



[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 200610011474.1

[43] 公开日 2006年8月9日

[11] 公开号 CN 1815247A

[22] 申请日 2006.3.10
 [21] 申请号 200610011474.1
 [71] 申请人 中国航天科技集团公司第五研究院第五一四研究所
 地址 100086 北京市海淀区北京 9628 信箱
 [72] 发明人 刘 民 李亚球

[74] 专利代理机构 中国航天科技专利中心
 代理人 安 丽

权利要求书 7 页 说明书 26 页 附图 4 页

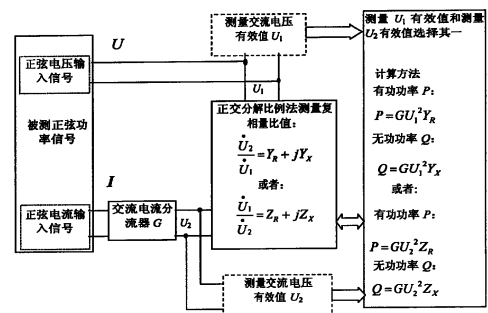
[54] 发明名称

一种电功率测量方法及其测量装置

[57] 摘要

一种测量电功率的方法，将视在功率 S 与电压相量 U 和电流相量 I 的关系分解为： $S = U \cdot I = (U/I) \cdot I \cdot I = |Z| e^{j\phi} \cdot |I|^2 = |Z| (\cos\phi + j\sin\phi) |I|^2$ 或者 $S = I \cdot U = (I/U) \cdot U \cdot U = |Y| e^{-j\phi} \cdot |U|^2 = |Y| (\cos\phi + j\sin\phi) |U|^2$ 然后测量上述电压的有效值 U 或电流的有效值 I ，并计算其平方，即 U^2 或 I^2 ；采用正交分解比例法，测量电流相量与电压相量的复相量比值 $|Y| (\cos\phi - j\sin\phi)$ ，或测量电压相量与电流相量的复相量比值 $|Z| (\cos\phi + j\sin\phi)$ ；最后，计算有效值平方与复相量比值的乘积，乘积的实部为有功功率 $P = U^2 |Y| \cos\phi$ 或 $P = I^2 |Z| \cos\phi$ 、虚部为无功功率 $Q = U^2 |Y| \sin\phi$ 或 $Q = I^2 |Z| \sin\phi$ 、复相量相位差为功率因数角 $\phi = \tan^{-1} Q/P$ ；测量电功率的装置主要包括交流电压有效值测量装置、交流电压比例器、交流电流

分流器、正交分解比例器。本发明在 10Hz ~ 1MHz 频率范围内可以溯源到交流电压有效值计量标准以及阻抗计量标准或交流电压比例计量标准上，最佳测量不确定度可以达到 1×10^{-4} 。



1、一种测量电功率的方法，其特征在于步骤如下：

(1) 将视在功率 \dot{S} 与电压相量 \dot{U} 和电流相量 \dot{i} 的关系分解为

$$\dot{S} = \dot{U} \cdot \dot{i} = \frac{\dot{U}}{I} \cdot \dot{i} \cdot I = |Z|e^{j\phi} \cdot |I|^2 = |Z|(\cos\phi + j\sin\phi)|I|^2 \text{ 或者}$$

$$\dot{S} = \dot{i} \cdot \dot{U} = \frac{\dot{i}}{U} \cdot \dot{U} \cdot U = |Y|e^{-j\phi} \cdot |U|^2 = |Y|(\cos\phi - j\sin\phi)|U|^2, \text{ 其中 } |U|^2 \text{ 是电压有效值的平方,}$$

$|I|^2$ 是电流有效值的平方, ϕ 是电压相量与电流相量的相位差, $|Z|(\cos\phi + j\sin\phi)$ 表示电压相量与电流相量的复相量比值, $|Y|(\cos\phi - j\sin\phi)$ 表示电流相量与电压相量的复相量比值;

(2) 测量上述电压的有效值 U 或电流的有效值 I , 并计算其平方, 即 U^2 或 I^2 , 根据被测对象和测量条件选择 U^2 或 I^2 其一;

(3) 采用正交分解比例法测量电流相量与电压相量的复相量比值 $|Y|(\cos\phi - j\sin\phi)$, 或测量电压相量与电流相量的复相量比值 $|Z|(\cos\phi + j\sin\phi)$;

(4) 计算电压或电流有效值平方, 与电流相量与电压相量的复相量比值或电压相量与电流相量的复相量比值的乘积, 乘积的实部为有功功率 $P = U^2|Y|\cos\phi$ 或 $P = I^2|Z|\cos\phi$ 、虚部为无功功率 $Q = U^2|Y|\sin\phi$ 或 $Q = I^2|Z|\sin\phi$ 、复相量相位差为功率因数角 $\phi = \tan^{-1} \frac{Q}{P}$ 。

2、根据权利要求1所述的测量电功率的方法，其特征在于：所述的正交分解比例法的步骤为：

(1) 首先进行正交分解，将一个被测电压 U_1 分别与两路同频率、相位相差 90° 、并且幅值相等的参考正弦电压相乘后，再分别经过积分得到被测电压 U_1 的同相分量和正交分量，该两分量均为直流电压，分别代表被测电压 U_1 的相量投影到参考坐标的实部 U_{1a} 和虚部 U_{1b} ，乘法运算和积分运算，构成一路正交分解通道， U_1 的正交分解过程在同一个正交分解通道内分时进行，或在两路正交

分解通道，即通道A和通道B内同时进行；

(2) 将电流转换后的另一被测电压 U_2 分别与上述两路同频率、相位相差 90° 、并且幅值相等的参考正弦电压相乘后，再分别经过积分得到被测电压 U_2 的同相分量和正交分量，该两分量均是直流电压，分别代表被测电压 U_2 的相量投影到参考坐标的实部 U_{2a} 和虚部 U_{2b} ， U_2 的正交分解过程在同一个正交分解通道内分时进行，或在通道A和通道B两路正交分解通道内同时进行；

(3) 上述两个电压 U_1 和 U_2 的复相量比例公式为 $\frac{\dot{U}_1}{\dot{U}_2} = \frac{U_{1a} + jU_{1b}}{U_{2a} + jU_{2b}}$ ，把复数比

例公式的分子和分母上同时除以直流电压 U_{MAX} ，得到如下公式：

$$\frac{\dot{U}_1}{\dot{U}_2} = \frac{U_{1a} + jU_{1b}}{U_{2a} + jU_{2b}} = \frac{\frac{U_{1a}}{U_{MAX}} + j\frac{U_{1b}}{U_{MAX}}}{\frac{U_{2a}}{U_{MAX}} + j\frac{U_{2b}}{U_{MAX}}} \quad (1)$$

选择 $U_{1a}, U_{1b}, U_{2a}, U_{2b}$ 中绝对值最大的作为 U_{MAX} ，其中 $U_{1a}, U_{1b}, U_{2a}, U_{2b}$ 分别代表 U_1 和 U_2 的相量的实部和虚部；

(4) 测量直流电压比例值： $\frac{U_{1a}}{U_{MAX}}, \frac{U_{1b}}{U_{MAX}}, \frac{U_{2a}}{U_{MAX}}, \frac{U_{2b}}{U_{MAX}}$ ，并代入所述步

骤(3)的公式(1)，经过计算得到 U_1 与 U_2 的复相量的比例值 $\frac{\dot{U}_1}{\dot{U}_2} = \frac{U_{1a} + jU_{1b}}{U_{2a} + jU_{2b}}$ ，

或者计算其倒数得到 U_2 与 U_1 的复相量的比例值 $\frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = \frac{U_{2a} + jU_{2b}}{U_{1a} + jU_{1b}}$ 。

3、根据权利要求2所述的测量电功率的方法，其特征在于：所述的步骤(4)的测量直流电压比例值采用双斜积分比例测量法，其具体步骤如下：

(1) 将 U_1 和 U_2 的实部和虚部这4个直流电压 $U_{1a}, U_{1b}, U_{2a}, U_{2b}$ 分别通过双斜积分比例器进行两两比较，得出最大绝对值的电压 U_{MAX} ，再次积分时均以此电压 U_{MAX} 作为分母；

(2) 以 U_{1a} 作为分子进行定时积分，积分时间 T_1 ，再对 $-U_{MAX}$ 作为分母反向积分，当积分器输出电压过零点时，停止计时，反向积分时间 T_2 ，得到双向积

分的比值是 $\frac{T_2}{T_1} = \frac{U_{1a}}{U_{MAX}}$ ，同理，分别得到 $\frac{U_{1b}}{U_{MAX}}$ 、 $\frac{U_{2a}}{U_{MAX}}$ 、 $\frac{U_{2b}}{U_{MAX}}$ 的比值。

4、根据权利要求3所述的测量电功率的方法，其特征在于：为了消除双斜积分比例测量中过零点电压造成的测量偏差，在所述的步骤（2）得到的直流电压比例值后再进行互易测量，即互易积分方向，其步骤为：

（1）对 $-U_{1a}$ 进行定时积分，积分时间 T_1 ，再对 U_{MAX} 反向积分，当积分器输出电压过零点时，停止计时，反向积分时间 T'_2 ，得到直流电压比例为 $\frac{T'_2}{T_1} = x_2$ ；

（2）将互易积分方向前后的两次测量结果取平均值得到最终双斜积分比例测量结果： $\frac{U_{1a}}{U_{MAX}} = \frac{1}{2} \left(\frac{T_2 + T'_2}{T_1} \right) = \frac{x_1 + x_2}{2}$ ，同理，得到消除了测量偏差的直流电压比例 $\frac{U_{1b}}{U_{MAX}}$ 、 $\frac{U_{2a}}{U_{MAX}}$ 、 $\frac{U_{2b}}{U_{MAX}}$ 。

5、根据权利要求2所述的测量电功率的方法，其特征在于：为了消除正交分解通道中乘法运算和积分运算的增益影响，在所述的步骤（4）后再进行互易正交分解通道的测量，即将所述步骤（1）和步骤（2）中的两个正交分解通道，通道A和通道B，进行互易，再重复进行双斜积分比例测量，其计算方式为：两路正交分解通道中，通道A的增益为 K_A ，通道B的增益为 K_B ，被测电压 U_1 经过通道A正交分解后得到 $K_A U_{1a}$ ，被测电压 U_2 经过通道B正交分解后得到 $K_B U_{2a}$ ，再经过双斜积分比例测量结果为： $\frac{K_A U_{1a}}{K_B U_{2a}} = \frac{T_{AB}}{T_1}$ ，互易正交分解通道后，使被测电压

U_1 经过通道B正交分解后得到 $K_B U_{1a}$ ，被测电压 U_2 经过通道A正交分解后得到 $K_A U_{2a}$ ，再经过双斜积分比例测量结果为： $\frac{K_B U_{1a}}{K_A U_{2a}} = \frac{T_{BA}}{T_1}$ ，计算互易正交分解通道

前后的测量结果的几何平均值为： $\frac{T_{ABBA}}{T_1} = \sqrt{\frac{T_{AB}}{T_1} \cdot \frac{T_{BA}}{T_1}} = \frac{U_{1a}}{U_{2a}}$ ，取该几何平均值作为

最终计算结果，其中 T_{AB} 和 T_{BA} 分别为互易正交分解通道前后双斜积分过程中的反向积分时间， T_1 代表定时积分时间。

6、根据权利要求2所述的测量电功率的方法，其特征在于：所述步骤（1）

和(2)中的参考正弦电压为数字正弦波形。

7、一种电功率测量装置，其特征在于：包括交流电压有效值测量装置、交流电压比例器、交流电流分流器、正交分解比例器，被测的交流电压 U 经过测量交流电压有效值的装置得到被测电压的有效值 U ，计算其平方 U^2 ，被测的交流电压 U 再经过交流电压比例器获得电压 $U_1 = kU$ ，其中 k 为交流电压比例器的比例系数，被测的交流电流 I 经过交流电流分流器转换成电压 $U_2 = IG$ ，其中 G 为交流电流分流器的电导值， U_1 和 U_2 两个电压经过正交分解比例器测量，得到复相量比值 $\dot{U}_2/\dot{U}_1 = Y_R + jY_X$ ，比值的实部 Y_R ，比值的虚部 Y_X ，与被测电压的有效值的平方 U^2 相乘，并与交流电压比例器的 k 和交流电流分流器的 G 相乘后，得到有功功率 $P = kGU^2Y_R$ ，无功功率 $Q = kGU^2Y_X$ ，功率因数角 $\phi = \tan^{-1} \frac{Q}{P}$ ；或者，交流电压有效值测量装置从交流电流分流器 G 上测量交流电压 U_2 ，计算被测交流电流有效值 $I = GU_2$ ，计算其平方 I^2 ，正交分解比例器测量 U_1 与 U_2 复相量比值 $\dot{U}_1/\dot{U}_2 = Z_R + jZ_X$ ，比值的实部 Z_R ，比值的虚部 Z_X ，并与 k 和 G 相除后，得到有功功率 $P = \frac{1}{kG} I^2 Z_R$ ，无功功率 $Q = \frac{1}{kG} I^2 Z_X$ ，功率因数角 $\phi = \tan^{-1} \frac{Q}{P}$ 。

8、根据权利要求7所述的电功率测量装置，其特征在于：所述的正交分解比例器有两个正交分解通道：通道A和通道B，分别接在双斜积分比例器上，通过选择开关S1选择其一，每个正交分解通道由差分放大器、可选择 $0^\circ, 90^\circ, 180^\circ, 270^\circ$ 初相位数字波形的数字波形乘法器、积分器依次串接组成，被测电压 U_1 与 U_2 分别经过选择开关S2和S3接入通道A和通道B中的任一路，由通道A和通道B输出的直流电压为 U_d 和 U_c ，选择S2和S3开关方向以及选择数字波形相位可以使 U_d 和 U_c 等于 $U_{1a}, U_{1b}, U_{2a}, U_{2b}$ 中的任意值，双斜积分比例器进行 U_d 和 U_c 比值测量，得到直流电压比例值： $\frac{U_{1a}}{U_{MAX}}, \frac{U_{1b}}{U_{MAX}}, \frac{U_{2a}}{U_{MAX}}, \frac{U_{2b}}{U_{MAX}}$ ，其中 $U_{1a}, U_{1b}, U_{2a}, U_{2b}$ 分别代表 U_1 和 U_2 的相量的实部和虚部， U_{MAX} 是 $U_{1a}, U_{1b}, U_{2a}, U_{2b}$ 中绝对值最大的电压。

9、根据权利要求8所述的电功率测量装置，其特征在于：所述的数字波形乘法器的同步 f_0 信号和地址计数器时钟信号 f_1 及双斜积分器的同步信号 f_0 信号和测量用的时钟信号 f_2 均由锁相倍频电路提供，以跟踪被测电压信号的频率。

10、根据权利要求8所述的电功率测量装置，其特征在于：所述的数字波形乘法器电路包括数字波存储器、地址计数器、乘法器型数模转换器D/A、相位选择锁存器，被测交流电压接入乘法器型数模转换器D/A的参考电压输入端，数字波形存储器的数据总线接入乘法器型数模转换器D/A的数据输入总线上，数字波形存储器的地址总线由地址计数器提供，地址计数器的时钟来自锁相倍频电路，相位选择锁存器由CPU控制，用于选择数字波形存储器中初相位为 0° ， 90° ， 180° ， 270° 的数字波形，乘法器型数模转换器D/A的输出电压由运算放大器输出，输出信号即为被测电压与数字波形的乘积。

11、根据权利要求8所述的电功率测量装置，其特征在于：所述的双斜积分比例器包括：输入选择开关S1，输入电阻R、反馈电容C和运算放大器A1组成的积分电路，清零开关S4，过零比较器A2，逻辑门电路，定时计数器 N_1 ，测量计数器 N_2 ，积分触发器，正负溢出比较器，正交分解通道中的积分器输出的直流电压 U_d 和 U_c 经过输入选择开关S1接入由输入电阻R、反馈电容C和运算放大器A1组成的积分电路的输入端，清零开关S4与输入电容C并接，同时由积分触发器的输出信号控制，积分触发器受CPU和来自锁相倍频器的同步时钟信号控制；过零比较器A2的两个高阻抗输入端接电容器C的两级，过零比较器A2的输出接逻辑门电路，逻辑门电路判断过零事件的发生，其输出接测量计数器 N_2 ，测量计数器 N_2 和定时计数器 N_1 对时钟信号 f_2 计数，计数器 N_1 输出逻辑电平接入CPU，同时也输出到测量计数器 N_2 ，定时计数器 N_1 和测量计数器 N_2 通过串行或并行数据线与CPU连接，由CPU设定和读取计数值；正负溢出比较器接在运算放大器A1的输出端，监视运算放大器A1的输出电压 $u_0(t)$ ，并判断 $u_0(t)$ 是否在规定的电压范围内，其输出逻辑电平接入CPU。

12、根据权利要求7所述的电功率测量装置，其特征在于：所述的锁相倍

频电路包括：缓冲放大器，整型电路，鉴相器，积分器，压控振荡器VCO， n 级串连的同步2分频器（ n 大于4），时钟 f_1 选择电路，时钟 f_2 选择电路，译码电路， M_1 参数锁存器， M_2 参数锁存器， m 参数锁存器组成，被测电压信号经过缓冲放大器输出到整型电路上，整型电路将交流信号变成数字电平接到鉴相器的一个输入端，鉴相器的另一个输入端接 n 级串连的同步2分频器最末一级的输出，锁相倍频电路利用鉴相器和积分器和VCO以及 n 级二分频器串连组成锁相环路，得到与被测量信号频率成 2^n 倍的多种时钟信号， n 级串连的同步2分频器在两两分频器之间提供了不同频率时钟的抽头，由 M_1 参数锁存器控制时钟 f_1 选择电路，从抽头中选择 2^n 倍频信号之一作为数字波形发生器的地址计数器时钟信号 f_1 ，使 $f_1 = M_1 f$ ，其中 f 被测电压的频率，由 M_2 参数锁存器控制时钟 f_2 选择电路，从抽头中选择 2^n 倍频信号之一作为双斜积分器的测量时钟信号 f_2 ，使 $f_2 = M_2 f$ ， m 参数锁存器控制译码器，使译码电路的多条输出线中，仅可能有一路为逻辑1，译码电路每条输出线分别接到第4到第 n 级二分频器的控制端，控制端为1的二分频器作为最小分频数，其输出频率为VCO的输出频率 f_{VCO} 的二分之一， f_{VCO} 作为 n 级串连的同步2分频器的同步时钟，使 $f_{VCO} = 2^m f$ ，（ $m=4, 5 \dots n$ ），通过选择 m 使VCO的输出频率 f_{VCO} 在一定范围内，上述三个参数锁存器可以利用串连和并联数据线连到微处理器CPU上，由CPU控制 M_1 、 M_2 、 m 三个参数。

13、一种电功率的测量装置，其特征在于：包括同步标准功率源、交流电压有效值测量装置、数字电桥、计算机，同步标准功率源输出的被测电压 U 经过测量交流电压有效值的装置后，将测得的交流电压 U 有效值输入至计算机中；同步标准功率源输出的被测电流 I ，经过交流电阻分流器 G 获得与交流电流成比例的电压为 $U_i = \frac{I}{G}$ ， G 是分流器的电导值，此电压输入至数字电桥的电压测量端PH-PL，同步标准功率源的电压输出端与数字电桥的电流测量输入端IL之间加入交流电阻 R ，IL端是数字电桥的虚地点，则被测电压 U 通过该交流电阻 R ，其电流 U/R 流入数字电桥的IL端，数字电桥上显示的交流电阻为阻抗的实部读数

$R_x = \frac{U_I}{I_U} \cos \phi$, 数字电桥上显示的复导纳为虚部读数 $X_x = \frac{U_I}{I_U} \sin(-\phi)$, 将上述两值

送入计算机中进行计算, 与被测电压的有效值的平方 U^2 相乘, 再与交流电阻 R 和

交流电流分流器 G 相除后得到有功功率为: $P = U^2 \frac{I}{U} \cos \phi = U^2 \frac{GU_I}{I_U R} \cos \phi = \frac{R_x}{R} GU^2$,

无功功率计为: $Q = U^2 \frac{I}{U} \sin \phi = U^2 \frac{GU_I}{I_U R} \sin \phi = -\frac{X_x}{R} GU^2$ 。

14、根据权利要求13所述的电功率的测量装置, 其特征在于: 所述的数字电桥输入信号的频率与同步标准功率输出的频率相同, 数字电桥利用电流输出端IH的信号作为功率信号源的同步信号, 使被测电压和电流频率与数字电桥内部测试频率相同。

15、根据权利要求13所述的电功率的测量装置, 其特征在于: 所述的被测功率信号源的电流输出不能浮地, 其低端应与电压参考点等电位, 并且数字电桥的屏蔽地与电压参考点直接连接。

一种电功率测量方法及其测量装置

技术领域

本发明涉及一种电功率的测量方法及其测量装置。

背景技术

交流电功率定义为一个周期内的瞬时功率的平均值 $P = \frac{1}{T} \int_0^T u(t)i(t)dt$ 。交流电功率的单位为瓦特，为导出单位。目前测量交流电功率的测量方法很多，大部分是利用各种乘法电路实现电压与电流的乘积或者电压与分流器电压的乘积，主要包括以下几种：（1）电动系指针功率表是利用两个线圈的磁场作用力矩与线圈中的电流乘积成正比的关系实现功率测量的；（2）时分割法功率测量是利用幅值调制与脉宽调制方法，在微分时段上，幅值与时间相乘再积分的方法测量平均功率的；（3）数值采样法是利用A/D转换器采集电压和电流瞬时数值，经过离散的数学公式 $P = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} u_i \cdot i_i$ 计算电功率的；（4）热电比较法是在电阻器上分别通过交流电流和直流电流，发热引起温升由热电偶的热电势相比较，实现交流电功率与直流电功率比较的方法，交直流功率比较法有多种电路形式，但是都利用公式 $(a+b)^2 - (a-b)^2 = 4ab$ 来计算电压与电流的乘积；（5）利用交流电压有效值测量的溯源性还可以采用公式 $ab = \frac{1}{2} [(a+b)^2 - a^2 - b^2]$ 测量三个有效值，再计算电功率；（6）另外对于正弦交流电也可以分别测量电压有效值、电流有效值和相位差采用公式 $P = UI \cos \phi$ 计算电功率；（7）功率电流比较仪法是利用电阻器和电容器将被测电压转换成同相和正交的电流，调节同相和正交的电流线圈匝数，使其分流电流安匝数之和与被测电流安匝数在磁环中获得磁势平衡，于是利用公式 $UI = \frac{1}{N_x} \left(\frac{N_R U^2}{R} \pm jN_c U^2 \omega C \right)$ 中的电阻值 R 、电容值 C 和电压有效值 U 来计算电功率的方法；（8）电流节点法与上述功率电流比较仪方法类似，也是利用电阻器和电容器将被测电压转换成同相和正交的电流，使这两路电流与被测电流汇聚到一个节点，调节电阻和电容，当节点对地电位为零时，三条支路

电流之和为零,不用直接测量电流获得公式 $UI = \left(\frac{U^2}{R} \pm jU^2\omega C \right)$, 利用公式中的电阻值 R 、电容值 C 和电压有效值 U 来计算电功率的方法; (9) Günther Ramm, Harald Moser, and Andreas Braun, A New Scheme for Generating and Measuring Active, Reactive, and Apparent Power at Power Frequencies with Uncertainties of 2×10^{-6} , IEEE TRANSACTIONS ON INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT, VOL. 48, NO. 2, APRIL 1999, 公开了一种离散傅立叶变换DFT法, 该方法是利用数据采集获得的电压电流信号数字序列经过DFT变换计算出被测电流比电压的同相和正交分量, 即复数导纳 Y , 再与电压有效值 U_{dvm} 计算, 获得电功率的方法, 视在功率 $S = (U_{dvm})^2 |Y|$, 有功功率 $P = (U_{dvm})^2 \text{Re}\{Y\}$, 无功功率 $Q = (U_{dvm})^2 \text{Im}\{Y\}$, 这种方法的测量频率只在45Hz~65Hz范围内, 不能提高到更高的频率。

目前, 上述各种方法广泛使用在工程测量和计量标准上, 设计出了各种各样的测量仪器, 但大部分只适用于45Hz~1kHz频率范围。由于电子元器件水平的限制, 上述各方法提高测量准确度, 以及提高测量频率难度很大, 尤其在400Hz以上。因此, 目前在测量频率提高的情况下, 高准确度的电功率测量仍是尚未解决的问题。

发明内容

本发明解决技术问题是: 克服现有技术的不足, 提供一种测量频率高, 且测量简单易行的电功率测量方法及其测量装置, 它在10Hz~1MHz频率范围内可以溯源到交流电压有效值计量标准以及阻抗计量标准或交流电压比例计量标准上, 最佳测量不确定度可以达到 1×10^{-4} 。

本发明的技术解决方案是: 一种电功率测量方法, 将电功率测量分为两种类型的测量, 即有效值测量和复相量比例测量, 其步骤如下:

(1) 将视在功率 \dot{s} 与电压相量 \dot{U} 和电流相量 \dot{i} 的关系分解为 $\dot{s} = \dot{U} \cdot \dot{i} = \frac{\dot{U}}{i} \cdot \dot{i} \cdot \dot{i} = |Z| e^{j\phi} \cdot |\dot{i}|^2 = |Z| (\cos \phi + j \sin \phi) |\dot{i}|^2$ 或者 $\dot{s} = \dot{i} \cdot \dot{U} = \frac{\dot{i}}{U} \cdot \dot{U} \cdot \dot{U} = |Y| e^{-j\phi} \cdot |\dot{U}|^2 = |Y| (\cos \phi - j \sin \phi) |\dot{U}|^2$, 其中 $|\dot{U}|^2$ 是电压有效值的平方, $|\dot{i}|^2$ 是电流有效值的平方, ϕ 是电压相量与电流相量

的相位差， $|Z|(\cos\phi + j\sin\phi)$ 表示电压相量与电流相量的复相量比值， $|Y|(\cos\phi - j\sin\phi)$ 表示电流相量与电压相量的复相量比值；

(2) 测量上述电压的有效值 U 或电流的有效值 I ，并计算其平方，即 U^2 或 I^2 ；根据被测对象和测量条件选择其一；

(3) 测量电流相量与电压相量的复相量比值 $|Y|(\cos\phi - j\sin\phi)$ ，或测量电压相量与电流相量的复相量比值 $|Z|(\cos\phi + j\sin\phi)$ ；

(4) 把电压有效值的平方或电流有效值的平方与所测量的复相量比值相乘，乘积的实部为有功功率 $P = U^2|Y|\cos\phi$ 或 $P = I^2|Z|\cos\phi$ 、虚部为无功功率 $Q = U^2|Y|\sin\phi$ 或 $Q = I^2|Z|\sin\phi$ 、复相量相位差为功率因数角 $\phi = \tan^{-1}\frac{Q}{P}$ ，

其特征在于：上述步骤(3)的电流相量与电压相量的复相量比值或电压相量与电流相量的复相量比值的测量采用正交分解比例法。

所述的正交分解比例法的步骤为：

a. 首先进行正交分解，将一个被测电压 U_1 分别与两路同频率、相位相差 90° 、并且幅值相等的参考正弦电压相乘后，再分别经过积分得到被测电压 U_1 的同相分量和正交分量，该两分量均为直流电压，分别代表被测电压 U_1 的相量投影到参考坐标的实部 U_{1a} 和虚部 U_{1b} ，乘法运算和积分运算后，构成一路正交分解通道， U_1 的正交分解过程可以在同一个正交分解通道内分时进行，也可以在两路正交分解通道（通道A、通道B）内同时进行。

b. 将电流转换后的另一被测电压 U_2 分别与上述两路同频率、相位相差 90° 、并且幅值相等的参考正弦电压相乘后，再分别经过积分得到被测电压 U_2 的同相分量和正交分量，该两分量均是直流电压，分别代表被测电压 U_2 的相量投影到参考坐标的实部 U_{2a} 和虚部 U_{2b} ， U_2 的正交分解过程可以在同一个正交分解通道内分时进行，也可以在通道A、通道B两路正交分解通道内同时进行。

c. 上述两个电压 U_1 和 U_2 的复相量比例公式为 $\frac{\dot{U}_1}{\dot{U}_2} = \frac{U_{1a} + jU_{1b}}{U_{2a} + jU_{2b}}$ ，把复数比例公

式的分子和分母上同时除以直流电压 U_{MAX} ，得到如下公式：

$$\frac{\dot{U}_1}{\dot{U}_2} = \frac{U_{1a} + jU_{1b}}{U_{2a} + jU_{2b}} = \frac{\frac{U_{1a}}{U_{MAX}} + j\frac{U_{1b}}{U_{MAX}}}{\frac{U_{2a}}{U_{MAX}} + j\frac{U_{2b}}{U_{MAX}}} \quad (1)$$

选择 $U_{1a}, U_{1b}, U_{2a}, U_{2b}$ 中绝对值最大的作为 U_{MAX} , 其中 $U_{1a}, U_{1b}, U_{2a}, U_{2b}$ 分别代表 U_1 和 U_2 的相量的实部和虚部;

d. 测量直流电压比例: $\frac{U_{1a}}{U_{MAX}}, \frac{U_{1b}}{U_{MAX}}, \frac{U_{2a}}{U_{MAX}}, \frac{U_{2b}}{U_{MAX}}$, 并代入步骤(c)的公式(1)中, 经过计算得到 U_1 与 U_2 的复相量的比例值 $\frac{\dot{U}_1}{\dot{U}_2} = \frac{U_{1a} + jU_{1b}}{U_{2a} + jU_{2b}}$, 或者计算其倒数得到 U_2 与 U_1 的复相量的比例值 $\frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = \frac{U_{2a} + jU_{2b}}{U_{1a} + jU_{1b}}$ 。

上述的步骤(d)的测量直流电压比例采用双斜积分比例测量法, 其具体步骤如下:

(i) 将 U_1 和 U_2 的实部和虚部这4个直流电压 $U_{1a}, U_{1b}, U_{2a}, U_{2b}$ 分别通过双斜积分比例分器进行两两比较, 得出最大绝对值的电压 U_{MAX} , 再次积分时均以此电压作为分母;

(ii) 以 U_{1a} 作为分子进行定时积分, 积分时间 T_1 , 再对 $-U_{MAX}$ 作为分母反向积分, 当积分器输出电压过零点时, 停止计时, 反向积分时间 T_2 , 得到双向积分的比值 $\frac{T_2}{T_1} = \frac{U_{1a}}{U_{MAX}} = x_1$, 同理, 得到 $\frac{U_{1b}}{U_{MAX}}, \frac{U_{2a}}{U_{MAX}}, \frac{U_{2b}}{U_{MAX}}$ 。

为了消除双斜积分直流比例测量中过零点电压造成的测量偏差, 在上述的步骤(ii)得到的直流电压比例值后再进行互易测量, 即互易积分方向, 其步骤为:

①对 $-U_{1a}$ 进行定时积分, 积分时间 T_1 , 再对 U_{MAX} 反向积分, 当积分器输出电压过零点时, 停止计时, 反向积分时间 T'_2 , 得到直流电压比例为 $\frac{T'_2}{T_1} = x_2$;

②将互易积分方向前后的两次测量结果取平均值得到最终双斜积分比例测量结果: $\frac{U_{1a}}{U_{MAX}} = \frac{1}{2} \left(\frac{T_2 + T'_2}{T_1} \right) = \frac{x_1 + x_2}{2}$, 同理, 得到消除了测量偏差的直流电压比例 $\frac{U_{1b}}{U_{MAX}}, \frac{U_{2a}}{U_{MAX}}, \frac{U_{2b}}{U_{MAX}}$ 。

为了消除正交分解通道中乘法运算和积分运算的增益影响，在所述的步骤（4）后再进行互易正交分解通道的测量，即将所述步骤（1）和步骤（2）中的两个正交分解通道，通道A和通道B，进行互易，再重复进行双斜积分比例测量，其计算方式为：两路正交分解通道中，通道A的增益为 K_A ，通道B的增益为 K_B ，被测电压 U_1 经过通道A正交分解后得到 $K_A U_{1a}$ ，被测电压 U_2 经过通道B正交分解后得到 $K_B U_{2a}$ ，再经过双斜积分比例测量结果为： $\frac{K_A U_{1a}}{K_B U_{2a}} = \frac{T_{AB}}{T_1}$ ，互易正交分解通道后，使被测电压 U_1 经过通道B正交分解后得到 $K_B U_{1a}$ ，被测电压 U_2 经过通道A正交分解后得到 $K_A U_{2a}$ ，再经过双斜积分比例测量结果为： $\frac{K_B U_{1a}}{K_A U_{2a}} = \frac{T_{BA}}{T_1}$ ，则计算互易正交分解通道前后的测量结果的几何平均值为： $\frac{T_{ABBA}}{T_1} = \sqrt{\frac{T_{AB}}{T_1} \cdot \frac{T_{BA}}{T_1}} = \frac{U_{1a}}{U_{2a}}$ ，取该几何平均值作为最终计算结果，其中 T_{AB} 和 T_{BA} 分别为互易正交分解通道前后双斜积分过程中的反向积分时间， T_1 代表定时积分时间。

一种电功率测量装置，其特点在于：包括交流电压有效值测量装置、交流电压比例器、交流电流分流器、正交分解比例器，被测的交流电压 U 经过测量交流电压有效值的装置得到被测电压的有效值 U ，计算其平方 U^2 ，被测的交流电压 U 再经过交流电压比例器获得电压 $U_1 = kU$ ，其中 k 为交流电压比例器的比例系数，被测的交流电流 I 经过交流电流分流器转换成电压 $U_2 = I/G$ ，其中 G 为交流电流分流器的电导值， U_1 和 U_2 两个电压经过正交分解比例器测量，得到复相量比值 $\dot{U}_2/\dot{U}_1 = Y_R + jY_X$ ，比值的实部 Y_R ，比值的虚部 Y_X ，与被测电压的有效值的平方 U^2 相乘，并与交流电压比例器的 k 和交流电流分流器的 G 相乘后，得到有功功率 $P = kGU^2 Y_R$ ，无功功率 $Q = kGU^2 Y_X$ ，功率因数角 $\phi = \tan^{-1} \frac{Q}{P}$ ；或者，交流电压有效值测量装置从交流电流分流器 G 上测量交流电压 U_2 ，计算被测交流电流有效值 $I = GU_2$ ，计算其平方 I^2 ，正交分解比例器测量 U_1 与 U_2 复相量比值 $\dot{U}_1/\dot{U}_2 = Z_R + jZ_X$ ，比值的实部 Z_R ，比值的虚部 Z_X ，并与 k 和 G 相乘后，得到有功功率 $P = \frac{1}{kG} I^2 Z_R$ ，无功功率 $Q = \frac{1}{kG} I^2 Z_X$ ，功率因数角 $\phi = \tan^{-1} \frac{Q}{P}$ 。

所述的正交分解比例器有两个正交分解通道：通道A和通道B，分别接在双

斜积分比例器上,通过选择开关S1选择其一,每个正交分解通道由差分放大器、可选择 0° , 90° , 180° , 270° 初相位数字波形的数字波形乘法器、积分器依次串接组成,被测电压 U_1 与 U_2 分别经过选择开关S2和S3接入通道A和通道B中的任一路,由通道A和通道B输出的直流电压为 U_d 和 U_c ,选择S2和S3开关方向以及选择数字波形相位可以使 U_d 和 U_c 等于 U_{1a} , U_{1b} , U_{2a} , U_{2b} 中的任意值,双斜积分比例器进行 U_d 和 U_c 比值测量,得到直流电压比例值: $\frac{U_{1a}}{U_{MAX}}$ 、 $\frac{U_{1b}}{U_{MAX}}$ 、 $\frac{U_{2a}}{U_{MAX}}$ 、 $\frac{U_{2b}}{U_{MAX}}$,其中 U_{1a} , U_{1b} , U_{2a} , U_{2b} 分别代表 U_1 和 U_2 的相量的实部和虚部, U_{MAX} 是 U_{1a} , U_{1b} , U_{2a} , U_{2b} 中绝对值最大的电压。

所述的数字波形乘法器的同步 f_0 信号和地址计数器时钟信号 f_1 及双斜积分器的同步信号 f_0 信号和测量用的时钟信号 f_2 均由锁相倍频电路提供,锁相倍频电路跟踪被测电压信号的频率。

所述的数字波形乘法器电路包括数字波存储器、地址计数器、乘法器型数模转换器D/A、相位选择锁存器,被测交流电压接入乘法器型数模转换器D/A的参考电压输入端,数字波存储器的数据总线接入乘法器型D/A的数据输入总线上,数字波存储器的地址总线由地址计数器提供,地址计数器的时钟来自锁相倍频电路 f_1 ,相位选择锁存器由CPU控制,用于选择数字波存储器中初相位为 0° , 90° , 180° , 270° 的数字波形,乘法器型数模转换器D/A的输出电压由运算放大器输出,输出信号即为被测电压与数字波形的乘积。

所述的双斜积分比例器包括:输入选择开关S1,输入电阻 R 和反馈电容 C 和运算放大器A1组成的积分电路,清零开关S4,过零比较器A2,逻辑门电路,定时计数器 N_1 ,测量计数器 N_2 ,积分触发器,正负溢出比较器,正交通道中的积分器输出的直流电压 U_d 和 U_c 经过输入选择开关S1接入由输入电阻 R 和反馈电容 C 和运算放大器A1组成的积分电路的输入端,清零开关S4与输入电容 C 并接,同时由积分触发器的输出信号控制,积分触发器受CPU和来自锁相倍频器的同步时钟信号 f_0 控制;过零比较器A2的两个高阻抗输入端接电容器 C 的两级,过零比较器A2的输出接逻辑门电路,逻辑门电路判断过零事件的发生,其输出接测量

计数器 N_2 ，测量计数器 N_2 和定时计数器 N_1 对时钟信号 f_2 计数，计数器 N_1 输出逻辑电平接入CPU，同时也输出到测量计数器 N_2 ，定时计数器 N_1 和测量计数器 N_2 通过串行或并行数据线与CPU连接，可由CPU设定和读取计数值；正负溢出比较器接在运算放大器A1的输出端，监视运算放大器A1的输出电压 $u_0(t)$ ，并判断 $u_0(t)$ 是否在规定的电压范围内，其输出逻辑电平接入CPU。

本发明的原理：利用视在功率 S 与电压相量 U 和电流相量 I 的关系，分析得到：

$$\dot{S} = \dot{U} \cdot \dot{I} = \frac{\dot{U}}{I} \cdot \dot{I} \cdot \dot{I} = |Z|e^{j\phi} \cdot |I|^2 = |Z|(\cos\phi + j\sin\phi)|I|^2$$

$$\text{或者 } \dot{S} = \dot{I} \cdot \dot{U} = \frac{\dot{I}}{U} \cdot \dot{U} \cdot \dot{U} = |Y|e^{-j\phi} \cdot |U|^2 = |Y|(\cos\phi - j\sin\phi)|U|^2;$$

其中 $|U|^2$ 是电压有效值的平方， $|I|^2$ 是电流有效值的平方，可以用交流电压表直接测量有效值，或者与交流分流器组合测量得到电流有效值，能溯源到交流电压标准上； ϕ 是电压相量与电流相量的相位差， $|Z|(\cos\phi + j\sin\phi)$ 表示电压相量与电流相量的复相量比值，反之， $|Y|(\cos\phi - j\sin\phi)$ 表示电流相量与电压相量的复相量比值，均能利用正交分解比例法测量，且能溯源到阻抗计量标准上或交流电压比例标准上。

上述是频域的原理，利用三角公式变换也可以在时域中证明本方法的基本原理：

假设交流电压为： $u(t) = U_m \sin(\omega t + \theta)$ ，交流电流为： $i(t) = I_m \sin(\omega t)$ ，则有功功率：

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T u(t)i(t)dt = \frac{1}{T} \int_0^T U_m \sin(\omega t + \theta) I_m \sin(\omega t) dt$$

$$= \frac{I_m}{U_m} \frac{1}{T} \int_0^T U_m^2 [\sin(\omega t)\cos\theta + \cos(\omega t)\sin\theta] \sin(\omega t) dt$$

$$= \frac{I_m}{U_m} \left[\cos\theta \frac{1}{T} \int_0^T U_m^2 \sin^2(\omega t) dt + \sin\theta \frac{1}{T} \int_0^T U_m^2 \cos(\omega t)\sin(\omega t) dt \right]$$

$$= \frac{I_m}{U_m} \cos\theta \cdot U_{rms}^2$$

上式中第二项积分为零，有功功率等于电压有效值平方 U_{rms}^2 乘以电流与电

压相量比值的实部 $\frac{I_m}{U_m} \cos\theta$ ；同理还可以推导出 $P = \frac{U_m}{I_m} \cos\theta \cdot I_{rms}^2$ ，其中 θ 是电压与电流相位差。

正交分解比例器将用于测量复相量比值得到比例的实部和虚部。至于使用电压有效值 $|U|^2$ 还是使用电流有效值 $|I|^2$ ，要根据不同的电压、电流测量范围及其测量准确度，选取最准确的且容易实现的测量途径，而正交分解比例的测量方法是一样的，复数比例测量结果为分子的实部、分子的虚部、分母的实部、分母的虚部，编制计算程序可计算复数比值，以及其倒数。

正交分解比例法是测量复相量比例的方法，利用频率相同的同相参考电压 $u_{ra}(t) = \sin(\omega t + 0^\circ)$ 和正交参考电压 $u_{rb}(t) = \sin(\omega t + 90^\circ)$ 乘以被测电压 $u_x(t) = U_m \sin(\omega t + \phi)$ ，再经过积分器，可以得到平均值，它是直流电压，分别代表被测电压相量 \dot{U}_x 投影到参考相量坐标的实部 U_{xa} 和虚部 U_{xb} ，直流电压比例便于测量，降低了硬件设计难度：

$$U_{xa} = \frac{1}{T} \int_0^T u_x(t) \cdot u_{ra}(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T U_m \sin(\omega t + \phi) \sin(\omega t + 0^\circ) dt = \frac{1}{2} U_m \cos\phi$$

$$U_{xb} = \frac{1}{T} \int_0^T u_x(t) \cdot u_{rb}(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T U_m \sin(\omega t + \phi) \sin(\omega t + 90^\circ) dt = \frac{1}{2} U_m \sin\phi$$

欲测量 $\dot{U}_1 = U_{1a} + jU_{1b}$ 与 $\dot{U}_2 = U_{2a} + jU_{2b}$ 复相量比值，需分别将分子和分母的相量投影到参考相量坐标，再经过双斜积分比例器获得比值，通过数值计算得到复相量比例 $\frac{\dot{U}_1}{\dot{U}_2} = \frac{U_{1a} + jU_{1b}}{U_{2a} + jU_{2b}}$ 。为了能够通过计算机编程来计算，将

$$\text{复相量比例的实部计算公式变为：} \operatorname{Re} \left[\frac{U_{1a} + jU_{1b}}{U_{2a} + jU_{2b}} \right] = \frac{U_{1a}U_{2a} + U_{1b}U_{2b}}{U_{2a}^2 + U_{2b}^2}$$

$$\text{复相量比例的虚部计算公式变为：} \operatorname{Im} \left[\frac{U_{1a} + jU_{1b}}{U_{2a} + jU_{2b}} \right] = \frac{U_{1a}U_{2b} - U_{1b}U_{2a}}{U_{2a}^2 + U_{2b}^2}$$

$$\text{复相量比例的相角计算公式变为：} \theta = \arctan \left[\frac{U_{1a}U_{2b} - U_{1b}U_{2a}}{U_{1a}U_{2a} + U_{1b}U_{2b}} \right]$$

一种电功率的测量装置，其特征在于：包括同步标准功率源、交流电压有效值测量装置、数字电桥、计算机，同步标准功率源输出的被测电压 U 经过测量交流电压有效值的装置后，将测得的交流电压 U 有效值输入至计算机中；同步标准功率源输出的被测电流 I ，经过交流电阻分流器 G 获得与交流电流成比例

的电压为 $U_I = \frac{I}{G}$ ， G 是分流器的电导值，此电压输入至数字电桥的电压测量端 PH-PL，同步标准功率源的电压输出端与数字电桥的电流测量输入端 IL 之间加入交流电阻 R ，IL 端是数字电桥的虚地点，则被测电压 U 通过该交流电阻 R ，其电流 U/R 流入数字电桥的 IL 端，数字电桥上显示的交流电阻为阻抗的实部读数 $R_x = \frac{U_I}{I_U} \cos \phi$ ，数字电桥上显示的复导纳为虚部读数 $X_x = \frac{U_I}{I_U} \sin(-\phi)$ ，将上述两值送入计算机中进行计算，与被测电压的有效值的平方 U^2 相乘，再与交流电阻 R 和交流电流分流器 G 相除后得到有功功率为： $P = U^2 \frac{I}{U} \cos \phi = U^2 \frac{GU_I}{I_U R} \cos \phi = \frac{R_x}{R} GU^2$ ，无功功率计为： $Q = U^2 \frac{I}{U} \sin \phi = U^2 \frac{GU_I}{I_U R} \sin \phi = -\frac{X_x}{R} GU^2$ 。

所述的数字电桥输入信号的频率与同步标准功率输出的频率相同，数字电桥利用电流输出端 IH 的信号作为功率信号源的同步信号，使被测电压和电流频率与数字电桥内部测试频率相同。

所述的被测功率信号源的电流输出不能浮地，其低端应与电压参考点等电位，并且数字电桥的屏蔽地与电压参考点直接连接。

数字电桥具有交流阻抗测量功能，因此可以在本发明中替代正交分解比例器的功能，目前数字电桥的测量准确度最佳为 0.02%（1kHz 频点），测量频率为 10Hz~1MHz，有的频率更高。数字电桥可以测量电压输入端 PH-PL 与电流输入端 IL 的正弦电压与电流信号的相量比值，并能以实部交流电阻与虚部电抗的形式显示出来达到了测量电压相量与电流相量的复相量比例的目的。数字电桥测量时要求被测电压和电流与电桥自身内部的信号源有相同的频率，该信号源从电流高端 IH 端输出，所以需要一台同步标准功率源，利用数字电桥的 IH 端输出作为同步信号，获得相同频率的被测电压、电流信号。

本发明与现有技术相比的优点在于：

(1) 目前现有的测量电功率的方法一般要测量交流电压瞬时信号或时域信号，而不能转换成交流电压的统计特性，因此造成了被测信号频率提高不上去，一般在 45Hz~65Hz 范围内，而本发明采用正交比例分解测量方法，将被测交流

测量转换成直流比例测量，这样被测信号的频率可以在10Hz~1MHz频率范围，且可溯源的优点。

(2) 利用了直流比例测量准确度和稳定度优于绝对量值测量的优点，采用了双斜积分比例法把电压测量变成了时间测量。

(3) 本发明采用了乘法型D/A利用数字波形与交流电压相乘，有利于保持稳定的正交直角相位关系和幅值关系，经过互易积分方向的算术平均计算以及互易正交分解通道的几何平均计算后又可以补偿失调、漂移和增益失配误差，降低了硬件实现难度，提高比例测量准确度。正交分解比例测量还可以溯源到阻抗计量标准和交流电压比例计量标准上，还有自检功能。

利用本发明所述测量方法可以直接开发电功率测量产品，也可以利用现有产品，如数字电压表、数字电桥、同步功率信号源等组成测量系统。

附图说明

图1为实现本发明测量电功率方法的原理示意图；

图2为本发明测量电功率装置的原理框图；

图3为本发明测量电功率装置中的正交分解比例器电路原理框图；

图4为本发明图3中的数字波形乘法器电路原理图；

图5为本发明图3中的双斜积分比例器电路原理框图；

图6为本发明图3中的锁相倍频电路原理框图；

图7为本发明的利用标准电容器校准正交分解比例器的原理框图；

图8为本发明的利用感应分压器校准正交分解比例器的原理框图

图9为本发明的另一种测量电功率的原理框图。

具体实施方式

如图1所示，本发明将功率测量分成两种类型的测量：交流电压或交流电流有效值测量，及交流电压与交流电流的比值或交流电流与交流电压的比例测量，两种测量分别独立进行，用计算机计算程序合成运算最终测量结果，也可以手工计算。

交流电压有效值测量可以采用现有成熟技术，如交流电压表，数字表，或交直流转换仪测量装置，统称交流电压有效值测量装置，对于交流电压来说在10Hz~1MHz 频率范围内，2.2mV~1000V 有效值电压范围内可以溯源，最佳测量不确定度 1×10^{-5} (2V,1kHz)。交流电流有效值测量可以直接采用交流电流表或先将交流电流转换成交流电压，再测量交流电压的有效值；同时计算交流电压或交流电流的有效值平方。

被测电压 U 输入到正交分解比例运算的一个输入端作为信号 U_1 ，被测电流 I 通过交流分流器 G 转换后的电压信号输入到正交分解比例算法的另一个输入端。比例测量采用正交分解比例测量方法， U_1 和 U_2 分别经过正交分解后，得到实部和虚部，分别测量 U_1 和 U_2 的实部和虚部 $U_{1a}, U_{1b}, U_{2a}, U_{2b}$ ，然后利用复数除法公式计算比例计算得到 U_1 与 U_2 的复相量的比例值 $\frac{\dot{U}_1}{\dot{U}_2} = \frac{U_{1a} + jU_{1b}}{U_{2a} + jU_{2b}} = Z_R + jZ_X$ ，或者计算其倒数得到 U_2 与 U_1 的复相量的比例值 $\frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = \frac{U_{2a} + jU_{2b}}{U_{1a} + jU_{1b}} = Y_R + jY_X$ ，以比值的实部 Z_R, Y_R 和虚部 Z_X, Y_X 作为测量结果传给计算机中，通过计算程序计算出有功功率 $P = GU^2 Y_R$ 或者 $P = GU_2^2 Z_R = \frac{1}{G} I^2 Z_R$ 和无功功率 $Q = GU^2 Y_X$ 或者 $Q = GU_2^2 Y_X = \frac{1}{G} I^2 Y_X$ 以及功率因数角 $\phi = \tan^{-1} \frac{Q}{P}$ 。

如图 2 所示，本发明的测量电功率装置包括交流电压有效值测量装置、交流电压比例器、交流电流分流器、正交分解比例器，被测的交流电压 U 经过交流电压有效值测量装置，如数字电压表等，得到被测电压的有效值 U ，送至计算机中，由计算机计算有效值的平方 U^2 ，同时该被测的交流电压 U 再经过交流电压比例器 k 获得被测电压 $U_1 = kU$ ；被测的交流电流 I 经过交流电流分流器 G 转换成被测电压 $U_2 = I/G$ ， G 为交流分流器的电导，两个电压 U_1 和 U_2 经过正交分解比例器正交分解后，得到复相量比值 $\dot{U}_2 / \dot{U}_1 = Y_R + jY_X$ ，比值的实部 Y_R ，比值的虚部 Y_X ，与被测电压的有效值的平方 U^2 相乘，并与交流电压比例器的 k 和交流电流分流器的 G 相乘后，得到有功功率 $P = kGU^2 Y_R$ ，无功功率 $Q = kGU^2 Y_X$ ，

功率因数角 $\phi = \tan^{-1} \frac{Q}{P}$; 或者, 交流电压有效值测量装置从交流电流分流器 G 上测量交流电压 U_2 , 通过计算机程序计算被测交流电流有效值 $I = GU_2$, 计算其平方 I^2 , 正交分解比例器测量 U_1 与 U_2 复相量比值 $\dot{U}_1 / \dot{U}_2 = Z_R + jZ_X$, 比值的实部 Z_R , 比值的虚部 Z_X , 并与 k 和 G 相除后, 得到有功功率 $P = \frac{1}{kG} I^2 Z_R$, 无功功率 $Q = \frac{1}{kG} I^2 Z_X$, 功率因数角 $\phi = \tan^{-1} \frac{Q}{P}$;

图 3 为本发明的正交分解比例器原理框图, 有两个正交分解通道: 通道 A 和通道 B, 分别接在双斜积分比例器上, 通过选择开关 S1 选择其一, 每个正交分解通道由差分放大器、可选择 $0^\circ, 90^\circ, 180^\circ, 270^\circ$ 初相位数字波形的数字波形乘法器、积分器依次串接组成, 被测电压 U_1 与 U_2 分别经过选择开关 S2 和 S3 接入通道 A 和通道 B 中的任一路, 由通道 A 和通道 B 输出的直流电压分别为 U_d 和 U_c , 选择 S2 和 S3 开关方向以及选择数字波形相位可以使 U_d 和 U_c 等于 $U_{1a}, U_{1b}, U_{2a}, U_{2b}$ 中的任意值, 双斜积分比例器进行 U_d 和 U_c 比值测量, 得到直流电压比例值: $\frac{U_{1a}}{U_{MAX}}, \frac{U_{1b}}{U_{MAX}}, \frac{U_{2a}}{U_{MAX}}, \frac{U_{2b}}{U_{MAX}}$, 其中 $U_{1a}, U_{1b}, U_{2a}, U_{2b}$ 分别代表 U_1 和 U_2 的相量的实部和虚部, U_{MAX} 是 $U_{1a}, U_{1b}, U_{2a}, U_{2b}$ 中绝对值最大的电压。

三个信号开关 S_1, S_2, S_3 的各种组合方式, 再结合数字参考波形相位 $0^\circ, 90^\circ, 180^\circ, 270^\circ$ 的 4 中选择, 能够完成“比较最大值”, “比例值”, “自检两路乘法通道增益匹配”和“自检过零比较器直流偏置”的功能, 这些功能均可通过 CPU 控制来实现。

其中正交分解的方法具体操作如下, 正弦电压信号 $u_x(t) = U_m \sin(\omega t + \phi)$ 与同频率的幅值为 1 的参考电压相乘, 再经过平均值计算, 即在一个周期内积分再平均, 当参考电压相位为 $0^\circ, 90^\circ, 180^\circ, 270^\circ$ 时, 得到同相分量和正交分量, 以及它们的反向数值:

$$\begin{aligned} U_{xa} &= \frac{1}{T} \int_0^T U_m \sin(\omega t + \phi) \sin(\omega t + 0^\circ) dt = \frac{1}{2} U_m \cos \theta \\ U_{xb} &= \frac{1}{T} \int_0^T U_m \sin(\omega t + \phi) \sin(\omega t + 90^\circ) dt = \frac{1}{2} U_m \sin \theta \\ -U_{xa} &= \frac{1}{T} \int_0^T U_m \sin(\omega t + \phi) \sin(\omega t + 180^\circ) dt = -\frac{1}{2} U_m \cos \theta \\ -U_{xb} &= \frac{1}{T} \int_0^T U_m \sin(\omega t + \phi) \sin(\omega t + 270^\circ) dt = -\frac{1}{2} U_m \sin \theta \end{aligned}$$

当参考电压相位为 180° 和 270° 时, 得到与上述电压极性相反的直流电压。在双斜积分比例运算时, 用参考电压的相位反相 180° 的方法获得正或负的反向积分电压, 而不用硬件反向器和开关转换。正交分解方法对其它频率的噪声信号有很强的抑制作用。

表 1 是各种状态列表, 第一行表示开关 S2 接 1 触点, 数字波形乘法器 A 相位为 0° 时, 直流电压 U_d 是被测电压 $u_1(t)$ 的同相分量 U_{1a} , S3 接 2 触点, 数字波形乘法器 B 相位为 180° 时, 直流电压 U_c 是被测电压 $u_2(t)$ 的同相分量的反向电压 $-U_{2a}$, 定时积分时 S₁ 接 1, 反向积分时 S₁ 接 2, 上述状态测量得到计数值 N_2 , 表示

$$\frac{U_{1a}}{U_{2a}} = \frac{U_d}{U_c} = \frac{N_2}{N_1}$$

反向积分过程在规定时间 $T_c (T_c > T_1)$ 内, 若积分器不归零, 也不溢出, 或者积分器归零, 且 $N_2 > N_1$, 则说明 $U_d > U_c$, 此状态是比较两个电压的大小。若 $N_2 < N_1$, 因为 N_1 为固定值, 控制定时积分时间由程序设定 N_1 , 则 N_2 是比值结果, 比值的符号由参考波形的相位来判定, 再正常积分归零的情况下, A 通道与 B 通道相位差为 180° 时, 比值为正, 为 0° 时, 比值为负; 分子通道的相位与分母通道的相位之差为 90° 时, 比值为正, 为 -90° 时, 比值为负。

反向积分过程在规定时间 $T_c (T_c > T_1)$ 内, 若积分器不归零, 出现溢出情况, 应将一个正交分解通道进行反向 180° , 重新上述测量步骤。

经过两两电压比较后, 选出绝对值最大的电压, 表示为 U_{MAX} , 以此电压为分母, 再重新进行比值计算, 包括此电压自身比例计算, 一共 4 个比值结果 N_{1a} , N_{1b} , N_{2a} , N_{2b} , 送到计算机进行复数比例计算, 可得复数比例的实部和虚部。

$$\frac{U_{1a} + jU_{1b}}{U_{2a} + jU_{2b}} = \frac{\frac{U_{1a}}{U_{MAX}} + j\frac{U_{1b}}{U_{MAX}}}{\frac{U_{2a}}{U_{MAX}} + j\frac{U_{2b}}{U_{MAX}}} = \frac{N_{1a} + jN_{1b}}{N_{2a} + jN_{2b}} = \frac{N_{1a}N_{2a} + N_{1b}N_{2b}}{N_{2a}^2 + N_{2b}^2} + j\frac{N_{1b}N_{2a} - N_{1a}N_{2b}}{N_{2a}^2 + N_{2b}^2}$$

状态 1 和状态 2 互为反向, 所得积分结果经过算术平均值计算 $\frac{T_{AB}}{T_1} = \frac{x_1 + x_2}{2}$

后可补偿过零比较器失调和漂移影响; 状态 3、4 与状态 1、2 相互交换了乘法

器通道 A 和 B，因此状态 1、2 的算术平均值 $\frac{T_{AB}}{T_1} = \frac{x_1 + x_2}{2}$ 与状态 3、4 的算术平均值 $\frac{T_{BA}}{T_1} = \frac{x_3 + x_4}{2}$ 再进行几何平均值计算，即 $\frac{T_{ABBA}}{T_1} = \sqrt{\frac{T_{AB}}{T_1} \cdot \frac{T_{BA}}{T_1}} = \frac{U_{1a}}{U_{2a}}$ ，可以消除

A、B 通道增益失配误差。这 4 次双斜积分测量结果经过上述算术平均和几何平均后，可提高比例测量准确度，得到更准确的比值结果。这种互易方法能够降低硬件的偏置、漂移和增益影响，不要求硬件长期稳定性，更好地体现比例测量的优点。

状态 13~16 也作为自检状态，选则不同幅值的电压 $u_1(t)$ 进行 1:1 测量，输出结果 N_2 应接近于 N_1 ，并且经过 4 次双斜积分结果的算术平均和几何平均后，计算结果与 N_1 的相对误差在设计要求范围内，设定误差限为 d ，例如本设计要求比例误差小于 2×10^{-5} 。否则，若状态 13 的 N_2 与状态 14 的 N_2 相比较的结果偏差较大，说明过零比较器失常，若状态 17 的 N_2 与状态 19 的 N_2 相比较的结果偏差较大，说明 A、B 通道增益失配，若状态 17、18 平均值与状态 19、20 的平均值偏差较大说明乘法器有较大直流偏置。

类似状态 13~16，可以用外部提供的标准正弦电压信号，利用其稳定性进行自检，给出不同电压幅值下的比例误差。

表 1 正交分解比例器状态表

状态序号	开关 S2	开关 S3	乘法器 A	乘法器 B	定时积分	反向积分	状态说明
1	1	2	0°	180°	SI→1	SI→2	比较 $u_1(t)$ 的同相分量与 $u_2(t)$ 的同相分量；若 $N_2 > N_1$ ，则说明 $ U_{1a} > U_{2a} $ ，若 $N_2 < N_1$ ，则 N_2 是比例结果。
					$U_d = U_{1a}$	$U_c = -U_{2a}$	
2	1	2	180°	0°	SI→1	SI→2	功能同状态上， 积分方向相反
					$U_d = -U_{1a}$	$U_c = U_{2a}$	
3	2	1	180°	0°	SI→2	SI→1	功能同状态上， 交换乘法器和滤波通道 A 与 B
					$U_c = U_{1a}$	$U_d = -U_{2a}$	
4	2	1	0°	180°	SI→2	SI→1	功能同状态上， 积分方向相反
					$U_c = -U_{1a}$	$U_d = U_{2a}$	
5	1	2	0°	270°	SI→1	SI→2	比较 $u_1(t)$ 的同相分量与 $u_2(t)$ 的正交分量；若 $N_2 > N_1$ ，则说明 $ U_{1a} > U_{2b} $ ，若 $N_2 < N_1$ ，则 N_2 是比例结果。
					$U_d = U_{1a}$	$U_c = -U_{2b}$	
6	1	2	180°	90°	SI→1	SI→2	功能同状态上， 积分方向相反
					$U_d = -U_{1a}$	$U_c = U_{2b}$	
7	2	1	270°	0°	SI→2	SI→1	功能同状态上， 交换乘法器和滤波通道 A 与 B
					$U_c = U_{1a}$	$U_d = -U_{2b}$	

8	2	1	90°	180°	S1→2	S1→1	功能同状态上, 积分方向相反
					$U_c=-U_{1a}$	$U_d=U_{2b}$	
9	1	1	0°	270°	S1→1	S1→2	比较 $u_1(t)$ 的同相分量与 $u_1(t)$ 的正交分量; 若 $N_2>N_1$, 则说明 $ U_{1a} > U_{1b} $, 若 $N_2<N_1$, 则 N_2 是比例结果。
					$U_d=U_{1a}$	$U_c=-U_{1b}$	
10	1	1	180°	90°	S1→1	S1→2	功能同状态上, 积分方向相反
					$U_d=-U_{1a}$	$U_c=U_{1b}$	
11	1	1	270°	0°	S1→2	S1→1	功能同状态上, 交换乘法器和滤波通道 A 与 B
					$U_c=U_{1a}$	$U_d=-U_{1b}$	
12	1	1	90°	180°	S1→2	S1→1	功能同状态上, 积分方向相反
					$U_c=-U_{1a}$	$U_d=U_{1b}$	
13	1	1	0°	180°	S1→1	S1→2	比较 $u_1(t)$ 的同相分量与 $u_1(t)$ 的同相分量; 若 $N_2>N_1+d$, 则自检故障, 若 $N_2<N_1+d$, 则 N_2 是比例结果。d 是设定允许误差限
					$U_d=U_{1a}$	$U_c=-U_{1a}$	
14	1	1	180°	0°	S1→1	S1→2	功能同状态上, 积分方向相反
					$U_d=-U_{1a}$	$U_c=U_{1a}$	
15	1	1	180°	0°	S1→2	S1→1	功能同状态上, 交换乘法器和滤波通道 A 与 B
					$U_c=U_{1a}$	$U_d=-U_{1a}$	
16	1	1	0°	180°	S1→2	S1→1	功能同状态上, 积分方向相反
					$U_c=-U_{1a}$	$U_d=U_{1a}$	

状态序号	开关 S2	开关 S3	乘法器 A	乘法器 B	定时积分	反向积分	状态说明
17	1	2	90°	180°	S1→1	S1→2	比较 $u_1(t)$ 的正交分量与 $u_2(t)$ 的同相分量; 若 $N_2>N_1$, 则说明 $ U_{1b} > U_{2a} $, 若 $N_2<N_1$, 则 N_2 是比例结果。
					$U_d=U_{1b}$	$U_c=-U_{2a}$	
18	1	2	270°	0°	S1→1	S1→2	功能同状态上, 积分方向相反
					$U_d=-U_{1b}$	$U_c=U_{2a}$	
19	2	1	180°	90°	S1→2	S1→1	功能同状态上, 交换乘法器和滤波通道 A 与 B
					$U_c=U_{1b}$	$U_d=-U_{2a}$	
20	2	1	0°	270°	S1→2	S1→1	功能同状态上, 积分方向相反
					$U_c=-U_{1b}$	$U_d=U_{2a}$	
21	1	2	90°	270°	S1→1	S1→2	比较 $u_1(t)$ 的正交分量与 $u_2(t)$ 的正交分量; 若 $N_2>N_1$, 则说明 $ U_{1b} > U_{2b} $, 若 $N_2<N_1$, 则 N_2 是比例结果。
					$U_d=U_{1b}$	$U_c=-U_{2b}$	
22	1	2	270°	90°	S1→1	S1→2	功能同状态上, 积分方向相反
					$U_d=-U_{1b}$	$U_c=U_{2b}$	
23	2	1	270°	90°	S1→2	S1→1	功能同状态上, 交换乘法器和滤波通道 A 与 B
					$U_c=U_{1b}$	$U_d=-U_{2b}$	
24	2	1	90°	270°	S1→2	S1→1	功能同状态上, 积分方向相反
					$U_c=-U_{1b}$	$U_d=U_{2b}$	
25	1	1	90°	270°	S1→1	S1→2	比较 $u_1(t)$ 的正交分量与 $u_1(t)$ 的正交分量; 若 $N_2>N_1+d$, 则自检故障, 若 $N_2<N_1+d$, 则 N_2 是比例结果。d 是设定允许误差限
					$U_d=U_{1b}$	$U_c=-U_{1b}$	
26	1	1	270°	90°	S1→1	S1→2	功能同状态上, 积分方向相反
					$U_d=-U_{1b}$	$U_c=U_{1b}$	
27	1	1	270°	90°	S1→2	S1→1	功能同状态上, 交换乘法器和滤波通道 A 与 B
					$U_c=U_{1b}$	$U_d=-U_{1b}$	
28	1	1	90°	270°	S1→2	S1→1	功能同状态上, 积分方向相反
					$U_c=-U_{1b}$	$U_d=U_{1b}$	
29	1	1	90°	180°	S1→1	S1→2	比较 $u_1(t)$ 的正交分量与 $u_1(t)$ 的同相分量; 若 $N_2>N_1$, 则说明 $ U_{1b} > U_{1a} $, 若 $N_2<N_1$, 则 N_2 是比例结果。
					$U_d=U_{1b}$	$U_c=-U_{1a}$	

30	1	1	270°	0°	S1→1	S1→2	功能同状态上， 积分方向相反
					$U_d = -U_{1b}$	$U_c = U_{1a}$	
31	1	1	180°	90°	S1→2	S1→1	功能同状态上， 交换乘法器和滤波通道 A 与 B
					$U_c = U_{1b}$	$U_d = U_{1a}$	
32	1	1	0°	270°	S1→2	S1→1	功能同状态上， 积分方向相反
					$U_c = -U_{1b}$	$U_d = U_{1a}$	

状态序号	开关 S2	开关 S3	乘法器 A	乘法器 B	定时积分	反向积分	状态说明
33	2	2	0°	180°	S1→1	S1→2	比较 $u_2(t)$ 的同相分量与 $u_2(t)$ 的同相分量；若 $N_2 > N_1 + d$ ，则自检故障，若 $N_2 < N_1 + d$ ，则 N_2 是比例结果。 d 是设定允许误差限
					$U_d = U_{2a}$	$U_c = -U_{2a}$	
34	2	2	180°	0°	S1→1	S1→2	功能同状态上， 积分方向相反
					$U_d = -U_{2a}$	$U_c = U_{2a}$	
35	2	2	180°	0°	S1→2	S1→1	功能同状态上， 交换乘法器和滤波通道 A 与 B
					$U_c = U_{2a}$	$U_d = -U_{2a}$	
36	2	2	0°	180°	S1→2	S1→1	功能同状态上， 积分方向相反
					$U_c = -U_{2a}$	$U_d = U_{2a}$	
37	2	2	0°	270°	S1→1	S1→2	比较 $u_2(t)$ 的同相分量与 $u_2(t)$ 的正交分量；若 $N_2 > N_1$ ，则说明 $ U_{2a} > U_{2b} $ ，若 $N_2 < N_1$ ，则 N_2 是比例结果。
					$U_d = U_{2a}$	$U_c = -U_{2b}$	
38	2	2	180°	90°	S1→1	S1→2	功能同状态上， 积分方向相反
					$U_d = -U_{2a}$	$U_c = U_{2b}$	
39	2	2	270°	0°	S1→2	S1→1	功能同状态上， 交换乘法器和滤波通道 A 与 B
					$U_c = U_{2a}$	$U_d = -U_{2b}$	
40	2	2	90°	180°	S1→2	S1→1	功能同状态上， 积分方向相反
					$U_c = -U_{2a}$	$U_d = U_{2b}$	
41	2	1	0°	270°	S1→1	S1→2	比较 $u_2(t)$ 的同相分量与 $u_1(t)$ 的正交分量；若 $N_2 > N_1$ ，则说明 $ U_{2a} > U_{1b} $ ，若 $N_2 < N_1$ ，则 N_2 是比例结果。
					$U_d = U_{2a}$	$U_c = -U_{1b}$	
42	2	1	180°	90°	S1→1	S1→2	功能同状态上， 积分方向相反
					$U_d = -U_{2a}$	$U_c = U_{1b}$	
43	1	2	270°	0°	S1→2	S1→1	功能同状态上， 交换乘法器和滤波通道 A 与 B
					$U_c = U_{2a}$	$U_d = -U_{1b}$	
44	1	2	90°	180°	S1→2	S1→1	功能同状态上， 积分方向相反
					$U_c = -U_{2a}$	$U_d = U_{1b}$	
45	2	1	0°	180°	S1→1	S1→2	比较 $u_2(t)$ 的同相分量与 $u_1(t)$ 的同相分量；若 $N_2 > N_1$ ，则说明 $ U_{2a} > U_{1a} $ ，若 $N_2 < N_1$ ，则 N_2 是比例结果。
					$U_d = U_{2a}$	$U_c = -U_{1a}$	
46	2	1	180°	0°	S1→1	S1→2	功能同状态上， 积分方向相反
					$U_d = -U_{2a}$	$U_c = U_{1a}$	
47	1	2	180°	0°	S1→2	S1→1	功能同状态上， 交换乘法器和滤波通道 A 与 B
					$U_c = U_{2a}$	$U_d = -U_{1a}$	
48	1	2	0°	180°	S1→2	S1→1	功能同状态上， 积分方向相反
					$U_c = -U_{2a}$	$U_d = U_{1a}$	

状态序号	开关 S2	开关 S3	乘法器 A	乘法器 B	定时积分	反向积分	状态说明
49	2	1	90°	180°	S1→1	S1→2	比较 $u_2(t)$ 的正交分量与 $u_2(t)$ 的同相分量；若 $N_2 > N_1$ ，则说明 $ U_{2b} > U_{2a} $ ，若 $N_2 < N_1$ ，则 N_2 是比例结果。
					$U_d = U_{2b}$	$U_c = -U_{2a}$	

50	2	1	270°	0°	S1→1	S1→2	功能同状态上， 积分方向相反
					$U_d = -U_{2b}$	$U_c = U_{2a}$	
51	1	2	180°	90°	S1→2	S1→1	功能同状态上， 交换乘法器和滤波通道 A 与 B
					$U_c = U_{2b}$	$U_d = -U_{2a}$	
52	1	2	0°	270°	S1→2	S1→1	功能同状态上， 积分方向相反
					$U_c = -U_{2b}$	$U_d = U_{2a}$	
53	2	2	90°	270°	S1→1	S1→2	比较 $u_2(t)$ 的正交分量与 $u_1(t)$ 的正交分量；若 $N_2 > N_1 + d$ ，则自检故障，若 $N_2 < N_1 + d$ ，则 N_2 是比例结果。 d 是设定允许误差限
					$U_d = U_{2b}$	$U_c = -U_{2b}$	
54	2	2	270°	90°	S1→1	S1→2	功能同状态上， 积分方向相反
					$U_d = -U_{2b}$	$U_c = U_{2b}$	
55	2	2	270°	90°	S1→2	S1→1	功能同状态上， 交换乘法器和滤波通道 A 与 B
					$U_c = U_{2b}$	$U_d = -U_{2b}$	
56	2	2	90°	270°	S1→2	S1→1	功能同状态上， 积分方向相反
					$U_c = -U_{2b}$	$U_d = U_{2b}$	
57	2	1	90°	270°	S1→1	S1→2	比较 $u_2(t)$ 的正交分量与 $u_1(t)$ 的正交分量；若 $N_2 > N_1$ ，则说明 $ U_{2b} > U_{1b} $ ，若 $N_2 < N_1$ ，则 N_2 是比例结果。
					$U_d = U_{2b}$	$U_c = -U_{1b}$	
58	2	1	270°	90°	S1→1	S1→2	功能同状态上， 积分方向相反
					$U_d = -U_{2b}$	$U_c = U_{1b}$	
59	1	2	270°	90°	S1→2	S1→1	功能同状态上， 交换乘法器和滤波通道 A 与 B
					$U_c = U_{2b}$	$U_d = -U_{1b}$	
60	1	2	90°	270°	S1→2	S1→1	功能同状态上， 积分方向相反
					$U_c = -U_{2b}$	$U_d = U_{1b}$	
61	2	1	90°	180°	S1→1	S1→2	比较 $u_2(t)$ 的正交分量与 $u_1(t)$ 的同相分量；若 $N_2 > N_1$ ，则说明 $ U_{2b} > U_{1a} $ ，若 $N_2 < N_1$ ，则 N_2 是比例结果。
					$U_d = U_{2b}$	$U_c = -U_{1a}$	
62	2	1	270°	0°	S1→1	S1→2	功能同状态上， 积分方向相反
					$U_d = -U_{2b}$	$U_c = U_{1a}$	
63	1	2	180°	90°	S1→2	S1→1	功能同状态上， 交换乘法器和滤波通道 A 与 B
					$U_c = U_{2b}$	$U_d = -U_{1a}$	
64	1	2	0°	270°	S1→2	S1→1	功能同状态上， 积分方向相反
					$U_c = -U_{2b}$	$U_d = U_{1a}$	

图4是数字波形乘法器电路原理图，它包括数字波存储器、地址计数器、乘法器型数模转换器D/A、相位选择锁存器，被测交流电压接入乘法器型数模转换器D/A的参考电压输入端REF，数字波存储器的数据总线接入乘法器型数模转换器D/A的数据输入总线上，数字波存储器的地址总线由地址计数器提供，地址计数器的时钟来自锁相倍频电路，相位选择锁存器由CPU控制，用于选择数字波存储器中初相位为0°，90°，180°，270°的数字波形，乘法型数模转换器D/A，把交流电压加载到D/A的参考电压输入端REF，再把数字正弦波形从存储器中输出到D/A的数据总线。输出电压 $u_o(t) = D(t) \cdot u_i(t)$ ，其中 $D(t)$ 是数字正弦波形，保存在存储器中，分成0°，90°，180°，270°四种初相位形式，分段

存放,由高端地址线选择波形相位,低端地址线由地址计数器驱动逐点输出数字波形。地址计数器的时钟频率 f_1 是被测信号的整数倍 M_1 ,通过锁相倍频电路实现,取2的幂整数时,可以简化计数器设计,如每周期8、32、64、128点等等,在被测频率低于100kHz情况下选用128点或更多,当被测频率增大时,受乘法型D/A的频率响应特性限制,应减少每周期插入点数,如1MHz时选用每周期输出8点。因为正交分解具有很强的相关滤波特点,作为参考数字波形的谐波分量将在积分环节上平均为零,又因为比例方法可抵消分子、分母的增益误差,所以所选择的内插点数对比值测量结果影响不大。由D/A位数造成的幅值量化误差也不影响比值测量结果,但是幅值分辨率太低会造成相位分辨率低,出现相位不稳定现象。

图5是双斜积分比例器电路原理图,测量两个直流电压 U_d 、 U_c 的比例,在积分电路上可以转化为测量积分时间或计数器数值比例的方法实现。双斜积分比例器包括:输入选择开关S1,输入电阻 R 和反馈电容 C 和运算放大器A1组成的积分电路,清零开关S4,过零比较器A2,逻辑门电路,定时计数器 N_1 ,测量计数器 N_2 ,积分触发器,正负溢出比较器组成,锁相倍频电路给两个计数器提供测量时钟信号 f_2 ,还提供同步时钟信号 f_0 ;双斜积分比例器利用清零步骤、定时积分步骤和反向积分步骤,实现被测信号 U_d 和 U_c 的比例测量,在清零步骤中S1接地,并且清零开关S4将电容 C 短路,被测信号 U_d 和 U_c 接入选择开关S1的1和2输入端,定时积分时S1选择其中之一作为电压比例的分母,反向积分时S1选择另一个电压作为电压比例的分子,既可以是 U_d 也可以是 U_c ,根据测量程序确定;来自锁相倍频器的同步时钟信号 f_0 接入积分触发器,积分触发器控制开关S4由闭到开,同时启动定时积分步骤,定时计数器 N_1 对测量时钟信号 f_2 计数,直至 N_1 个时钟脉冲计数完成为止,计数器 N_1 输出逻辑电平接入CPU,同时也输出到测量计数器 N_2 ,当定时计数器 N_1 完成计数后,CPU控制开关S1接入另一个输入电压作为电压比例的分子,开始反向积分步骤,此时测量计数器 N_2 对测量时钟 f_2 开始计数,定时积分期间,电容 C 充电,运算放大器A1输出电压偏离零电压,

反向积分期间，电容C放电，运算放大器A1的输出电压接近零电压，过零比较器A2的两个高阻抗输入端接电容器C的两级，过零比较器A2的输出接逻辑门电路，逻辑门电路判断过零事件的发生，其输出接测量计数器N₂，过零比较器输出变化时，测量计数器N₂停止计数，此时被测电压的比值即为N₂/N₁；正负溢出比较器监视运算放大器A1的输出电压 $u_0(t)$ ，并判断 $u_0(t)$ 是否在规定的电压范围内，其输出逻辑电平接入CPU，定时计数器N₁和测量计数器N₂通过串行或并行数据线与CPU连接，可由CPU设定和读取计数值，被测直流电压应该是极性相反的，可以利用数字波形乘法器中的数字参考波形的相位反相180°的控制程序实现电压极性反向；正负溢出比较器监视积分全过程是否在有效电压范围内，当两个电压极性相同时，或者积分增益选择过大时，A1的输出容易超过有效范围，程序应根据正负溢出比较器状态调整增益，并记录比值测量的符号；输入电阻R和反馈电容C的乘积确定了积分器的增益，可以增加多组RC选择电路来扩大增益范围。

测量时可以通过开关选择和参考电压相位选择，使 U_d 、 U_c 分别是下列情况之一：

- 被测交流电压 \dot{U}_1 的同相分量 U_{1a} ，
- 被测交流电压 \dot{U}_1 的正交分量 U_{1b} ，
- 被测交流电压 \dot{U}_2 的同相分量 U_{2a} ，
- 被测交流电压 \dot{U}_2 的正交分量 U_{2b} ，
- 被测交流电压 \dot{U}_1 的同相分量的反向电压 $-U_{1a}$ ，
- 被测交流电压 \dot{U}_1 的正交分量的反向电压 $-U_{1b}$ ，
- 被测交流电压 \dot{U}_2 的同相分量的反向电压 $-U_{2a}$ ，
- 被测交流电压 \dot{U}_2 的正交分量的反向电压 $-U_{2b}$ 。

过程分成三步，第一步：清零，开关 S1 接地，S4 闭合使电容短路放电；

第二步：定时积分，开关 S1 接 $(-U_d)$ ，S4 打开，积分器输出电压等于 $u_o(t) = \frac{1}{RC} \int U_d dt = \frac{U_d}{RC} t_1$ ，定时积分时间间隔等于 T_1 ， T_1 应该为被测信号周期的整数倍。由锁相倍频器的时钟电路提供时钟频率 f_2 ，该时钟提供给定时计数器 N_1 和测量计数器 N_2 。定时计数器设定计数值 N_1 ，为了提高测量分辨力计数值 N_1 应该不小于 2^{18} ，先设定计数值 N_1 ，当 N_1 倒计数为零之后，定时积分结束，此时 $u_o(t_1) = \frac{U_d}{RC} T_1 \propto \frac{U_d}{RC} \cdot N_1$ ；第三步：反向积分，开关 S1 接 U_c ，S4 保持打开，经过 T_2 时间，积分器输出电压穿过零电压，过零比较器 A2 翻转，逻辑电路控制测量计数器 N_2 停止计数，此时积分时间为 T_2 ，计数器数值为 N_2 。在第一步和第二步中，逻辑电路不关心过零比较器的状态，只是从第三步开始后对过零比较器的翻转做出反映。

$$u_o(t) = u_o(t_1) - \frac{1}{RC} \int_1^2 U_c dt = \frac{U_d}{RC} T_1 - \frac{U_c}{RC} T_2 = 0$$

$$\text{则: } \frac{U_d}{U_c} = \frac{T_2}{T_1} \quad \text{或} \quad \frac{U_d}{U_c} = \frac{N_2}{N_1}$$

为了提高测量准确度，限制反向积分时间，定时积分阶段应该输入绝对值小的电压，反向积分阶段应该接绝对值大的大电压 U_{MAX} ，控制程序中设计了自动比较判断大小的功能；使正负电压反向的方法是用数字波形参考相位反相 180° 的程序控制实现，不用增加反向电路或开关。为了补偿过零比较器和积分器直流失调的影响，需要让积分器的输出电压向正负两个方向各积分一次，让过零比较器从两个方向过零，把两次测量的 N_2 计数值平均，得到准确结果。

虽然所测量的电压比值与电阻器 R 和电容器 C 无关，但是 $\frac{1}{RC} T_1$ 是积分器的增益，为了防止定时积分线性失真和溢出，应控制积分输出电压 $u_o(t_1)$ 在线性区域内 ($0.1V \sim 5V$)，需要在电路中设计多套电阻器和电容器以提供积分增益选择，并且设计了正负溢出比较器电路监视积分器输出 $u_o(t)$ ，一方面为选择 RC 增益参数提供必要的信息，另一方面判断定时积分和反向积分的极性是否相反，防止不归零的积分结果，给出比例结果的符号。正负溢出比较器的比较状

态通过数字信号线连到 CPU, 以便程序自动调节 RC 增益参数, 和判断积分方向。

对于输入为零电压的情况, 可能出现反向积分不归零的结果, 应进行如下判断, 当选择的增益 T_1/RC 大于 10^6 , 而正、反向积分输出 $u_o(t_1)$ 仍小于 $0.01V$ 则可以判定分子为零。

积分器具有平均值计算功能, 在定时积分过程中还规定了积分时间, 使 T_1 等于被测电压周期的整数倍, 可以有效提高小电压信号平均值的测量准确度, 需要在积分起点处进行同步触发, 以保证正向和反向积分在时间上的对称性。开关 S1 接地, 用于双斜积分器自检。

图6为锁相倍频电路原理图, 它包括缓冲放大器, 整型电路, 鉴相器, 积分器, 压控振荡器VCO, n 级串连的同步2分频器 (n 大于4), 时钟 f_1 选择电路, 时钟 f_2 选择电路, 译码电路, M_1 参数锁存器, M_2 参数锁存器, m 参数锁存器组成; 锁相倍频电路利用鉴相器和积分器和VCO以及分频器串连组成锁相环路, 得到与被测量信号整数倍频率的信号, n 级串连的同步2分频器, 以下以 $n=20$ 为具体例子, 在两两分频器之间提供了不同频率的抽头, 由 M_1 参数锁存器控制时钟 f_1 选择电路从5个抽头中选择8, 16, 32, 64, 128倍频信号之一作为数字波形发生器的地址计数器时钟信号 f_1 , 由 M_2 参数锁存器控制时钟 f_2 选择电路从17个抽头中选择 $2^0 \sim 2^{16}$ 倍频信号之一作为双斜积分器的测量时钟信号 f_2 , m 参数锁存器控制译码器, 使译码器的17路输出电平仅可能有一路为逻辑1, 译码器的17路输出分别接到第4到第20级T触发器的控制端, 控制端为1的T触发器在20级串连的2分频器中的位置决定了串连分频器的实际分频数, 即VCO的输出频率 f_{VCO} 的频率是被测频率的 2^m 倍 ($m=4,5 \dots n$), 可以通过选择 m 使VCO的输出频率在一定范围内, 上述三个参数锁存器可以利用串连和并联数据线连到微处理器CPU上, 由程序控制 M_1 、 M_2 、 m 三个参数; 被测电压信号经过缓冲放大器输出到整型电路上, 整型电路将交流信号变成数字电平接到鉴相器的输入端。

正交比例分解器应能够自动跟踪被测信号的频率, 并获得内部测量所需要

的时钟，这些时钟包括：

f_0 应等于被测信号的频率 f ，用于触发双斜积分过程；

f_1 用于驱动地址计数器，应等于被测信号频率 f 的 M_1 倍， M_1 是数字波形每周期内插点数， $f_1 = M_1 f$ ；

f_2 用于双斜积分器测量比例，应等于被测信号频率 f 的整数倍，设为 M_2 倍， $f_2 = M_2 f$ ， $T_1 = \frac{N_1}{f_2} = \frac{N_1}{M_2 f}$ ；

为了抑制交流干扰，定时积分时间 T_1 还应该是被测信号的整数倍，设为 n 倍： $T_1 = \frac{n}{f}$ ($n = 2, 3, \dots$)， $N_1 = M_2 n$

其中 n 是定时积分时间内，被测信号的整周期个数； f_0 是 VCO 经过分频器输出到鉴相器的比较信号频率，当频率跟踪状态稳定后， $f = f_0$ 。为了提高测量分辨力，定时积分的计数值 N_1 应该不小于 2×10^5 。

定时积分时间 T_1 如果太短，过零比较器的延时和开关延时以及逻辑门的延时将引入较大的相对误差，但是定时积分时间也不要太长，否则积分电容的泄漏和运放的漂移将引入较大的非线性误差。所以限定 T_1 在 0.1 秒到 1 秒之间：

$$0.1s \leq T_1 \leq 1s$$

锁相倍频电路是在典型的鉴相器、积分器和压控振荡器(VCO)的基础上，为了适应数字波形乘法器和双斜积分器的需要，特殊设计分频器。分频器由一串级联的同步 2 分频器 (T 触发器) 组成，相对于分频器末端的 f_0 信号：

从距离末端第 3 个 2 分频器处引出抽头，该信号为 $f_1 = 8f_0$ ，于是 $M_1 = 8$ ；

从距离末端第 4 个 2 分频器处引出抽头， $f_1 = 16f_0$ ， $M_1 = 16$ ；

从距离末端第 5 个 2 分频器处引出抽头， $f_1 = 32f_0$ ， $M_1 = 32$ ；

从距离末端第 6 个 2 分频器处引出抽头， $f_1 = 64f_0$ ， $M_1 = 64$ ；

从距离末端第 7 个 2 分频器处引出抽头， $f_1 = 128f_0$ ， $M_1 = 128$ 。

上述 5 个抽头由五选一逻辑电路选择输出，作为 f_1 时钟信号。

同理，相对于分频器末端的 f_0 信号：

直接从末端处引出抽头，该信号为 $f_2 = f_0$ ，于是 $M_2 = 1$ ；

从距离末端第 1 个 2 分频器处引出抽头， $f_2 = 2f_0$ ， $M_2 = 2$ ；

从距离末端第 2 个 2 分频器处引出抽头， $f_2 = 4f_0$ ， $M_2 = 4$ ；

依此类推，……

从距离末端第 16 个 2 分频器处引出抽头， $f_2 = 65536f_0$ ， $M_2 = 65536$ 。

需要 16 个抽头信号接入一个十七选一的逻辑电路，输出信号作为 f_2 时钟。

整个分频器一共有 20 个 T 触发器级联，同步触发，每个 T 触发器是一个二分频器。但其中只有 m 个二分频器有效， m 也是由计算机程序设定的，对不同的信号频率 f ，设定有不同的 m ，为了使振荡器 VCO 工作在高频工作点：

$$f_{VCO} = 2^m f$$

合理设定 m 应使 f_{VCO} 在硬件参数容易实现的范围内，对于被测电压电流的不同频率范围，即 f 变化时，应首先用软件程序设定有效的二分频器的个数 m 使 f_{VCO} 在一定范围内，如 9MHz~24MHz 之间，这样能够使 VCO 硬件设计和调试简化，使用一套固定参数就能适应不同频率范围。这些逻辑电路、时序电路锁存器电路均可设计在可编程门阵列器件中，锁存器通过总线与计算机连接。

根据以上分析，各参数选取的原则如下：

M_1 ：每周数字波形内插点数，可为 8，16，32，64，128，高频下点数少，低频下点数多。选取原则是 $M_1 f < (1/2) f_{VCO} < 12\text{MHz}$ 。

N_1 ：定时积分固定的计数值，为了保证足够的测量分辨力， $N_1 > 2 \times 10^5$ ，可选定 $N_1 = 2^{18} = 262144$ 。

n ：整周期个数 n ，根据 $T_1 = \frac{n}{f}$ ，($n = 2, 3, \dots$) 来计算 T_1 ，可使定时积分时间 T_1 控制在在 0.1 秒到 1 秒之间，为保证双斜积分器抑制交流干扰的能力，要求 n 大于等于 2。

M_2 : 最小值为 1, 根据硬件设计, M_2 为 2 的整数次幂, 根据 $f_2 = M_2 f$, M_2 太大可能使 f_2 超过计数器可接受的频率, 再根据 $N_1 = M_2 n$ 可确定 nM_2 之乘积。

m : 根据 $f_{VCO} = 2^m f$, 在约束条件 $9\text{MHz} < f_{VCO} < 24\text{MHz}$ 下, 通过 f 计算。

推荐选择表 2 的设计参数:

表 2: 锁相倍频的参数举例

被测信号频率 $f(\text{Hz})$	数字波形内插 点数 M_1	定时积分 计数值 $N_1 = nM_2$	定时积分时 间 $T_1(\text{s})$	整周期个 数 n	M_2	M_2 可选的值	压控振荡器 输出 $f_{VCO}(\text{Hz})$	m
1.0E+06	8	262144	1.31E-01	131072	2	1;2	1.60E+07	4
9.0E+05	8	262144	1.46E-01	131072	2	1;2	1.44E+07	4
8.0E+05	8	262144	1.64E-01	131072	2	1;2	1.28E+07	4
7.0E+05	8	262144	1.87E-01	131072	2	1;2	2.24E+07	5
6.0E+05	8	262144	1.09E-01	65536	4	1;2;4	1.92E+07	5
5.0E+05	16	262144	1.31E-01	65536	4	1;2;4	1.60E+07	5
4.0E+05	16	262144	1.64E-01	65536	4	1;2;4	1.28E+07	5
3.0E+05	16	262144	1.09E-01	32768	8	1;2;4;8	1.92E+07	6
2.0E+05	32	262144	1.64E-01	32768	8	2;4;8	1.28E+07	6
1.0E+05	64	262144	1.64E-01	16384	16	4;8;16	1.28E+07	7
9.0E+04	64	262144	1.82E-01	16384	16	4;8;16	1.15E+07	7
8.0E+04	64	262144	1.02E-01	8192	32	4;8;16;32	2.05E+07	8
7.0E+04	64	262144	1.17E-01	8192	32	4;8;16;32	1.79E+07	8
6.0E+04	64	262144	1.37E-01	8192	32	8;16;32	1.54E+07	8
5.0E+04	128	262144	1.64E-01	8192	32	8;16;32	1.28E+07	8
4.0E+04	128	262144	1.02E-01	4096	64	8;16;32;64	2.05E+07	9
3.0E+04	128	262144	1.37E-01	4096	64	16;32;64	1.54E+07	9
2.0E+04	128	262144	1.02E-01	2048	128	16;32;64;128	1.02E+07	9
1.0E+04	128	262144	1.02E-01	1024	256	32;64;128;256	2.05E+07	11
9.0E+03	128	262144	1.14E-01	1024	256	32;64;128;256	1.84E+07	11
8.0E+03	128	262144	1.28E-01	1024	256	64;128;256	1.64E+07	11
7.0E+03	128	262144	1.46E-01	1024	256	64;128;256	1.43E+07	11
6.0E+03	128	262144	1.71E-01	1024	256	64;128;256	1.23E+07	11
5.0E+03	128	262144	1.02E-01	512	512	64;128;256;512	2.05E+07	12
4.0E+03	128	262144	1.28E-01	512	512	128;256;512	1.64E+07	12
3.0E+03	128	262144	1.71E-01	512	512	128;256;512	1.23E+07	12
2.0E+03	128	262144	1.28E-01	256	1024	256;512;1024	1.64E+07	13
1.0E+03	128	262144	1.28E-01	128	2048	512;1024;2048	1.64E+07	14
9.0E+02	128	262144	1.42E-01	128	2048	512;1024;2048	1.47E+07	14
8.0E+02	128	262144	1.60E-01	128	2048	512;1024;2048	1.31E+07	14
7.0E+02	128	262144	1.83E-01	128	2048	512;1024;2048	1.15E+07	14

6.0E+02	128	262144	1.07E-01	64	4096	512;1024,2048;4096	1.97E+07	15
5.0E+02	128	262144	1.28E-01	64	4096	1024,2048;4096	1.64E+07	15
4.0E+02	128	262144	1.60E-01	64	4096	1024,2048;4096	1.31E+07	15
3.0E+02	128	262144	1.07E-01	32	8192	1024,2048;4096;8192	1.97E+07	16
2.0E+02	128	262144	1.60E-01	32	8192	2048;4096;8192	1.31E+07	16
1.0E+02	128	262144	6.40E-01	64	4096	4096;8192;16384	1.31E+07	17
90	128	262144	7.11E-01	64	4096	4096;8192;16384	1.18E+07	17
80	128	262144	8.00E-01	64	4096	4096;8192;16384;32768	2.10E+07	18
70	128	262144	9.14E-01	64	4096	4096;8192;16384;32768	1.84E+07	18
60	128	262144	5.33E-01	32	8192	8192;16384;32768	1.57E+07	18
50	128	262144	6.40E-01	32	8192	8192;16384;32768	1.31E+07	18
40	128	262144	8.00E-01	32	8192	8192;16384;32768;65536	1.05E+07	18
30	128	262144	5.33E-01	16	16384	16384;32768;65536	1.57E+07	19
20	128	262144	8.00E-01	16	16384	16384;32768;65536	1.05E+07	19
10	128	262144	8.00E-01	8	32768	32768;65536	1.05E+07	20

图 7 利用标准电容器校准正交分解比例器。正交分解比例器虽然输出的是两路正弦交流信号的复相量比值，但是通过复数计算可以得到复相量的幅值比例和相位差。在图 7 中，标准电容器 C_1 和 C_2 是四端口的标准电容器，如 Agilent16380 系列，频率范围 100Hz~1MHz，可以通过中国计量院标准电容扩频装置，溯源到国家电容基准，计算电容（1kHz）上。以标准电容器实际值的比值作为标准，实际值是标准电容校准证书上给出的值，含有测量不确定度，两只电容器测量不确定度的代数和作为比例标准的不确定度，计算如下：

正交分解比例器的幅值比例相对误差：

$$\gamma = \frac{\sqrt{\frac{U_{1a}^2 + U_{1b}^2}{U_{2a}^2 + U_{2b}^2} - \frac{C_1}{C_2}}}{\frac{C_1}{C_2}} \times 100\%$$

其中 C_1/C_2 为标准电容器的实际值比例，标准测量不确定度为 $u_{b1} = (|\gamma_{c1}| + |\gamma_{c2}|) / \sqrt{3}$ ， γ_{c1} 为 C_1 实际值的测量不确定度，来自于校准证书； γ_{c2} 为 C_2 实际值的测量不确定度，来自于校准证书。

图 8 利用感应分压器校准正交分解比例器。感应分压器能够分段比例自校验，因此具有溯源性，目前在 1kHz 下感应分压器的比例准确度可以达到

1×10^{-6} , 甚至更优。按图 8 设计比例校准线路时, 应考虑接头的屏蔽线形式。以感应分压器的匝数比例 W_1/W_2 作为标准, 可以校准正交分解比例器的幅值比例准确度:

$$\text{正交分解比例器的幅值比例相对误差: } \gamma = \frac{\sqrt{\frac{U_{1a}^2 + U_{1b}^2}{U_{2a}^2 + U_{2b}^2} - \frac{W_1}{W_2}}}{\frac{W_1}{W_2}} \times 100\%$$

图 9 为本发明的另一种测量电功率的装置示意图, 采用现有数字电压表产品和数字电桥产品组成测量系统, 利用数字电压表直接测量交流电压的有效值 U , 再利用交流电阻分流器 G 获得与交流电流成比例的电压为 $U_I = GI$ 输入到数字电桥的电压测量端 PH-PL, 再利用数字电桥的电流测量输入端 IL 虚地的特点, 在被测量压 U 与虚地点之间加入交流电阻 R , 则数字电桥的 IL 端输入的电流为 $I_U = \frac{U}{R}$, 此时数字电桥上显示阻抗的实部读数为交流电阻 $R_x = \frac{U_I}{I_U} \cos \phi$, 虚部读数为复导纳 $X_x = \frac{U_I}{I_U} \sin(-\phi)$, 则有功率计算公式为:

$$P = U^2 \frac{I}{U} \cos \phi = U^2 \frac{\frac{U_I}{I_U R}}{I_U R} \cos \phi = \frac{1}{GR} U^2 R_x$$

无功功率计算公式为:

$$Q = U^2 \frac{I}{U} \sin \phi = U^2 \frac{\frac{U_I}{I_U R}}{I_U R} \sin \phi = -\frac{1}{GR} U^2 X_x$$

数字电桥输入信号的频率应该与输出信号频率相同, 所以此方法需要利用数字电桥的电流输出端 IH 信号作为功率信号源的同步信号, 使被测电压和电流频率与数字电桥内部测试频率相同, 另外被测功率信号源的电流输出不能浮地, 其低端应与电压参考点等电位, 并且数字电桥的屏蔽地与电压参考点直接连接。

数字电压表的电压有效值测量范围为 $0V \sim 1000V$, 数字电桥的 PH-PL 端输入电压 U_{PH} 范围是 $0V \sim 1V$, 分流器 G 应能承受的功率是 $I U_{PH}$, 且 $G = \frac{I}{U_{PH}}$ 。IL 端输入电流 I_{IL} 范围是 $0mA \sim 100mA$, 电阻 R 应能承受功率为 $I_{IL} U$, 且 $R = \frac{U}{I_{IL}}$ 。应尽量使 U_{PH} 和 I_{IL} 接近满量程。

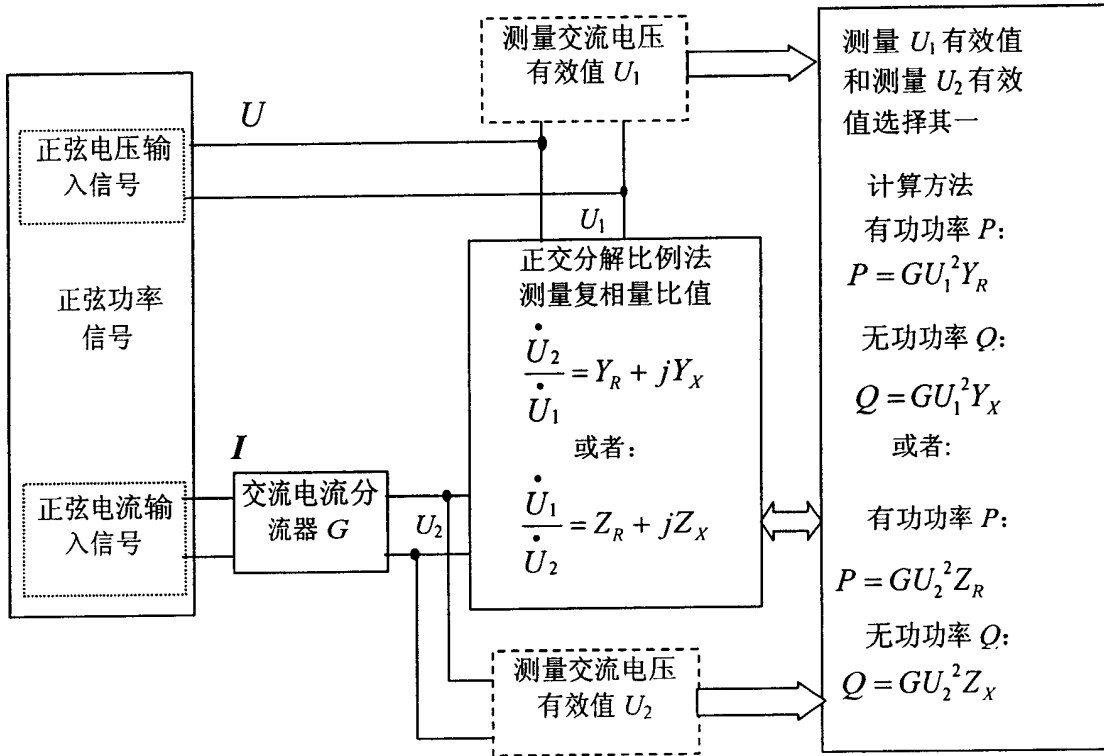


图 1

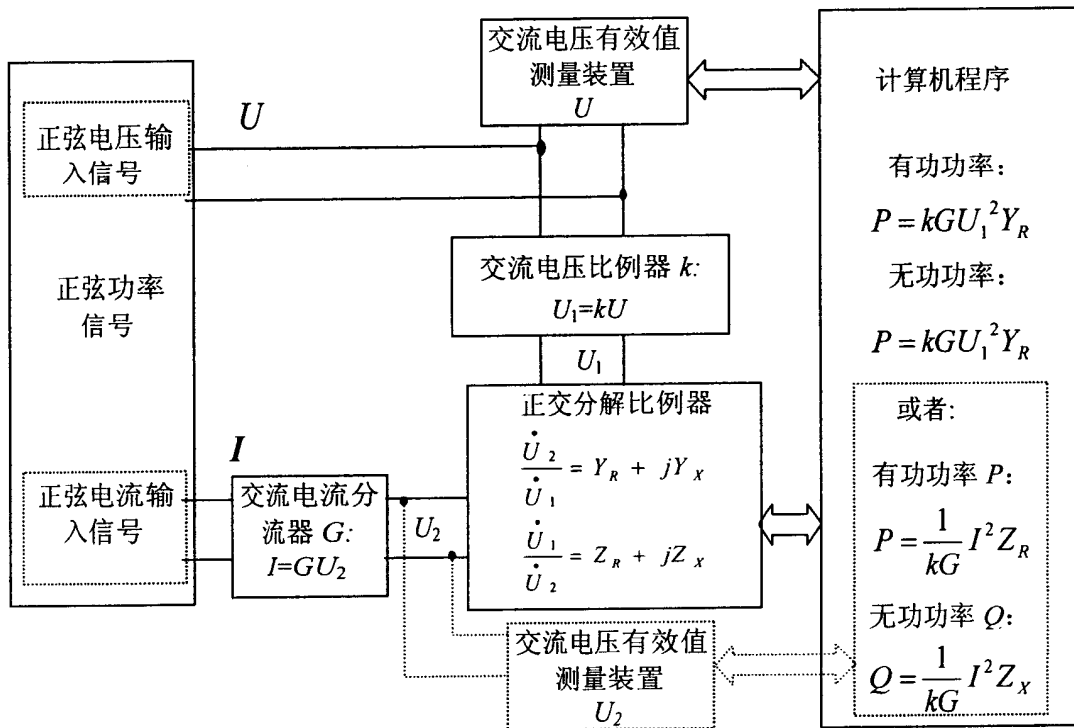


图 2

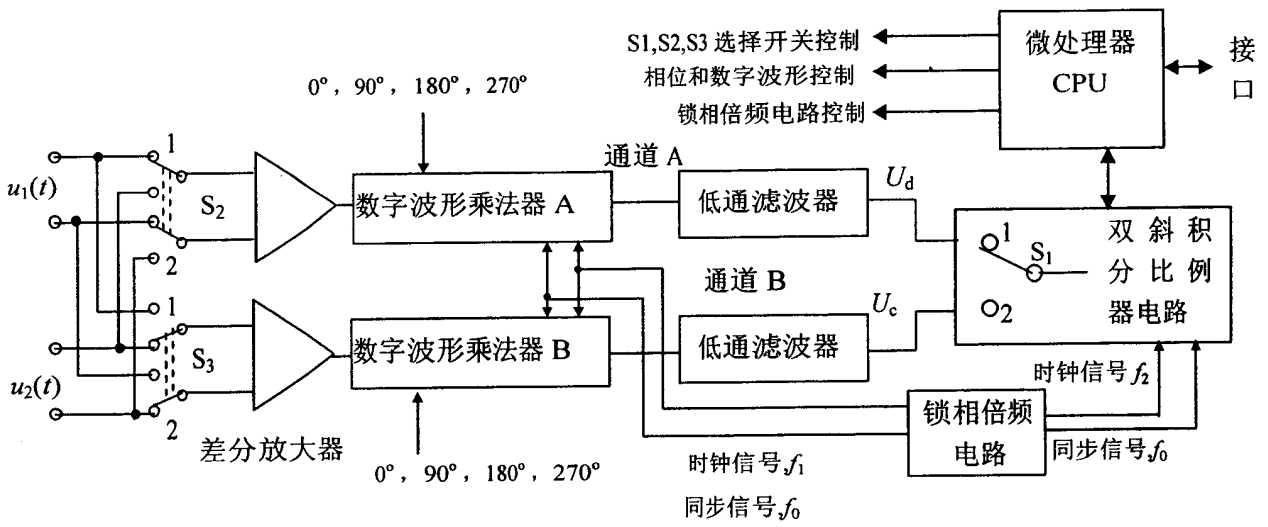


图 3

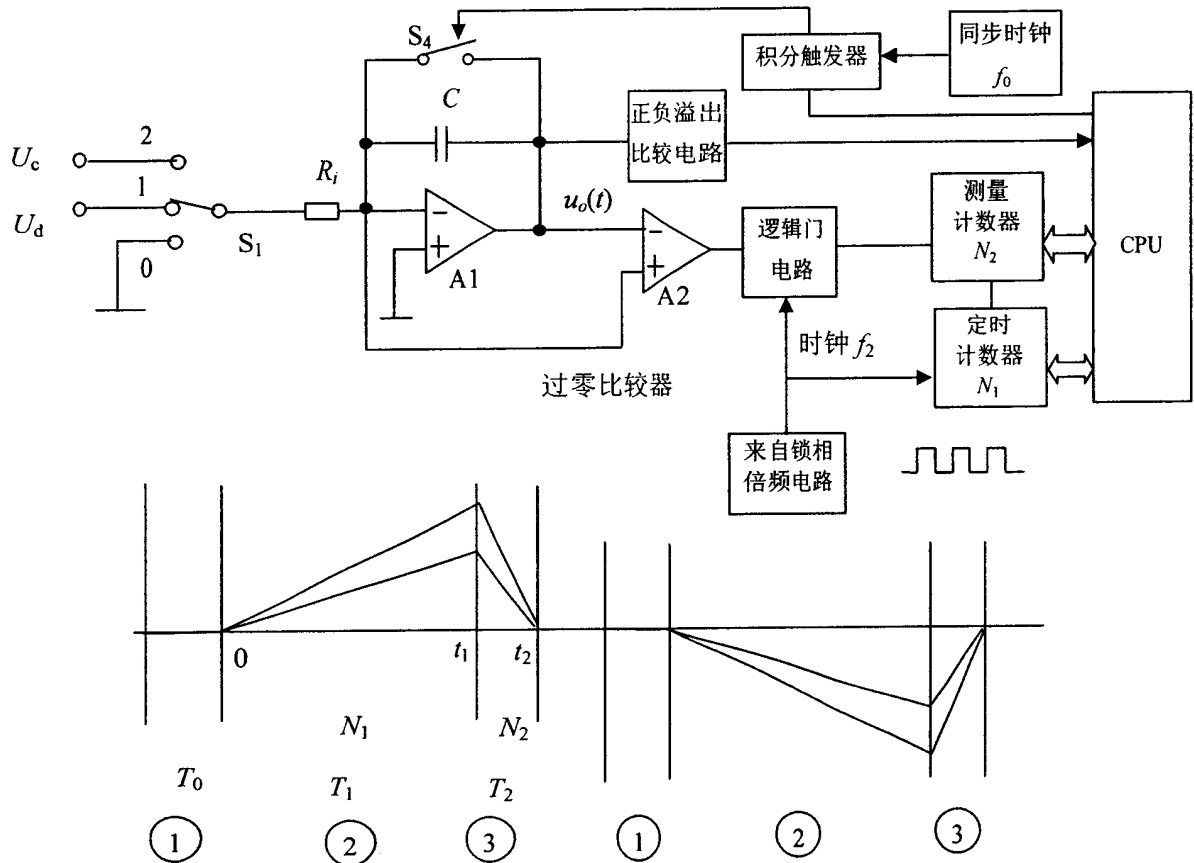


图 5

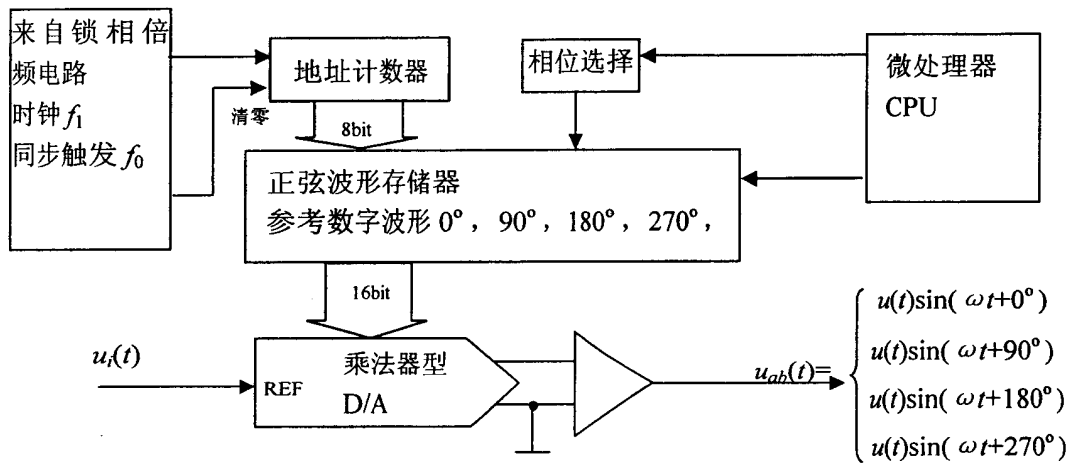


图 4

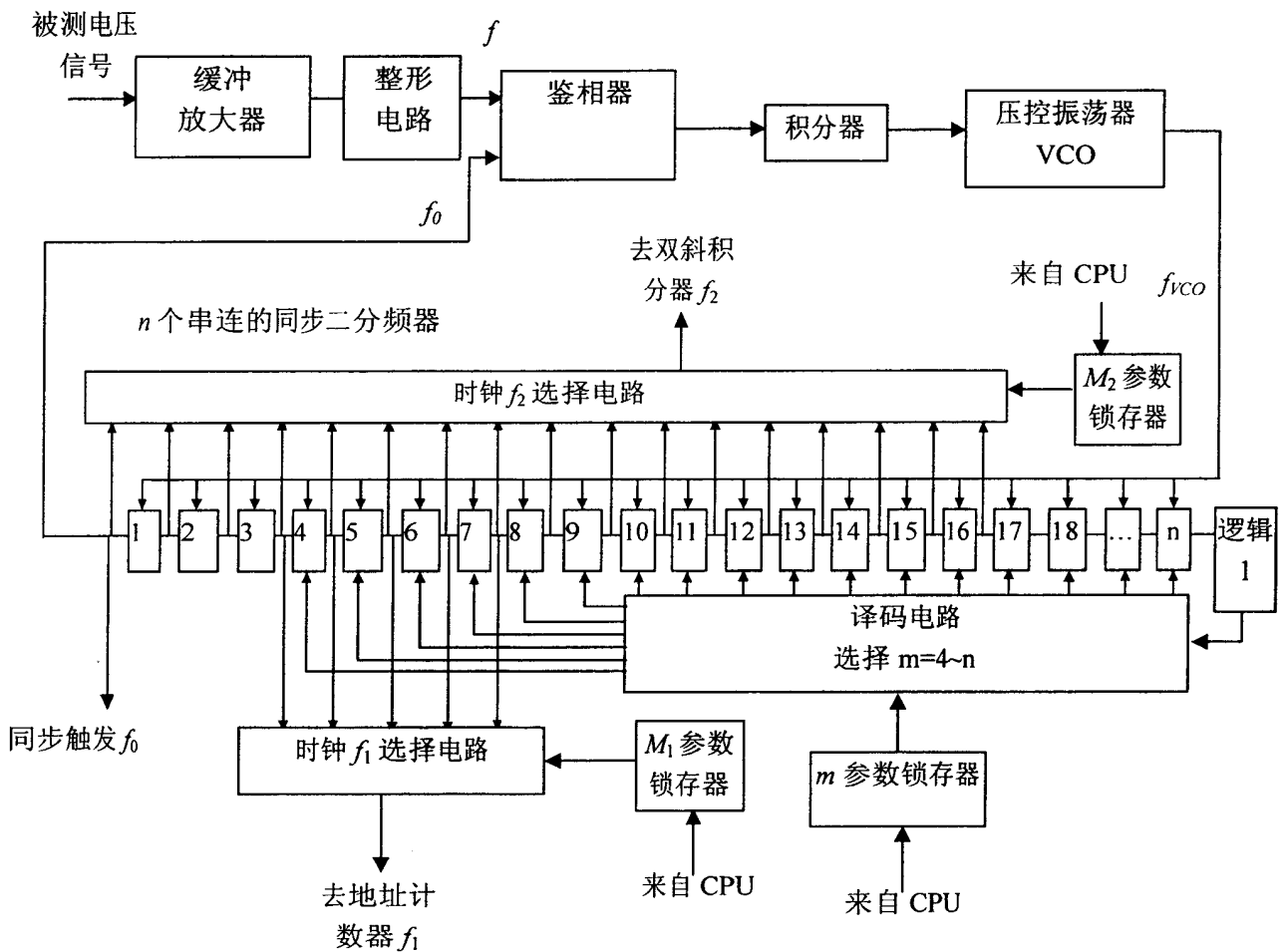


图 6

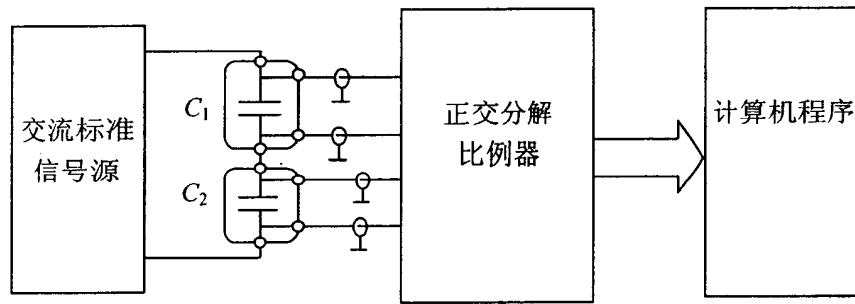


图 7

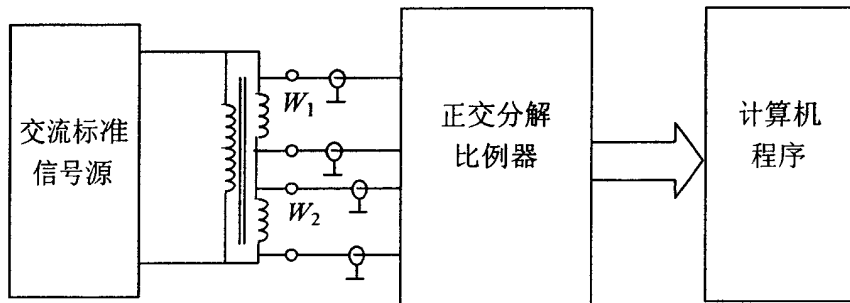


图 8

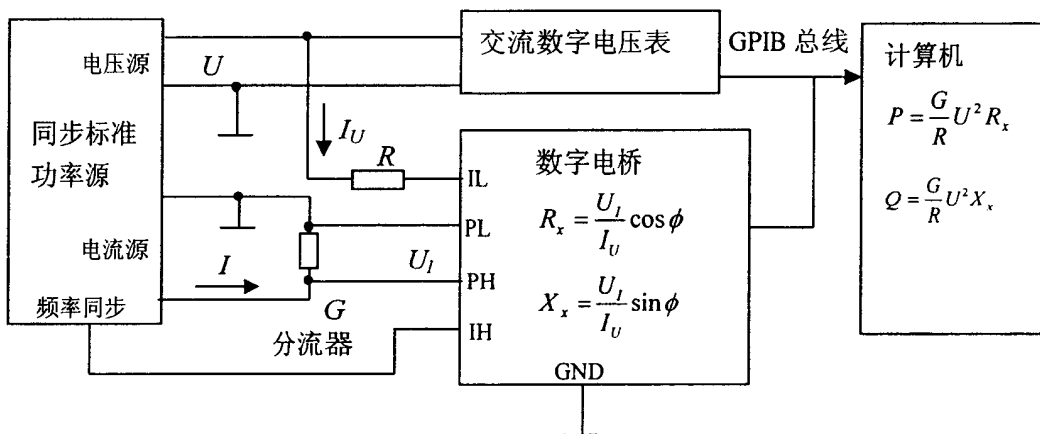


图 9