

电控体效应振荡器相位的新方法*

陈 金 元

(中国科学技术大学)

提 要

以往国内外采用种种锁相方法,而直接控制体效应振荡器偏压的锁相法则被认为是不切实际的方法^[1]。本文作者在实验上成功地克服了文献[1]所提出的困难,运用直接控制体效应振荡器偏压的方法实现了 8mm(35GHz)锁相标准频率源和 8mm 固定中频锁相跟踪系统。本文分析了这种新的锁相方法所具有的独特优越性并给出了实验结果。

一、直接控制体效应振荡器偏压实现毫米波锁相

对于工作于猝灭模的腔体稳频毫米波体效应振荡器,当其工作偏压变化时,由振荡的平衡方程可以推导出:

$$\Delta\omega = \frac{\Delta G_s \left/ \frac{\partial G_d(\omega, E_{rf})}{\partial E_{rf}} - \Delta B_s \left/ \frac{\partial B_d(\omega, E_{rf})}{\partial E_{rf}} \right.}{\left[\frac{\partial B_c(\omega)}{\partial \omega} + \frac{\partial B_d(\omega, E_{rf})}{\partial \omega} \right] \left/ \frac{\partial B_d(\omega, E_{rf})}{\partial E_{rf}} - \left[\frac{\partial G_L}{\partial \omega} + \frac{\partial G_c}{\partial \omega} + \frac{\partial G_d}{\partial \omega} \right] \left/ \frac{\partial G_d}{\partial E_{rf}} \right.}, \quad (1)$$

式中 B_c 、 B_d 分别是腔体和体效应二极管的电纳; G_L 、 G_c 、 G_d 分别是负载、腔体损耗和体效应二极管的电导; E_{rf} 是微波电压幅度。(1)式表明,当体效应振荡器偏压变化时,其振荡频率将以某种规律跟随变化,这就是体效应振荡器的推频效应。实验结果证实,体效应振荡器的频率随其偏压的变化曲线只要是连续光滑的,不出现突跳点,就能实现相位锁定。文献[2]指出在调制指数小于 60MHz/V 的情况下,利用体效应振荡器偏压实现频率调制所产生的相移可以忽略。为使体效应振荡器偏压控制引入环路的相移较小,以保证环路的绝对稳定,一般取调制指数小于 5MHz/V 为宜。

以往的电压型鉴相器通常都不能提供大电流,而体效应振荡器的工作电流一般在 800mA 以上(毫米波段)。工作电流远大于以往的鉴相器所能提供的电流。这正是文献[1]所提出的直接控制体效应振荡器偏压实现锁相的困难所在。针对这一困难,本文采用的方法是将鉴相器提供的小电流控制电压作为基准,来控制两只具有一定功率的调整管。从调整管输出的信号电压既保留了原来控制电压与环路相位误差间的函数关系,又能提供大电流,这样的控制电压既可以作为体效应振荡器的工作偏压,又可以作为环路的

* 1981年3月13日收到。

1982年5月3日修改定稿。

控制电压使二者合为一。图 1 给出了具体实现的框图。图中 F_i 对于锁相标准源为基准输入信号,对于锁相跟踪系统则为接收信号。对于上述两种情况,混频器则分别采用谐波混频器和正交场混频器。

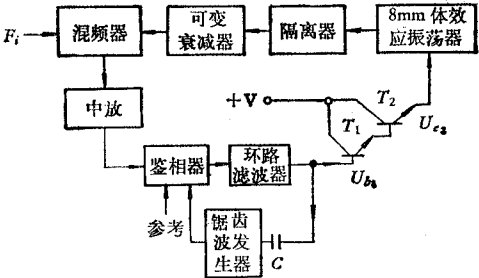


图 1 直接控制体效应振荡器偏压的锁相环路方框图

Fig. 1 The block diagram of Phase-Locking loop with Gunn Oscillator controlled directly by varying the bias voltage

二、直接控制体效应振荡器偏压实现相位锁定的优越性及其实验结果

利用控制体效应振荡器的工作偏压来实现相位锁定较其它控制方法(如控制变容管)具有独特的优越性。下面来讨论这个问题。

在考虑振荡器损耗 r (电阻)的情况下,体效应振荡器的振荡角频率为:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \cdot \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{r}{\omega_0 L}\right)^2 + 1}} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \cdot \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{Q^2} + 1}}. \tag{2}$$

在影响体效应振荡器长期稳定度的诸因素(温度、湿度、电压、负载变化等)中,温度往往是占支配地位的。由(2)式可见,引起体效应振荡器频率变化的原因在于温度的变化引起了 L 、 C 以及迴路损耗 r (可近似为 Q 值)的变化。当变容管引入体效应振荡器后,由于变容管(尤其在毫米波段)本身电容的温度系数较大,致使振荡器频率的温度系数增大。此外,引入变容管将使振荡器的损耗变大,导致 Q 值下降。由(2)式可得:

$$\Delta\omega_0 \approx \frac{1}{\sqrt{LC}} \cdot \frac{1}{Q^3} \cdot \Delta Q. \tag{3}$$

由(3)式可见,把变容管引入振荡器后,由于 Q 值的下降,也将使振荡器频率的温度系数增大。表 1 是典型的带变容管控制级与不带控制级的 8mm 体效应振荡器的频率-温度特性。

表 1
Tab. 1

	不带控制级	带变容管控制级
开机 30 分钟频率漂移 (MHz)	5	15
频率-温度系数 (MHz/°C)	0.5	1.5

直接控制体效应振荡器偏压实现锁相,因避免了向体效应振荡器引入变容管,就避免了体效应振荡器的频率-温度系数的增大,所以能较好地保证环路锁定。目前我们研制成功的 8mm 锁相源,由于采用了直接控制体效应振荡器偏压的方法,所以具有较好的稳定性,在开机预热 10 分钟后可连续工作 10 小时以上。

我们关心的另一个问题是直接控制体效应振荡器偏压所实现的锁相环路的噪声性能。对于体效应振荡器,由于体效应二极管内部载流子浓度以及高频场幅度 E_{rf} 的随机起伏,将造成体效应二极管内高场畴速度 $v(t)$ 的随机起伏;速度 $v(t)$ 的随机起伏又将引起畴结构(形状,宽度)的起伏,从而使畴电纳、电导产生起伏;这样,振荡频率也必然产生起伏,这就是所谓调频噪声。利用振荡器的平衡方程可以直接推得当载流子浓度起伏,即高场畴速度 $v(t)$ 起伏时,产生的振荡器频率起伏的功率谱密度和均方频率偏移分别为:

$$G(\omega) = \frac{2\xi}{Q_{ex}} \int_0^{\infty} \langle v(t)v(t+\tau) \rangle \cos \omega\tau d\tau, \quad (4)$$

$$(\overline{\Delta f^2}) = \frac{\xi}{4\pi^3 Q_{ex}} \int_{-\infty}^{\infty} \int_0^{\infty} \langle v(t)v(t+\tau) \rangle \cos \omega\tau d\tau d\omega,$$

式中 ξ 为一特定系数, Q_{ex} 为体效应振荡器的外观 Q 值。

同理可得,当高频场幅度 E_{rf} 起伏 $a(t)$ 时,振荡器频率起伏的功率谱密度和均方频率偏移分别为:

$$G(\omega) = \frac{2\xi}{Q_{ex}} \int_0^{\infty} \langle a(t)a(t+\tau) \rangle \cos \omega\tau d\tau, \quad (5)$$

$$(\overline{\Delta f^2}) = \frac{\xi}{4\pi^3 Q_{ex}} \int_{-\infty}^{\infty} \int_0^{\infty} \langle a(t)a(t+\tau) \rangle \cos \omega\tau d\tau d\omega. \quad (6)$$

(3)~(6) 式表明,由非热效应引起的体效应振荡器调频噪声的大小直接与振荡器外观 Q 值 Q_{ex} 相关。

对于体效应振荡器,除了非热效应导致的调频噪声外,由热效应导致的调频噪声也不可忽略。利用体效应振荡器的串联等效电路的网络传递函数可以求得在频率 $\omega \approx \frac{1}{\sqrt{LC}}$

附近,由热效应引起的体效应振荡器频率起伏的功率谱密度函数为:

$$S_{r_L}(\omega) \approx kTr_L \frac{\omega_0 Cr}{Q_e \left(\frac{\Delta\omega}{\omega_0} \right)^2}, \quad (7)$$

式中 k 为波尔兹曼常数, T 为绝对温度, r_L 为振荡器的等效负载, r 为振荡器的损耗, Q_e 为振荡器的有效 Q 值。由 (3)~(7) 式可见,把变容管引入体效应振荡器后,由于使振荡器的外观 Q 值 Q_{ex} , 有效 Q 值 Q_e 下降,从而使振荡器损耗 r 上升,这必然使振荡器的非热效应和热效应调频噪声增大。而利用体效应振荡器的偏压进行控制,由于避免了上述噪声增大过程,所以在改善锁相系统调频噪声性能方面显示了优越性。实验结果也证明了这一点。图 2 和图 3 是两种不同控制方式的 8mm 锁相跟踪系统的中频输出的频谱比较。

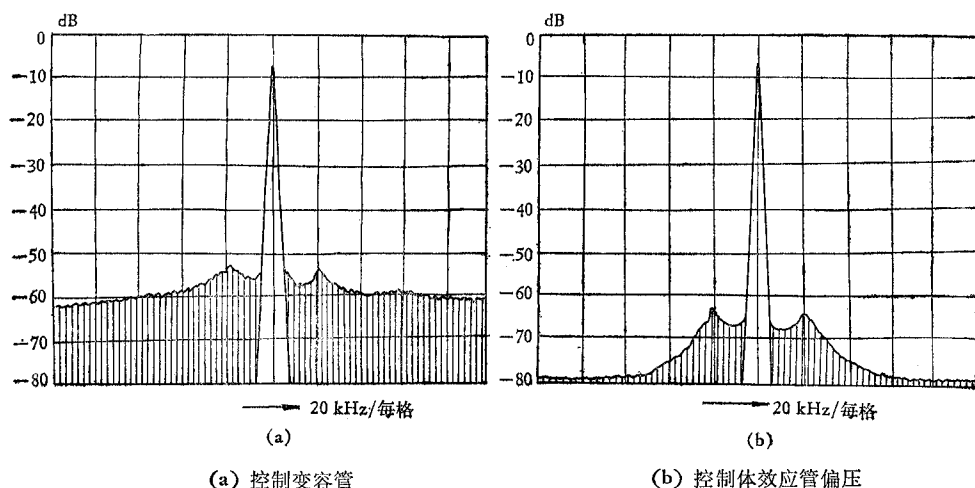


图2 两种不同控制方式的输出中频的频谱比较

在偏移中频 30kHz 之内, 直接控制体效应振荡器偏压较控制变容管使信噪比改善了10dB。

测量仪器: TR4110, 测量条件: $B = 300\text{Hz}$, $T = 2\text{s}$

Fig. 2 Comparison of the output IF spectra of different control methods. Within 30kHz offset from IF, the method of controlling the bias voltage of Gunn oscillator directly improves the signal-noise ratio 10dB compared with the method of controlling varactor

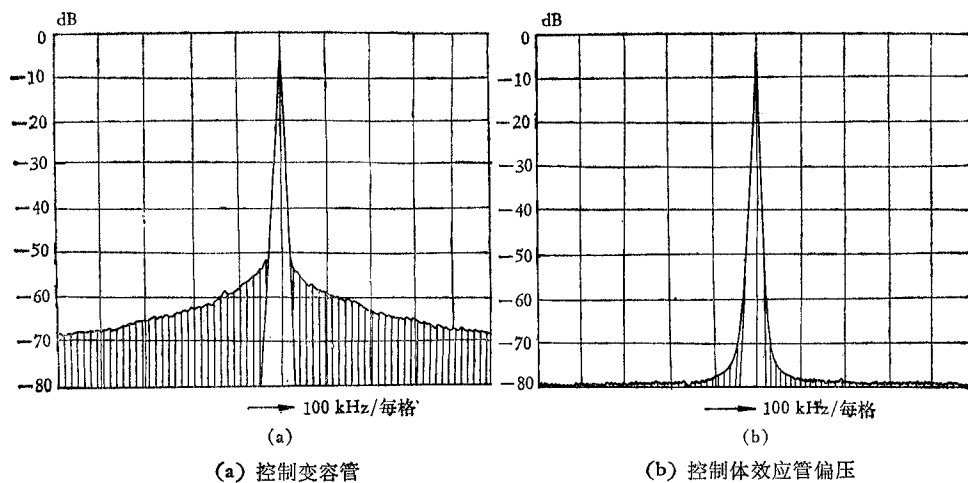


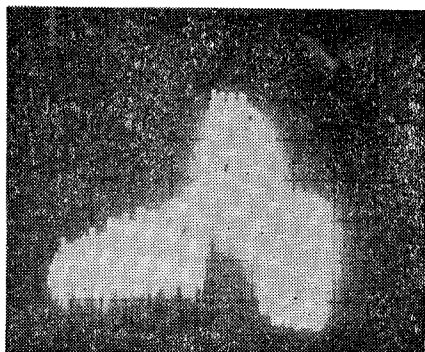
图3 两种不同控制方式的输出中频的频谱比较

在偏移中频 30kHz 之外, 控制偏压比控制变容管使信噪比改善了 15—20dB。测量仪器和条件与图2同

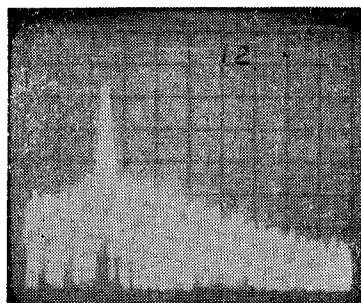
Fig. 3 Comparison of the output IF spectra of different control methods. Beyond 30kHz offset from IF, the method of controlling bias voltage of Gunn oscillator directly improves the signal-noise ratio 15—20dB compared with the method of controlling varactor

另外我们还用 HP141T 型频谱分析仪直接测量了 8mm 体效应振荡器的自由振荡状态的频谱和利用偏压控制锁定后的频谱。测量结果如图4所示, 两种情况下的测量条件相同。

利用单端高 Q 腔鉴频法^[3], 可以吸收掉 8mm 信号的载频, 用 HP3580A 型低频频谱分析仪直接检测毫米波振荡源主谱线根部的调频噪声。图5和图6是在两种不同测试条件



(a) 自由振荡状态



(b) 锁定状态

图4 8mm 锁相源的频谱比较

横坐标: 2kHz/格 纵坐标: 10dB/格

Fig. 4 Spectra of Phase-Locked solid state 8mm wave sources. (a) free-running state, (b) locked state Horizontal: 2kHz/div; Vertical: 10dB/div

下得到的8mm 体效应振荡源自由振荡状态和锁定状态下靠近主谱线根部的调频噪声曲线。图5、图6中上面一条曲线是自由振荡状态下的调频噪声特性,下面一条曲线是锁定状态下的调频噪声曲线。



图5 8mm 体效应振荡源的调频噪声

上为自由振荡状态下的曲线,下为锁定状态下的曲线。测量带宽: $B = 30\text{Hz}$, 横坐标: 100Hz/格, 纵坐标: 10dB/格, 输入信号衰减: -40dB

Fig. 5 FM noise of 8mm Gunn OSC. Upper: free-running state; Lower: locked state; Horizontal: 100Hz/div; Vertical: 10dB/div; $B = 30\text{Hz}$; Input = -40dB

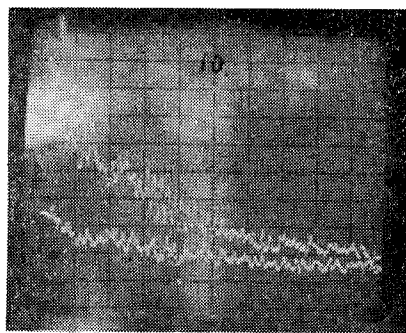


图6 8mm 体效应振荡源的调频噪声

上为自由振荡状态,下为锁定状态。 $B = 30\text{Hz}$, 横坐标: 500Hz/格, 纵坐标: 10dB/格, 输入信号衰减: -40dB

Fig. 6 FM noise of 8mm Gunn OSC. Upper: free-running state; Lower: locked state; Horizontal: 500Hz/div; Vertical: 10dB/div; $B = 30\text{Hz}$; Input = -40dB

由图5和图6可见,当体效应振荡器被偏压的控制作用锁定后,主谱线根部的调频噪声得到了较大的改善。

三、结 论

直接控制体效应振荡器偏压实现锁相的关键是鉴相器能提供大电流以及将体效应振荡器的工作偏压与环路的误差控制电压合而为一,其突出优点是: (1) 简化了电调体效

应振荡器的制造, (2) 提高了锁相环路的可靠性(能连续长期可靠锁定), (3) 改善了锁相输出信号的调频噪声性能。利用偏压控制锁定的毫米波体效应振荡器的长期稳定度与所用标准晶振相同。其谱线宽度与自由振荡状态的相比压窄了很多。主谱线根部的调频噪声亦有较大降低。

本文在写作过程中得到了尹可能、戴逸民、吴贵玉三位导师的热情指导和我校无线电计量室全体同志的帮助, 在此深表谢意。

参 考 文 献

- [1] J. Baprawski, C. Smith and F. J. Bernues, *Microwave Journal*, **19**(1976), 41.
- [2] G. S. Hobson, *The Gunn-Effect*, Clarendon Press, Oxford, 1974, p. 94—96.
- [3] J. Robert Ashley et al., *IEEE on MTT*, **MTT-25**(1977), 294.

A NEW mm WAVE GUNN OSCILLATOR PHASE-LOCKING METHOD

Chen Jin-yuan

(China University of Science and Technology)

Reference [1] concluded that for the phase-locking of Gunn Oscillator, tuning by varying the bias voltage on the diode is not a practical method. However the author of this paper successfully realized the 8mm (35 GHz) phase-locking standard frequency source and 8mm fixed intermediate frequency phase-locking tracker with this method. This paper analyzes also the unique advantage of the new method. The experimental results are given.