

常用电子仪器丛书

低频信号发生器

刘庆雄等 编

水利电力出版社

内 容 提 要

本书共分六章，主要内容有：低频信号发生器的一般原理、实用电路及其使用、维修和检定；电力系统及计量系统最常见的三相、单相工频信号源的新技术。

全书内容比较丰富，语言比较通俗，可供从事电子仪器专业的中等技术人员和技术工人阅读，也可做常用电子仪器原理与维修训练班的培训教材或技工学校的辅助教材。

常用电子仪器丛书 低频信号发生器

刘庆雄等 编

*

水利电力出版社出版

(北京三里河路6号)

新华书店北京发行所发行、各地新华书店经售

水利电力出版社印刷厂印刷

*

787×1092毫米 32开本 5.75印张 126千字 1插页

1987年7月第一版 1987年7月北京第一次印刷

印数0001—6890册 定价1.25元

书号 15143·6448

前 言

《常用电子仪器丛书》是一套系统介绍我国目前大量生产和广泛应用的电子仪器原理、电路、使用、维修和校验方面的普及性丛书。它以广大电子技术工人为主要读者对象，也可供其他一般电子仪器工作人员参考。本丛书在篇幅上，着重介绍仪器的原理和电路，以便读者能融会贯通，举一反三；在仪器选型上，尽量做到既考虑仪器的先进性，又考虑到应用的广泛性；在内容上，以论述物理概念为主。

本丛书共分九册。其中《电子仪器基础》、《模拟式电子电压表》和《电子仪器的干扰和抑制》由张国屏编写；《交直流稳压电源》由朱康中等编写；《低频信号发生器》由刘庆雄等编写；《电子管、晶体管参数测试仪》由蔡光显编写；《电子示波器》由叶胜泉编写；《数字频率计》由吴静凡等编写；《数字电压表》由陈中洪编写。张国屏担任本丛书主编；郭永坤、刘庆雄担任副主编。

本书第一、三章由罗敏编写；第二章由丁平权编写；第四、五、六章由刘庆雄编写，全书最后由刘庆雄统一修改完稿。

本书在编写过程中，得到了水利电力部南京自动化研究所丁功华、山西省电力试验研究所芦士鹤、东北电业管理局技术改进局阎占元、四川省电力试验研究所电子组的大力支持和协助。初稿完后，由北京电力科学研究所许遐进行了审阅修改。在此一并表示由衷的感谢。

由于编者水平有限，书中缺点错误在所难免，恳请读者批评指正。

编 者

1986年10月

目 录

前 言

第一章 低频信号发生器的原理	1
第一节 低频信号发生器的用途、分类和一般要求	1
第二节 正弦波振荡器的基本原理及振荡条件	2
第三节 RC选频电路及RC电桥振荡器	5
第四节 改善RC振荡器性能的措施	13
第五节 RC振荡器的其他形式	19
第二章 低频信号发生器的实际电路	25
第一节 XD-1型低频信号发生器	25
第二节 WYP-4型音频稳压电源	40
第三节 JDX-50型晶体管工频振荡器	65
第三章 低频信号发生器的使用与维护	77
第一节 XD-1型低频信号发生器的使用方法	77
第二节 WYP-4型音频稳定电源的使用方法	80
第三节 JDX-50型晶体管工频振荡器的使用方法	86
第四节 低频信号发生器应用中的一些问题	87
第五节 低频信号发生器的维护	93
第四章 低频信号发生器的修理	96
第一节 基本修理知识	96
第二节 低频信号发生器常见故障分析	103
第三节 检修实例	116
第五章 低频信号发生器的检定	121
第一节 XD-1型低频信号发生器的检定	121

第二节	WYP-4型音频稳定电源的检定	135
第六章	高稳定度单相和三相工频信号源	145
第一节	采用模拟集成电路的高稳定三相工频信号源	145
第二节	采用数字电路的工频移相信号源	158
第三节	用微处理机控制的正弦波移相信号源	168
参考资料		177

第一章 低频信号发生器的原理

第一节 低频信号发生器的用途、 分类和一般要求

在进行各种电测量工作时，经常要使用各种频率和各种波形的电压或电流信号。为了适应各种使用场合的需要，这些信号通常是由一种能够自动地将直流电能转变成为周期性变化的交流电能输出的电路或设备来产生的，这种电路或设备称为交变信号发生器。

信号发生器按其输出波形的不同，大致可分为两类，即正弦波发生器和多谐振荡器（也称为弛张振荡器）。多谐振荡器又可分为脉冲波、方波、三角波及锯齿波等振荡器。

正弦波振荡器按其输出频率的不同，又可分为：

- （1）超低频振荡器，频率自 $0.001\text{Hz} \sim 10\text{kHz}$ ；
- （2）低频振荡器，频率自 $10\text{Hz} \sim 1\text{MHz}$ ；
- （3）高频振荡器，频率自 $10\text{kHz} \sim 30\text{MHz}$ ；
- （4）超高频振荡器，频率自 $30 \sim 300\text{MHz}$ 。

对信号发生器的基本要求是：

（1）输出的幅度稳定。其稳定度按其用途不同，可从百分之几到万分之几，甚至更高；

（2）输出波形要好。如正弦波振荡器要求失真度小，一般在3%以下，有些情况下要求达到小于1%；

（3）输出频率的稳定度要高。一般希望每小时频率变化的相对值（指短期稳定度 $\frac{\Delta f}{f_0}/\text{时}$ ）小于 10^{-3} 。对作为精

8710723

确频率测量用的信号频率输出，其稳定度要求就更高；

(4) 要求有一定的输出功率。对于低频振荡器，常希望有 1W 以上的输出功率；而对高频振荡器的输出功率要求较低。

第二节 正弦波振荡器的基本原理及振荡条件

一、振荡的物理意义

振荡是物质周期运动的一种现象。钟摆运动是一种典型的机械振荡。钟摆来回摆动，是摆的动能和位能不断交换的过程。和机械振荡一样，电振荡也是两种能量交换的过程。我们把能量往复交换一次所需的时间叫周期，每秒钟能量往复交换的次数叫频率。

二、振荡的物理过程

为了说明电振荡产生的过程，我们来讨论图 1-1 所示的 LC 回路及其充放电的过程。

在图 1-1(a) 中，先将开关 K 放至 1 的位置，电容 C 被充电至电压 U ，充电的电荷为 Q_0 ，这时，电容 C 上所贮存电场

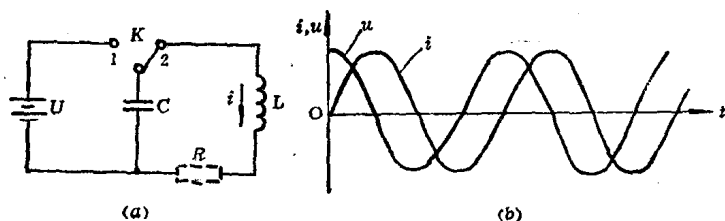


图 1-1 LC 回路及其充放电的过程

(a) 简单的 LC 电路；(b) LC 回路中电流、电压的波形

能量为 $1/2 \frac{Q_0^2}{C}$ 。然后，再将开关 K 换接到 2 的位置，电容 C 上的电荷就要经过电感线圈 L 形成放电回路。初始瞬间，电感上的电压和电容上的电压是相等的，随着电容放电，电容上的电压降低，回路的电流 i 逐渐增大。当电流 i 增加到最大值 i_m ，电容上的电荷 Q 全部放完时，电容 C 上的电压为零，而电感 L 上的磁场能量达到最大，其值等于 $1/2 i_m^2 L$ 。由于自感作用，当电容两端电压为零时，贮存在 L 上的磁场能量就以电流形式向电容 C 释放，这时，回路电流向电容 C 反充电。随着电容上的电压升高，充电电流逐渐减小，直到电流为零，这时电感 L 上磁场能量全部放完，电容两端的电压达到反向最大值 $-U$ 。然后，又反方向重复上述过程，直到电容 C 上的电压回到 U ，完成一个周期的交换过程。其电压 u 、电流 i 的变化波形示于图 1-1(b)。

从上面的过程中我们可以了解到，电振荡和机械振荡一样，也是两种不同形式的能量周期性的交换过程，在电振荡中，这两种能量是电场能和磁场能。

LC 回路在振荡过程中，流过电容、电感的电流是相同的，且电容、电感两端的电压也是相等的。因此，电感的感抗和电容的容抗在数值上必然相等，即 $\omega L = \frac{1}{\omega C}$ 。 ω 为 LC

回路自由振荡角频率， $\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ 。处于这种条件下的 LC 回路的振荡频率，我们用 f_0 表示，可以求得

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (1-1)$$

前面讨论的只是一种理想的情况，实际上，任何一种电

感都存在电阻，任何一种电容也存在泄漏电阻，如果考虑这些因素，实际的 LC 回路就相当于串联了一等效电阻 R ，如图1-1(a)中虚线所画的电阻。这时的振荡现象，将是一种衰减振荡。因为电流在 R 上流动时，将消耗一部分能量。因此，用于 LC 之间交换的能量将越来越小，直至能量耗尽为止。

三、维持振荡的条件

在简单的钟摆振荡过程中，如果没有发条不断地补充由于支点的摩擦和空气的阻力所消耗的能量，钟摆的摆幅就会越来越小，最终会停止下来。电振荡也是如此，要维持其振荡，就要通过一定的途径，不断地补充振荡回路中所损耗的能量，也就是说，维持振荡需要有一个能源。

光这样还不够，补充能量还必须在适当的时候。对于钟摆运动，如果外加一个和钟摆运动方向相反的力，那就不但不能维持钟摆运动，反而只能加速其停止。同样，对于一个振荡电路来说，如果补充的电流和电路中原来的电流不是加强的方向，而是削弱的方向，那么就不可能维持电路的振荡。

这里我们得出两个重要的结论：

(1) 要维持振荡，就必须不断地补充能量，以抵消在振荡过程中所消耗的能量，而保证振荡有一定的幅度，这就是振荡的振幅平衡条件。

(2) 补充能源的时刻必须适当，以保证补充能源的方向是加强振荡的方向。这就是通常所称的相位平衡条件。

在实际的振荡电路中，上述这两个条件是通过一种正反馈电路实现的。如果在一个反馈电路中，反馈信号大于或等于输入信号的幅度，且反馈信号与输入信号相位相同，即满

足振荡的振幅平衡和相位平衡的条件，电路就产生自激振荡。

本节在前面讨论的是由两种具有相互接收和释放能量的储能元件电感 L 和电容 C 构成的振荡电路。但根据上述讨论所得出的结论，可以引伸出这样的结果，即使电路不是 LC 两种储能元件构成，而是用 RC 元件构成，只要满足幅度平衡和相位平衡的条件，同样能产生振荡。

四、正弦波振荡器

前面所得出的振荡条件，适合于各种频率和波形的振荡电路。如果要得到单一频率的正弦波等幅振荡，电路就必须包含非线性元件和选频网络。就是说，振荡信号不是无限制地加强，而是通过非线性元件稳定在某一水平上，电路的正反馈也不是对所有的谐波都起作用，而是通过选频网络只对某一种选择的频率才起作用。这样的振荡电路输出信号将是按正弦规律变化的，这样的振荡器，就是正弦波振荡器。

第三节 RC 选频电路及 RC 电桥振荡器

从电子电路基础知识中可知， LC 振荡器按其反馈方式可分为变压器耦合式、电感三点式、电容三点式三种。当要得到较低频率的振荡信号时，如几赫兹到几千赫兹，甚至更低频率时， LC 振荡器就不宜采用。因为在 LC 振荡电路中，振荡频率越低， LC 的数值必然要选得很大。 L 越大，线圈的匝数就越多，体积就增大，线圈本身的损耗电阻也大大增加； C 的数值越大，电容本身的体积也越大，漏电的可能性也增大。这些原因除了使得 LC 回路的元件体积增加外，更重要的是使 LC 回路的 Q 值不可能做得很高，以致影

响振荡电路的性能。所以，低频振荡器中广泛采用另一种 RC 振荡电路。

由电阻和电容组成的 RC 网络，对各种不同频率的信号具有不同的传输特性，即具有选频作用。利用 RC 选频网络

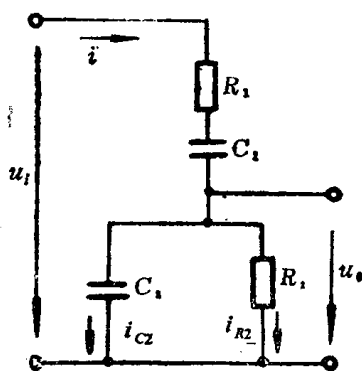


图 1-2 RC 串并联选频网络

与放大器组成正反馈通路，并使此正反馈放大器满足振荡的幅度和相位平衡条件，就能形成振荡。

RC 振荡器按 RC 反馈回路的不同，可分为 RC 电桥振荡器、移相式振荡器和双 T 型振荡器数种，其中 RC 电桥振荡器得到广泛的应用。 RC 振荡器还可分为电

压反馈式和电流反馈式两种形式。

一、电压反馈式 RC 振荡器

图1-2所示的是电压反馈式 RC 串并联选频网络。当输入信号 u_i 的频率为零时， C_1 相当于开路，故输出电压 u_o 为0；当 u_i 频率较低时， C_1 和 C_2 的容抗就要比 R_1 和 R_2 的阻值大得多，串联支路 $R_1 C_1$ 的阻抗很大；在并联支路 $R_2 C_2$ 上，因 C_2 的容抗比 R_2 大得多，其阻抗主要决定于 R_2 ；而 R_2 的阻值要比串联支路的小得多，因此，输入信号在 $R_1 C_1$ 支路上的压降大，在 $R_2 C_2$ 支路上的压降小，即从 $R_2 C_2$ 并联支路输出的电压 u_o 就小。随着 u_i 频率上升， C_1 、 C_2 的容抗就下降， $R_1 C_1$ 的阻抗减小，在其上的压降也减小。但 $R_2 C_2$ 支路的阻抗减小较慢，故相对压降增加，输出电压 u_o 上升。当 u_i 频率升高到某一数值 f_0 时，输出电压有一最大值。此后， u_i 频率继续

升高时，在 R_1C_1 串联支路中， C_1 容抗很小， R_1 对这一支路的阻抗起主要作用；而在 R_2C_2 并联支路中， C_2 对其支路阻抗起主要作用，同时，由于输入频率的升高， C_2 下降较快，故 u_o 又开始呈下降趋势。

另一方面，在 u_i 的频率很低时，由于 C_1 和 C_2 的容抗很大，整个电路可近似地视为只有电容存在，电流 i 在相位上约超前 u_i90° 。而 u_o 近似地与 i_{R_2} 同相位。因为 C_2 的容抗很大，相当于 C_2 开路， i 全部流过 R_2 ，所以，输出信号电压 u_o 也超前输入信号电压 u_i90° 。随着输入信号频率升高， C_1 和 C_2 的容抗逐渐降低， i 不再是纯容性电流， u_o 也不能看作和 i_{R_2} 同相，故 u_o 超前 i 的角度将逐渐减小。当频率增加到 f_o 时， u_o 和 u_i 同相，整个网络呈电阻性。当频率继续升高时， C_1 和 C_2 的容抗进一步减小， i 呈电阻性电流，在 R_2C_2 并联支路中， i 主要流过 C_2 ，即 i_{R_2} 很小，而 i_{C_2} 大，故 i 超前电压 u_o 。但由于 i 和 u_i 接近同相，故输出电压 u_o 实际上变成落后于 u_i 。当频率再升高到某一数值时， u_o 就接近于落后 u_i90° 。图1-3是RC串并联选频网络的传输特性。其中，图1-3(a)为传输系数 β 与输入信号频率的关系，图1-3(b)为输出相位 φ 与输入信号频率的关系。

根据以上分析可知，RC串并联网络中，只有在某一频率 f_o 时，输入电压与输出电压同相，且输出信号电压有最大值。频率 f_o 就是此选频网络的谐振频率。

上述的关系也可以用数学式来表达：

R_1C_1 的串联阻抗为

$$Z_1 = R_1 + \frac{1}{j\omega C_1} \quad (1-2)$$

R_2C_2 的并联阻抗为

$$Z_2 = \frac{R_2 \cdot \frac{1}{j\omega C_2}}{R_2 + \frac{1}{j\omega C_2}} \quad (1-3)$$

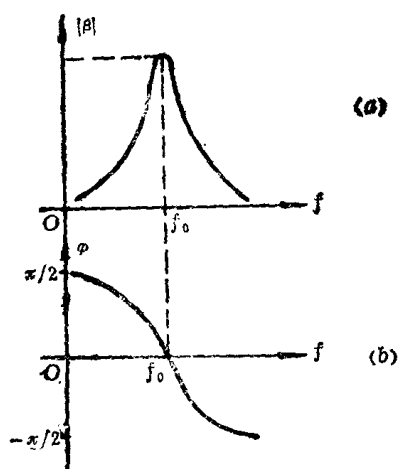


图 1-3 RC串并网络的传输特性

(a) 传输系数 $\dot{\beta}$ 与频率 f 的关系; (b) 输出相位 φ 与频率 f 的关系

网络的传输函数为

$$\begin{aligned} \dot{\beta} &= \frac{\dot{U}_0}{\dot{U}_i} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} \\ &= \frac{1}{\left(1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1}\right) + j\left(\omega C_2 R_1 - \frac{1}{\omega C_1 R_2}\right)} \quad (1-4) \end{aligned}$$

若取 $R_1 = R_2 = R$, $C_1 = C_2 = C$, 则式 (1-4) 可写成

$$\dot{\beta} = \frac{1}{3 + j\left(\omega RC + \frac{1}{\omega RC}\right)} \quad (1-5)$$

根据式 (1-5) 可分别表示其幅频特性和相频特性, 即

$$\beta = \frac{1}{\sqrt{3^2 + \left(\omega RC + \frac{1}{\omega RC}\right)^2}} \quad (1-6)$$

$$\varphi = -\arctg \frac{\omega RC - \frac{1}{\omega RC}}{3} \quad (1-7)$$

从式(1-6)、(1-7)可知, RC 选频网络的传输特性与频率有关。当 $\omega RC = \frac{1}{\omega RC}$ 时, 式(1-5)中的虚部为0, 此时, $\beta = \frac{1}{3}$, 其值最大, 且相移 φ 也为0。我们把这时的角频率 ω_0 称为谐振角频率。这时, $\omega_0 = \frac{1}{RC}$, 用频率可表示为

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \quad (1-8)$$

如果将上述选频网络的输入端接在一个相移为零或 2π 的放大器的输出端, 同时, 把选频网络的输出端接到放大器的输入端, 就构成了一个具有选频特性的正反馈放大器, 使得有可能在某一频率时满足振荡的振幅平衡和相位平衡条件, 从而获得单一频率的正弦波振荡。

图1-4是 RC 振荡器的基本电路图。电路由两部分组成, 一部分是由 BG_1 、 BG_2 构成的两级阻容耦合放大器; 另一部分是 RC 串、并联选频网络, 两部分连结成一个正反馈环路。

设两级放大器的总放大倍数为 $\dot{K}$, 选频网络的传输系数为 $\dot{\beta}$, A 点和 B 点分别为放大器的输出端和输入端, 则有

$$\dot{U}_B = \dot{\beta} \dot{U}_A \quad (1-9)$$

$$\dot{U}_A = \dot{K} \dot{U}_B \quad (1-10)$$

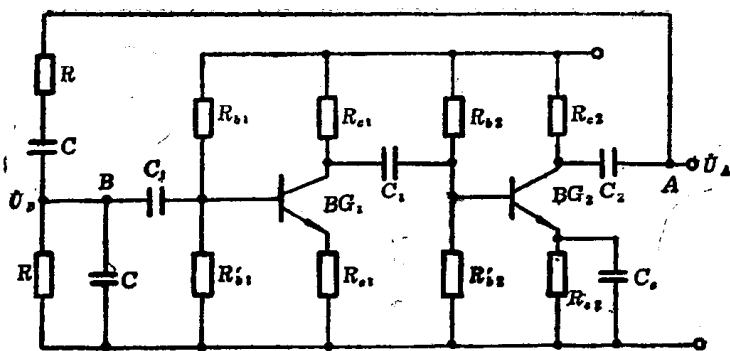


图 1-4 RC振荡器基本电路

由上面两式可得到

$$\dot{K} \beta = 1 \quad (1-11)$$

也可将式(1-11)分别表达成幅度平衡条件和相位平衡条件, 即

$$K\beta = 1 \quad (1-12)$$

$$\varphi_K + \varphi_\beta = 2n\pi (n=0, 1, 2, \dots) \quad (1-13)$$

由上述的分析可知:

(1) RC振荡电路的振荡频率为 $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$;

(2) 由于电路在谐振状态时, 选频网络的 β 值为 $\frac{1}{3}$, 根据振荡幅度平衡条件可知, 放大器的总放大倍数 K 应大于或等于3;

(3) 放大器的总相移 $\varphi_K + \varphi_\beta$ 应满足相位平衡条件, 形成正反馈。

在实际电路中, 放大器参数的变化可能引起 K 值的变化, 所以, 总要选择 $K > 3$, 对保证电路起振才是有利的。 K 值越大起振越容易, 但在振荡工作过程中它的振幅值势必越来越

大，将使放大器工作在非线性区，靠晶体管的非线性来限制振幅的继续增大。这样一来，振荡器的输出波形失真也就突出起来。下面一节里，我们将继续讨论提高振荡器工作稳定性和减小波形失真的问题。

二、电流反馈式RC振荡器

图1-5所示的是电流反馈式RC选频电路。图中， ab 两端的总阻抗为

$$Z_0 = \frac{1}{\frac{1}{R} + j\omega C + R + \frac{1}{j\omega C}} \quad (1-14)$$

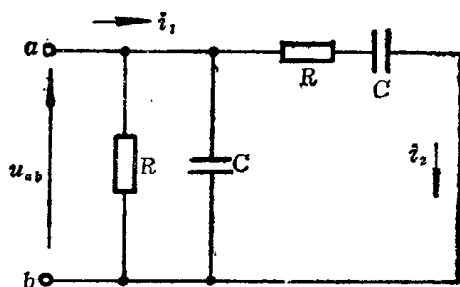


图 1-5 电流反馈式RC选频电路

i_2 支路的阻抗为

$$Z_2 = R + \frac{1}{j\omega C} \quad (1-15)$$

可以求得电流为

$$i_2 = \frac{u_{ab}}{Z_2} = \frac{i_1 Z_0}{Z_2} \quad (1-16)$$

网络的电流传输系数为