

*6.8-3 频率占据现象^①

在电子线路中, 往往除了振荡器本身产生振荡信号以外, 还可能外加电动势作用于振荡器输入电路。尽管在一般情况下, 外加电动势比自激振荡信号弱得多, 但是它对振荡器工作频率和工作状态有着较大的影响。

一般说来, 根据外加电动势的频率与振荡器本身频率的接近程度, 可以分为三种情况:

1) 当外加电动势的频率 ω_s 比振荡器的频率 ω_0 低得多时, 由于振荡管的非线性特性, 外电动势对振荡电压起调制作用, 使振荡器的相位和振幅作周期性的改变, 因而振荡频率 ω 也在其固有频率 ω_0 附近作周期性的变化。

2) 当外加电动势的频率与振荡频率相差既不太大、也不太小时, 则振荡器的频率受外电动势的影响, 产生差拍振荡现象。其差拍频率为 $\Omega = |\omega_0 - \omega_s|$, 振荡器的振幅包络按差拍频率变化。振荡频率与回路谐振频率有一定的失调。这种失调频率随 ω_s 的变化规律可用图 6.8-7 的示意图来描述。图中纵坐标表示外电动势频率

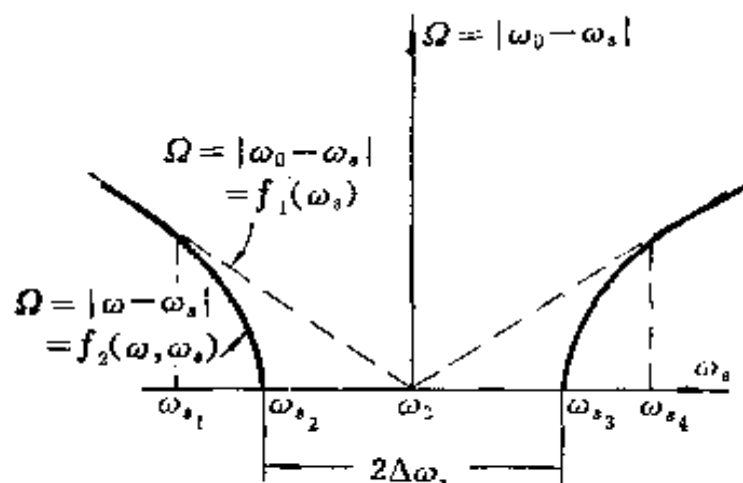


图 6.8-7 振荡频率受外电动势牵引和占据的示意图

^① 有些书中称为频率牵引现象。“牵引”和“占据”两者没有原则上的区别, 前者系指频率变化过程, 后者系指变化结果。

与振荡器固有频率的差 $|\omega_0 - \omega_s|$ ；横坐标表示外电动势频率 ω_s ；坐标原点既表示横坐标上 $\omega_s = \omega_0$ ，又表示纵坐标的零点。当 ω_s 与 ω_0 相距较远时($\omega_s < \omega_{s1}$, $\omega_s > \omega_{s2}$)，振荡频率基本上不受外电动势的影响，完全由电路参数所决定，可表示为 $\omega_0 = \omega_s + \Omega$ 。其中差频 Ω 如图中虚线所示，随 ω_s 作线性变化。当 ω_s 接近 ω_0 （尚未进入 $\omega_0 \pm \Delta\omega_s$ 范围内）时，即 ω_s 在 $\omega_{s1} \sim \omega_{s2}$ 和 $\omega_{s2} \sim \omega_{s1}$ 两个区间，上式中的差频 Ω 按图 6.8-7 中的实线变化。这意味着实际振荡频率被牵引到偏向于外电动势频率。在这种情况下，振荡器的工作频率不仅由电路参数决定，而且受外加电动势的牵制，与外加电动势的频率和振幅都有关系。这是一种不稳定的工作状态，应力求避免。

3) 当外电动势的频率与振荡器频率进一步接近到一定程度时(如图 6.8-7 中实线变化到 $\Omega = 0$ 处)，振荡器频率完全受外电动势控制，也就是说，振荡器频率不再取决于回路参数，而是随外电动势频率的改变而改变。在这个区间内，振荡频率 $\omega = \omega_s$ 。我们称这种现象为频率占据现象，把产生频率占据的范围 $2\Delta f_s$ 称为占据频带。占据频带的宽度主要决定于外加电动势的强度。外加电动势愈强，占据频带就愈宽。

下面我们利用简单的互感耦合振荡电路，来分析产生频率占据现象的原理。

图 6.8-8 为互感耦合振荡器的交流等效电路。设外电动势 u_s 串联于基极电路中，其幅度 U_s 比振荡器反馈信号幅度 U_f 小得多，即 $U_s \ll U_f$ 。为了便于分析，我们采用矢量图分两种情况进行讨论。

首先讨论外电动势频率与振

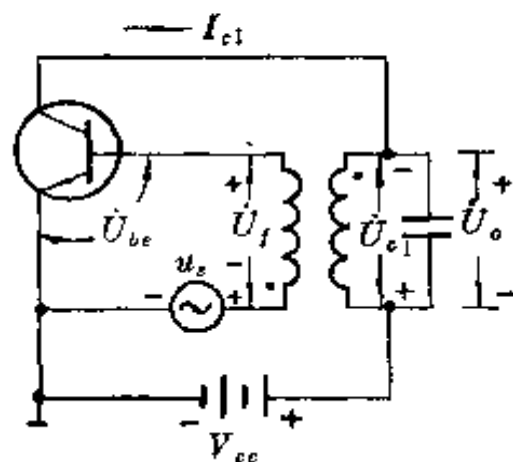


图 6.8-8 具有外电动势作用的互感耦合振荡器等效电路

荡器频率相等($\omega_s = \omega_0$), 而初始相角不同时, 这两个频率的同步过程。在外电动势 u_s 作用之前, 振荡器处于稳定平衡状态。为了突出所分析的主要问题, 我们作如下几点假定:

1) 近似地认为振荡回路是处于谐振状态, 谐振阻抗为纯阻性, 因而 \dot{I}_{c1} 与 \dot{U}_{c1} ($-\dot{U}_o$) 同相, 即 $\varphi_2 = 0$ 。

2) 晶体管的输入阻抗为纯阻性, 且少数载流子在基区有效宽度内扩散时间可以忽略, 即 \dot{I}_{c1} 与 \dot{U}_f 同相, $\varphi_T = 0$ 。

3) 反馈变压器不产生相移, 即 \dot{U}_f 与 \dot{U}_{c1} 同相, $\varphi_F = 0$ 。

在上述假定情况下, 振荡器中电流、电压的矢量图如图 6.8-9 (a) 所示。由于这些电压和电流的频率均为 ω_0 , 因此所有矢量都以角速度 ω_0 朝着反时针方向旋转。显然, 在没有外电动势作用时, $\dot{U}_{be} = \dot{U}_f$ 。它们之间的相对静止位置如图 6.8-9(a) 所示。

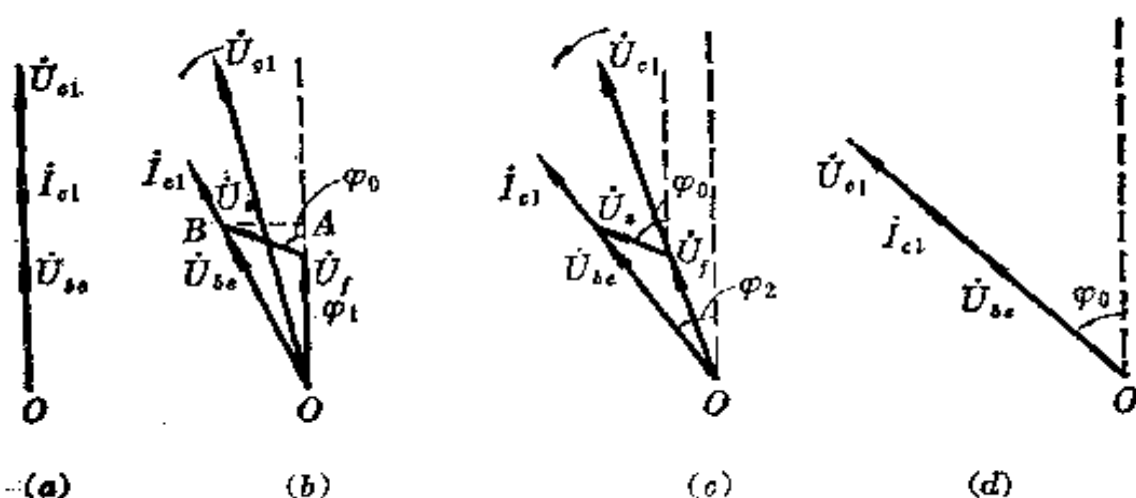


图 6.8-9 频率占据过程的矢量图

在某一时刻 t , 基极电路中串联接入外电动势 u_s 。一般情况下, u_s 的矢量 \dot{U}_s 不会与 \dot{U}_f 同相。设

$$u_s = U_s \cos(\omega_s t + \varphi_0) \quad (6.8-15)$$

这时作用于基极上的电压 $\dot{U}_{be} = \dot{U}_f + \dot{U}_s$ 。因此, 外电动势一加入就立即使 \dot{U}_{be} 旋转一个角度 φ_1 。 φ_1 的大小与 \dot{U}_s 和 \dot{U}_f 的幅度和相位有关。由图 6-8-9(b) 可见

$$\sin \varphi_1 = \frac{AB}{OB} = \frac{U_s \sin \varphi_0}{\dot{U}_{be}} \quad (6.8-16)$$

由于假定 $\varphi_r = 0$, 因此可以认为 \dot{I}_{c1} 与 \dot{U}_{be} 同相。 \dot{U}_{be} 旋转一个角度 φ_1 时, \dot{I}_{c1} 也旋转同样的角度 φ_1 。由于假定回路是处于谐振状态, 因此 \dot{I}_{c1} 的旋转, 必然引起回路电压 \dot{U}_{c1} 也旋转同样的角度 φ_1 。但是, 回路上电压的变化受振荡回路中储能元件惯性的限制, 这种变化不可能瞬时完成。 \dot{U}_{c1} 旋转一个角度 φ_1 需要一个过渡过程, 回路的惯性愈大 (即品质因数 Q 愈大), 这个过程所需的时间愈长。因此, 从 \dot{U}_s 作用那一瞬间开始, 矢量 \dot{U}_{c1} 就开始向着矢量 \dot{I}_{c1} 所在的方向移动。由于反馈网络也是假定没有相移, 因此, 矢量 \dot{U}_{c1} 的旋转必然引起反馈电压矢量 \dot{U}_f 的旋转。图 6.8-9(b) 所示仅为上述过程一瞬间的情况。因此, 当矢量 \dot{U}_{c1} 转过角 φ_1 时, 矢量 \dot{U}_f 也应跟着转到这个位置。于是 \dot{U}_{be} 和 \dot{I}_{c1} 又向前转了一个角度, 其总转角为 φ_2 。这一瞬间各矢量的位置如图 6.8-9(c) 所示。这一旋转过程一直继续下去。由于外电动势的相位 φ_0 是不变的, 故矢量 \dot{U}_f 和 \dot{U}_s 之间的相位差随着 \dot{U}_f 的向前旋转而愈来愈小。直到矢量 \dot{U}_{c1} 与 \dot{U}_f 旋转的角度等于 φ_0 时, 矢量 \dot{U}_{c1} 、 \dot{U}_f 、 \dot{U}_s 、 \dot{U}_{be} 以及 \dot{I}_{c1} 均同相, 各矢量的旋转即告停止, 如图(d)所示。这时振荡器又重新达到稳定状态。

由上所述可以得出结论: 如果外电动势和振荡器频率相同, 则外电动势的作用只是使振荡产生了一个相移。相移的角度为振荡器原有频率与外电动势频率的起始相角差。建立这个相移所需的时间与振荡回路 Q 值和外电动势的幅度大小有关。 Q 值愈高, \dot{U}_s 愈小, 所需的过渡时间也就愈长。在建立的过程中, 相位不断变化, 因而瞬时频率也不断变化, 最后(当相位变化停止时)振荡的角频率又重新回到 ω_0 。

下面我们讨论 ω_s 和 ω_0 不相等的情况。设 $\omega_s > \omega_0$, 这时由于

以频率 ω_0 旋转着的振荡器各种电压电流的矢量相对静止, 因此, 外电动势矢量 \dot{U}_s 应以 $(\omega_s - \omega_0)$ 的角频率逆时针方向旋转。所谓占据现象, 表现在矢量图上, 就是振荡器的电流电压各矢量跟着外电动势矢量以相同的角速度 $(\omega_s - \omega_0)$ 旋转。现在我们来看这一过程是怎样产生的。当 \dot{U}_s 以 $(\omega_s - \omega_0)$ 的角速度旋转时, 使 \dot{U}_{e1} 和 \dot{I}_{e1} 跟着旋转。因为 \dot{U}_{e1} 要和 \dot{I}_{e1} 取得一致, 所以 \dot{U}_{e1} 也要跟着旋转。由于回路的惯性作用, 再加上 \dot{U}_s 又是不断旋转的 (这与上面讨论的第一种情况不同。在那里 \dot{U}_s 是不动的, 只是与 \dot{U}_f 有相位差 φ_0), 因此, \dot{U}_{e1} 永远不可能赶上 \dot{I}_{e1} , 总是落后一定的相角。经过一段过渡过程之后, 落后的相角在某一个数值 φ 稳定下来 (开始落后得多, 后来逐渐赶上来), 这时各矢量的相对位置如图 6.8-10 所示。需要指出的是, 此时图中的所有矢量都是以 $(\omega_s - \omega_0)$ 的角速度逆时针方向旋转的。显然, 随着 ω_s 升高, 矢量的转速加快。当 $\omega_s = \omega_0$ 时, 各矢量都相对静止; $\omega_s < \omega_0$ 时, 各矢量按顺时针方向旋转。这种现象即所谓频率占据现象。

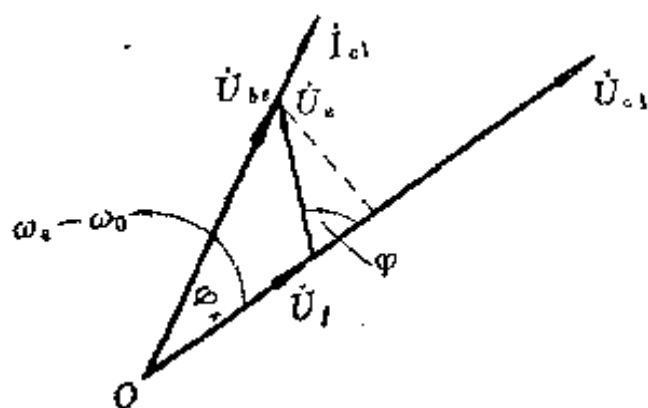


图 6.8-10 $\omega_s > \omega_0$ 时, 频率占据过程的矢量图

上面曾经指出, \dot{U}_{e1} 力图 and \dot{I}_{e1} 取得一致的位置, 为什么现在它却落后于 \dot{I}_{e1} 一个相角 φ 而稳定下来了呢? 这是因为, 振荡频率被外电动势频率占据以后, 振荡频率已经不是 ω_0 , 而是 ω_s 了。这时, 回路不再处于谐振状态, 而是对 ω_s 有一失调, 即对于振荡频

率 ω_s 来说, 回路阻抗不再是纯电阻, 而是一个阻抗。当振荡器被占据的频率 ω_s 大于回路谐振频率 ω_0 时, 其相角 φ_Z 为负(阻抗呈容性)。以上所说的 \dot{U}_{e1} 与 \dot{I}_{e1} 的相角差, 实际上就是相角 φ_Z 。这个相角的存在, 可以用相位平衡条件来解释。当振荡频率被外电动势的频率占据时, 回路出现的阻抗相角, 正好由 \dot{U}_f 和 \dot{U}_{be} 之间的相位差平衡, 使闭环一周的总相移仍保持为 2π 的整数倍。

利用图 6.8-10 所示的矢量图可以求出其占据频带的表示式。由图可见

$$\sin \varphi_Z = \frac{U_s \sin \varphi}{U_{be}} \quad (6.8-17)$$

式中 φ 为 \dot{U}_{e1} (频率为 ω_s 时) 和外电动势振幅 \dot{U}_s 之间的相角。

回路阻抗相角 φ_Z 又决定于回路失调程度。由线性电路理论可知

$$\operatorname{tg} |\varphi_Z| \approx \frac{2|\omega_s - \omega_0|}{\omega_0} Q \quad (6.8-18)$$

由于 \dot{U}_s 很小, 则 φ_Z 就很小, 因此, $\operatorname{tg} |\varphi_Z| \approx \sin |\varphi_Z| \approx |\varphi_Z|$, $U_{be} \approx U_f$ 。将这些关系代入上面二式, 得

$$\frac{2|\omega_s - \omega_0|}{\omega_0} \approx \frac{U_s \sin |\varphi|}{U_f Q} \quad (6.8-19)$$

式(6.8-19)是出现占据现象的特征方程。由式可见, 在回路的 ω_0 、 Q 以及 U_f 、 U_s 一定时, 当 $|\sin \varphi| = 1$, $|\omega_s - \omega_0|$ 出现最大值。因此, 将 $\sin \varphi = 1$ 代入式(6.8-19), 就得到可能出现的最大占据频带

$$2|\omega_s - \omega_0| = 2\Delta\omega_0 \approx \frac{U_s \omega_0}{QU_f} \quad (6.8-20)$$

由此可见, 占据频带的宽度与外电动势对反馈电压振幅比成正比, 与回路 Q 值成反比。也就是说, 外电动势的幅度愈大, 或振荡器的反馈愈小, 以及 Q 值愈低, 则振荡频率愈易被占据。这一

结论是显而易见的。从本质来说,就是外因影响较大,而振荡器本身维持其固有工作状态的能力又不足时,频率占据现象就易于发生。

一般振荡器是不希望出现频率占据现象的。例如利用差拍法对某振荡器的频率进行测量时,就不允许出现频率占据现象。但有时这种现象又可以加以利用。

近几年来,频率占据现象的利用有不少新的发展,诸如稳频、分频、同步等也可利用频率占据原理来实现。

所谓占据稳频,就是用一个频率十分稳定的振荡器,对另一个频率稳定度较差的振荡器,实行强制同步来提高其频率稳定度。

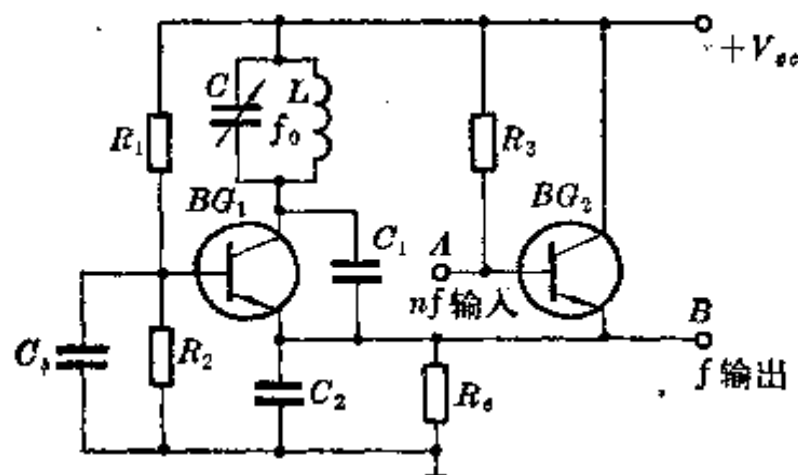


图 6.8-11 占据分频器原理电路

利用频率占据原理,可以很容易地把正弦振荡器变换成为分频器。图 6.8-11 表示频率占据分频器(或称牵引分频)的原理电路。其中, BG_1 组成共基极电容三端式振荡电路; BG_2 组成射随器注入电路。两个电路通过 BG_1 和 BG_2 的发射极电阻 R_e 相耦合。假定振荡器的工作频率是 f_0 , 另一信号频率为 nf , 并由 BG_2 基极加入通过 R_e 注入振荡器。若 $f \approx f_0$, 因为振荡管工作于非线性状态,所以在它的回路中必然存在着 f_0 的各次谐波。一旦 f_0 的 n 次(n 一般为小于 10 的整数)谐波被注入的频率 nf 所占据, 则

f_0 就与 f 同步。这时振荡频率 f_0 精确地成为注入信号频率的 $\frac{1}{n}$ 倍。这样, 正弦信号 nf 由 A 端加入, 而在 B 端得到频率为 f 的正弦输出信号。因此, 振荡器就变成了分频器。

这种分频电路的优点是: 谐波成分小; 工作频率高; 电路简单; 同步信号丢失时, 频率变化不大, 仍可提供具有一定精度的输出。

*6.8-4 频率拖曳现象

振荡器为了将信号传输到下一级或负载上, 往往采用互感或其他耦合形式, 一旦耦合系数过大, 而负载又是一个谐振回路时, 就会发生所谓频率拖曳现象。

图 6.8-12 是具有谐振回路作为负载的电容三端式振荡电路。 L_2 、 C_2 和 R_2 组成负载回路, 振荡器的输出是通过互感耦合传输到负载上。振荡回路的自然谐振频率为 ω_{01} ; 负载回路的自然谐振频率为 ω_{02} ; 振荡器的工作频率为 ω ; 两回路之间的耦合系数为 k ; M 为互感系数。

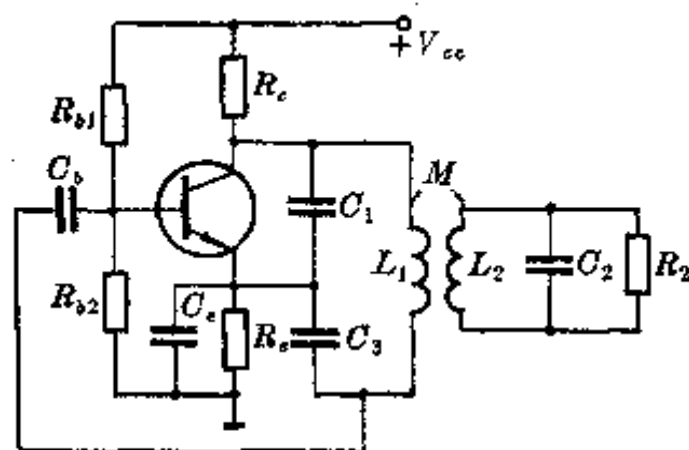


图 6.8-12 负载为谐振回路的振荡器电路

由于振荡回路和负载回路之间存在着耦合, 因此, 调节负载回路将对振荡器工作频率产生影响, 即调节负载回路的自然谐振频率(例如改变 C_2)时, 振荡回路的频率 ω 也随之改变。其影响程度