

微波

Weibo

内部刊物
注意保存



1974

第四机械工业部 无线电测量仪器专业技术情报网微波组

6
11/1

专题译丛——

国外微波固态信号源

目 录

1. 微波仪器固态信号源的新近发展.....	1
2. 宽带带缓冲放大器的1.8~4.2GHz YIG 调谐晶体管 振荡器.....	1 2
3. 2-4GHz YIG调谐振荡器.....	1 8
4. 冈恩效应振荡器和放大器.....	4 5
5. YIG电调固体振荡器(体效应).....	6 2
6. YIG调谐固体微波振荡器(体效应).....	7 2
7. YIG调谐冈氏振荡器的潜力和问题.....	7 8
8. 用雪崩二极管作微波功率发生和放大.....	8 2
关于Gunn-effect 译文的一点看法.....	1 4 9
附 录 :	
1. 译文资料目录索引.....	1 5 0
(1) 晶体管信号源.....	1 5 0
(2) 体效应二极管信号源.....	1 5 1
(3) 雪崩二极管信号源.....	1 5 3
2. 美国微波固态源专利目录索引.....	1 5 5
(1) 晶体管信号源.....	1 5 5
(2) 体效应二极管信号源.....	1 5 6
(3) 雪崩二极管信号源.....	1 6 0
3. 外文期刊目录索引.....	1 6 2
(1) 一般问题.....	1 6 2
(2) 倍频器.....	1 6 5
(3) 晶体管信号源.....	1 6 7
(4) 体效应二极管信号源.....	1 6 8
(5) 雪崩二极管信号源.....	1 8 2
编后记.....	1 9 2

1. 微波仪器固态信号源的新近发展

微波功率源也是新近采用固态技术的大门类之一。目前正在进行一场大变革，当仪器采用固体信号源后，必然导致其尺寸小，寿命长、功耗低。目前已研制成一系列复盖0.4~18GHz频段的这类仪器。值得指出的是它们的体积甚至比以前一台速调管电源体积还小。

近来，大量发表了有关改进固态信号源性能的文章。一般所引证的结果都从性能提得高高的，选出一台实验室样机所获得。虽然文章中所报导的性能是令人鼓舞的，但作为仪器制造者来说还得注意到总的大体水平，因为他不可能随时随地采用半导体制造商那样经常用的多变化试验电路。为此，如果引证的数据没有达到实验室样品性能就没有加以说明。

机械调谐微波振荡器

晶体管振荡器：经改进的考毕兹 (Colpitts) 和克拉波 (Clapp) 型振荡器示于图，它很适用于微波振荡器。因为这种结构能将晶体管封装寄生参数作有益利用。在振荡器基本电路中，发射极——基极的电容以 C_1 表示，而集电极对发射极电容成为反馈元件 C_2 。集电极和基极之间的阻抗数值可用一段 TEM (横电磁模) 传输线表示。

实际运用结构参见图2、图3是它的电路原理图。在一般电路中， L_1 和 L_2 是矩形截面同轴线长度， C_3 是两截线间的可变耦合电容。振荡器最低频率是当 L_2 全部插入以致和 L_1 相接时获得。振荡频率 f 可大致由下式求得。

$$\omega L_C - \frac{1}{\omega C_1} + Z_0 \tan \beta (l_1 + l_2) = 0$$

- 式中： L_C —— 集电极引线电感
 C_1 —— 发射极对基极的电容
 β —— 相位系数
 Z_0 —— 同轴线特性阻抗

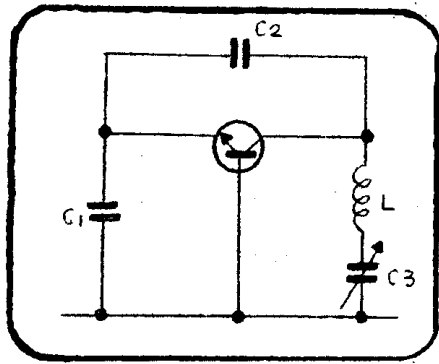


图1 Clapp 振荡电路

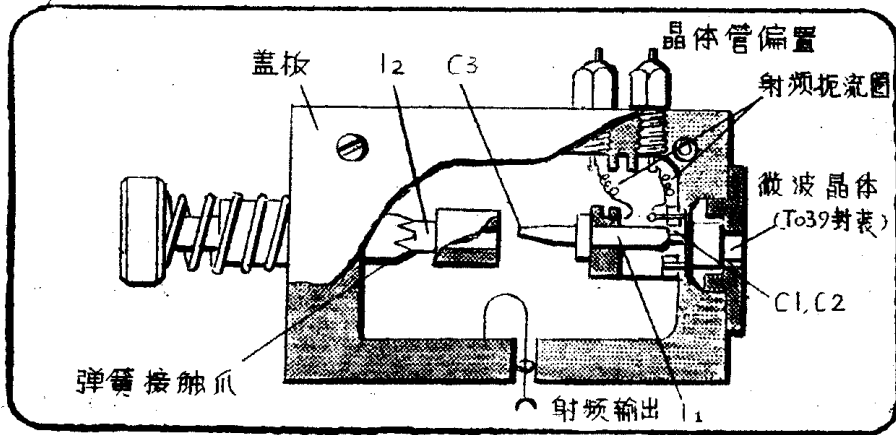


图2 机械调谐晶体管振荡器

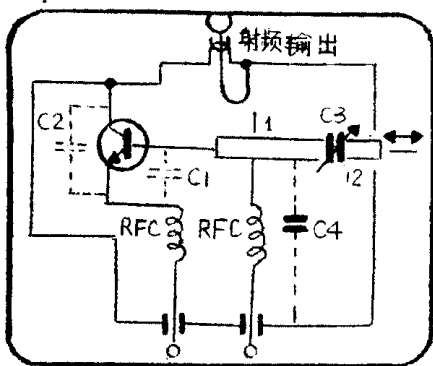


图3 晶体管振荡器等效电路

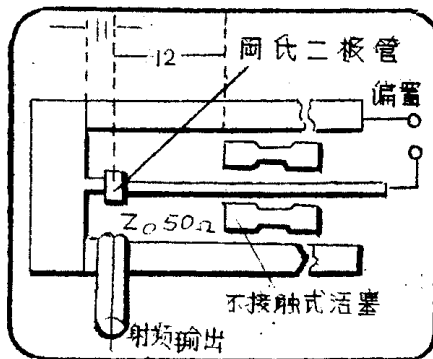


图4 同氏二极管振荡器

最高振荡频率是在 l_2 全部退出的情况下，由 l_1 和边缘电容 C_4 来确定。中间频率受两同轴线长度和耦合电容 C_3 形状控制。合理选择传输线尺寸和耦合电容大小，会使频率变化与 L_2 移动距离近似为线性关系。

上述振荡器均已制成，並能在 0.4~1.2 千兆赫，0.85~2.15 千兆赫，和 2~4 千兆赫频段内连续调谐，其典型功率输出电平分别为 200 毫瓦、100 毫瓦和 50 毫瓦。短暂频率稳定度是 1×10^{-6} ，高次谐波电平至少低于基波 20dB。

冈氏二极管振荡器：

冈氏二极管可以较近似地用电容和负阻并联的电路来表示。

目前尚无标定参数的冈氏管，因此上述电路元件值只能用实验确定。X 波段器件的 C 和 R 的典型值分别为 0.65 微微法和 -100 欧姆。

冈氏管等效电路并联——附加感抗就构成基本谐振电路。若电路总电导值等于或小于 0，就维持振荡。很明显，有许多方法可提供所需的并联电抗，即波导段，同轴段、带状线段等等。然而，为易于宽带调谐，容许二极管阻抗有公差和限制在单一模式工作，则 TEM 型同轴线结构带来许多好处。运用已有的原理设计的非接触型活塞可改变线段长度。而采取了与终端三倍距离可避免形成多模工作方式。

(1) 将二极管安置在离腔壁 $\frac{\lambda_0}{16}$ 和 $\frac{3\lambda_0}{16}$ 之间。

(2) 使最高工作频率受下式限制：

$$f_{\max} = \frac{30}{\pi(r_1 + r_2)} \text{ 千兆赫}$$

式中： r_1 和 r_2 是同轴线的半径

图 4 是这种同轴线腔体设计的图解。极为近似的振荡频率可从下面关系式获得：

$$\omega C - Y_0 \cot \beta l_1 - Y_0 \cot \beta l_2 = 0$$

式中： $Y_0 = \frac{1}{Z_0}$ 是同轴传输线的特性导纳。

基于上述原理作成的冈氏振荡器连续调谐频率复盖范围为4.0~8.0千兆赫。8.0~12.5，12.0~18.0GHz 並分别输出典型功率40，60和30mw，振荡器短暂稳定度为百万分之一(10^{-6})高次谐波电平比基波低20dB以上。

电 调 振 荡 器

变容管调谐晶体管振荡器：

早在50年代初期对P-N结有了最初分析研究以来后，人们已了解反向偏置二极管电调振荡器的原理。直至十年后，才由贝尔电话实验室研制出适宜这种应用的损耗够低的二极管，並命名为变容管。以后器件的质量和变容量两项指标得到重大的改进。

下文中都再次用最适合的克拉泼振荡器作基本结构。把变容二极管与大致调在工作频段的一段同轴线电感相串联，以构成集电极与基极间所需阻抗。集电极接地的上述电路装置示于图5，若发射极从高阻抗电源得到偏置，电路可简化成图6。

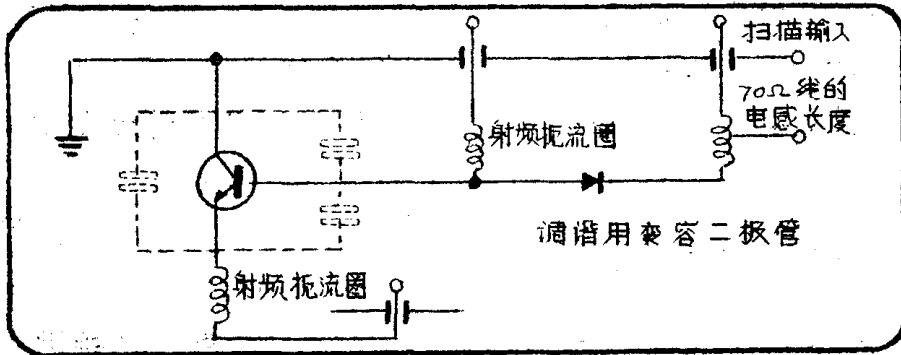


图5 变容管调谐晶体管振荡电路

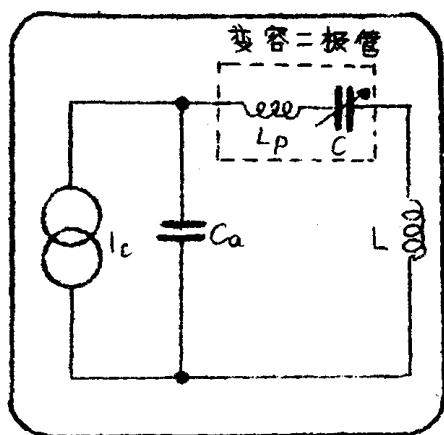


图6 变容管调谐晶体管振荡器的简化等效电路

简化电路的调谐频率范围由下式给定：

$$\sqrt{\left(1 + \frac{C_{\min}}{C_{\max}}\right) \div \left(\frac{C_{\min}}{C_{\max}} + \frac{C_{\min}}{C_a}\right)}$$

式中： C_{\max} 和 C_{\min} 是变容管的极限值， C_a 是由集电极基极电容和接线与元件布位所引起杂散电容的组合。

当前能买的微波晶体管的输出电容是为几个pf数量级。这意味着 C_a 也是几个pf，例如5pf。因此，若变容管的 $C_{\min}=0.5$ pf，则10:1变容范围能调谐一个倍频程。要在小电容范围获得这种数量级的变容量是困难的。

然而，假使改变变容管电压（当然电流有限制）使接近于正向偏置条件，那么耗尽层迅速减少，导致电容变化很大。此时，调谐比表达式即为：

$$\frac{f_{\max}}{f_{\min}} = \sqrt{\frac{C_a}{C_{\min}} + 1}$$

对一个倍频程调谐则：

$$\frac{C_a}{C_{\min}} = 3$$

这种条件表明：用晶体管能获得一个倍频程的调谐范围，只要集电极基极电容在 5pF 范围或更大些就可以，由于变容管作到小电容 $C_{\min}=1.6\text{pF}$ 是较容易制造的。

当变容管按上述方式工作时，在低频段处有可能破坏调谐曲线的单一性，这只要很仔细设计其整形网络就行了。

实现一个倍频程以上调谐遇到的另一个困难是：变容管加正向偏置，则集电极基极电流流经晶体管，高次谐波输出增加。在后面谈到的 $0.4\sim 1.2\text{GHz}$ 单元中，在 0.4GHz 低端的二次谐波输出典型值低于基波 10dB 。

这种高次谐波输出的抑制可采用与变容管扫描电压同步的 p.i.n. 二极管电调滤波器来实现。这种滤波器基本结构包含若干个与高频输出线并接的串联谐振电路（见图 7）。

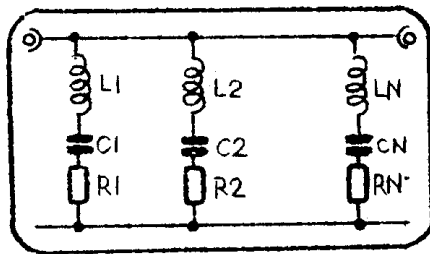


图 7(a) 滤波器原型

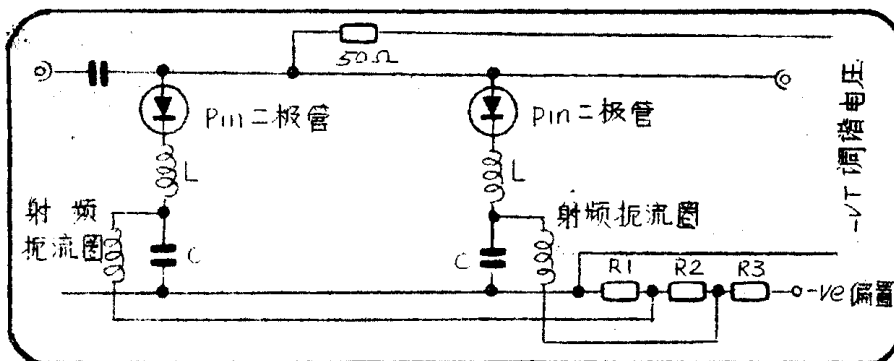


图 7(b) 滤波器调谐电路

图7系统中的插入损耗，由下式给出：

$$\alpha = 20 \text{Log}_{10} \left| 1 + \frac{\sum Y_n}{2Y_0} \right| \quad (\text{单位为 dB})$$

式中： Y_n 是并联臂导纳， Y_0 是传输线输出导纳。插入损耗函数式表明：在各臂谐振频率上的损耗组成了一系列最大值，在各臂谐振点之间则有一个最小值。由于高次谐波输出一般在几个固定频率时才是最大的，所以这种类型响应特别适用于作变容管调谐振荡器输出滤波。这样各臂的谐振频率可以作到与那些固定频率一致，且在变容管电压扫描时，使各臂连续不断开或关。

依据上述方案设计的变容管调谐晶体管振荡器已制成，复盖频段为 0.4~1.2GHz；1.0~2.0GHz；2.0~4.0GHz。各单元的典型输出功率分别为 100mw，50mw，25mw，高次谐波输出至少低于基波 20dB。

YIG 调谐陀螺二极管振荡器

从 Kittel 方程式可知单晶铁氧体小球的谐振频率为： $f_r = \gamma_0 (H_0 \pm H_a)$ ，式中 H_0 是偏置磁场， H_a 是内部各向异性场， γ_0 是旋磁比。这种表达式表明，当 H_a 是常数时， f_r 和 H_0 呈现线性关系。实际上发现 H_a 对温度灵敏，它对调谐规律的影响可通过对铁氧体材料单晶轴恰当定向或将小球置于恒温下工作的两种方法来消除。

通常用二个参数来表征铁氧体谐振器的特性。第一项是磁饱和强度 $4\pi M_s$ ，它是材料进动的电子自旋净强度的量度。第二项是线宽 ΔH ，它是在小球频响曲线 3dB 点之间作扫描所需的场。空载频带宽可从线宽按 $\Delta f = \gamma_0 \cdot \Delta H$ 的表达式中求出。

空载 Q 值（铁氧体谐振器的 Q_u 与磁饱和强度和线宽间有关系）由下式给出：

$$Q_u = \frac{H_0 - N_z (4\pi M_s)}{\Delta H}$$

式中： N_z 是 H_0 方向去磁系数。

即，对小球来说， $Q_u = \frac{H_0 - \frac{1}{2}(4\pi M_S)}{\Delta H}$ 铁氧体谐振器可在极宽

频率范围内调谐。它的调谐范围只在频带低端受限制。并由 $Q = 0$ 的条件来决定。这种情况发生在 $H_0 = \frac{1}{2}(4\pi M_S)$ ，亦即磁场低于维持进动电子自旋排列所需的电平。即 $f_0 = \frac{1}{2} r_0 (4\pi M_S)$ 在实际上，最低工作频率限制在不小于上述值的两倍，以避免均匀进动模简并和由此产生的非均匀耦合。即， $f_{\min} \geq \frac{2}{3} r_0 (4\pi M_S)$ 。纯 YIG 的 $4\pi M_S$ 值为 1760 高斯，因此工作的最低频率约为 3.3GHz。对于掺杂的 YIG，此频率约可低到 500MHz。

铁氧体小球的射频性能采用并联谐振电路能最好地说明它。为了利用这一特性，必须有某种适合和小球耦合的机构。常用的一种是包在小球外围的电感耦合环，其平面平行于 H_0 ，如图 8 所示。在这种条件下，耦合环终端的输入阻抗由下式给出：

$$Z_{in} = j\omega L_1 + \frac{[j\omega\omega_0/Q_u]R_0}{\omega_0^2 - \omega^2 + [j\omega\omega_0/Q_u]}$$

式中调谐电路的并联元件是：

$$R_0 = \mu_0 VK^2 \omega_m Q_u$$

$$L_0 = R_0 / Q_u \cdot \omega_0$$

$$C_0 = 1 / L_0 \omega_0$$

$$L_1 = \text{耦合环自感}$$

$$V = \text{小球体积}$$

$$K = 1/d = \text{耦合系数}$$

$$d = \text{环直径}$$

$$\mu_0 = \text{自由空间的固有导磁率。}$$

$$\omega_m = 2\pi f_m \quad \omega_0 = 2\pi f_0$$

用铁氧体或 YIG 小球作为冈氏二极管振荡电路的谐振元件的基本概念已确立，然而和变容管调谐不一样采用了这种调谐元件，要着重考虑冈氏二极管本身的频率范围，这是因为单晶 YIG 小球调谐频率范围远大于变容管电路。实际上，冈氏管的频率范围限制了受 YIG 控制的振荡器调谐范围。图 9 为 YIG 调谐冈氏管振荡器主要部

份的示意图。图 10 是简化等效电路。从原理上讲，产生振荡的频率要使净电抗在该频率下为零或小于零。和冈氏二极管和 YIG 谐振器耦合有关的主要问题是保持良好的阻抗匹配。这样就牵连到采用最小的电气尺寸，否则随着频率变化，阻抗变换效应引起共振匹配失配。还有，在使用频段内应使负载适当的轻。后一条件将保证了相当高的有载 Q 值，并因此得到了大的幅度的高频电压，这一点对于宽带调谐，是重要的。

很明显，有害寄生效应应作到最小，但必须采取措施以保证高频结构的密封外壳在频带范围内不产生谐振。

其他二个应注意的是：结构的热性能和磁路设计。十分重要的是应对冈氏二极管提供合理的散热装置。磁路要求最佳化设计，因为它基本上决定了调谐灵敏度和频响特性的。

马可尼公司的 YIG 调谐冈氏管振荡器集中在 C, X, J 波段。无疑在上述类型中，4 ~ 8 GHz 制造是最困难，因为它涉及到冈氏管的制造。要工作在这些频率，需要 $0.6 \times 10^{15} \text{ cm}^{-3}$ 数量级的低载流子浓度。这接近于本底杂质水平。C 波段单元的其他典型指标：调谐线性度 $\pm 0.1\%$ ，磁滞 0.1%，温度引起频漂 $0.01\%/^{\circ}\text{C}$ ，频率推变为 5 MHz/伏，当电压驻波比在所有相位上为 1.5:1 时牵引为 3 MHz。二次谐波低于基波 26 dB。8.0 ~ 12.5 GHz 和 12.0 ~ 18.0 GHz，单元亦具有上述同样的技术指标。

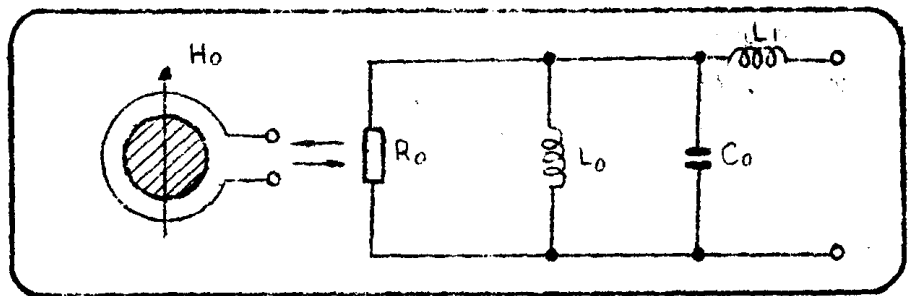


图 8 YIG 谐振器的等效电路

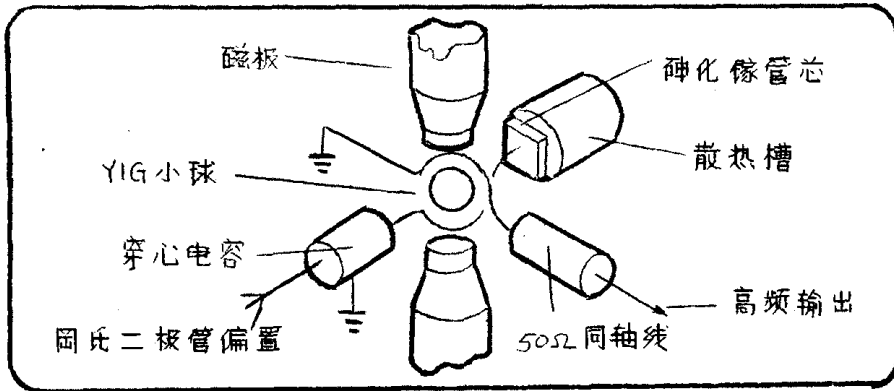


图 9 YIG调谐冈恩二极管振荡器基本部分

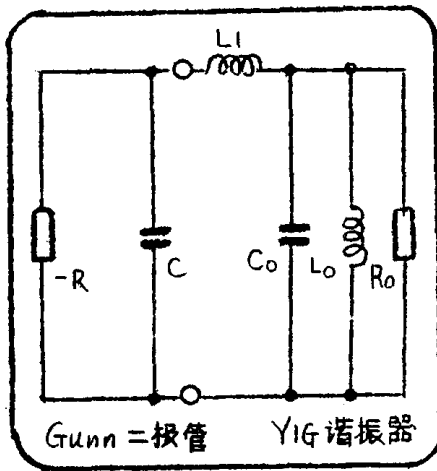


图 1.0 轻负载的YIG调谐冈恩二极管振荡器的简化等效电路

结论：

上述机械调谐和电调谐的固态信号源能在宽频带内产生中等微波功率。近来用这种振荡器作成的微波仪器，产生了重量轻，紧凑，可靠的新一代仪器。

展望未来，晶体管和冈氏管大功率的频率指标明显地将不断地得到改进，同时亦希望制造出大功率的器件。

参 考 资 料

1. Microwave Engineers Handbook 1971.
2. Draper D and Hamilton. C.H. "Transistor and Gunn Sources span the microwave spectrum" Marconi Instrumentation, August 1971.
3. Warner, F.L. and Herman, P. "Miniature X-band Gunn Oscillator with a Dielectric Tuning System". Electronics Letters 12, December 1966.
4. Uhlir A, "The potential of semiconductor diodes in high frequency communications." Proc. I.R.E., June 1958.
5. Hamilton, C.H. "Electronically tuned filter using p.i.n. diodes." Electronics Letters, 22, October 1970.
6. Kittel, C. "On the theory of ferromagnetic resonance absorption." Physics Review, January 1948.
7. Carter, P.S., Matthaei, G.L. and Getsinger, W.J. "Design criteria for microwave filters and coupling structures." Stanford Research Institute Report 2326, October 1959.
8. Chang, N.S., Hayamizu, I. and Matsuo, Y. "Y.I.G. tuned Gunn effect oscillator." Proc. I.E.E.E., September 1967.

(译自 Electronic Engineering Vol. 46 No.551.
Jan. 1974 p.p. 54-58.)

宽带带缓冲放大器的 1.8~4.2 GHz YIG 调谐晶体管振荡器

引 言

目前已有了最大振荡频率大于 7 GHz、参数精确的晶体管，这就有可能发展带宽大于一个倍频程的微波电调振荡器和宽带放大器。把这种器件用在薄膜微形电路上时，可以进行更复杂的设计和能在一块基体上得到多功能，下述的器件包括一只 YIG 调谐振荡器和一只宽带放大器，共做在一块 0.5×0.375 吋的兰宝石基体上。

YIG 谐振器

谐振器由一只掺铕的 YIG 小球组成，小球置放在一只耦合环的中心，将 YIG 小球的有效磁化系数关系式和耦合环电路方程式组合在一起，则耦合环终端阻抗可从下式获得：

$$Z_R = j\omega L_S + \frac{j\omega\mu_0 VK^2 \omega_0 \omega_m}{\omega_0^2 - \omega^2 + \frac{j\omega\omega_0}{Q}} \quad (1)$$

式中： L_S = 耦合环电感

μ_0 = 自由空间本征导磁率

V = YIG 小球体积

ω_0 = 铁磁谐振频率 = $\mu_0 \gamma H_0$

ω_m = $\mu_0 \gamma M_0$

γ = 旋磁比

H_0 = 所加直流磁场

M_0 = 饱和磁化强度

Q = YIG 小球空载 Q

K = 耦合系数 = $(d)^{-1}$ 用细线作耦合环时 K 为环直径 d 的倒数即 $(d)^{-1}$

从(1)式中很明显看出，等效电路为并联谐振 RLC 电路加一个串联电感，以小球和耦合环参数所表示的各项数值为：

$$R = \mu_0 VK^2 \omega_m Q \quad (2)$$

$$L = \frac{R}{Q \omega_0} \quad (3)$$

$$C = \frac{1}{\omega_0^2 L} \quad (4)$$

图1(a)所示是用来调谐振荡器的谐振器的尺寸。YIG小球是掺镱的，饱和磁化强度为400高斯，3GHz时的空载Q为750。应用(2)(3)和(4)式，可获得3GHz铁磁谐振频率的等效电路(图1(b))，其阻抗曲线如图1(c)所示，所测得的阻抗值(图1(d))和图1(c)曲线值相当一致。

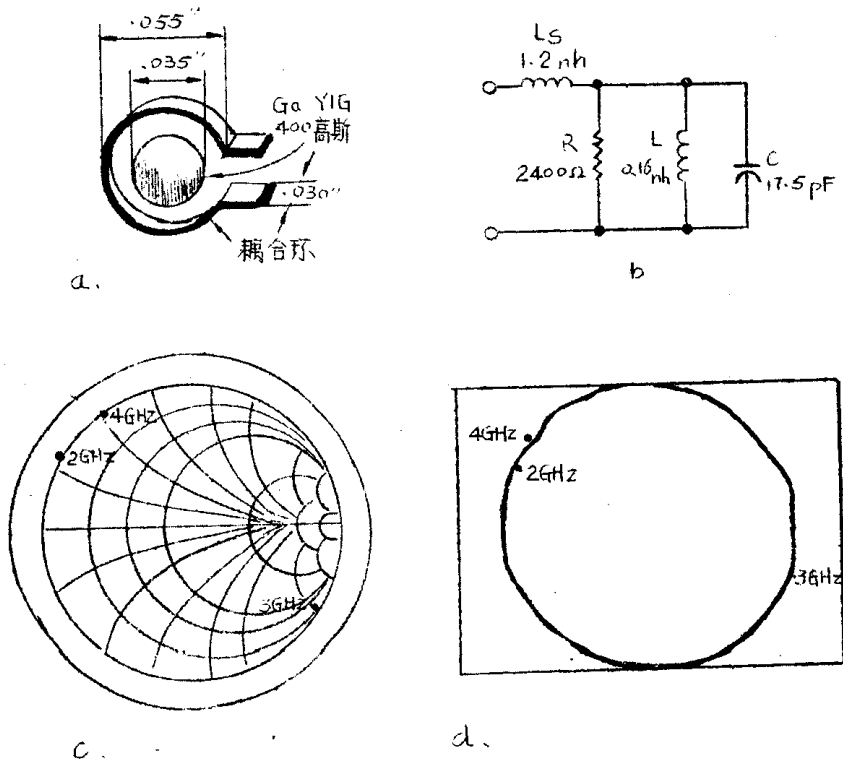


图1 YIG谐振器

- (a) 原理图 (b) 等效电路 (c) 计算的阻抗值
(d) 所测阻抗值振荡器和放大器设计

振荡器设计程序是以下列不稳定准则为基础：如 Γ_A 和 Γ_R 代表二个网络端处的反射系数，在某些频率中如下式成立将各端口连接在一起时就会有振荡产生：

$$|\Gamma_R| > |1/\Gamma_A| \quad (5)$$

和 $\text{Arg } \Gamma_R = -\text{Arg } \Gamma_A$

假定 Γ_R 为谐振电路（例如图 1 的 YIG 谐振器）的反射系数， Γ_A 为有源电路一端口的反射系数，于是(5)式意味着要产生振荡时， Γ_R 对频率的史密斯图的轨迹必须围绕 $(\Gamma_A)^{-1}$ 曲线。

最初的研究是企图得出一个在 1.8~4.2 GHz 反射系数能满足上述准则的晶体管和反馈装置。对这一研究来说，精确表征晶体管特性是重要的，所用方法是测试未装壳的晶体管管芯的三端口散射参数。用数字计算机从测得的数据中推导三组二端口 S 参数并计算包括各种反馈元件组合在内的各参数的新组值。对于现有的晶体管而言，有串联电感反馈的共基极结构是最佳装置，谐振电路与发射极耦合，输出功率从集电极取出。

为确定集电极负载的允许范围，要根据下列方程将负载反射系数 ρ 绘于发射极的反射系数的倒数图中：

$$(\Gamma_A)^{-1} = \frac{1 - S_{22} \rho}{S_{11} + \rho (S_{12} S_{21} - S_{11} S_{22})} \quad (6)$$

式中， S_{11} S_{12} S_{21} 和 S_{22} 为晶体管和电感反馈组合的散射参数。得出的图是双线的，所以 ρ 的等电阻和等电抗的等值曲线很容易绘制在 $(\Gamma_A)^{-1}$ 史密斯图上。满足振荡条件的 ρ 值仅仅是绘在同一图上的 Γ_R 轨迹内的那些值。图 2 示出了 2 和 4 GHz 的这些图，用的是 Hp 35800A 型晶体管，串联电感为 1.5 nH。Hp 35800A 为硅 NPN 器件，其最大振荡频率约为 7 GHz。阴影部份为允许的 ρ 值。

两级共发射极缓冲放大器的设计是按 Hp 35800A 的散射参数着手设计的。之所以选用这一器件是由于在 4.2 GHz 时它的最大可用增益值高（约 3 dB）。在共发射极结构中无条件稳定的情况下，计算(3)匹配负载和发生器同时都得到匹配的阻抗值。在级间和输出采用传输线匹配装置，达到在 4.2 GHz 时共轭匹配，并在低于该频率时有意使其失配。这样做是补偿随频率而降低的振荡级的输出功率。二节传输线网络使放大器输入阻抗变换到适应振荡器负载的范围内。

振荡器和放大器的电原理图示于图 3。