

宽频带、宽范围线性 压控移相器的设计

王晓庆

在有些需要应用移相器的场合,往往会附加许多其它的苛刻条件:比如要求电路能在高频段工作;可以由控制电压线性地调节相移;能进行大范围的移相,如移相幅度要求大于 360° 。本文介绍的电路,不仅能满足上述要求,而且电路简洁。简洁的电路对高频电路设计是十分重要的。该电路的工作频率可从低频到几兆赫以上,移相的幅度可以根据要求设计成大于 360° ,在工作区域内电路能相当完好地满足线性压控,如配以适当的辅助电路,即可满足不同的具体要求,具有很强的实用性。

电路设计

直接对正弦波进行移相并要求满足宽频带、宽范围和线性压控是极端困难的,有时设计出来的电路往往离实际要求相差甚远。因此,本电路采用方波,在进行移相后再对其进行方波-正弦波的转换。如果输入波形是正弦波,则须先对其进行整形,或变成方波,或变成脉冲。

对方波移相的基本电路是在一脉宽调制器的基础上形成的。此脉宽调制器输出的上升沿由输入信号(可以是方波的上升沿或下降沿,也可以是脉冲)触发,由控制电压所控制的下降沿则被用来触发下一级电路使之产生方波输出。因此,控制电压控制着输出方波相对于输入信号的位置。但这里所用到的脉宽控制器必须满足一些特殊的要求:它必须是线性压控;控制电压可以是直流也可以是交流,并且控制范围要求大;输出脉冲的上升沿与输入信号间的相对位置不变;能在高频段工作。图1是部分满足这些要求的电路。

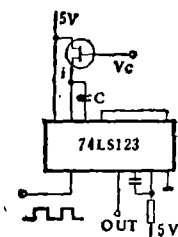


图 1

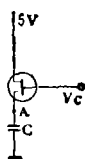


图 2

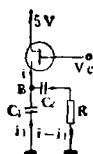


图 3

在图1的电路中,通常用一个场效应管来取代电阻,这样安排后就可以通过改变场效应管的栅压 V_c 调节电容 C 上的充电电流。当74LS123被输入脉冲的上升沿(或下降沿,视具体电路而定)触发后,输出变为高电平,电容 C 开始充电。电容 C 上的电压 U_c 能满足下式(i 被视为常值):

$$U_c = i t / C \quad (1)$$

当 U_c 逐渐升高大于74LS123内的比较器参考电压 V_r 时,电容放电,输出翻转复零。由式(1)可以看出,电流大,则 U_c 升至 V_r 的时间 t_r 就短,所以输出脉冲的宽度受到 i 也即受到 V_c 的控制。由式(1)不难看出,由于 V_r 是定值,故 i 与 t_r 呈反比关系。反比关系对于实际应用是极不方便的,因此还必须对电路进行改进。

74LS123的脚14在电路内部是与地相短接的,因此在考虑 U_c 时可以参考图2。A点电位被引至74LS123的脚15与其内部比较器的参考电压相比较。为了改善电路的线性,现考虑在A点加一阻容电路,如图3所示。在图3的电路中,控制电流被分成两路,依照图示可列方程

$$\begin{cases} U_B = \frac{1}{C_1} \int i_1 dt \\ \frac{i_1 dt}{C_1} = \frac{(i - i_1) dt}{C_2} + d(i - i_1)R \end{cases}$$

求解得

$$\begin{cases} i_1 = \frac{iC}{C_2} + \frac{iC}{C_1} e^{-\frac{t}{RC}} \\ U_B = \frac{it}{C_1 + C_2} + \frac{C^2}{C_1^2} iR \left(1 - e^{-\frac{t}{RC}}\right) \end{cases}$$

其中 $C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$, 取 $C_2 \gg C_1$, 则

$$U_B = \frac{it}{C_2} + iR \left(1 - e^{-\frac{t}{RC}}\right)$$

取不大于某一数值的 C_1 值,并且 R 本身不是很大,则指数项很快趋于零。因为 C_2 取值较大,所以上式第一项随 t 渐增较慢。这样,电路一经触发,在很短的时间里 U_B 升至 iR ,然后以较小的斜率渐增至 V_r (翻转电位)。这段时间 t_r 近似满足于下式:

$$V_r = \frac{i t_r}{C_2} + i R$$

也即

$$C_2 V_r = i(t_r + R C_2) \quad (2)$$

比较不加旁路时的方程(1)并参见图4, 不难看出, 在感兴趣的区域内, 也即 t_r 大于零的一段区域内, 方程(2)的线性明显好于方程(1)。

实际运用中, 电流 i 由场效应管供给, 因此通过控制栅压就能改变电流。当采用 N 沟道结型场效应管时, 由于 U_B 是变化的, 所以在 V_c 的控制下 i 并非恒流。这可通过在场效应管的栅源之间加一适当大小的电容和电阻实现恒流。但进一步的理论推导和实验都表明: 在大多数场合, 不加之电容、电阻仍可有非常完好的线性控制。实际应用中, 电阻 R 也可以用场效应管替代, 接成图5的形式。在应用中需调整 V_c 以使工作最佳。

图6是根据上述分析所构成的实用电路。电路中的元件数值视电路的工作频率而定。图7是图6电路的时序图。图中标出的是74LS123的脚标。

图6所示的电路其线性区域约为 $60^\circ \sim 360^\circ$ 。如果希望控制相位大于 360° , 或希望在 0° 至 60° 或更大的区域内也能保持线性, 可以对输入信号先分频, 经上述移相器后在输出之前再倍频, 这样可使线性范围扩大一倍, 如图8所示。图9是其时序图。未加分频、倍频时电路的线性范围约为 300° , 经此分频、倍频后线性范围可达 600° 以上, 这已能满足大多数的场合了。当然, 如果进行三分频和三倍频, 或更高次的分频、倍频, 线性范围还可更大。

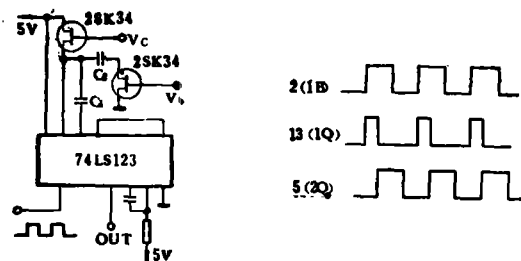


图 6

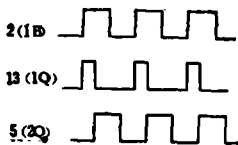


图 7

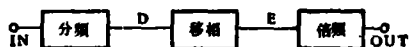


图 8

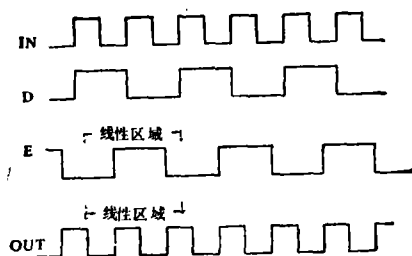


图 9

如果输入信号的频率在一定范围内是变化的, 但又希望相位的控制与频率的变化无关, 则只要引入反馈控制即可, 图10是示意图。输入信号经频率-电压转换器接至场效应管的控制端。当频率增大或减小时, 控制电压相应增大或减小, 电容 C_1 的充电电流也相应增大或减小。从而保持调相的幅度不变。

如果在控制端上加一适当大小的锯齿波电压, 并使电压周期性地从最小变到最大时相位的变化恰好是 360° , 那么在不追究跳变细节时就实现了无限大范围的相移, 也可说输出与输入信号的频率只精确地相差锯齿波的频率。类似地, 经过适当电路的处理还可使输入输出的相位差作大范围的不同变化。

分频电路, 倍频电路以及方波-正弦波、正弦波-方波的变换电路在应用时可以有多种选择。在此也不再一一列举。

电路性能

按上述基本原理构成的电路, 其工作频率可从低频至几兆赫以上。图11是在不同频率下测得的 V_c - 4ϕ 关系曲线。图中给出的 C_1 和 C_2 值是在不同频率下的一种选择, 当然还可以选取其它的值。实验电路就是图6的电路。

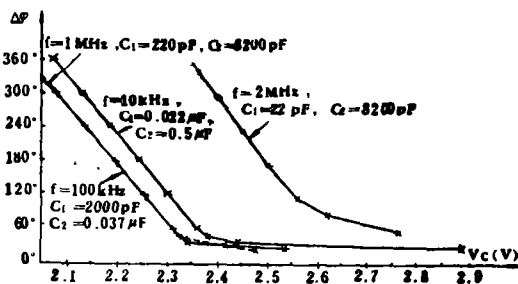


图 11