

7.2 调频信号的产生

产生调频信号的电路叫做调频器，对它有四个主要要求：

- 已调波的瞬时频率与调制信号成比例变化，这是基本要求。
- 未调制时的载波频率，即已调波的中心频率具有一定的稳定度（视应用场合不同而有不同的要求）。
- 最大频移与调制频率无关。
- 无寄生调幅或寄生调幅尽可能小。

实现频率调制的方式有两种：

一是直接调频，二是间接调频。

7.2.1 直接调频方法

根据调频信号的瞬时频率随调制信号成线性变化这一基本特性，可以将调制信号作为压控振荡器的控制电压，使压控振荡器的振荡频率随调制信号线性变化，压控振荡器的中心频率即为载波频率。调制信号控制LC振荡电路中的电感或电容，改变输出信号的频率。一般采用电压控制型的变容二极管。

7.2.2 间接调频方法

根据调频与调相的内在联系，将调制信号积分后再对载波进行调相，即可得到调频信号，如图7.2.1所示。

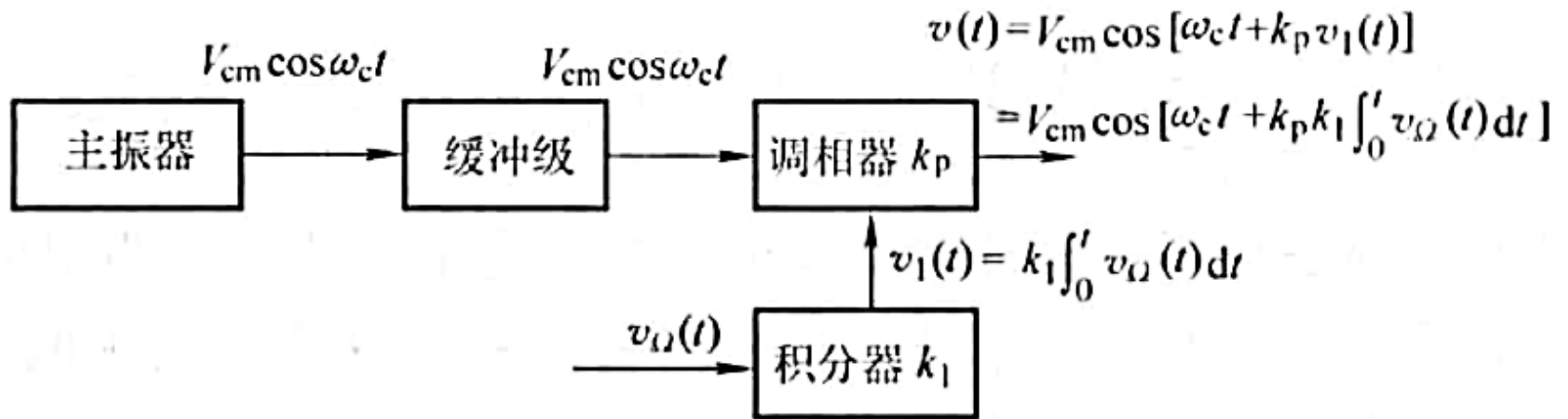


图7.2.1 间接调频框图

$$v(t) = V_{cm} \cos[\omega_c t + k_p v_1(t)] = V_{cm} \cos[\omega_c t + k_p k_1 \int_0^t v_\Omega(t) dt]$$

对于 $v_\Omega(t)$ 来讲，上式就是调频波的数学表达式。当

$v_{\Omega}(t) = V_{\Omega m} \cos \Omega t$ 时，上式可以表示为

$$v(t) = V_{cm} \cos[\omega_c t + k_p k_1 \frac{V_{\Omega m}}{\Omega} \sin \Omega t] = V_{cm} \cos[\omega_c t + M_f \sin \Omega t]$$

式中 $M_f = k_p k_1 \frac{V_{\Omega m}}{\Omega} = \frac{\Delta \omega_m}{\Omega} \quad \Delta \omega_m = k_p k_1 V_{\Omega m}$

由上式可见，调相器的作用是产生线性控制的附加相移

$\Delta \phi(t)$ ，它是实现间接调频的关键。

7.2.3 调频电路的主要性能指标

1、 调频特性

(曲线)：调频特性(曲线)是描述调频电路的基本特性。是输出信号的瞬时频率偏移 $\Delta f(t)$

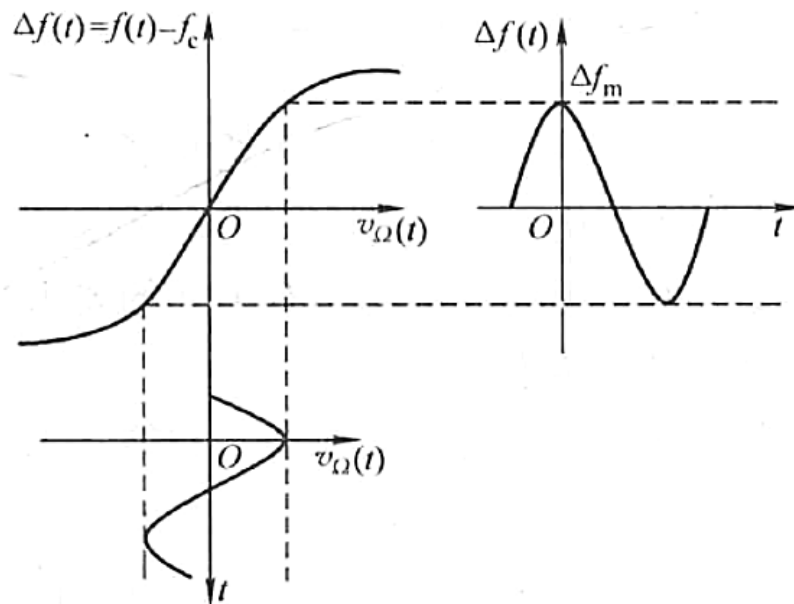


图 7.2.2 调频特性曲线

随调制电压 $v_{\Omega}(t)$ 变化关系的特性，如图7.2.2所示。

2. 调频灵敏度：单位调制电压的变化产生的频偏，
定义为

$$\frac{k_f}{2\pi U} S_f = \left. \frac{d(\Delta f)}{d\nu_\Omega} \right|_{\nu_\Omega=0} \quad (\text{线性范围内}) \quad (\text{Hz/V})$$

显然， S_f 越大，调制信号对瞬时频率的控制能力越强。

3. 最大线性频偏：实际电路的调频特性是非线性的，其中线性部分是能够实现的最大频偏。

对于调制特性的非线性，由余弦调制电压产生的 $\Delta f(t)$ 为非余弦形式，它的傅立叶级数展开式为

$$\Delta f(t) = \Delta f_0 + \Delta f_{m1} \cos \Omega t + \Delta f_{m2} \cos 2\Omega t + \dots$$

式中 $\Delta f_0 = f_0 - f_c$ 为 $\Delta f(t)$ 的平均分量，表示调频信号的中心频率由 f_c 偏离到 f_0 ，称为中心频率偏离量。

评价调频特性非线性的非线性失真系数定义为

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \Delta f_{mn}^2}}{\Delta f_{m1}}$$

4. 载频稳定度和准确度:

调频电路的载频（中心频率）稳定性和准确度是保证接收机能够正常接受而且不会造成邻近信道互相干扰的重要保证，实际是振荡器的稳定性和准确度。

7.3 直接调频电路

7.3.1 变容二极管直接调频电路

一、变容二极管的特性

变容二极管的符号和结电容

C_j 随外加偏压 U 变化的关系如

图7.3.1所示，其表达式为

$$C_j = \frac{C_j(0)}{(1 - U/V_B)^n}$$

式中： U 为加到变容管两端的电压；

V_B 变容管的势垒电位差（锗管为0.2V，硅管为0.6V）；

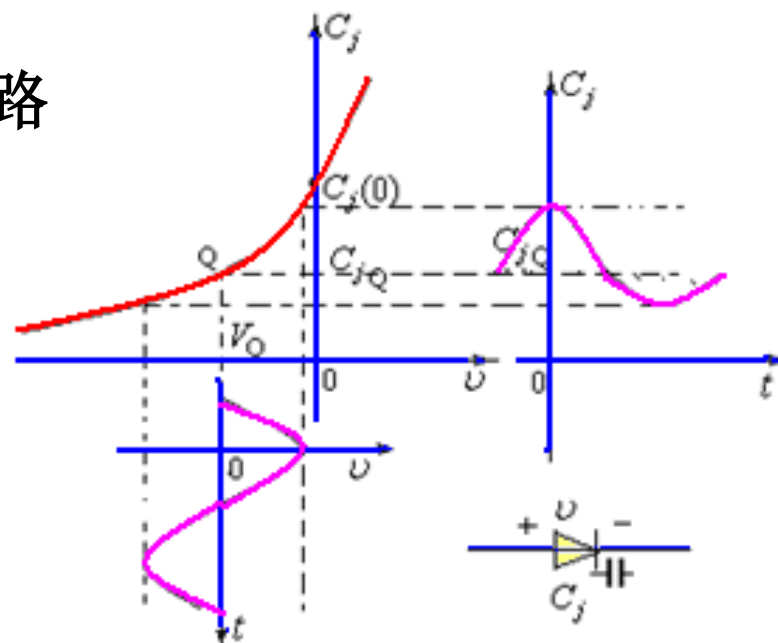


图 7.3.1 变容二极管结电容 C_j 随外加电压 U 变化的特性

n : 变容管的变容指数, 与PN结的结构有关,
其值为 $\frac{1}{3} \sim 6$ 。

$C_j(0)$ 当加到变容管两端的电压 $v=0$ 时的结电容;

为了保证变容管在调制信号电压变化范围内保持反偏, 必须外加反偏工作点电压 $-V_Q$, 所以加在变容管上的总电压为

$$v = -(V_Q + v_\Omega) \quad \text{且} \quad |v_\Omega| < V_Q$$

当 $v = -[V_Q + v_\Omega(t)] = -[V_Q + V_{\Omega m} \cos \Omega t]$ 时,

$$C_j = \frac{C_j(0)}{(1 + \frac{V_Q + v_\Omega}{V_B})^n} = \frac{C_{jQ}}{(1 + m \cos \Omega t)^n}$$

$$\text{式中 } C_{jQ} = \frac{C_j(0)}{(1 + \frac{V_Q}{V_B})^n} \quad m = \frac{V_{\Omega m}}{V_Q + V_B}$$

其中 C_{jQ} 为加在变容管两端的电压 $v = -V_Q$ (即 $v_\Omega = 0$)

时变容管的结电容, 即静态工作点处的结电容,

m 表示结电容调制深度的调制指数。

二、变容二极管作为振荡回路总电容的直接调频电路

图7.3.2 (a) 所示电路为LC
正弦波振荡器中的谐振回路。

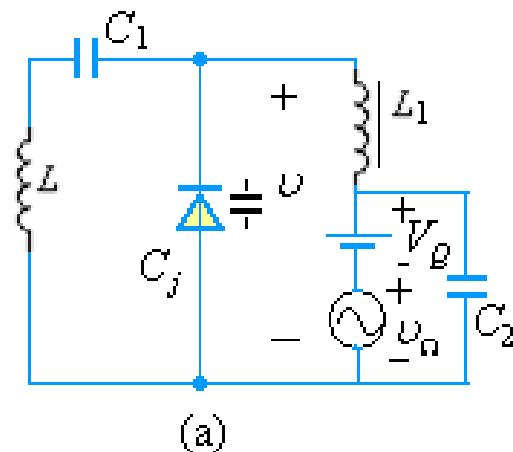
1、各元件的作用：

L_1 为高频扼流圈，对高频感抗很大，
接近开路，而对直流和调制频率则接近短路；

C_2 是高频滤波电容，对高频容抗很小接近短路，而
对调制频率的容抗很大，接近开路。

两个电容的性质是一致的

C_1 为隔直电容，作用是保证 V_Q 和 $v_\Omega(t)$ 能有效地加到变容管上，而不被L短路，因此要求 C_1 对高频接近短路，而对调制频率接近开路。



2、高频等效电路

(b) 图所示为等效电路。 C_j 为变容二极管的结电容。

3、变容二极管的控制电路

图 (c) 为变容二极管的控制电路。

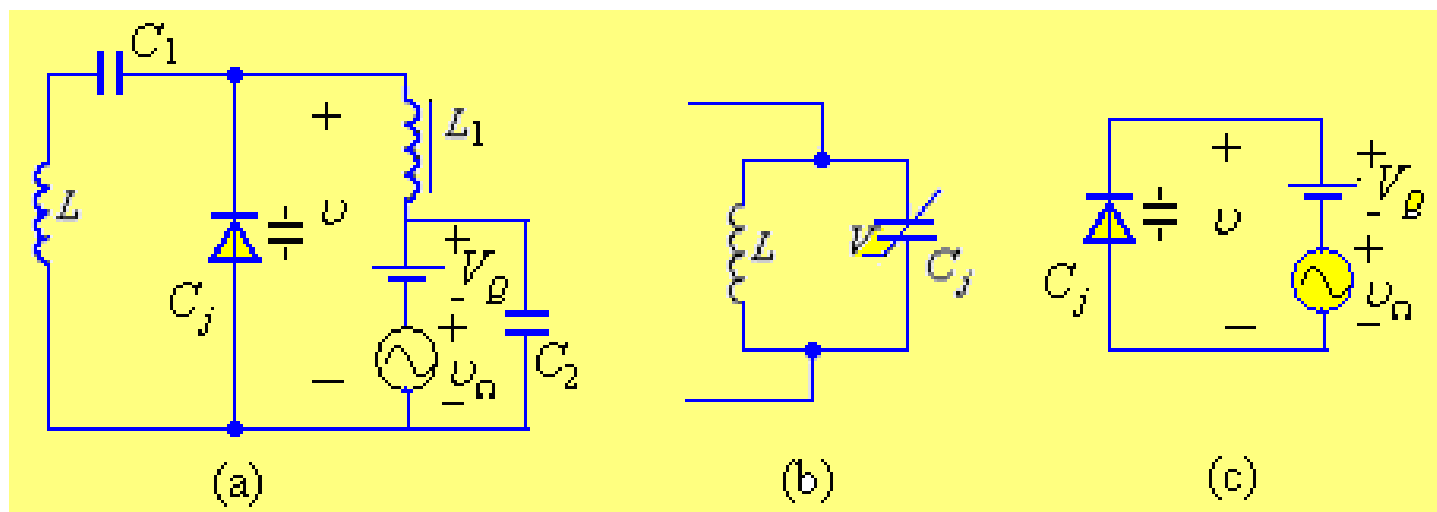


图7.3.2 变容二极管作为回路总电容的直接调频原理电路

4、调频原理分析

由于振荡回路中仅包含一个电感L和一个变容二极管等效电容 C_j ，在单频调制信号 $v_{\Omega}(t) = V_{\Omega m} \cos \Omega t$ 的作用下回路振荡角频率，即调频特性方程为

$$\omega_{osc}(t) = \frac{1}{\sqrt{LC_j}} = \frac{1}{\sqrt{\frac{LC_{jQ}}{(1+m \cos \Omega t)^n}}} = \omega_c (1+m \cos \Omega t)^{\frac{n}{2}}$$

式中 $\omega_c = \frac{1}{\sqrt{LC_{jQ}}}$ 为 $v_{\Omega} = 0$ 时的振荡角频率，即调频电路

中心角频率（载波角频率），其值由 V_Q 控制。

由上式可以看出，当变容二极管变容指数 $n=2$ 时

$$\omega_{osc}(t) = \omega_c(1 + m \cos \Omega t) = \omega_c + \frac{\omega_c}{V_B + V_Q} v_\Omega = \omega_c + \Delta\omega(t)$$

角频偏 $\Delta\omega(t) = \frac{\omega_c}{V_B + V_Q} v_\Omega \propto v_\Omega$ 实现了线性调频。

当 $n \neq 2$ 时，若 m 足够小，

$$\text{令 } x = m \cos \Omega t = \frac{v_\Omega}{V_B + V_Q} \quad x \leq 1$$

称为归一化调制信号电压，则调频特性方程可改写为：

$$\omega(x) = \omega_c (1 + x)^{\frac{n}{2}}$$

将上式展开为泰勒级数，得到

$$\omega_{osc}(t) = \omega_c \left[1 + \frac{n}{2}x + \frac{1}{2!} \frac{n}{2} \left(\frac{n}{2} - 1 \right) x^2 + \frac{1}{3!} \left(\frac{n}{2} - 1 \right) \left(\frac{n}{2} - 2 \right) x^3 + \cdots \right]$$

由于 $x < 1$ ，式中三次方以上的项可以忽略，并将

$x = m \cos \Omega t$ 代入，可近似为

$$\omega_{osc}(t) \approx \omega_c \left[1 + \frac{1}{2} nm \cos \Omega t + \frac{n}{4} \left(\frac{n}{2} - 1 \right) m^2 \cos^2 \Omega t \right]$$

由该式可得到调频波的线性角频偏为：

$$\Delta\omega(t) = \frac{nm\omega_c}{2} \cos \Omega t = \frac{n\omega_c}{2(V_B + V_Q)} V_{\Omega m} \cos \Omega t = \frac{n\omega_c}{2(V_B + V_Q)} v_{\Omega}$$

最大线性角频偏 $\Delta\omega_m = \frac{nm\omega_c}{2}$

或相对最大线性角频偏 $\frac{\Delta\omega_m}{\omega_c} = \frac{nm}{2}$

调频灵敏度 $S_f = \frac{\Delta f_m}{V_{\Omega m}} = \frac{nf_c}{2(V_B + V_Q)} \quad (\text{Hz/V})$

二次谐波失真分量的最大角频偏

$$\Delta\omega_{2m} = \frac{n}{8} \left(\frac{n}{2} - 1 \right) m^2 \omega_c$$

中心频率偏离量 $\Delta\omega_c = \frac{n}{8} \left(\frac{n}{2} - 1 \right) m^2 \omega_c$

相应地，调频波的二次谐波失真系数为

$$k_{f2} = \left| \frac{\Delta\omega_{2m}}{\Delta\omega_m} \right| \approx \left| \frac{m}{4} \left(\frac{n}{2} - 1 \right) \right|$$

中心角频率的相对偏离值 $\frac{\Delta\omega_c}{\omega_c} \approx \frac{n}{8} \left(\frac{n}{2} - 1 \right) m^2$

通过上面的分析知：当 n 一定，即变容管选定后，相对最大线性角频偏 $\frac{\Delta\omega_m}{\omega_c}$ 与 m 成正比。增大 m 可以增大 $\frac{\Delta\omega_m}{\omega_c}$ ，但同时也增大了非线性失真系数 k_{f2} 和中心角频率的相对偏离值 $\frac{\Delta\omega_c}{\omega_c}$ 。

或者说，调频波能够达到的最大相对角频偏受非线性失真和中心频率相对偏离值的限制。

调频波的相对角频偏与 m 成正比，也即与 $V_{\Omega m}$ 成正比是直接调频电路的一个重要特性。

当 m 选定，即调频波的相对角频偏一定时，提高 ω_c 可以增大调频波的最大角频偏 $\Delta\omega_m$

在实际的调频电路中，组成振荡回路的变容管，加在其上的电压除了 V_Q 和 V_Ω 外，还必然同时作用着由振荡器产生的高频振荡电压，如图7.3.3所示，该高频波形会影响变容管的电容值随调制信号变化的规律，而且还会影响振荡幅度和频率稳定度等性能。因此，为了减少高频振荡对变容管的不良影响，在实际电路中，总是力求减少加到变容管上的高频电压。

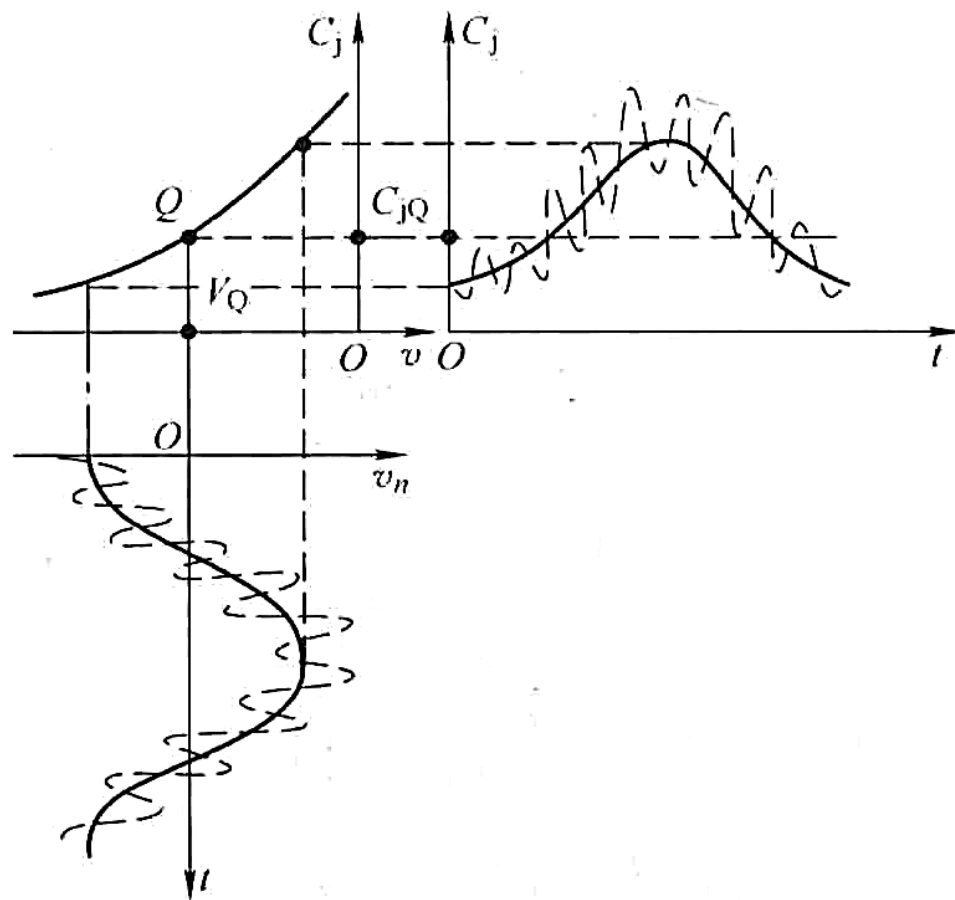


图 7.3.3 变容二极管结电容随高频电压变化的特性

- 变容管作为振荡回路总电容时，最大优点是调制信号对振荡频率的调变能力很强，即调频灵敏度高，较小的 m 值就能产生较大的相对频偏。但同时，因温度、电源等外界因素变化引起 V_Q 变化时，造成载波频率的不稳定性也必然相对增大。而且高频振荡电压全部加到了变容管上。为了克服这些缺点，在直接调频LC正弦振荡电路中，一般采用变容管部分接入的振荡电路。

三、变容二极管作为振荡回路部分电容的直接调频电路

为了提高直接调频电路中心频率的稳定性和调制线性，在直接调频的LC正弦振荡电路中，一般都采用图7.3.4所示的变容管部分接入的振荡回路。图中回路总电容为

$$C_{\Sigma} = C_1 + \frac{C_2 C_j}{C_2 + C_j}$$

将式 $C_j = \frac{C_{jQ}}{(1 + m \cos \Omega t)^n}$

代入，可以得到单频率调制时，回路总电容随 $v_{\Omega}(t)$ 变化关系为

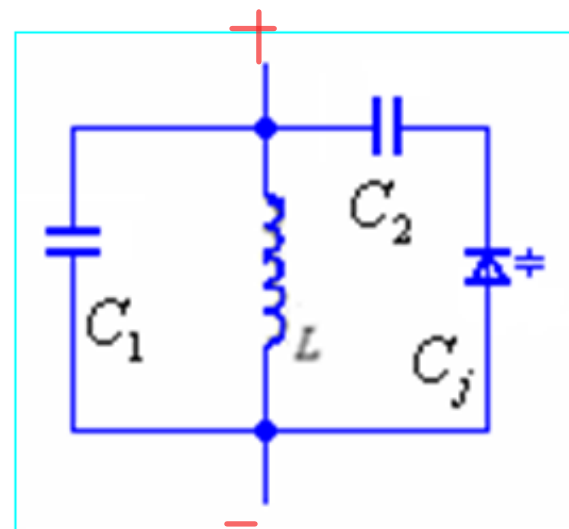


图 7.3.4 变容二极管作为振荡回路部分电容的原理电路

$$C_{\Sigma} = C_1 + \frac{C_2 C_{jQ}}{C_2 (1 + m \cos \Omega t)^n + C_{jQ}} = C_1 + \frac{C_2 C_{jQ}}{C_2 (1 + x)^n + C_{jQ}}$$

相应的调频特性方程为

$$\omega_{osc}(x) = \frac{1}{\sqrt{LC_{\Sigma}}} = \frac{1}{\sqrt{L(C_1 + \frac{C_2 C_{jQ}}{C_2 (1 + x)^n + C_{jQ}})}}$$

- 很明显，由于变容管仅是回路总电容的一部分，因而调制信号对振荡频率的调变能力必将比变容管全部接入振荡回路时小。

对C的改变能力
- 如果将回路总电容看作一个等效的变容管，那么它的等效变容指数 n 必将小于变容管的变容指数。因此，为了实现线性调频，必须选用 n 大于2的变容管，同时还应正确选择 C_1 和 C_2 的大小。
- 在实际电路中，一般 C_2 取值较大，约几十皮法至几百皮法，而 C_1 取值较小，约为几皮法至几十皮法。

C_1 和 C_2 对调制特性的影响，如图7.3.5所示。

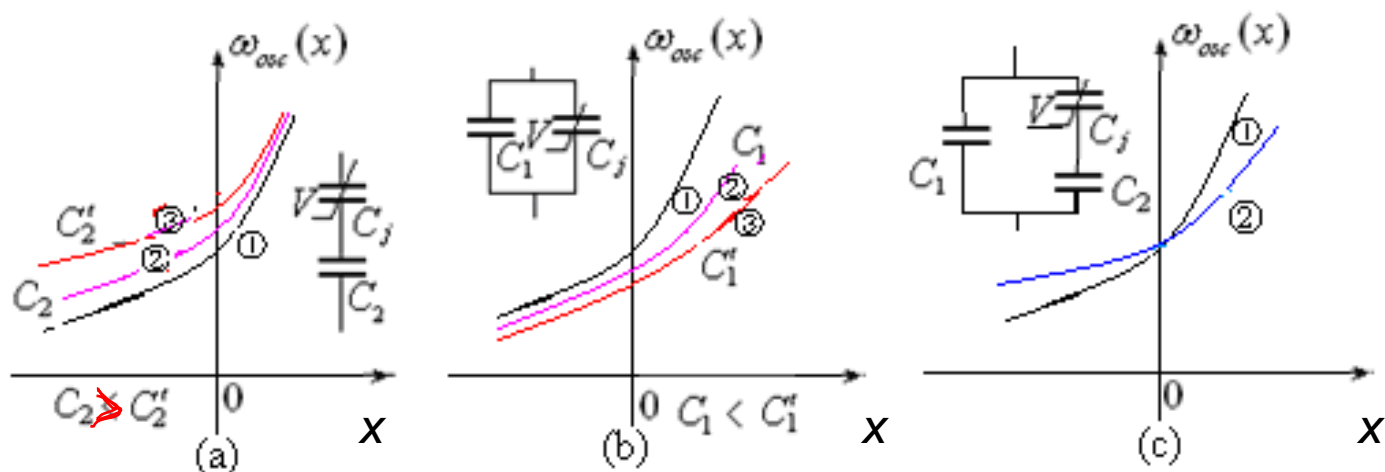


图7.3.5 电容 C_1 、 C_2 对调频电路调制特性的影响

C_2 的接入主要改善低频区的调制特性曲线。如图(a)中曲线②、③所示。

C_1 的接入主要改善高频区的调制特性曲线。如图(b)中曲线②、③所示。

- 在实际振荡电路中，一般 C_2 取值较大，而 C_1 取值较小。前者的接入使 C_Σ 减小，振荡频率增高；而后者的接入使 C_Σ 增大，振荡频率降低。但是，振荡频率增高和降低的程度取决于它们与 C_j 的相对大小。
- 为了便于说明该问题，图7.3.5（a）和图7.3.5（b）分别画出了变容管选定后 C_1 断开、 C_2 为不同值，和 C_2 短接、 C_1 为不同值时的振荡角频率随 x 的变化曲线。由图可见， C_2 主要影响低频区的调制特性曲线，而 C_1 主要影响高频区的调频特性曲线。原因是：振荡频率越低，相应的 C_j 越大， C_2 使 C_Σ 的减小程度（即振荡频率的提高程度）就越大，而 C_1 使 C_Σ 的增大程度（即振荡频率的降低程度）则越小。反之，振荡频率越高，相应的 C_j 越小， C_2 使 C_Σ 减小得就越少，而 C_1 使 C_Σ 增大得就越多。
- 综上：在采用变容管部分接入振荡回路的直接调频电路中，选用 $n>2$ 的变容管，并反复调节 C_1 、 C_2 和 V_Q 值，就能在一定的调制电压变化范围内获得接近线性的调频特性曲线，而且其载波频率等于所要求的数值。

当 C_1 、 C_2 确定后，根据调制特性方程可以求出变容管部分接入时直接调频电路提供的最大角频偏为

$$\Delta\omega_m = \frac{n}{2} \frac{m\omega_c}{p}$$

式中
$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{L(C_1 + \frac{C_2 C_{jQ}}{C_2 + C_{jQ}})}}$$

$$p = (1 + p_1)(1 + p_2 + p_1 p_2)$$

其中
$$p_1 = \frac{C_{jQ}}{C_2} \quad p_2 = \frac{C_1}{C_{jQ}}$$

$$\text{调频灵敏度 } S_f = \frac{\Delta f_m}{V_{\Omega m}} = \frac{nf_c}{2(V_B + V_Q)p}$$

调频灵敏度 S_f 比变容管全部接入时的直接调频电路减小了 p 倍。

虽然调制灵敏度 S_f 和最大角频偏 $\Delta\omega_m$ 减小了 p 倍，但因温度、电源等因素的变化引起 V_Q 不稳定，而造成的载波频率的变化也 对变容管的影响等比减小 同样减小到 $1/p$ ，即载波频率的稳定性提高了 p 倍。同时，加到变容管上的高频振荡电压振幅也相应减小，这对于减小调制失真非常有利。

四、电路实例分析

图5.3.6 (a) 是中心频率为 140 MHz 的变容管直接调频电路，用在卫星通信地面站调频发射机中。

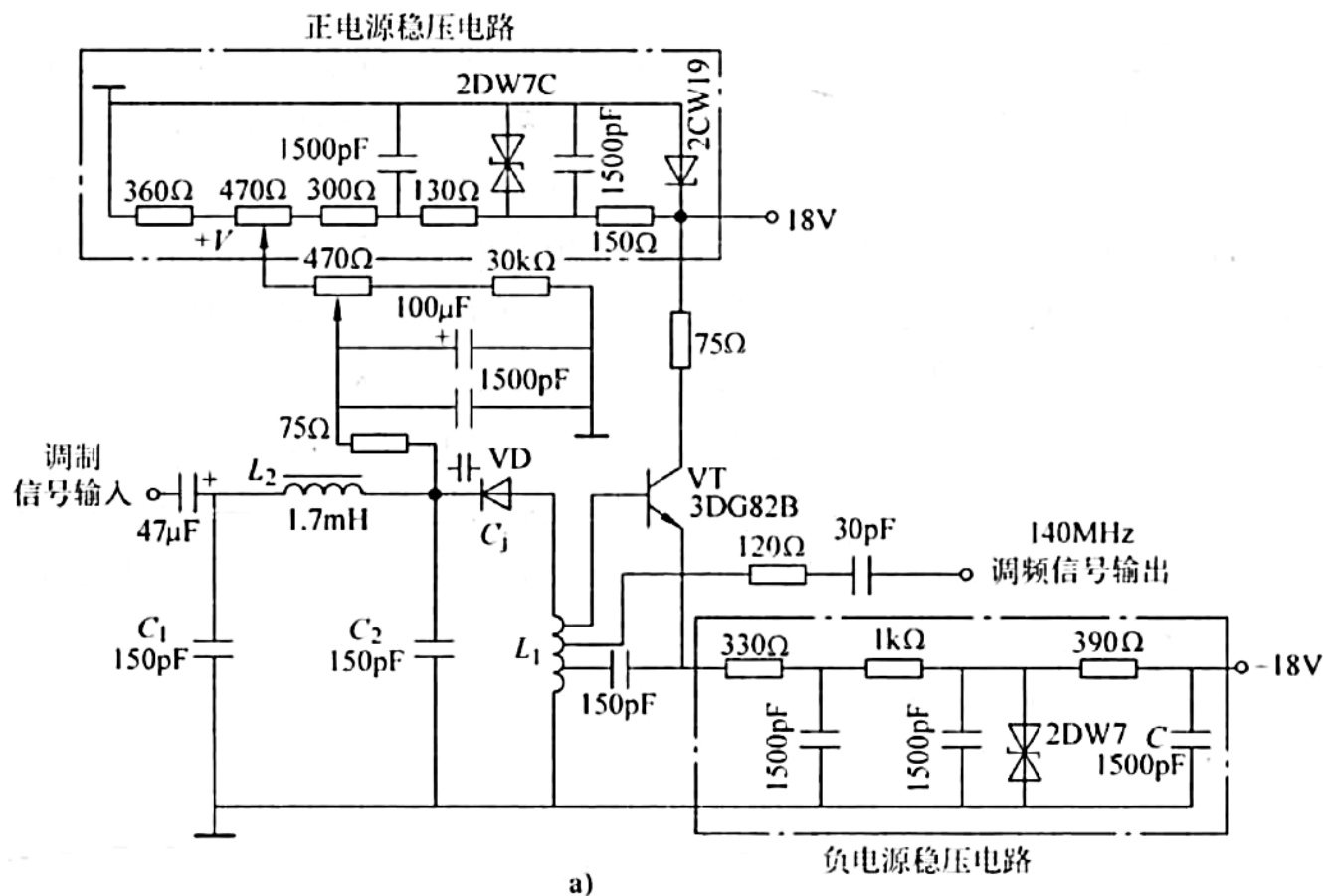
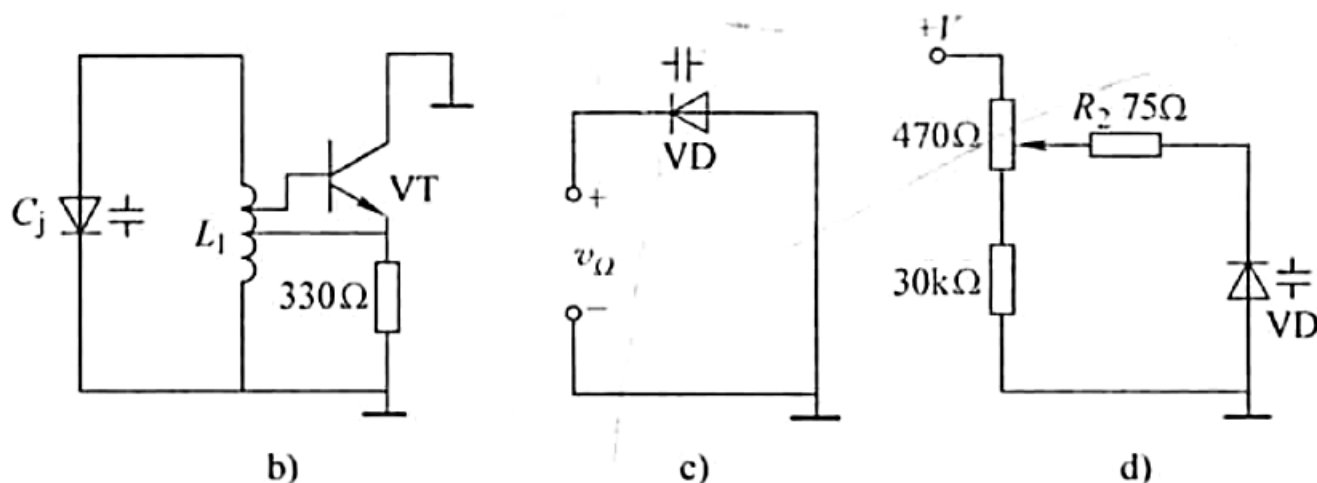


图7.3.6 140 MHz的变容管作回路总电容的直接调频电路

调频电路的高频通路、变容管的音频控制电路和直流通路分别如图(b)、(c)、(d)所示。



注意：

画高频通路时，忽略了接在集电极上的 75Ω 小电阻。

画音频控制通路时，忽略了直流通路中的各个电阻。

由图(b)高频通路知，这是一个变容二极管作回路总电容的直接调频电路。

图7.3.7所示是中心频率为90 MHz变容二极管部分接入的直接调频电路。

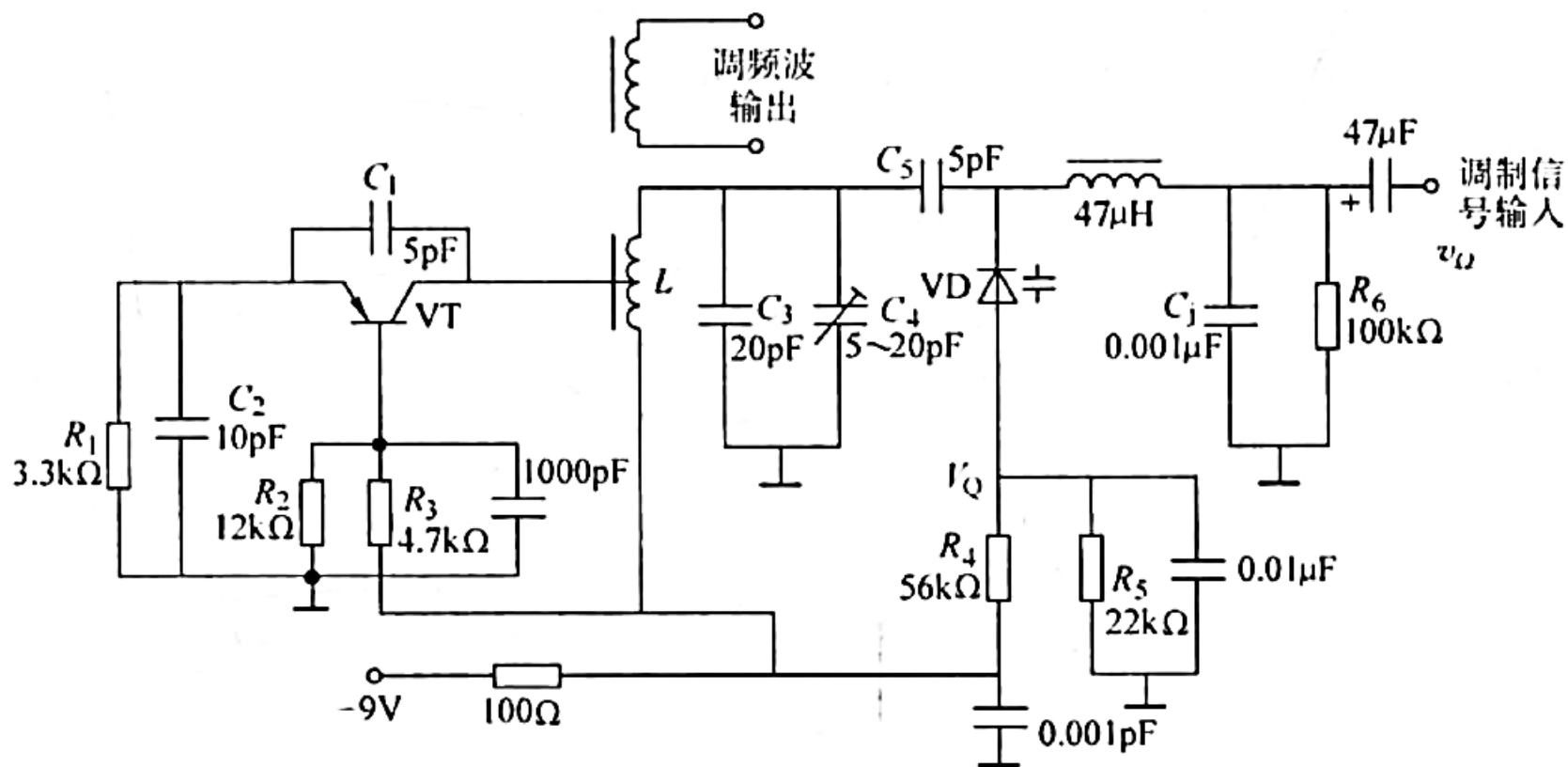


图7.3.7 90 MHz的变容管作回路部分电容的直接调频电路

图7.3.8所示电路是某通信机中的变容二极管部分接入的直接调频电路。该电路的构成中有一个特点，它用了两个对接的变容二极管。

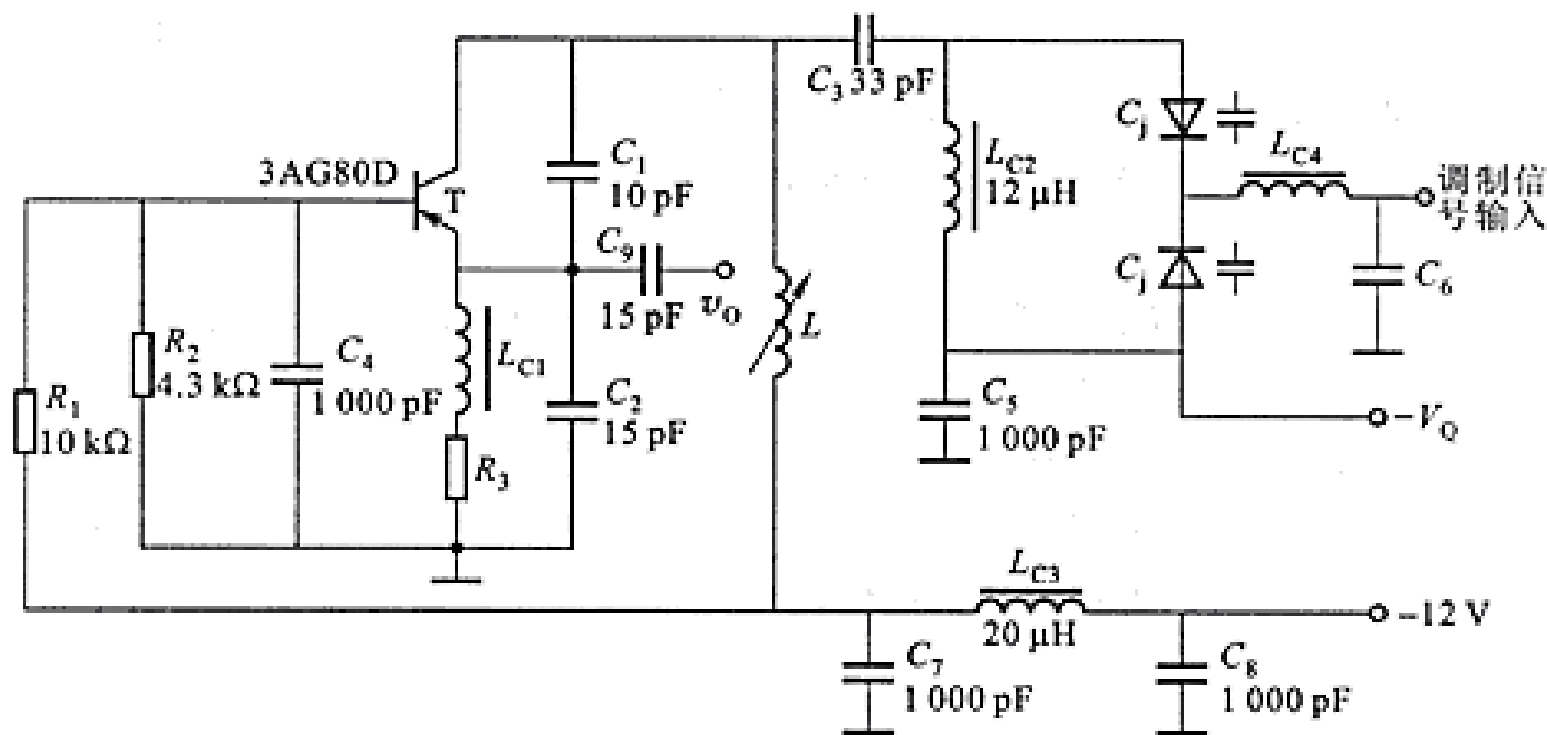


图7.3.8 某通信机中的变容二极管部分接入的直接调频电路

图7.3.9(a)是一个电容式传声器（话筒）调频发射机实例。

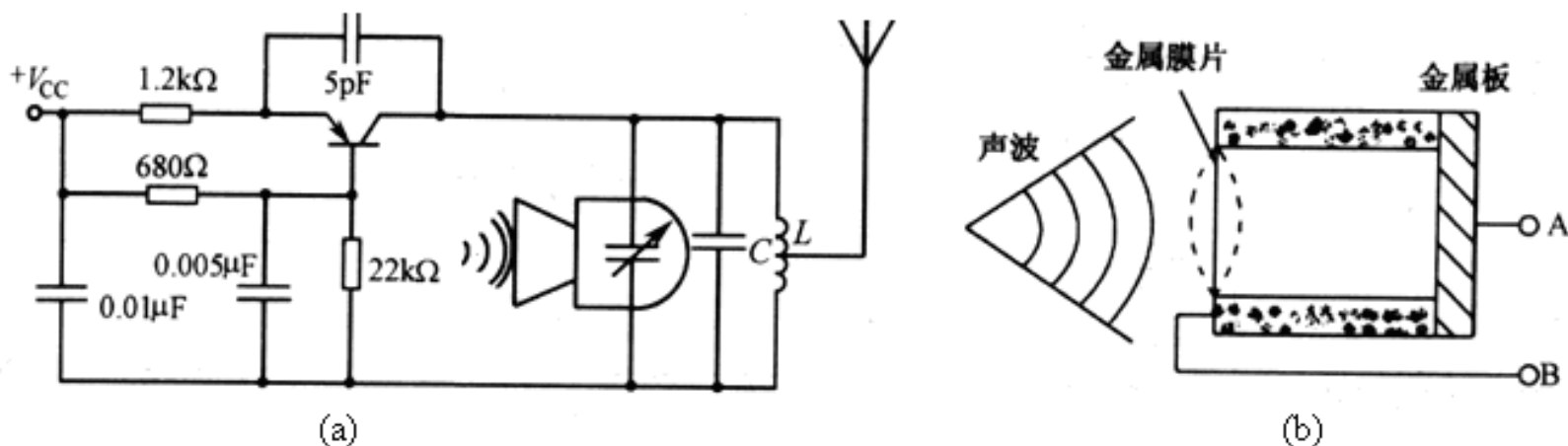


图7.3.9 电容式传声器（话筒）调频发射机

电容式话筒在声波作用下，内部的金属薄膜产生振动，会引起薄膜与另一电极之间电容量的变化。如果把电容式话筒直接接到振荡器的谐振回路中，作为回路电抗就可构成调频电路。

电容式话筒振荡器是电容三点式电路，它利用了晶体管的极间电容。电容话筒直接并联在振荡回路两端，用声波直接进行调频。

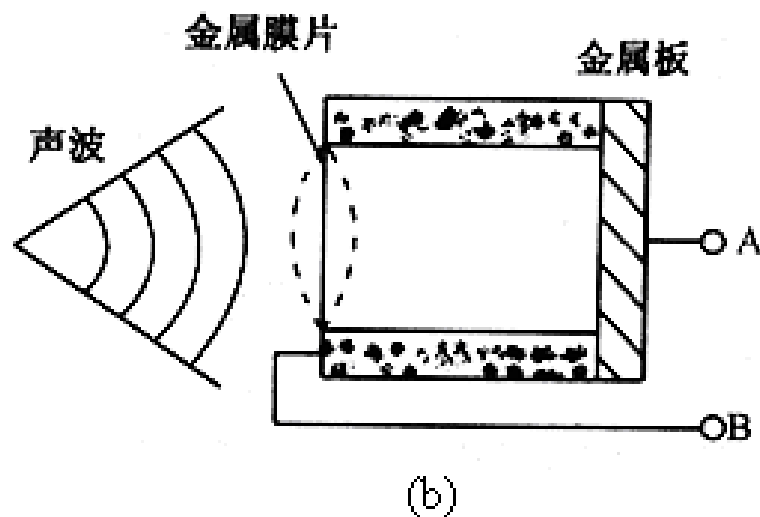


图7.3.9 (b) 是电容式话筒的原理图，金属膜片与金属板之间形成电容，声音使膜片振动，两片间距随声音强弱而变化，因而电容量也随声音强弱而变化。在正常声压下，电容量变化较小，为获得足够的频偏应选择较高的载频。

这种调频发射机载频约在几十 MHz到几百MHz之间。低声耳语时，频偏约有2 kHz；大声说话时，频偏约40 kHz左右；高声呼喊时，频偏可达75 kHz。这种电路没有音频放大器所造成的非线性失真，易于获得较好的音质。这种调频发射机只有一级振荡器，输出功率小，频率稳定度差，但体积小，重量轻。

7.3.2 晶体振荡器直接调频

为了进一步提高频率稳定度，可采用变容二极管晶体直接调频电路。晶体的串联谐振频率 f_q 与并联谐振频率 f_p 相差很小，石英晶体工作于感性区域，因此晶体振荡器的可调频率范围很小，所以调制信号 $v_\Omega(t)$ 所带来的频偏有一定的限制。一般情况下，相对频偏仅为0.01%左右，为了满足最大频偏 Δf_m 要求，可以采用倍频的方法来扩展频偏。图7.3.10是由变容管晶体直接调频振荡电路组成的无线话筒发射机。

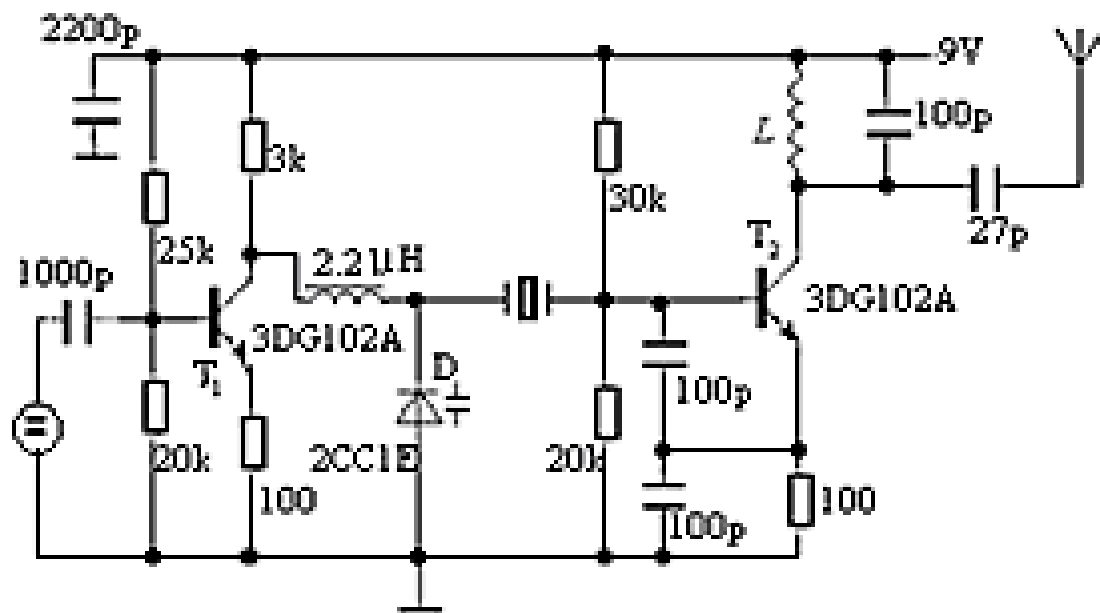


图7.3.10 变容二极管晶体直接调频振荡电路

图中晶体管 T_2 的集电极回路调谐在晶体振荡器的三次谐波100MHz上，因此该回路在晶体振荡频率处可视为短路。电路为并联型石英晶体振荡器。话音信号由 T_1 放大后加到变容管上实现了调频。由于达到平衡状态时的振荡器工作于非线性状态，所以 T_2 的集电极电流中含有丰富的谐波，其三次谐波由集电极回路选中，通过天线输出，完成了载频的三倍频功能，频偏也扩大了三倍。

图7.3.10中， T_1 管构成音频放大器，语音信号经1000 pF电容耦合输入，并与放大器的输入阻抗构成了高通滤波，称之为**预加重电路**，提升高频信号的传输，在鉴频电路中采用**去加重电路**（低通滤波）恢复音频。

- 调制信号（比如，音频）的功率谱中，大部分能量集中在低频范围内，较高频率分量的能量小、幅度小、最大频偏小。因此，高频成分并没有充分占用给予它的带宽，然而，接收端输入的噪声频谱却占据了整个调频带宽，这就造成信号高频端的信噪比可能降到不能容许的程度。
- 为了抵消这种不希望有的现象，在调频系统中普遍采用预加重和去加重措施。即在噪声引入之前采用预加重网络，人为地加重（提升）发射机输入调制信号的高频分量。然后，在接收机鉴频器的输出端，再进行相反的处理，即采用去加重网络把高频分量去加重，恢复原来的信号功率分布。在去加重过程中，同时也减小了噪声的高频分量，但是预加重对噪声并没有影响，因此有效地提高了输出信噪比。

作业： 7.14 7.15 7.16 7.17

预习： 7.4 7.5