

无线电通信设备

发 射 部 分

下 册

无线电通信设备编写组

西北电讯工程学院

1976

下 册 目 录

第六章 晶体管振荡器	1
§ 6-1 晶体管振荡器的原理	1
§ 6-2 振荡器的线路	10
§ 6-3 实际振荡器线路介绍	20
§ 6-4 振荡器的频率稳定	22
§ 6-5 LC 振荡器的设计	32
§ 6-6 石英晶体振荡器	38
§ 6-7 高稳定度石英晶体振荡器	48
§ 6-8 RC 振荡器	53
§ 6-9 负阻振荡器原理	59
§ 6-10 功率放大器中的寄生振荡	62
第七章 振幅调制	70
§ 7-1 概述	70
§ 7-2 集电极调制	75
§ 7-3 基极调制和发射极调制	83
§ 7-4 已调波放大	92
§ 7-5 脉冲调制和振幅键控	95
第八章 频率调制	101
§ 8-1 调频波及其频谱分析	101
§ 8-2 频率调制的一般知识	107
§ 8-3 变容二极管调频器	111
§ 8-4 晶体振荡器直接调频电路	120
第九章 单边带发射机	125
§ 9-1 单边带信号与单边带通信	125
§ 9-2 单边带发射机的组成	142
§ 9-3 单边带调制器	163
§ 9-4 线性功率放大器	190
§ 9-5 单边带发射机的测量	214
附录 频谱分析仪 (PFG-1B) 原理介绍	219
第十章 自动调谐与自动电平控制	227
§ 10-1 发射机的自动调谐原理及组成	228

§ 10-2 射频网络	229
§ 10-3 调谐元件	237
§ 10-4 检测器	247
§ 10-5 自动调谐系统的设计	265
§ 10-6 几种常用自动调谐系统方案的举例	269
§ 10-7 自动电平控制	281
附录	284
附录一 “T”网络考虑 C_p 时输入阻抗的轨迹	284
附录二 导抗图上 $ Z $ 和 φ 为常数的轨迹	286
附录三 Z 检测器 U_z 及相位检测器 U_ϕ 在平面上的轨迹	287

第六章 晶体管振荡器

引言

振荡器又称自激发生器，它与我们熟悉的高频放大器的主要不同点，就在于它能在没有外加激励信号条件下，自行产生高频振荡信号。

本章讨论的振荡器，是通信设备和各种电子仪器中广泛应用的正弦波振荡器，其中包括 LC 振荡器、石英晶体振荡器以及工作于低频的 RC 振荡器。

对振荡器提出的要求，因振荡器的用途而有所不同。在发射设备中对振荡器提出的主要电性能方面的要求有：振荡频率、波段性能、功率、效率、波形（谐波要小）等，其中最主要的还是频率稳定度要高，因为整个发射机的频率稳定度是由其中的主控振荡器决定的，而频率稳定度又是决定通信质量与可靠性的一个重要因素。

本章将首先讨论振荡器的基本工作原理和常用的振荡器线路。然后讨论稳频的原理和频率稳定度高的石英晶体振荡器。此外，还要介绍负阻振荡的概念和高频功率放大器中出现的寄生振荡现象。

§ 6-1 晶体管振荡器的原理

一、自激原理

大家知道，高频功率放大器必须要有外加激励信号，才有输出。而振荡器没有外加激励信号，它要产生高频振荡就必须依靠某种“自激”办法，因此理解振荡器的工作原理，首先就要了解这种“自激”原理。

图 6-1 就是说明振荡器自激原理的线路。由图可以看出，它在形式上基本上是一个高频

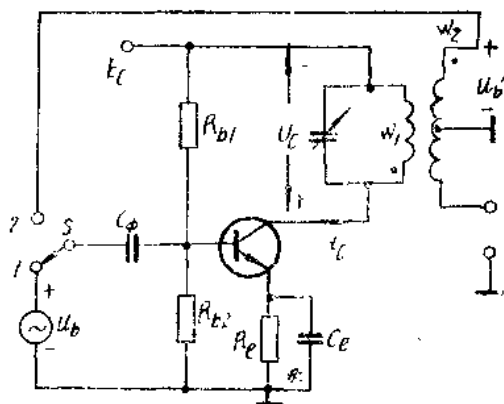


图 6-1 从放大器到振荡器

放大器，它由具有“放大”功能的晶体管和选频的振荡回路组成。当输入端的开关 S 在“1”位时，外加有 u_b 高频电压，显然这时线路将按放大器的原理工作。集电极电路中产生的高频功率将大于激励信号供给的功率。

若集电极电路如图 6-1 这样安排，在次级绕组上得到一个电压 $u_{b'}$ ，又若通过改变初级级间的耦合(如匝比值)，使 $u_{b'}$ 大小和 u_b 相等，相位又相同，就可以设想，若将开关 S 置于“2”位，用 $u_{b'}$ 信号来代替原来的外加信号 u_b ，线路上的情况(各处的电流、电压)将会继续维持下去，也就是说，这线路就能维持自激而振荡了。

通常我们把输出端信号回加到输入端称为反馈，反馈信号与原来的输入信号同相称为正反馈。因此，上述将高频放大器变为振荡器是通过正反馈来实现的，也可以说，振荡器实质上是一个正反馈放大器。只是正反馈是如此之大，以至可以将外加信号完全去掉。

当然，由于振荡器没有外加信号，振荡器与放大器就有了本质上的变化，就会出现一些新的问题。这些问题包括：在什么条件下才能自激振荡，振荡的开始建立过程是怎样的，振荡器中的振荡振幅和振荡频率是怎样确定的。这些问题都是放大器中所没有的。

二、自激条件

从上面的原理叙述中知道，要产生自激振荡，条件是反馈电压 $u_{b'}$ 的大小与 u_b 相等，相位相同。若 $u_{b'}$ 和 u_b 用复数表示，自激条件可表示为

$$\dot{U}_{b'} = \dot{U}_b$$

现在我们把图 6-1 的线路用一个更广义的方框图来表示，如图 6-2 所示。振荡器是由一放大器与一反馈网络组成。现在用放大器课程中关于反馈的概念，用放大器和反馈网络的参数来表示自激条件。

一个正反馈放大器的放大量为

$$\dot{K} = \frac{\dot{K}_0}{1 - \dot{\beta} \dot{K}_0} \quad (6-1)$$

式中

$$\dot{K}_0 = \frac{\dot{U}_c}{\dot{U}_b}$$

$$\dot{\beta} = \frac{\dot{U}_{b'}}{\dot{U}_c}$$

式 (6-1) 中的 $\dot{K}_0 \dot{\beta}$ 为

$$\dot{K}_0 \dot{\beta} = \frac{\dot{U}_c}{\dot{U}_b} \cdot \frac{\dot{U}_{b'}}{\dot{U}_c} = \frac{\dot{U}_{b'}}{\dot{U}_b}$$

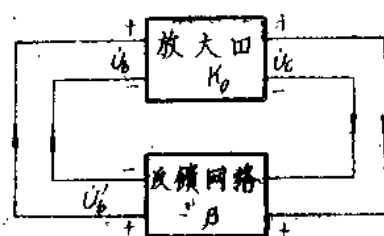


图 6-2 正反馈产生自激的方框图

称为环路增益。显然上面的自激条件 $\dot{U}'_b = \dot{U}_b$, 就是表示环路增益为 $\dot{K}_0 \dot{\beta} = 1$ 。代入(6-1)式可见, 这时反馈放大器的放大量趋于无穷大, 因此即使没有外加信号, 也可能有输出了。

这样, 用放大器和反馈网络参数表示的自激条件为

$$\dot{K}_0 \dot{\beta} = 1 \quad (6-2)$$

一般情况下, $\dot{K}_0$ 、 $\dot{\beta}$ 都是复数, 因此(6-2)的复数方程, 可以用复数的模和幅角表示为两个方程

$$K_0 \beta = 1 \quad (6-3)$$

$$\varphi_k + \varphi_\beta = 0 \quad (6-4)$$

通常我们称(6-3)式为自激的振幅条件, (6-4)式称为自激的相位条件。下面将要讨论到, 式(6-3)式决定振荡的稳定振幅, 所以又称为振幅平衡条件, 式(6-4)决定稳定振荡的频率, 所以又称为相位平衡条件。

通过以上讨论, 明确了反馈放大器在满足自激条件时可以变为一个振荡器。应该说明, 实际上一个正反馈放大器变为振荡器并不需要如图 6-1 那样, 先要有个外加激励信号, 再用开关转换, 那里只是为了说明问题比较方便。这样就会提出一个问题, 振荡器的最初振荡是怎么来的, 振荡器的振幅和频率又如何确定, 这就是下面要讨论的问题。

三、振荡的建立过程

在振荡器中, 最初的振荡是由接通电源时的脉冲电流, 或者电路及晶体管中的噪声等产生。这些信号的频率分量很多, 但比较微弱, 经振荡回路的选频作用, 选出频率为 ω_0 (回路谐振频率) 的初始振荡, 经反馈网络加到输入端。如果这时振荡器刚好满足 $K_0 \beta = 1$ 条件, 那么经放大后的信号只能维持在原来很低的电平上。这样, ω_0 的信号虽然存在, 却淹没在同样电平的噪声的汪洋大海中, 而不能得到我们所需的一定强度的振荡。

如果在开始振荡时, 使电路满足 $K_0 \beta$ 大于 1 (对 ω_0 频率), 情况就不一样了。这时环路增益 $K_0 \beta = \frac{U'_b}{U_b} > 1$, 即 $U'_b > U_b$ 。这表示每次反馈后的电压都比原来强, 于是振荡将逐渐增大起来。因此要使振荡能建立起来, 必须满足。

$$K_0 \beta > 1 \quad (6-5)$$

$$\varphi_k + \varphi_\beta = 0$$

可能提出这样一个问题, 当 $K_0 \beta > 1$, 振荡逐渐增大, 这个过程会不会一直进行下去?

这是不会的。因为当振荡器中振幅增大时, 晶体管放大器的工作就要发生变化。在信号较小时工作在线性放大区, 当信号很大时, 不是工作到截止区就是工作到饱和区, 也就是说, 工作到非线性工作区。根据第三章中高频功率放大器的原理可以知道, 这种状态的特点就是信号只是在一个周期的部分时间内有放大 (截止区和饱和区是没有放大作用), 这样一周内的平均放大量 K_0 却减小了。当放大量减小到使 $K_0 \beta = 1$ 时, 振荡振幅就不再增加, 而自动维持平衡。图 6-3 表示晶体管在小信号和大信号时工作状态的变化及放大量的变化。

四、振荡振幅和频率的确定

由上面振荡的建立过程可看出, 当放大器和反馈网络确定后, 最后会在 $K_0 \beta = 1$ 平衡下

来。由于 K_0 是随振荡电压（主要是基极电压）变化，因此平衡条件只是对应于某一振荡电压才能满足。因此，在振荡器中振荡电压的大小是根据振幅平衡条件自行决定的，这与放大器不同，在那里是由外加电压决定的。为了说明问题，我们将振幅平衡条件用图表示出来。

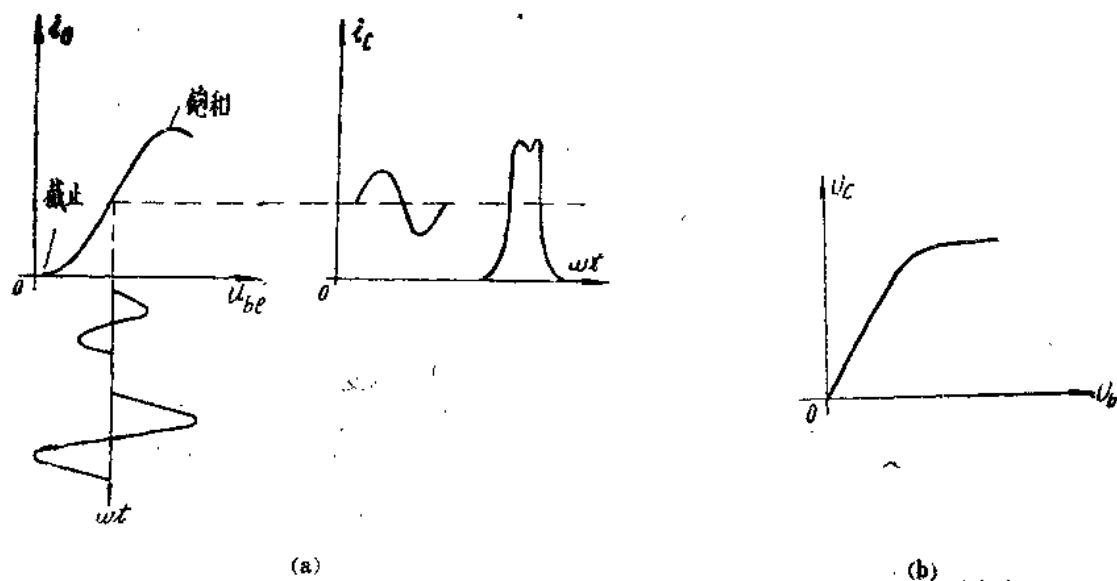


图 6-3 晶体管线性和非线性工作状态及振幅特性

当放大器的工作条件如晶体管的工作点、回路负载阻抗确定后，总可以做出放大倍数 K_0 与信号电压（如 U_b ）的关系曲线。如从图 6-3(b) 就可以求出 $K_0 = \frac{U_c}{U_b}$ 。 K_0 和振荡电压 U_m （如振荡回路两端的电压）有图 6-4 的曲线关系。小信号时， K_0 较大，并且不随 U_m 变化。当 U_m 增加到一定程度，由于工作到非线性区， K_0 要下降。另外，我们知道，反馈网络通常都是用线性元件组成，反馈系数 β ，一般不随振荡电压变化。因此振幅平衡条件可表示为

$$K_0(U_m) = \frac{1}{\beta}$$

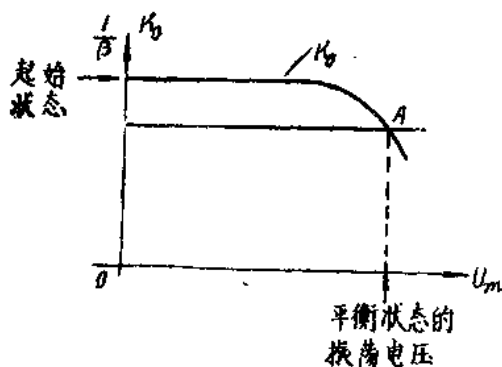


图 6-4 振幅平衡条件的图解表示

图 6-4 上 K_0 和 $\frac{1}{\beta}$ 两线的交点 A, 就是满足振幅平衡条件的工作点。对应的 U_m 就是

平衡状态的振荡电压。由图可以看出, 在开始振荡时 ($U_m = 0$), $K_0 > \frac{1}{\beta}$, 即 $K_0 \beta > 1$, 振荡必然增加。

振荡器的振荡频率又是如何确定的呢? 在前面说明自激过程中曾认为频率 ω 就是振荡回路的谐振频率 ω_0 , 这个说法一般来说是正确的, 但是并不严格。所以说一般是正确的可以这样理解, 因为只有谐振回路处于谐振 ($\omega = \omega_0$) 或失谐不大时, 放大器才有足够的放大量, 才可以在这频率上满足自激条件。

振荡器的振荡频率, 也是由振荡的平衡条件决定的。要产生振荡不但要满足振幅平衡条件, 而且也要满足相位平衡条件, 即

$$\varphi_k + \varphi_\beta = 0$$

在调谐放大器中, 放大量 K_0 的幅角 φ_k 与振荡回路的阻抗有关, 而回路阻抗又是振荡频率 ω 与谐振频率 ω_0 的函数。因此当放大器与反馈网络确定后, 只有在某一个频率 ω 上才能满足相位平衡条件, 也就是只能在相位平衡条件所确定的某一频率上才能振荡起来。现将相位平衡条件具体化。

放大器的放大量为

$$K_0 = \frac{\dot{U}_c}{\dot{U}_b} = \frac{\dot{I}_{c1}}{\dot{U}_b} \cdot \frac{\dot{U}_c}{\dot{I}_{c1}}$$

参看图 6-1, 由于 $\dot{U}_c$ 是集电极对发射极的电压, 它与集电极的基波电流 $\dot{I}_{c1}$ 有下面关系

$$\frac{\dot{U}_c}{\dot{I}_{c1}} = -Z_L$$

Z_L 为集电极回路阻抗。又 $\frac{\dot{I}_{c1}}{\dot{U}_b}$ 可用一参数表示

$$\frac{\dot{I}_{c1}}{\dot{U}_b} = Y_f$$

Y_f 称作晶体管正向转移导纳, 它反映了晶体管的放大性能。将 Z_L 、 Y_f 代入 K_0 中, 得

$$K_0 = -Y_f Z_L$$

上式中的负号表示 $\dot{U}_c$ 与 $\dot{U}_b$ 是反相的。为了得到正反馈, 反馈网络也必须保证 $\dot{U}_b'$ 与 $\dot{U}_c$ 反相。也就是说 $\dot{U}_b'$ 中也应有一负号 (这是靠正确组成反馈网络实现的)。现引入一个反馈系数

$$\dot{\beta}' = -\dot{\beta} = -\frac{\dot{U}_b'}{\dot{U}_c}$$

这样, 自激条件 $\dot{K}_0 \dot{\beta} = 1$ 可表示为

$$\dot{K}_0 \dot{\beta} = \frac{\dot{U}_b'}{\dot{U}_b} = (-Y_f Z_L)(-\beta') = 1$$

$$Y_f Z_L \beta' = 1 \quad (6-6)$$

设 Y_f 、 Z_L 、 β' 的幅角分别为 φ_f 、 φ_L 、 $\varphi_{\beta'}$, 则相位平衡条件为

$$\varphi_f + \varphi_{\beta'} + \varphi_L = 0 \quad (6-7)$$

φ_L 为回路阻抗的幅角。它随 ω 、 ω_0 变化, 一般如图 6-5 所示。通常 φ_f 、 $\varphi_{\beta'}$ 的值较小, 而且基本上不随 ω 变化。因此 (6-7) 的相位平衡条件可以用图 6-5 上两曲线的交点表示。

$$\varphi_L(\omega, \omega_0) = -(\varphi_f + \varphi_{\beta'})$$

由图 6-5 可看出, 通常当 $|\varphi_f + \varphi_{\beta'}|$ 值很小时, (图上夸大了), 谐振频率 ω (A 点) 是很接近回路谐振频率 ω_0 的。振荡回路的 Q 值越高, ω 就越接近 ω_0 , 在工程计算上通常用 ω_0 代替 ω 是完全允许的。但是在以后考虑振荡器的频率稳定时, φ_f 、 $\varphi_{\beta'}$ 对 ω 的影响就不能忽略了。

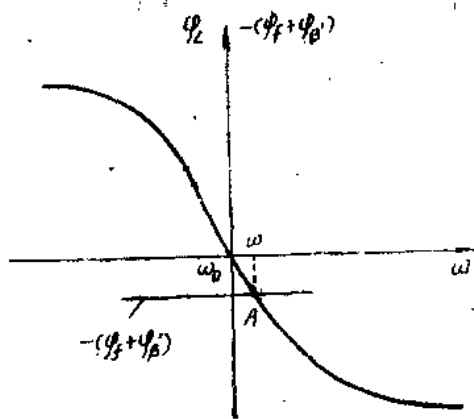


图 6-5 相位平衡条件的图解表示

以上讨论了振荡器中振幅平衡和相位平衡问题, 它们分别决定了平衡状态的振荡振幅和振荡频率。这里还有个问题, 这种平衡状态是否稳定? 即若有某些外界因素的影响, 使振荡器离开了平衡状态, 它是否有能力恢复到原来的平衡状态 (在外加因素作用后又消失的情况下)。在振荡器的实际工作过程中, 外部的干扰和内部的噪声都是难以避免的, 只有稳定的平衡状态, 振荡器才能持久地维持振荡。(这正如力学现象中有稳定平衡、不稳定平衡的概念一样)。

对振荡器原理的进一步研究可发现, 晶体管的非线性, 可以起稳定振幅的作用。而振荡回路所具有的相位特性 (φ_L 与 ω 的一定变化关系) 可以起稳定相位和频率的作用。

先看振幅稳定问题, 参着图 6-4 的 A 点设因某种外界原因 (如干扰) 使 U_m 加大, 于是振荡器偏离了 A 点。但是当 U_m 加大后, 由于晶体管的非线性使放大倍数 K_0 减小。于是 $K_0 \beta$ 由平衡状态的 1 变为 $K_0 \beta < 1$ 。这表示反馈电压 $U_b' < U_b$, 结果使振荡振幅 U_m 减小。而这正是恢复到原来的平衡状态。这种稳定条件是晶体管有 $\frac{\partial K_0}{\partial U_m} < 0$ 。(当然若在某种情况下

先看振幅稳定问题, 参着图 6-4 的 A 点设因某种外界原因 (如干扰) 使 U_m 加大, 于是振荡器偏离了 A 点。但是当 U_m 加大后, 由于晶体管的非线性使放大倍数 K_0 减小。于是 $K_0 \beta$ 由平衡状态的 1 变为 $K_0 \beta < 1$ 。这表示反馈电压 $U_b' < U_b$, 结果使振荡振幅 U_m 减小。而这正是恢复到原来的平衡状态。这种稳定条件是晶体管有 $\frac{\partial K_0}{\partial U_m} < 0$ 。(当然若在某种情况下

$\frac{\partial K_0}{\partial U_m} > 0$, 将是不稳定的)。

在解释振荡器的相位稳定前，必须了解，一个正弦信号的相位与它的频率之间是密切有关的。相位的变化要引起频率的变化（ $\omega = \frac{d\varphi}{dt}$ ， φ 为信号瞬时相位）。

设振荡器原在 $\omega = \omega_1$ 处于相位平衡状态，即 $\varphi_f + \varphi_{\beta'} + \varphi_L(\omega_1) = 0$ 。现因外界原因使振荡器的反馈电压 $\dot{U}_b'$ 相位越前于 $\dot{U}_b$ 。由于反馈相位提前（即每一周期 $\dot{U}_b'$ 均较 $\dot{U}_b$ 越前），这表示振荡器的振荡周期 T 要缩短，振荡频率要提高，此时振荡频率设为 $\omega = \omega_2$ ， $\omega_2 > \omega_1$ 。当外界因素消失后，看振荡频率如何变化。显然当 ω_1 满足相位平衡条件时， ω_2 就不再满足相位平衡了。 ω 增加后， φ_f 和 $\varphi_{\beta'}$ 是不变的，但振荡回路阻抗幅角 φ_L 要变化，由图 6-5， ω 增加， φ_L 减小。于是在 ω_2 时， $\varphi_f + \varphi_{\beta'} + \varphi_L < 0$ 。这表示于 $\dot{U}_b'$ 落后于 $\dot{U}_b$ （因 $\varphi_f + \varphi_{\beta'} + \varphi_L$ 为 $\dot{U}_b'$ 与 $\dot{U}_b$ 的相位差），这导致振荡周期 T 加大，频率降低，即向 ω_1 变化，一直到 $\omega = \omega_1$ 时，又恢复原来的平衡状态。因此，振荡器的振荡回路起了相位稳定作用，稳定的条件就是它具有 $\frac{\partial \varphi_L}{\partial \omega} < 0$ 的相位特性。

五、振荡器的工作状态

我们不但希望振荡器能稳定地振荡，而且还希望它有一个合适的工作状态，以满足对振荡器各项指标的要求。

振荡器的偏置方法不同，它的稳定工作状态也是不同的。

设振荡器采用外加固定偏置电压，如图 6-6(a) 所示。由于 E_b 在振荡过程中不变化。只要静态工作点满足 $K_o\beta > 1$ ，振荡就会建立起来，振荡建立过程中 i_c 、 u_b 的变化如图 6-6(b) 所示。它的稳定完全靠晶体管工作到截止或饱和状态。同时稳定振荡在 AB 类状态建立。我们知道，在 AB 类工作的晶体管效率是不高的。

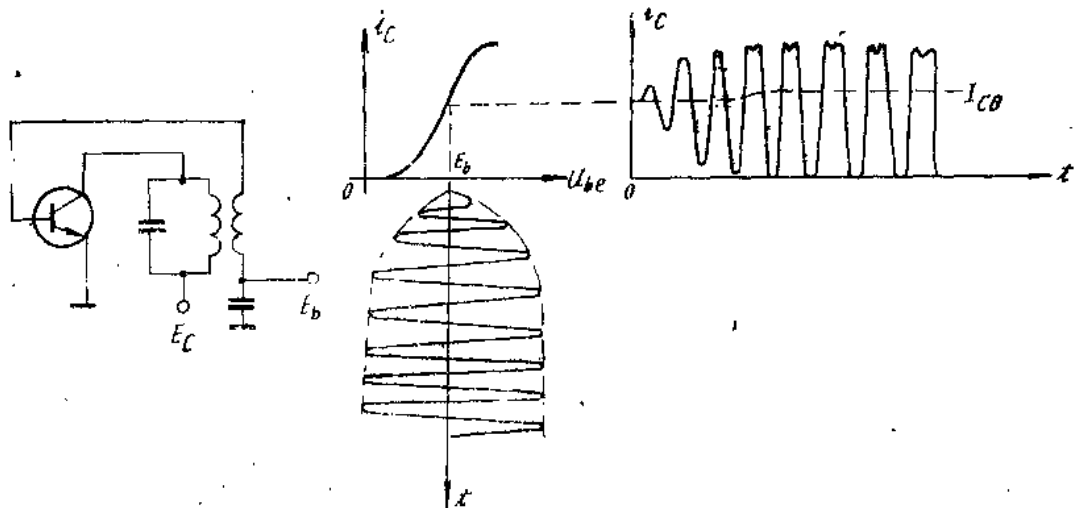


图 6-6 固定偏置时的振荡建立过程

实际使用的晶体管振荡器都是采用外加偏压和自偏压（基极自偏压和发射极自偏压）组合偏置，如图 6-1 所示。参看图 6-6，在振荡建立过程中集电极直流电流 I_{c0} 是增加的，同样基极直流电流也是增加的。因此可以利用 I_{c0} 和 I_{b0} 的变化，产生一个随振荡振幅变化的自偏压。

图 6-7 表示自偏置时，振荡建立过程中 u_b 和 i_c 的变化。开始振荡时，偏置点在 A，由于满足振荡建立条件 ($K_0\beta > 1$)，振荡增加。由于晶体管集电极电流和基极电流的非线性， I_{c0} 、 I_{b0} 将随振荡建立而增大，结果偏压 E_b 往负变化，工作点由 A 点变化到 B 点、C 点，一直到 $K_0\beta = 1$ 时稳定下来。

由图可以看出，采用自偏置的振荡器，起始工作点 (A) 有较大的 K_0 。（因 h_{fe} 在小电流随 I_c 加大而加大），容易起振。而振荡建立后能通过适当的偏置工作在 B 类，甚至 C 类状态，振荡器又能有较高的效率。采用自偏置对稳定振荡器的振幅也是有利的，因为在这里除了因截止和饱和使放大量 K_0 减小外，偏压的变化，使 h_{fe} 减小，使 E_b 减小，提前截止，也会引起 K_0 的减小，而且它的作用更大。

振荡器最后稳定在什么状态，可以通过选择 K_0 、 β 、和合适的偏置来达到。若仅利用晶体管本身的非线性和偏置变化来稳定振荡，通常都要工作到截止状态，即 B 类或 C 类状态。当

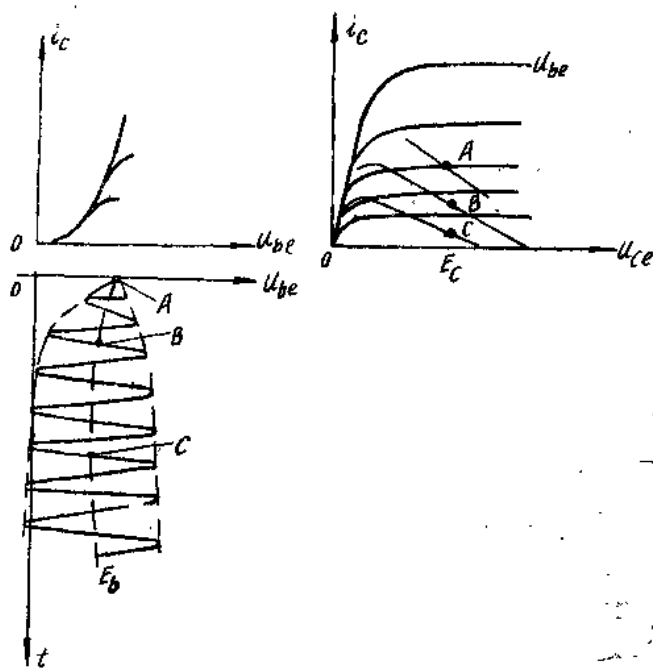


图 6-7 自偏压时的振荡建立过程

然，这时集电极电流 i_c 中有许多谐波，但只要振荡回路的 Q 值较高，回路上的电压仍有较好的波形（波形好坏还与具体振荡线路有关）。虽然工作到饱和区（或者说工作到过压状态），也可以起稳定振幅的作用，同时也有较高的效率（和放大器中一样，过压状态效率高），但通常从提高振荡器的频率稳定度出发，是不希望工作在这种状态。因为工作到饱和区时，晶体管的输出阻抗急剧下降，会使振荡回路加载（晶体管的输入，输出阻抗是与振荡回路的一

部分并联)，这会降低振荡回路的有载Q值，由以后分析可以知道，Q值降低对频率稳定是不利的。同样，工作到饱和区，基极电流迅速加大，输入阻抗减小，也对稳频不利。

通常为使振荡器能可靠地起振，防止晶体管参数变化对振荡器正常工作的影响，同时也为了得到一定的振荡振幅，根据实践，起始振荡时的 $K_0\beta$ 值可以选在 2-5 之间，其稳定后的工作点相当于图 6-8 中的 A 点区域。若 $K_0\beta$ 选得太小，稳定工作点在 B，不但振荡幅度 U_m 小，而且当 K_0 、 β 稍有变化， U_m 变化很大，甚至可能不振荡。而 $K_0\beta$ 太大，工作到 C 点，振荡振幅也增加不多。

最后，谈一谈一个与振荡建立过程有关的实际现象——间歇振荡。参看图 6-7 的 u_b 波形。在振荡建立过程中，振荡器中发生两个暂态过程。一个是基极振荡电压 u_b 的增加过程，它的增长快慢与 $K_0\beta$ 值、回路的 Q 值有关，也与偏压有关。另一个是偏压 E_b 的变化过程， E_b 变化快慢决定于产生偏压的电流 I_{c0} 、 I_{b0} （它们受 u_b 影响）的变化，同时又与图 6-1 中的 C_b 、 C_e 、 R_b 、 R_e 的大小有关，因为偏压 E_b 实际上是 i_b 、 i_c 在 C_b 、 C_e 的充电和 R_b 、 R_e 中放电产生的。这两个暂态过程是互相联系而又相对独立的。通常在参数选择合适 的情况下，这两个暂态过程可以协调地进行，即当 U_b 趋于稳定的同时，偏压 E_b 也趋于稳定。但是当 R_b 、 C_b 或 R_e 、 C_e 值太大，同时起始 $K_0\beta$ 值也极大时，将发生周期性的振荡和停振现象，这种现象称为间歇振荡。现在简单地解释一下此现象。由于 $K_0\beta$ 值很大，振荡电压 U_b 迅速增加，但由于 R_b 、 C_b 或 R_e 、 C_e 太大，偏压 E_b 却建立较慢。晶体管很快工作到截止及饱和，于是因 K_0 下降而使 $K_0\beta = 1$ ，振荡电压开始稳定。但是由于偏压 E_b 继续变负（它在时间上比 U_b 增加晚一些）。 E_b 变负使 K_0 继续下降，又破坏了 $K_0\beta = 1$ 的条件，即 $K_0\beta < 1$ ，振荡又开始减小。又由于 C_b 、 R_b 或 C_e 、 R_e 太大，当 U_b 减小时， E_b 并不立刻跟着向正变化

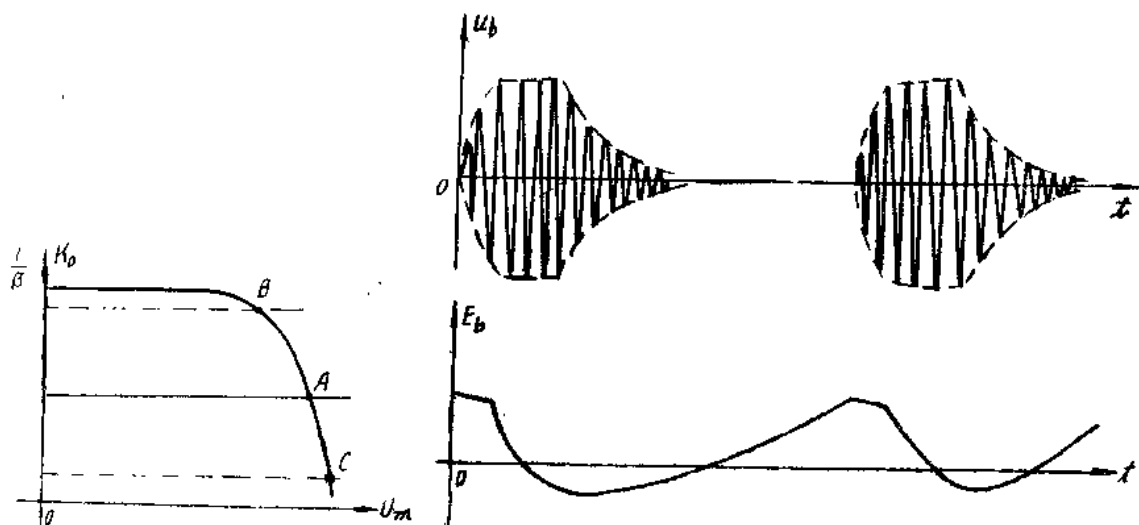


图 6-8 不同起始 $K_0\beta$ 值时的振荡振幅

图 6-9 间歇振荡时 u_b 与 E_b 波形

（因无信号时 E_b 值为正值），于是在 U_b 减小的过程中，始终是 $K_0\beta < 1$ （这里应注意到当晶体管工作到 C 类状态时，仅仅 U_b 减小并不使 K_0 加大，反而会使 K_0 下降），于是振荡很快衰减到零。再经过一段时间，偏压 E_b 又恢复到起振时的电压，又开始振荡。这样周而复始地形成了间歇振荡。产生间歇振荡时的 u_b 与偏压 E_b 的变化如图 6-9 示。

对于振荡器的正常工作, 间歇振荡是必须防止的。当出现间歇振荡时, 通常集电极直流电流很小, 而回路上的高频电压却很大 (用通常的高频电压表测量时), 这可作为判断间歇振荡的指示。通常只要将 C_b 或 C_c 减小一些就可以消除。

以上是以图 6-1 的线路为例说明间歇振荡, 其它形式振荡器同样也会产生间歇振荡, 产生的原因和消除方法都相同。

§ 6-2 振荡器的线路

一、构成振荡器线路的原则

上一节已经说明, 振荡器实际上是满足一定条件的正反馈调谐放大器, 这种振荡器统称为反馈振荡器。能够产生自激的振荡器线路类型很多, 但是它们构成的基本原则是相同的。这就是它通常有一个决定频率的振荡回路, 同时它又构成一反馈网络形成所需的正反馈。振荡回路以三个端点与晶体管 (或电子管) 三个电极相联, 所以这种振荡器有时也称为三端式振荡器。

图 6-10 是三端式振荡器的一般线路。由于振荡回路是由电抗元件组成, 同时从对反馈的要求出发也希望反馈网络不消耗功率, 因此图 6-10 的线路中用 X_1 、 X_2 、 X_3 三个电抗表示, 关于实际线路中必然有的电阻分量, 因为不影响说明线路的组成原则, 故予忽略, 同样直流电路也未画出。

X_1 、 X_2 、 X_3 可以是感抗, 也可以是容抗。但因由三者构成振荡回路, 有

$$X_1 + X_2 + X_3 = 0$$

因此不能全为感抗或容抗, 而是由两种性质的电抗组成。

构成振荡器的一个重要原则, 就是它应保证是正反馈。

由自激条件

$$\dot{K}_0 \dot{\beta} = 1$$

$$\varphi_K + \varphi_\beta = 0$$

$$\dot{K}_0 = -\frac{\dot{U}_c}{\dot{U}_b}, \quad \dot{\beta} = \frac{\dot{U}_b'}{\dot{U}_c}, \quad \dot{U}_b, \dot{U}_b', \dot{U}_c \text{ 是基极和集电极对发射极的电压。我们知道, 在共}$$

发射极的放大器中, 当负载为电阻时 (谐振回路在谐振时也呈现电阻), 集电极电压 $\dot{U}_c$ 与基极电压 $\dot{U}_b$ 是反相的, 也就是 $\varphi_K = \pi$, 因此要满足正反馈, 即满足自激相位条件, $\dot{U}_b'$ 与 $\dot{U}_c$ 也应反相, 即 $\varphi_\beta = -\pi$ 。现在看图 6-10 线路中的电流电压关系。

当 X_1 、 X_2 、 X_3 构成振荡回路, 并处于谐振时, 若外电路中有 i_c 流过, 在回路引起一环路 $\dot{I}$, 如图所示。它在 X_1 、 X_2 、 X_3 中瞬时方向和大小是相同的 (这是因 I 值比 i_c 值大得多, 容性支路电流和感性支路电流近似相等, 而两者方向相反, 故按规定的环流方向, 各处电流的方向也就相同了)。因此可以根据这一特点, 确定满足上述正反馈要求时, X_1 、 X_2 、

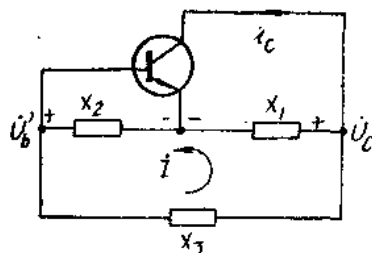


图 6-10 三端式振荡器的一般组成

X_3 之间应有的关系。

由图6-10

$$\dot{U}_c = jX_1 \dot{I}$$

$$\dot{U}_{b'} = -(jX_2 \dot{I}) = -jX_2 \dot{I}$$

现在要求 $\dot{U}_{b'}$ 与 $\dot{U}_c$ 反相，显然这只有在 X_1 与 X_2 同号的情况下才满足，也就是同为感抗或同为容抗。考虑到 $X_1 + X_2 + X_3 = 0$ ，则 X_3 与 X_1 、 X_2 异号。除此以外的情况（即 X_1 、 X_2 异号），必然不是正反馈而是负反馈，不能自激。

以上关系就是构成振荡器线路的基本原则。为了便于记忆，可以将此原则具体化，即凡是与晶体管发射极相联的电抗必须是同性质的电抗，而不与发射极联接的另一元件是与之相反的电抗，这种线路才可能振荡（因自激还需满足振幅条件）。考虑电子管与晶体管的对应电极关系，阴极与同性质电抗相联的线路，是可能振荡的线路。

根据上述原则构成的两个基本振荡器线路如图 6-11 所示。图6-11(a)振荡器称为电感反

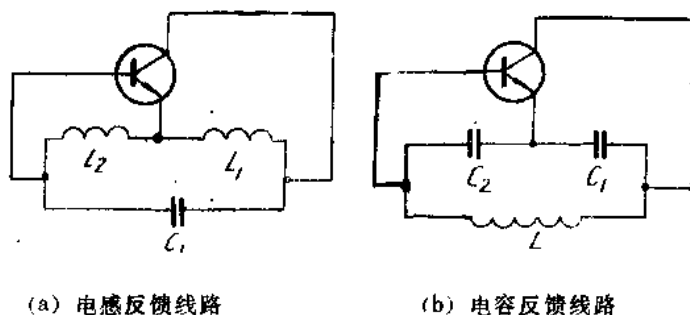


图 6-11 两种基本振荡器线路

馈振荡器，也称为哈特来振荡器。图6-11(b)称为电容反馈振荡器，也称为考毕子振荡器。这两种振荡器，再加上图 6-1 的变压器反馈振荡器构成了三种基本振荡器线路。我们常见的许多实际振荡器线路都是由这三者演变而来的。

图6-12是一些常见的振荡器的高频线路，同学们可以自行判断它是由那种振荡器演变来的。有些线路，将在后面具体讨论。

下面就几种常用振荡器作些分析与说明。

二、电感反馈振荡器

图6-13(a)是一电感反馈振荡器的实际线路，用的是硅 PNP 高频三极管。它的高频等效电路如图6-13(b)所示，其中 C 包括了 C_1 、 C_2 、 C_3 ， R_L 是考虑了回路的损耗，负载及晶体管输入电阻影响而在集电极发射极的并联等效电阻。 M 为 L_1 、 L_2 之间的互感。

前已说明，这电路是满足相位平衡条件的。若忽略电感中的损耗和输入电阻的影响，由 $\dot{U}_b \rightarrow \dot{I}_c \rightarrow (-\dot{U}_c) \rightarrow \dot{U}_c \rightarrow \dot{I} \rightarrow \dot{U}_{b'}$ 作出矢量图，可以证明它正好满足 $\dot{U}_{b'}$ 与 $\dot{U}_b$ 同相，矢量

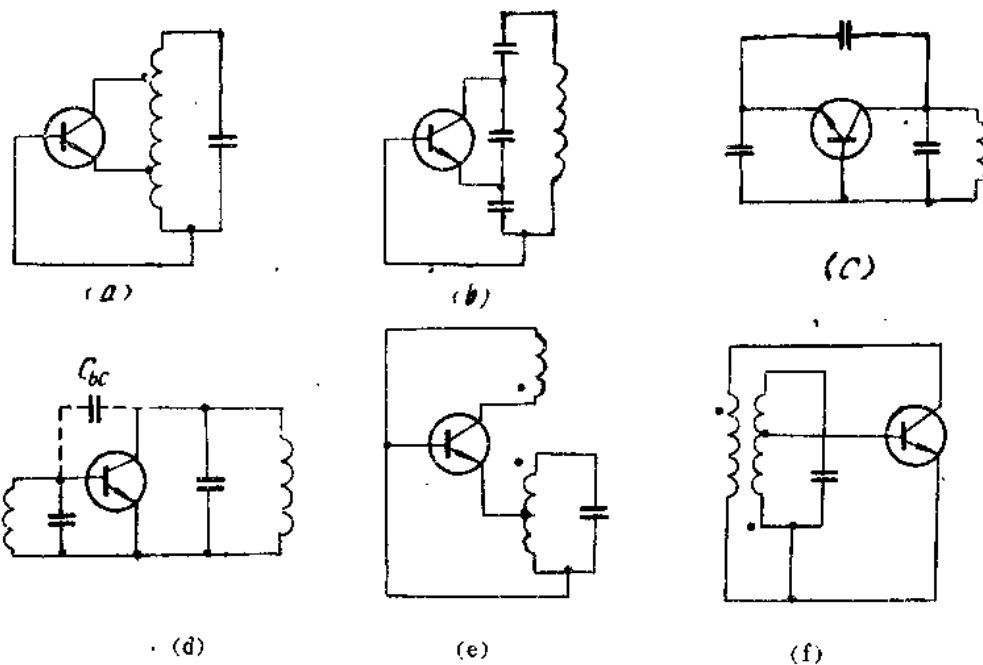


图 6-12 常见几种振荡器的高频线路

图如图6-13(c)示。

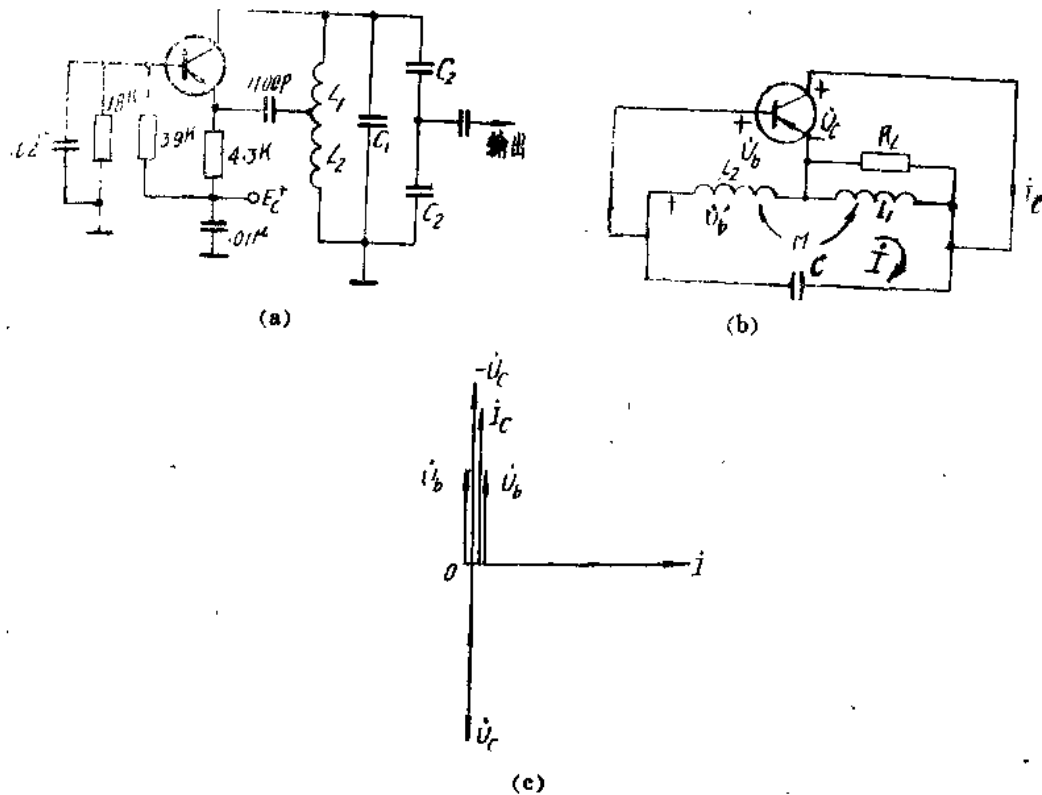


图 6-13 电感反馈振荡器及矢量图

现在分析此线路的振荡条件。我们知道，振荡器在稳定工作时一般要工作在晶体管的非线性区，要分析这种状态的振荡条件不但很麻烦，而且有些参数不容易得到，所得的结论也不便于应用。但是我们知道，振荡器在起振时是处于小信号的线性状态，如果仅限于研究起振时的振荡条件就方便得多，而且也有一定的实际意义。

图6-14就是用H参数表示的晶体管的等效电路。实数的H参数的等效电路显然只适用于

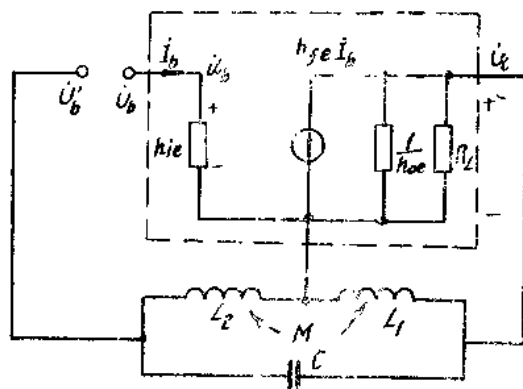


图 6-14 研究振荡条件的高频等效电路

低频范围，但由后面分析稳频中知道，通常为了提高振荡器的频率稳定度，晶体管的 f_T 选择得比 f 高得多，在这种情况下用这种等效电路也是可以的。图中忽略了晶体管内部反馈引起的参数 h_{re} ，因为在振荡器中，内部反馈比起反馈网络的反馈小得多。

上一节曾说明，振荡器的振荡频率基本上等于回路的谐振频率，即

$$\omega = \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{(L_1 + L_2 + 2M)C}} = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

这样，在计算振荡条件时，认为回路是处于谐振的。

由图6-14，放大器的放大量 K_0 为

$$K_0 = \frac{\dot{U}_c}{\dot{U}_b} = - \frac{h_{fe} \dot{I}_b}{h_{ie} \dot{I}_b} \left(\frac{R_L \frac{1}{h_{oe}}}{R_L + \frac{1}{h_{oe}}} \right) = - \frac{h_{fe}}{h_{ie}} \frac{R_L}{1 + R_L h_{oe}} \quad (6-8)$$

计算反馈系数时，可用图6-15的等效电路。因晶体管的输入电阻已经考虑在负载电阻

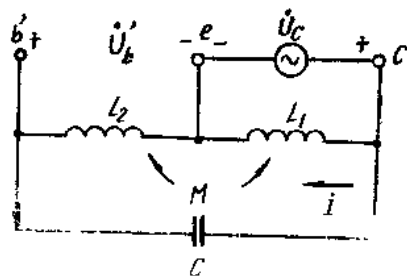


图 6-15 求反馈系数的等效电路

R_L 中, 所以这里求反馈系数时就不再考虑了。但应说明, 若考虑晶体管输入电阻对反馈系数 $\dot{\beta}$ 相移的影响时, 就不能这样近似了。由图

$$\dot{\beta} = \frac{\dot{U}_{b'}}{\dot{U}_e} = -\frac{j(j\omega L_2 + j\omega M)}{j(j\omega L_1 + j\omega M)} = -\frac{L_2 + M}{L_1 + M} \quad (6-9)$$

上节中曾引入 $-\dot{\beta}'$, $\dot{\beta}' = -\dot{\beta}$, 故由上式

$$\dot{\beta}' = \frac{L_2 + M}{L_1 + M} \quad (6-10)$$

将式 (6-8)、(6-9) 代入振荡条件

$$K_o \dot{\beta} \geq 1$$

得

$$\frac{h_{fe}}{h_{ie}} \frac{R_L}{1 + R_L h_{oe}} \frac{L_2 + M}{L_1 + M} \geq 1$$

$$h_{fe} \geq \frac{L_1 + M}{L_2 + M} \left(h_{ie} h_{oe} + \frac{h_{ie}}{R_L} \right) \quad (6-11)$$

这就是电感反馈振荡器满足起振时的振荡条件。

通常晶体管的输出阻抗 $\frac{1}{h_{oe}}$ 比负载电阻 R_L 大得多, 这时公式 (6-11) 中括号中前一项可忽略

$$h_{fe} \geq \frac{L_1 + M}{L_2 + M} \frac{h_{ie}}{R_L} \quad (6-12)$$

电感反馈振荡器的特点如下:

1. 电路容易起振, 调节方便。参看图6-13(a), 反馈电压取自 L_2 两端; 所以可以方便地改变线圈抽头的位置以改变 L_2 大小, 实现振荡。
2. 波段工作方便, 波段范围宽。因回路电容与反馈系数无关, 可以用一个可变电容改变振荡频率, 得到较宽的波段。
3. 比起电容反馈振荡器, 它的工作频率不能作得太高 (用同一晶体管条件下), 一般用于几十兆赫以下频率范围。
4. 与电容反馈振荡器比较, 振荡波形不够好。这是由于基极发射极之间的 L_2 对谐波也有一定的阻抗, 谐波电压较大。

三、电容反馈振荡器

图6-16是一电容反馈振荡器的实际线路。除去直流馈电元件外, 其高频等效电路与前面