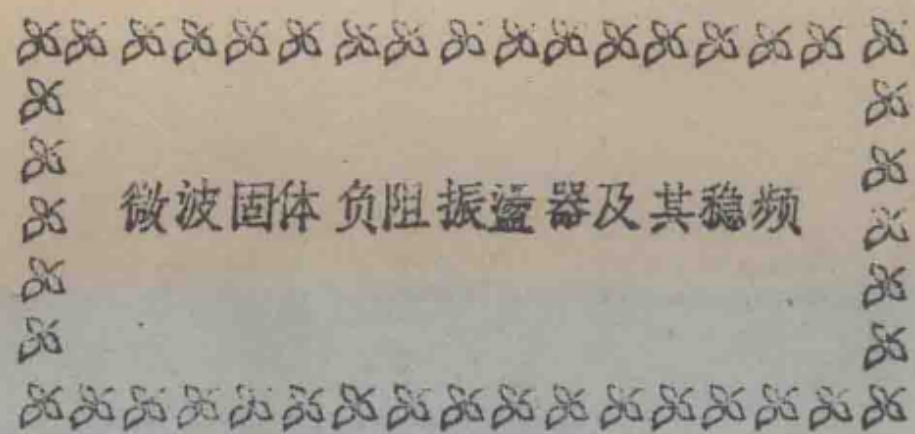




微波固体负阻振荡器及其稳频

郑兆翁 编

(上册)

西北电讯工程学院

一九七八年十月

序 言

毛主席为首的党中央一举粉碎了“四人帮”，生产力得到彻底解放，党中央作出了抓纲治国，拨乱反正的英明决策，制定了一系列政策和具体规划，领导全国人民为巩固无产阶级专政，实现工业、农业、国防和科学技术现代化奋勇进军。在八〇年我们要建成独立的比较完整的工业体系和国民经济体系，本世纪末要使我国国民经济走在世界前列，成为四个现代化的伟大的社会主义强国，实现伟大领袖和导师毛主席和周总理老委员长老一辈革命家的遗愿。

为了学习全国人民总动员的精神，我们立志要为祖国社会主义的四个现代化尽可能地贡献出自己的力量，那怕这力量是十分微薄的。因此在短乏的一年内，我们编写了“微波负阻振荡器及其频率”，关于这个课题编者还没看见过有如此写法的专门著作，可资科研和教学应用。而微波负阻振荡器，尤其是频率较宽度的信号源的研制，正是国内一项迫切任务。编者的愿望是通过这十章的讨论，能使我们对微波负阻振荡器及其频率稳定措施有较清晰的理解。

由于编者从事的工作和教学任务是关于电路设计方面的，对半导体器件的了解不多，所以对振荡器的设计讨论中以怎样设计电路结构作为重点，而对如何设计，改进有源器件来提高振荡器性能能谈的较少。

在第一章里讨论的是负阻振荡器的基本特性，主要讨论了。

① 噪声与输出信号的关系，阐明了输出信号是本底噪声的窄带选频放大，为了获得极高信噪比所需要的腔件及载波值。

② 从有源器件处看到的电路轨迹（尤其是有环情况下）对振荡的影响。

③ 噪声谱密度或频率不稳定性度的表征方式

第二章在阐明行畴器件的工作原理基础上，着重讨论了波导座的设计，变容管调谐的附加设计与温度补偿。

第三章在阐明崩越器件的工作原理基础上，着重讨论了它的电路结构，偏置电路不稳定的成因和稳定化措施。

第四章在阐明俘越器件和限累器件的工作原理基础上，着重讨论非正弦振荡电压波形振荡口的电路设计原则。

第五章着重讨论了腔控的一般原理，反射式腔控，带阻滤波口控频，和传输式腔控三种类型的理论与实际，从中可以看出它们的共性与个性。

第六章从注入锁定的基本理论入手，可以看出振荡口与功率放大口的差别与相似之处，对大信号注入的讨论同时提供了多口件组合振荡口的理论。

第七章讨论了锁相环路的最基本特性，它的是理解和设计环路锁相振荡口的基础。

第八章着重讨论了环路锁相振荡口的设计原则，和微波普通鉴相口的实际性能。

第九章在阐明取样技术的基础上，着重讨论了取样口的性能指标，和宽频带（到微波）取样口的各种型式和实际结构。

第十章着重讨论了取样控制的窄脉冲的形成原理和实际设计，取样锁相环的设计。

因此我们可以根据不同的稳定度指标，和能采用的口材，选择腔控，注入，还是环路锁相来控频，或者仅仅用温度补偿就可以了，并且正确地设计好微波振荡口本身。

由于编者水平不多，书中难免出现错误和缺点，望各位前辈和同志的指正。

目 录

第一章 负阻正弦振荡器的某些基本特性

- 1.1 负阻振荡器的简单模型
- 1.2 振荡器输出信号与噪声的关系
- 1.3 负阻正弦振荡器的通用模型与图解法
- 1.4 噪声性寄生振荡
- 1.5 振荡器输出噪声的频域研究
- 1.6 输出系统对信号的附加噪声
- 1.7 从时域研究振荡器的不稳定性

附录 频率不稳定性时域定义中的几种基本方差

第二章 行畴模转移电子振荡器

- 2.1 11型砷化镓的物理特性
- 2.2 行畴模转移电子器件的特性
- 2.3 行畴模转移电子器件的振荡形式
- 2.4 行畴模转移电子振荡器
- 2.5 波导座取代振荡器
- 2.6 波导座取代振荡器的进一步讨论
- 2.7 行畴模转移电子振荡器的电调
- 2.8 行畴模转移电子振荡器频率温度特性的稳定
- 2.9 行畴模转移电子振荡器的实际噪声

附录 微波振荡器噪声测量的一种方法

第三章 崩越二极管振荡器

- 3.1 崩越模二极管的工作原理与特性
- 3.2 里德结构二极管的近似定量分析

- 3.3 崩越模振荡口的噪声
- 3.4 崩越模振荡口的一种常用结构
- 3.5 偏置电路的不稳定性与负阻抗
- 3.6 偏置电路稳定化的措施
- 附录 里德式三崩二板管的噪声理论

第四章 高效模三崩振荡口与多效模转移电子振荡口

- 4.1 俘越模三崩口件的工作原理与特性
- 4.2 俘越模振荡口的时延触发电路模型
- 4.3 俘越模振荡口的集总参数电路模型
- 4.4 俘越模振荡口抽取二次谐波的电路
- 4.5 俘越模振荡的近似
- 4.6 转移电子口件多效工作的限累模
- 4.7 限累模转移电子振荡口电路

第五章 腔件振荡器

- 5.1 多Q谐振腔振荡的一般原理
- 5.2 反射式腔振荡器(上)
- 5.3 反射式腔振荡器(下)
- 5.4 频带反射式腔振荡器
- 5.5 装有带阻滤波口的腔振荡器
- 5.6 传输式腔振荡器(上)
- 5.7 传输式腔振荡器(下)
- 5.8 圆柱形多Q腔的设计考虑
- 5.9 典型圆柱形多Q腔示例
- 5.10 具有复合调谐机构的腔件频率稳定度

第一章

负阻正弦振荡器的某些基本特性

负阻微波正弦振荡器将直流能量转换成微波正弦波能量。它与放大器不同之处在于不一定需要输入信号，就有一定频率的和一定微波功率输出，本章将阐明振荡器实质上是对振荡电路中的起始白噪声的窄带选通放大器。输出信号的频率和功率由有源器件特性和无源电路特性共同确定，它们与电路参数、器件参数的关系式和解法将在本章阐述。由于振荡信号是和噪声紧密相关的，所以振荡器的噪声是本章讨论的主要问题之一，噪声与器件参数和电路参数的关系式将在本章中导引。

所谓负阻，代表一种从地提供功率的特殊元件，我们知当电流 i 流经电阻 R 时，电阻将耗散功率 $i^2 R$ ，相应地当电流 i 流经负阻 ($-R_D$) 时，负阻将提供出功率 $i^2 |-R_D|$ 。微波负阻的实现有以下几种常见方式：如通过利用器件伏安特性的负斜率区像隧道二极管，转移电子器件等；又如利用渡越时间效应与雪崩滞后效应，像雪崩微波管等。

1.1 负阻振荡器的简单模型

(图 1.1—1 附在本章后面)

一个负阻振荡器的微波结构示意图可以画成图 1.1—1a 那样子，相应的等效电路的简单模型则可表为图 1.1—1b。等效电路包括负载电阻 R_L ，串联的电感 L ，电容 C ，小的正电阻 R_i 表示腔件损耗，有源器件的非线性阻抗为 $-R_D + jX_D$ ， $e(t)$ 表示噪声或注入信号。

由等效电路按克希荷夫第一定律可得

$$L \frac{di}{dt} + (R_i + R_L)i + \frac{1}{C} \int i dt + U = e(t)$$

(1.1—1)

V 为跨在有源元件非线性阻抗 $-R_D + jX_D$ 的电压。上式的方程式表征了单振荡电路中电流与电压的基本关系。

当 $e(t) \rightarrow 0$ ，稳态情况下，电流如所期望的近似正弦，设为

$$i(t) \approx A \cos(\omega t + \varphi) \quad (1.1-2)$$

其中忽略了谐波成分。跨过元件的电压降则为

$$V = R_D A \cos(\omega t + \varphi) - X_D A \sin(\omega t + \varphi) \quad (1.1-3)$$

其中 R_D 和 X_D 通常是电流幅度 A 的函数，下节讨论中我们忽略 R_D 和 X_D 对频率的依赖性，这种忽略在所关心的频率范围内通常是可行的。

若考虑振荡电路中 $e(t)$ 的实际作用，一般来说则 $i(t)$ 不再为纯正弦，但是 $i(t)$ 相似于式 (1.1-2) 的波形，设为

$$i(t) = A(t) \cos[\omega t + \varphi(t)] \quad (1.1-4)$$

其中 $A(t)$ 和 $\varphi(t)$ 在振荡的一周 $T_0 (= \frac{2\pi}{\omega})$ 中没有可观的变化。上节的论述中假定 $e(t)$ 代表的是噪声，则 (1.1-4) 式有明确的物理意义。它说明噪声将造成振荡电流幅度随时间慢变化，相位也随时间慢变化，也就是形成调幅和调相。

在上述条件下

$$\frac{di}{dt} = -A(\omega + \frac{d\varphi}{dt}) \sin(\omega t + \varphi) + \frac{dA}{dt} \cos(\omega t + \varphi) \quad (1.1-5)$$

$$\int i dt \approx (\frac{A}{\omega} - \frac{A}{\omega^2} \frac{d\varphi}{dt}) \sin(\omega t + \varphi) + \frac{1}{\omega^2} \frac{dA}{dt} \cos(\omega t + \varphi) \quad (1.1-6)$$

若我们把 (1.1-3) 式中 A 和 φ 看成时间函数，该式仍然是正确的。则将 (1.1-2) 至 (1.1-6) 代入 (1.1-1)，乘以 $\cos(\omega t + \varphi)$ 或 $\sin(\omega t + \varphi)$ ，对时间积分从 $t - T_0$ 到 t ，其中 $T_0 = \frac{2\pi}{\omega}$ 是振荡周期，得到近似微分方程

$$(L + \frac{1}{\omega^2 C}) \frac{dA}{dt} + (R_i + R_L + R_D) A = \frac{2}{T_0} \int_{t-T_0}^t e(t) \cos(\omega t + \varphi) dt \quad (1.1-7)$$

$$(-\omega L + \frac{1}{\omega C} - X_D) - (L + \frac{1}{\omega^2 C}) \frac{d\phi}{dt} = \frac{2}{A T_0} \int_{t-T_0}^t e(t) \sin(\omega t + \phi) dt \quad (11-8)$$

推导中使用了正弦与余弦函数的正交关系。上两式分别阐明了振荡电路中振荡电流的振幅以及相角的方程式，它是一个重要的基本方程式。

上述推导中假设了输出端频率较高的谐波很小，因为 $e(t)$ 亦很小，它们的效率可能在原始方程 (11-1) 中有相同的量级，那么它们的影响是否也是不小的呢？上述对时间的积分结果解答了这个问题，因为基波和谐波成分是具有正交性，所以消除了频率较高的谐波的影响。

已获得的微分方程 (11-7) 与 (11-8)，它们的支配着 A 和 ϕ 的特性。下面让我们首先讨论 $e(t) \rightarrow 0$ 时自由振荡的稳态情况。当 $e(t) \rightarrow 0$ 则 $\frac{dA}{dt} \rightarrow 0$ ，由 (11-7) 可以得出

$$R_i + R_L = R_D \quad (11-9)$$

通常 R_D 是 A 的函数， R_D 在以后的章节里称之为器件有源电阻，一种可能的形状如图 11-2a 所示，从 (11-9) 式，电流的振幅由 R_D 与 $R_C = R_L + R_i$ 的交点确定，我们称 R_C 为电路无源电阻，我们还称交点处的振幅为 A_0 ，阻值为 R_0 。通常 $R_i \ll R_L$ ，所以 $R_0 \approx R_L$ 。

下面我们来讨论振荡的稳定性。

若以 $S R_0$ 表示 A_0 处 $\frac{\partial R_D}{\partial A}$ ，即 $S R_0 = A_0 \cdot \frac{\partial R_D}{\partial A} \bigg|_{A_0}$ 。如图 11-2 示，从而与 A_0 偏离很小的 ΔA ，我们有

$$R_C - R_D = \Delta R = \Delta R_D = \frac{\partial R_D}{\partial A} \bigg|_{A_0} \cdot \Delta A = S R_0 \frac{\Delta A}{A} \quad (11-10)$$

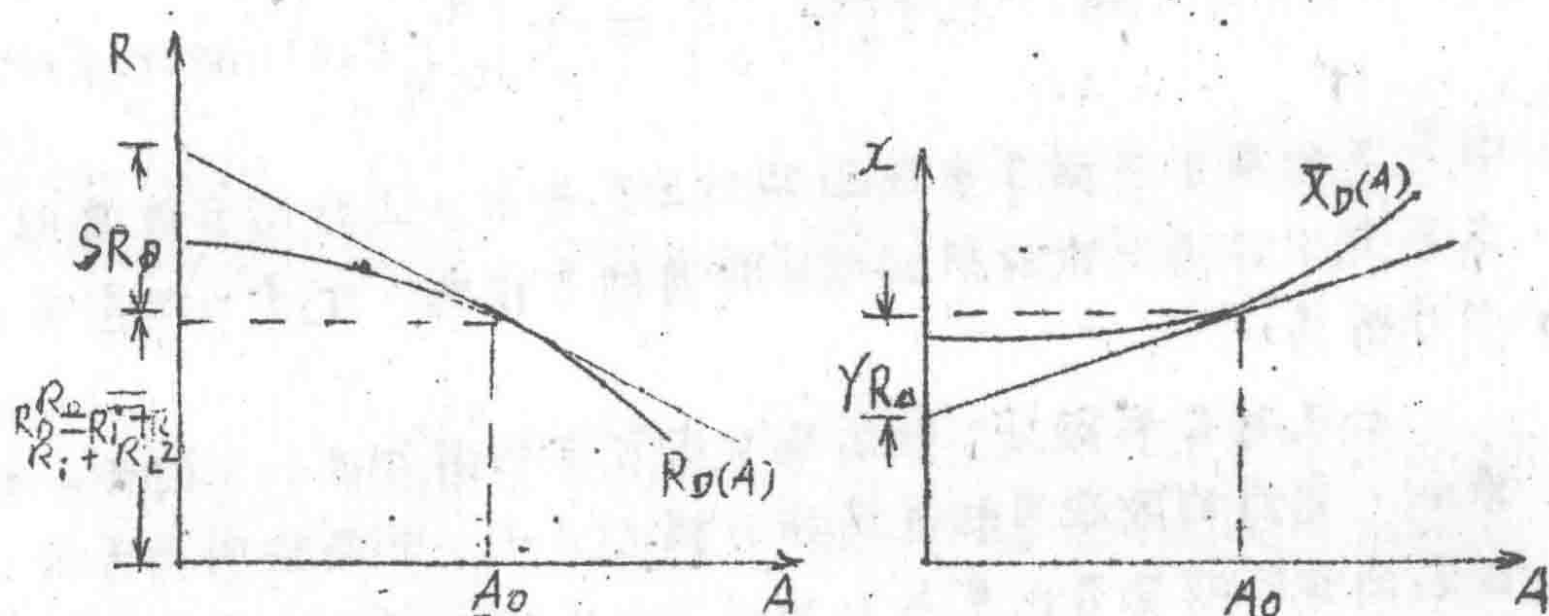
(a) R_D 作为 A 的函数(b) X_D 作为 A 的函数

图 1.1-2

在 A_0 的邻域，式 (1.1-7) 成为

$$\left(L + \frac{1}{\omega^2 C}\right) \frac{d\Delta A}{dt} + SR_0 \Delta A = 0$$

$t=0$ 时，假定 ΔA 不是等于 0，若 $S > 0$ ，则 $|\Delta A|$ 随时间衰减， A_0 表示一个稳定的工作点。如果是另一样 $S < 0$ ，则 $|\Delta A|$ 随时间不确定地增长，说明那样的点不能提供稳定工作。参照图 1.1-2a 可以表明：如果随着振荡电流的振幅 A 增大而负阻 R_D 的绝对值减小，则振荡是稳定的，否则是不稳定的。如此简单模型下稳定振荡的数学表达式还是要求

$$S > 0$$

$$(1.1-11)$$

稳态振荡频率由式 (1.1-8) 以及 $\frac{d\varphi}{dt} = 0$ 和 $e(t) \rightarrow 0$ 共同决定，得

$$X_D = \frac{1}{\omega C} - \omega L = -X_C$$

$$(1.1-12)$$

这里 X_C 表示电路无源电抗； X_D 表示四件有源电抗。假设 X_D 不大，振荡频率为

$$\omega_0' = \omega_0 \left[1 - \frac{1}{2Q_L} \left(\frac{X_D}{R_E} \right) \right] \quad (1.1-13)$$

$$\text{其中 } \omega_0 = 1/\sqrt{LC} ; \quad Q_L = \frac{\omega_0 L}{R_C} \quad (1.1-14)$$

当然 X_D 是 A 的函数，如图 1.1—2b 所示，必须用 $A = A_0$ 处的 X_D 值以得到振荡频率。可见振荡频率基本上由谐振腔决定， X_D 越小，腔的 Q_L 值越高，振荡频率偏离 ω_0 越小。

1.2 振荡电路输出纹波与噪声的关系

上一节已经指出由于电路中固有热噪声 $e(t)$ 的存在，振荡电流不是纯正弦，而且还需考虑到振荡器总是要应用电子元件的，它也存在热噪声，也必然涉及电流的散弹效应带来的问题，和内噪噪声的问题。电子元件中的热噪声与散弹噪声的频谱也是白色的，它们与外电路中噪声电压 $e(t)$ 的作用相当，将使振荡电流非正弦度增加，此类振荡过程的原始噪声，我们称它们为平流性噪声。

此外振荡过程中总会存在着一些其它的外界因素影响，如供电电流波纹，环境温度波动，外界电磁场干扰等，但是上述非随机的干扰是可以设法削弱到小于我们要求的程度；或者从振荡器的输出频谱中识别分离出来。因此我们下面集中深入地探讨随机噪声对振荡的影响，随机噪声是不是直观地迭加在振荡器输出纹波上而已呢？还是有更深入的形响呢？这是我们在本节要着手研究的问题。

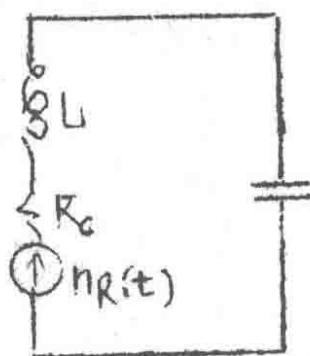
一、谐振电路中的噪声

我们来考查一个处于绝对温度 T° 之下的谐振腔的简单等效电路，示于图 1.2—1。首先看 C 两端，由于处在温度 T° 下，存在着各种性质的电压，设为 $U_C(t)$ 。根据众所周知的噪声统计统计法则，可以认为此电路中的噪声是热噪声流 $i_R(t)$ 产生的，它

的电动势仅仅与有耗元件 R_c 有关。噪声源谱是白色的，即噪声功率谱密度

$$S_R(\omega) = 4kTR_c \quad (1.2-1)$$

其中 k 是玻尔兹曼常数，由图 1.2-1 不难看出，从 $nR(t)$ 两端到 C 两端，电压传递函数为



$$K(p) = \frac{1/pC}{R_c + pL + 1/pC} = \frac{1}{1 + R_c^2 LC + pCR_c} \quad (1.2-2)$$

$$K(j\omega) = \frac{1}{1 - \omega^2 LC + j\omega CR_c} \quad (1.2-3)$$

因而在 C 两端的 $U_C(t)$ ，其功率谱密度为：

$$S_C(\omega) = |K(j\omega)|^2 S_R(\omega) = \frac{1}{|1 - \omega^2/\omega_0^2 + j\omega CR_c|^2} 4kTR_c \quad (1.2-4)$$

显然 $K = \frac{1}{1 - \omega^2/\omega_0^2 + j\omega CR_c}$ 是具有选通特性的，尤其是在振荡电路 Q_L

值 ($Q_L = \frac{1}{\omega CR_c}$) 很大 (例如大于 1000) 的情况下，它度集中在 $\omega_0 (= 1/\sqrt{LC})$ 附近，所以 $U_C(t)$ 是自噪声 $nR(t)$ 经此传递函数 K 后的选通窄带噪声，其功率谱密度函数为 $S_C(\omega)$ ，根据统计理论不难求出其均方值

$$\begin{aligned} \overline{U_C^2(t)} &= \int_0^\infty S_C(\omega) \frac{d\omega}{2\pi} \\ &= \int_0^\infty \frac{4kTR_c}{|1 - \omega^2/\omega_0^2 + j\omega CR_c|^2} \frac{d\omega}{2\pi} \\ &= \int_0^\infty \frac{4kTR_c}{\left[1 - \left(\frac{\omega_0 + \Delta\omega}{\omega_0}\right)^2\right]^2 + (\omega_0 + \Delta\omega)^2 C^2 R_c^2} \frac{d(\omega_0 + \Delta\omega)}{2\pi} \\ &\approx \int_{-100/Q_L}^{100/Q_L} \frac{4kTR_c \omega_0 / 4\pi}{\left(\frac{2\Delta\omega}{\omega_0}\right)^2 + \left(\frac{1}{Q_L}\right)^2} d\left(\frac{2\Delta\omega}{\omega_0}\right) \end{aligned}$$

$$= kTR_c \frac{\omega_0}{\pi} Q_L \left[\tan^{-1} \left(Q_L \cdot \frac{100}{Q_L} \right) - \tan^{-1} \left(Q_L \cdot \frac{-100}{Q_L} \right) \right]$$

$$= kTR_c \frac{\omega_0}{\pi} \frac{1}{\omega_0 CR_c} \cdot \pi$$

$$= \frac{kT}{C}$$

(1.2-5)

$C \overline{U_c^2(t)} = kT$, $C \overline{U_c^2(t)}$ 显然是在绝对温度 T° 下, 电容 C 具有的平均电场能量的两倍, 也就是在正弦振荡下电容 C 上的最大电场能量, 它正好等于有耗元件 R_c 的噪声可资功率 kT , 这是可以想像的。

从式(1.2-4)不难看出, 如果式中 $R_c \rightarrow 0$, 将有极为尖锐的传递选通特性, 这意味着电容 C 两端的功率谱愈来愈集中于 ω_0 的附近, 这就使 $U_c(t)$ 愈来愈逼近纯的正弦波, 理想情况下 $R_c \rightarrow 0$ 下, $U_c(t)$ 趋向于真正的纯正弦, 但是不论 R_c 为多少, $U_c(t)$ 的均方值恒为 kT/C , 其区别仅在于当 R_c 愈大, $U_c(t)$ 的谱象得愈开, 愈“不纯”, 而当 R_c 愈小, $U_c(t)$ 的谱愈集中愈“纯”, R_c 愈小意味着电路的 Q_L 值愈高。

二、负阻正弦振荡器的噪声特性

现在进入有耗微波振荡器的讨论。

由于上面讨论中, 已经阐明白噪声在电容 C 上的电场能量最大值仅为 kT , 显然如此小值是不便于提供给电子技术中使用的, 并且如果 R 不能趋于极小, C 上电压 $U_c(t)$ 的频谱也是不集中的。

为了得到更大的 $U_c(t)$ 有效值, 必须加有源器件, 由有源器件提供微波振荡的能量。这一效应即负阻效应。

有源器件的引入, 也必然带来附加噪声, 附加噪声可分为两个主要组成部分, 白噪声部分——热骚动效应和散弹效应的合成, 和内噪噪声部分。由于内噪噪声具有 $1/f$ 性质, 在微波频域其

功率谱密度很小，所以微波频域主要的是自噪声的影响，所以考虑振荡起伏的选通放大作用时，可以只考虑自噪声。有损耗件的自噪声下降，可以用工作条件下的等效噪声温度比 F_0 来表示，即令振荡电路的总实际自噪声增为外谐振电路噪声的 F_0 倍。

为分析选通放大作用的有损耗振荡器简化等效电路可画成图 1.2—2 的样子，当串入一个负阻 $-R_D$ 后，噪声沉到电容 C 两端的电压传递函数为

$$K(j\omega) = \frac{1}{(1 - \omega^2/\omega_0^2) + j\omega C(R_c - R_D)} \quad (1.2-6)$$

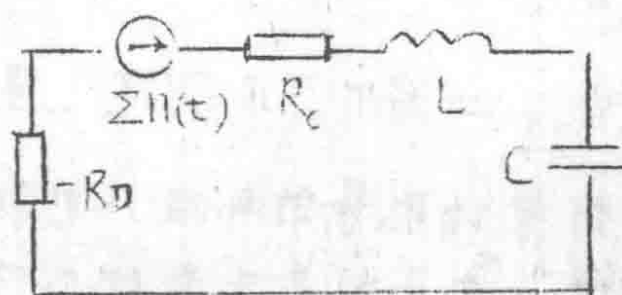


图 1.2—2 有损耗振荡器的简单等效电路

与式 (1.2—3) 相比，这里的 $(R_c - R_D)$ 代替了那里的 R_c 。

既然当电路中存在负阻时，整个系统将从负阻接收到从动性的功率，这样 1.2—2 中电容 C 两端的电压起伏 $U_C(t)$ 的均方值 $\overline{U_C^2(t)}$ 比热骚动值 $F_0 kT/C$ 大。此时

$$\begin{aligned} \overline{U_C^2(t)} &= \int_0^\infty S_C(\omega) \frac{d\omega}{2\pi} \\ &= \int_0^\infty S_R(\omega) |K(j\omega)|^2 \frac{d\omega}{2\pi} \\ &= \int_0^\infty \frac{F_0 4kTR_c}{|(1 - \omega^2/\omega_0^2) + j\omega C(R_c - R_D)|^2} \frac{d\omega}{2\pi} \\ &= \int_0^\infty \frac{F_0 4kTR_c}{(1 - \omega^2/\omega_0^2)^2 + \omega^2 C^2 (R_c - R_D)^2} \frac{d\omega}{2\pi} \\ &= \frac{F_0 kT}{C} \cdot \frac{R_c}{R_c - R_D} \quad (1.2-7) \end{aligned}$$

由上式可见，显然使 R_D 愈接近 R_c ，将可得到愈大的 $\overline{U_C^2(t)}$ 。

但是往往是由其它因素先决定了 $\overline{U_C^2(t)}$ ，即振荡能量，再决定负载 R_D 的，由 (1.2-7) 式

$$\frac{R_c}{R_c - R_D} = \frac{C \overline{U_C^2(t)}}{F_0 k T} = \frac{W_{EM}}{F_0 k T} \quad (1.2-8)$$

W_{EM} 为振荡的总电磁能。

$U_C(t)$ 的功率谱密度函数为

$$\begin{aligned} S_C(\omega) &= S_R(\omega) |K'(j\omega)|^2 \\ &= F_0 4 k T R_c \frac{1}{(1 - \omega^2/\omega_0^2) + \omega^2 C^2 (R_c - R_D)^2} \end{aligned} \quad (1.2-9)$$

这是一个单谐振特性函数。在 $\omega \approx \omega_0$ 的区域，上式的分母中的第一项是剧变项，分母的随 ω 变化基本上起沉于它，而分母中第二项在 $\omega \approx \omega_0$ 区域基本上是不变的，因而 $\omega_0 + \Delta\omega \approx \omega_0$ 的区域内有

$$S_C(\omega) \approx \frac{F_0 4 k T R_c}{\left(\frac{2\Delta\omega}{\omega_0}\right)^2 + \omega_0^2 C^2 (R_c - R_D)^2} \quad (1.2-10)$$

$S_C(\omega)$ 可以等效为一个有效品质因数是 Q_{ef} 的单谐振特性函数，则

$$Q_{ef} = \frac{1}{R_c - R_D} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (1.2-11)$$

而回路无有耗元件时品质因数为

$$Q_L = \frac{1}{R_c} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (1.2-12)$$

$$\therefore Q_{ef} = Q_L \frac{R_c}{R_c - R_D} = Q_L \frac{W_{EM}}{F_0 k T} \quad (1.2-13)$$

$S_C(\omega)$ 的散布程度也可用 $S_C(\omega)$ 曲线的半功率带宽 B_{SC} 来度量

$$B_{SC} = \frac{ab}{Q_{ef}} \quad (1.2-14)$$

現在我們定易地考定一下前已導出的几个物理量的數值。

設一个振荡回路输出功率 P_L 为 40 mW ，有耗品质因素 Q_L 为50，等效噪声温度 F_0 为1000，振荡频率 f_0 为 10 GHz ，温度 T 取 290°K ，（这是一个耿氏振荡器的典型状况），则振荡总电磁能

$$W_{EM} = Q_L P_L = 2(\text{W})$$

$$\frac{R_c - R_D}{R_c} = \frac{F_0 k T}{W_{EM}} = \frac{10^3 \times 1.38 \times 10^{-23} \times 290}{2} = 2 \times 10^{-18}$$

等效品质因数

$$Q_{ef} = Q_L \frac{W_{EM}}{F_0 k T} = 50 \times \frac{1}{2} \times 10^{18} = 2.5 \times 10^{19}$$

半功率点带宽

$$B_{SC} = \frac{\omega_0}{Q_{ef}} = 2\pi \times 10^{10} \times \frac{1}{2.5} \times 10^{-19} = 2.5 \times 10^{-9} (\text{Hz})$$

从上面的分析可以归结为：自激振荡器实质上是一个通常十分窄的选通放大器，这个十分窄的选通放大器，对本底白噪声进行窄带选通放大，所选通的输出即振荡器输出。因为其半功率带宽是 10^{-9} 量级(Hz)，所以完全可以看成一根谱线，而 $\frac{R_c - R_D}{R_c}$ 如此之小—— 10^{-18} 量级，所以我们作分析时完全可以近似认为 R_D 等于 R_c 。

上面的分析，着重阐明的是：振荡信号是噪声的选通放大。而没有说明输出中的噪声，因为输出中的噪声还有一些复杂的成因，由于有源器件的非线性，振荡回路中的内热噪声和白噪声都会对信号产生调频和调幅，这些关系将在本章第五节中讨论。

1.3 负阻振荡器的通用模型与图解法

一 通用模型

负阻振荡器的简单模型，虽然阐明了一些基本特性，但是由于太简化，不能解释微波负阻振荡器中所发生的许多现象，例如振荡不稳定性，突然的噪声增大，或者跳频等，所以必须进一步研究其通用模型。

一般微波负阻振荡器的略图如图1.3-1(a)所示，有源二极管表为 $-R_D + jX_D$ ，负载表为 Z_L ，二极管与负载之间方框表为一个多谐振电路。从有源二极管处看去，在外电路能表为 $Z_c(\omega)$ ，它和 $-R_D + jX_D$ 的串联，得出振荡器的等效电路，如图1.3-1(b)所示，其中 $e(t)$ 表示噪声或者注入纹号电压。

仍令通过有源二极管的电流为

$$i(t) = A \cos(\omega t + \phi) \quad (1.3-1)$$

其中 A 和 ϕ 假定随时缓慢变化，从开始我们就忽略多次谐波的影响，它们在以后在一个振荡周期取平均时将消失，跨有源二极管的电压降为

$$V = -R_D A \cos(\omega t + \phi) - X_D A \sin(\omega t + \phi) \quad (1.3-2)$$

其中 R_D 和 X_D 是电流幅度 A 的函数，下面讨论中我们忽略 R_D 和 X_D 对频率的依赖性，这在我们关心的频率范围内常是可以的。而且假定 X_D 的幅度很小，在将有源二极管电抗中大的不变成分集中到 $Z_c(\omega)$ 中去后，这假定也是通常能够成立。

为了计算跨 $Z_c(\omega)$ 的电压降，写出时变电流 $i(t)$ 的一阶导数，为

$$\begin{aligned} \frac{di}{dt} &= -A \left(\omega + \frac{d\phi}{dt} \right) \sin(\omega t + \phi) + \frac{dA}{dt} \cos(\omega t + \phi) \\ &= \operatorname{Re} \left\{ \left[j \left(\omega + \frac{d\phi}{dt} \right) + \frac{1}{A} \frac{dA}{dt} \right] A e^{j(\omega t + \phi)} \right\} \end{aligned}$$

其 n 阶导数的一级近似为

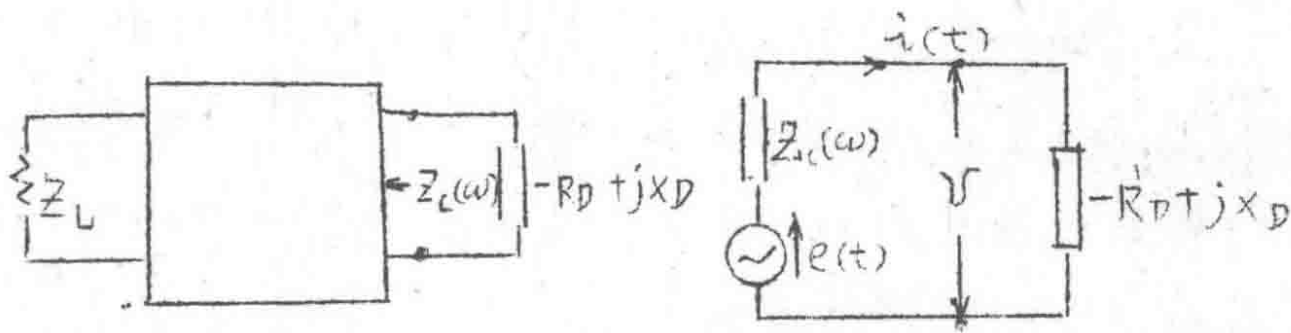
$$\frac{d^n i}{dt^n} \approx \operatorname{Re} \left\{ \left[j\left(\omega + \frac{d\phi}{dt}\right) + \frac{1}{A} \frac{dA}{dt} \right]^n A e^{j(\omega t + \phi)} \right\}$$

按交流电路理论, 对时间 t 求导相应于乘以 $j\omega$, 如此在每处将 ω 代替为 $\omega + \frac{d\phi}{dt} - j\frac{1}{A} \frac{dA}{dt}$, 那么 $\operatorname{Re}\{Z_c I\}$ 将给出要求的电压降, 其中 I 是对 $i(t)$ 的表示, $I = A e^{j(\omega t + \phi)}$, 假定 $\frac{d\phi}{dt} \ll \omega$ 和 $\frac{1}{A} \frac{dA}{dt} \ll \omega$, 则有

$$\begin{aligned} Z_c\left(\omega + \frac{d\phi}{dt} - j\frac{1}{A} \frac{dA}{dt}\right) &\approx Z_c(\omega) + \frac{dZ_c(\omega)}{d\omega} \left(\frac{d\phi}{dt} - j\frac{1}{A} \frac{dA}{dt}\right) \\ &= R_c(\omega) + jX_c(\omega) + [R'_c(\omega) + jX'_c(\omega)] \left(\frac{d\phi}{dt} - j\frac{1}{A} \frac{dA}{dt}\right) \end{aligned} \quad (1.3-3)$$

其中 $R_c(\omega) = \operatorname{Re} Z_c(\omega)$; $X_c(\omega) = \operatorname{Im} Z_c(\omega)$, 上标 " ' " 表示对 ω 求导, 使用上述近似得

$$\begin{aligned} \operatorname{Re}\{Z_c I\} &= [R_c(\omega) + R'_c(\omega) \frac{d\phi}{dt} + X'_c(\omega) \frac{1}{A} \frac{dA}{dt}] A \cos(\omega t + \phi) \\ &\quad - [X_c(\omega) + X'_c(\omega) \frac{d\phi}{dt} - R'_c(\omega) \frac{1}{A} \frac{dA}{dt}] A \sin(\omega t + \phi) \end{aligned}$$



(a) 振荡口的略图

(b) 振荡口的等效电路

图 1.3-1