

锁相式遥测副载波鉴频器*

张翰英 刘承熙 叶文华

摘 要

本文讨论了锁相式遥测副载波鉴频器设计中的一些实际问题,包括有: a) 用统计线性化方法来分析失锁的临界抗扰极限的结果; b) 锁相式鉴频器的静态误差和动态误差, c) 载波抑制滤波器对闭路响应特性的影响等。最后也讨论了在遥测中应用锁相式鉴频器的一些可能性。

一、引 言

利用锁相回路来解调调频信号的过程可以被看作一个近似最佳的理想接收器,这时可以保证当输入信噪比低于普通鉴频器的临界抗扰极限(9分贝)时还可以正常地工作,因此只要保证足够的输出信噪比时可以减小输入信号电压,亦即可达到更远的传输距离。

用锁相回路作为调频副载波鉴频器的工作在国外已在进行研究^[1-4],但大多数是用线性的模型来研究其临界抗扰极限及其设计问题,根据这些文献所给出的设计原则,我们设计了一个用于标准调频/调频遥测系统的副载波鉴频器,研究试验结果表明:(1)实际的锁相回路中由于存在非线性环节,因而使回路在一定的条件下失锁,但文献中的临界抗扰极限的计算值与实测值不相符合^[5],因此必需用更精确的分析方法来研究其临界抗扰极限的问题,从而才能解决回路参数的设计原则。(2)作为鉴频器时,其鉴频特性的静态误差及输出波形的畸变也是很重要的;实验结果表明由于锁相回路中的压控调频振荡器的线性误差很难做到小于1%,其畸变也较大,因此从静态误差及畸变来说它比普通鉴频器差得多。(3)在设计标准调频/调频系统的副载波锁相鉴频器时,由于副载波频率与信息频率的比值不是足够大,如忽略了载波抑制滤波器对锁相特性的影响,则将引致设计与实测值不相符合,同时也引起整个系统工作的不稳定。(4)在标准的调频/调频系统中采用锁相式鉴频器对临界抗扰极限的降低带来的好处不是很大。由于篇幅关系在本文中仅对上述问题进行阐述。

二、鉴频器的传递函数

通常要求鉴频器的输出电压与输入信号频率成正比的关系,这时

$$\frac{e(s)}{f(s)} = G(s) = K_D. \quad (1)$$

但是由于同时有噪声输入,为了输出的均方根误差最小,必需用 Wiener 的方法求出其最佳的传递函数;假定输入噪声的功率谱为 $\Phi_n(j\omega)$, 而信息的功率谱为 $\Phi_i(j\omega)$, 根据

* 本文于1964年11月24日收到。

Wiener 的方法可得出最佳传递函数 $G_{opt}(j\omega)^{[6]}$, 这时

$$G_{opt}(j\omega) = \frac{\Phi_f(j\omega)}{\Phi_f(j\omega) + \Phi_n(j\omega)} G_d(j\omega), \quad (2)$$

由此可见最佳的传递函数是与信息谱密切相关的, 但是通常在遥测系统的设计中事先并不是精确地知道被传送参数的功率谱, 有时仅知道其频谱在 F_m 以外为零, 因此就难以求出其最佳传递函数, 那么在设计锁相回路时通常为了回路简单起见仅实现一个二阶的传递函数 $G(s)$,

$$G(s) = \frac{k\omega_{n0}^2}{s^2 + \sqrt{2}\omega_{n0}s + \omega_{n0}^2}, \quad (3)$$

这里 ω_{n0} 为回路的频带, 且

$$k\omega_{n0}^2 = K_D \text{ (鉴频灵敏度).}$$

为了建立一个其传递函数为(3)式的锁相回路, 由于 $\theta_i(s) \equiv \frac{f(s)}{s}$, 因此

$$\frac{e(s)}{\theta_i(s)} = sG(s) \quad (4)$$

根据图 1 中锁相回路的线性模型可得

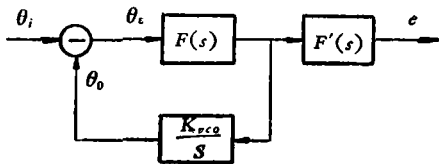


图 1. 锁相回路的等效线性模型

$$\frac{e(s)}{\theta_i(s)} = \frac{K_m F(s)}{1 + K_m K_{vco} \frac{F(s)}{s}} \cdot F'(s) \quad (5)$$

通常采用的环路滤波器 $F(s)$ 为:

$$F(s) = \frac{1 + as}{s} \quad (6)$$

那么令 $\omega_{n0}^2 = K_m K_{vco} = K$ (环路增益), $a = \frac{\sqrt{2}}{\omega_{n0}} = \sqrt{\frac{2}{K}}$

$$\text{且 } F'(s) = \frac{1}{1 + as},$$

$$\text{可得 } \frac{e(s)}{\theta_i(s)} = \frac{sK_m}{s^2 + \sqrt{2}\omega_{n0}s + \omega_{n0}^2},$$

此式与(3)式传递函数相同, 在 $\omega > \omega_m$ 时, 可以加一个截止频率为 ω_m 的高阶 Butterworth 滤波器于输出端来减小信息通频带以外的噪声, 这时 $F'(s)$ 实际上是一个 RC 滤波器和一个高阶 Butterworth 滤波器串联.

三、输出信噪比及临界抗扰极限

锁相式鉴频器的输出信噪比可以很容易地计算出来, 由于鉴频器的输出噪声方差 σ_f^2 为:

$$\sigma_f^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \Phi_n(\omega) |G_{opt}(\omega)|^2 d\omega, \quad (7)$$

而

$$\Phi_n(\omega) = \frac{P_{ni}}{2P_{si}B_c} \left(\frac{\omega}{2\pi}\right)^2.$$

这里 B_c 为鉴频器输入带通滤波器的噪声频带;

$\frac{P_{si}}{P_{ni}}$ 为鉴频器的输入信噪比.

由于 $G_{opi}(\omega)$ 在 $0 < \omega < \omega_m$ 内基本上为常数而在 $\omega > \omega_m$ 时为零. 因此

$$\sigma_j^2 \cong \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_m}^{+\omega_m} K_D^2 \frac{P_{ni}}{2P_{si}B_c} \left(\frac{\omega}{2\pi}\right)^2 d\omega,$$

而

$$P_{s0} = K_D^2 \frac{\Delta f^2}{2}, \Delta f \text{ 为调频频偏},$$

$$D = \frac{\Delta f}{f_m}, B_c \cong 2\Delta f,$$

因此

$$\frac{P_{s0}}{P_{n0}} = 3D^3 \frac{P_{si}}{P_{ni}}, B_c = 2\Delta f, \quad (8)$$

(8)式与普通鉴频器的输出信噪比表示式完全相同. 也就是说在输入信噪比较大时, 锁相鉴频器与普通鉴频器的抗扰性是相同的, 但由于 $G_{opi}(\omega)$ 在通带内的幅频特性略为倾低, 因此其输出噪声要减小一些, 不过这一差异是很小的.

当输入信噪比继续降低, 由于噪声的影响致使锁相回路的跟踪不好, 当相位跟踪误差超过了乘法器(相敏检波器)的线性范围时, 锁相回路的工作状态就不能用线性等效回路来表示, 当噪声很大时, 锁相回路就失锁, 因而导致出现临界抗扰极限.

通常锁相回路的临界抗扰极限的计算是在线性等效回路的基础上并假定相位跟踪误差大于 $\pi/2$ 时即引致临界抗扰极限^[1,2], 但作者等对应用正弦函数形式相位检波器的锁相回路的实验研究结果^[5] 发现瞬时的相位误差可以大于 $\pi/2$ 而不出现临界抗扰极限, 因此有必要用更准确的非线性系统的随机过程分析方法来解决这一问题.

目前解决非线性系统的随机过程分析方法是 Fokker-Planck 法^[7], 但是这一方法对研究不同的相敏检波器特性, 不同环路滤波器及信息频谱等问题时就很不方便; 利用 Booton-Kazakov 的统计线性化方法则很简单^[8], 同时也获得足够的准确度, 根据文献^[7] 的比较结果可见用线性的分析法当输入信号功率与在环路噪声带宽的噪声功率比值 $\alpha = P_{si}/n_0^2 B_L$ 为 4 时, (即 6 db), 其输出噪声比实际噪声低估了 20%; 而用统计线性化的方法时, 当 $\alpha > 1.54$ (1.9 db) 时, 其误差在 10% 以内, 因此下面就用统计线性化的方法进行分析.

统计线性化后的锁相回路如图 2 所示; 这里 $k(\sigma)$ 为统计线性化后非线性环节的等效增益, σ^2 为相位误差 θ_e 的方差, 这时

$$k(\sigma) = \frac{1}{\sigma^2} \int_{-\infty}^{\infty} \theta_e \varphi(\theta_e) p(\theta_e) d\theta_e, \quad (9)$$

$\varphi(\theta_e)$ 是相敏检波器的非线性特性, $p(\theta_e)$ 为 θ_e 的幅度概率分布. 根据 Тихонов 的分析, 在输入信噪比 $P_{si}/P_{ni} > 1$ (0 db) 时, $p(\theta_e)$ 即趋于正态分布, 特别是当 θ_e 是在随机调制的情况下, 虽然由于相敏检波器非线性的影响, 使其相位误差变成非正态分布, 但是由于

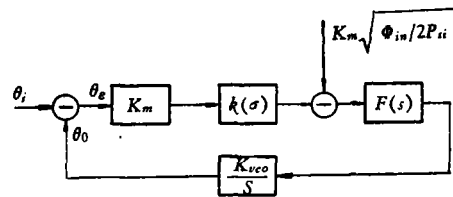


图 2. 统计线性化后的锁相回路

$F(s)$ 及调频振荡器的积分作用,使输出信号的相位 θ_0 的噪声分布亦趋于正态,因此 θ_e 的分布也趋于正态。

根据图 2 的方框图可得出相位输出噪声及动态误差的方差值,这时

$$\begin{aligned}\sigma_n^2 &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{k^2(\sigma)} \frac{\Phi_{in}}{2P_{si}} \left| \frac{\theta_0(\omega)}{\theta_i(\omega)} \right|^2 d\omega, \\ \sigma_m^2 &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \Phi_m(\omega) \left| 1 - \frac{\theta_0(\omega)}{\theta_i(\omega)} \right|^2 d\omega,\end{aligned}\quad (10)$$

而

Φ_{in} 为输入等效相位噪声功率密度,

$\Phi_m(\omega)$ 为输入等效相位信息频谱,

由于输入调频信息频谱 $\Phi_f(\omega)$ 为

$$\begin{cases} \Phi_f(\omega) = \Phi_f, & \text{在 } 0 \leq \omega \leq \omega_m \\ \Phi_f(\omega) = 0, & \text{在 } \omega > \omega_m \end{cases}$$

则

$$\Phi_m(\omega) = \Phi_f(\omega)/\omega^2.$$

由此可算出不同环路滤波器时的 σ^2 值。

表 1

回路滤波器	σ_n^2	σ_m^2
$F(s) = 1$	$\frac{1}{k(\sigma)} \left(\frac{\Phi_{in}}{4P_{si}} \omega_{n0} \right)$	$\frac{1}{k^2(\sigma)} \left[\frac{\Phi_{ifm}}{\omega_{n0}^2} \right]$
$F(s) = \frac{1}{1 + \tau_1 s}$	$\frac{1}{k(\sigma)} \left[\frac{\Phi_{in}}{8P_{si}} \frac{\omega_{n0}}{\xi_0} \right]$	$\frac{1}{k^2(\sigma)} \left[\frac{\Phi_{ifm} 4\xi_0^2}{\omega_{n0}^2} \right]$
$F(s) = \frac{1 + \tau_{1s}}{1 + \tau_{2s}}$	$\frac{1}{k^2(\sigma)} \left[\frac{\Phi_{in}}{2P_{si}} \left\{ \frac{1 + 4\xi_0^2 k(\sigma)}{4\xi_0} \right\} \omega_{n0} \right]$	$\frac{1}{k^2(\sigma)} \left[\frac{(2\pi)^2 \Phi_{ifm}^2}{3\omega_{n0}^4} \right]$

这里 ω_{n0} 为相位噪声为零时的回路带宽, ξ_0 为当时的回路阻尼系数。当 τ_2 很大时, $F(s) = \frac{1 + \tau_{1s}}{1 + \tau_{2s}}$ 就近似于理想的环路滤波器,其他几种滤波器仅作为比较之用。

这时临界抗扰极限的计算如下: 今以 $F(s) = \frac{1 + \tau_{1s}}{1 + \tau_{2s}}$ 为例,由于

$$\sigma^2 = \sigma_n^2 + \sigma_m^2 = \frac{1}{k^2(\sigma)} \left[\frac{\Phi_{in}}{2P_{si}} \left\{ \frac{1 + 4\xi_0^2 k(\sigma)}{4\xi_0} \right\} \omega_{n0} \right] + \frac{1}{k^2(\sigma)} \left[\frac{(2\pi)^2 \Phi_{ifm}^2}{3\omega_{n0}^4} \right], \quad (11)$$

由此可得

$$P_{si} = \frac{3k^2(\sigma)}{24\xi_0} \frac{\Phi_{in} [1 + 4\xi_0^2 k(\sigma)] \omega_{n0}^5}{\sigma^2 k^4(\sigma) \omega_{n0}^4 - 8(2\pi)^2 k^2(\sigma) \Phi_{ifm}^2 \xi_0}, \quad (12)$$

如适当地选择 ω_{n0} 可使所需的 P_{si} 为最小,亦即可得到最低的临界抗扰极限,这时使 $\frac{\partial P_{si}}{\partial \omega_{n0}} = 0$

可得回路带宽的设计条件为

$$\omega_{n0}^2 = \frac{\sqrt{5} (2\pi) \Phi_{ifm}^{1/2} k^{1/2}(\sigma)}{\sqrt{3} \sigma k(\sigma)}, \quad (13)$$

故

$$P_{si \min} = \frac{5^{5/4}(2\pi)^{1/2}[1 + 4\xi_0^2 k(\sigma)]\Phi_f^{1/4}\Phi_{in} f_m^{3/4}}{32 \cdot 3^{1/4} k^{5/2}(\sigma)\xi_0 \sigma^{5/2}}, \quad (14)$$

将(13)式代入(11)式可得

$$\sigma^2 = \sigma_n^2 + \sigma_m^2 = \frac{4}{5}\sigma^2 + \frac{1}{5}\sigma^2. \quad (15)$$

由此可见实际动态误差 σ_m^2 只占总相位误差的 1/5。那么输出信噪比 P_{s0}/P_{n0} 为

$$\frac{P_{s0}}{P_{n0}} = \frac{\Phi_f f_m}{\int_0^{f_m} \frac{\Phi_{in}}{P_{si} k^2(\sigma)} f^2 df} = \frac{3\Phi_f P_{si} k^2(\sigma)}{\Phi_{in} f_m^2}, \quad (16)$$

将(14)式及(16)式合并可得临界抗扰极限的方程

$$\frac{P_{si \min}}{2\Phi_{in} f_m} = \frac{5(2\pi)^{2/5} [1 + 4\xi_0^2 k(\sigma)]^{4/5} \left(\frac{P_{s0}}{P_{n0}}\right)^{1/5}}{32(3)^{2/5} \xi_0^{4/5} \sigma^2 k^{12/5}(\sigma)}. \quad (17)$$

现在仅研究两种型式的相位检波器,其中一种为正弦型式(普通乘法器),另一种为理想的 $\pm\pi$ 内呈直线关系的相位检波器,其特性如图 3 所示,那么其统计线性化的等效增益 $k(\sigma)$ 分别为

$$\left. \begin{aligned} \text{正弦} \quad k_1(\sigma) &= e^{-\sigma^2/2}, \\ \pm\pi \text{ 线性} \quad k_2(\sigma) &= 1 - 4\pi \left(\frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\pi^2/2\sigma^2} \right). \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

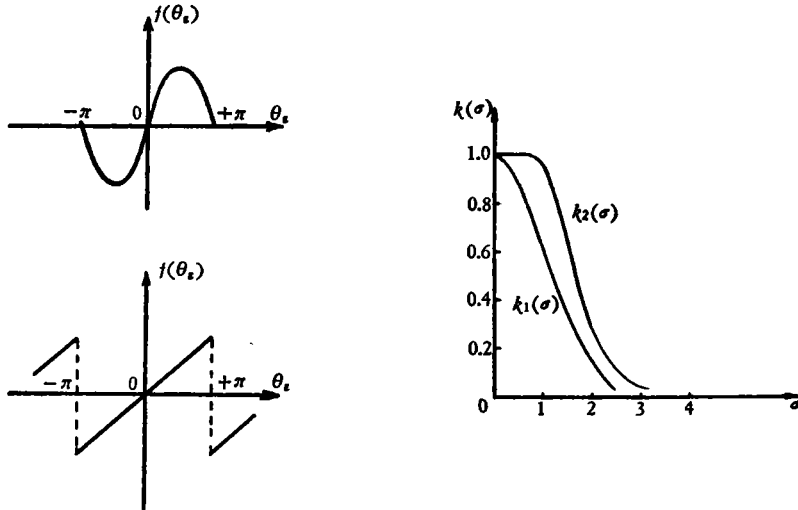


图 3. 相位检波器特性及其等效增益

从图 3 中可见 $\pm\pi$ 线性的相位检波器的等效增益在 $\sigma = 1$ 以内基本上不变。

将(18)式代入(17)式,改变 σ 值可以得到最低的临界抗扰极限的另一条件。在不同的回路滤波器及不同的相位检波器时的计算结果如表 2 及表 3 所示。

从表 3 可见,在临界抗扰极限时,相位误差的均方根值可达到 1 弧度以上,由于相位噪声是正态分布的,那么其瞬时相位误差在失锁概率为 0.042 时(即为 2σ)约为 2 弧度以上,这与实验结果相符合。同时也可以看见在不同的回路滤波器时其差别是不大的,当相

表 2

$F(s)$	临界抗扰极限方程
$F(s) = 1$ $F(s) = \frac{1}{1 + \tau_s}$	$\frac{P_{si} \min}{2\Phi_{in} f_m} = \frac{3^{2/3}}{8\sigma^2 k^2(\sigma)} \left(\frac{P_{s0}}{P_{n0}}\right)^{1/3}$
$F(s) = \frac{1 + \tau_{1s}}{1 + \tau_{2s}}$	$\frac{P_{si} \min}{2\Phi_{in} f_m} = \frac{5(2\pi)^{2/3} [1 + 4\xi_0^2 k(\sigma)]^{4/3}}{32(3)^{2/3} \xi_0^{4/3} \sigma^2 k^{12/3}(\sigma)} \left(\frac{P_{s0}}{P_{n0}}\right)^{1/3}$

表 3

相位检波器 $F(s)$	正 弦	$\pm \pi$ 线 性
$F(s) = 1$ $F(s) = \frac{1}{1 + \tau_s}$	$\sigma_{P_{si} \min} = 1$ 弧度 $\frac{P_{si}}{2\Phi_{in} f_m} = 0.70 \left(\frac{P_{s0}}{P_{n0}}\right)^{1/3}$	$\sigma_{P_{si} \min} = 1.25$ 弧度 $\frac{P_{si}}{2\Phi_{in} f_m} = 0.27 \left(\frac{P_{s0}}{P_{n0}}\right)^{1/3}$
$F(s) = \frac{1 + \tau_{1s}}{1 + \tau_{2s}}$ $\xi_0 = 0.707$	$\sigma_{P_{si} \min} = 1.01$ 弧度 $\frac{P_{si}}{2\Phi_{in} f_m} = 1.74 \left(\frac{P_{s0}}{P_{n0}}\right)^{1/3}$	$\sigma_{P_{si} \min} = 1.25$ 弧度 $\frac{P_{si}}{2\Phi_{in} f_m} = 0.60 \left(\frac{P_{s0}}{P_{n0}}\right)^{1/3}$

位检波器在 $\pm \pi$ 内线性时可以得到更好的结果，其临界抗扰极限在同样的输出信噪比下可以降低 4.8 db。但是要实现 $\pm \pi$ 线性特性其技术比较复杂，如用矩形波输入开关式相位检波器时，可以很容易实现 $\pm \frac{\pi}{2}$ 内线性，其临界抗扰极限比用正弦型式时只有少许的改善。

为了获得临界抗扰极限 $(P_{si}/P_{ni})_{\min}$ 与调频系数 D 的关系，我们将作如下变换，由于

$$\frac{P_{si}}{P_{ni}} = \frac{P_{si}}{\Phi_{in} B_c} = \frac{P_{si}}{\Phi_{in}(2f_m)} \cdot \left(\frac{2f_m}{B_c}\right) = \frac{1}{D} \frac{P_{si}}{\Phi_{in}(2f_m)}, \tag{19}$$

这里 $D = \frac{\Delta f}{f_m}$ 而 $\Delta f = \frac{1}{2} B_c$ 。

同时(8)式又给出了弱干扰时的输入输出信噪比的关系。当用正弦特性的相位检波器时，根据表 3 并将(19)式的关系代入，可得

$$\left. \begin{aligned} \left(\frac{P_{si}}{P_{ni}}\right)_{\min} &= \frac{1.74}{D} \left(\frac{P_{s0}}{P_{n0}}\right)^{1/3}, F(s) = \frac{1 + \tau_{1s}}{1 + \tau_{2s}}, \\ \left(\frac{P_{si}}{P_{ni}}\right)_{\min} &= \frac{0.70}{D} \left(\frac{P_{s0}}{P_{n0}}\right)^{1/3}, F(s) = 1, \text{ 或 } \frac{1}{1 + \tau_s}, \end{aligned} \right\} \tag{20}$$

将(20)式与(8)式联立可得出 $(P_{si}/P_{ni})_{\min}$ 与 D 的关系式，这时

$$\left. \begin{aligned} \frac{P_{si}}{P_{ni}} &= \frac{2.63}{\sqrt{D}}, F(s) = \frac{1 + \tau_{1s}}{1 + \tau_{2s}}, \\ \frac{P_{si}}{P_{ni}} &= 1.01, F(s) = 1, \frac{1}{1 + \tau_s}. \end{aligned} \right\} \tag{21}$$

由此可见后者与 D 无关, 将这些关系式画成图 4 的曲线, 当要求输出信噪比大于 32db 以上时, 用 $F(s) = \frac{1 + \tau_1 s}{1 + \tau_2 s}$ 的回路滤波器将能得到较低的临界抗扰极限。

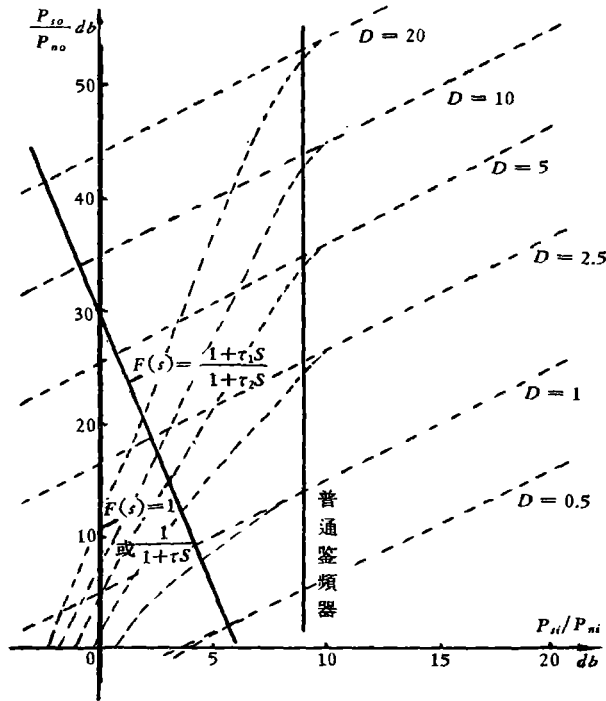


图 4. 不同回路滤波器时的临界抗扰极限曲线

四、载波抑制滤波器对环路特性的影响

在实际的锁相回路中, 相位检波器输出端需加接载波抑制滤波器, 否则由于回路滤波器 $F(s) = \frac{1 + as}{s}$ 中比例项的存在将使调频振荡器仍受相位检波器输出的残余载波所调制, 这就增加了相位跟踪误差从而使临界抗扰极限提高。

在实验中采用 3 个极点的 Butterworth 滤波器作为载波抑制滤波器, 其截止频率为 $5\omega_{n0}$, 这样的设计是希望: a) 对载波能有足够的衰减; b) 由于滤波器的存在不致使 $F(s)$ 的形式有所改变。但是当进行闭环试验后发现其回路带宽与原设计差别较大, 且阻尼系数也从 0.707 减小到 0.44, 同时增加环路增益时也使整个回路产生自激振荡, 分析其原因主要是由于滤波器的插入使整个环路滤波器的形式改变为 $F_1(s)$ 。

$$F_1(s) = \frac{1 + as}{s} \left[\frac{1}{\left(\frac{a}{q}s + 1\right) \left(\frac{a^2}{q^2}s^2 + \frac{a}{q}s + 1\right)} \right], \quad (22)$$

方括号内为 Butterworth 滤波器的传递函数, 这时设计中使滤波器的极点与原点的距离为原来 $F(s)$ 零点与原点的距离的 q 倍。同时也可证明在最佳回路特性时 $a = \frac{\sqrt{2}}{B_0}$, 当用新

的 $F'(s)$ 后,锁相回路的闭路传递函数为

$$\frac{\theta_0(s)}{\theta_i(s)} = \frac{K \frac{F_1(s)}{s}}{1 + K \frac{F_1(s)}{s}} = \frac{K(1 + as)}{\frac{a^3}{q^3} s^5 + 2 \frac{a^2}{q^2} s^4 + 2 \frac{a}{q} s^3 + s^2 + Kas + K}$$

那么其特征方程共有 2 对共轭复根,一个实根。当环路增益 K 改变时,系统可能发生自激振荡其临界增益可用 Routh 准则并给定 q 值以后解之即得,由于 $F_1(s)$ 的改变因而总的传递函数也改变,使其阻尼系数降低及回路带宽增加,因而就不能满足理想的传递函数形式,同时也引致临界抗扰极限有所提高。

为了解决这一问题,假如采用极点数目较多的 Butterworth 滤波器,这时在保证一定的载波抑制能力下可以将 q 值尽量提高,但是由于极点的增多,其中有些极点将会更靠近虚轴,这就更产生了系统不稳定的趋势,因此最好的办法是将非理想的 $F(s) = \frac{1 + \tau_1 s}{1 + \tau_2 s}$ 中的零点及极点移动,使之能补偿 Butterworth 滤波器极点的影响。其详细办法已另文讨论。

五、锁相鉴频器的静态误差及畸变误差

引起锁相鉴频器产生误差的原因有二:(1)由于反馈回路中调频振荡器调制特性的非线性而产生的非线性误差通常约为 $\pm 1\%$,这就使鉴频器不能达到更高的静态准确度。但是假如在发送端亦采用同样特性的调频振荡器时则可有相当好的补偿作用,但这也引起了使用上的局限性,同时由于调频振荡器的中心频率飘移也引起了零点飘移误差,因而锁相式鉴频器的静态误差取决于调频振荡器的准确度。(2)由于环路增益不是无穷大,特别是加上载波抑制滤波器后,为了避免自激振荡因而有一极限增益。这时由于系统是有差调节,因此使输出零点也随信号的平均值移动,那么当相位检波器是正弦形的特性时,整个环路就工作在非对称特性的范围,实验证明当这一频率差愈大时,则二次谐波畸变愈大,而对三次谐波影响不大,这一附加的畸变误差是较重要的,有鉴于此,相位检波器最好是用 $\pm \frac{\pi}{2}$ 或 $\pm \pi$ 内直线性的,由于后者在技术上难以实现,因此我们在设计中是采用 $\pm \frac{\pi}{2}$ 内线性的型式。

六、锁相鉴频器在遥测系统中应用问题

将锁相鉴频器用作 FM/FM 系统中的副载波鉴频时,如要求输出干扰误差在 $\pm 1\%$ 以下,那么要求输出信噪比为 32 db 以上。从图 4 中可见当 $D=5$,用锁相鉴频器则要求副载波的输入信噪比在 6.5 db 以上,而用普通鉴频器则要求在 9 db 以上。但是在 FM/FM 系统中每路副载波的输入电压信噪比 S_s/N_s 为

$$\frac{S_s}{N_s} = \frac{S_c}{N_c} \left[\frac{B_c}{2B_s} \right]^{\frac{1}{2}} \frac{f_{Dsc}}{f_{sc}} \quad (23a)$$

这里

$$S_c/N_c = \text{接收机输入电压信噪比,}$$

B_c = 接收机中频带宽,
 B_s = 副载波带通滤波器的带宽,
 f_{sc} = 其中一路副载波的中心频率,
 f_{Dsc} = 该路副载波引起的载波频偏。

由于在实际系统中要求满足每路的输出信噪比相同,这时要求每路的频偏与 $f_{sc}^{1/2}$ 成正比关系,因此可得

$$f_{Dsc} = \frac{f_{sc}^{1/2}}{\sum_{k=1}^{18} f_{sc}^{1/2}} f_{dc},$$

f_{dc} 为发射机载波总频偏,
 f_{sc} 为第 k 路副载波的中心频率。

这时

$$\frac{S_f}{N_s} = \frac{S_c}{N_c} \left[\frac{B_c}{2B_s} \right]^{1/2} \frac{1}{f_{sc}} \sum_{k=1}^{18} f_{sc}^{1/2} \cdot f_{dc}, \quad (23b)$$

由于 $B_c = 400 \text{ KC}$, $f_{dc} = 125 \text{ KC}$, 以第 16 路为例 $f_{sc} = 40 \text{ KC}$, $B_s = 6000 \text{ cps}$ 代入可得

$$\frac{S_f}{N_s} = 2.92 \frac{S_c}{N_c}.$$

如要求 S_f/N_s 为 9 db 则 $\frac{S_c}{N_c}$ 约为 0 db, 由于(23)式仅在临界抗扰极限以上方能成立,

因此当 $\frac{S_c}{N_c}$ 为 0 db 时,(23)式似乎不能应用,但是由于载波的调频系数仅为 0.6, 根据用统计方法^[11]计算出的输入输出信噪比关系看来,当 $D < 1$ 时,在低于临界抗扰极限(9 db)时仍近似地保持线性关系,这时(23)式仍能成立。由此可见当副载波鉴频器采用锁相型式时,临界抗扰极限的改善仅为 2.5 db。

在工业用的频率制遥测系统中,以 ОПТЭС 系统为例,其频率分布如表 4 所示,这时最小的频偏为 140 cps, 亦即 f_d 为 $\pm 70 \text{ cps}$, 由于输出用电表指示,其输出信息频带为 1 cps 以下,那么调频系数 D 可有 70 以上,这时其临界抗扰极限 $\left(\frac{P_{si}}{P_{ni}} \right)_{\min} = \frac{3.4}{\sqrt{D}} = 0.4$ (-4 db), 且当时的输出信噪比仍很高,那么临界抗扰极限的改善约为 13 db。

表 4

$f_{\min} - f_{\max}$	Δf
2180—2320	140
2400—2550	150
2527—2795	268
2993—3308	315
3542—3896	354
4125—4557	432
4788—5292	504

七、结 论

根据上面对实验结果的分析可得下列结论:

1. 锁相鉴频器临界抗扰极限要比普通鉴频器为低,但其改善程度与回路参数的选择有很大关系,当用正弦式相位检波器 $F(s) = \frac{1+as}{s}$ 时,其临界抗扰极限为 $2.63/\sqrt{D}$,当 D 愈大则改善愈显著,用 $\pm\pi$ 线性的相位检波器时则多改善 4.8 db。

2. 由于实现时的具体技术困难, 锁相鉴频器的静态误差很难作到 $\pm 1\%$ 以下, 这就比普通脉冲平均值式鉴频器的 $\pm 0.1\text{—}\pm 0.2\%$ 的静态误差为高, 同时也会使动态误差增加以及实际临界极限比理论计算值差一些。

3. 在普通 FM/FM 系统中采用锁相鉴频器不会带来很大的好处, 同时因为静态误差及动态误差增加更是限制了其应用的可能性, 但在工业用的频率制遥测系统中, 由于其调频系数较大, 则仍可以应用; 至于用在无线电遥测时为了进一步发挥锁相鉴频器的作用, 系统的标准应作一些改进。

参 考 文 献

- [1] Gilchrist, C. E., Application of Phase Locked Loop to Telemetry as a Discriminator or Tracking Filter, *Trans. IRE*, **TRC-4**, June (1958), pp. 20—35.
- [2] Martin, B. D., Threshold Improvement in an FM Subcarrier System, *Trans IRE on SET*, No. V (1960), p. 25.
- [3] Runyan, R. A., Factors Affecting Choice of Loop Filters in PLL Discriminators, Proceedings of IRE 1959 National Symposium on SET.
- [4] Runyan, R. A., Techniques in the Application of Phase Lock Demodulators to Data Processing, Proceedings of the 1962 National Telemetry Conference.
- [5] Truxal, John G., Automatic Feedback Control System Synthesis.
- [6] 张翰英、刘承熙, 相位锁定回路的临界抗扰极限, 中国自动化学会模拟技术与运动技术学术会议论文集, 科学出版社, 1965.
- [7] Viterbi, A. J., Phase Locked Loop Dynamics in the Presence of Noise by Fokker-Planck Techniques, *PIEEE Dec.* (1963), p. 1737.
- [8] Develet, J. A., An Analytic Approximation of Phase Locked Receiver Threshold, *TIEEE on SET* (1963), Mar.
- [9] Тихонов, В. И., Влияние шумов на работу схемы фазовой автоподстройки частоты, *AuT* (1959), № 9.
- [10] Тихонов, В. И., Работа фазовой автоподстройки частоты при наличии шумов, *AuT* (1960), № 3.
- [11] Middleton, Introduction to Statistical Communication.

PHASE-LOCKED TELEMETRY SUBCARRIER DISCRIMINATOR

CHANG HAN-YING, LIU CHENG-SI, YEH WEN-HUA

In this paper some practical problems occurring in the design of a phase-locked subcarrier frequency discriminator are discussed. These problems include a) the results obtained from the analysis of the "loss-lock" threshold of the phase-locked loop by the method of statistical linearization, b) static and dynamic errors of the phase-locked discriminator, c) the effect of carrier suppression filter upon the closed loop response. Finally the feasibility in using phase-locked loop in telemetry as a frequency discriminator is also discussed.