

采用有源元件的精密直流变换器

——进一步报告

中国科学院电工研究所

一九七六年七月

采用有源元件的精密直流变换器

——进一步报告

G. J. 迈克尔

(英国布伦特福德电子有限公司)

一、摘要:

本文回顾了布伦特福德 (Brentford) 的直流变换器的主要特性。这种直流变换器用来测量欧洲核子研究中心的交叉贮存环 (CERN ISR) 主环与束流输运磁体的励磁电流, 其重复性误差为百分之几。有很多理由说明, 目前正在西德汉堡建造的电子同步加速器的电源要求有类似的精确度和稳定性, 很高的线性度及讯噪比。本报告分析了该仪器误差的主要来源, 并论证了怎样通过在基本的无源元件电路中加入简单的有源元件, 来降低和消除这些误差。援引了在实验室中研制的有源元件电路的样机及其所获得的性能改进的一些细节。文章的结尾对所讨论的新电路的价格做了一般的评论。

II、历史情况

从事粒子加速器电源工程设计人员的一个长期的主要任务, 是在测量几百安到几千安直流电流时, 要求极高的精确度。例如, 对于通常的工业测量, 直流电流变换器的重复性误差为 0.1% 时, 就可把它列为“精密级”测量了。但是, 对于束流输运磁体与储存环磁体的工作, 则要求重复性误差再小 100 到 1000 倍。为了使整个系统保持同

样的精密级，变换器总是与高增益的放大器联合使用，这又对直流变换器负载上的直流讯号中交流噪声的允许值，提出了严格的限制（取决于系统的动态特性）。

为此，在六十年代初，布伦特福德电子有限公司决定放弃使用克雷默（Kramer）型串联电流变换器，尽管过去克雷默型串联变换器一直被用于此种测量，并已在全世界得到广泛的发展⁽¹⁾。代之而来的相当规模的研制计划^(2, 3)，是把海恩格拉尼（Hingorani）博士的并联传感器电路的性能提高到所要求的水平上来。最初，应用这样类型直流电流变换器的加速器，是英国加雷斯伯里（Daresbury）北方大学的电子同步加速器的束流输运磁铁电源。从那时以来，在世界一些大学实验室与英国拉瑟福德（Rutherford）实验室又获得了相当多的经验。但是，至今这种类型直流变换器的最大的试验对象，是在日内瓦的西欧核子研究中心交叉储存环的主环与束流输运磁铁的电源（1969年）。这个对象要求直流电流传感器的工作范围是从几百安到额定满载电流2000安，其重复性误差要求不大于满载电流的百万分之四或五。象所有过去应用过直流电流传感器的系统一样，需要有恒定电流电源。相当高的温度系数（每 $^{\circ}\text{C}$ 百万分之二）问题，是通过在每个传感器上装有一个适合的加热器与温度检测线组来克服，温度检测绕组与电子线路相联接，保持传感器铁芯与线组的温度恒定在 $\pm 0.5^{\circ}\text{C}$ 。

早在1971年就开始讨论目前正在汉堡建造的西德电子同步加速器交叉储存环的励磁电源。对于这些交叉储存环的励磁电源，研究了两种给磁铁供电的运行方式。一是恒定电流的运行方式，未发生什么大问题。另一种是交流运行方式，当所有电源电流，在200秒时间内，以

满载电流的一定比例线性的斜坡上升或下降时，出现了很严重的问题。因为速度滞后大于了百万分之十六，这是不允许的。

如果认为主电流控制环的传递函数从它的直流增益值衰减下来，是每倍频程负 6 分贝，快速计算表明，为达到上述的速度滞后误差（译者注 4—5 PPM），频带宽度至少需要 50 赫芝。在这些条件下，讯号噪声比必需比以前所要求的大一千倍左右。由于予热的时间滞后，藉助热稳定环对很高的温度系数进行补偿，这种方法是否可行仍是一个疑问。

另一个复杂的问题是，在整个电流降低到 1% 的过程中，线性误差必须遵循不超过最大值的百万分之 50。由于这些要求，我们已着手研究如何把已用于欧州核子研究中心交叉储存环的直流互感器的良好性能再进一步改善，以便满足西德汉堡电子同步加速器交叉储存环的要求。

III、采用无源元件的直流电流互感器的原理

为了理解布伦特福德电子有限公司海恩格拉尼博士的直流电流互感器的工作原理，最好从众所周知的克雷默电路开始讨论，如图 1 所示。

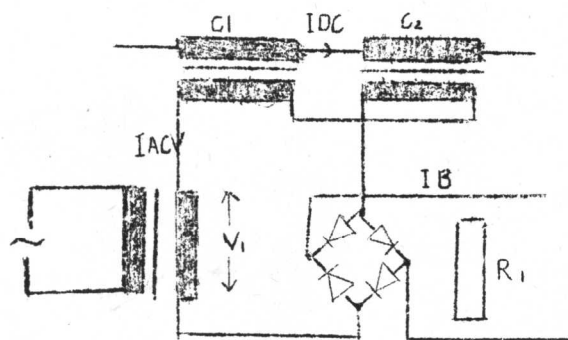


图 1 克雷默电路

在此电路里，由一种矩形 B/H 迴线材料做成的两个铁芯，其上绕有相同匝数的绕组，一次母线则穿过该两铁芯。这两个二次绕组反接，并与电源变压器及给负载电阻供电的整流桥相串联。电压，磁通及电流波形如图 2 所示。

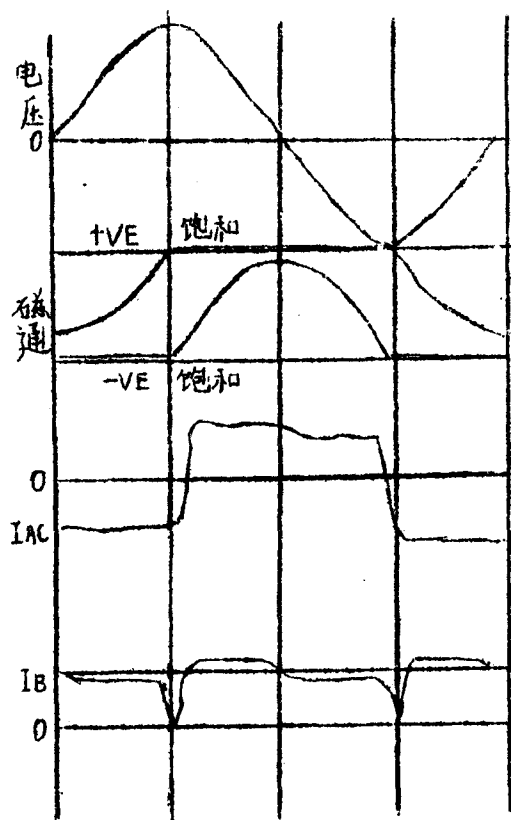


图 2 克雷默
电路波形

显然，在图 1 所示的简单原型电路中，在电源每经过一个周期时，负载电流的波形就出现两次缺口，在缺口处负载电流从直流电流水平降到零。这样一来，除了产生很大的信噪比之外，在发生缺口的瞬间，变压器的一次与二次绕组很不藕合（注：安匝不平衡），这便对仪器的精确度产生了有害的影响。众所周知，通过与负载电阻串联一个电

抗的办法可以消除该缺口。这样一来，在改善精确度与信噪比的同时，给电流互感器的频宽带来了一系列的限制。布伦特福德电子有限公司海恩格拉尼博士的直流互感器的电路，如图3所示，

其电压，磁通与电流波形如

图4所示。扼要地研究就可以看出，在此电路中铁芯 C_1 与 C_2 上的绕组，是通过四个二极管有效地并联在电源变压器上。从图4可以看出，每个铁芯在约 $\frac{3}{4}$ 个周期内不饱和（此时象变压器工作一样，安匝保持平衡），因此：在每个周期内，负载电流两次从一个绕组换流流到另一个绕组去，都发生在铁芯尚未饱和点上。所以测量精度不受换流的影响，而所产生的缺口深度约为铁芯磁化电流的两倍，即约为负载电流的千分之一，而不是等于全部负载电流。

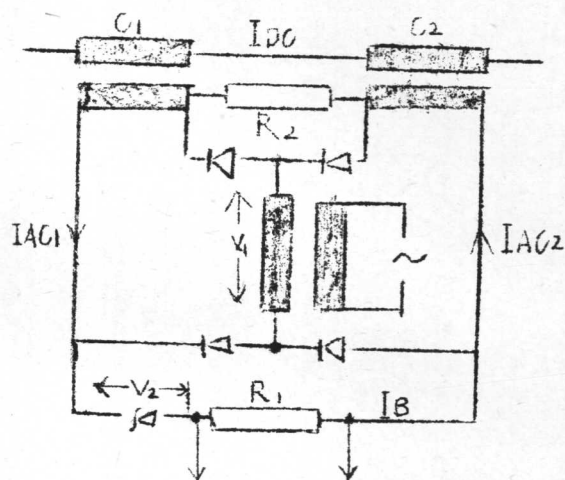


图3 布伦特福德电路

• 直流互感器与直流传感器一词是同义词。

IV 误差的原因

与任何型式的电流互感器一样，一次与二次的安匝差的主要分量是磁化铁芯所必需的磁动势。如果铁芯的激磁电流能保持绝对恒定，那么它的存在很容易得到补偿而不造成什么困难。然而情况并非如此，因而近来对直流互感器的大量工作是用在寻求改善激磁电流恒定的方法上。

激磁电流变化的主要原因有二个，它们分别与负载电流及铁芯温度有关。首先，我们来考虑具有理想的矩形 B/H 迴线的铁芯，即当铁芯饱和时导磁系数为0，而当不饱和时导磁系数为 ∞ 的情况。在这种条件下，在未饱和区的激磁电流值就与铁芯实际磁通密度的波动无关。接近这类特性的磁性材料是有的（例如在英国商品牌号名称为H、C、R金属）。但是，虽然这些材料在未饱和区有很高的恒定导磁系数，而它们的矫顽磁性和激磁电流，且比其它一些具有较大曲率磁

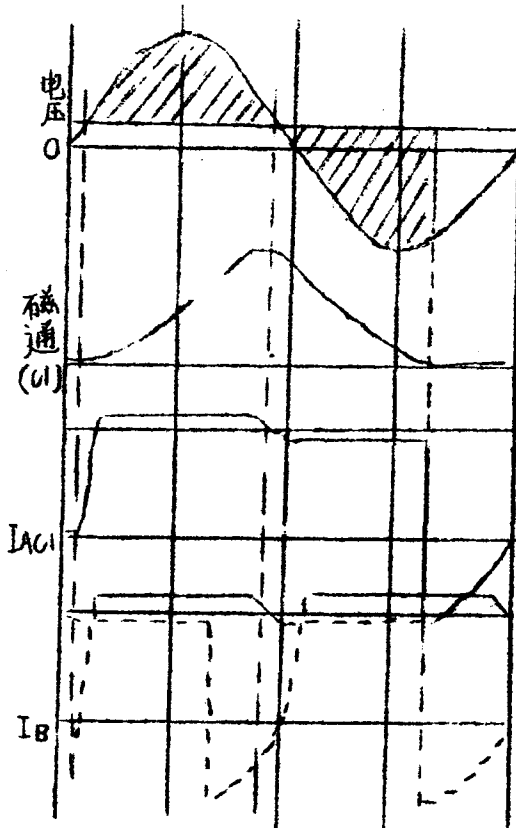


图4·布伦特福德电路的波形

滞回线的镍铁合金 (Supermumetal) 约大10到20倍。这两种合金的导磁系数是相似的，并以相似的速率随温度变化。因此，在磁

通变化条件下，虽然矩形磁合金的激磁电流有较好的恒定，但它的温度系数却比镍铁合金类高10到20倍。这些就是选择材料所要全衡的依据。

变比对铁芯中磁通密度波动范围的灵敏度长期以来一直受到重视。直到现在的工作开始以前，高精度的直流互感器都是由无源的恒压电源来供电的，该恒压电源通常都包含有饱和第三芯柱的变压器组成。由于采用市场上广为流行的这类设备，稳定性得到了很大的改善。但是这种装置对频率敏感，必须注意稳压器的频率系数与直流互感器的频率系数很好的匹配。此外，从研究图3与图4可清楚地看到，从负的饱和极限开始，铁芯内磁通的总的变化过程取决于电压对时间的积分（注： $U_{C1} = \frac{d\phi}{dt} \therefore \phi = \int_0^t U_{C1} dt$ 而 $V_{C1} = V_1 - V_2 - IR$ ）。因而取决于交流电源电压 V_1 减去齐纳二极管电压 V_2 和减去负载电阻、辅助变压器与线圈绕组上的电阻压降之和 IR 。后一项随着负载电流的改变而显著的变化（如果变压器与线圈绕组是铜做成的，电阻实际上是随温度而变化），所以即使电源电压 V_1 保持绝对恒定，电压对时间的积分，以即磁通的变化过程和激磁电流都将在很大程度上随负载电流与温度两者的变化而变动。在无源的直流互感器中，这种影响仅产生非线性误差和传感器温度系数的主要分量。

V、用有源元件稳定铁芯的磁通密度

采用已经充分研究过的负反馈技术，来解决上面所提到的问题，是最成功的路线。如图5所示，在直流互感器的两个铁芯上，各装上一个反馈绕组 w_1, w_2 ，该二绕组反向串联，产生一个取决于两个铁芯中磁通变化率的电压 V_0 ，此电压送到积分器 I 的输入端，在其输出

端产生一个正比于两个铁芯内瞬时磁通的电压 V_0 。由图4可以看出,任一铁芯内的最大磁通(振幅),发生在相应的绕组中反电势改变符号时。跨接在反馈绕组上的检测器电路D,在每周内检测出电压 V_0 过0的两个瞬时,并且同时产生两个选通脉冲,送到取样保持电路 S/H 。取样电路在上述相同的两个瞬间,即在铁芯内磁通通过最大幅值时,对电压 V_0 取样。在放大器A内,取样电路的输出电压与预先整定的偏压相比较,其误差电压经放大器A放大后,送给交流电桥电路B。此桥路有一个臂,含有一个场效应晶体管(FET transistor)。电桥B是以工频电源供电(在欧洲为50周),桥路设计成当来自放大器A的误差信号为0时,其输出也为0。在有一定大小与极性的误差信号输入时,就产生一个相应幅值与极性的正弦交流信号(50周),给变压器 T_2 供电, T_2 的输出电压与变压器 T_1 所产生的主激磁电压相串联,从而使供给两个测量铁芯的交流电压增加或减少。一目了然,整个电路形成了一个能控制供给电流互感器绕组电压的反馈闭环,结果使磁通峰值,保持在由偏置电位计P所确定的恒定数值上。

这种新的反馈电路,对直流互感器的所有主要性能参数的影响,是引人注目的。去过的实践经验指出,用无源的直流互感器(无反馈电路)来测量,当被测电流为额定电流的100%到10%时,测量的线性误差通常分别为 $\pm 0.01-0.02\%$;当被测电流为满载电流的10%到0时,线性误差就变得如此之大,以致必须在电流量限宽的装置中,采用特殊的测量手段,来克服线性误差。然而这个问题,过去被认为已超出了直流互感器的职能范围。

现在采用有反馈的直流互感器的样机,当被测电流在额定电流的100%—1%范围内,测量的线性误差在 $\pm 20 P.P.m$ 界限之内;当被测电流在满载电流的70%—1%范围内,线性误差不大于

$\pm 5 \text{ P P m}$ 。另外还注意到，在没有热稳定措施时，该直流互感器的热稳定系数也得到了类似的改进。当环温在 $20^{\circ} - 60^{\circ} \text{C}$ 范围内时，无反馈直流互感器温度系数稍高于百分之二；采用磁通稳定的反馈电路使温度系数降低 10 倍，达到小于每度百万分之 0.2。

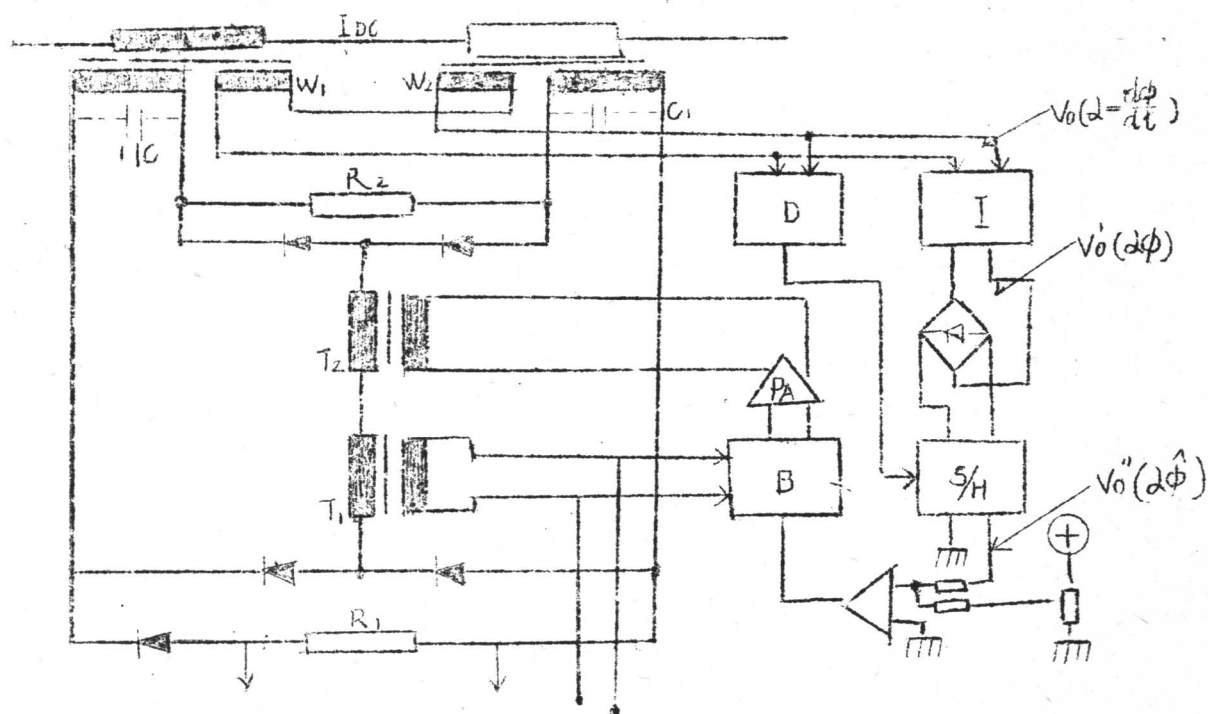


图 5、具有反馈电路磁通稳定的
布伦特福德的直流互感器

有反馈的直流互感器电压系数（即对于一个给定的电源电压变化，互感器变比误差的变化）也降低了。从无反馈直流互感器的 $8 - 10 \text{ P P m\%}$ ，降低到小于 $1 \text{ P P m\%}$ 。频率系数（定义为随电源频率的变

化引起的互感器变比误差的变化) 仍保持相同的数量级, 约为 $5\% \frac{P_m}{P_n}$ 。然而, 恒压变压器 (稳压器) 的频率系数与直流互感器的频率系数要匹配的艰巨任务, 现在是不存在了。

VI、电源电压谐波、它们的影响与消除

虽然铁芯磁化电流的变化是变比误差的主要原因, 但这决不是说它是唯一的原因。与此误差有关的第二个因素是匝间电容 C, C_1 , 如图 5 所示。尽管经过精心设计, 可以使电容比较小, 但是, 特别在要求有大的匝比, 量程很大的直流互感器时, 即使在 50 赫低频下 (美国为 60 赫芝) 电容电流与磁化电流相比也是不小的。如果电源电压含有谐波, 特别是含有整流装置产生的高次谐波时, 就可能存在流到匝间电容去的谐波电流, 从而会产生一个偏置误差。这种误差与负载电流及环境温度无关, 但显然会随电源谐波电压的变化而变化, 因此是不允许的。很明显, 这个问题可采用无源 LC 元件, 对输入电源进行适当地滤波来解决。然而, 对于有反馈的直流互感器, 可采用更为巧妙的方法来解决。如图 6 所示,

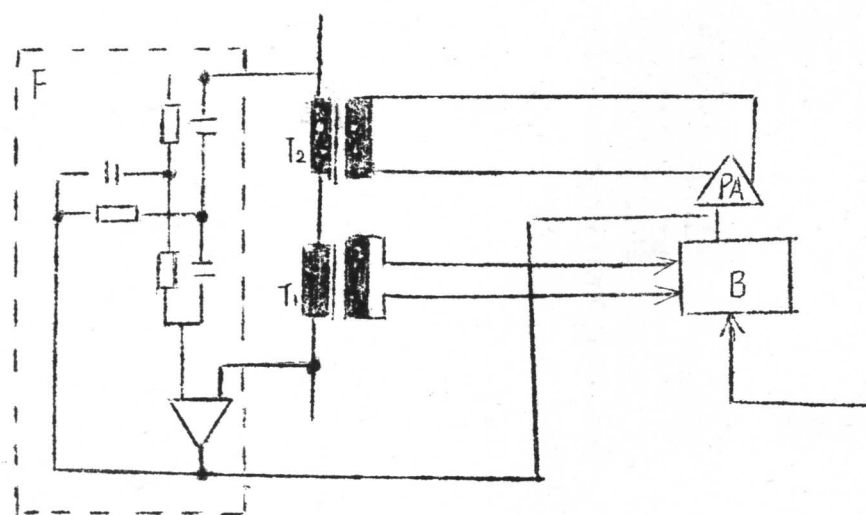


图 6 · 为抑止电源谐波用陷波滤波器

变压器 T_1 与 T_2 的二次绕组外端的总电源电压，是通过陷波滤波器 F 来供电的。该陷波滤波器有一个适当的品质因数 Q ，及中心频率对准电源频率的传输特性，并给功率放大器 PA 输入。这个装置在滤波器所要抑制的频率上产生一个很小的负反馈，而使电源中所有不是基波频率的电压大为衰减。典型的例证是，当无陷波滤波器时，把接在正常的工业电源上的，一个 500 安直流电流互感器的辅助电源，转接到同样频率的，近似方波的电源上，产生正好超过 100 P/P_m 误差偏置。而在图 6 的电路中，采用了品质因数 Q 约为 20 的陷波滤波器，这种偏置误差就减少到小于 2 P/P_m 。

Ⅶ 讯噪比的改善

上面所提到的反馈电路，虽然大大改善了直流互感器的直流特性，但对讯噪比没有什么效果。在海恩格拉尼的直流互感器的输出中，在二倍电源频率时，呈现出较大的噪声分量。在额定负载电流下，当直流输出为 10 伏时，噪声分量的均方根值约为 10 毫伏。对于目前的精密测量，最好要有几千赫芝的频宽，然而即使在频宽不少于 250 赫芝的情况下，至少还需要衰减 60 分贝。这其中问题的关键，在于大部分扰动频率完全混在互感器本身的通频带中。

为了解决这类问题，所设计的无源滤波器的电路，如图 7 所示。

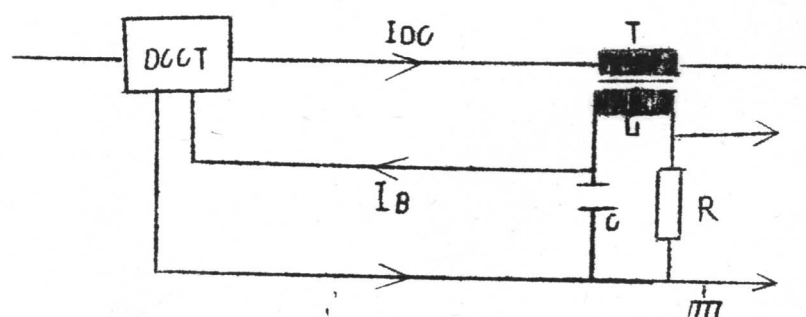


图 7 具有藕合的无源交流互感器的直流互感器

图8是这种装置的示意图。一个四绕组 W_1 、 W_2 、 W_3 、 W_4 的交流互感器，经过 W_2 与负载母线藕合，同时与流经直流互感器负载电阻 R_1 的电流成正比的电流，经宽频放大器 A_1 直接对 W_2 励磁。 W_1 与 W_3 内的交流和直流安匝，象图7变压器T的二个绕组的情况一样，是互相相反的。如果直流互感器与放大器 A_1 都有无限的频宽及完全线性，那么交流互感器的铁芯就保持未励磁状态。当没有相应的电流分量流过负载母线时， R_1 中纹波电压的出现，就会在交流互感器的铁芯内，产生一个没抵消的磁通变量。根据通常的变压器原理可知，在 W_3 绕组及其负载电阻内，将产生一循环电流。该负载电阻两端的电压经放大器 A_2 放大后，在 W_4 绕组内引起一个循环电流，它与 W_3 绕组中的安匝相反。如果放大器 A_2 的增益与带宽为无穷大，那么 W_4 绕组内的安匝，就可能等于 W_3 与 W_4 内的安匝和，从而使互感器T铁心内的交流磁通为0。这也就是说， W_4 内流过的电流，可表示直流互感器所产生的纹波分量，和直流互感器测量的任何交流动态误差。适当的选择电阻 R_2 ，其上可以产生一个等于电阻 R_1 上出现的纹波电压分量的电压。现在，如仪器的输出不从 R_2 的上端与地之间取出，而是从 R_2 的上端与 R_1 的上端经过一差动放大器D取出，那么纹波分量实际上可完全被抵消。整个系数的带宽唯一限制，是由交流互感器与 A_1 、 A_2 放大器所引起的，做到大于100KHZ是毫无困难的。

含有放大器 A_2 的二次环路不需要有任何直流增益，但对具有足够低的截止频率的放大器来说，提供一个交流藕合会产生相当多的问题。因此，放大器对互感器是直流藕合。互感器的铁芯是这样设计的，当由于放大器 A_1 的漂移产生一个很小的直流不平衡安匝时，铁心应能支持得住（注：不饱和的意思）。辅助负载电阻 R_2 是交流藕合到电阻 R_1 上， R_2 的另一端接地。于是， R_2 上只有纹波分量而无任何直流偏置，

而电阻 R_1 上载有精确的直流讯号加上纹波分量。耦合电容 C 是一种聚碳酸酯型 (apolycarbonate film type) 的电容, 其洩漏电阻大于 10^{11} 欧姆。

Ⅳ 元件的选择

上述直流互感器性能的根本改善, 当然是以增加线路的复杂性为代价的。很自然的会提出一个问题, 为了改善性能而增加了电子元件, 他们的费用是否能够由性能的改善来说明是合理的。对这个问题的回答, 自然与所考虑的特殊应用有关。然而所增加的电子元件没有一个是贵的, 例如, 工作的放大器中没有一个需要闭环增益大于 60 分贝或增益—带宽乘积大于 20—30 兆周的, 这类专门元件 (组件) 市面上可买到, 约为 1 美元, 除主要的负载电阻 R_1 外, 仅还有三个电阻要求误差或稳定度高于通常的工业精度, 但即使如此, 这些电阻的稳定度并不要求高于 0.1%。少量洩漏电阻很高的电容器是需要的, 以及图 6 中陷波滤波器的元件, 必须按精确度 0.1%, 在试验时加以调整 and 选择。

有源滤波器要求极低的噪声电平, 因此直流电流互感器和有源滤波器的变压器, 对交流磁场的屏蔽必须加以注意, 特别是对较高频率的交流磁场的屏蔽, 更要加以极大的注意。为此目的, 已发现用铝制的屏蔽盒来屏蔽, 比用其它任何形式的磁材料来屏蔽更为有效。

主要的负载电阻 R_1 粗略地说是与在直流互感器中, 采用了有源元件有关。然而指出下述事实是有价值的, 过去的实践业已采用了商用的精密电阻, 它是装在恒温器内, 其温度系数为每度 $2-3 \text{ P P m}$ 。在目前的研究计划中, 这些电阻器是用特殊研制的电阻器来代替, 其每个电阻器包含有串联的分别由铜与泽拉尼恩合金 (Zerandin) 绕

成的双排交叉 (bifilar) 绕组制成, 该绕组装在黄铜管上, 以平衡整个绕组的温度梯度。选择这两个绕组的长度, 使铜的正温度系数几乎补偿泽拉尼恩合金的负温度系数。该电阻的样品已表明, 在温度 $20^{\circ} - 60^{\circ} \text{C}$ 范围内, 电阻最大偏移为 $2-3 \text{ P.P.m}$, 最大温度系数 (最大斜度) 为每度 0.2 P.P.m , 这些成功鼓励我们有信心通过把负载电阻的精心定位 (注: “精心安装”的意思), 就可以把恒温器省掉。

结 论

本报告是当前正在进行的研制工作的阶段报告, 到目前为止, 所引证的材料, 都是根据在实验室中, 对所研制的样机的试验得来的, 因而尚不适于列出确定性能的数字图表来。但是, 最初的产品样品, 将在最近几周内被使用, 一旦这些样机被全面鉴定后, 就希望在其它文献中, 迅速发表这些结果。

在过去我们曾对应用各种技术来改善无反馈的直流互感器的性能, 做了一些努力。例如, 若两个传感器具有较大的误差, 并且误差有相同的符号和近似一样的大小, 那么就可能设计一个差动电路, 使它产生的总误差不大于两个单独传感器的误差值。但是我们过去在这方面: 的努力未能成功, 原因是由于从一个装置到下一个装置误差的传递, 是与原来误差本身有同一个数量级。有一些征候表明, 采用上述稳定磁通的反馈技术时, 两个装置之间的误差传递, 可以减少到远小于它们本身的误差值。这正好证明了这种情形, 如能生产一系列的传感器, 所得到的结果都满足需要时, 就可完全证明能生产更便宜的, 甚至比当前所从事的研究所需要的精度更高的实验室直流比例标准。

XI 参考文献

1. W.Kraemer, I.E.E.E. Trans
83, 73PP. 382-390, 1964; N.Y.U. S.A.
2. Adamson and Hingorani, Proc.I.E.E.E.,
110, 4PP 739-750(1963), London, U.K.
3. M.G.I. Fry, I.E.E.E.
Trans. on Nuclear Science
Vol.NS18, 3, PP.865-868(1971), N.Y., U.S.A.