

微波锁相稳频源

杜正弥 骆永健 林镇材 王家貽 林秩盛
(无线电电子学系)

摘要

把三厘米速调管振荡源与 $5MHz$ 石英振荡器(其频率长期稳定度 $\approx 1.9 \times 10^{-8}$)进行相位锁定,使前者具有后者相同的频率长期稳定度。速调管的频率在 $8.6GHz$ 至 $10GHz$ 频段内断续可调($\Delta f = 270MHz$)。系统中使用了作者设计的谐波混频器及驱动、扩捕电路。研制了频率噪声的测量装置,并对系统进行了调频噪声的测量。

在亚毫米波段($f \geq 300GHz$)通常用图1所示的谐波混频法进行频率的精密测量。按图1有如下关系式: $f_x = Nf_0 \pm f_c$,其中 N 为谐波混频次数。通常 f_x 的大概的数值是知道的。如果 f_0 和 f_c 的精确值已知,则 N 便可确定出来,从而测得 f_x 的精确值。这里的关键是如何由 $5MHz$ 基准产生一个 f_0 (微波)基准。采用锁相技术的微波锁相环可完成这个任务。因为,如果把一个速调管振荡器相位锁定于 $5MHz$ 基准频率,则前者与后者的频率长期稳定度(以下简称长稳)完全一样,而 f_0 的精确值可在设计时定出。

在很多场合下,例如在红外或光波的频率合成中, f_0 不但要求厘米波基准,而且还要求毫米波基准(图2示)。两者不但要有很高的长稳而且还要求很高的频率短期稳定度(以下简称短稳)^[1,2]。这时需要采用两个或多个微波锁相环路。

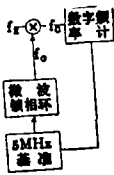


图 1

⊗ 为谐波混频器
 f_x 为被测频率
 f_c 为数字频率计读数
 f_0 为微波锁相环输出频

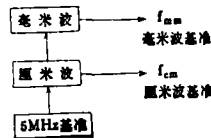


图 2

我们工作的目标是实现如图2所示的两个锁相环。作为工作的第一步,已实现了厘米波锁相环。该环把速调管的相位锁定于 $5MHz$ 基准(暂用长稳 $\approx 1.9 \times 10^{-8}$ 的晶振,往后可用长稳更高的基准取代)。速调管的频率在 $8.6GHz$ 至 $10GHz$ 频段内断续可调($\Delta f = 270MHz$)。该环的同步带宽 $\Delta f_i = 18MHz$,环路带宽 $f_n = 0.75MHz$,阻尼系数 ≈ 0.7 ,输出功率 $\approx 15mw$ 。

一、方案的选择、几个关键指标的考虑及环路参数的计算

锁相环路有各种不同的方案来实现。如图3(a)所示是取样锁相环方案。其优点是较简单，但取样鉴相器技术要求较高，目前只能在厘米波段内实现，而且它的输出频率只能是5MHz的整数倍。因此，我们采用所谓超外差环的方案。其方框图如图3(b)所示。这种方案看起来较复杂，但它的各部分技术要求不太高，在厘米波段、毫米波段均可实现。同时输出频率灵活。只要如图中虚线所示加上频率合成器以改变输至鉴相器的频率，便可微调输出频率。这里对频率合成器的短稳要求并不高。

下面就超外差环来讨论长稳、短稳和环路参数要求。

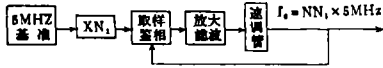


图3(a) 取样环方框图

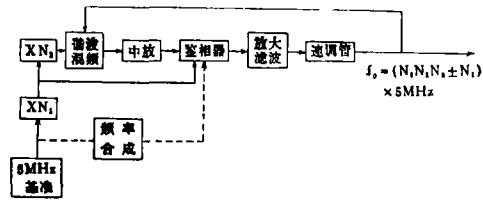


图3(b) 超外差环方框图

$N_1 = 6$ $N_2 = 4 \rightarrow 10$ $N_3 =$ 谐波混频器的谐波次数

A. 长 稳

设 f_0 为微波锁相环的输出频率， $f_{5M} = 5MHz$ 为基准频率， N_3 为谐波混频次数，
 因为 $f_0 = (N_1N_2N_3 \pm N_1)f_{5M}$

$$\text{则得, } \frac{\Delta f_0}{f_0} = \frac{N_1N_2N_3 \Delta f_{5M}}{f_0} \pm \frac{N_1 \Delta f_{5M}}{f_0} = \frac{\Delta f_{5M}}{f_{5M}} \dots \dots \dots (1)$$

式(1)表明， f_0 与 f_{5M} 的长稳是一样的。如果 f_{5M} 是从原子频标得来， f_0 的长稳便可大为提高。换句话说，若要求 f_0 的长稳是 10^{-12} ，只要 f_{5M} 的长稳不劣于 10^{-12} 就行了。

B. 短 稳

考虑到较易测量，短稳用频域的相位噪声谱密度 S_ϕ 表征。设 S_0 、 S_{kly} 、 S_{5M} 、 S_{N1} 、 S_{N2} 、 S_{N3} 分别代表锁相环输出端的、速调管固有的、5MHz基准源的、 N_1 倍频器的、 N_2 倍频器的、谐波混频器的相位噪声谱密度。 $H(jw)$ 为锁相环的闭环传递函数。如果不考虑鉴相器和中放器的噪声，则根据噪声相位模型，可以推导出如下关系：

$$S_0 = [N_1^2(N_2^2N_3^2 + 1)S_{5M} + (N_2^2N_3^2 + 1)S_{N1} + N_3^2S_{N2} + S_{M3}] \cdot |H(jw)|^2 + S_{kly} | -H(jw)|^2 \dots \dots \dots (2)$$

因为 $w < w_n$ 时，有 $|H(jw)| \simeq 1$

$w > w_n$ 时，有 $|H(jw)| \simeq 0$

所以， $w < w_n$ 时，有

$$S_0 \simeq N_1^2(N_2^2N_3^2 + 1)S_{5M} + (N_2^2N_3^2 + 1)S_{N1} + N_3^2S_{N2} + S_{N3} \dots \dots \dots (3a)$$

$$w > w_n \text{时, 有 } S_0 \simeq S_{kly} \dots \dots \dots (3b)$$

令3cm锁相环的 $f_0 \approx 9GHz$, 则 $N_1N_2N_3 = 1800$.

从式(3)a可见, $\omega < \omega_n$ 时, S_{5M} 对 S_0 的影响最大(为减少 $\int_0^\infty S_{5M}(f)df$, 常在5MHz基准源后加一极窄带的晶体滤波器)。其次, N_1 、 N_2 倍频器的 S_{M1} 、 S_{N2} 影响也很大。所以研制低噪声的倍频器相当重要。从式(3)b可见, $\omega > \omega_n$ 时, S_{kly} 对 S_0 是唯一的影响。降低 S_{kly} 的最有效办法是采用高Q通过式腔来稳定速调管或压控固态振荡器^[9]。显然, 对一定的 S_{5M} 、 S_{N1} 、 S_{N2} 、 S_{N3} 、 S_{kly} 有一个最佳的环路带宽 ω_n (这时 $\int_0^\infty S_0(f)df$ 最小)。 S_{5M} 和 S_{N1} 的影响是如此显著, 可以预期, 选择较小的 ω_n 较为有利。

C. 环路稳定条件的计算

由于放大器(包括中频放大器和直放放大器)的频率带宽有限, 环路不能看成是二阶的, 因此, 存在稳定性问题^[4]。

$$\text{设 } k_i(j\omega) = \frac{1}{1 + j\omega/\omega_i} \text{ 为中放等效传递函数}$$

$$K_D(j\omega) = \frac{1}{1 + j\omega/\omega_D} \text{ 为直放传递函数}$$

其中 ω_i 、 ω_D 分别为中放和直放的3db带宽。

此时环路的特征方程为:

$$S^2(1 + S/\omega_i)(1 + S/\omega_D) + K_0K_D\tau_2/\tau_1(S + 1/\tau_2) = 0$$

把它变成标准形式:

$$\frac{1}{\omega_i\omega_D}S^4 + (\frac{1}{\omega_i} + \frac{1}{\omega_D})S^3 + S^2 + K_0K_D\tau_2/\tau_1S + K_0K_D/\tau_1 = 0$$

根据劳斯—古尔维茨准则, 环路稳定条件是特征方程的系数满足行列式:

$$\begin{vmatrix} \frac{1}{\omega_i} + \frac{1}{\omega_D} & K_0K_D\tau_2/\tau_1 & 0 \\ \frac{1}{\omega_i\omega_D} & 1 & \frac{K_0K_D}{\tau_1} \\ 0 & \frac{1}{\omega_i} + \frac{1}{\omega_D} & \frac{K_0K_D\tau_2}{\tau_1} \end{vmatrix} > 0$$

$$\text{即 } K_0K_D < \tau_1/\tau_2^2(\omega_i + \omega_D)(\tau_2 - \frac{1}{\omega_i} - \frac{1}{\omega_D})$$

式中 K_0 、 K_D 分别为速调管压控灵敏度和鉴相等效增益(它与中放增益成正比)。 τ_1 、 τ_2 为环路滤波器的时间常数。

$$\text{令 } n_i = \omega_i\tau_2 \quad n_D = \omega_D\tau_2$$

$$\text{又因 } K_0K_D = \omega_n^2\tau_1 = \frac{4\xi^2\tau_1}{\tau_2^2}$$

则上述的稳定条件变成:

$$K_0K_D < \tau_1/\tau_2^2(n_i + n_D)(1 - \frac{1}{n_i} - \frac{1}{n_D}) \dots\dots\dots(5)a$$

$$\text{或者 } \omega_n < \sqrt{\frac{\omega_i + \omega_D}{\tau_2}(1 - \frac{1}{n_i} - \frac{1}{n_D})} \dots\dots\dots(5)b$$

$$\text{或者 } \xi < \frac{1}{2} \sqrt{(n_i + n_D) \left(1 - \frac{1}{n_i} - \frac{1}{n_D}\right)} \dots\dots\dots (5)c$$

(5)a、(5)b、(5)c 这三个式子是完全等价的。导出它们时假定使用了理想积分滤波器。虽然微波锁相环通常使用无源比例积分滤波器，但按工程计算来说，两者的计算结果差别不大。锁相环的基本参数是 τ_1 、 τ_2 、 n_i 、 n_D 。根据给出的 K_0K_D 、 ω_n 、 ξ ，就可把这些参数计算出来。

可以认为未锁定时速调管的长稳不劣于 1×10^{-3} (即 $\Delta f \leq \pm 10\text{MHz}$)，故取同步带(K_0K_D)为 20MHz 已绰绰有余。通常取 $\xi = 0.7$ 。为了提高短稳，必须选择较窄的环路带宽，令 $f_n \approx 0.75\text{MHz}$ 。另外，设计中放的单边带宽 $\omega_i = 2\pi \times 10\text{MHz}$ ，直放的带宽 $\omega_D = 2\pi \times 1\text{MHz}$ 。于是可计算出：

$$\tau_1 = \frac{K_0K_D}{\omega_n^2} \approx 5.6 \times 10^{-6} \text{秒}, \quad \tau_2 = \frac{2\xi}{\omega_n} \approx 0.3 \times 20^{-6} \text{秒}$$

$$n_i = \omega_i \tau_2 = 18.8, \quad n_D = \omega_D \tau_2 \approx 1.88$$

现在，根据计算结果来检查一下系统是否满足稳定条件。

因为

$$\begin{cases} \frac{\tau_1}{\tau_2} (n_i + n_D) \left(1 - \frac{1}{n_i} - \frac{1}{n_D}\right) \approx 523 \times 10^6 / \text{秒} \\ K_0K_D = 2\pi \times 20 \times 10^6 \approx 126 \times 10^6 / \text{秒} \\ \sqrt{\frac{\omega_i + \omega_D}{\tau_2} \left(1 - \frac{1}{n_i} - \frac{1}{n_D}\right)} \approx 9.73 \times 10^6 / \text{秒} \\ \omega_n = 2\pi \times 0.75 \times 10^6 \approx 4.71 \times 10^6 / \text{秒} \\ \frac{1}{2} \sqrt{(n_i + n_D) \left(1 - \frac{1}{n_i} - \frac{1}{n_D}\right)} \approx 1.46 \\ \xi \approx 0.7 \end{cases}$$

显然，(5)a、(5)b、(5)c三个式子都能满足。

理论的运算表明选择这样的参数，系统完全符合稳定条件。实验的结果也进一步证明系统是稳定、可靠地工作的。

二、实验装置的描述

锁相环的方框图如图4示。速调管经隔离器输出微波功率，而一部分经 15db 定向耦合器送至谐波混频器与 270MHz 基准(由 5MHz 晶振倍频而得)进行谐波混频。所得到的 30MHz 微弱电压又经 30MHz 低噪声中放后在主鉴相器与 30MHz 基准(由 5MHz 晶振倍频而得)进行鉴相。其误差电压经直放和环路滤波后控制速调管反射极，从而使速调管的长稳与 5MHz 晶振基准源的长稳相同。此外，中放的另一路输出经 90° 移

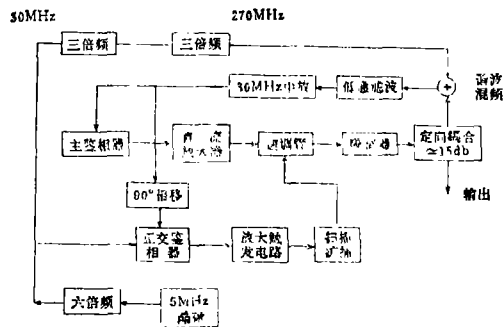


图4 微波锁相环路方框图

相后输至正交鉴相器与30MHz基准进行鉴相。如果环路失锁，则正交鉴相器输出误差电压触发施密特电路而推动扫描、扩捕电路工作，给速调管反射极加上锯齿电压，使环路处于捕捉状态，进而达到重新锁定的目的。

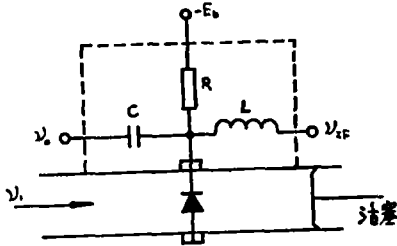


图5 (a)

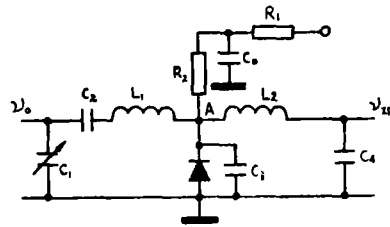


图5 (b) 谐波混频器

三、几个关键部件的说明

A. 微波系统

整个微波系统都采用波导系统。速调管与波导的耦合是可调的(耦合应该弱些，目的是提高 Q_L 和降低 S_{kly})。隔离器是用宽带的，这样可使负载对速调管频率的牵引作用减至最小。定向耦合器也是宽带的，它与谐波混频器之间加入可变衰减器，目的是调节输至谐波混频器的微波功率以达到微调 K_{D0} (为鉴测和调整方便，在微波的输出端可接上波长表、频谱分析仪和功率计)。

B. 谐波混频器

在这类锁相环中，这个功能通常由阶跃管高次倍频器和微波混频器担任，其缺点是较复杂。我们把高次倍频和混频作用合在一起，使结构较为紧凑、简单，只是输出较小些。为了提高效率和讯噪比，我们采取四项措施：一是提高输入频率至270MHz，以适当降低谐波混频次数 N_3 ；二是采用肖脱基混频管并加适当正向偏置；三是采用窄带微波导系统，如图5(a)示，同时加大电容 C_3 以构成270MHz低次谐波的“空间回路”如图5(b)示；四是采用变态 π 网络使混频管的高阻能抗与传输电缆匹配。图中的 U_1 、 U_0 分别为微波、270MHz输入， U_{IF} 为30MHz输出。 C_1 、 C_2 、 L_1 、 C_3 组成变态 π 网络； R_1 、 R_2 为偏流电阻。由于在混频管的A端有很强的270MHz电压，必须要设置低通滤波器。在这类高次谐波混频器中因 U_1 和 U_0 都是大讯号，所以不能用常规的小讯号方法来分析。在假定管子具有理想肖脱基PN结和没有附加的欧姆电阻，偏流是由恒流源供给的条件下，我们用大讯号方法推导出下列结果：

$$\mu = \mu_b + \mu_0 \cos \omega_0 t + \mu_1 \cos \omega_1 t + \mu_{IF} \cos (\omega_1 - N_3 \omega_0) t + \phi_1 \dots\dots\dots (6)$$

$$i = I_{b0} [(1 + C(\mu_0) \cos \omega_0 t + C(\mu_1) \cos \omega_1 t + C(\mu_1) D(\mu_0, N_3) \cos (\omega_1 - N_3 \omega_0) t + \phi_1)] \dots\dots\dots (7)$$

式中 I_{b0} 为管子偏流， μ_b 为管子偏压， ω_0 、 ω_1 、 $(\omega_1 - N_3 \omega_0)$ 分别为270MHz、微波、输出中频的角频率。 μ_0 、 μ_1 、 μ_{IF} 分别为270MHz、微波、输出中频的电压振幅。 $I_{b0} C(\mu_0)$ 、

$I_{b0}C(\mu_1)$ 、 $I_{b0}C(\mu_1)D(\mu_0, N_3)$ 分别为270MHz、微波、输出中放的电流振幅。其中

$$C(\mu_0) = \frac{\sum_{p=0}^{\infty} \frac{(A\mu_0)^{2p+1}}{2^{2p}p!(p+1)!}}{\sum_{p=0}^{\infty} \frac{(A\mu_0)^{2p}}{2^{2p}(p!)^2}}$$

$$C(\mu_1) = \frac{\sum_{p=0}^{\infty} \frac{(A\mu_1)^{2p+1}}{2^{2p}p!(p+1)!}}{\sum_{p=0}^{\infty} \frac{(A\mu_1)^{2p}}{2^{2p}(p!)^2}}$$

$$D(\mu_0, N_3) = \frac{\sum_{p=0}^{\infty} \frac{(A\mu_0)^{N_3+2p}}{2^{N_3+2p}p!(N_3+p)!}}{\sum_{p=0}^{\infty} \frac{(A\mu_0)^{2p}}{2^{2p}(p!)^2}}$$

式子中的 $A = q/kT$ ， q 为电子电荷， k 为波尔兹曼常数， T 为绝对温度， N_3 为谐波混频次数。

用计算机进行数值运算的结果表明：当微波功率增大到一定程度时，高次谐波混频输出容易出现“饱和”现象；而 μ_0 对混频输出电压 μ_{IF} 的影响则十分显著。这个结论基本为实验所证实。在一定实用范围内计算结果和实测数据基本符合。

C. 倍频器

从式(3)可见降低倍频器的噪声很重要。其较有效的办法是在各级晶体管的射极串接小电阻以引入负反馈^[6]，此法还有另外一些优点如提高稳定性和改善线性，对于从90MHz至270MHz的倍频器尤为重要。因为在高频时容易产生寄生振荡和频率组合干扰。其中最有害的是20MHz至40MHz和270MHz±(20至40)MHz这些频段内的干扰杂波。前者可直接通过谐波混频器，后者则可在谐波混频器中与270MHz主波混频产生20MHz至40MHz频段内的杂波。考虑到正常工作时谐波混频器的输出大约100μv，必须要求倍频器的杂波输出≤5μv。设90MHz至270MHz的倍频器输出电压约为0.5v，则该倍频器输出的信杂比应是 $20lg \frac{0.5}{5 \times 10^{-6}} = 100db$ 。因此这个倍频器在电路选择、安装工艺和调整方面都要求较高。

D. 主鉴相、直流放大器和扩捕电路

对于速调管，这类电路的设计和安装较为困难。因为速调管反射极对地电压为数百伏(厘米波管)或数千伏(毫米波管)。解决这个困难的有效办法之一是用光耦合器^[6]，但因它的频率带宽不够^[6]，而使整个电路仍嫌复杂，还得附加电源设备。这里我们提出一个简单电路如图6所示。其中 T_1 、

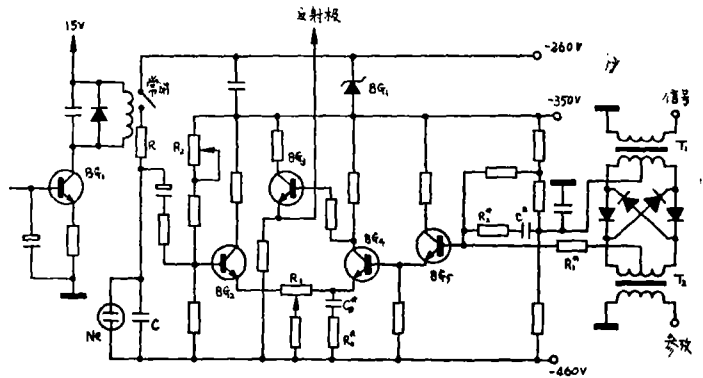


图6 主鉴相，直流放大，扩捕电路

T_2 为传输线变压器，它们与四个二极管组成环形鉴相器。 T_1 、 T_2 还起着高压隔直作用。

R_1^* 、 C^* 、 R_2^* 组成环路滤波器。 BG_1 为功率稳压管。 BG_2 、 BG_3 、 BG_4 、 BG_5 为高压管。 R_0^* 、 C_0^* 用以调整放大器的频率特性。 R_2 用以调反射极工作点。锯齿波发生器由 R 、 C 和 N_e (氖泡)组成。当环路失锁时, BG_6 截止,继电器处于闭合状态,氖泡两端产生锯齿电压,它经衰减、放大后加到反射极去使环路处于捕捉状态。环路一进入锁定, BG_6 导通,继电器处于断开状态,锯齿波发生器无输出,环路维持锁定状态。

这种电路耗电小(约25mA),供电电源可用商品速调管电源改装而成,不需另装一套电源。

E. 30MHz中放电路

由于谐波混频器的输出叠加有很强的270MHz电压(约0.3V),在送去放大前要经过两级低通滤波器,使270MHz的电压衰减20db以上。放大器是低噪声(噪声系数 $\approx 4db$)、宽频带($\Delta f = 10MHz$)的,由于它的增益较高($K_{max} = 85db$),且有AGC控制,放大器分为前置中放和主中放两部分。前者主要解决噪声问题,后者主要解决非线性问题。在电路形式上主要采用反馈对电路以保证带宽,在前置中放输出端加上集总带通滤波器以保证较好的频率特性。

四、环路的调整和测试

首先选择好速调管的工作模,应当选择压控灵敏度较低的工作模,因为这意味着它对电源波纹和外来干扰不敏感。

调整时,先把系统接成开环,如图7所示。用高频示波器观察放大的了的波形。如果各部件信噪比达到要求、电路稳定、无寄生振荡和干扰杂波,则示波器上会出现稳定的信噪比高的正弦波。微调反射极电压或输给谐波混频器的微波功率,正弦波的频率和幅度应有平滑的变化。实验表明,得到这个结果并非容易。因为往往存在以下因素的影响,一是速调管电源电压可能产生抖动而使频率抖动导致波形不稳;二是270MHz倍频器杂有微弱干扰,经谐波混频器和中放器后形成杂波干扰;三是高增益中放输入级与非级性元件(谐波混频器)连接有时产生不稳定现象。

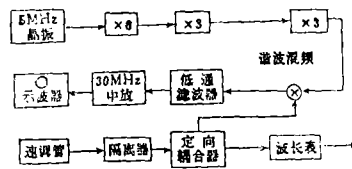


图7 观察混频波形装置

获得良好的混频输出波形后,如果环路参数设计合理[满足公式(5)a、(5)b、(5)c],而且鉴相器连接的极性正确,则闭环后微调速调管频率或反射极电压,环路便可锁定。

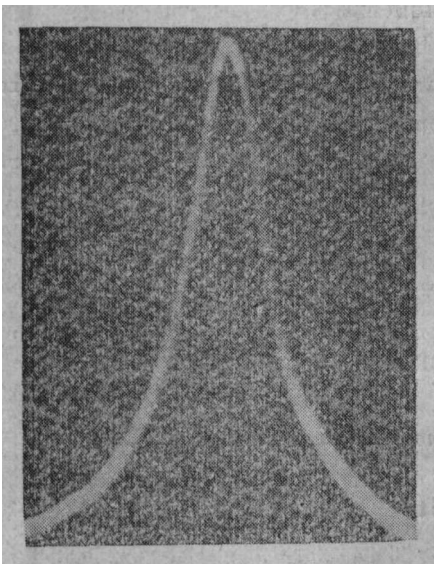
开机后半小时,环路就能正常工作,性能稳定。测量得到的同步带宽为 $\pm 18MHz$,与计算值 $\pm 20MHz$ 基本相符。

对锁相环的调频噪声的测量是用我们研制的带高Q腔载波抑制滤波器的频率噪声测量装置进行的。装置中的高Q腔为 H_{011} 圆柱腔($Q_0 = 1.5 \times 10^4$)。放大器分前置低噪声宽频带放大器及主体测量放大器。对三个国产KF-19速调管的频率噪声的测量结果,发现不同管子的频率噪声可差2至3倍,而且同工作频率、工作腔流有关。所测得的

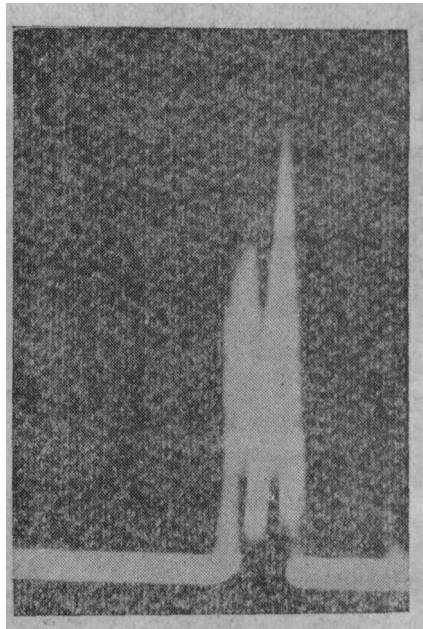
$\Delta f_{rms}/\sqrt{B}$ 值在 $0.5\text{HZ}/\sqrt{\text{HZ}}$ 至 $2.5\text{HZ}/\sqrt{\text{HZ}}$ 范围之内。其最低值与国外同类型管子的数据相比基本一致。对锁相环进行调频噪声测量的结果如下表所列。

付氏频率	$\Delta f_{rms}/\sqrt{B}$ (HZ/ $\sqrt{\text{HZ}}$)		
	f = 5KHZ	f = 7KHZ	f = 8.5KHZ
锁相环锁定	0.180	0.170	0.174
锁相环失锁	0.570	0.530	0.500

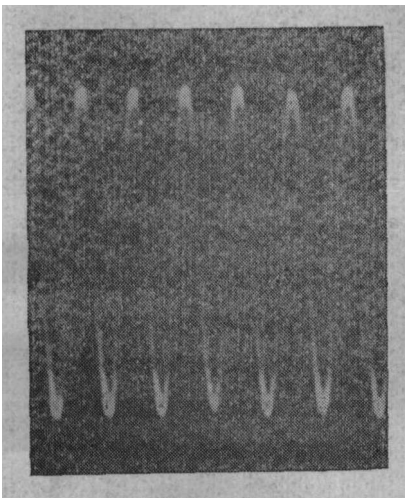
另外，附上用BP9型宽带频谱分析仪和SBM—14型多用示波器观察的波形。



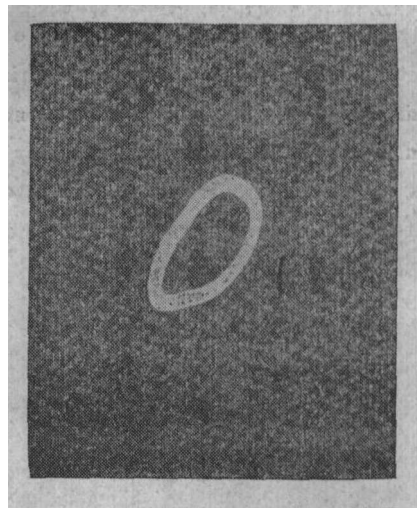
锁定时BP9型宽带频谱分析仪显示的波形



失锁时BP9型宽带频谱分析仪显示的波形



锁定时SBM—14型多用示波器显示的30MHz中频波形



锁定时SBM—14型多用示波器显示的李沙如图形

参 考 文 献

- [1] Allen's Resely, John M Shoaf and J. Robert Ashley, Frequency stability of X band sources for use in frequency synthesis into the infrared, *IEEE trans. on Instrument and Measurement*, IM-23 (1974), 3, 181—195.
- [2] Jean J. Jimenez and F. Russce Retersen, Recent progress in laser frequency synthesis, *Infrared Physics*, 17 (1977), 6, 541—546.
- [3] Berneod F. Van Der Meyden, Design of stable, very low noise, cavity stabilized Impatt oscillator for C-band, *IEEE Trans. on Microwave Theory and Technique*, MTT-25 (1977), 320—323.
- [4] 郑继禹等编, 锁相环路原理与应用, 人民邮电出版社.
- [5] D. Malferd, A. E. Wainurght and J. A. Barnes, Flicker noise of phase in R. F. amplifier and frequency multiplier, characterization, cause and cure, Presented at the 22th Frequency Control Symp. Atlantic City, N. J., April 1968.
- [6] P. S. Henry, Frequency-agile MM. ave phase lock system, *Review of scientific Instrument*, (1976), 1020—1025.

A Phase-lock Microwave Source

Du Zhengmi, Lo Yongjian, Lin Zhencai, Wang Jiayi, Lin Zhisheng

Abstract

A 3cm klystron oscillator is phase-locked to a 5MHz crystal oscillator (long-term frequency stability $\approx 1.9 \times 10^{-8}$) so as to make the the long-term frequency stability of the former equals that of the later. The frequency of the klystron is discretely tunable ($f=270\text{MHz}$) within the 8.6GHz-10GHz frequency range. The system employs a harmonic mixer and a drive and acquisition circuit specially designed by the authors. A frequency noise measurement set-up is developed, by means of which the frequency noise of the system is measured. Here the system and its design considerations are described and some experimental results are given.