

# 线性调频微波锁相环\*

阮 贵 华

(中国科学院电子学研究所)

## 提 要

本文介绍一种用在X波段、调频脉冲周期为1ms、脉宽为6 $\mu$ s、幅度为7V、带宽宽于30MHz的微波固态源锁相环(简称线性调频微波锁相环)。锁相环用来稳定微波固态源振荡器产生的线性调频信号起始点的频率,使该点频率具有和5MHz晶振相同的高稳定度。这种环路与一般锁相环的工作状态不同,它是处在频繁的开关工作状态。这种环路具有最短的时延、最快的捕捉能力、较大的同步范围和良好的环路信噪比。在电路结构上,也作了特别考虑。该环路首次用在遥感系统中并取得了较好的结果。通过实际运用证明,该环路简单、可靠、输出功率大、性能优良。本文将着重介绍这种环路的工作特点和实现该环路所采取的一些特殊方法。

## 一、引 言

近年来,锁相技术在各个领域得到广泛应用。在现代雷达、导航、微波通讯、微波测量等技术中,普遍用它作为微波振荡器(特别是微波固态源)的稳频措施,取得了很好的效果。

运用在不同场合的各种锁相环,如线性调频微波固态源中的锁相环、连续波工作的微波锁相环、频率合成器中的锁相环、接收机上的窄带跟踪锁相环等,各有不同的要求。在环路设计和结构上也有所不同。

线性调频微波锁相环是利用线性变化电压去控制压控振荡器(VCO),产生所需变化规律的调频波,用锁相环来稳定线性调频信号的起始点频率。锁相环处于开关状态,在线性调频脉冲间隔之间工作。对该环路的要求是:在对VCO进行调频期间,环路不要形成交流反馈、环路要有最短的延时、快速的捕捉能力;还要有较大的同步范围、结构简单、稳定可靠。

本文介绍的锁相环是用在X波段、调频脉冲的周期为1ms、脉宽为6 $\mu$ s、幅度为7V、带宽宽于30MHz、输出功率大于10mw的微波固态源。环路的捕捉时间短于0.1ms、同步范围大于10MHz。它完全能够起到稳定线性调频信号起始点频率的作用。本环路用在合成孔径雷达中作高稳定度的X波段线性调频微波固态振荡源。经过飞行试验证明,该环路稳定、可靠、性能优良。实验进一步还证实,当调频脉冲重复频率高达5kHz时,这种锁相环仍然能够稳定、可靠地工作。

\* 1982年9月16日收到。

## 二、工作原理

图 1 是线性调频微波锁相环的方框图。线性调频微波锁相环是在断续状态下工作。图 2(a) 示出了锁相环正常工作(脉内调频、脉冲之间锁定)波形。图 2(b) 示出了线性调频信号的锯齿电压波形和环路失锁过程及捕捉过程波形。由图 2 可见,在每个调频脉冲的周期里,环路要经过锁定—失锁—捕捉三种状态。当 VCO 上未加线性调频脉冲电压时, VCO 工作在选定的频率  $f_0$  上。环路的基本工作过程与连续波微波锁相环相同。此时,环路处于闭合锁定状态。根据锁相环的性质,环路锁定之后, VCO 的频率具有与 5MHz 晶振参考信号相同的稳定度 ( $1 \times 10^{-8}$ )。当周期为 1ms、脉宽为  $6\mu\text{s}$ 、幅

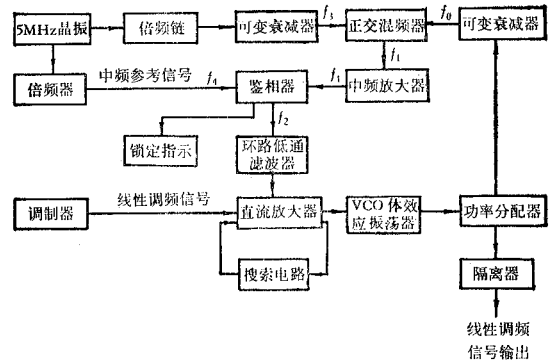


图 1 线性调频微波锁相环方框图

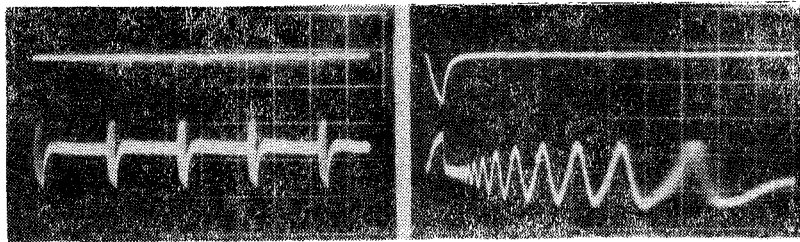


图 2 线性调频微波锁相环工作波形

(a) 锁相环正常工作(脉内调频脉间锁定)波形 (b) 调频信号的锯齿电压波形(上线迹)  
环路失锁过程及捕捉过程波形(下线迹)

度为 7V 的线性锯齿波负电压加到 VCO 的电调变容管上时, VCO 的频率立即改变。由于调频带宽远宽于环路带宽,调频信号的频谱处于环路低通滤波器的通带之外,鉴相器输出的调制频率被低通滤波器所滤除,环路不会形成交流反馈。分析线性变化频率输入的高增益二阶环的相图可知,当环路的固有频差随时间线性变化时,环路对频率变化速率和起始频差有一定的限制。当频率变化速率  $R > \omega_n^2$  ( $\omega_n$  是环路的自然谐振角频率)时,相图上的奇点就不存在了。这意味着即使环路原来是锁定的,当固有频差以这样快的速率线性变化时,环路也就立即失锁。所以为了保持环路继续锁定,必须满足下列条件:

$$R_{\max} \leq \omega_n^2. \quad (1)$$

(1) 式是环路能保持继续锁定的最大同步扫描速率。也就是说,在环路已经锁定的情况下,若频差以不大于  $\omega_n^2$  的速率变化时,环路仍然可以保持锁定。

根据环路所需要的捕捉时间选定的环路自然谐振角频率:  $\omega_n = 2\pi \times 0.45 \times 10^5$  rad/s 代入 (1) 式可得:

$$R_{\max} \leq \omega_n^2 = 7.90 \times 10^{10} \text{rad/s}^2 \quad (\text{即 } 1.26 \times 10^4 \text{ MHz/s}),$$

激励 VCO 的线性调频脉冲的调频速率为:

$$R' \geq 30 \text{ MHz}/6 \mu\text{s} = 5 \times 10^6 \text{ MHz/s},$$

$$\frac{R'}{R_{\max}} \doteq 3.97 \times 10^2.$$

由此可见,环路在连续波状态锁定之后,当 VCO 受到周期性线性调频脉冲的激励,由于调频速率  $R' \gg R_{\max}$ ,环路不能跟踪,立即失锁.环路失锁之后,由于 VCO 的频率被线性锯齿波电压调制,起始频差变得很大,鉴相器只输出波形上下对称的差拍电压.因此,经过环路低通滤波器加到 VCO 上的直流控制电压很小,对 VCO 的牵引作用很弱,即对 VCO 的调频灵敏度影响很微弱.同时由于调频脉冲的持续时间短,频率调制速率很高,而且我们锁定的是调频信号的起始点频率,而不是调频信号的中心点频率.另外激励锁相环用的是周期变化的负斜率锯齿波(见图 2(b) 上线迹),使环路失锁后,只能使环路远离它的平衡点,因此环路对 VCO 的频率牵引作用将随着固有频差的增大而越来越弱.测试结果,调频线性度优于 1%.

现在需要分析一下环路失锁之后,在调频期间,双环自动搜索扫描电路是否会有锯齿波电压对 VCO 的调制灵敏度产生影响? 试验的结果证明,它的影响也是很小的.因为环路在未锁定的情况下,固有频差必须以小于  $0.5\omega_n^2$  的速度变化,环路才能捕捉,进入锁定状态.为确保扫描可靠入锁,必须使 VCO 的扫描速率  $R_0 < 0.5\omega_n^2$ . 按设计要求,最大的扫描入锁时间为  $100 \mu\text{s}$  (它为扫描电压周期的  $1/4$ ,即半个正程或逆程时间).在  $6 \mu\text{s}$  的调频期间,扫描捕捉电路输出的扫描电压是很低的.再加上扫描电路的惯性作用,可见在调频期间,环路虽然要失锁,但扫描捕捉电路对 VCO 的影响是很微弱的.

因此,在每个调频脉冲内就能输出我们所需要的线性调频信号.当调频脉冲信号过去之后,加在 VCO 上的扫频电压消失,VCO 又恢复到原来的振荡频率.由于环路低通滤波器的记忆作用,误差信号得到短期存储.加之环路的快速捕捉能力,环路在很短时间内能够重新捕捉入锁.如此反复,在每个调频脉冲间隔内,调频信号起始点的相位锁定不但能重新建立起来,而且有较强的稳定时间. VCO 输出的调频信号,必然是起始点频率高度稳定的线性调频信号,其稳定度与参考信号的晶振源有相同的数值.

### 三、环路特点

图 3 是线性调频微波锁相环的线路图.在环路设计和结构上,它有下列特点:

1. 与接收机的窄带跟踪锁相环相反,线性调频微波锁相环具有较大的环路带宽.设计成宽带环的原因是由于环路失锁后需要快速捕捉.采用无源比例积分滤波器构成的二阶环捕捉时间的近似表示式为:

$$T_P \doteq \frac{\Delta\omega_0^2}{2\xi\omega_n^3}. \quad (2)$$

当  $\xi = 0.707$  时,

$$T_P \doteq \frac{4.2(\Delta f_0)^2}{B_T^3}. \quad (3)$$

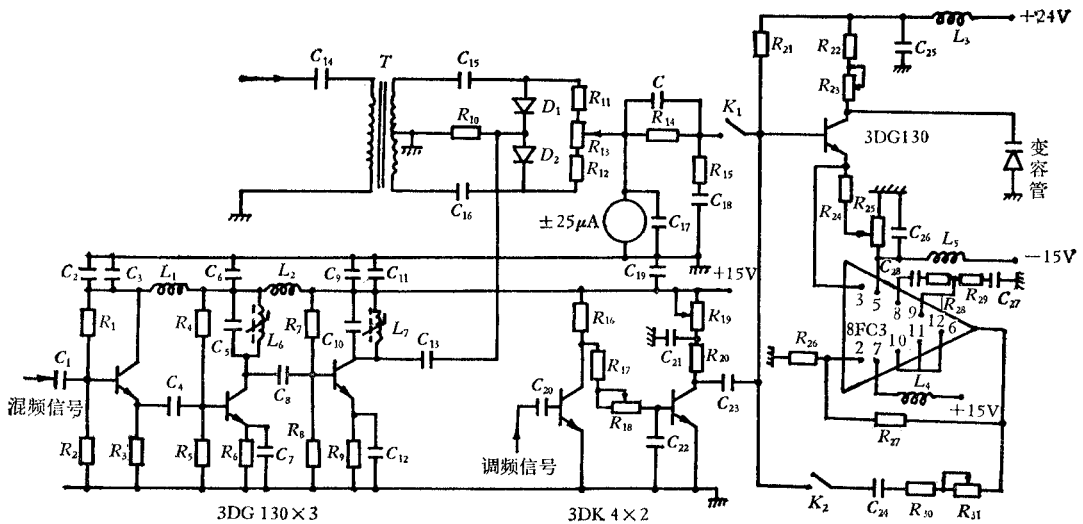


图3 线性调频微波锁相环电路图

捕捉时间也就是环路进入锁定的时间。显然，环路带宽愈宽，环路入锁的时间就越短。反之，环路带宽愈窄，入锁时间就愈长。

此外，锁相环对输入噪声呈现低通响应，带宽愈窄，噪声影响愈小。但是，环路对VCO的内部噪声呈现高通响应，带宽愈窄，它们的影响愈大。对线性调频锁相环来说，参考频率来自5MHz高稳定的晶体振荡器，其信噪比总是比较高的，而固体器件的VCO的内部噪声引起的相位抖动要比晶体振荡器大。因此，降低VCO本身的噪声，对线性调频微波锁相环特别重要。

2. 采用了加有超前相位补偿电容的环路低通滤波器来改善环路性能。与一般锁相环一样，低通滤波器也是线性调频锁相环中最关键的一个组成部分，它的参数基本上决定了环路的性能。

在设计环路滤波器时，我们采用的是二阶环中广泛采用的、结构比较简单的无源比例积分滤波器。从它的相位频率特性可知，这种滤波器随着角频率 $\omega$ 的加大，相位滞后量逐渐减小；相对于最大滞后量，相位反而超前了。但是，就整个网络而言，相位仍然是滞后的。虽然二阶环路在理论上是绝对稳定的，但由于线性调频环中包含有中放等时延环节，总会引起一些附加相移，使环路的闭环幅频特性变得不平坦，使环路的稳定性变差。试验中，我们在比例积分滤波器上加一超前相位补偿电容C（见图4）且 $C \ll C_{18}$ ，结果使环路高频段的相位滞后有所补偿，环路通频带得到展宽，环路的捕捉能力、环路的稳定性和锁定时的环路噪声有了明显的改善。图5(a)和(b)示出了在相同灵敏度下，低通滤波器未加超前相位补偿电容和加有超前相位补偿电容时，脉间环路锁定时的噪声。显然，加超前相位补偿电容时，环路锁定时的噪声电平比未加超前相位补偿电容时小得多。可见，线性调频信号起始点频率的瞬时稳定度得到了改善。

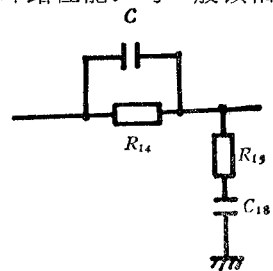


图4 加有超前相位补偿电容C的环路低通滤波器

3. 环路采用了先进的扩捕电路——双环自动搜索扫描电路。它有两个用途：(1) 在

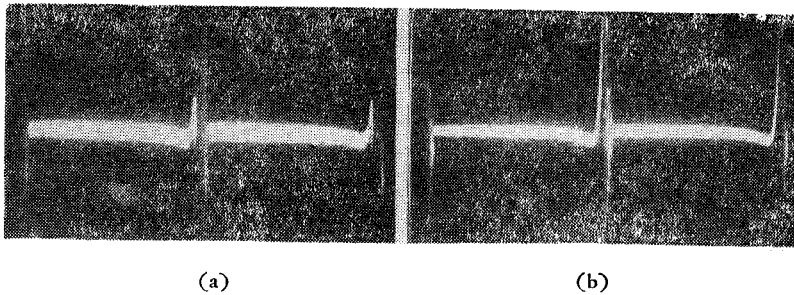


图5 脉间环路锁定时噪声

(a) 未加补偿电容  $C$  时脉间锁定噪声 (b) 加超前补偿电容  $C$  时脉间锁定噪声

任何条件下开机时,使环路很快入锁。(2)当环路失锁后,帮助环路迅速捕捉进入锁定状态。因为调频脉冲信号过去之后,若VCO频率与参考信号频率之差位于环路快捕带( $\Delta\omega_L = 2\xi\omega_n$ )之内,环路将立即进入锁定,而不会有周期跳越时间。对二阶环来讲,这个时间约为 $1/\omega_n$ 秒的数量级,是非常短的。另一种情况是频差超过环路带宽,则环路要经过捕捉过程才能进入锁定状态。环路的捕捉过程是一牵引过程,在频差较大时,完成全过程需要较长的时间,而线性调频锁相环扫频失锁后需要快速锁定。因此必须采用扫描等辅助方法减小初始频差或增宽捕捉带,使环路尽快锁定。本环路采用了图6所示的一种新型扩捕电路——双环自动搜索扫描电路。

这种双环自动搜索扫描电路主要由锁相环和扫描环构成。两环通过直流放大器而互相链接着。扫描环是一自激振荡的正反馈环。它主要由三部分组成:第一部分是环外放大器(8FC3),第二部分是环内反馈通路——

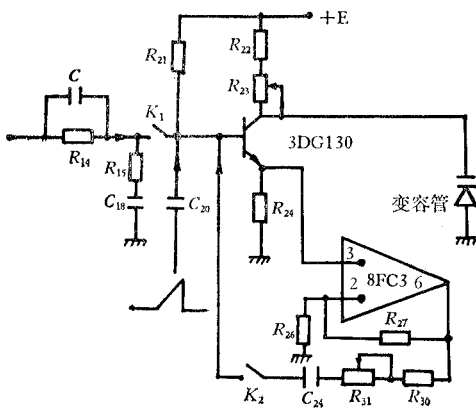


图6 双环自动搜索扫描电路和直流放大器

单管直流放大器,第三部分是选通网络(由环路低通滤波器、 $C_{24}$ 、 $R_{31}$ 、 $R_{30}$ 组成)。当环路未锁定时,扫描振荡器起振,自激振荡信号被环路放大器放大,去调制VCO的频率进行扫描。只要扫描速率 $R_0 \leq 0.5\omega_n^2$ ,环路将立即捕捉,进入锁定状态。一旦环路锁定之后,具有较强的负反馈能力,破坏了自激振荡的幅度条件,自激振荡被迫停止。这种扫描电路的优点是简单、可靠、扫描频率可以很低。因此,可以最大限度地发挥扩捕电路的能力。

这种扩捕电路,扫描、停止扫描的本身完全取

决于环路失锁和入锁的过程,不要加任何控制电路。只要电路本身可靠,环路锁定后,振荡自然停止,不会给环路带来附加相位误差。环路失锁时,便有扫描电压加到VCO上,对VCO频率进行扫描,使环路很快入锁。锁定指示可通过接在鉴相器后的微安表显示(见图3)。

4. 环路采用多功能单管直流放大器进行信号相加,效果十分理想。在VCO体效应振荡器的结构确定之后,如何将多路控制信号同时由一公共端叠加到变容管上,是一个值得

研究的问题。试验过程中,我们曾经采用过相加器、射随器等方法,效果都不理想,最后采用了如图 6 所示的单管直流放大器,既简单、可靠、而且效果很好。由图可见,通过直流放大器叠加在变容管上的信号有下面四路:

(1) 当开关  $K_1$ 、 $K_2$  均断开,即环路处于开环状态,且无调频锯齿波电压输出时,直流放大器的集电极输出 8V 左右的直流电压,加到 VCO 的变容管上作为直流偏置电压,使 VCO 在所选定的工作频率  $f_0$  上作连续波振荡。

(2) 环路闭合后 ( $K_1$  闭合),鉴相器输出的直流误差电压经直流放大器放大后,叠加在 8V 直流偏压上作为 VCO 的控制电压,使环路产生牵引,并进入锁定状态。直流放大器的增益,可以使环路具有较宽的捕捉带和足够大的同步范围。

(3) 直流放大器的基极和发射极构成双环自动搜索扫描电路的环内组成部分,并通过它与锁相环交链。当  $K_1$ 、 $K_2$  闭合,环路尚未锁定,扫描振荡器起振,产生的扫描电压通过直流放大器放大,并由集电极输出,叠加在 8V 直流电压上,使 VCO 扫频,环路迅速进入锁定状态。

(4) 环路锁定后,当线性锯齿波电压加到环路上时,直流放大器将线性锯齿波电压倒相,并放大到所需的幅度 (7V),成为负的锯齿波电压叠加在 8V 直流电压上,对 VCO 进行线性调频,产生我们所需要的起始点频率高度稳定的线性调频微波信号。

显然,直流放大器是线性调频微波锁相环中不可缺少的重要部件。

#### 四、环路设计数据

为了简便起见,设计环路时,忽略中放等其他因素的影响,按一般高增益二阶环路的计算公式,根据环路所需的捕捉时间来选择环路的自然谐振角频率和其他参数。

已知体效应 VCO 的频率稳定度为  $3 \times 10^{-5}$ , 初始频率漂移为  $3 \times 10^{-4}$  (开机后半小时), 温度漂移  $< 0.1\text{MHz}$ ; 变容管的电调灵敏度  $K_0 > 2\pi \times 2 \times 10^6 \text{rad/s} \cdot \text{v}$ ; 再设环路的阻尼系数  $\xi = 0.707$ ; 环路的捕捉时间  $T_p \leq 100\mu\text{s}$ ; 同步带  $\Delta\omega_H = 2\pi \times 6 \times 10^6 \text{rad/s}$ 。

根据上述条件计算的参数如下: 环路的起始频差

$$\Delta\omega_0 = 3 \times 10^{-5} f_0 = 2\pi \times 0.28 \times 10^6 \text{rad/s}$$

(即  $\Delta f_0 = 0.28 \times 10^6 \text{Hz}$ ), 环路噪声带宽  $B_L = \sqrt{\frac{4.2(\Delta f_0)^2}{T_p}} = 1.49 \times 10^5 \text{Hz}$ , 环路自然谐振角频率  $\omega_n = B_L/0.53 = 2\pi \times 0.45 \times 10^5 \text{rad/s}$ , 环路快捕带

$$\Delta\omega_L = 2\xi\omega_n = 2\pi \times 0.63 \times 10^5 \text{rad/s},$$

直放输出的最高直流电压  $A \cdot K_d = \Delta\omega_H/K_0 \doteq 3\text{V}$ , 环路的直流总增益

$$K_v = \Delta\omega_H = 37.68 \times 10^6/\text{s},$$

环路的自身捕捉带  $\Delta\omega_p \doteq 2\sqrt{\xi\omega_n K_v} = 2\pi \times 0.87 \times 10^6 \text{rad/s}$ , 环路滤波器的时间常数  $T_1 = 1.4 \times 10^{-4}\text{s}$ ,  $T_2 = 4.8 \times 10^{-6}\text{s}$ 。

环路的实测数据如下。测试条件为: 变容管的直流偏置电压为 8V, 加到变容管上的线性锯齿波调频电压为 -7V; 测得结果为: 环路的快捕带  $\Delta\omega_L \geq 2\pi \times 0.2 \times 10^6 \text{rad/s}$ , 同步带  $\Delta\omega_H \geq 2\pi \times 10 \times 10^6 \text{rad/s}$ , 加护捕后环路的捕捉带

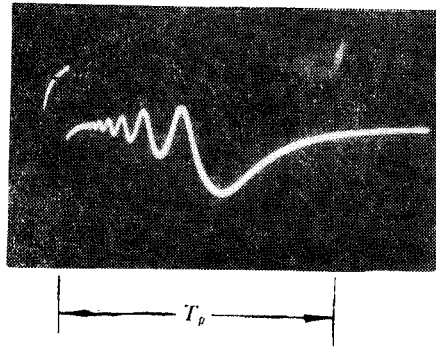


图7 环路捕捉过程波形  
(扫描速度:  $10\mu\text{s}/\text{大格}$ )

$$\Delta\omega_p \doteq \Delta\omega_H = 2\pi \times 10 \times 10^6 \text{ rad/s,}$$

系统的捕捉时间  $T_p \doteq 70\mu\text{s}$  (见图7).

## 五、讨 论

1. 为简化计算起见, 线性调频微波锁相环是按高增益二阶环路设计的. 它是忽略了中放延时和低通滤波器上并联的超前相位补偿电容  $C$  的影响的近似计算. 验算结果:  $\omega_n/K_v = 7.5 \times 10^{-3} < 0.4$ . 显然本环路属于高增益二阶环路, 设计是基本合理的. 严格地说, 超前相位补偿电容  $C$  的接入, 必然使环路成为有条件稳定的三阶环路, 但是当  $C \ll C_{18}$  时, 例如本方案中当  $C_{18} = 0.03\mu\text{F}$ ,  $C$  值取为  $100\text{pF} - 2000\text{pF}$  时, 环路仍然是无条件稳定的. 因此, 仍然可以近似看作二阶环路.

2. 锁相环的捕捉时间取决于初始条件, 但 VCO 的起始频差是随机变化的, 捕捉时间也是随机的. 试验中发现, 有时扫频脉冲过去之后, VCO 的最大起始频差在环路的自身捕捉带之内, 不需要双环自动搜索扫描电路帮助捕捉(例如将图3上的开关  $K_2$  打开), 环路仍然能够很快入锁. 但是, 偶尔环路失锁, 仍要靠扫描捕捉电路帮助锁定. 可见, 采用双环自动搜索扫描电路是万无一失的措施.

## 六、结 束 语

线性调频微波锁相环用在线性调频微波固态振荡源上, 是能够很好地起到稳定固态 VCO 产生的线性调频信号起始点频率的作用. 由它构成的高稳定线性调频微波振荡源产生的线性调频信号, 它的起始点频率的稳定度可以做到与晶振的相同, 并具有体积小、重量轻、结构简单、可靠、有较大的功率输出等优点. 环路还可以进一步集成化、小型化. 因此, 它可以广泛运用于地面、空载、星载的其他调频微波源上, 作稳定调频信号起始点频率之用. 采用锁相环和 X 波段固态振荡器构成的高稳定度线性调频微波固态振荡源, 已经在实际应用中获得成功.

在高稳定线性调频微波固态源的研制中, 得到陈宗鹭同志的大力支持。李明中同志在微波振荡器和线性调频脉冲信号的产生方面做了大量的工作。在该环路的研制中, 魏国栋同志也参加过部分工作。此外, 还得到信号源组和接收组同志的配合, 在此一并表示感谢。

### 参 考 文 献

- [1] B. D. Campbell, *IEEE Trans. on AES*, **AES-6** (1970), 62.
- [2] 郑继禹, 万心平, 张厥盛, 锁相环路原理与应用, 人民邮电出版社, 1976年。
- [3] 张以杰, 李瑞棠, 雷达控制系统基础, 国防工业出版社, 1980年, 第191页。
- [4] 张云生, 无线电通信技术, 1978年, 第3期, 第10页。
- [5] 魏德厚, 电讯技术, 1978年, 第3期, 第33页。

## LINEAR FM MICROWAVE PHASE-LOCKED LOOP

Ruan Guihua

(*Institute of Electronics, Academia Sinica*)

A description of a phase-locked loop (PLL) is given, which is successfully used in an X-band linear FM microwave source with  $6\ \mu\text{s}$  pulses width, 30 MHz bandwidth and 1 ms FM pulse cycle. A phase-locked method is used to obtain the linear FM pulse signal with highly stable starting frequency equal to the stability of the 5 MHz crystal oscillator. The operation of the PLL is under a switching mode. Minimum time delay, rapid ability of acquisition, large synchronous range, good signal to noise ratio, simplicity in construction and high reliability with higher power output are the advantages of the PLL used. The characteristic and the approach for the realization of the PLL are described also. This PLL has been used in a remote sensing system and high quality results have been obtained.