和相位误差标准[37]

准确级	额定一次电流下的 电流误差（%）	额定一次电流下的相位差		额定准确限制一次 电流下的复合误差
		$\pm \min$	$\pm \text{crad}$	
5P	1.0	60	1.8	5%
10P	3.0	—	—	10%

2.2 保护用电流互感器的电流误差和相位误差、复合误差标准。

准确级	$\pm$ 额定电流百分比下的 电流（比率）误差（%）				$\pm$ 额定电流百分比下的 相位误差（分钟）			
	5	20	100	120	5	20	100	120
0.1	0.4	0.2	0.1	0.1	15	8	5	5
0.2	0.75	0.35	0.2	0.2	30	15	10	10
0.5	1.5	0.75	0.5	0.5	90	45	30	30
1.0	3.0	1.5	1.0	1.0	180	90	60	60

2.1.3 磁滞特性曲线

由上述分析知道，励磁电流是导致电流互感器产生误差的最主要原因，然而影响励磁电流的磁化电感和铁损电阻是不可量化的，是非线性的。即很难通过量化磁化电流  $I_{\text{mag}}$  和铁损电流  $I_{\text{loss}}$  的方式直接得到励磁电流  $I_0$ 。

可以从铁芯内部的磁性材料对励磁电流进行研究，其中励磁电流的本质其实是用于激励铁芯内部的磁畴变化的外部注入的电流的总称。其中描述铁芯中磁畴变化的特征，包括磁场密度  $B$  和磁场强度  $H$  两大磁学物理量。根据磁场强度  $H$  的变化，相应地磁场密度  $B$  也相应发生变化，二者之间可以描述铁磁材料的磁滞现象，可以得到磁滞回线。

根据电磁场原理与全电流定律可知：

$$\Phi_0 = BA$$

$$Ni_0 = \oint H \cdot dl = HL$$

式中：

A——主磁路铁芯截面积，常量；

l——闭合铁芯平均长度，常量；

N——线圈匝数，常量，间的对应关系，且由于磁场密度B与磁场强度H是有方向变化的，即当磁场强度H单调对于图 2.2 等效电路而言为 1。

即合成磁通  $\Phi_0$  与磁场密度B成正比，励磁电流  $i_0$  与磁场强度H成正比，故磁滞回线可以描述成磁通  $\Phi$  与励磁电流  $i_0$  之变化时，磁场密度B也是单调变化且唯一的，即二者是一一对应的关系。同理磁通  $\Phi$  与励磁电流  $i_0$  之间也是成一一对应的关系的，即当已知某时的磁通  $\Phi$  就可以得到当前时间下的励磁电流  $i_0$  的瞬

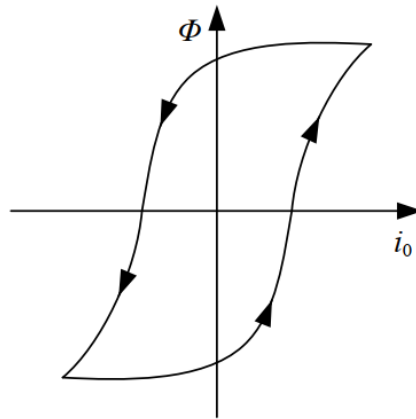


图 2.4 磁滞曲线图

时值，进而可以补偿到二次侧电流  $i_2$ ，得到补偿后的二次侧电流  $i_2^*$ 。如图 2.4 所示的是描述磁通  $\Phi$  与励磁电流  $i_0$  之间对应关系的磁滞曲线图。

在使用磁滞回线时，需要知道此时此刻的磁通值，才可以通过磁滞曲线找到当前时刻下的励磁电流值，然而磁通值不可以直接测量得到，这里采用算法运算即时计算磁通值。

根据法拉第电磁感应定律有：

$$e = -\frac{d\psi}{dt} = -N\frac{d\phi}{dt}$$

式中：

$e$ ——感应电动势，单位V；

$\Psi$ ——磁链，单位Wb；

$N$ ——线圈匝数，常量，对于图 2.2 等效电路而言为 1。

因此可以有：

$$\phi_t = -\frac{1}{N} \int_{t_0}^t e dt + \phi_{t_0}$$

式中：

$\Phi_t$ —— $t$ 时刻瞬时磁通值，单位Wb；

$\Phi_{t_0}$ —— $t_0$ 时刻的磁通值，常数，单位Wb；

$N$ ——线圈匝数，常量，对于图 2.2 等效电路而言为 1。

由上式可知，当前 $t$ 时刻的磁通值 $\Phi_t$ ，可以通过从 $t_0$ 时刻开始对感应电动势积分到当前 $t$ 时刻的值，除以线圈匝数 $N$ ，得到每匝的电动势积分后，再与 $t_0$ 时刻的磁通值 $\Phi_{t_0}$ 相加，即可得到此时的磁通值 $\Phi_t$ 。

其中 $t_0$ 时刻的磁通值 $\Phi_{t_0}$ ，如果为时间 $t_0 = 0$ 开始计算，此时磁通值 $\Phi_{t_0}$ 就是电流互感器的剩磁，剩磁的产生是与上一次电流互感器断电时刻密切相关的，当一次侧电流 $i_1$ 在某一时刻断开时，此时铁芯内的磁场强度 $H$ 也会逐渐变为0，但是根据磁滞回线的变化知，此时磁场密度 $B$ 是一个不为0的常数，这个常数就是剩磁。然而现实中很难在线得知剩磁的具体参数，而直接采取消磁的方案实际价值高于测量剩磁。

故在接下来的方案中，我们采取消磁的办法，使剩磁被降低到一个可以接受的极小值，此时我们依旧认为剩磁为0，即 $\Phi_{t_0} = 0$

由上式可知，磁通是通过电动势的连续积分得到的，在实际的测量使用中，芯片的采样数据是离散采样，所以将上式离散化处理

有：

$$\phi_t = -\frac{1}{N} \sum_{t_0}^t e \cdot \Delta t + \phi_{t_0}$$

式中：

$\Delta t$ ——采样点的时间间隔，常熟，单位s；

从图 2.2 可知，电动势 $e$ 满足：

$$e = -i_2 \cdot R_s$$

因此，综上所述，如果 $t_0 = 0$ 消磁后，且 $N = 1$ 时，有：

$$\phi_t = R_s \Delta t \sum_{t_0}^t i_2$$

从式上式知，当前  $t$  时刻的磁通值，可以通过从电流互感器上电前开始直到此时采样的所有二次侧电流 $i_2$ 的累加值与二次侧负载 $R_s$ 及采样间隔时间  $\Delta t$  的乘积就可以得到。即在仅知道二次侧电流 $i_2$ 的累加值情况下，就可以知道当前磁通值。进而通过在已知磁滞曲线的情况下，可以得到当前的励磁电流 $i_0$ 。

由式：

$$I_1 = I_2 + I_0$$

进而可以得到此时的一次侧电流 $i_1$ 。即可以实现在仅知道二次侧电流 $i_2$ 的数据下，理论上可以通过补偿算法运算补偿得到一次侧电流 $i_1$ 。

## 2.2 基于磁滞曲线拟合函数的补偿算法

补偿方案可以分为两个阶段，分别为离线磁滞特性获取阶段和在线电流误差补偿阶段。

离线磁滞特性获取阶段的主要任务是通过比较低精度电流互感器的一、二次侧电流，将铁芯的磁通与励磁电流之间的关系，即铁芯的磁滞曲线，通过归纳总结并经数学模型拟合，以求全面地描述在不同的一次侧电流下的稳态磁通与励磁电流的对应关系，从而为后面的在线励磁电流补偿阶段提供有效的数据支撑；在线电流误差补偿阶段的主要任务是通过利用二次侧电流与离线获得的励磁电流补偿算法，精确计算一次侧电流，令其计算后的精度满足 IEC 等国际和国内标准，并在采集的时间间隔内快速发送至下位机。

### 2.2.1 离线磁滞特性获取阶段

离线磁滞特性获取阶段的流程图如图 2.5 所示：

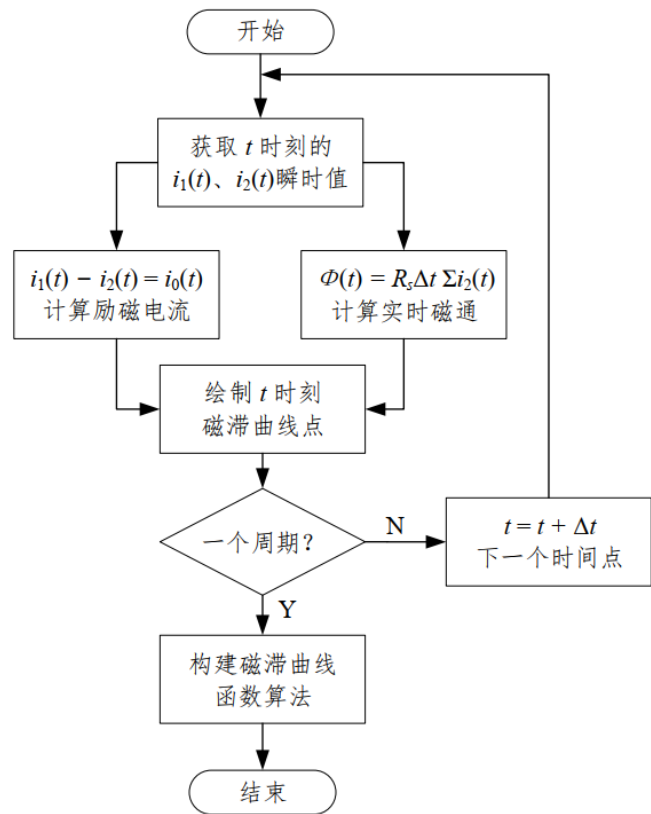


图 2.5 离线磁滞特性获取阶段流程图

离线磁滞特性获取阶段可以分为两个阶段：绘制磁滞曲线阶段和拟合磁滞曲线阶段。

a) 绘制磁滞曲线阶段

绘制磁滞曲线阶段可以从图 2.5 中比较清晰地知道其流程步骤， 其中的  $\Delta t$  采样间隔是影响绘制磁滞曲线的关键因素，  $\Delta t$  越小意味着每周期内采样个数越多， 对于磁滞特性的描述更为详细且准确。虽然实际上的一、二次侧电流是模拟量， 然而无论是实际的数据采样而言， 或是计算机模拟分析数据而言， 最终都将会变为数字量， 然而离散的数字量是很难做到准确反应连续的模拟量， 因此对于磁滞曲线的描述， 需要将采集的离散数字量， 通过数据分析与数学建模的方式， 使其变为一个连续的函数， 从而可以更好地反应并描述其变化过程。

b) 拟合磁滞曲线阶段

拟合磁滞曲线阶段中磁滞曲线的数学模型的搭建比较复杂，对计算量有较高的要求。但是拟合函数的选择可以根据精度的需求，可以采用合适的拟合方式构建较为简单的拟合函数，可以有效减少运算量，提高运算速度。

在这种情况下，我们可以将一个周期下的磁滞回线分为两个过程，分别为单调递增过程与单调递减过程。此时的磁通值与励磁电流值之间就可以形成一一对应的函数关系，可以构建其函数方程式了。

若在一个周期内采样了  $4n$  个数据，即一个周期内采集到了  $2n$  个  $i_1$ 、 $2n$  个  $i_2$ 。根据图 2.5 所述的流程，最终会有  $2n$  个  $i_0$ 、 $2n$  个  $\Phi$ 。绘制磁滞曲线过程中，将其分为两个单调过程后，将会得到  $n$  个上升阶段的点与  $n$  个下降阶段的点。虽然磁滞曲线的绘制标准是励磁电流为自变量，磁通为因变量。但是由于本论文的目的是通过计算磁通量得到励磁电流，进而补偿测量误差。因此励磁电流将作为因变量，而磁通则作为自变量构建拟合函数。

本文将在仿真和在硬件实验中使用最小二乘法对采样点进行多项式拟合，由于在一个单调递增或递减阶段内有  $n$  个采样点，即会有  $n$  个励磁电流  $i_0$  和  $n$  个磁通  $\Phi$  的采样值，因此可以构建  $n-1$  阶多项式方程组：

$$i_0 = f(\Phi, a) = a_0 + a_1 \Phi + \dots + a_{n-2} \Phi^{n-2} + a_{n-1} \Phi^{n-1}$$

该方程组内含有  $a = [a_0, a_1, \dots, a_{n-2}, a_{n-1}]^T$  共  $n$  个待解系数。

为了寻找一组可以反映出励磁电流  $i_0$  与磁通  $\Phi$  之间的对应关系的这  $n$  个待定系数，可以采用  $m$  个 ( $m \geq n$ ) 的采样数据，根据最小二乘法的定义[43]，求解式下式，使得其残差平方和最小：

$$L(i_0, f(\Phi, a)) = \sum_{i=1}^m [i_{0i} - f(\Phi_i, a_i)]^2$$

此时所得到的  $a = [a_0, a_1, \dots, a_{n-2}, a_{n-1}]^T$  就是此时描述这  $m$  个采样点且满足式(2- 21)的最优系数，即可以较为详细地描述采样得到的励磁电流  $i_0$  和  $n$  个磁通  $\Phi$  的对应关系。

然而由于采样存在采样间隔，很难采样得到磁通转变的最大或最小值，同理励磁电流也是如此，根据磁滞曲线的磁滞特性知，在磁通最大或最小的时刻

附近的磁滞曲线是较为平缓且具有一定的线性特征，因此我们可以在原有的  $n$  个采样点基础上，利用磁滞曲线单调递减阶段采集的第 1 个和第 2 个点构建一次函数，作为当采集到的磁通超过磁滞曲线最大值的计算函数；以及磁滞曲线单调递增阶段第 1 个和第 2 个点构建一次函数，作为当采集到的磁通超过磁滞曲线最小值的计算函数。

下式所示为单调递增阶段的磁滞拟合曲线方程组数学模型：

$$i_0 = \begin{cases} f_1(\Phi, a) = a_0 + a_1 \Phi + \dots + a_{n-2} \Phi^{n-2} + a_{n-1} \Phi^{n-1} & \Phi_{\min} < \Phi < \Phi_{\max} \\ f_2(\Phi, b) = b_0 + b_1 \Phi & \Phi_{\max} < \Phi \end{cases}$$

下式所示为单调递减阶段的磁滞拟合曲线方程组数学模型：

$$i_0 = \begin{cases} f_3(\Phi, c) = c_0 + c_1 \Phi + \dots + c_{n-2} \Phi^{n-2} + c_{n-1} \Phi^{n-1} & \Phi_{\min} < \Phi < \Phi_{\max} \\ f_2(\Phi, d) = d_0 + d_1 \Phi & \Phi < \Phi_{\min} \end{cases}$$

两组方程组内均含有  $n+2$  个待解系数，对于最小二乘法而言就是求解这  $n+2$  个待定系数的最优解，其计算方法和理论与上述一致。

根据上述所述方式构建函数后，最终会获得一条随着磁通值单调递增的磁滞曲线上升的拟合函数，以及一条随着磁通值单调递减的磁滞曲线下降的拟合函数。

### 2.2.2 在线电流误差补偿阶段

在线电流误差补偿阶段的流程图如图 2.6 所示，流程图详细描述了电力互感器二次侧电流在线补偿的步骤，在仅知道二次侧电流  $i_2$  的瞬时值的情况下，通过叠加计算历史上的二次侧电流，得到此时的磁通  $\Phi$  瞬时值，进而根据在离线测得的磁滞特性绘制的曲线图与拟合函数，计算得到此时的励磁电流  $i_0$  瞬时值，根据该值补偿到原有的采样得到的二次侧电流  $i_2$ ，计算得到补偿后的二次侧电流  $i_2^*$ 。虽然理论上该值就是一次侧电流  $i_1$ ，但是在实际采样过程中，会有不可避免的误差，因此需要对补偿后的二次侧电流  $i_2^*$  进行有效的误差评估，评估方法与计算方式按照上文提到的电流误差、相位差计算方法进行计算，并通过表 2.1 测量用电流互感器的电流误差和相位误差标准和表 2.2 保护用电流互感器的电流误差和相位误差、复合误差标准进行验证其补偿精度。



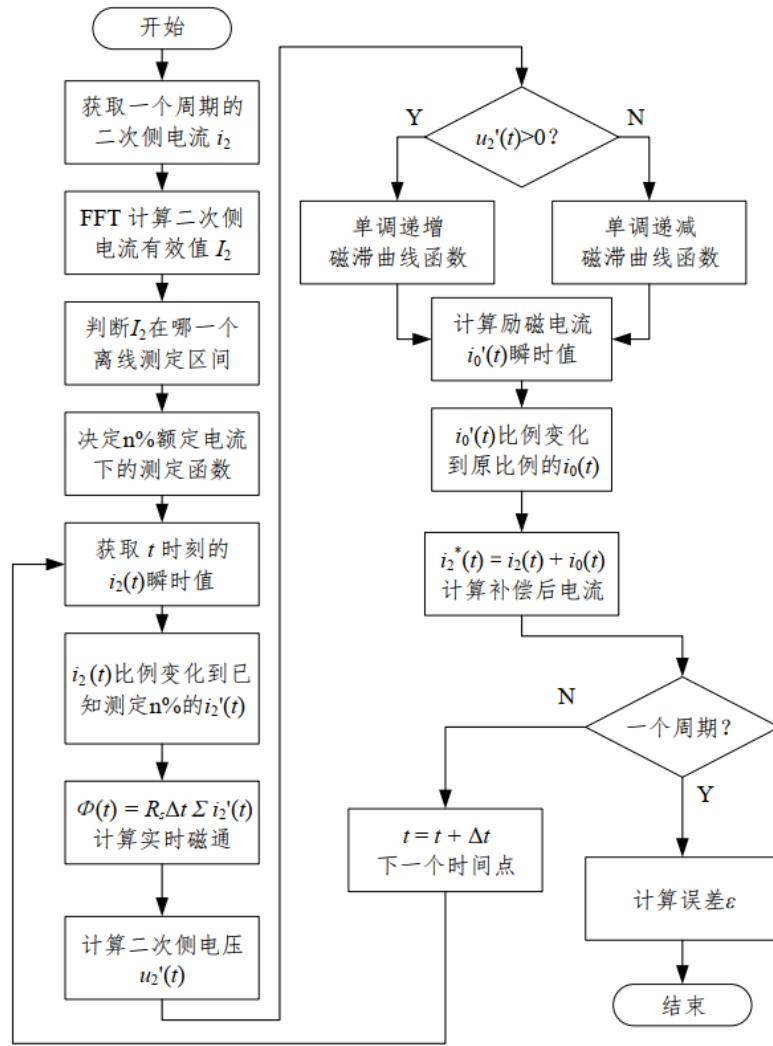


图 2.6 在线电流误差补偿阶段流程图

经过离线磁滞特性获取阶段后，需要设置多条在不同百分比的额定电流下的磁滞曲线函数，这是因为磁滞曲线在不同的一次侧电流下，产生的励磁电流与磁通是不一样的，而且他们二者也并不是完全线性变化的。再考虑到在线补偿过程中是不可能预先知道此时该补偿的电流是哪个百分比的额定电流，因此需要在补偿前判断此时应该使用是哪个百分比额定电流下的磁滞曲线拟合函数，这就是离散阶段设置多条磁滞曲线函数的原因。在线补偿阶段前则需要添加一个判断磁滞曲线选择的过程，如图 2.7 所示。

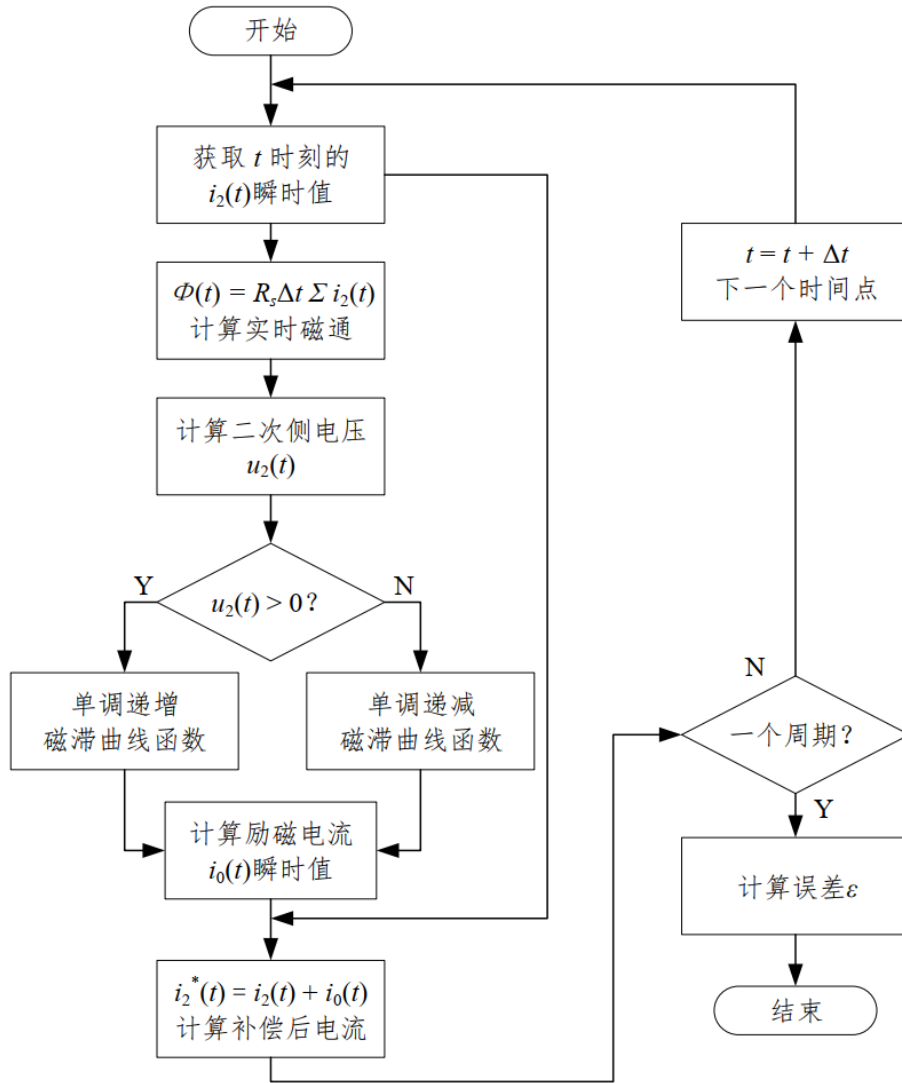


图 2.7 含区间选择的在线补偿流程图

比较于图 2.6，图 2.7 增加了两个部分：判断选用哪一条磁滞曲线拟合函数部分和二次侧电流 $i_2$ 以及磁通 $\Phi$ 与励磁电流 $i_0$ 等比例变化部分。在选用哪一条磁滞曲线拟合函数部分中，首先需要采集一个周期的二次侧电流 $i_2$ 数据，通过快速傅里叶变换（FFT）定性分析其幅值及有效值 $I_2$  [47]，通过分析得到的有效值判断此时一次侧电流在百分之几额定电流区间，比如对于一台二次侧额定电流为 5A 的电流互感器而言，某一时刻当前经过测量电流互感器的二次侧电流并通过历史的前一个或几个周期的二次侧电流数据，运用 FFT 计算得出此时的二次侧电流有效值为 4.25A，由此可以认定此时该电流互感器运

行在 85%额定电流下的运行状态，然后通过比对已知的经过离线阶段已拟合的磁滞曲线函数的额定电流区间，如 80% ~ 100%额定电流的区间，这时通过判断条件选择已知的磁滞曲线拟合函数，如选择 80%额定电流下已知的磁滞曲线拟合函数，接下来就是需要将 85%测到的二次侧电流 $i_2$  经过比例变换后，变为 80%的二次侧电流 $i_2'$ ，然后计算二次侧电压  $u_2'$  和磁通  $\Phi$ ，最后通过磁滞曲线函数计算得到励磁电流  $i_0'$ ，但此时的励磁电流是 80%计算下的励磁电流，因此还需要通过比例变换变成 85%时的励磁电流  $i_0$ ，进而得到原有的采样得到的二次侧电流 $i_2$ ，计算得到补偿后的二次侧电流  $i_2^*$ 。

综上所述，励磁电流比例变换算法如下式所示：

$$i_0 = kf_{n\%} \left( \frac{1}{k} \cdot i_2(t) \right)$$

$$k = \frac{I_2}{I_{2(n\%)}}$$

式中：

$k$ ——比例变化系数，为测到的二次侧电流的有效值  $I_2$  与即将选择的已知额定电流百分比的磁滞曲线二次侧电流有效值  $I_{2(n\%)}$ 之比，如 85% : 80%；

$f_{n\%}$ ——已知的  $n\%$ 额定电流下的补偿算法。

### 3 基于 Simulink 的补偿算法仿真实验

#### 3.1 Simulink 仿真平台搭建

为模拟电流互感器在给定磁滞特性下的输入输出关系，使用 Simulink 仿真平台搭建等效电路。旨在推导励磁电流对测量误差的影响，以及补偿后可能达到的效果。

用 Saturable Transformer 模块模拟电流互感器数据，该模块可以导入磁滞曲线的 matlab 文件，从而仿真互感器的磁滞特性。我们通过 Powergui 中的磁滞回线工具箱 Hysteresis Design 设计需要的磁滞回线，从而有效地仿真再现电流互感器内部的磁滞特性。具体模型如下：

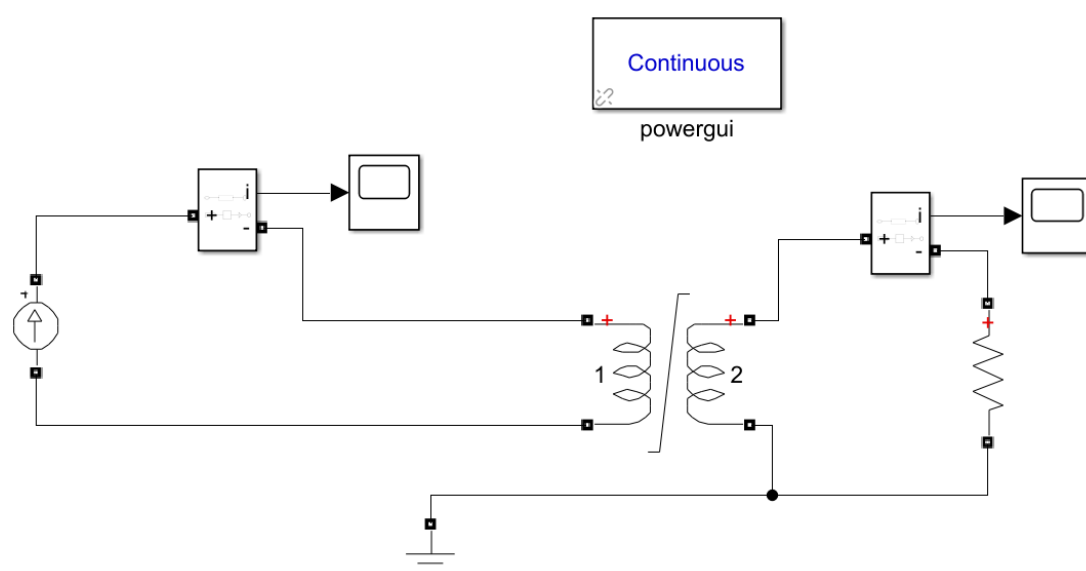


图 3.1 Simulink 模型

参数设置：  $R=0.1\ \Omega$       互感器变比  $0.0125\text{V}/0.5\text{V}$  ( $200\text{A}/5\text{A}$ )

额定容量  $2.5\text{VA}$  频率  $50\text{Hz}$

Hysteresis Design 工具箱通过指定起始磁化曲线、剩磁、饱和磁通、饱和电流、矫顽力和磁通为零点处曲线的斜率这几个参数来生成磁滞曲线，即设置三个曲线所经过的点，并给出其中一点的斜率，通过求解微分方程推导得到完整的磁滞曲线。而实际测得的磁滞曲线是由实验测量得到的多个数据通过高次拟合得到的。两种方式得到的磁滞曲线有较高的相似性，仿真模拟对实物实

验有良好的指导性。要想使曲线更加逼近实际的磁化曲线，则需要根据实验数据选择合适的参数。

### 3.2 仿真结果与数据分析

仿真中调整好合适的磁滞曲线后，以 100% 电流为例，仿真理想的二次侧电流与实际的二次侧电流波形对比如下。

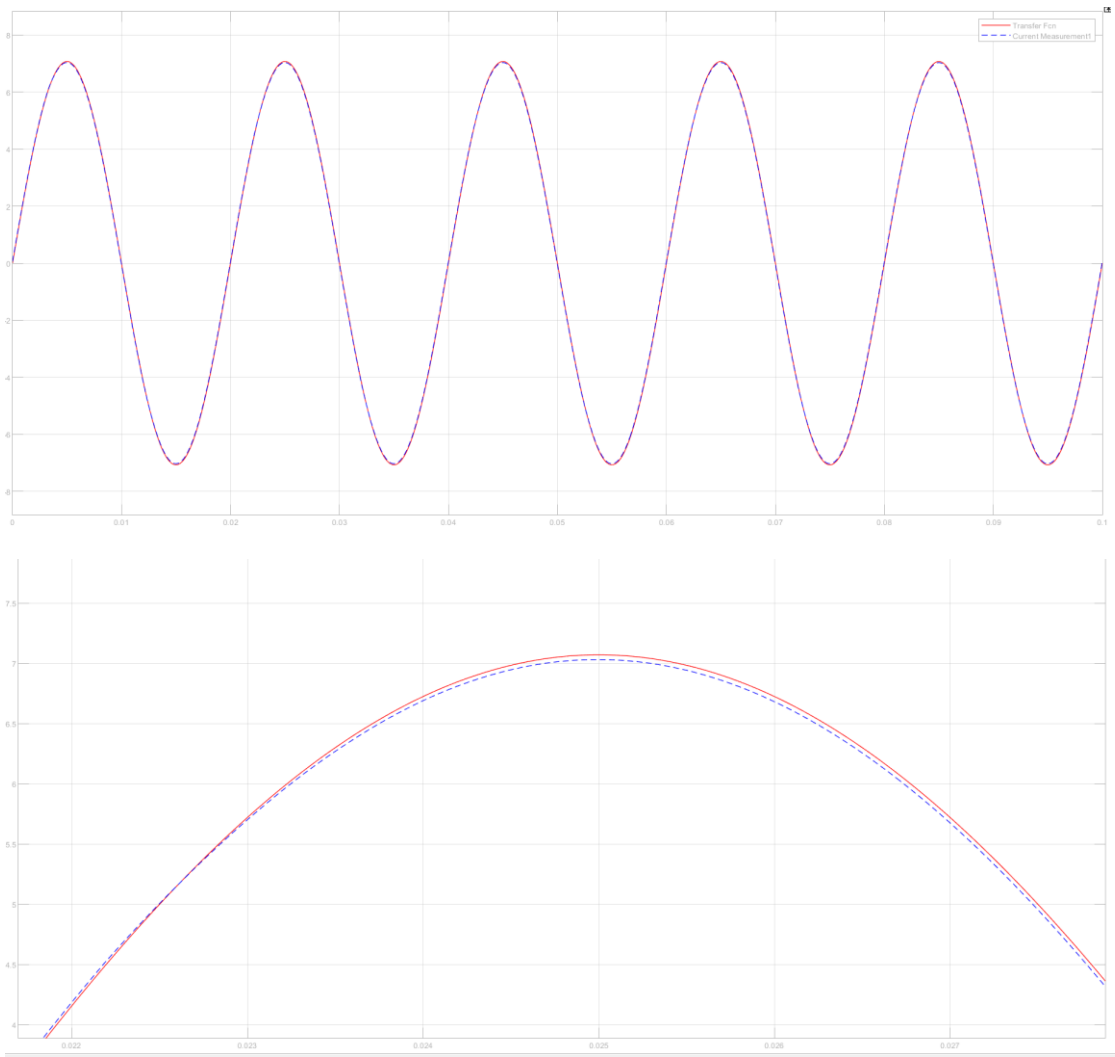


图 3.2 补偿前一次侧、二次侧电流仿真结果对比（实线为一次侧）

可以观察到两个数据对应的波形几乎完全重合。放大细节我们可以观察到理想电流峰值和实际电流峰值之间存在微小误差，通过测量得到理想电流峰值为 7.071A，实际电流峰值为 7.031A，电流误差百分比 0.566%。由此得知，经过初步的测量，通过求解励磁电流和二次侧电流的关系，能够使用补偿的方式对测量结果进行修正，原有误差能够被补偿至高精确度要求范围内。

## 4 含补偿装置的测量保护一体电磁式电流互感器硬件实验

上文已通过仿真实验对基于补偿算法的测量保护一体电磁式电流互感器进行实验验证，其结论可以认为，由于仿真实验本身具有一定的理想性与局限性，因此十分有必要设计并实践硬件实验。下文通过硬件设备，设计、开展实验，对实际可行性做进一步分析，并验证补偿后的测量精度，进一步进行了验证。

### 4.1 实验设计与平台构建

#### 4.1.1 实验接线方案

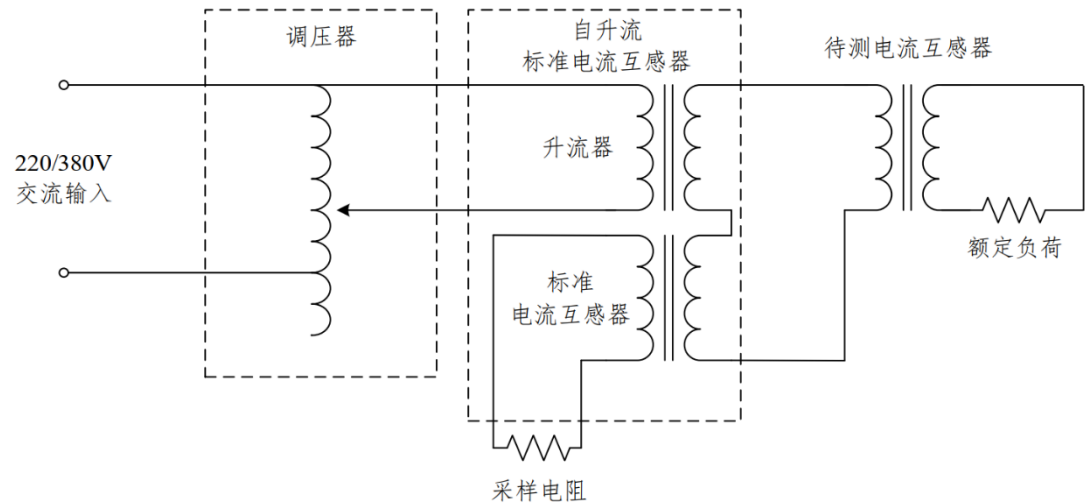


图 4.1 互感器部分实验接线电路图

为补偿算法实现测量保护一体电磁式电流互感器具有可行性

#### 4.1.2 实验设备

##### 1) 自升流标准电流互感器（图 4.2）

该装置内部的标准互感器精度极高，因此常用于电网及其他电流互感器的实验校准、准确度校验与评定，是完全符合国标检测与 IEC 特种电流互感器的测量标准的极高精度的电流互感器，实验中选用的自生流电流互感器精度为 0.01S 级。额定电流比为 2000:5 或 100:5，额定容量为 5VA

##### 2) 待测互感器（图 4.3）

待测电流互感器是穿心卡扣式 10P10 级保护用电流互感器，使用时将电流互感器打开并将需要测量的一次侧电流的电线套在电流互感器内部，然后将电流互感器重新闭合并固定好卡扣。（本次试验中因待测线路的接线更方便，或选用穿越绕线再固定的方式。）将该互感器引出的端子与额定负载电阻连接形成闭合回路（二次侧回路），通过测量电阻两端电压的方式由  $I=U/R$  计算实时电流。

该电流互感器的额定电流比为 200A:5A，额定负载为 2.5VA。准确级满足 10P10 的国标要求，其测量的符合误差在 10%以下。

### 3) 调压器（图 4.4）

调压器可以自由调节流入升流器的电流，从而自由控制自升流标准电流互感器和待测电流互感器的一次侧电流。

### 4) 数据采集与补偿装置硬件（图 4.5）

两对采样电阻分别位于自升流标准电流互感器和待测互感器的二次侧回路内，AD 采集采样电阻两端的电压信号。取得的电压采样信号根据欧姆定律求得实时的电流值，同时芯片内完成对电流补偿的计算。完成后将数据上传至上位机，即计算机，数据显示均在计算机上完成。芯片内部对电流的处理程序在计算机上完成后烧入芯片。

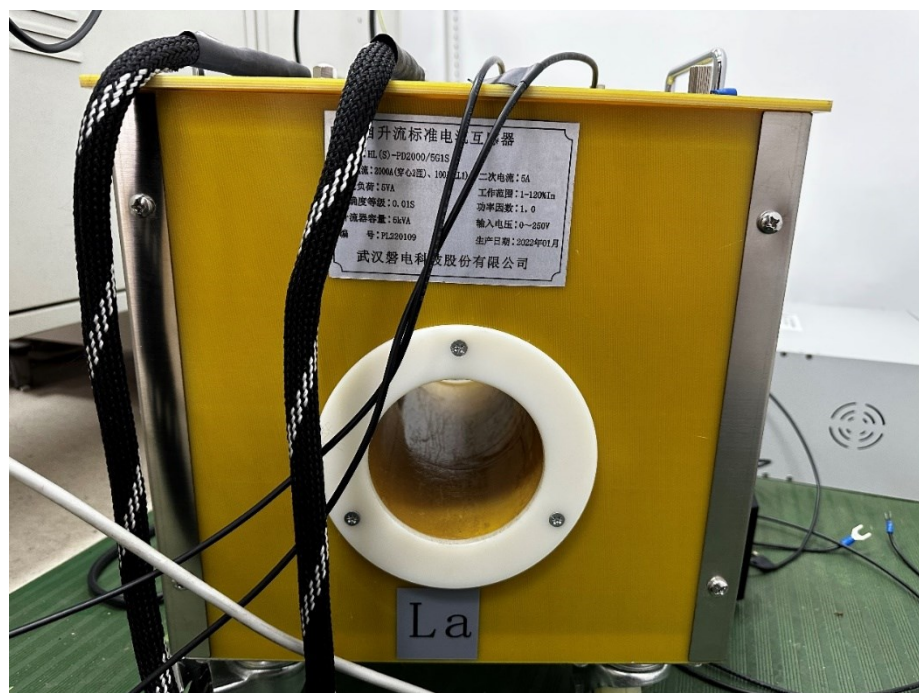


图 4.2 自升流标准电流互感器



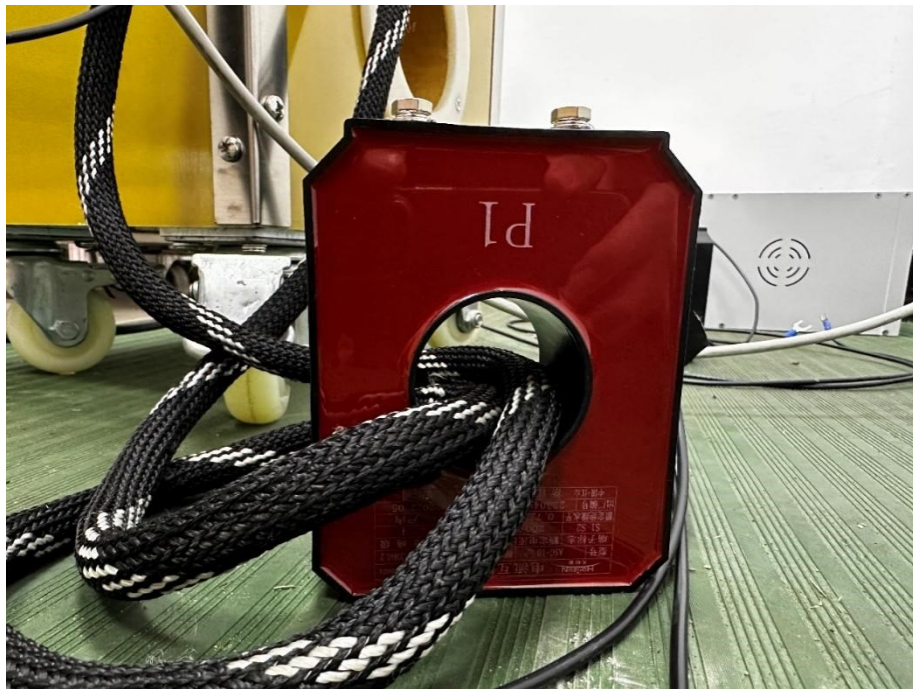


图 4.3 待测互感器



图 4.4 调压器



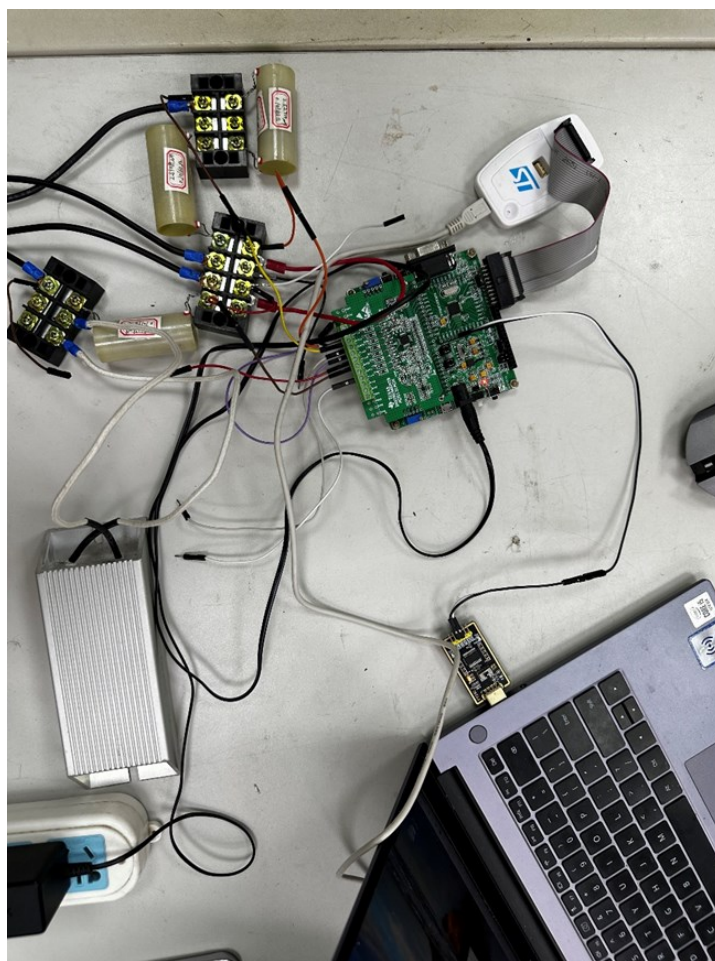


图 4.5 数据采集与补偿装置硬件

## 4.2 实验方案与软件设计

首先，同一型号的互感器在近似工况下对测量电流的灵敏度近似，也就是从二次侧获得的电流数据的某一特性和一次侧电流相对应。在已知高精度测量值的情况下，我们可以求得在待测电流不同状态下互感器呈现的磁滞曲线，而这一特性曲线作用于精度较低的保护式电流互感器时，能直接检测的电流精度也相对下降。通过对比同一待测电流作用下的保护式电流互感器的磁滞曲线和高精度的电流互感器磁滞曲线，可以将两条曲线各段一一对应，利用计算补偿的方式使得即使使用保护式电流互感器对应的磁滞曲线求解也能得到和高精度测量相近的误差比。

在实验的第一阶段，为保证测量的精确性，需要先对待测电流互感器进行去磁，方法是在待测电流互感器两端并联一个较大的电阻（实验中选用 1 欧），通电后升高电流至较大值，再缓慢降低电流至零。随后对自升流标准电流互感

器进行同样操作。消磁过程虽然繁琐，但对于保证电流互感器无剩磁，运行过程中无磁通饱和现象十分重要。

第二阶段，我们需要搭建两条测量电路到 stm32 的 ADC 采样模块，其一用于测量标准电流互感器二次侧电流（即一次侧电流精确值），其二用于测量保护式电流互感器应对同一被测电流时的二次侧电流。stm32 输出一一次侧电流、二次侧电流和计算出的磁通至上位机。通过测量采样电阻（0.1 欧）两端的电压测量电流。为了提高磁滞曲线计算的准确性，可以设置采样周期和电流周期不同，通过重叠多个周期的数据得到较为精确的磁滞曲线。

第三阶段，使用  $I_1$ 、 $I_2$ 、 $\Phi$  三组数据用最小二乘法拟合出电流互感器的磁滞曲线，并在软件上实现对保护式电流互感器磁滞曲线的补偿，使其输出值和高精度电流互感器的测量值在误差允许范围内。

第四阶段，将编辑好的补偿算法程序烧入芯片。芯片应当完成自主采集采样电阻（0.1 欧）的电压信号、将电压转化为电流、根据磁滞曲线由测得的二次侧电流计算精确值。此时，补偿后的电流值和精确测量的数值在误差允许范围内。

在此过程以及后续的步骤中，芯片要求同时执行采样、求解磁通、计算补偿值、整合测量电流和补偿电流、信号输出上位机多个步骤，运行时 CPU 的占用较高，因此要考虑降低采样频率。

第五阶段，导入不同电流幅值下的磁滞曲线族，将根据实际电流幅值选择磁滞曲线的算法写入芯片内，使芯片能根据初步测量的电流大小判断处于哪一荷载情况，并选择对应的磁滞曲线。最终的电流输出值和高精度测量得到的结果在误差允许范围内。

4.3 实验结果与数据分析

4.3.1 磁滞曲线拟合

(1) 5% 10% 20% 40%额定电流

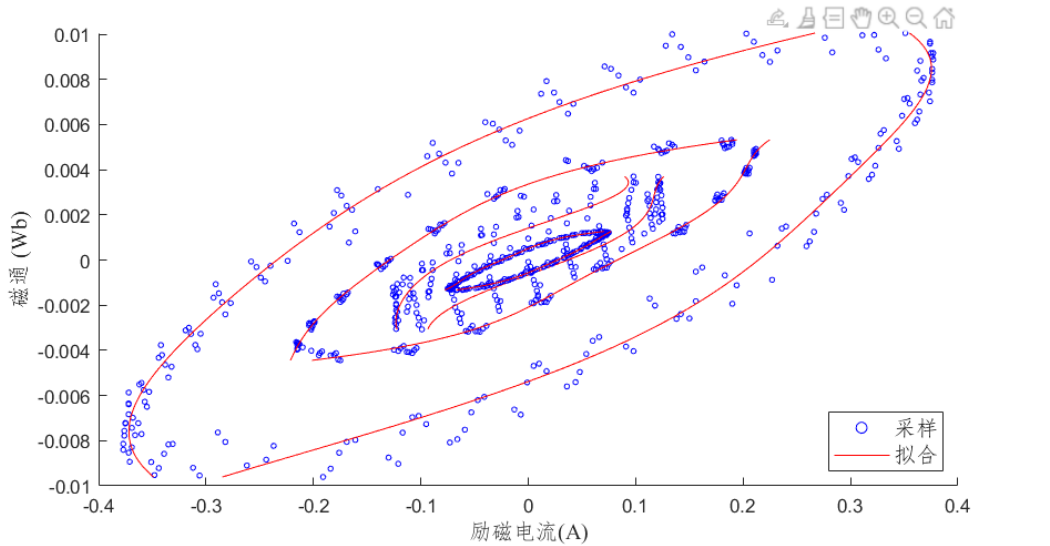


图 4.6

(2) 60% 80% 100% 120% 额定电流

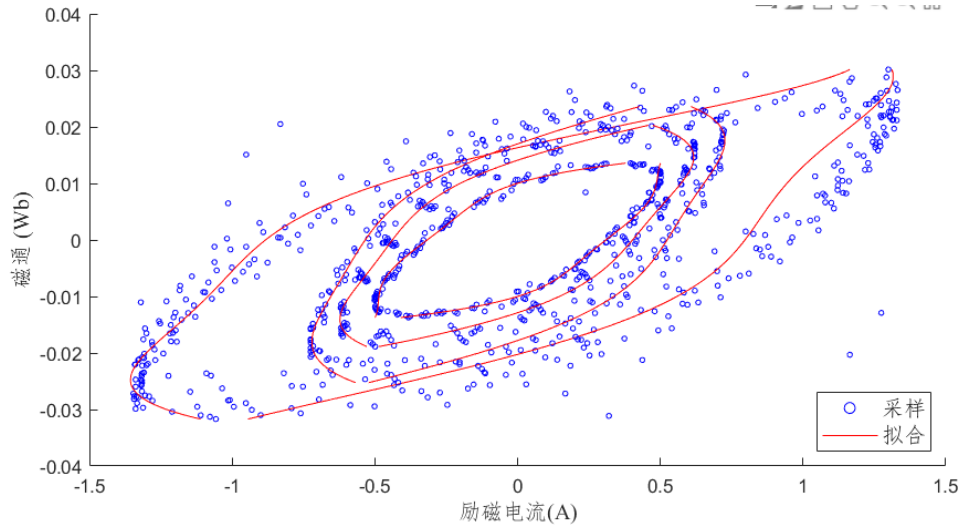


图 4.7

4.3.2 补偿前后数据对比

1) 5%额定电流工况

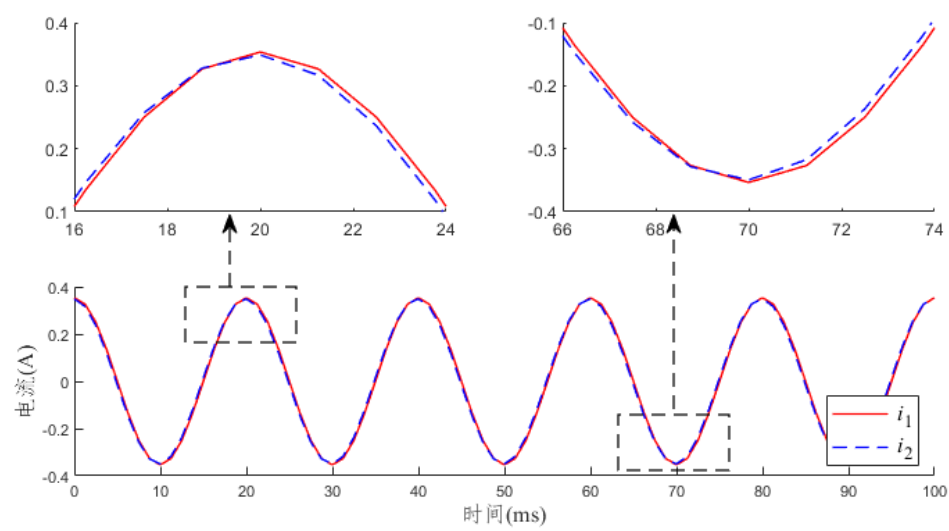


图 4.8 补偿前电流对比

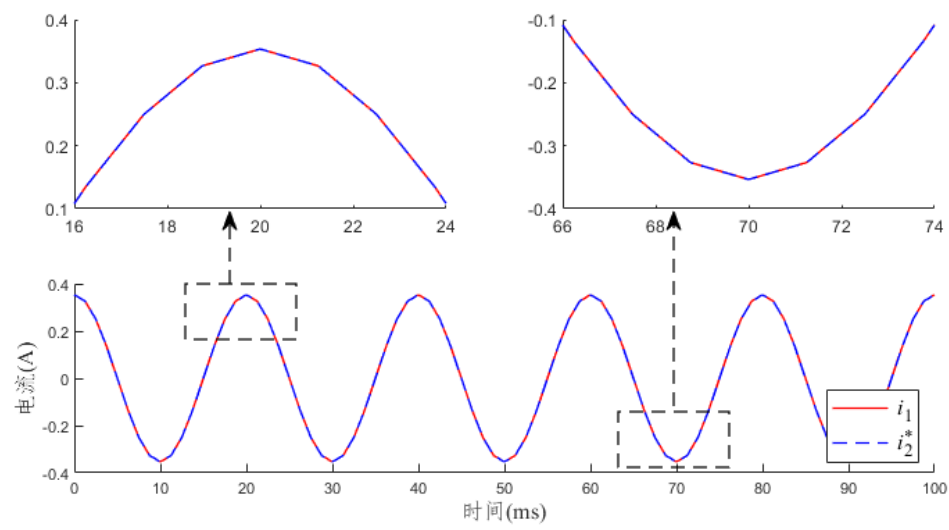


图 4.9 补偿后电流对比

2) 20%额定电流工况

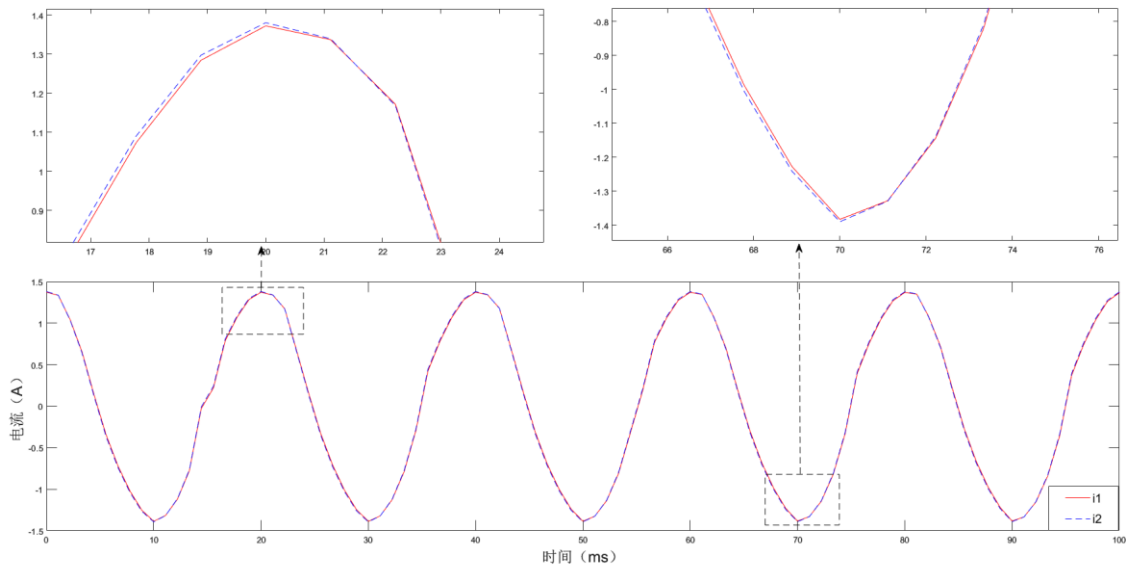


图 4.10 补偿前电流对比

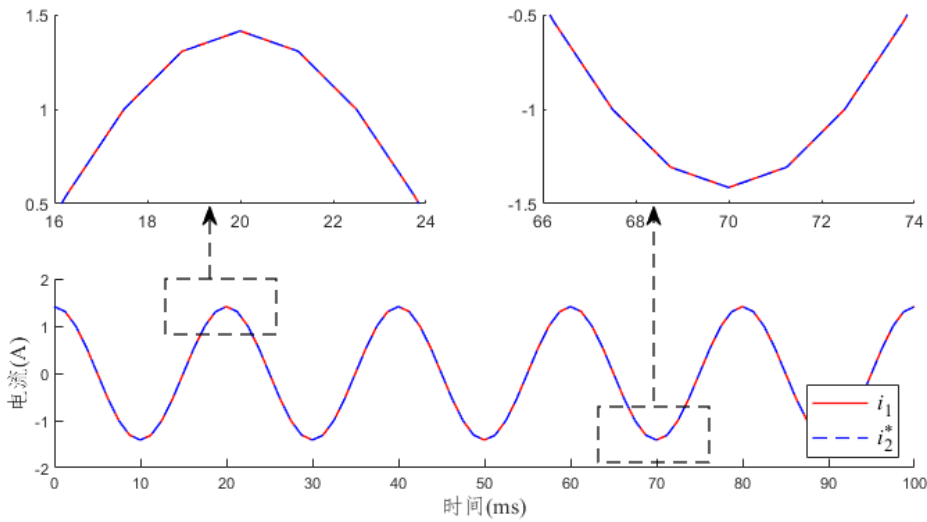


图 4.11 补偿后电流对比

3) 100%额定电流工况

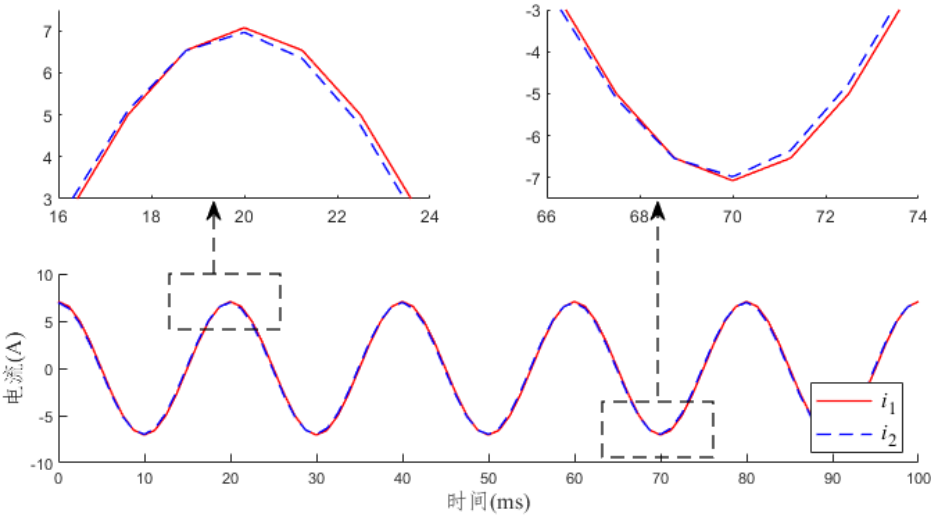


图 4.12 补偿前电流对比

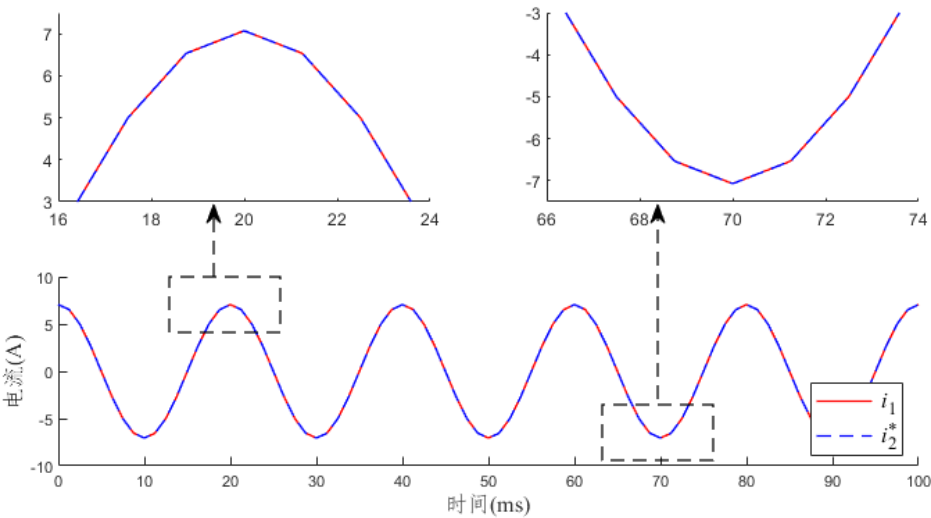


图 4.13 补偿后电流对比

在本次实验中，实际使用的 10P10 级电流互感器本身的测量精度尚可，直接测量时在各电流负载下都能达到 1.0 精度，但在电流幅值过大或过小的时候 0.02 精度会有较大差距。通过补偿算法补偿的电流值和精确值几乎完全重合，经验算，误差控制在要求范围内，能实现对待测电流的 0.02 精度的测量。

实验设计的主要功能在第三阶段已能够实现，第四阶段增加了芯片自主计算的功能，将原本手动计算的过程由程序自动完成；第五阶段增加了芯片自主选择范围的功能。实物实验已完成第四阶段，芯片和互感器的连携功能支持采

样并补偿对应负载电流，将结果同步输出到上位机。目前设备在面对不同负载电流大小的时候仍需要手动调整计算磁滞曲线的各项参数，尚未实现完全自动化的区间选择功能。未能实现的原因是，再增加选择功能需要的运算量会增大，会较大程度影响采样频率，此时预设的参数在计算磁滞曲线时会出现较大误差，结果并不令人满意。

## 5. 总结与展望

该 S RTP 项目为“高精密卡扣式电流互感器设计”，预期实现卡扣式（保护式）电流互感器的高精度测量。通过求解二次侧电流的粗测值和精确值对应的磁滞曲线，对卡扣式电流互感器测量的电流值进行补偿，使得补偿结果达到高精度测量要求。由此实现卡扣式电流互感器在拥有较大测量范围的情况下能进行精度更高的测量。

该项目的意义在于，应对同一型号的设备只需要进行一次测定和参数的设置，就能实现类似工况下对卡扣式电流互感器测量精度的提升。

因为实验的测量硬件设备可以分为卡扣式电流互感器本体和用于补偿的芯片设备，所以该方式也可以应用于不同型号，相似工作原理的电流互感器，芯片功能可在封装后作为附加功能直接增加到电流互感器上。

在数字化、信息化的时代，计算补偿电流的模块也可以帮助电流互感器实现“物联网+”的功能，这些功能的拓展和升级也极为便利，只需要修改芯片内部程序或增设外设即可轻松实现。

## 参考文献

- [1]GB 1208-2006. 电流互感器[S]. 2006.
- [2]GB/T 20840.1-2010. 互感器第 1 部分:通用技术要求[S]. 2010.
- [3]GB/T 20840.2-2014. 互感器第 2 部分:电流互感器的补充技术要求[S]. 2014.
- [4]温景茂. 基于补偿算法的测量保护一体电磁式电流互感器的研究, TM452-10335