

介绍三种感应同步器角度编码方法

封锡盛

圆盘式感应同步器是一种高精度的角度传感器，目前国外采用感应同步器构成的角度编码器，其精度可达23位至25位，即±0.15角秒至±0.038角秒。由于感应同步器具有精度高、可靠、寿命长、制造方便、维护简单等一系列优点，因此它在工业、国防和科研上得到越来越多的应用。为了得到较高的分解度和数字输出、需要采用适当形式的电子线路将感应同步器输出的模拟量变换为数字量。我们把感应同步器及其变换线路称为感应同步器角度编码器，以下简称编码器。

构成编码器的方法有多种，本文简要介绍三种较有代表性的编码方法，这些方法各有其特点，可依具体情况选用，编码器一般是由两通道或三通道构成，限于篇幅，本文只介绍精通道的构成，文中涉及的具体电路的细节亦不多述，请参阅文后所附的文献，顺便指出文中所述方法也适用于直线型感应同步器做位移变换

一、函数变压器法

此种方法的关键元件是函数变压器，故称函数变压器法。其原理方块图如图1所示。

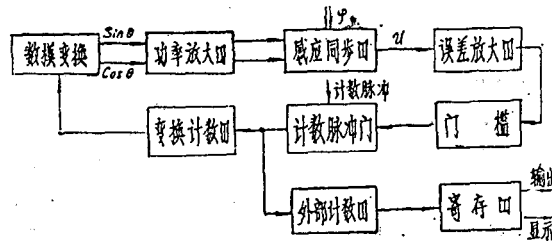


图1 函数变压器法原理图

设感应同步器定子的两相绕组分别施以下述形式的电流做为激磁，

$$i_s = \sin \theta \cos \omega t \quad (1)$$

$$i_c = \cos \theta \cos \omega t \quad (2)$$

式中 θ 表示电角。

感应同步器转子绕组产生的误差电压形式为：

$$\begin{aligned} U &= \sin \theta \cos n\phi \sin \omega t - \cos \theta \sin n\phi \sin \omega t \\ &= \sin(\theta - n\phi) \sin \omega t \end{aligned} \quad (3)$$

式中 ϕ 为定、转子之间夹角即空间角、 n 为极对数。

由(3)式可以看出如能使 $\theta = n\phi$ ，则 $U = 0$ ，此时 θ 即为空间角度 ϕ 的度量。

图1也可以做为一阶数字随动系统来理解。其中感应同步器是比较元件， ϕ 为输入量， θ 为输出量，变换计数器和数模变换器则相当于零阶保持器。

图1中各方框的作用如下，感应同步器转子产生的误差电压被放大以后，经过门控控制计数脉冲

门, 当误差电平高于门槛电平时, 计数脉冲门发出计数脉冲和计数方向信号, 使变换计数器向误差减少方向计数。数模变换器把变换计数器中的数变换为相应于(1)、(2)式的正、余弦电压, 经过功率放大以后供给感应同步器的定子激磁; 直到感应同步器转子输出的误差电压低于门槛电平为止。与此同时计数脉冲门输出的脉冲和方向信号也同时送给外部计数器, 因此外部计数器中累计的数就是空间角度 φ 的数字表示。

数模变换器的功能是通过几个函数变压器来完成的, 下面简要介绍其原理, 图 2(a) 示出感应同步器的半个电节距, 假设我们用 0、1、2、……、9 这 10 个数字表示这半个节距, 显然每个字所表示的电角度为 $a \cdot 0.18^\circ$, a 为 0、1、2、……、9。如果我们对一变压器原边施加某一电压, 如图 2(c) 所示, 而变压器付边的抽头按图 2(a)、(b) 所示的正余弦规律抽取的话, 当图 2(c) 中对应的开关闭合时就得到与该开关所示数字对应的正、余弦电压值, 所有的开关均受十进制计数器的数控制, 显然, 这就达到了数模转换的目的。如果希望上述的半节距用一百个数字来表示, 也就是把半节距细分为 100 份, 则可再利用两只按正切规律抽头的变压器来实现。

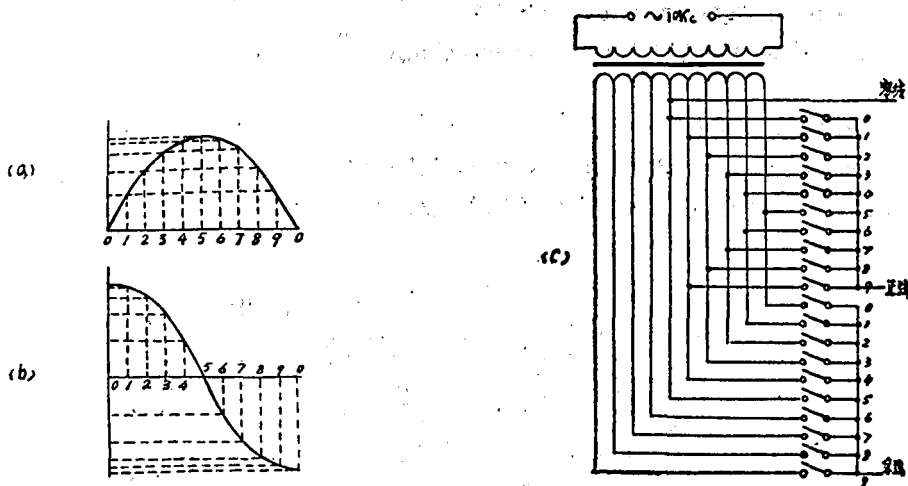


图 2 函数复压口原理图

设两位数可用 $a\alpha + b\beta$ 来表示, $a\alpha$ 表示十位, a 为 0、1、2、……、9, α 表示 18° , $b\beta$ 为个位, b 为 0、1、2、……、9, β 表示 1.8° , 根据三角函数关系则有:

$$\begin{aligned} \sin(a\alpha + b\beta) &= \sin a\alpha \cos b\beta + \cos a\alpha \sin b\beta \\ &= \cos b\beta (\sin a\alpha + \cos a\alpha \operatorname{tg} b\beta) \end{aligned}$$

由于 $b\beta$ 很小, 可认为 $\cos b\beta \approx 1$ 故上式可写为:

$$\sin(a\alpha + b\beta) = \sin a\alpha + \cos a\alpha \operatorname{tg} b\beta$$

同理有:

$$\cos(a\alpha + b\beta) = \cos a\alpha - \sin a\alpha \operatorname{tg} b\beta \quad (5)$$

根据式(4)和(5)可以得出变压器间的连接法。图 3 即为两位数的接线图。

用相同的方法还可以将细分数扩大到 1000, 设三位数可用 $a\alpha + b\beta + c\gamma$ 表示, a 、 b 、 c 表示 0、1、2、……、9, α 、 β 、 γ 分别代表 18° 、 1.8° 、 0.18° 。

根据三角函数关系并注意到 $b\beta$ 、 $c\gamma$ 较小, $\cos b\beta \approx 1$ 、 $\cos c\gamma \approx 1$ 、 $\sin b\beta \approx \operatorname{tg} b\beta$ 、 $\sin c\gamma \approx \operatorname{tg} c\gamma$, 则有:

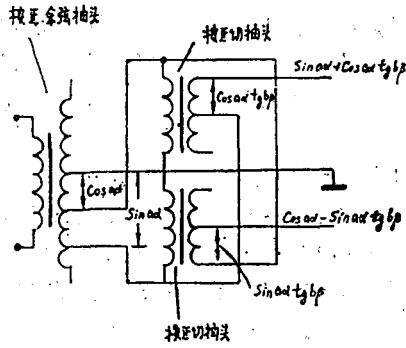


图3 两位数字的接线图

$$\begin{aligned}
 & \sin(\alpha + \beta + \gamma) \\
 &= \sin \alpha \cos(\beta + \gamma) + \cos \alpha \sin(\beta + \gamma) \\
 &= \sin \alpha + \cos \alpha \operatorname{tg} \beta + (\cos \alpha - \sin \alpha \operatorname{tg} \beta) \operatorname{tg} \gamma \quad (6)
 \end{aligned}$$

同理有：

$$\begin{aligned}
 & \cos(\alpha + \beta + \gamma) \\
 &= \cos \alpha - \sin \alpha \operatorname{tg} \beta - (\sin \alpha + \cos \alpha \operatorname{tg} \beta) \operatorname{tg} \gamma \quad (7)
 \end{aligned}$$

根据(6)，(7)式可以画出变压器之间的接线关系如图4所示。

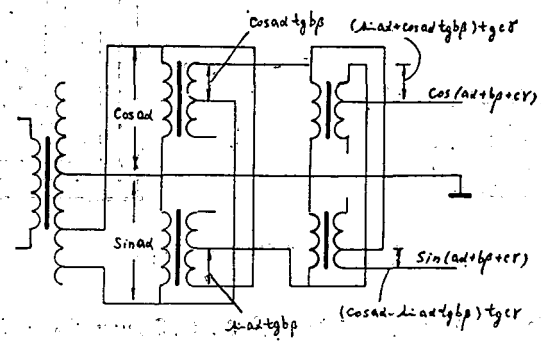


图4 三位数字的接线图

有关函数变压器法其它各环节的具体电路可参阅文献1。

函数变压器法精度较高，用此种方法构成编码器精度可达1~2角秒，有的可达±0.5角秒，其稳定性亦好，缺点是抽头的切换速度较慢，因而适用于定位系统及静态显示，在闭环装置中，特别是当有速度和加速度要求时不适宜。

二、幅相变换法

幅相变换法的核心是将调幅的感应同步器误差信号转换为相位调制，然后对相位细分，故称幅相变换法。其原理方块图如图5所示。

图5中感应同步器的转子激磁，则定子正、余弦绕组感应的电势分别为：

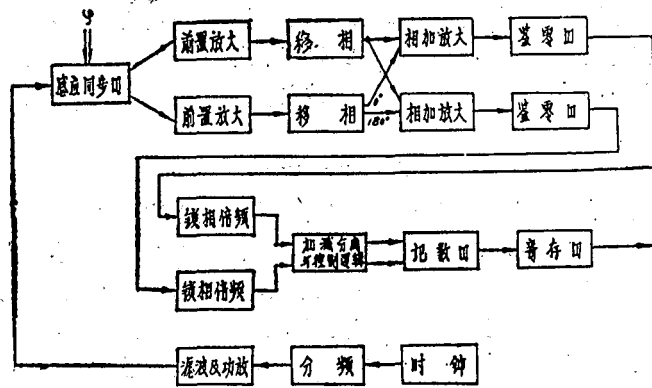


图5 幅相变换法方块图

$$e_S = \sin n\phi \cos \omega t \quad (8)$$

$$e_C = \cos n\phi \cos \omega t \quad (9)$$

式中 n 为极对数，将 e_S 移相 90° 后与 e_C 相加得

$$\begin{aligned} e_1 &= \cos \omega t \cos n\phi - \sin \omega t \sin n\phi \\ &= \cos(\omega t + n\phi) \end{aligned} \quad (10)$$

同样将 e_S 移 90° 与 e_C 倒相相加可得

$$e_2 = \cos(\omega t - n\phi) \quad (11)$$

(10)、(11)式表明转角信号已调制在相位之中从而实现了幅——相变换。

下面对图5做简要说明，有关细节可参阅文献2。

感应同步器采用转子激磁，它是由时钟经分频滤波，功率放大后得到的，感应同步器定子的正、余弦绕组分别产生(8)、(9)式所示的感应电势 e_S 和 e_C ， e_S 和 e_C 分别经过前置放大、滤波、移相、相加即得到(10)、(11)式表示的 e_1 和 e_2 ， e_1 和 e_2 的相位被调制，经过鉴零器后变成方波提供给锁相环做为输入信号。锁相环有两个作用，其一，起倍频的作用，或者说把鉴零器来的信号进一步细分，以得到高的分解度。其二，起跟踪作用，当轴角以某一速度连续改变时 e_1 、 e_2 为调频信号，锁相环能连续的跟踪其相位，从而保证了正个编码器能在较高速度下保持精度。简单地说锁相环的作用就是锁相倍频。

锁相环由四部分组成见图6，来自鉴零器的方波与分频器的方波在鉴相器中比较相位，其相位差

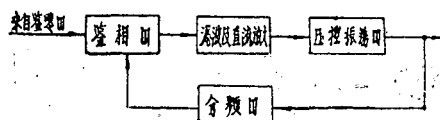


图6 锁相环的结构

被滤波后进行直流放大，这一直流电压加至压控振荡器使其频率改变，经分频后回至鉴相器，使相位差减小，直至最小。

加减分离及逻辑电路的作用是从两列锁相倍频信号取出角度信息并变成计数脉冲，以便送给计数器记数、与此同时还送出计数方向信号。其基本思想是通过混频作用取出两列锁相倍频信号的差拍，

经过整形得到计数脉冲。

此种方法由于采用了幅—相变换的办法，克服了载波抑制调制所带来的困难，使得本方法不仅有较高的静态精度亦有较高的动态精度，文献2称此法可得到如下精度：静态误差：±1角秒；动态误差：±1角秒/弧度/秒和±1角秒/弧度/秒²。缺点是线路复杂，调整维护麻烦。

三、方波调宽法

这类方法的特点是采用脉冲宽度可变的方波进行激磁，所以这里称之为方波调宽法。

方波调宽法是美国人Robert W. Tripp发明的，他先后发表许多篇专刊，使得这种方法较为完善，应用的范围也较宽。方波调宽法的特点是较多的采用数字集成电路，因此比较简单和易于调整，而且随着集成度的提高，这一方法将更加简单、可靠、体积小、重量轻、耗电少。

此种方法也是数字随动系统，可以分为一阶和二阶两种，前者适用静态显示和无跟踪要求的场合，后者能用于有速度和加速度要求的场合。此种方法的主要困难在于模拟电路的设计与制作。因为它不仅直接影响精度，还在于对它有一些互相矛盾的要求，例如：噪声、增益、带宽、高次谐波的抑制等关系，只有处理得恰当才能得到良好的效果。努力减小和抑制正交干扰，是这一方法的另一重要问题。下面分别介绍一阶和二阶系统的构成。

1. 位置测量系统

构成一阶系统的基本思想同于前面介绍过的函数变压器法。所不同之处是这里采用了宽度可调的方波励磁，调宽的原则是使励磁方波中的基波成份符合(1)、(2)式，其中的高次谐波在感应同步器误差电压输出端用滤波器滤除。其方块图见图7。

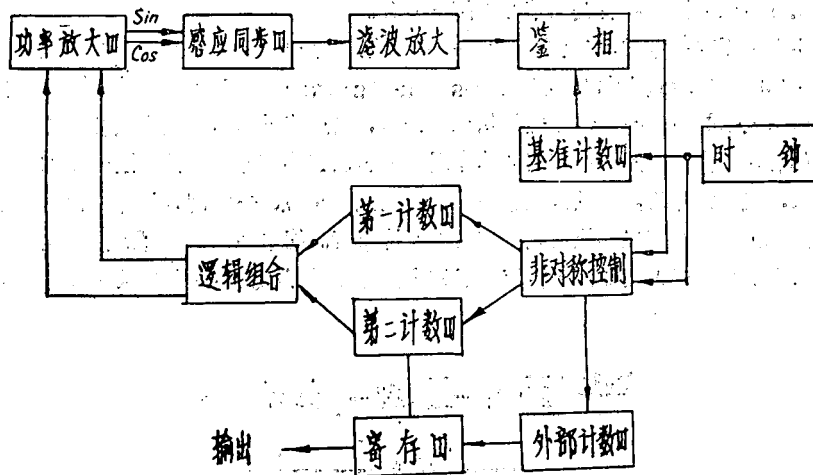


图7 位置测量系统

根据三角函数关系式(1)、(2)式可以写成：

$$\sin \theta \cos \omega t = \sin(\omega t + \theta) - \sin(\omega t - \theta) \quad (12)$$

$$\cos \theta \cos \omega t = \cos(\omega t + \theta) + \cos(\omega t - \theta) \quad (13)$$

(12)、(13)式中的系数对变换不产生影响略去，(12)、(13)式说明，含有基波为 $\sin \theta \cos \omega t$ 和 $\cos \theta \cos \omega t$ 的调宽方波可以由对应的移相波形来实现，图7中的逻辑组合就是为完成上述功能而设，

至于移相波形则是由第一、第二计数器在非对称控制器的作用下产生的、第一、第二计数器即分频器,其移相作用是这样产生的,若在某一输入计数脉冲的作用下使第一计数器少记一个脉冲,在一个记数循环以后这一计数器输出端的波形就会相对另一计数器的对应波形后移一个脉冲的宽度,若在下一时刻使第二计数器多计一个脉冲则在又一循环之后,两列计数器的相位便相差了二个脉冲的宽度,显然,这两个计数器相对于基准计数器来说则是分别后移和前移了一个脉冲宽度,这里计数脉冲的调制作用产生了移相波形。哪个计数器应向前移相,而哪一个又应向后移相则由方向信号决定。图 8 为第一计数器末两级(第二计数器亦同),分别把末前级的 Q 端和 \bar{Q} 端供给末级可得相差 90° 的波形。这样第一、第二计数器的四个输出即为式(12)、(13)中右边的四项。由于计数脉冲为固定频率之脉冲。

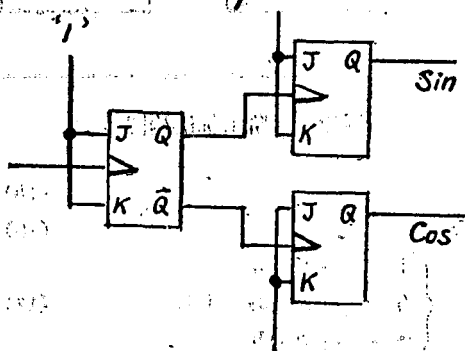


图 8 正、余弦的产生方法

因而在零误差附近会产生方向信号的连续改变,形成振荡,这是一种稳定状态,为了使这种振荡不影响外部计数器的记数,在非对称控制器中采取了相应的措施,详细情况请参阅文献 3、4

计数方向信号是由模拟电路产生的,模拟电路包括,放大滤波、鉴相,这一部分的质量好坏直接影响正个编码器的精度与稳定性。

为了不使系统在较高速时误差过大以至于超出一个电节距,从而导致计数发生错误,有时设置一个门槛,当误差电压超过某一规定值时门槛打开,使用高速计数脉冲代替前述计数脉冲,当误差电压低于上述规定值仍用原计数脉冲,从而保证高速时系统不发生错乱。显然用压控振荡器实现上述目的也是可行的。门槛的设置虽然能使高速不错乱,但仍解决不了跟踪的问题,在有跟踪要求的场合应使用下面介绍的高速系统

2. 高速跟踪系统

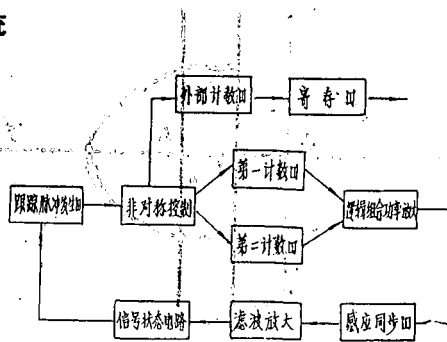


图 9 高速跟踪系统原理方块图

这是为克服前一种方法的动态精度差的缺点而提出的一种方法，就其原理来说属于二阶伺服系统，理论上的速度误差是为零的。高速跟踪系统的原理方块图见图9。图9中除跟踪脉冲发生器，信号状态电路而外，基本上同图7所示各环节相同。图7中送至非对称控制器的计数脉冲频率是不变的。而图9中，计数脉冲是由跟踪脉冲发生器产生出来的，其频率是可变的，这个频率就是系统的跟踪速度。这一点与图7所示系统是完全不同的。图9中由于存在跟踪脉冲发生器的积分作用及第一、第二计数和逻辑组合的积分作用，因此形成了二阶数字随动系统，为了讨论方便，把这一系统看成为二阶非线性系统，其方块图如图10所示，根据图10可以得出下列方程、

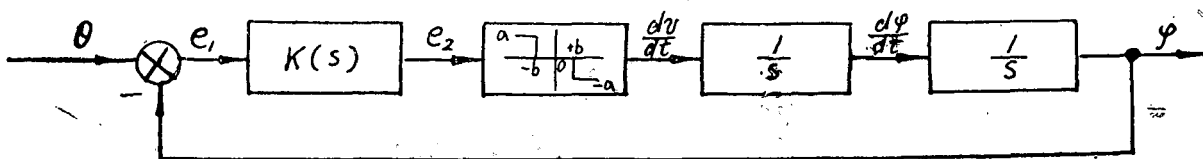


图10 二阶系统结构图

$$e_1 = \theta - \phi \quad (15)$$

$$e_2 = e_1 K(S) \quad (16)$$

$$\frac{d\phi}{dt} = -P = \begin{cases} +a & e_2 < -b \\ 0 & -b < e_2 < +b \\ -a & e_2 > +b \end{cases} \quad (17)$$

$$U = \frac{d\phi}{dt} \quad (18)$$

从(17)、(18)式中消去dt得:

$$U dU = d\phi \cdot (-P) \quad (19)$$

对(19)式两端积分，并设输入为单位阶跃信号及 $K(S) = 1$ 则有下列方程:

$$U^2 - U_0^2 = 2a(\phi - \phi_0) \quad \phi < -b \quad (20)$$

$$U^2 - U_0^2 = -2a(\phi - \phi_0) \quad \phi > +b \quad (21)$$

$$U = U_0 \quad -b < \phi < +b \quad (22)$$

根据式(20)、(21)和(22)可以画出相轨迹图如图11所示。

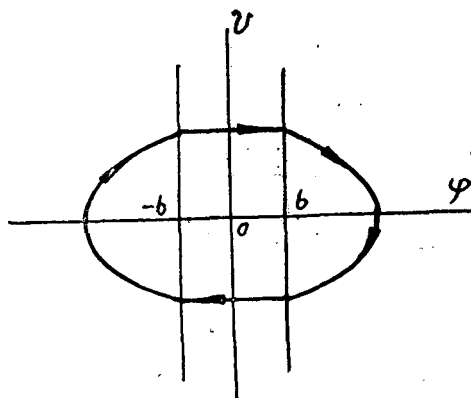


图11 $K(S) = 1$ 的相轨迹图

显然可以看出系统是振荡的，差令 $K(S) = K_1(1 + K_2S)$ 则相平面分界线的条件变为：

$$K_1 \varphi + K_1 K_2 U = +b$$

和

$$K_1 \varphi + K_1 K_2 U = -b$$

差 K_1 、 K_2 取值适当则系统是稳定（见图12）

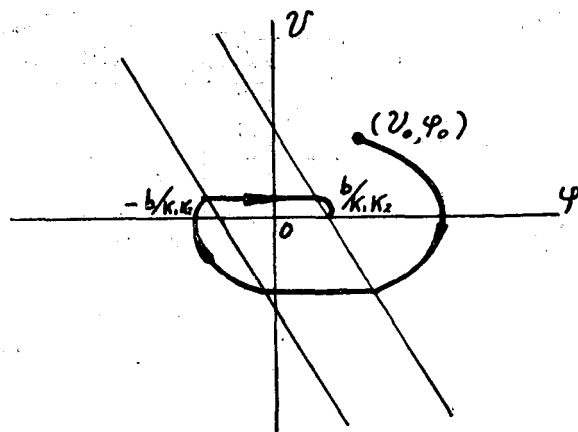


图12 $K(S) = K_1(1 + K_2S)$ 的相轨迹图

从图12还可以看出如使开关线具有适宜的形状，系统将得到最快的时间响应。

图13、图14、图15和图16绘出了各环节的具体线路，其详细说明请参阅文献6、8。应当指出文献所给系统，分三种情况，第一种情况是误差信号一次超过门槛电平，这时系统的工作相当于一阶系统。第二种情况是误差信号连续两次越过门槛电平，这时属于二阶系统。第三种情况是一种大信号状态。

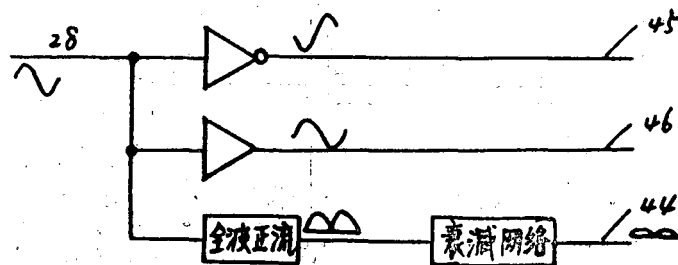


图13 信号状态电路

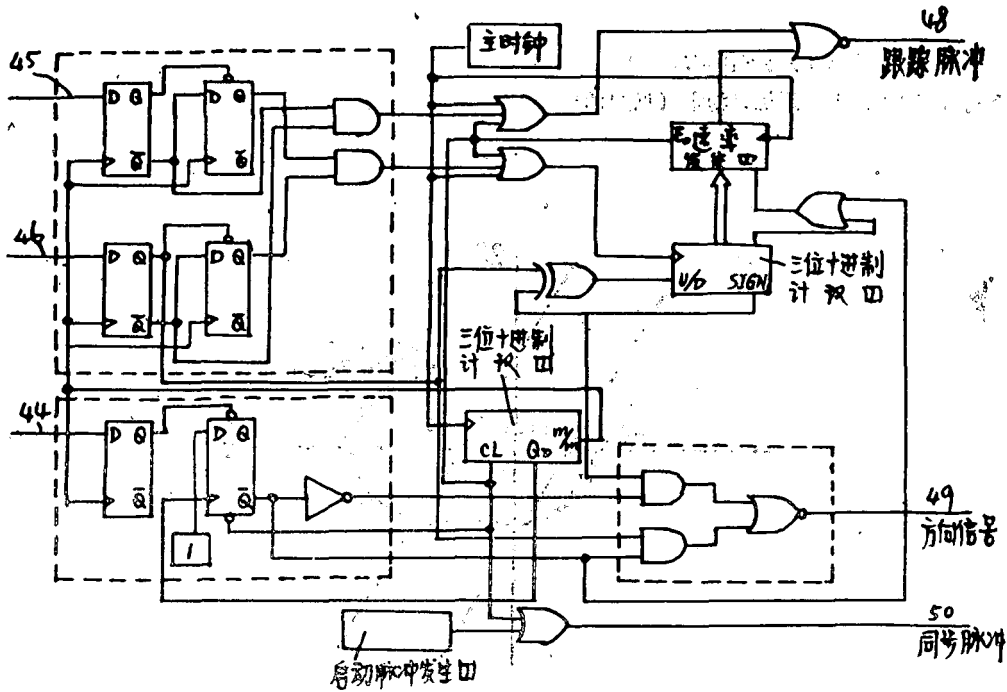


图14. 跟踪脉冲发生器

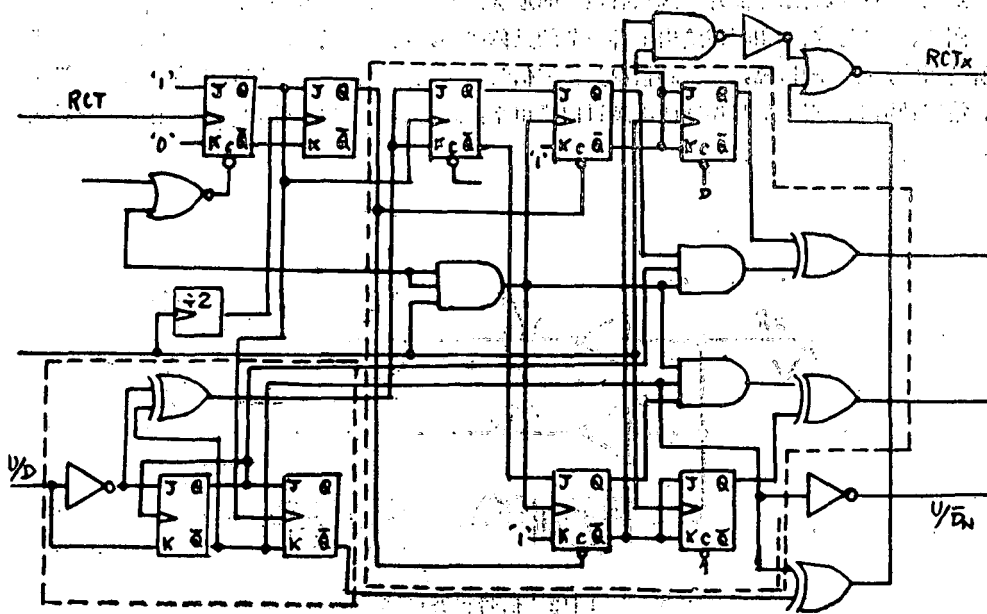


图15 非对称控制器

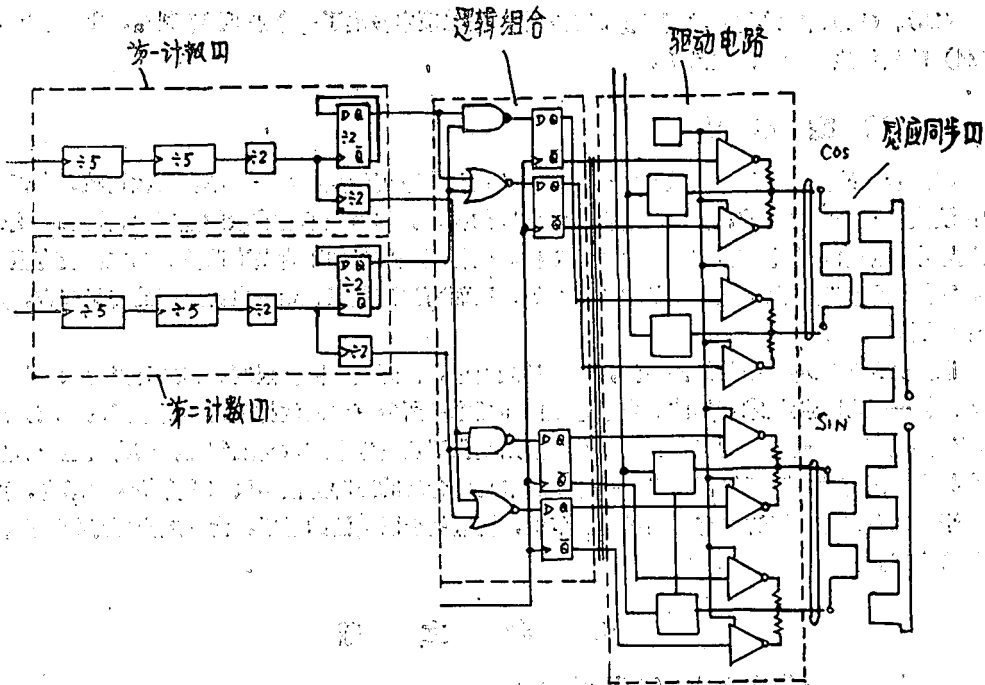


图16 第一、第二计数器、逻辑组合及驱动电路

为使整个编码器具有较高精度，则应使两相激磁电流严格相等，放大器应有较宽的带宽同时又有较强的抑制谐波的能力，引线的交连应尽可能的小，总之设计、调整和工艺上都应十分严格。这里特别应指出要注意克服正交干扰，正交干扰的存在会破坏稳定性和影响精度。

高速位置测量系统虽然比位置测量系统复杂，但是它能保持动态精度，这是一大优点，使它能适用于有高速跟踪要求的场合。

3. 调幅调宽、

前述两相调宽方法存在着一个问题，即电路的细分能力受时钟频率和载波频率的限制，对于采用所谓非对称控制器的系统，细分数 $N = f_{\text{钟}}/2f_{\text{载}}$ ， $f_{\text{钟}}$ ——时钟频率， $f_{\text{载}}$ ——载波频率。时钟频率过高就要求数字集成电路有较高的工作频率，而载波过低对于感应同步器不利。为解决这一矛盾，R. W. Trisp又提出了调幅调宽的方法，这样就可以在保持钟频载频不变的情况下提高细分数N，其原理如下：

设感应同步器的激磁电流为：

$$i_S = \sin \theta \cos \omega t$$

$$i_C = \cos \theta \cos \omega t$$

令 $\theta = (\theta_W + \theta_a)$ ， θ_W 表示调宽的电角， θ_a 表示调幅的电角，代入则有：

$$\sin (\theta_W + \theta_a) \cos \omega t = (\sin \theta_W \cos \theta_a + \cos \theta_W \sin \theta_a) \cos \omega t$$

$$\cos (\theta_W + \theta_a) \cos \omega t = (\cos \theta_W \cos \theta_a - \sin \theta_W \sin \theta_a) \cos \omega t$$

θ_a 很小，因此 $\sin \theta_a \approx \theta_a$ ， $\cos \theta \approx 1$ 则上式变为：

$$i_S = (\sin \theta_W + \theta_a \cos \theta_W) \cos \omega t \tag{23}$$

$$i_c = (\cos\theta_w - \theta_a \sin\theta_w) \cos\omega t \quad (24)$$

(23)和(24)式中的前一项同于原调宽方案。第二项中多出了一个幅度调制 θ_a ，实现方程(23)、(24)的具体线路请参阅文献7。

激磁电路

图16示出的激磁电路是文献9中介绍的。该电路有下列特点，第一，不含偶次谐波，在误差信号中谐波成份是十分丰富的，几乎具有同基波相同的振幅，其中最不易滤除的是二次谐波和三次谐波，该线路中，采用双向电流也即三电平电流激磁，使得误差信号中不含偶次谐波。第二，设有泄流放大器，它能使任何时间从电源流出的电流均相等，因而可以避免正、余弦电流之间的交叉耦合，从而有利于精度的提高。

以上介绍了三种类型的编码方法，第一种最简单，但开关速度受限制。第二种虽复杂一些，但由于采用幅—相变换技术巧妙的避免了感应同步器本身所特有的载波抑制调制所带来的困难，成功的使编码器能用于高速跟踪的场合。第三种方法则提供了使用数字技术构成编码器的有益经验。显然，还有其它编码方法，限于篇幅不能一一介绍。本文所介绍的三种方法不只在介绍线路本身，更重要的在于它向我们提供了许多有益的思路和范例，把这些加以灵活的运用，会创造出更好的更适合需要的新方法来。

参 考 文 献

1. CNR DIGITAL READOUT Olivetti
2. C.L. Malone "F.S.D Angle Encoding electronics for inductive transducers"
«Proceedings optical tracking systems» 18~19 January 1971
3. 美专利: №3.609.320
Position—Measuring System R. W. Tripp Filed Mar 24. 1969
4. 美专利№3.742.487
Scale of Two Improved Digital and Analog Converter R.W. Tripp Feb. 5 1971
5. 美专利№3.686.487
Trigonometric Signal Generator and Machine Control R.W. Tripp Filed oct 6. 1969
6. 美专利№3.673.395
High Speed Digital Tracking System R.W. Tripp Filed Feb 5. 1971
7. 美专利 № 3.789.393
Digital/Analog Converter With Amplitude and pulse Width Modulation. R. W.
Tripp Filed oct. 26. 1972.
8. 美专利 № 3.860.920
Position—Indicating System R.W. Tripp Filed June 20 1973
9. 美专利 № 3.757.321
Transducer Deiver Apparatus and Method. R. W. Tripp Filed Dec. 27. 1971