

匹配的一组振荡之间有小的相位差,因而能够得到相位误差的估值(estimation)。

13.2.2 无辅助导频(non-pilot aided)时的载波提取

对于无离散载频分量的信号,例如等概率的 2PSK 信号,可以采用非线性变换的方法从信号中获取载频。下面介绍这样两种方法。

1. 平方环

现以 2PSK 信号为例进行讨论。设此信号可以表示为

$$s(t) = m(t) \cos(\omega_c t + \theta) \quad (13.2-1)$$

其中, $m(t) = \pm 1$ 。当 $m(t)$ 取 +1 和 -1 的概率相等时,此信号的频谱中无角频率 ω_c 的离散分量。将式(13.2-1)平方,得到

$$s^2(t) = m^2(t) \cos^2(\omega_c t + \theta) = \frac{1}{2} [1 + \cos 2(\omega_c t + \theta)] \quad (13.2-2)$$

式(13.2-2)中已经将 $m^2(t) = 1$ 的关系代入。由式(13.2-2)可见平方后的接收信号中包含 2 倍载频的频率分量。所以将此 2 倍频分量用窄带滤波器滤出后再作二分频,即可得出所需载频。在实用中,为了改善滤波性能,通常采用锁相环代替窄带滤波器。这样构成的载频提取电路称为平方环,其原理方框图示于图 13-2 中。

在此方案中采用了二分频器(frequency divider),而二分频器的输出电压有相差 180° 的两种可能相位,即其输出电压的相位决定于分频器的随机初始状态。这就导致分频得出的载频存在相位含糊性(phase ambiguity)。这种相位含糊性是无法克服的。所以,为了能够将其用于接收信号的解调,通常的办法是发送端采用 2DPSK 体制。在采用此方案时,还可能发生错误锁定的情况。这是由于在平方后的接收电压中有可能存在其他的离散频率分量,致使锁相环锁定在错误的频率上。解决这个问题的办法是降低环路滤波器的带宽。

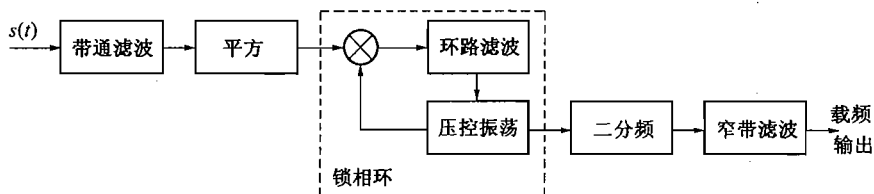


图 13-2 平方环原理方框图

2. 科斯塔斯环

科斯塔斯(Costas)环法又称同相正交环法或边环法。它仍然利用锁相环提取载频,但是不需要对接收信号作平方运算就能得到载频输出。在载波频率上进行平方运算后,由于频率倍增,使后面的锁相环工作频率加倍,实现的难度增大。科斯塔斯环则用相乘器和较简单的低通滤波器取代平方器;这是它的主要优点。它和平方环法的性能在理论上是—样的。

图 13-3 中示出了其原理方框图。图中,接收信号 $s(t)$ (式(13.2-1)) 被送入两路相乘器,两相乘器输入的 a 点和 b 点的压控振荡电压分别为

$$v_a = \cos(\omega_c t + \varphi) \quad (13.2-3)$$

$$v_b = \sin(\omega_c t + \varphi) \quad (13.2-4)$$

它们和接收信号电压相乘后,得到 c 点和 d 点的电压为

$$v_c = m(t) \cos(\omega_c t + \theta) \cos(\omega_c t + \varphi) = \frac{1}{2} m(t) [\cos(\varphi - \theta) + \cos(2\omega_c t + \varphi + \theta)] \quad (13.2-5)$$

$$v_d = m(t) \cos(\omega_c t + \theta) \sin(\omega_c t + \varphi) = \frac{1}{2} m(t) [\sin(\varphi - \theta) + \sin(2\omega_c t + \varphi + \theta)] \quad (13.2-6)$$

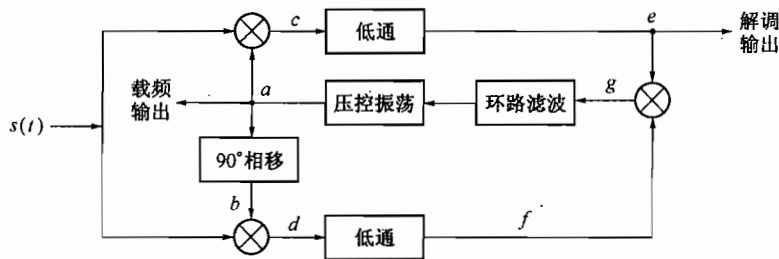


图 13-3 科斯塔斯环法原理方框图

这两个电压经过低通滤波器后,变成:

$$v_e = \frac{1}{2} m(t) \cos(\varphi - \theta) \quad (13.2-7)$$

$$v_f = \frac{1}{2} m(t) \sin(\varphi - \theta) \quad (13.2-8)$$

上面这两个电压相乘后,得到在 g 点的窄带滤波器输入电压:

$$v_g = v_e v_f = \frac{1}{8} m^2(t) \sin 2(\varphi - \theta) \quad (13.2-9)$$

式中: $(\varphi - \theta)$ 是压控振荡电压和接收信号载波相位之差。

将 $m(t) = \pm 1$ 代入式(13.2-9),并考虑到当 $(\varphi - \theta)$ 很小时, $\sin(\varphi - \theta) \approx (\varphi - \theta)$, 则式(13.2-9)变为

$$v_g \approx \frac{1}{4} (\varphi - \theta) \quad (13.2-10)$$

电压 v_g 通过环路窄带低通滤波器,控制压控振荡器的振荡频率。此窄带低通滤波器的截止频率很低,只允许电压 v_g 中近似直流的电压分量通过。这个电压控制压控振荡器的输出电压相位,使 $(\varphi - \theta)$ 尽可能地小。当 $\varphi = \theta$ 时, $v_g = 0$ 。压控振荡器的输出电压 v_a 就是科斯塔斯环提取出的载波。它可以用来作为相干接收的本地载波。

此外,由式(13.2-7)可见,当 $(\varphi - \theta)$ 很小时,除了差一个常数因子外,电压 v_e 就近似等于解调输出电压 $m(t)$ 。所以科斯塔斯环本身就同时兼有提取相干载波和相干解调的功能。

为了得到科斯塔斯环法在理论上给出的性能,要求两路低通滤波器的性能完全相同。虽然用硬件模拟电路很难做到这一点,但是若用数字滤波器则不难做到。此外,由锁相环原理可知,锁相环在 $(\varphi - \theta)$ 值接近0的稳定点有两个,在 $(\varphi - \theta) = 0$ 和 π 处。所以,科斯塔斯环法提取出的载频也存在相位含糊性。

3. 再调制器

再调制器(remodulator)是将要介绍的第3种提取相干载波的方法,其原理方框图示于图13-4中。图中的输入接收信号 $s(t)$ 和两路压控振荡电压 a 和 b 仍如式(13.2-1)、式(13.2-3)和式(13.2-4)所示。

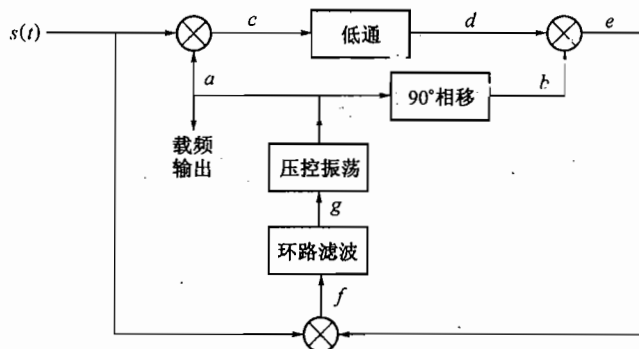


图 13-4 再调制器原理方框图

接收信号和 a 点振荡电压相乘后得到的 c 点电压仍如式(13.2-5):

$$v_c = m(t) \cos(\omega_c t + \theta) \cos(\omega_c t + \varphi) = \frac{1}{2} m(t) [\cos(\varphi - \theta) + \cos(2\omega_c t + \varphi + \theta)]$$

它经过低通滤波后,在 d 点的电压为

$$v_d = \frac{1}{2} m(t) \cos(\varphi - \theta) \quad (13.2-11)$$

v_d 实际上就是解调电压,它受 b 点的振荡电压在相乘器中再调制后,得出的 e 点电压等于:

$$v_e = \frac{1}{2} m(t) \cos(\varphi - \theta) \sin(\omega_c t + \varphi) = \frac{1}{4} m(t) [\sin(\omega_c t + \theta) + \sin(\omega_c t + 2\varphi - \theta)] \quad (13.2-12)$$

式(13.2-12)的 v_e 和信号 $s(t)$ 再次相乘,得到在 f 点的电压:

$$\begin{aligned} v_f &= \frac{1}{4} m^2(t) \cos(\omega_c t + \theta) [\sin(\omega_c t + \theta) + \sin(\omega_c t + 2\varphi - \theta)] = \\ &= \frac{1}{4} m^2(t) [\cos(\omega_c t + \theta) \sin(\omega_c t + \theta) + \cos(\omega_c t + \theta) \sin(\omega_c t + 2\varphi - \theta)] = \\ &= \frac{1}{8} m^2(t) [\sin 2(\omega_c t + \theta) + \sin 2(\varphi - \theta) + \sin 2(\omega_c t + \varphi)] \end{aligned} \quad (13.2-13)$$

v_f 经过窄带低通滤波后,得到压控振荡器的控制电压