

锁 相 仪 表

杨 自 辰 编 著

人 民 邮 电 出 版 社

内 容 提 要

本书介绍采用锁相电路的电平测试器的构成原理，以 $QF-680$ 电平振荡器和 $QP-295$ 选频电平表为例，对锁相电路作了具体分析说明，并对该仪表的三个附件（探头、电平刻度扩展器和反射桥）作了介绍。通过本书的学习，不仅对锁相仪表，而且对锁相环路的工作原理都能有所了解。本书可供使用、维护锁相仪表的有关人员学习参考。

锁 相 仪 表

杨 自 辰 编 著

•

人 民 邮 电 出 版 社 出 版

北 京 东 长 安 街 27 号

河 北 省 邮 电 印 刷 厂 印 刷

新 华 书 店 北 京 发 行 所 发 行

各 地 新 华 书 店 经 售

•

开本：787×1092 1/32 1979年12月第 一 版

印张：5 8/32 页数：84 1979年12月河北第一次印刷

字数：119 千字 印数：1—10,200 册

统一书号：15045·总2338—有5137

定价：0.43 元

目 录

第一章 概 述	(1)
第一节 电平振荡器和选频电平表的简要原理.....	(1)
第二节 QF-680型电平振荡器和QP-295型选频电 平表的特点.....	(2)
第二章 QF-680型电平振荡器和QP-295型选频电 表控制部分工作原理	(7)
第一节 锁相电路基本原理.....	(7)
1.1.锁相环工作原理.....	(8)
1.2.取样锁相环工作原理.....	(27)
1.3.自动捕捉电路工作原理.....	(37)
1.4.锁相式频率合成技术.....	(38)
第二节 锁相电路辅助电路.....	(46)
2.1.锁定指示电路.....	(46)
2.2.失锁告警电路.....	(46)
第三节 控制部分工作原理.....	(48)
3.1.锁相环 I.....	(49)
3.2.锁相环 II.....	(55)
3.3.锁相环 III.....	(57)
第三章 控制部分主要电路分析	(60)
第一节 鉴相器.....	(60)
1.1.锁相环 II 鉴相器和频率预调电路 (YB-15).....	(60)
1.2.锁相环 I 兆赫鉴相器和 100KHz 鉴相器.....	(67)
1.3.锁相环 III 鉴相器 (YB-12).....	(71)

第二节 压控振荡器	(80)
2.1.锁相环Ⅰ主调压控振荡器 (YB01, YB02)	(80)
2.2.锁相环Ⅱ增量压控振荡器 (YB13, YB14)	(84)
2.3.锁相环Ⅲ压控晶体振荡器 (YB-11)	(86)
第三节 环路滤波器	(91)
第四节 自动捕捉电路和锁定指示电路	(94)
4.1.自动捕捉电路	(94)
4.2.锁定指示电路	(101)
第五节 其它电路	(103)
第四章 使用的简要说明	(108)
第一节 控制部分	(108)
第二节 输出部分	(114)
第三节 选频部分	(116)
第五章 附件的工作原理及使用说明	(122)
第一节 探头 (YB40)	(122)
1.1.工作原理	(122)
1.2.使用说明	(123)
第二节 电平刻度扩展器	(123)
2.1.表头刻度的特点	(123)
2.2.工作原理	(126)
2.3.使用说明	(135)
第三节 反射衰减测试桥	(136)
3.1.反射衰减的测试原理	(136)
3.2.使用方法	(148)
附 录	(151)
一、电桥有关参数的推导	(151)
二、技术参数	(157)

第一章 概 述

第一节 电平振荡器和选频 电平表的简要原理

载波机中作为测试信号用的电平振荡器，既可以用 RC 振荡电路，也可以采用拍频振荡电路，前者多用于频率不高和频带较窄的振荡器，后者多用于频率较高和频带较宽的振荡器。

图 1-1-1 为拍频振荡器构成示意图。 G_2 为固定频率振荡器， G_1 为可变频率振荡器，两者的频率 f_2 和 f_1 经混频器 M 混频后，由低通滤波器取下边带频率，即 $f_2 - f_1$ ，再由放大器放大，经 R_N 调节成所需电平、 R_2 调节成所需阻抗，从而获得所需的电平和阻抗的频率，以供测试需要。

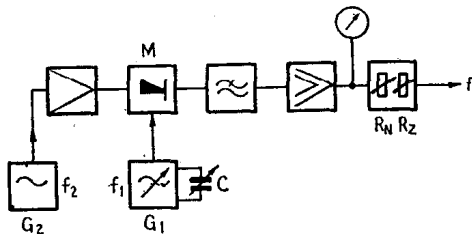


图 1-1-1

例如，某振荡器的 $f_1 = 750 \sim 580 \text{ KHz}$ ，
 $f_2 = 750/900 \text{ KHz}$ ，

经过混频后获得 $0.8 \sim 170/170 \sim 320 \text{ KHz}$ 的输出频率。

载波机中作为测试电平用的选频电平表大都根据超外差的原理构成。图 1-1-2 为超外差式电平表构成示意图。被测信

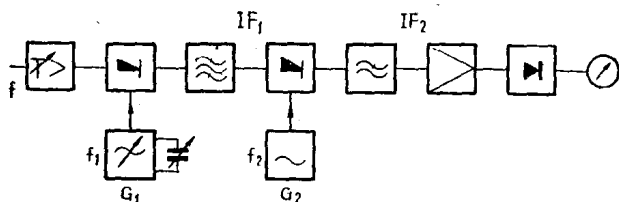


图 1-1-2

号 f 经输入装置（衰耗器放大器等）进入第一级混频级，由滤波器选出所需的第一中频 IF_1 ，该频率又经第二混频级混频，也由滤波器取出所需的第二中频 IF_2 ，第二中频信号经放大整流后由电表显示所测电平。

这里采用两级混频，事实上，也可以采用三级或四级混频，依具体设计而定。采用多级混频可以提高选择性。

例如，QP-373型电平表的 $f_1 = 394 \sim 1010 \text{ KHz}$ ， $f = 4 \sim 620 \text{ KHz}$ ，经第一级混频后的第一中频 $IF_1 = 390 \text{ KHz}$ 。 $f_2 = 388 \text{ KHz}$ ，它与 IF_1 经第二级混频后得 $IF_2 = 2 \text{ KHz}$ ，这个信号经放大整流后由电表指示读数。

第二节 QF-680型电平振荡器和

QP-295型选频电平表的特点

QF-680型振荡器按图1-1-1所示拍频原理构成，QP-295型选频电平表按图1-1-2所示超外差原理构成。不过，这两个仪表所需频率 f_1 和 f_2 ，与一般电平振荡器和选频电平表中 f_1 及 f_2 的产生方法不一样，而是采用了锁相技术，即锁相式频率合成技术。采用锁相式频率合成技术，可以使这两个表

的 f_1 及 f_2 频率稳定度提高。

图1-2-1为QF-680型电平振荡器简要方框图（不考虑 f_1 和 f_2 的产生方法）。频率 f_2 （41.9~42.0MHz）和频率 f_1 （42~72MHz）在混频器中混频后，取差频

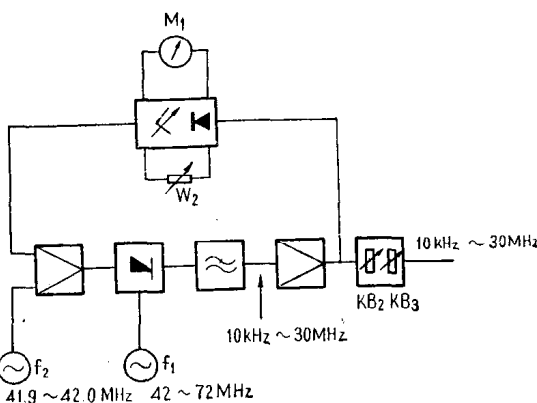


图 1-2-1

$f_1 - f_2$ 后获得所需的10KHz~30MHz的振荡信号。

这里附带说明一下差频取10KHz~30MHz的理由。在计算差频时仍按 $f = f_1 - f_2$ 来求，不过，在这个仪表里， $f_2 = 41.9 \sim 42.0 \text{MHz}$ ，计算时应取哪一个呢？后面（3.2节）将会知道， $f_2 = 41.9 \sim 42.0 \text{MHz}$ 是为了将 0~100KHz 之间的频率读数展开用的。如果只需整数的兆赫输出频率， f_2 总是取 42.0MHz，它与 f_1 混频后， $f = 0 \sim 30 \text{MHz}$ ，如果要读出兆赫以下的小数位频率， f_2 应取 41.9~42.0MHz 之间的某个频率，例如，当 $f_2 = 41.9 \text{MHz}$ 时，它与 f_1 混频后 $f = 0.1 \sim 30.0 \text{MHz}$ （30MHz 以上的频率不用），当 $f_2 = 41.99 \text{MHz}$ 时，它与 f_1 混频后 $f = 0.01 \sim 30.0 \text{MHz}$ 即 $f = 10 \text{KHz} \sim 30 \text{MHz}$ 。若 $f_2 = 41.999 \text{MHz}$ ，则 f 还可以读出更小的数值，不过， f_2 取到兆赫以下三位，将受到 f_2 的频率刻度分辨率的限制。

这个10KHz~30MHz的信号，再经放大器放大，并由KB2调节电平和KB3调节阻抗，从而获得所要求的电平及阻抗的10KHz~30MHz的振荡信号。此外，为了使输出电平稳定和

频率响应良好，还采用了自动增益控制电路（即图中上部所示可变增益放大器）， W_2 可连续调节输出电平。

关于这个振荡器的具体方框图可参阅图 4—2—1 所示输出部分方框图。

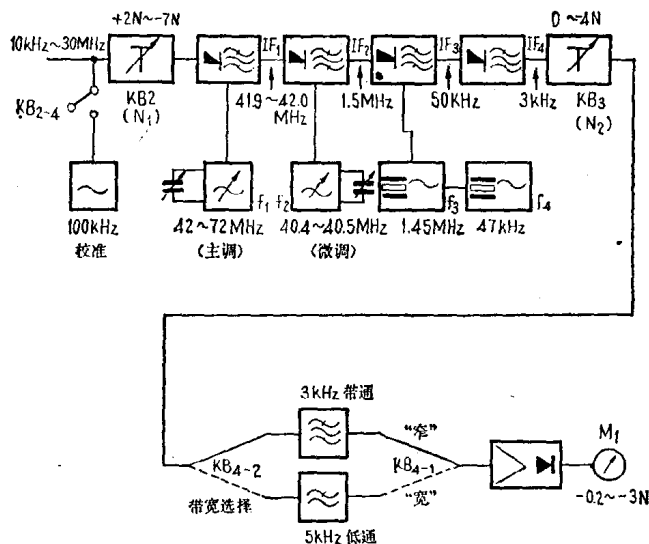


图 1—2—2

图 1—2—2 为 QP-295 型选频电平表简要方框图（不考虑 f_1 和 f_2 的产生方法）。被测输入信号频率为 10KHz~30MHz，经过四级混频后，再由“带宽选频”开关选频，并经放大整流后由表头 M_1 读出被测信号的电平。当 $KB4-1, 2$ 扳至“宽带”时，通带内“无”衰减的带宽为 2KHz，通带内衰减 0.35N 的带宽为 3.1KHz，相当于一个话路的带宽。当 $KB4-1, 2$ 扳至“窄带”时，通带内“无”衰减的带宽约 200Hz。

四级混频过程如下：

第一级：信号 $f=10\text{KHz}\sim 30\text{MHz}$ ，本振频率

$f_1=42\sim72\text{MHz}$ ，混频后取下边带，因此第一中频 IF_1 为

$$\begin{aligned} IF_1 &= f_1 - f = (42\sim72)\text{MHz} - (10\text{KHz}\sim30\text{MHz}) \\ &= 41.99\sim42\text{MHz} \approx 41.9\sim42.0\text{MHz} \end{aligned}$$

第二级：信号 $IF_1=41.9\sim42.0\text{MHz}$ ，本振频率

$f_2=40.4\sim40.5\text{MHz}$ ，混频后取下边带，因此第二中频 IF_2 为

$$\begin{aligned} IF_2 &= f_2 - IF_1 = (40.4\sim40.5)\text{MHz} \\ &\quad - (41.9\sim42.0)\text{MHz} \\ &= 1.5\text{MHz} \end{aligned}$$

第三级：信号 $IF_2=1.5\text{MHz}$ ，本振频率

$f_3=1.45\text{MHz}$ ，混频后取下边带，因此第三中频 IF_3 为

$$\begin{aligned} IF_3 &= f_3 - IF_2 = 1.45\text{MHz} - 1.5\text{MHz} \\ &= 50\text{KHz} \end{aligned}$$

第四级：信号 $IF_3=50\text{KHz}$ ，本振频率 $f_4=47\text{KHz}$ ，经混频后取下边带，因此第四中频 IF_4 为

$$\begin{aligned} IF_4 &= f_4 - IF_3 = 47\text{KHz} - 50\text{KHz} \\ &= 3\text{KHz} \end{aligned}$$

四级混频所需四个本振频率 f_1 及 f_2 都采用锁相技术产生， f_1 为主调频率， f_2 为微调频率。 f_3 及 f_4 均为固定频率，由两个单独的晶体振荡器产生。

关于这个选频表的具体方框图可参阅图4—3—2所示选频部分方框图。

这两个仪表的特点是产生 f_1 及 f_2 的方法不一样，这就是振荡器和电平表各有一个“控制部分”，它的作用就是采用锁相式频率合成技术产生既具有长期的又具有短期的频率稳定度的

f_1 和 f_2 ，而一般电平振荡器和选频电平表由于频率较低，采用一般的稳频措施就可保证所需的频率稳定度。

此外，在这两个仪表配合使用时，还可以进行“自动跟踪”，所谓“自动跟踪”就是只要调整选频电平表的频率，同时也就获得了所需的振荡器输出信号的频率。

为了进行“自动跟踪”运用，需要用塞线将电平表的“自动跟踪” f_1 及 f_2 与振荡器的“自动跟踪” f_1 及 f_2 联接起来。这里要说明的是：在自动跟踪运用时，两者 f_1 是直接相连的，因为两者的 f_1 数值相同，而 f_2 并不是直接相连的，因为两者的 f_2 的数值不一样，两者 f_2 的差值为选频表第二中频 $IF_2=1.5\text{MHz}$ ，因此，实际直接相连的是“控制部分”内部另一频率 f_2' ，即插入振荡器频率 $300\sim 400\text{KHz}$ 。这一点可参阅图4—1—2、4—1—3。

这套仪表的上述特点，也适用于其它类似的仪表，如 1.7MHz 、 17MHz 和 36MHz 等。

第二章 QF-680型电平振荡器和 QP-295型选频电平表控 制部分工作原理

QF-680型电平振荡器和QP-295型选频电平表各有其自己的控制部分，它的作用就是采用锁相技术产生所需的两个频率 f_1 及 f_2 。两者的控制部分工作原理完全一样，只是频率 f_2 的数值不同。

控制部分主要由三个锁相环构成。本章第一节分析锁相电路的基本原理，即锁相环的构成和为加快锁定过程而设置的自动捕捉电路。第二节分析与锁相电路构成有关的辅助电路，如锁定指示电路和失锁时告警电路。第三节分析本仪表控制电路的三个锁相环的构成原理。

第一节 锁相电路基本原理

通过锁相环（图2—1—1）来稳定可变频率振荡器的输出频率，可使这个可变振荡器每一个输出频率都有良好的频率稳定度。

通过相位比较来达到频率稳定，其基本原理，是由于一个周期性信号的频率 ω ，与相位 φ 二者有以下的关系：

$$\omega = \frac{d\varphi}{dt} \quad 2-1-1$$

$$\varphi = \int \omega dt \quad 2-1-2$$

若两个周期信号的相位 φ_1 和 φ_2 始终相等，即

$$\varphi_1 = \varphi_2$$

时，那么必有

$$\omega_1 = \frac{d\varphi_1}{dt} = \frac{d\varphi_2}{dt} = \omega_2 \quad 2-1-3$$

这就是说，两个周期信号的相位 φ_1 和 φ_2 始终相等时，其频率 ω_1 和 ω_2 也始终相等。

如果两个周期信号有恒定的相位差时，即

$$\varphi_e = \varphi_1 - \varphi_2 = \text{常数} \quad 2-1-4$$

那么

$$\begin{aligned} \varphi_1 &= \varphi_e + \varphi_2 \\ \omega_1 &= \frac{d\varphi_1}{dt} = \frac{d(\varphi_e + \varphi_2)}{dt} \\ &= \frac{d\varphi_e}{dt} + \frac{d\varphi_2}{dt} = \omega_2 \end{aligned} \quad 2-1-5$$

这也就是说，尽管两个周期信号之间有恒定的相位差，但两者的频率 ω_1 和 ω_2 仍然相等。

1.1. 锁相环工作原理

1.1.1. 锁相环构成

图2—1—1为一个基本的锁相环，它由鉴相器(1)、环路滤波器(2)、和电压控制振荡器(3)(简称压控振荡器)构成，有些环路在环路滤波器后面还设置放大器。

鉴相器的作用是
将基准输入信号的瞬
时相位和压控振荡器
输出信号的瞬时相位
进行比较,简称鉴相,

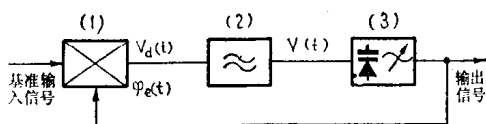


图 2-1-1

从而获得对应于两个信号相位差的误差电压 $V_d(t)$, 这个相位差也包括两个信号频率差值所引起的相位差。如果环路锁定, 鉴相器输出为一直流电压; 如果环路失锁, 鉴相器输出为两个被鉴相信号频率的差值所形成的差拍信号。

环路滤波器的作用有二个: 一是滤除误差电压中的高频分量, 二是滤除随基准信号而进入鉴相器中的噪音。环路滤波器输出电压 $V(t)$ 即为控制压控振荡器用的控制电压。

所谓压控振荡器, 就是振荡器的输出频率受控制电压 $V(t)$ 所控制。当无控制电压 $V(t)$ 时, 压控振荡器的振荡频率就是振荡器的自由振荡频率; 当有控制电压 $V(t)$ 时, 压控振荡器的瞬时振荡频率不再是其自由振荡频率, 而依控制电压的大小不同在其自由振荡频率上下变化。在锁相环中, 控制电压总是迫使压控振荡器的瞬时振荡频率向基准输入信号的频率靠拢, 直至消除两者的频差而达到“锁定”状态。

1. 鉴相器

图2-1-2为一个基本的鉴相器, 它和我们所熟悉的平衡调幅器基本一样, 因此, 可以仿照调幅作用是由两个信号“相乘”而产生上下边带那样来分析其鉴相作用。

设图中基准输入信号 V_a 和被鉴相信号 V_b 分别为

$$V_a(t) = E_{ma} \sin(\omega_a t + \varphi_a) \quad 2-1-6$$

$$V_b(t) = E_{mb} \cos(\omega_b t + \varphi_b) \quad 2-1-7$$

式中 E 、 ω 及 φ 分别为两个信号的幅度、角频率和相位。

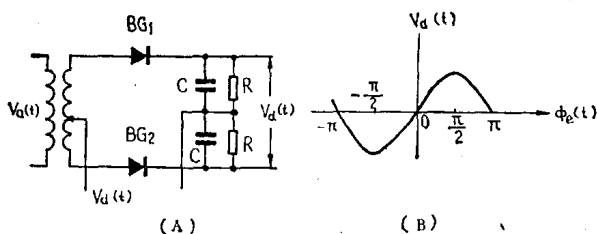


图 2-1-2

由于压控振荡器角频率 ω_b 与控制电压 $V(t)$ 的大小有关，为了便于比较两个鉴相信号的相位差，将式2-1-6和2-1-7改写如下：

$$\begin{aligned} V_a(t) &= E_{ma} \sin(\omega_0 t + (\omega_a - \omega_0)t + \varphi_a) \\ &= E_{ma} \sin(\omega_0 t + \varphi_1(t)) \end{aligned} \quad 2-1-8$$

$$\begin{aligned} V_b(t) &= E_{mb} \cos(\omega_0 t + (\omega_b - \omega_0)t + \varphi_b) \\ &= E_{mb} \cos(\omega_0 t + \varphi_2(t)) \end{aligned} \quad 2-1-9$$

式中 ω_0 为压控振荡器自由振荡频率， $\varphi_1(t)$ 为基准频率对 $\omega_0 t$ 而言的瞬时相位， $\varphi_2(t)$ 为压控振荡器输出频率对 $\omega_0 t$ 而言的瞬时相位。

很明显， $\varphi_1(t)$ 和 $\varphi_2(t)$ 应为

$$\varphi_1(t) = (\omega_a - \omega_0)t + \varphi_a \quad 2-1-10$$

$$\varphi_2(t) = (\omega_b - \omega_0)t + \varphi_b \quad 2-1-11$$

鉴相作用就是两个信号电压的“相乘”，因此可得：

$$\begin{aligned} V_a(t) \cdot V_b(t) &= E_{ma} \sin(\omega_0 t + \varphi_1(t)) \\ &\quad \times E_{mb} \cos(\omega_0 t + \varphi_2(t)) \\ &= \frac{1}{2} E_{ma} E_{mb} (\sin 2\omega_0 t + \varphi_1(t) + \varphi_2(t) \\ &\quad + \sin(\varphi_1(t) - \varphi_2(t))) \end{aligned} \quad 2-1-12$$

又由于鉴相电压取自电阻两端，而该电阻上又并联有旁路

电容 C ，所以式2—1—12中“和频”项不产生鉴相作用，鉴相电压 $V_d(t)$ 只由该式的“差频”项产生，因此：

$$V_d(t) = \frac{K_m}{2} E_{m_a} E_{m_b} \sin(\varphi_1(t) - \varphi_2(t)) \quad 2-1-13$$

式中 K_m 为考虑 $V_d(t)$ 的量纲而用的系数，称为鉴相器常数，量纲为 $\frac{1}{\text{伏}}$ 。

令 $K_d = \frac{1}{2} E_{m_a} E_{m_b} K_m$ ，它称为鉴相器灵敏度，单位为伏/弧度，因此，式2—1—13，可以写为：

$$V_d(t) = K_d \sin(\varphi_1(t) - \varphi_2(t)) = K_d \sin \varphi_e(t) \quad 2-1-14$$

$\varphi_e(t)$ 为两个被鉴相信号的瞬时相位差。

由以上各公式可知：

$$\begin{aligned} \varphi_e(t) &= \varphi_1(t) - \varphi_2(t) \\ &= [(\omega_a - \omega_0)t + \varphi_a] - [(\omega_b - \omega_0)t + \varphi_b] \\ &= (\omega_a - \omega_b)t + (\varphi_a - \varphi_b) \\ &= \Delta\omega t + (\varphi_a - \varphi_b) \end{aligned} \quad 2-1-15$$

这就是说，鉴相器输出的瞬时相位差，除了被鉴相信号的相位差 $\varphi_a - \varphi_b$ 外，还包括两个信号频率的差值 $\Delta\omega$ 所产生的相位差 $\Delta\omega t$ 。图2—1—2 B 为鉴相器的鉴相特性，它为正弦鉴相特性，即鉴相器输出电压与两个被鉴相信号的瞬时相位差的正弦值成比例。

很明显，由于鉴相器的正弦鉴相特性，鉴相器是一个非线性部件。不过，当 $\varphi_e(t)$ 变化不大时， $V_d(t)$ 可近似认为与 $\varphi_e(t)$ 具有线性关系：

$$V_d(t) \approx K_d \varphi_e(t) \quad 2-1-16$$

$$-\frac{\pi}{6} \leq \varphi_e(t) \leq +\frac{\pi}{6} \quad 2-1-17$$

2. 环路滤波器

环路滤波器可以是无源滤波器和有源滤波器。最常用的无源环路滤波器如图2—1—3所示。图A为积分型滤波器，图B为比例积分型滤波器，图C为有源环路滤波器。

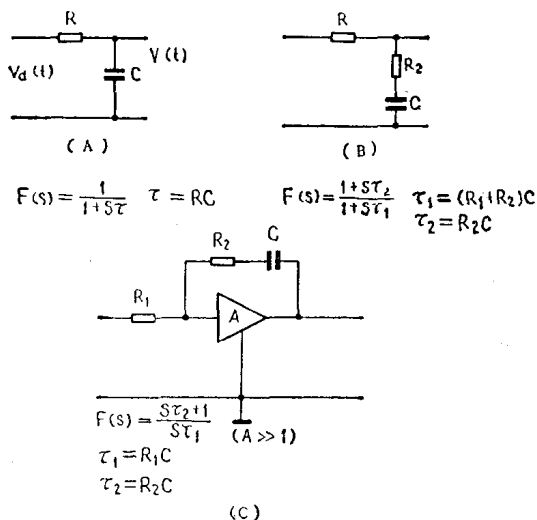


图 2-1-3

计算环路滤波器输入电压 $V_d(t)$ 和输出电压 $V(t)$ 的关系，通常有两种方法。一种是直接从“时间域”计算，这时多要利用微分方程。一种是从“复频域”计算，亦即采用拉氏变换来求环路滤波器传递函数。下面以图2—1—3A为例来说明。

(1) 从时间域计算——微分方程方法

$$V_d(t) = Ri + \frac{1}{C} \int i dt \quad 2-1-18$$

或

$$\frac{d}{dt} V_d(t) = R \frac{di}{dt} + \frac{i}{C} \quad 2-1-19$$

很明显，上式为一阶微分方程，由此方程求出电流 i 后，则可求得输出电压 $V(t)$ 为

$$V(t) = \frac{1}{C} \int i dt \quad 2-1-20$$

解此微分方程时，可采用符号法。令

$$p = \frac{d}{dt}$$

$$\frac{1}{p} = \int dt$$

式2—1—18、2—1—19可分别写为以下简化的形式

$$V_d(t) = Ri + \frac{i}{pC} = \left(R + \frac{1}{pC} \right) i \quad 2-1-21$$

$$pV_d(t) = Rpi + \frac{i}{C} = \left(Rp + \frac{1}{C} \right) i \quad 2-1-22$$

由上二式中任何一个均可求得 i 为

$$i = \frac{p}{Rp + \frac{1}{C}} V_d(t) = \frac{pC}{pRC + 1} V_d(t) \quad 2-1-23$$

将2—1—23式代入式2—1—20求得 $V(t)$ 为

$$V(t) = \frac{i}{Cp} = \frac{1}{pRC + 1} V_d(t) \quad 2-1-24$$

或

$$\frac{V(t)}{V_d(t)} = \frac{1}{pRC + 1} = F(p) \quad 2-1-25$$

上式说明，求解这个电路用到一阶微分方程，输出电压 $V(t)$ 和输入电压 $V_d(t)$ 之比值 $\frac{1}{pRC + 1}$ 的表示式中，分母中含有 p 的一次幂，分子中不含 p 。这里 $F(p)$ 为微分方程的简