

高等学校试用教材

电子线路

下册

武汉大学《电子线路》教材编写组编

人民教育出版社

本书是根据一九七七年十月高等学校理科物理教材会议拟订的教材编写大纲编写的。

全书分上、下两册,本书为下册,主要内容为正弦振荡与非线性变换、脉冲电路、数字集成电路和直流电源等共四章,其中六、九两章由梁明理编写,七、八两章由卢孝先编写。

本书连同武汉大学《电子线路》教材编写组编《电子线路实验》一书,可作为综合大学和师范院校物理系的试用教材,也可供从事电子线路工作的人员参考。

高等学校试用教材

电 子 线 路

下 册

武汉大学《电子线路》教材编写组编

*

人 民 教 育 出 版 社 出 版

新华书店北京发行所发行

北 京 印 刷 三 厂 印 刷

*

开本 787×1092 1/32 印张 12.875 字数 311,000

1979年7月第1版 1980年2月第1次印刷

印数 00,001—28,000

书号 13012·0373 定价 1.05 元

目 录

第六章 正弦振荡器与非线性变换	1
§ 6.1 LC 振荡器	1
一、LC 振荡器的工作原理	1
二、LC 振荡器的工作状态	12
三、LC 振荡器的线路	15
*§ 6.2 LC 振荡器的频率稳定	24
一、稳频原理	25
二、提高频率稳定度的方法	28
三、石英晶体振荡器	32
§ 6.3 RC 振荡器	37
一、RC 相移振荡器	37
二、文氏电桥振荡器	41
§ 6.4 调幅与检波	50
一、调制概述	50
二、调幅原理	52
三、调幅线路	58
四、检波	62
*§ 6.5 调频与鉴频	68
一、调频波的表示式和波形	68
二、调频波的频谱	70
三、调频制的特点	74
四、变容二极管调频器	75
五、鉴频器	76
§ 6.6 变频器	82
一、变频原理	83
二、变频电路	86
*§ 6.7 频率合成器	88
一、直接合成式频率合成器	89
二、锁相式频率合成器	91

本章小结	99
习题与思考题	102
第七章 脉冲电路	106
§ 7.1 概述	106
§ 7.2 RC 电路	109
一、 RC 电路的过渡过程	109
二、矩形脉冲通过 RC 电路	118
三、脉冲分压器	125
§ 7.3 开关器件的特性	130
一、二极管开关的稳态特性及其等效电路	131
二、晶体管开关的稳态特性及其等效电路	135
三、晶体管开关的瞬态特性	142
§ 7.4 限幅与箝位	149
一、二极管限幅器	149
二、晶体管限幅器	156
三、运放开环比较器	158
四、二极管箝位器	160
§ 7.5 双稳态触发器	165
一、两个稳定状态	166
二、触发翻转	170
三、触发方式	175
*四、翻转条件	178
§ 7.6 施密特触发器	181
一、晶体管施密特触发器——射极耦合双稳态触发器	182
二、用运算放大器构成的施密特触发器	193
§ 7.7 单稳态触发器	195
一、集-基耦合单稳态触发器	196
二、射极耦合单稳态触发器	205
三、用运算放大器构成的单稳态触发器	211
§ 7.8 自激多谐振荡器	212
*§ 7.9 电压扫描电路	221
一、简单扫描电路	223
二、密勒扫描电路	227

三、自举电路	231
本章小结	234
习题与思考题	237
第八章 数字集成电路	244
§ 8.1 集成电路概述	244
§ 8.2 基本逻辑关系	252
§ 8.3 TTL“与非”门	261
一、简单门	261
二、五管单元门	266
三、六管单元门	271
四、扩展器	273
§ 8.4 集成电路触发器	274
一、RS 触发器	274
二、维持-阻塞型D 触发器	278
三、主从型J-K 触发器	282
§ 8.5 逻辑代数及组合数字系统	288
一、二进位计数制——二进制	288
二、逻辑代数的基本运算法则	292
三、逻辑函数的建立	293
四、二进制加法器	296
五、二—十进制译码器	301
六、编码器	302
七、只读存储器(ROM)——码组转换	305
八、组合数字系统的设计方法	308
§ 8.6 时序数字系统	308
一、移位寄存器	309
二、计数器	313
§ 8.7 数字系统实例简介	325
一、数字钟	325
二、字符显示器	326
本章小结	334
习题与思考题	335
附录、半导体集成电路型号命名法	338

第九章 直流电源	345
§ 9.1 整流电路	345
一、半波整流电路	345
二、全波整流电路	347
三、桥式整流电路	349
四、倍压整流电路	352
§ 9.2 平滑滤波器	353
一、电容滤波电路	355
二、电感滤波电路	359
三、 Γ 型滤波电路	362
四、 Π 型滤波器	363
五、 RC 滤波器	363
*六、有源滤波器	364
§ 9.3 直流稳压电源	366
一、硅稳压管稳压电路	366
二、串联型晶体管直流稳压电源	373
三、稳压电源的质量指标	378
*四、串联型晶体管稳压电路分析	380
*五、串联型晶体管稳压电源计算一例	387
六、集成稳压器	392
*§ 9.4 直流变换器	393
一、晶体管直流变换器的工作原理	394
二、直流高压稳定电路	399
本章小结	401
习题与思考题	403
下册主要参考书	406

第六章 正弦振荡器与非线性变换

振荡器是一种不需外加激励信号，而能将直流电源的能量转变为交流能量的电子设备。它与放大器最本质的区别，在于它的工作不需外加信号的推动。

振荡器产生的振荡波形，有正弦波和非正弦波两类，本章主要讨论正弦波振荡器，其中包括工作于高频的 LC 振荡器和工作于低频的 RC 振荡器。

正弦波振荡器最初用于无线电通讯，随着电子技术的发展，使它逐渐在广播、通讯、测量、自动控制、遥控遥测等各个技术领域中有广泛的应用。在实验室中，我们经常用到具有正弦振荡器的设备，例如：能够输出等幅振荡和调幅波的“XFG-7 型高频信号发生器”，其线路包含有 LC 高频振荡器和音频振荡器；测量音频放大器用到的“低频信号发生器”，它的核心部分就是一个 RC 正弦振荡器。

振荡器的振幅能够最后稳定下来，是由于运用了晶体管或电路元件的非线性。正因如此，使振荡器的分析比较复杂。

电路元件的非线性在无线电通讯方面的基本应用，例如调制、解调和频率变换等，本章将作初步的介绍。

§ 6.1 LC 振荡器

一、 LC 振荡器的工作原理

由于振荡器不需外加信号的激励，也能输出交流功率，振荡器

与放大器的这一本质区别使振荡器有它特殊的结构和工作原理，出现了放大器所没有的一些新问题。这些问题包括：振荡电路的结构、振荡的条件、振荡的建立和稳定等等。

1. 振荡器的自激原理

我们知道，晶体管无论用于什么电路，它必须在基-射间信号的激励下，才能工作。在外加信号的激励下，放大器才有输出。而振荡器没有外加激励信号，它要产生振荡而输出交流功率，就必须依靠自身信号来激励，这就是“自激”的办法。因此，分析振荡原理时，首先应了解自激原理。

自激原理可以从图 6-1 的电路来说明。由图可见，它是一个调谐放大器，由晶体管和具有选频特性的谐振回路组成。当输入端的开关 S 接通 1 端时，信号电压 $\dot{U}_i$ 被加到晶体管的基极，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交流输出功率将大于激励信号的功率。

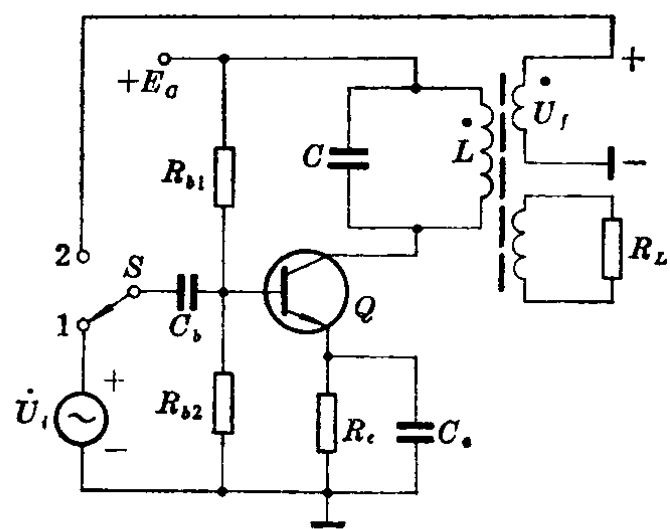


图 6-1 变放大器为振荡器

如果按图 6-1 那样安排集电极电路，在次级绕组上可得到一个反馈电压 $\dot{U}_f$ ，并适当选择匝数比，使 $\dot{U}_f$ 和 $\dot{U}_i$ 大小相等，相位相同。可以设想，当开关 S 接通 2 端时，该反馈电压 $\dot{U}_f$ 便代替了原来的外加信号 $\dot{U}_i$ ，放大器的工作状况将维持不变。但是，这个放

大器已不需要外加信号的激励，而是用它本身的输出信号自己激励，放大器已变成了自激振荡器。

由此可见，调谐放大器变为振荡器是通过正反馈来实现的，因此，振荡器实质上就是一个正反馈放大器，当正反馈足够大时，就能产生自激振荡。

2. 振荡的自激条件

从上面自激原理的讨论中可见，产生自激振荡必须具备两个条件：第一，反馈必须是正反馈，即反馈电压 $\dot{U}_f$ 与原有输入电压 $\dot{U}_i$ 的相位相同；第二，反馈电压必须足够大， $\dot{U}_f$ 必须等于 $\dot{U}_i$ 。因此，自激条件可以概括为

$$\dot{U}_i = \dot{U}_f$$

作为一个自激振荡器，是由放大器、反馈网络和直流电源三个部分组成的。显然，图 6-2 的振荡器是满足这一结构要求的，它通过互感耦合，获得反馈信号，调谐放大器中的 LC 谐振回路，置于晶体管的集电极回路中，因此称为互感耦合调集振荡器。

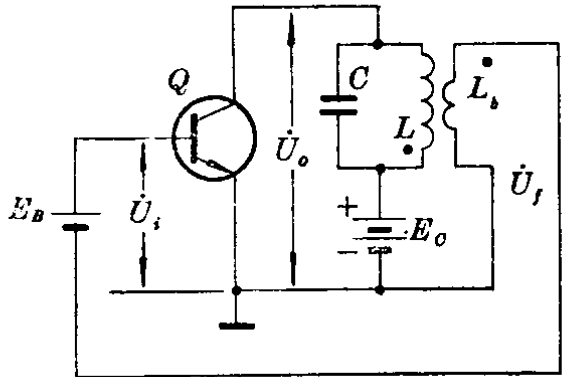


图 6-2 互感耦合调集振荡器

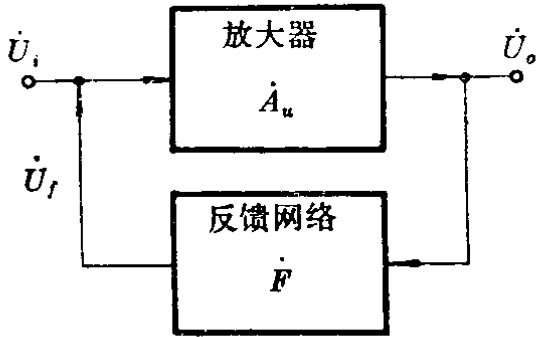


图 6-3 自激振荡器方框图

为了分析振荡电路的一般规律，可把振荡器用一个方框图来表示，如图 6-3。现在运用反馈的概念，以放大器和反馈网络的参数来表示自激条件。

我们知道，反馈放大器(图 6-3)的电压增益 $\dot{A}_{uf}$ 为

$$\dot{A}_{uf} = \frac{\dot{A}_u}{1 - \dot{A}_u \dot{F}} \quad (6-1)$$

式中, $\dot{A}_u \dot{F}$ 为

$$\dot{A}_u \dot{F} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} \frac{\dot{U}_f}{\dot{U}_o} = \frac{\dot{U}_f}{\dot{U}_i} \quad (6-2)$$

称为振荡器的闭环增益。显然, 在满足自激条件 $\dot{U}_f = \dot{U}_i$ 时, 闭环增益 $\dot{A}_u \dot{F} = 1$ 。代入(6-1)式, 即得反馈放大器的电压增益 $\dot{A}_{uf} \rightarrow \infty$, 说明了即使没有外加信号, 也有输出, 反馈放大器已经变成了自激振荡器。

因此, 用增益和反馈系数表示的自激条件为

$$\dot{A}_u \dot{F} = 1 \quad (6-3)$$

一般情况下, $\dot{A}_u$ 和 $\dot{F}$ 都是复数, 设 φ_a 和 φ_f 分别为 $\dot{A}_u$ 和 $\dot{F}$ 的相角, 于是有

$$A_u e^{j\varphi_a} F e^{j\varphi_f} = A_u F e^{j(\varphi_a + \varphi_f)} = 1$$

因此必须是

$$A_u F = 1 \quad (6-4)$$

$$\varphi_a + \varphi_f = 2n\pi \quad (6-5)$$

式中 $n = 0, 1, 2, \dots$ 。

(6-4)式称为自激的振幅平衡条件, 当 $A_u F = 1$ 时, $U_i = U_f$ 。所以振幅平衡条件就是反馈电压 U_f 必须等于输入电压 U_i 。

(6-5)式称为自激的相位平衡条件, 实际上 $\varphi_a + \varphi_f$ 就是 $\dot{U}_f$ 和 $\dot{U}_i$ 之间的相位差, 当 $\varphi_a + \varphi_f = 2n\pi$ 时, $\dot{U}_f$ 与 $\dot{U}_i$ 同相, 即为正反馈。

总之, 一个振荡器满足了(6-4)式的振幅平衡条件和(6-5)式的相位平衡条件, 才有可能产生并维持自激振荡。

为了获得单一频率的正弦振荡, 必须使放大器或反馈电路具有选频特性, 对于不同频率的信号有不同的增益和相移, 而只有某一特定的频率才满足自激条件, 于是振荡器便产生单一频率的正弦振荡。显然, 如果有许多频率的信号, 都满足自激条件, 这些信

号同时在振荡器中产生振荡,那么,振荡器的输出信号将不是单一频率的正弦波,而是一个由许多频率的信号合成的非正弦波,这是不符合正弦振荡器波形要求的。

由调谐放大器和反馈电路组成的自激振荡器,如图 6-2 所示,它以具有选频特性的 LC 并联回路作为晶体管的负载,使放大器的 A_u 和 φ_a 与频率有关,满足了正弦振荡器对电路结构的要求。从 LC 并联谐振回路的频率特性,可以推知放大器的频率特性。由图 6-4 可见,在谐振点 $f=f_0$ 时,回路的阻抗最大,且为纯电阻,其阻抗的相角 $\varphi_z=0$,这时 A_u 最大,其相角 $\varphi_a=180^\circ+\varphi_z=180^\circ$,离开了谐振点 f_0 , $\varphi_a\neq 180^\circ$ 。对于图 6-2 的振荡器,当反馈线圈接成正反馈时, $\varphi_f=180^\circ$,在回路的谐振频率 f_0 ①上,才满足相位平衡条件。这就是说,只有在 $f=f_0$ 这个频率上才有可能产生振荡,因此振荡波形是正弦的。

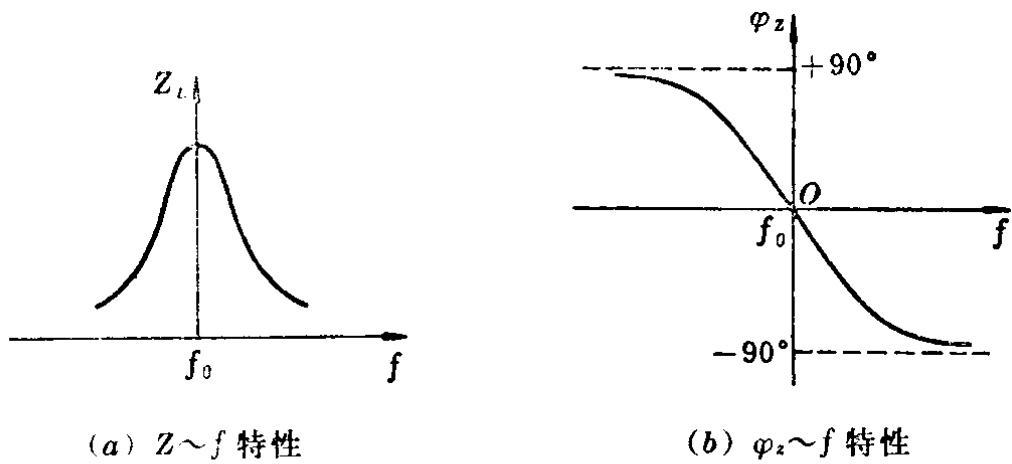


图 6-4 LC 并联回路的频率特性

3. 振荡的建立

振荡器既然不需外加信号,那么振荡器的初始信号是从哪里来的呢?事实说明,初始信号来自于振荡电路的外来扰动或电路里的起伏。在接通电源时,电路中产生电的冲击,或者电路及晶体

① 如果考虑 LC 回路的损耗,谐振频率 f_r 是不等于回路固有频率 f_0 的。因此,振荡频率与 f_0 稍有出入。

管中的噪声等,都是初始信号。这些信号包含着丰富的谐波,经谐振回路的选频作用,选出频率为 f_0 的初始信号,由反馈网络加到输入端,经晶体管放大,得到更大的信号,被谐振回路选频,再次反馈到输入端。如果反馈电压 U_f 大于输入电压 U_i ,即使初始信号十分微弱,经过放大—选频—反馈—再放大…的循环过程,振荡将由小到大地建立起来。

如果每次反馈后的电压都比原来的大,即 $U_f > U_i$,这时环路增益 $A_u F = \frac{U_f}{U_i} > 1$,于是振荡将逐渐增大起来。因此要使振荡建立起来,必须满足:

$$\dot{A}_u \dot{F}' > 1 \tag{6-6}$$

这一关系式,称为振荡器的起振条件。

当振荡器满足起振条件,振幅逐渐增大,那末,振幅是否会无限制地增长下去呢? 由于振荡器中晶体管的非线性作用,振荡最后会稳定于一定的幅度。在信号较小时,晶体管工作在线性放大区,当信号很大时,工作点将摆动到截止区和饱和区,如图 6-5 所

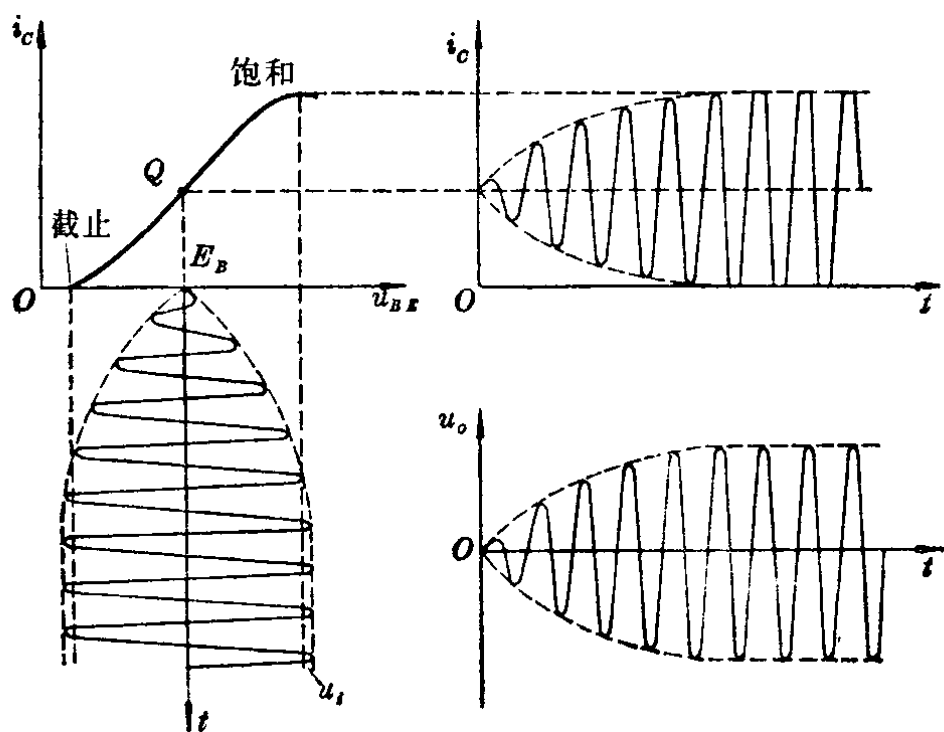


图 6-5 振荡的建立过程

示。我们知道,在截止区和饱和区,晶体管是没有放大作用的,它仅在信号每个周期的部分时间内才有放大作用,因此一周内的平均放大量 A_u 减小了。当放大量减小到使 $A_u F=1$ 时,振荡的幅度不再增加,而自动维持平衡。

必须指出,在图 6-5 中,工作点摆动超出放大区以后,集电极电流 i_c 的双峰被削去一部分,出现许多谐波,然而,只有 i_c 的基波分量(等于回路的谐振频率),才会在回路上造成压降。因此,在振荡振幅稳定以后,输出电压 U_o 是正弦波。

4. 振荡振幅和频率的确定

从振荡的建立过程可以看出,当放大器和反馈网络确定后,最后会在 $A_u F=1$ 的条件下平衡下来。由于 A_u 是随振荡电压(U_o 或 U_i)变化的,因此平衡条件只是对应于某一振荡电压才能满足。在振荡器中振荡电压的大小是根据平衡条件自行决定的,这与放大器不同,放大器的输出电压是由外加信号的大小决定的。

为了说明振幅平衡问题,我们把振幅平衡条件用图表示出来。当放大器的电路参数和晶体管的工作点确定后,总可做出增益 A_u 和输入电压 U_i 的关系曲线。参考图 6-5, 可以看出,由于晶体管的非线性,即使 U_i 不断增加, U_o 最终将稳定于某一有限的幅度。因此 U_o 与 U_i 的关系如图 6-6 所示。由于 $A_u=U_o/U_i$, 因此, A_u 和输入电压 U_i 有图 6-7 的曲线关系。小信号时, A_u 较大,并保持常

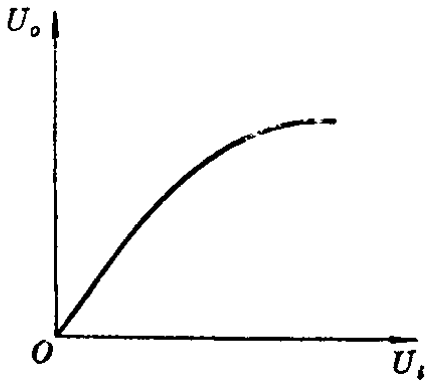


图 6-6 放大器的振幅特性

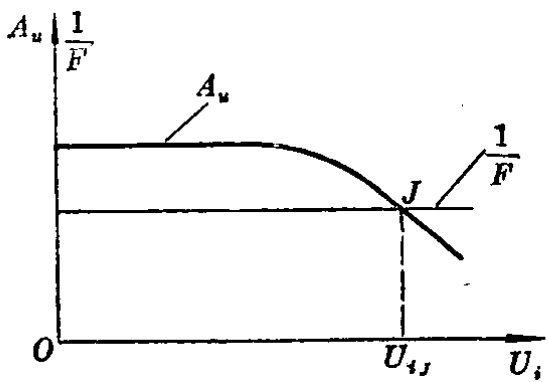


图 6-7 振幅平衡条件的图解表示

数,当 U_i 增加到一定程度后,由于工作到非线性区, A_u 下降。另外,由于反馈网络通常都是由线性元件组成的,反馈系数 F 一般不随振荡电压变化,因此直线 $1/F$ 与 U_i 轴平行。

在图 6-7 中, A_u 和 $1/F$ 两线的交点 J , 满足振幅平衡条件 $A_u = \frac{1}{F}$ 。该点就是电路处于平衡状态的平衡点。与 J 点 U_{iJ} 值相应的输出电压 U_{oJ} , 就是平衡状态的振荡电压。由图可见,在起振时, U_i 较小, $A_u > 1/F$ 即 $A_u F > 1$, 振荡逐渐加强,到 J 点时, $A_u F = 1$, 振幅稳定下来,如果由于某一原因, $U_i > U_{iJ}$, 则 $A_u < 1/F$, 即 $A_u F < 1$, 于是振荡减弱,到 $U_i = U_{iJ}$ 为止。由图还可看出,当反馈加强时, F 增大,图中 $1/F$ 线下移,平衡点 J 下降,将使振荡幅度增大,反之, F 减小,幅度随之减小。

振荡器的振荡频率是由相位平衡条件确定的。在前面讨论自激的过程中,曾认为振荡频率 ω 就是回路的固有频率 ω_0 , 这个说法是近似的,是不严格的。之所以可以这样认为,是因为谐振回路处于谐振或失谐不大时,放大器才有足够的增益,才可以在这一频率上满足自激条件。

振荡的相位平衡条件为

$$\varphi_a + \varphi_f = 2n\pi$$

为将相位平衡条件具体化,作下述讨论。

放大器的增益为

$$A_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{\dot{I}_{c1}}{\dot{U}_i} \cdot \frac{\dot{U}_o}{\dot{I}_{c1}}$$

参看图 6-2, 设 Z_L 为 LC 谐振回路的阻抗,如果把晶体管的输入电阻和电容通过反馈电路折算到 LC 回路中,这样,放大器的等效阻抗为 Z'_L 。于是输出电压 $\dot{U}_o$ 与集电极电流的基波分量 $\dot{I}_{c1}$ 的关系为

$$\frac{\dot{U}_o}{\dot{I}_{c1}} = -\dot{Z}'_L$$

而 $\dot{I}_{c1}/\dot{U}_i$ 可用晶体管的平均跨导 g_{md} 来表示

$$\frac{\dot{I}_{c1}}{\dot{U}_i} = \dot{g}_{md}$$

显然, 平均跨导 g_{md} 与晶体管的短路正向传输导纳 y_{fe} 的意义是一致的, 它反映了晶体管的放大性能。将 $\dot{Z}'_L$ 、 $\dot{g}_{md}$ 代入 $\dot{A}_u$ 中, 得

$$\dot{A}_u = -\dot{g}_{md}\dot{Z}'_L$$

式中负号表示 $\dot{U}_o$ 与 $\dot{U}_i$ 有 180° 的相移, 为了满足 $\varphi_a + \varphi_f = 2n\pi$ 的相位条件, 反馈系数 $\dot{F}$ 必须为负。引进反馈系数 $\dot{F}'$ ($\dot{F}' = -\dot{F}$), 则得

$$\dot{A}_u\dot{F}' = (-\dot{g}_{md}\dot{Z}'_L)(-\dot{F}') = 1$$

$$\text{亦即} \quad \dot{g}_{md}\dot{Z}'_L\dot{F}' = 1 \quad (6-7)$$

$$\text{或} \quad g_{md}Z'_L F' e^{j(\varphi_g + \varphi_z + \varphi'_f)} = 1$$

式中: φ_g 为平均跨导 g_{md} 的相角, 即集电极电流基波分量 $\dot{I}_{c1}$ 超前于基极电压 $\dot{U}_i$ 的相角; φ_z 为 $\dot{Z}'_L$ 的相角, φ'_f 为 $\dot{F}'$ 的相角。

把幅度关系和相位关系分开, 就可写出振幅平衡条件为

$$g_{md}Z'_L F' = 1$$

相位平衡条件为

$$\varphi_g + \varphi_z + \varphi'_f = 2n\pi \quad n = 0, 1, 2 \dots \quad (6-8)$$

现在我们以这一相位平衡条件来确定振荡频率。为讨论方便起见, 设

$$\varphi_g + \varphi_z + \varphi'_f = 0$$

回路阻抗的相角 φ_z , 随 ω 的变化, 一般如图 6-8 所示。相位平衡条件又可写成

$$\varphi_z = -(\varphi_g + \varphi'_f)$$

通常 φ_g, φ_f' 的值较小, 而且基本上不随 ω 变化, 在图 6-8 中, $-(\varphi_g + \varphi_f')$ 可认为是一条与水平轴平行的直线, 它与 $\varphi_z \sim \omega$ 曲线相交于 H 点。显然, 在 H 点上, 满足相位平衡条件

$$\varphi_z + \varphi_g + \varphi_f' = 0$$

H 点对应的频率 ω' , 就是振荡器的实际工作频率。

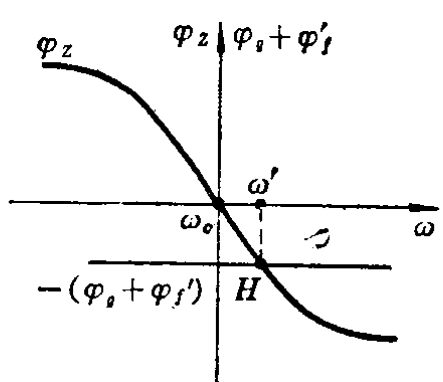


图 6-8 相位平衡的图解表示

由图 6-8 可以看出, 通常 $(\varphi_g + \varphi_f')$ 很小, 振荡频率 ω' 十分接近回路的谐振频率 ω_0 。谐振回路的 Q 值越高, $\varphi_z \sim \omega$ 曲线就越陡, ω' 越接近 ω_0 。在生产实践中通常用 ω_0 代替 ω' 是完全允许的。但在以后分析振荡器的频率稳定时, φ_g, φ_f' 对 ω' 的影响就不能忽略了。

5. 振荡的稳定条件

振荡器满足了振幅平衡条件和相位平衡条件后, 就能维持振荡, 即振荡器处于振荡的平衡状态。但是, 这种平衡状态是否稳定呢? 如若有某些外界因素的影响, 使振荡器离开了原来的平衡状态, 那么它是否能在新的条件下重新平衡呢? 当外界因素消失后, 它是否有能力恢复到原来的平衡状态呢? 这些问题, 平衡条件并没有解决。在振荡器的实际工作过程中, 外部的干扰(例如电源电压的起伏)和内部的噪声总是存在的, 只有处于稳定的平衡状态, 振荡器才能持久地维持振荡。

晶体管的非线性, 可以起到稳定振幅的作用。参看图 6-7, 设振荡器工作在 J 点的平衡状态, 由于某种干扰原因使 U_i 加大, 于是振荡偏离了 J 点。但是当 U_i 加大后, 由于晶体管的非线性, 使 A_u 减小, 于是由 $A_u F = 1$ 的平衡状态变为 $A_u F < 1$ 的非平衡状态, 这表示反馈电压 $U_f < U_i$, 产生减幅振荡, 结果使振荡振幅减小,

又回到 J 点, 于是恢复到原来的平衡状态。反之, 若 U_i 减小, 则 $A_u F > 1$, 产生增幅振荡, 也将回到原来的平衡点 J 。综上所述, 要使振荡器维持稳定的平衡, 在受到干扰后, 振荡幅度 U_{om} 与放大倍数 A_u 必须作相反的变化, 即 U_i (与 U_o 成比例) 增加, A_u 必须减小, 反之亦然。因此, 振幅的稳定条件应为

$$\frac{\partial A_u}{\partial U_i} < 0 \tag{6-9}$$

从图 6-7 可见, $A_u \sim U_i$ 曲线在 J 点的斜率为负, 即 $\frac{\partial A_u}{\partial U_i} < 0$, 该点是满足振幅稳定条件的。

振荡器满足相位稳定条件时, 在其相位平衡受到外界因素的破坏后, 能够建立新的相位平衡, 或者在外界因素除去后, 可以恢复原来的相位平衡。

振荡器如果处于相位平衡, 则满足条件

$$\varphi(\omega) = \varphi_g + \varphi_f' + \varphi_z = 0$$

$\varphi(\omega)$ 就是反馈电压 $\dot{U}_f$ 与输入激励电压 $\dot{U}_i$ 之间的相位差。若外界因素使 $\varphi(\omega)$ 增加, 即 $\Delta\varphi(\omega) > 0$, 则 $\dot{U}_f$ 比 $\dot{U}_i$ 超前。由于相位与频率是密切相关的, 相位的变化将引起频率的变化。 $\dot{U}_f$ 超前于 $\dot{U}_i$, 即每一周期 $\dot{U}_f$ 均较 $\dot{U}_i$ 超前, 相当于振荡器的周期缩短, 因此, 振荡频率提高。相反, 外界因素使 $\Delta\varphi(\omega) < 0$, 即 $\dot{U}_f$ 的相位落后于 $\dot{U}_i$, 将导致频率降低。

振荡器是怎样维持相位稳定的呢? 我们可以通过下一例子来解释。设振荡器原在 $\omega = \omega_1$ 点处于相位平衡, 即在图 6-9 中的 H 点,

$$\varphi(\omega_1) = \varphi_g + \varphi_f' + \varphi_z(\omega_1) = 0$$

现因外界因素使振荡器的反馈电压 $\dot{U}_f$ 的相位超前于激励电压 $\dot{U}_i$, 则 $\Delta\varphi > 0$,

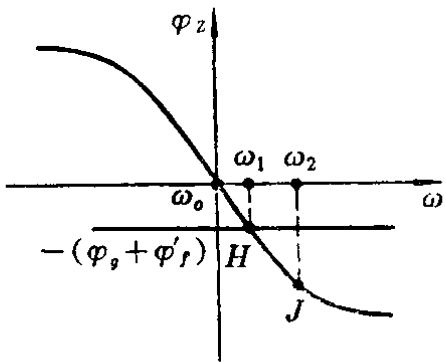


图 6-9 LC 回路的相位特性对振荡器稳相的作用