

第 5 篇 模 拟 电 路

主 编	刘元明
执 笔	王 洁
	赵广仁
	刘元明
	刘承玺
主 审	胡东成

目 录

第1章 无源滤波器、衰减器和均衡器	
1 无源滤波器	5-1
1.1 无源滤波器基本概念	5-1
1.2 LC滤波器的设计	5-3
1.3 晶体滤波器	5-12
1.4 压电陶瓷滤波器	5-20
1.5 机械滤波器	5-24
2 衰减器	5-26
2.1 固定衰减器的设计	5-26
2.2 可变衰减器的设计	5-28
3 均衡器	5-29
3.1 无源衰减均衡器	5-29
3.2 有源幅度均衡器	5-32
3.3 无源时延均衡器	5-32
3.4 有源时延均衡器	5-34
第2章 放大器的基本原理	
1 晶体管低频放大器的基本概念	5-35
1.1 分类	5-35
1.2 主要性能参数	5-35
1.3 偏置稳定电路	5-35
1.4 基本分析方法	5-38
1.5 三种组态放大器的等效电路及 性能指标计算	5-39
1.6 频率响应	5-40
1.7 级间信号的传递方式	5-41
2 场效应晶体管放大器	5-41
2.1 偏置电路	5-41
2.2 场效应晶体管三种基本组态放大器 的等效电路与性能指标计算公式	5-42
3 负反馈放大器	5-43
3.1 方框图、基本反馈方程式	5-43
3.2 负反馈对放大器性能的影响	5-44
3.3 射极跟随器	5-46
4 直流放大器	5-47
4.1 单端式直流放大器	5-47
4.2 差分放大器	5-48

5 集成运算放大器	5-52
5.1 基本运算电路	5-52
5.2 部分国产集成运算放大器的系列 产品	5-55
6 选频放大器	5-56
6.1 构成与分类	5-56
6.2 分散选频式带通放大器	5-57
7 宽频带放大器	5-58
第3章 波形发生器	
1 正弦波振荡器	5-61
1.1 反馈式正弦波振荡器	5-61
1.2 负阻振荡器	5-82
2 非正弦波发生器	5-83
2.1 由分立元件组成的非正弦波 发生器	5-83
2.2 由集成运放组成的非正弦波 发生器	5-83
第4章 模拟信号处理电路	
1 模拟运算电路	5-91
1.1 线性运算	5-91
1.2 非线性运算	5-95
1.3 乘法器及其应用	5-98
2 有源滤波器	5-105
2.1 有源滤波器的特点及类型	5-105
2.2 二阶有源滤波器电路	5-110
2.3 高阶滤波器的设计	5-116
2.4 高Q值滤波器	5-118
3 电压比较器	5-118
3.1 电压比较器的性能及主要技术 指标	5-118
3.2 电压比较器的应用	5-120
4 采样电路	5-122
4.1 概述	5-122
4.2 多通道采样电路	5-123
4.3 采样电路应用实例	5-124
5 模拟开关电路	5-125

5.1 概述.....	5-125	1.1 振幅调制.....	5-134
5.2 二极管开关电路.....	5-125	1.2 检波.....	5-141
5.3 双极型三极管开关电路.....	5-129	2 角度调制及解调电路.....	5-147
5.4 场效应晶体管开关电路.....	5-131	2.1 角度调制.....	5-147
		2.2 调角信号的解调电路.....	5-152
		参考文献	5-158
第5章 调制电路与解调电路			
1 振幅调制及解调（检波）电路	5-134		

电子电路包括模拟电路和数字电路，模拟电路是电子技术的基础。

自然界的物理量大部分是模拟量，很多电子系统如通信、广播、量测、自动控制及工业加工等系统都需要对各种模拟信号进行放大、变换与检测等处理。其中，模拟电路起着极其重要的作用。

对于从事计算机和数字技术的人们，了解并掌握模拟技术是非常必要的。模拟电路担负着联系计算机、数字检测仪表等电子系统的多种模拟接口的

功能，成为沟通计算机与实际工程系统之间联系的不可缺少的中介环节，也是决定各种数字检测仪表精度的核心部件。模拟电路在许多技术领域中有非常广泛的应用。

本篇的内容有：无源滤波器、衰减器和均衡器、放大器、波形发生器、模拟信号处理电路、调制电路与解调电路等。各部分对各种基本电路都有较简洁的说理和分析，并附有一定数量的实用电路供有关人员参考。

第1章 无源滤波器、衰减器和均衡器

1 无源滤波器

1.1 无源滤波器基本概念

无源滤波器是由无源线性器件构成的复杂电路，在信息传输中具有选频特性的无源四端网络。近代电子设备中滤波器应用十分广泛，其功能有以下几方面：

1) 分离信号、抑制干扰 这是滤波器最广泛最基本的功能，在信息传输中滤波器能使所需频率信号顺利通过，而对不需要的频率信号（称干扰）受到很大衰减或阻塞。

2) 阻抗变换、阻抗匹配 电子设备中，经常遇到实际负载阻抗与信号源所需要负载阻抗不相等，若把它们直接连接起来将会产生信号反射，则不能得到最大功率传输；如果在它们之间插入适当设计的滤波器进行阻抗变换，能在确定频带内实现匹配。

3) 延迟信号 电子设备中，经常需要在确定频带内延迟信号或校正设备时延的不均匀性，都可

用滤波器来完成。

1.1.1 滤波器类型

电子设备中应用的滤波器种类繁多，但根据其元器件的不同，可分为无源滤波器和有源滤波器两大类。无源滤波器所使用的元件是无源元件，在这一大类滤波器中，根据选用的元件特征进行分类见表5.1-1，此表亦示出各类滤波器的应用频段，相对带宽及选频功能。

通常，滤波器又按其频率的选择性分为以下四种形式，见图5.1-1。

1) 低通滤波器 它的通带由零延伸至某一规定的上限频率 f_1 ，阻带由 f_2 延伸至无限大，位于通带和阻带之间的频率称为过渡带。其响应曲线见图5.1-1a。

2) 高通滤波器 阻带位于低频范围内，通带由 f_2 延伸至无限大。其响应曲线见图5.1-1b。

3) 带通滤波器 通带限定在两个有限频率 f_1 和 f_2 之间，通带两侧分别是下阻带和上阻带。其响应曲线见图5.1-1c。

表5.1-1 无源滤波器的分类及其应用频段

类 型	应用频段	相对带宽 (%)	选频功能
LC	100Hz~100MHz	5~100	低通、高通、带通、带阻
晶 体	10kHz~30MHz	0.4~10	带通、带阻
陶 瓷	50kHz~20MHz	1~3.7(7)	带通、带阻
机 械	100Hz~600kHz	0.1~20	带通、带阻
螺 旋	10~500MHz	0.5~40	带 通
单片石英晶体	5~200MHz	0.001~0.3	带 通
声表面波	10MHz~2GHz	最大50~100	带通、带阻

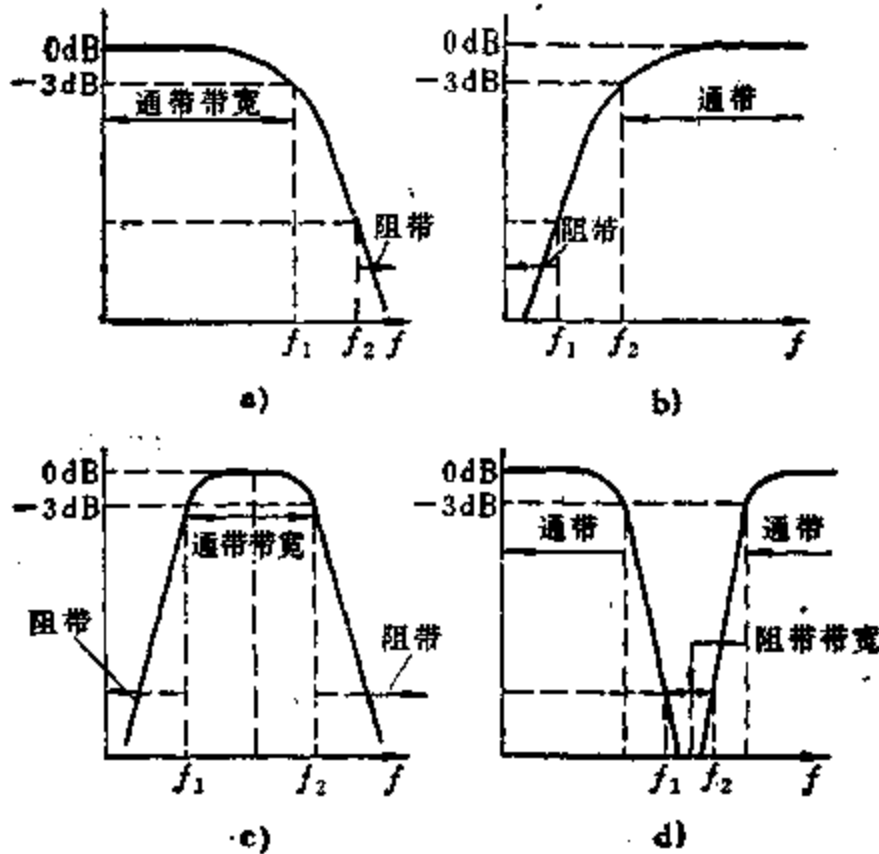


图5-1-1 四种典型滤波器频率响应曲线
a) 低通响应曲线 b) 高通响应曲线
c) 带通响应曲线 d) 带阻响应曲线

4) 带阻滤波器 阻带限定在两个有限频率 f_1 与 f_2 之间, 阻带两侧分别是下通带和上通带。其响应曲线见图5-1-1 d。

1.1.2 滤波器的技术指标

根据传输信号的要求, 对滤波器规定了严格的技术指标。滤波器技术指标的定义是以四端网络理论为基础的, 通常都是以衰减特性来表明滤波器的选频特性, 图5-1-2给出一个典型滤波器的衰减特性。为判定滤波器质量, 合理进行选用, 列出以下各项技术指标。

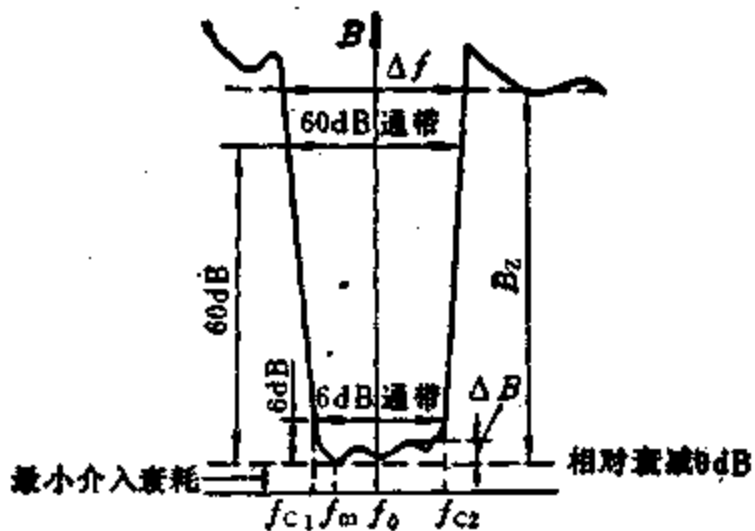


图5-1-2 典型滤波器衰减特性

1) 最大输出频率 f_m 、中心频率 f_0 、截止频率 f_c 和参考频率 f f_m 为通带衰减最小一点的频

率, f_c 为在通带边界上相对衰减达到规定值的频率, 带通和带阻滤波器具有上下两个截止频率 f_{c1} 、 f_{c2} , f_0 为带通滤波器或带阻滤波器上下两个截止频率 f_{c1} 、 f_{c2} 的几何平均值, 即 $f_0 = \sqrt{f_{c1}f_{c2}}$, 而实际上常用它们的算术平均值作为几何平均值的近似值, 故中心频率 $f_0 \approx (f_{c1} + f_{c2}) / 2$; 参考频率 f 为通带内取作参考标准的频率。

2) 通带宽度 Δf (亦称带宽)、相对带宽 Δf 一般定义为上下两个截止频率之差, 即 $\Delta f = f_{c2} - f_{c1}$ 。而各种滤波器根据传输信号特点, 对通带宽度可以有不同要求, 若是3dB带宽, 则取滤波器衰减特性曲线3dB衰减点之间的频率宽度。

相对带宽是描述带通滤波器传输特性的一个重要参数。

$$\text{相对带宽} = \frac{\Delta f}{f_0} \%$$

3) 通带波动 ΔB 滤波器通带内, 衰减特性的波峰、波谷之差的极大值 ΔB 定义为通带波动。

4) 相对衰减 一个给定频率的衰减与通带中规定频率 (参考频率) 点衰减之差, 即为相对衰减。图5-1-2中以 f_m 为参考频率。

5) 插入损耗 B 负载直接从信号源取得的视在功率 P_0 与负载通过滤波器所取得的视在功率 P_2 之比的自然对数之半, 其公式为

$$B = \frac{1}{2} \ln \left| \frac{P_0}{P_2} \right|$$

滤波器的插入损耗, 通常是指通带内某一特定频率点上的插入损耗, 它是评定功率损耗最常用的标准。

6) 防卫度 B_z (又称阻带抑制或带外抑制) 在规定的阻带频率范围内的最小相对衰减值。根据滤波器通带内任意参考频率上的输出电压 U 与在上下阻带所规定的频率范围内所出现的最大电压 U_2 , 求出阻带防卫度

$$B_z = 20 \lg \left| \frac{U}{U_2} \right| (\text{dB})$$

或
$$B_z = \ln \left| \frac{U}{U_2} \right| (\text{N})$$

防卫度 B_z 表示滤波器对阻带信号的抑制能力, 如果 B_z 值高, 即阻带内相对衰减大, 则对临近通带产生的干扰信号就小。

7) 过渡带、矩形系数 K 在实际滤波器的衰减特性中, 从通带到阻带都有一定的过渡区域, 通常用截止频率与邻近阻带内最近一点频率之差的频

带定义为过渡带，过渡带表示衰减特性的陡峭程度，同时亦可用矩形系数表示。

矩形系数 K 通常用相对衰减为阻带抑制 B_Z 时的带宽 Δf_{BZ} 与相对衰减为3dB或6dB时带宽之比来表示，即

$$K = \frac{\Delta f_{BZ}}{\Delta f_{3dB}}$$

或

$$K = \frac{\Delta f_{BZ}}{\Delta f_{6dB}}$$

矩形系数 K 值是大于1的数，其值越接近于1，则过渡带越窄，防卫度越高，滤波器选择性越好。

8) 终接阻抗、特性阻抗 (亦称影象阻抗)、滤波器的匹配连接 滤波器前向、后向连接如图5.1-3所示。



图5.1-3 滤波器的两端终接阻抗

滤波器输入端所接的信号源内阻 Z_s 和输出端所接负载阻抗 Z_L 均称滤波器的终接阻抗。

滤波器输入端特性阻抗 Z_{C1} 、输出端特性阻抗 Z_{C2} 为

$$Z_{C1} = \sqrt{Z_{110}Z_{11\infty}}$$

$$Z_{C2} = \sqrt{Z_{120}Z_{12\infty}}$$

式中 Z_{110} 、 $Z_{11\infty}$ 为输出端22'短路 ($Z_L = 0$) 和开路 ($Z_L = \infty$) 时11'端的输入阻抗; Z_{120} 、 $Z_{12\infty}$ 为输入端11'短路 ($Z_s = 0$) 和开路 ($Z_s = \infty$) 时22'端的输入阻抗。

滤波器匹配联接时，滤波器的终接阻抗等于特性阻抗。

9) 滤波器输入端反射系数 ρ_1 、反射衰减 b_{ρ_1} 输出端反射系数 ρ_2 和反射衰减 b_{ρ_2}

$$\rho_1 = \left| \frac{Z_s - Z_1}{Z_s + Z_1} \right|$$

$$\rho_2 = \left| \frac{Z_L - Z_2}{Z_L + Z_2} \right|$$

$$b_{\rho_1} = 20 \lg \frac{1}{\rho_1} \quad (\text{dB})$$

$$b_{\rho_2} = 20 \lg \frac{1}{\rho_2} \quad (\text{dB})$$

式中 Z_1 、 Z_2 为滤波器的输入阻抗和输出阻抗; Z_s 、 Z_L 为终接阻抗。

反射系数，反射衰减是滤波器终接阻抗和输入、输出阻抗失配程度的度量，它们定量地表示因滤波器和负载失配引起衰减的大小。

10) 时延和群时延 由于滤波器的输出信号相对于输入信号有一相移，所以输出信号相对于输入信号有一时间延迟，相移和时间延迟都是频率的函数。不论是传输相移，还是介入相移，对于正弦信号，若角频率为 ω_1 、相移为 ϕ_1 ，则滤波器在该频率下的时延为 $t = \phi_1 / \omega_1$ ，所以时延也称“相位时延”。如果滤波器的时延值为恒量，则滤波器不会引起相位失真。

群时延定义为相位对于频率的变化率

$$\tau_1 = \left. \frac{d\phi}{d\omega} \right|_{\omega = \omega_1}$$

如果在某一频率范围内，相位特性曲线为一直线，则在这段频率范围内的群时延为一常数，则信号通过时不会产生包络失真。

1.2 LC滤波器的设计

目前，滤波器的设计，有影象参数法 (又称特性参数设计法) 和网络综合法 (又称工作参数设计法)。影象参数法是利用影象参数设计滤波器，因为实测滤波特性与理论上预定特性差别很大，不能满足高精度滤波特性的要求。而应用最多的是网络综合法，其设计过程即是完成“近似”与“实现”的过程，首先寻求一个物理可实现系统的传输函数和特征函数去逼近某一要求的滤波特性，进而综合出实际网络结构和元件参数值，获得高精度的滤波特性。网络综合法设计滤波器需要具有较深的数学和网络知识，但由于计算技术的发展，根据设计公式编制了各类滤波器的设计程序，并能在计算机上运行，完成了大量的数学计算工作，产生许多设计图表，因而使设计过程大大简化。

通常，应用的高通、带通、带阻滤波器的设计都是以低通原型滤波器设计为基础，再经过频率变换而得到，这样，低通原型滤波器设计就成为关键问题。

1.2.1 低通原型滤波器设计要点

低通滤波器设计首先根据给定技术条件，选择某一形式的低通原型滤波器，查出、计算归一化元件值，然后用所要求的截止频率和负载电阻进行标定，便可得到所需要低通滤波网络。

1. 滤波器特性的逼近 理想化的低通滤波器衰减特性是不可能实现的，实际上只能以尽可能小

的误差去逼近它。当选用不同的逼近函数便可得到不同响应曲线，即不同的衰减特性的滤波器，经常采用的逼近函数特性有以下几种：

1) 巴特沃兹 (Butterworth) 滤波器 又称最平响应滤波器，通带内幅度最平坦，通带外上升缓慢。

2) 切比雪夫 (Chebyshev) 滤波器 又称等波纹响应滤波器，通带内呈等波纹起伏，通带外表衰减单调上升。

3) 考尔 (Cauer) 滤波器 又称通阻带等波纹响应滤波器，通带、阻带内均呈等波纹起伏，其过渡带衰减上升最快，但设计计算很繁琐，网络结构复杂。

4) 贝塞尔 (Bessel) 滤波器 又称最平时延滤波器，具有最大平坦群时延特性。

2. 归一化低通原型滤波器频率和阻抗的综合标定 通常，都将低通原型滤波器的阻抗和频率作归一化处理，使得滤波器设计通用化。工程设计中查表得到的是频率和阻抗都已归一化的元件值，根据设计要求还要标定成实际需要的截止频率 ω_c 和负载电阻 R_L (或电源内阻) 时的元件值。实际值按下列公式计算：

$$R = R' R_L$$

$$L = \frac{R_L}{\omega_c} L'$$

$$C = \frac{1}{\omega_c R_L} C'$$

$$\omega = \Omega \omega_c$$

式中 $R、L、C、\omega$ 为实际值， $R'、L'、C'、\Omega$ 为归一化值。

3. 综合网络的对称性 用网络综合法设计巴特沃兹和切比雪夫低通原型滤波器，得到的网络结构形式为 T 型或其对偶形式 π 型，如表 5-1-2 底部和顶部示出的两个对偶网络。这两个网络的响应曲线是一致的，在电气上是等效的，即满足同一要求的低通滤波器都具有两种结构，设计者可根据要求选定其中一种。一般选电感小的电路，因为电感体积在频率低时较大，损耗较大，制造工艺比电容复杂，且易受外界电磁场干扰。

欲将已知 T 型网络变换为其对偶形式，网络结构和元件特性作如下变化：

- (1) 串联支路变为并联支路，反之亦然；
- (2) 并联元件变为串联元件，反之亦然；
- (3) 电感变为电容，电容变为电感，而元件值不变，即 $\alpha(H)$ 变为 $\alpha(F)$ ，电阻变为电导，而数值不变，即 $\beta(\Omega)$ 变为 $\beta(S)$ ，开路变为短路，电流源变为电压源，反之亦然。

图 5-1-4 示出由已知 T 型网络变换为其对偶形式的例子。

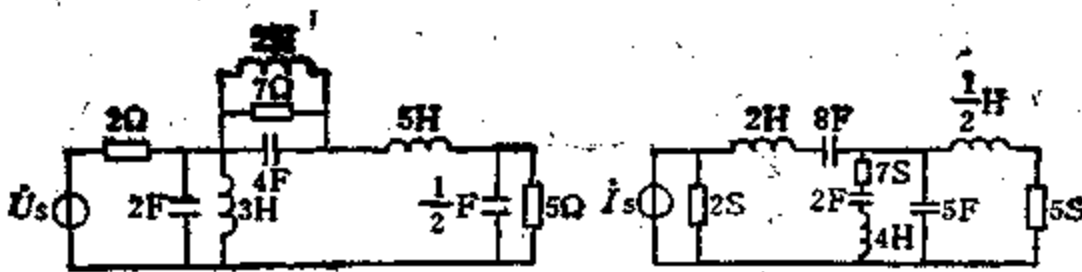
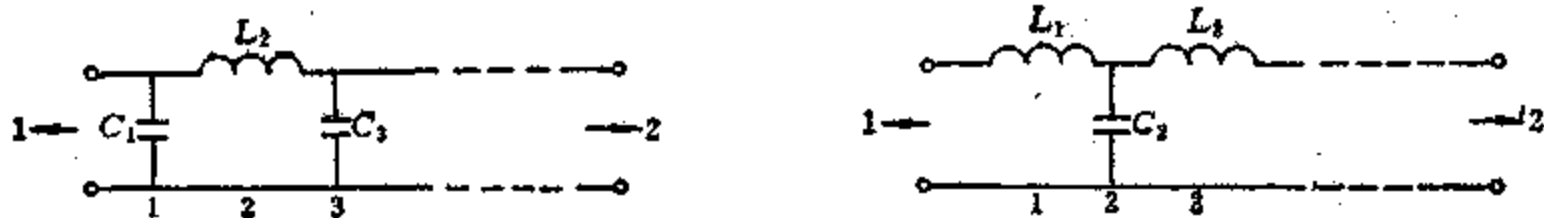


图 5-1-4 对偶电路

表 5-1-2 最平响应滤波器的元件值 (对应 3dB 点频率和 R_L 归一化值)



n	C_1	L_2	C_3	L_4	C_5	L_6	C_7	L_8	C_9	L_{10}
2	1.414	1.414								
3	1.000	2.000	1.000							
4	0.7054	1.948	1.948	0.7654						
5	0.6180	1.818	2.000	1.618	0.6180					
6	0.5176	1.414	1.932	1.932	1.414	0.5176				
7	0.4450	1.247	1.802	2.000	1.802	1.247	0.4450			
8	0.3902	1.111	1.663	1.663	1.962	1.663	1.111	0.3902		
9	0.3473	1.000	1.532	1.879	2.000	1.879	1.532	1.000	0.3473	
10	0.3129	0.908	1.414	1.782	1.975	1.975	1.782	1.414	0.9080	0.3129
n	L_1	C_2	L_3	C_4	L_5	C_6	L_7	C_8	L_9	C_{10}

注：表中首行内项目与表顶网络相对应，末行内的项目与表底网络相对应。

1.2.2 巴特沃兹低通滤波器设计

巴特沃兹低通滤波器在零频率上有最佳的衰减特性逼近。

当考虑截止频率为任意频率 ω_p (即基准频率为任意频率 ω_p) 时的衰减特性如图5.1-5所示。

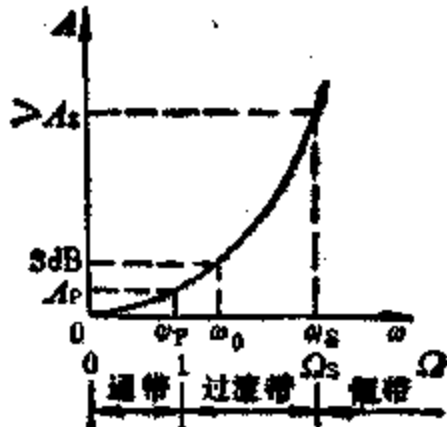


图5.1-5 任意截止频率下衰减特性

传输函数模平方 $|H|^2$ 及衰减 A 分别为

$$|H|^2 = 1 + \epsilon^2 \left(\frac{\omega}{\omega_p} \right)^{2n} \approx 1 + \epsilon^2 \Omega^{2n} \quad (5.1-1)$$

$$A = 10 \lg \left[1 + \epsilon^2 \left(\frac{\omega}{\omega_p} \right)^{2n} \right]$$

$$= 10 \lg (1 + \epsilon^2 \Omega^{2n}) \text{ (dB)}$$

式中 Ω 为对任一基准频率的归一化频率, $\Omega = \omega$

$/\omega_p$, n 为滤波器的阶数。

图5.1-5示出: $0 \leq \Omega \leq 1$ ($0 \leq \omega \leq \omega_p$) 为通带, $\Omega_s \leq \Omega \leq \infty$ ($\omega_s \leq \omega \leq \infty$) 为阻带, $1 \leq \Omega \leq \Omega_s$ ($\omega_p \leq \omega \leq \omega_s$) 为过渡带。

当 $\Omega = \omega = 0$ 时, $|H| = H(0) = 1$, $A(0) = 0$, 因此要求终接阻抗 $R_2 = R_1$ 。当基准频率为3dB频率 ω_0 时,

$$|H|^2 = 1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^{2n} \quad (5.1-2)$$

比较式 (5.1-1) 和式 (5.1-2), 可知

$$\frac{\epsilon^2}{\omega_p^{2n}} = \frac{1}{\omega_0^{2n}}$$

$$\omega_p = \epsilon^{\frac{1}{2n}} \omega_0$$

当 $\omega = \omega_p$, 即 $\Omega = 1$ 时, 反射系数的模平方为

$$|\rho|^2 = \frac{\epsilon^2}{1 + \epsilon^2}$$

$$\epsilon = \frac{1}{\sqrt{\rho^{-2} - 1}}$$

于是

$$\omega_p = \left(\frac{1}{\rho^{-2} - 1} \right)^{\frac{1}{2n}} \omega_0$$

表5.1-3示出截止点为任意衰减的巴特沃兹低通滤波器设计步骤和举例。

表5.1-3 截止点为任意衰减的巴特沃兹低通滤波器设计步骤和举例

设计步骤	计算公式	计算举例
设计要求: 通带: $f \leq f_p = 10\text{kHz}$, 反射系数 $\rho \leq 10\%$ (相应衰减量 $A_p \leq 0.044\text{dB}$) 阻带: $f \geq f_s = 20\text{kHz}$, 衰减量 $A_s \geq 25\text{dB}$ 终接电阻: $R_1 = R_2 = 600\Omega$		
归一化角频率 Ω_s	$\Omega_s = \frac{f_s}{f_p}$	$\Omega_s = \frac{20}{10} = 2$
阶数 n	1) 由计算公式求 n $n \geq \frac{\lg \sqrt{(10^{0.1A_s} - 1)(\rho^{-2} - 1)}}{\lg \Omega_s}$ 2) 查计算曲线图5.1-6求 n	$n \geq \frac{\lg \sqrt{(10^{2.5} - 1) \left(\frac{1}{0.1^2} - 1 \right)}}{\lg 2}$ ≈ 7.47 取 $n = 8$ 求法见计算曲线应用示意图5.1-7, 由设计给定的 A_p 及 A_s 值定出 S_1 点及 S_2 点, 将 $S_1 S_2$ 连线并延长交于第三纵轴 S_3 , 由 S_3 点作平行 Ω 轴直线, 与过 Ω 值点作垂线交于 S_4 点, 则 S_4 点落于 $(n-1)$ 与 n 衰减线之间, 则取 n

(续)

设计步骤	计算公式	计算举例																
实际截止频率	$\Omega_S^* = \sqrt{(10^{0.1A_S} - 1)(\rho^{-2} - 1)}$ $f_c = \frac{f_s}{\Omega_S^*}$	$\Omega_S^* = \sqrt{(10^{2.8} - 1)\left(\frac{1}{0.1^2} - 1\right)}$ $\Omega_S^* = 1.91$ $f_c = \frac{20\text{kHz}}{1.91} = 10.47\text{kHz}$ <p>由求得实际截止频率可知比预定通带展宽 470Hz</p>																
辅助系数 a_E	$a_E = (\sqrt{\rho^{-2} - 1}) \cdot \frac{1}{n}$	$a_E = \left(\sqrt{\left(\frac{1}{10}\right)^{-2} - 1}\right)^{1/8} = 1.33$																
归一化元件值	$a_k = a_k(3\text{dB})/a_E \quad (k = 1, 2, 3 \dots n)$ $a_k(3\text{dB}) = 2 \sin(2k - 1) \frac{n}{2n}$	<p>查表 5-1-2 得 $a_k(3\text{dB})$ 为</p> <table style="margin-left: 20px;"> <tr> <td>$a_1' = 0.3902$</td> <td>$a_2' = 1.111$</td> </tr> <tr> <td>$a_3' = 1.663$</td> <td>$a_4' = 1.962$</td> </tr> <tr> <td>$a_5' = 1.962$</td> <td>$a_6' = 1.663$</td> </tr> <tr> <td>$a_7' = 1.111$</td> <td>$a_8' = 0.3902$</td> </tr> </table> <p>计算 $a_{1-8} = a_{1-8}'/a_E$</p> <table style="margin-left: 20px;"> <tr> <td>$a_1 = 0.2934$</td> <td>$a_2 = 0.8353$</td> </tr> <tr> <td>$a_3 = 1.2504$</td> <td>$a_4 = 1.4752$</td> </tr> <tr> <td>$a_5 = 1.4752$</td> <td>$a_6 = 1.2504$</td> </tr> <tr> <td>$a_7 = 0.8353$</td> <td>$a_8 = 0.2934$</td> </tr> </table>	$a_1' = 0.3902$	$a_2' = 1.111$	$a_3' = 1.663$	$a_4' = 1.962$	$a_5' = 1.962$	$a_6' = 1.663$	$a_7' = 1.111$	$a_8' = 0.3902$	$a_1 = 0.2934$	$a_2 = 0.8353$	$a_3 = 1.2504$	$a_4 = 1.4752$	$a_5 = 1.4752$	$a_6 = 1.2504$	$a_7 = 0.8353$	$a_8 = 0.2934$
$a_1' = 0.3902$	$a_2' = 1.111$																	
$a_3' = 1.663$	$a_4' = 1.962$																	
$a_5' = 1.962$	$a_6' = 1.663$																	
$a_7' = 1.111$	$a_8' = 0.3902$																	
$a_1 = 0.2934$	$a_2 = 0.8353$																	
$a_3 = 1.2504$	$a_4 = 1.4752$																	
$a_5 = 1.4752$	$a_6 = 1.2504$																	
$a_7 = 0.8353$	$a_8 = 0.2934$																	
基准电感及基准电容 L_0 、 C_0 值	$L_0 = \frac{R_0}{2\pi f_c}$ $C_0 = \frac{1}{2\pi f_c R_0}$	$L_0 = \frac{600}{2\pi \times 10470} = 9.12\text{mH}$ $C_0 = \frac{1}{2\pi \times 10470 \times 600} = 0.025335\mu\text{F}$																
实际元件值及网络结构	<p>1) 求 π 型网络各元件参数:</p> <p>当 k 为奇数时, a_k 为归一化电容</p> $C_1 = C_0 a_1$ $C_3 = C_0 a_3$ $C_5 = C_0 a_5$ $C_7 = C_0 a_7$ <p>当 k 为偶数时, a_k 为归一化电感</p> $L_2 = L_0 a_2$ $L_4 = L_0 a_4$ $L_6 = L_0 a_6$ $L_8 = L_0 a_8$	$C_1 = 0.025335 \times 0.2934 = 0.007433\mu\text{F}$ $C_3 = 0.025335 \times 1.2504 = 0.031679\mu\text{F}$ $C_5 = 0.025335 \times 1.4752 = 0.037374\mu\text{F}$ $C_7 = 0.025335 \times 0.8353 = 0.021162\mu\text{F}$ $L_2 = 9.12 \times 0.8353 = 7.6179\text{mH}$ $L_4 = 9.12 \times 1.4752 = 13.4538\text{mH}$ $L_6 = 9.12 \times 1.2504 = 11.4036\text{mH}$ $L_8 = 9.12 \times 0.2934 = 2.6758\text{mH}$																
设计后得到 π 网络																		

(续)

设计步骤	计 算 公 式	计 算 举 例
实际元件值及网络结构	2) 求对偶T型网络各参数 当 k 为奇数时, a_k 为电感 $L_1 = L_0 a_1$ $L_3 = L_0 a_3$ $L_5 = L_0 a_5$ $L_7 = L_0 a_7$ 当 k 为偶数时, a_k 为电容 $C_2 = C_0 a_2$ $C_4 = C_0 a_4$ $C_6 = C_0 a_6$ $C_8 = C_0 a_8$	$L_1 = 9.12 \times 0.2934 = 2.6758\text{mH}$ $L_3 = 9.12 \times 1.2504 = 11.4036\text{mH}$ $L_5 = 9.12 \times 1.4752 = 13.4538\text{mH}$ $L_7 = 9.12 \times 0.8353 = 7.6179\text{mH}$ $C_2 = 0.025335 \times 0.8353 = 0.021162\mu\text{F}$ $C_4 = 0.025335 \times 1.4752 = 0.037374\mu\text{F}$ $C_6 = 0.025335 \times 1.2504 = 0.031679\mu\text{F}$ $C_8 = 0.025335 \times 0.2934 = 0.007433\mu\text{F}$
设计后得到T网络		

1.2.3 切比雪夫低通滤波器设计

切比雪夫低通滤波器, 在通带内衰减呈现等起伏特性, 起伏的大小标志着衰减对理想均匀特性的最大偏离, 而阻带内以更大的增长速率衰减。

对于匹配型切比雪夫低通滤波器, 传输函数的模平方和衰减分别为

$$|H|^2 = 1 + |K|^2 = 1 + \epsilon^2 T_n^2(\Omega)$$

$$A = 10 \lg |H|^2 = 10 \lg [1 + \epsilon^2 T_n^2(\Omega)] \text{ (dB)}$$

$$T_n(\Omega) = \cos(n \cos^{-1} \Omega) \quad |\Omega| \leq 1$$

$$T_n(\Omega) = \cosh(n \cosh^{-1} \Omega) \quad |\Omega| > 1$$

$$\epsilon = \frac{1}{\sqrt{\rho^{-2} - 1}} \quad \text{或} \quad \epsilon = \sqrt{10^{0.1 A_p} - 1}$$

式中 $|K|^2$ 为特征函数的模平方; $T_n(\Omega)$ 为切比雪夫多项式; n 为切比雪夫多项式的阶数, 也就是滤波器的阶数; Ω 为归一化频率, $\Omega = \omega / \omega_p$; ω_p 为截止频率; A_p 为截止频率 $\Omega = 1$ 上的衰减; ϵ 为在截止频率 $\Omega = 1$ 上反射系数或衰减的度量。

下面只给出奇阶切比雪夫滤波器设计计算的一

般形式, 因为滤波器两端电阻之比 R_2/R_1 完全取决于直流反射系数 $\rho(0)$ 或直流衰减 $A(0)$, 由于奇阶切比雪夫滤波器的 $A(0) = 0$ 或 $\rho(0) = 0$, 所以 $R_2 = R_1$ 。表5.1-4示出这类滤波器的设计步骤和举例。

对于偶阶切比雪夫滤波器, 相应的直流衰减为

$$A(0) = 10 \lg(1 + \epsilon^2) = A_p$$

即 $A(0)$ 等于在截止频率 $\Omega = 1$ 上的衰减 A_p , 从而 $|\rho(0)|$ 等于在 $\Omega = 1$ 上的反射系数 ρ , 所以 $A(0)$ 或 $\rho(0)$ 均不为零。即使在匹配型情况下, 两端电阻也不能相等, 必须通过适当的频率变换, 得到这类滤波器的一种变换型, 才可以应用 $R_2 = R_1$ 的情况进行分析和计算, 请参考文献[1]。

1.2.4 滤波器的频率变换与网络转换

应用网络综合法设计滤波器时, 一般只设计各种类型低通原型滤波器, 而高通、带通和带阻滤波器则可以由低通原型滤波器, 借助频率变换原理, 通过网络转换而得到。从频率变换原理来看, 选择一个适当的变换式, 将低通响应曲线变换为高通、带通

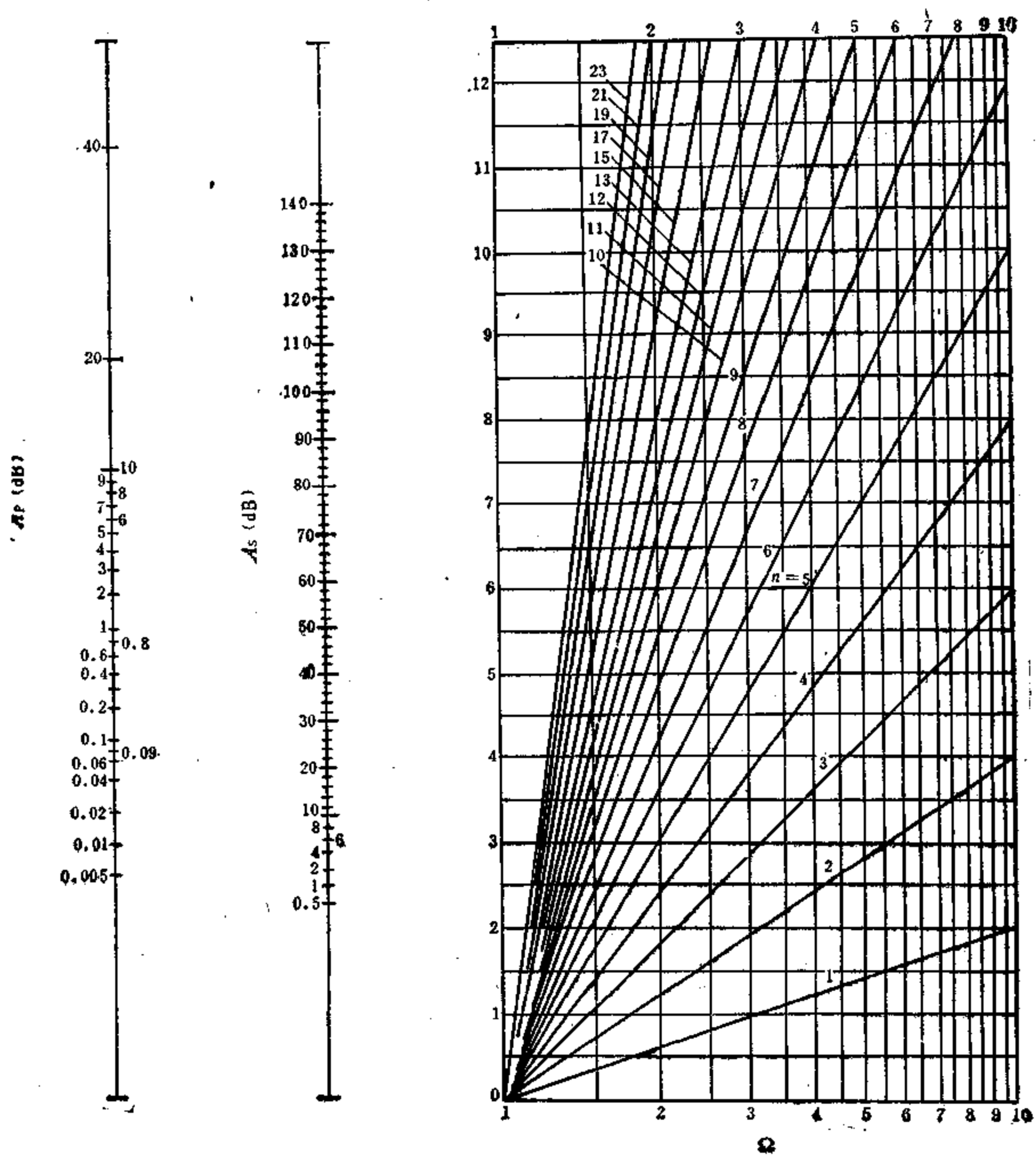


图5-1-6 最平滤波器计算曲线

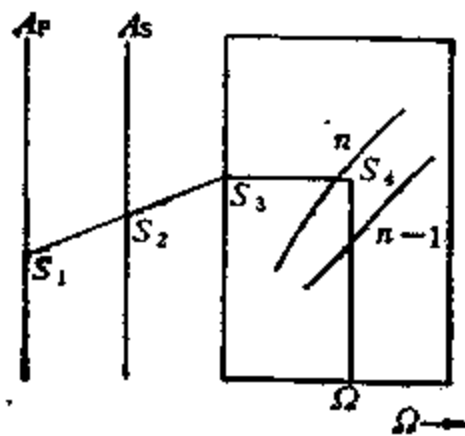
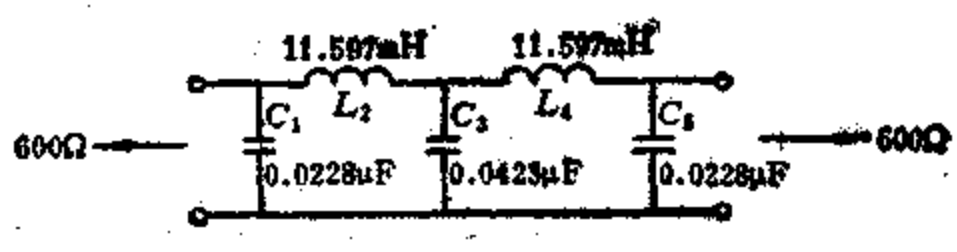
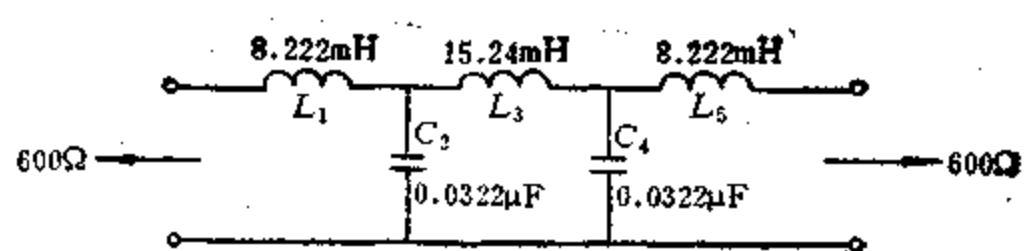


图5-1-7 计算曲线应用示意图

表5-1-4 奇阶切比雪夫低通滤波器设计步骤和举例

设计步骤	计 算 公 式	计 算 举 例
设计要求： 通带： $f \leq f_p = 10\text{kHz}$ ，工作衰减 $A_p = 0.044\text{dB}$ 阻带： $f \geq f_s = 20\text{kHz}$ ，工作衰减 $A_s = 25\text{dB}$ 终接电阻： $R_1 = R_2 = 600\Omega$		
归一化角频率 Ω_s	$\Omega_s = \frac{f_s}{f_p}$	$\Omega_s = \frac{20}{10} = 2$
阶数 n	$n \geq \frac{\cosh^{-1} \sqrt{(10^{0.1A_s} - 1)(\rho^{-2} - 1)}}{\cosh^{-1} \Omega_s}$ $[\cosh^{-1} x = \ln(x \pm \sqrt{x^2 - 1})]$	$n = \frac{\cosh^{-1} \sqrt{(10^{2.5} - 1) \cdot (0.1)^{-2} - 1}}{\cosh^{-1} 2}$ $= 4.46$ 取 $n = 5$ 因 n 为奇数可满足给定条件 $R_1 = R_2$ n 亦可在切比雪夫阶数计算曲线图5-1-8上直接查到(如虚线所示)
实际截止频率 f_c	$\Omega_s' = \cosh \left[\frac{1}{n} \cosh^{-1} \sqrt{(10^{0.1A_s} - 1)(\rho^2 - 1)} \right]$ $f_c = f_s / \Omega_s'$ $\left[\cosh x = \frac{e^x + e^{-x}}{2} \right]$	$\Omega_s' = \cosh \left[\frac{1}{5} \cosh^{-1} \sqrt{(10^{2.5} - 1) \cdot (0.1)^{-2} - 1} \right]$ $= 1.77$ $f_c = \frac{20}{1.77} = 11.299\text{kHz}$ 因此实际通带11.299kHz比要求的10kHz展宽1.299kHz
辅助系数 e_E	$K^2 = \rho^{-1} + \sqrt{\rho^{-2} - 1}$ $e_E = \frac{K^2 - 1}{2K}$	$K^2 = (0.1)^{-1} + \sqrt{(0.1)^{-2} - 1} = 19.95$ $K = 1.82$ $e_E = \frac{(1.82)^2 - 1}{2 \times 1.82} = 0.6353$
求元件中间值	$a_m = 2 \sin(2m - 1) \frac{\pi}{2n}$ $b_m = \frac{1}{b_{m-1}} \left\{ b_0^2 + \sin^2(m - 1) \frac{\pi}{n} \right\}$ $b_0 = e_E$ $D_m = \frac{a_m}{b_m}$	计算结果如下： $D_1 = 0.972822$ $D_2 = 1.372233$ $D_3 = 1.802786$ $D_4 = 1.372233$ $D_5 = 0.972822$
基准电感及基准电容	$L_0 = \frac{R}{2\pi f_c}$ $C_0 = \frac{1}{2\pi f_c R}$	$L_0 = \frac{600}{2\pi \times 11299} = 8.4515\text{mH}$ $C_0 = \frac{1}{2\pi \times 11299 \times 600} = 0.023476\mu\text{F}$

(续)

设计步骤	计 算 公 式	计 算 举 例
实际元件值	1. 求 π 型网络各元件参数值 当 n 为奇数时, D_m 为归一化电容 $C_1 = C_5 = C_0 D_1 = C_0 D_5$ $C_3 = C_0 D_3$ 当 n 为偶数时, D_m 为归一化电感 $L_2 = L_4 = L_0 D_2 = L_0 D_4$	$C_1 = C_5 = 0.023476 \times 0.972822$ $= 0.0228 \mu\text{F}$ $C_3 = 0.023476 \times 1.802786$ $= 0.0423 \mu\text{F}$ $L_2 = L_4 = 8.4515 \times 1.372233$ $= 11.597 \text{mH}$
设计出 π 型网络		
	2. 求 T 型对偶网络各元件参数值 当 n 为奇数时, D_m 为归一化电感 $L_1 = L_5 = L_0 D_1 = L_0 D_5$ $L_3 = L_0 D_3$ 当 n 为偶数时, D_m 为归一化电容 $C_2 = C_4 = C_0 D_2 = C_0 D_4$	$L_1 = L_5 = 8.4515 \times 0.972822$ $= 8.222 \text{mH}$ $L_3 = 8.4515 \times 1.802786$ $= 15.24 \text{mH}$ $C_2 = C_4 = 0.023476 \times 1.372233$ $= 0.0322 \mu\text{F}$
设计出 T 型网络		

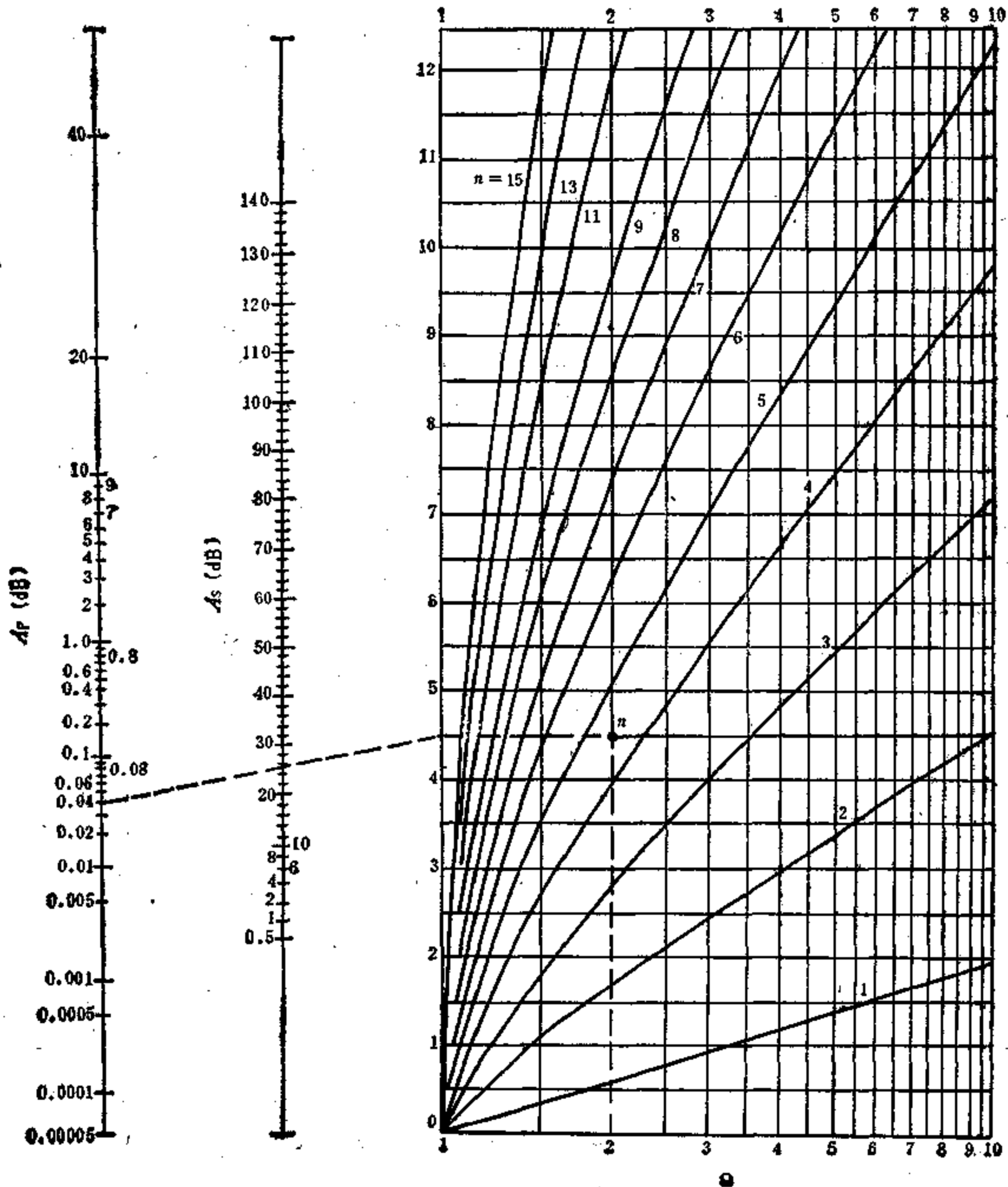


图5-1-8 切比雪夫滤波器计算曲线

及带阻响应曲线，经过网络转换实现变换后的各类滤波器，其元件参数由低通原型滤波器元件参数值来表示，参见表5-1-5、表5-1-6、表5-1-7。

1.3 晶体滤波器

晶体滤波器以高频率稳定性和频率衰减特性陡峭展现在滤波技术中，晶体滤波器主要由特殊设计的石英谐振器（亦称石英晶体或晶体）构成，天然石英晶体稀少而昂贵，现代用水热法培育人造石英晶体技术相当成熟且能成批生产，如性能良好的压电晶体有铌酸锂（ LiNbO_3 ）、钽酸锂（ LiTaO_3 ）等。石英晶体采用的石英片是按一定方位从晶体中切割而成，按切割方位角不同而分为AT、BT、

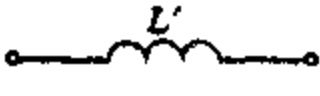
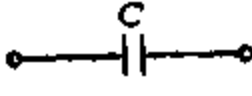
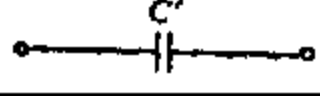

CT、DT、ET、GT等不同切型。

1.3.1 石英晶体谐振器

1. 石英晶体谐振器特性 石英晶体是具有正反压电效应各向异性的结晶体，有非常稳定的物理特性和化学特性，并具有弹性振动损耗小、机械强度大等优点。石英晶体和其他弹性体一样，存在由惯性和弹性所决定的固有振动频率。当石英的固有振动频率与外电源频率相等时，石英晶体就产生谐振，具有振荡电路特性，它的谐振频率等于晶体的机械振动的固有频率。


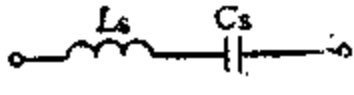
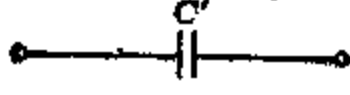

石英晶体有良好的频率温度特性，图5-1-9给出几种典型切型频率温度特性曲线。

表5-1-5 低通—高通滤波器的转换

低 通	高 通	高 通 元 件 值
		$C = \frac{1}{\omega_c \omega_c' L'}$
		$L = \frac{1}{\omega_c \omega_c' C'}$

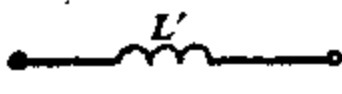
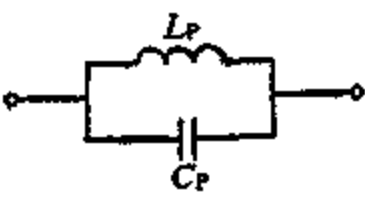
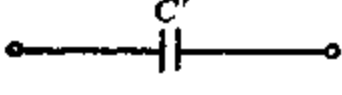
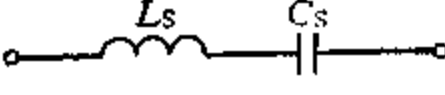
注： ω_c' 为低通滤波器的截止频率； ω_c 为变换后高通滤波器的截止频率。

表5-1-6 低通—带通滤波器的转换

低 通	带 通	带 通 元 件 值
		$L_s = \frac{\omega_c' L'}{W \omega_0}, C_s = \frac{W}{\omega_c \omega_0 L'}$
		$L_p = \frac{W}{\omega_c \omega_0 C'}, C_p = \frac{\omega_c' C'}{W \omega_0}$

注： ω_2 、 ω_1 、 W 为带通滤波器通带的上带边频率、下带边频率及相对带宽， $W = (\omega_2 - \omega_1) / \omega_0$ ， ω_0 为通带的中心频率， $\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2}$ 。

表5-1-7 低通—带阻滤波器的转换

低 通	带 阻	带 阻 元 件 值
		$L_p = \frac{W \omega_c' L'}{\omega_0}, C_p = \frac{1}{W \omega_c \omega_0 L'}$
		$L_s = \frac{1}{W \omega_c \omega_0 C'}, C_s = \frac{W \omega_c' C'}{\omega_0}$

注： ω_2 、 ω_1 、 W 为阻带滤波器阻带的上带边频率、下带边频率及相对带宽， $W = (\omega_2 - \omega_1) / \omega_0$ ， ω_0 为阻带的中心频率， $\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2}$ 。

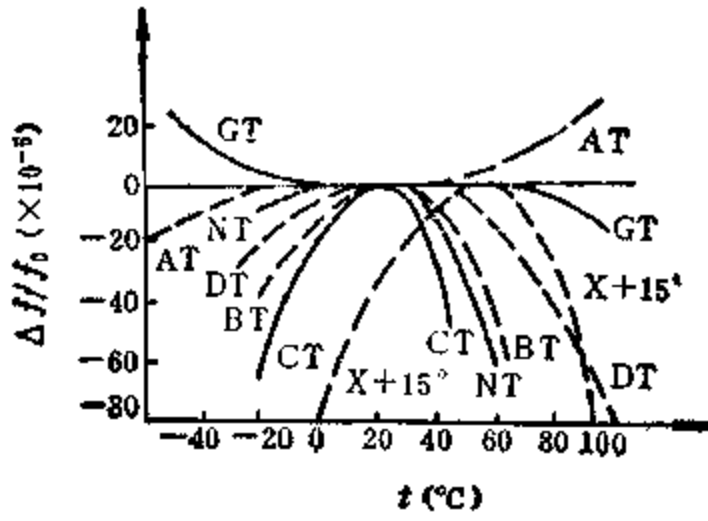


图5-1-9 几种切型的频率温度特性曲线

由图可知，AT切型在 $-55\sim+85^{\circ}\text{C}$ 之间频率变化都很小，特别是在 $-20\sim+40^{\circ}\text{C}$ 的范围内，频率基本上与温度无关。

2. 石英谐振器等效电路及电抗频率特性

(1) 石英谐振器等效电路 模拟晶体谐振点附近情况，它相当于一个串联谐振电路，因此可用集中参数 L_s 、 C_s 、 r_s 来等效， L_s 称之动态电感， C_s 称之动态电容， r_s 称之动态电阻，其基频等效电路见图5-1-10。

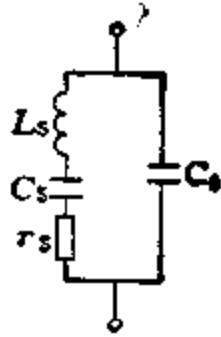


图5-1-10 石英谐振器基频等效电路

图中右边支路的电容 C_0 称为石英谐振器的静电容。它是以石英为介质在两极板间所形成的电容，其容量主要决定于石英片尺寸和电极面积，可用下式表示：

$$C_0 = \frac{\epsilon S}{d}$$

式中 ϵ 为石英的介电常数， S 为极板面积； d 为石英片厚度。

C_0 一般在几皮法到几十皮法之间。

石英晶体的 Q 值（即品质因数）非常高，是一般 LC 振荡回路远所不及， Q 值与动态参数关系为

$$Q = \frac{1}{r_s} \sqrt{\frac{L_s}{C_s}}$$

目前广泛使用的 AT 切型密封谐振器 Q 值，一般为 $(50\sim300)\times 10^3$ ，而精密型的 Q 值可达 $(1\sim5)\times 10^6$ 。

(2) 石英谐振器等效电路电抗频率特性 由等效电路可知，有两个谐振角频率，一为左支路的串联谐振角频率 ω_s ，即石英片本身自然角频率

$$\omega_s = \frac{1}{\sqrt{L_s C_s}}$$

另一为石英谐振器的并联谐振角频率

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{L_s \frac{C_s C_0}{C_s + C_0}}}$$

当忽略动态电阻 r_s 的影响时，由石英晶体的等效电路可求其等效电抗 X 。

$$Z_0 = jX \approx -j \frac{1}{\omega C_0} \cdot \frac{1 - \omega_s^2/\omega^2}{1 - \omega_p^2/\omega^2}$$

其电抗频率特性曲线示于图5-1-11。

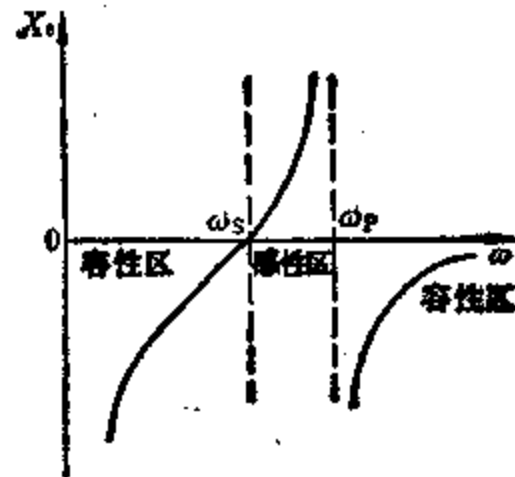


图5-1-11 石英谐振器电抗频率特性

由图5-1-11可见，当 $\omega > \omega_p$ 、 $\omega < \omega_s$ 时电抗 jX 为容性；当 ω 在 ω_s 、 ω_p 之间时，电抗 jX 为感性。

石英晶体滤波器工作时，石英晶体两个谐振频率之间的宽度，通常决定滤波器的通带宽度。为要加宽滤波器的通带宽度，则必须加宽石英晶体两谐振频率之间的宽度，这通常可用外加电感与石英晶体串联或并联的方法来实现。

表5-1-8示出部分石英晶体的主要性能。

1.3.2 差接桥型带通晶体滤波器

设计晶体滤波器也有两种方法：一是影象参数法；另一是有效参数法（即综合法）。综合法是目前广泛采用的有效方法。在许多现代电子设备中，应用最多的是带通晶体滤波器，按其频带分类有窄带、中等带宽、宽带三类，其相对带宽分别为小于0.1%以下、0.1%~1%和大于1%。

带通晶体滤波器中，以差接桥型或称之格型应用最为普遍，差接桥型电路实际上是惠斯登电桥电

表5-1-8 部分石英晶体的主要性能

类别	型号	小型金属壳石英晶体	超小型金属壳石英晶体				中频金属壳石英晶体	低频金属壳石英晶体		
频率范围 (MHz)		JA-23	JA-33	JA7, JA8	JA11, JA12	JB-22	JB-32	JA-10	JA-12	JA-45
		0.85~2	15~100	3~25	20~100	3~20	20~100	0.465~0.5	0.2~0.5	0.08~2
频率误差	A类	$\leq \pm 50 \times 10^{-6}$	$\leq 50 \times 10^{-6}$	$\leq \pm 50 \times 10^{-6}$		$\leq 50 \times 10^{-6}$	$\leq \pm 50 \times 10^{-6}$	465kHz $\leq \pm 200 \times 10^{-6}$	$\leq \pm 200 \times 10^{-6}$	$\leq \pm 200 \times 10^{-6}$
	B类	$\leq 75 \times 10^{-6}$	$\leq 75 \times 10^{-6}$		$\leq 75 \times 10^{-6}$	$\leq 75 \times 10^{-6}$	$\leq \pm 75 \times 10^{-6}$	500kHz $\leq 150 \times 10^{-6}$		
工作温度 (°C)		-55~85	-55~85			-55~85	-55~85	-40~70	-40~70	-40~70
激励功率 (mW)		4	3	2~4	3	2~4	3	2	3	2

路。其典型型式有以下两种:

1. 窄带差接桥型带通晶体滤波器 此种滤波器的元件参数是由网络综合法设计计算而得出的。先将全极点归一化低通LC梯型电路转换成带通梯型电路,然后再由巴尔特勒特(Bartlett)中剖定

理,将梯型电路变换差接桥型电路或桥型电路,并用晶体谐振器等效来实现。窄带差接桥型带通晶体滤波器电路的设计请参阅参考文献[7]。

2. 宽带差接桥型带通晶体滤波器的设计 表5·1-9列出了设计公式和例子。

表5·1-9 宽带差接桥型带通晶体滤波器设计公式及举例

<p>设计要求:设计一只带通晶体滤波器</p> <p>中心频率为 2.2MHz, 3 dB带宽为50kHz, 矩形系数(60dB带宽/3 dB带宽) < 2.2:1, 通带波纹度 < 0.5dB, 终接负载电阻为 2kΩ。且已知实际石英谐振器参数: $L_S = 0.33H$, $C_S = 1.25 \times 10^{-2} pF$, $C_0 = 2.9 pF$</p>	
<p>设计步骤</p>	
<p>选取低通原型滤波器</p>	<p>本设计要求矩形系数指标较高,对通带相移又没有严格要求,选取切比雪夫滤波器较好</p>
<p>选取阶数 n</p>	<p>根据对矩形系数及通带波纹度的设计要求,由图5·1-7 列线图可知,选 n = 7 及通带波纹度为 0.1dB的切比雪夫滤波器能够满足要求</p>
<p>求归一化质量因数 q、耦合系数 k</p>	<p>查表 5·1-10切比雪夫滤波器 k、q 值(通带波纹度 0.1dB)对应 n = 7 时一组值:</p> <p>$q_1 = q_7 = 1.2615$, $k_{12} = k_{67} = 0.7223$</p> <p>$k_{23} = k_{56} = 0.5421$, $k_{34} = k_{45} = 0.5155$</p>
<p>确定电路带宽类型</p>	<p>首先计算窄带电路可能实现的最大带宽</p> $B_{3max} = \frac{C_S}{2k_{23}C_0} f_0$ $= \frac{1.25 \times 10^{-2}}{2 \times 0.5421 \times 2.9} \times 2.2 \times 10^6 \approx 8.75 \text{ kHz}$ <p>其结果表明窄带电路达不到要求</p> <p>计算宽带电路带宽:</p> <p>最大可能带宽</p> $B_{3max} \leq \frac{1}{k_{12}} \sqrt{\frac{C_{S2}}{C_{02}}} f_0 = \frac{1}{0.7223} \sqrt{\frac{1.25 \times 10^{-2}}{2.9}} \times 2.2 \times 10^6$ $\approx 199.97 \text{ kHz}$ <p>式中 $C_{02} = C_0 = 2.9 pF$</p> <p>最小允许的带宽</p> $B_{3min} \geq \frac{q_1}{Q_{o1}} f_0 = \frac{1.2615}{100} \times 2.2 \times 10^6$ $= 27.75 \text{ kHz}$ <p>设线圈实际质量因数 Q_{o1} 为 100</p> <p>设计要求带宽 50kHz 刚好落在 $B_{3max} \sim B_{3min}$ 之间,证明宽带电路可满足要求</p>
<p>计算石英谐振器的串联谐振频率和等效电感值</p>	$f_{S2+} = f_0 + \frac{B_3}{2} k_{23} = 2.2 \times 10^6 + \frac{5 \times 10^4}{2} \times 0.5421$ $= 2.213553 \text{ MHz}$ $f_{S2-} = f_0 - \frac{B_3}{2} k_{23} = 2.186447 \text{ MHz}$ $f_{S5+} = f_0 + \frac{B_3}{2} k_{56} = 2.2 \times 10^6 + \frac{5 \times 10^4}{2} \times 0.5421$ $= 2.213553 \text{ MHz}$ $f_{S5-} = f_0 - \frac{B_3}{2} k_{56} = 2.186447 \text{ MHz}$ $L_{S5} = \frac{k_{23}^2}{k_{45}^2} L_{S2} = L_{S2} = L_S = 0.33 \text{ H}$

设计步骤

计算出电感和其并联的电
容值

$$L_1 = \left(\frac{B_3}{f_0}\right)^2 k_{11}^2 L_{S2} = \left(\frac{5 \times 10^4}{2.2 \times 10^6}\right)^2 \times 0.7223^2 \times 0.38$$

$$= 88.9 \mu\text{H}$$

$$L_4 = \left(\frac{B_3}{f_0}\right)^2 k_{66}^2 L_{S2} = 45.3 \mu\text{H}$$

$$L_7 = \left(\frac{B_3}{f_0}\right)^2 \frac{k_{64}^2}{k_{46}^2} \cdot k_{67}^2 L_{S2} = 88.9 \mu\text{H}$$

$$C_1 = C_7 = \frac{1}{4 \pi^2 f_0^2 L_1} = \frac{1}{4 \times 3.14^2 \times 2.2^2 \times 10^{12} \times 8.89 \times 10^{-8}}$$

$$= 58.93 \text{pF}$$

$$C_4 = \frac{1}{4 \pi^2 f_0^2 L_4}$$

$$= 115.65 \text{pF}$$

终接阻抗变换的抽头匝数
计算

计算理想的输入、输出负载电阻

$$R_1 = \frac{\pi f_0^2}{B_2} q_1 L_1$$

$$= \frac{\pi \times 2.2^2 \times 10^{12}}{5 \times 10^4} \times 1.26 \times 8.89 \times 10^{-8}$$

$$= 34.05 \text{k}\Omega$$

$$R_7 = \frac{\pi f_0^2}{B_3} q_7 L_7 = 34.05 \text{k}\Omega$$

计算输入、输出线圈的并联谐振阻抗

$$R_{P1} = R_{P7} = Q_{s1} \omega_0 \frac{L_1}{2}$$

$$= 100 \times 2\pi \times 2.2 \times 10^6 \times \frac{8.89 \times 10^{-8}}{2}$$

$$= 61.41 \text{k}\Omega$$

计算考虑线圈损耗后的实际输入和输出负载电阻

$$R_{T1} = \frac{R_{P1} R_1}{R_{P1} - R_1} = \frac{61.41 \times 10^3 \times 34.05 \times 10^3}{61.41 \times 10^3 - 34.05 \times 10^3}$$

$$= 76.43 \text{k}\Omega$$

$$R_{T7} = \frac{R_{P7} R_7}{R_{P7} - R_7} = 76.43 \text{k}\Omega$$

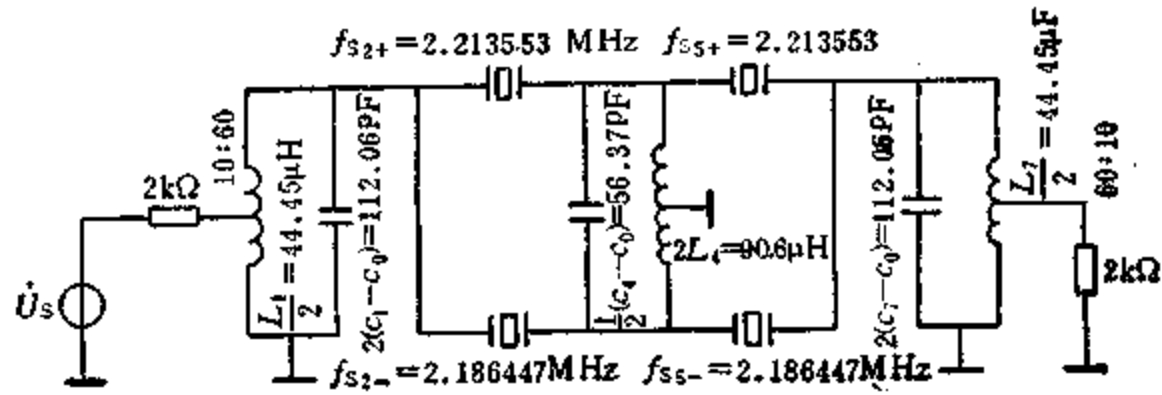
为满足终接负载电阻 2kΩ的要求,要进行阻抗变换,采用线圈抽头方式,设线圈总匝数为60匝,则输入线圈、输出线圈抽头匝数均为

$$n = n' \sqrt{\frac{R_H}{R_T}} = 60 \sqrt{\frac{2 \times 10^3}{76.43 \times 10^3}} \approx 10 \text{匝}$$

(续)

设计步骤

设计完成后得到的电路及参数



3-3 晶体滤波器定型产品的选用

的两大类定型产品如下。

目前，国内外都已经生产出具有一定技术指标的晶体滤波器系列产品。现只介绍我国某著名厂家的

1. 通用型晶体滤波器 表 5-1-11 示出通用型晶体滤波器主要性能参数。

表5-1-10 切比雪夫滤波器的k、q值

a. 通带波纹度0.1dB													
n	q ₁	q _n	k ₁₂	k ₂₃	k ₃₄	k ₄₅	k ₅₆	k ₆₇	k ₇₈	k ₈₉	k ₉₁₀	k ₁₀₁₁	k ₁₁₁₂
2	1.6382	1.6382	0.7106										
3	1.4328	1.4328	0.6618	0.6618									
4	1.3451	1.3451	0.6850	0.5421	0.6850								
5	1.3013	1.3013	0.7028	0.5355	0.5355	0.7028							
6	1.2767	1.2767	0.7145	0.5385	0.5180	0.5385	0.7145						
7	1.2615	1.2615	0.7223	0.5421	0.5155	0.5155	0.5421	0.7223					
8	1.2515	1.2515	0.7276	0.5451	0.5160	0.5100	0.5160	0.5451	0.7276				
9	1.2446	1.2446	0.7315	0.5474	0.5171	0.5088	0.5088	0.5171	0.5474	0.7315			
10	1.24	1.24	0.734	0.550	0.519	0.509	0.506	0.509	0.519	0.650	0.734		
12	1.23	1.23	0.739	0.551	0.521	0.510	0.506	0.504	0.506	0.510	0.621	0.551	0.739

b. 通带波纹度0.5dB											
n	q ₁	q _n	k ₁₂	k ₂₃	k ₃₄	k ₄₅	k ₅₆	k ₆₇	k ₇₈	k ₈₉	k ₉₁₀
2	1.9497	1.9497	0.7225								
3	1.8636	1.8636	0.6474	0.6474							
4	1.8258	1.8258	0.6482	0.5446	0.6482						
5	1.8068	1.8068	0.6519	0.5341	0.5341	0.6519					
6	1.7962	1.7962	0.6547	0.5326	0.5191	0.5326	0.6547				
7	1.7896	1.7896	0.6566	0.5328	0.5155	0.5155	0.5328	0.6566			
8	1.7852	1.7852	0.6580	0.5333	0.5145	0.5106	0.5145	0.5333	0.6580		
9	1.7822	1.7822	0.6590	0.5334	0.5142	0.5089	0.5089	0.5142	0.5334	0.6590	

c. 通带波纹度 1dB								
n	q ₀	q ₁	q _n	k ₁₂	k ₂₃	k ₃₄	k ₄₅	k ₆₆
2		2.21	2.21	0.739				
3	>45	2.21	2.21	0.645	0.645			
4	>76	2.21	2.21	0.638	0.546	0.638		
5	>118	2.21	2.21	0.633	0.535	0.538	0.633	
6	>168	2.25	2.25	0.631	0.531	0.510	0.531	0.631
7	>223	2.25	2.25	0.631	0.530	0.517	0.530	0.631

表5-1-11 通用晶体滤波器主要性能参数

型号	标称频率 F_0 (MHz)	3dB通带宽度 BW (kHz)	通带波动 (dB)	阻带宽度 (kHz)			插入损耗 (dB)	中心频率 偏差 (kHz)	端接阻抗 (Ω)	
				40dB	60dB	80dB			入	出
LT2	1~5	0.02%~0.16% F_0	≤ 2	3~7 BW			≤ 6			
LT2	5~10	0.03%~0.25% F_0	≤ 2	3~4 BW			≤ 6			
LT2	10~15	0.03%~0.3% F_0	≤ 2	3~4 BW			≤ 6			
LT2	15~28	0.03%~0.15% F_0	≤ 2	3~4 BW			≤ 6			
LT2	28~65	0.01%~0.025% F_0	≤ 2	3~4 BW			≤ 6			
LT3	5~10	0.03%~0.25% F_0	≤ 2		3~4 BW		≤ 6			
LT3	10~15	0.03%~0.3% F_0	≤ 2		3~4 BW		≤ 6			
LT3	15~28	0.03%~0.15% F_0	≤ 2		3~4 BW		≤ 6			
LT3	28~65	0.01%~0.025% F_0	≤ 2		3~4 BW		≤ 6			
LT2-101	1	≤ 0.2	≤ 2	≤ 2			≤ 6	0.12	0.24	
LT2-102	1	≤ 0.4	≤ 2	≤ 2			≤ 6	0.16	0.24	
LT2-111	1.127	≥ 1	≤ 2	≤ 4			≤ 6	1.10	1.10	
LT2-142	1.4	≤ 0.4	≤ 2	≤ 2			≤ 6	0.05	0.10	
LT2-144	1.4	≥ 1	≤ 2	≤ 4			≤ 6	0.18	0.30	
LT2-1404	1.404	≤ 0.2	≤ 2	≤ 2			≤ 6	0.20	0.20	
LT2-201	2	≥ 1.3	≤ 2	≤ 6			≤ 6	0.23	0.68	
LT2-202	2.048	≥ 2	≤ 2	≤ 8			≤ 6	0.33	0.33	
LT2-251	2.5	≤ 0.6	≤ 2	≤ 3			≤ 6	0.05	0.075	
LT2-252	2.5	≥ 1	≤ 2	≤ 3			≤ 6	0.10	0.10	
LT2-253	2.5	≥ 1.5	≤ 2	≤ 5			≤ 6	0.15	0.20	
LT2-254	2.5	≥ 2	≤ 2	≤ 8			≤ 6	0.15	0.20	
LT2-255	2.5	≥ 2.5	≤ 2	≤ 10			≤ 6	0.15	0.20	
LT2-501	5	≤ 1	≤ 2	≤ 4			≤ 6	0.05	0.043	
LT2-502	5	≥ 2	≤ 2	≤ 8			≤ 6	0.17	0.24	
LT2-503	5	≥ 2.5	≤ 2	≤ 10			≤ 6	0.17	0.24	
LT2-504	5	≥ 3	≤ 2	≤ 12			≤ 6	0.56	1.80	
LT2-505	5	≥ 5	≤ 2	≤ 20			≤ 6	0.44	0.51	
LT2-506	5	≥ 6	≤ 2	≤ 24			≤ 6	0.29	0.51	

(续)

型号	标称频率 F_0 (MHz)	3dB通带宽度 BW (kHz)	通带波动 (dB)	阻带宽度 (kHz)			插入损耗 (dB)	中心频率 偏差 (kHz)	端接阻抗 (k Ω)	
				40dB	60dB	80dB			入	出
LT2-841	8.488	≥ 8	≤ 2	≤ 28			≤ 6		0.51	0.51
LT2-3841	38.401	10~14	≤ 2	30~35			≤ 6		0.33 20pF	0.33 20pF
LT3-502	5	≤ 1	≤ 2		≤ 6		≤ 6		0.05	0.043
LT3-701	7	≥ 21	≤ 2		≤ 70		≤ 6		0.38	0.36
LT3-841	8.488	≥ 8	≤ 2		≤ 30		≤ 6		0.51	0.51
LT3-1071	10.7	5~6	≤ 2		≤ 20		≤ 4		0.91	0.91
LT3-1072	10.7	≥ 25	≤ 2		≤ 80		≤ 6		2.20	3.00
LT3-1073	10.7	≥ 30	≤ 2		≤ 90		≤ 6		0.56	0.27
LT3-1121	11.27	≥ 10	≤ 2		≤ 36		≤ 6		1.6	1.3
LT3-2141	21.4	≥ 20	≤ 2		≤ 70		≤ 6			
LT3-6361	63.65	10~15	≤ 2		30~50		≤ 6		0.05	0.075
待 定	75.4	20 ± 4	≤ 3	未定			≤ 10	$\leq \pm 4$	0.56	0.56
LTX-6A	100kHz	(40 ± 6) Hz	≤ 0.5 室温		± 180 Hz~ ± 100 kHz		≤ 5	± 0.01	1.5	1.5
LTX-6B	100kHz	(40 ± 6) Hz	≤ 0.1 室温		± 180 Hz~ ± 100 kHz		≤ 5	± 0.01	1.5	1.5
LTX-8A	100kHz	(100 ± 13) Hz	≤ 0.5 室温		± 300 Hz~ ± 100 kHz		≤ 5	± 0.012	1.5	1.5
LTX-8B	100kHz	(100 ± 13) Hz	≤ 0.1 室温		± 300 Hz~ ± 100 kHz		≤ 5	± 0.012	1.5	1.5
LTX-9A	100kHz	(80 ± 8) Hz	≤ 0.5 室温		± 250 Hz~ ± 100 kHz		≤ 0	± 0.01	0.51	5.1
LTX-9B	100kHz	(80 ± 8) Hz	≤ 0.1 室温		± 250 Hz~ ± 100 kHz		≤ 0	± 0.01	0.51	5.1
LTX-10A	100kHz	(20 ± 5) Hz	≤ 0.5 室温		± 250 Hz~ ± 100 kHz	(50dB)	≤ 0	± 0.008	0.51	5.1
LTX-10B	100kHz	(20 ± 5) Hz	≤ 0.1 室温		± 250 Hz~ ± 100 kHz		≤ 0	± 0.008	0.51	5.1

2. 单片晶体滤波器

在单片晶体滤波器(Monolithic Crystal Filters, 简写MCF)中又以集成式单片晶体滤波器性能为佳, 它和普通分立式晶体滤波器相比, 有更多优点: 体积小, 温度稳定性和机械稳定性都好, 生产周期短, 成本低, 适合大批量生产。自从60年代集成式晶体滤波器问世以来, 世界各国竞相研制, 取得很大发展。直到目前, 频率范围从5MHz至180

MHz, 相对带宽在0.002%~0.35%之间的单片晶体滤波器已得到广泛应用, 低于5MHz和高达350MHz的集成式单片晶体滤波器早已研制成功。

集成式单片晶体滤波器除主要用于通信系统之外, 一般的测量和综合器也广泛应用, 用来提纯频谱、消除寄生信号和混杂的谐波成分等。

表5.1-12列出部分单片晶体滤波器主要性能参数。

表5-1-12 单片晶体滤波器主要性能参数

型号	标称频率 F_0 (MHz)	3 dB通带宽度 BW (kHz)	通带波动 (dB)	阻带宽度 (kHz)			插入损耗 (dB)	中心频率 偏差 (kHz)	端接阻抗 (k Ω)	
				18dB	40dB	80dB			入	出
LP2	5~8	0.1%~0.2% F_0	≤ 2		$\leq 4BW$		5~6	± 1	2~5	2~5
LP2	8~15	0.1%~0.15% F_0	≤ 2		$\leq 4BW$		4~5	± 1.5	2~5	2~5
LP2	15~25	0.1%~0.15% F_0	≤ 2		$\leq 4BW$		≤ 4	± 2	2~5	2~5
LP1-1071	10.7	≥ 10	≤ 0.5	≤ 45			≤ 2	± 1	2	2
LP1-1072	10.7	≥ 15	≤ 0.5	≤ 60			≤ 2	± 1	2	2
LP1-1073	10.7	≥ 20	≤ 0.5	≤ 70			≤ 2	± 1	2	2
LP1-1074	10.7	≥ 25	≤ 1	≤ 80			≤ 2	± 1	2	2
LP2-1071	10.7	≥ 10	1.0		± 20		≤ 2	± 1	2	2
LP2-1072	10.7	≥ 15	1.5		± 27		≤ 2	± 1	2	2
LP2-1073	10.7	≥ 20	2		± 32		≤ 2.5	± 1.5	2	2
LP2-1074	10.7	≥ 25	2.0		± 45		≤ 3	± 1.5	2	2
LP2-1001	10.1	≥ 15	1.5		50		≤ 2	± 1	2	2
LP2-1101	11.1	≥ 15	1.5		60		≤ 2	± 1	2	2

1.4 压电陶瓷滤波器

随着电子技术的发展,电子设备更趋于小型化,在许多方面,LC滤波器由于受到电感元件限制而不能满足现代技术发展的要求。而具有机械谐振特性和能量转换能力的压电陶瓷,和压电晶体一样,在滤波器技术中得到广泛应用。

1.4.1 压电陶瓷振子

目前,陶瓷滤波器使用的压电陶瓷振子,其相对带宽为0.5%~20%,品质因数 Q_m 在610~3000范围内,大量生产的陶瓷振子频率温度系数一般为 $5 \times 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$,使用的频率范围为1kHz~几十兆赫,具体又可分为音频(3kHz以下)、甚低频(3~30kHz)、低频(30~300kHz)、中频(300~3000kHz)、高频(3~30MHz)及甚高频(30MHz以下),音频的下限达到500Hz,而甚高频上限能达到70MHz左右。使用钛酸钡陶瓷材料可制成200MHz振子和滤波器。

陶瓷滤波器的中心频率和带宽直接取决于振子的谐振频率和相对带宽,而振子这些特性又决定于振子的尺寸、振动模式及材料的机电耦合系数,见参考文献[7]。

1. 压电陶瓷振子的等效电路 长条形压电振子,在谐振频率附近,当考虑到介质损耗和机械损

耗时的等效电路见图5-1-12。其中LCR串联支路反映了压电陶瓷振子的机械振动性质, R 反映振子的机械损耗; C_0 和 R_s 并联支路反映压电材料的介电性质, R_s 是介质损耗电阻, C_0 是振子两电极面之间的静电容。



图5-1-12 陶瓷振子等效电路

其他形状和振动模式的压电振子,在谐振频率附近具有与长条形振子相同形式的等效电路,如果不存在其他振动模式,则振子的等效参量与频率无关,在小信号运用下,等效参量为常数,振子可看成为线性器件。一般情况下,介质损耗电阻 R_s 很大,可以不考虑,如果再忽略机械损耗,即认为, $R = 0$,则压电振子等效电路可等效为纯电抗元件 L 、 C 、 C_0 的组合。

2. 压电陶瓷振子的谐振特性 压电陶瓷振子

既是机械谐振体，又是电的谐振体，其等效阻抗 Z 随频率 f 变化的规律如图5-1-13所示。

频率由低至高变化时，第一次出现的谐振称为基波，之后出现的谐振称为泛音。在讨论压电陶瓷振子谐振特性时，经常遇到以下有意义的频率：谐振频率 f_r 、反谐振频率 f_a 、最小阻抗频率 f_m 、最大阻抗频率 f_n 、串联谐振频率 f_s 和并联谐振频率 f_p 。

f_s 为等效电路中 $R = 0$ 时 LC 串联谐振频率， f_p 为 LC 串联和 C_0 并联电路的并联谐振频率。

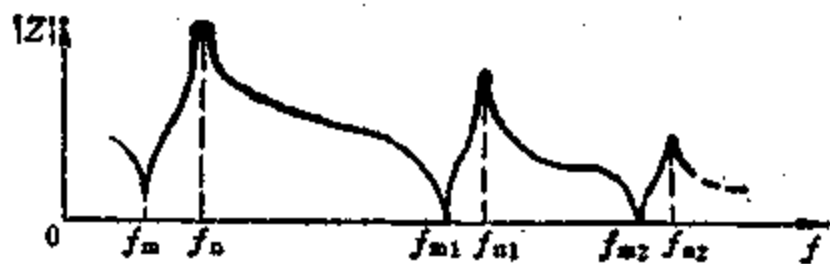


图5-1-13 压电陶瓷振子等效阻抗随频率变化的规律

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{L\frac{CC_0}{C+C_0}}}$$

当忽略介质损耗和机械损耗的条件下，即 $R_a = \infty$ 、 $R = 0$ 时，则有

$$f_m = f_r = f_s$$

$$f_n = f_a = f_p$$

实际情况中，机械损耗不能忽略时，取一级近似，它们之间的关系表达式为

$$f_m \approx f_s \left(1 - \frac{1}{2M^2\nu} \right)$$

$$f_n \approx f_p \left(1 + \frac{1}{2M^2\nu} \right)$$

$$f_r \approx f_s \left(1 + \frac{1}{2M^2\nu} \right)$$

$$f_a \approx f_p \left(1 - \frac{1}{2M^2\nu} \right)$$

$$\text{优值 } M = \frac{Q_m}{\nu} = \frac{1}{2\pi f_s C_0 R}$$

式中 Q_m 为振子的机械品质因数， ν 为电容比， $\nu = C_0/C$ 。

1.4.2 陶瓷滤波器

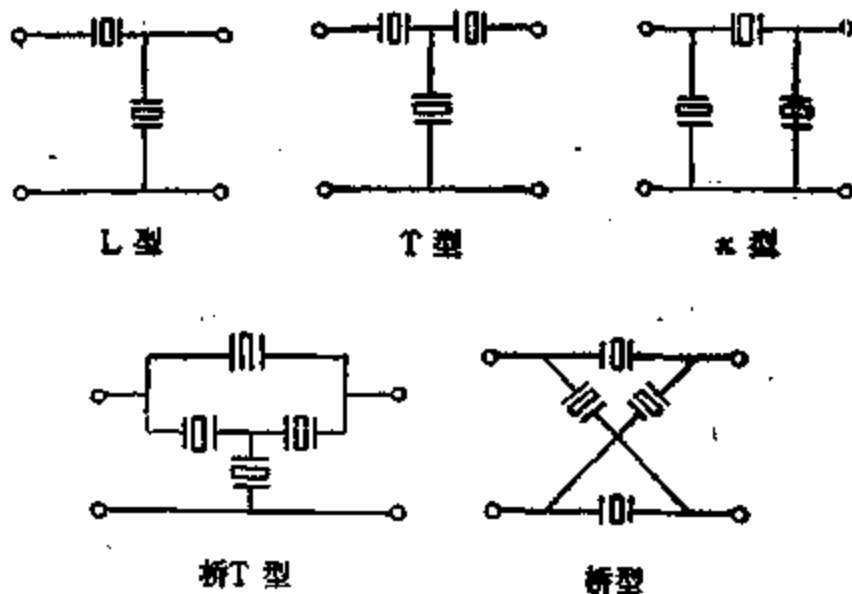


图5-1-14 陶瓷滤波器几种形式

1. 陶瓷滤波器的几种结构形式 正在发展中的陶瓷滤波器至今大约只有20多年的历史。目前，认为含有陶瓷振子的滤波器统称为陶瓷滤波器，其典型结构有如下几种：

(1) 二端振子组成滤波器，将压电陶瓷振子作为一个二端元件使用。由这些振子组成的滤波器，按电路结构可组成 L 型、T 型、 π 型、桥 T 型和桥型等形式，如图 5-1-14 所示。

(2) 机电耦合型滤波器，其结构具有多种形式，基本工作原理是利用压电陶瓷的机电换能作用和机械谐振特性完成滤波作用。

(3) 单片型滤波器，基本部分是利用能陷理论构成能陷型振子，它作为二端元件在一个陶瓷片上组成单节或多节的滤波器或多重模滤波器。

(4) 表面波滤波器，1965 年以来，国内外对固体表面传播表面弹性波及其应用开始大力研究，出现了许多利用表面波的电子学器件，压电陶瓷表面波滤波器就是其中的一个典型器件。它的实现是在一个压电陶瓷基片的表面上，设置输入叉指换能器和输出叉指换能器，由压电体表面的机电换能作用和叉指换能器的带通特性完成对电信号的滤波作用。

2. T、 π 型陶瓷滤波器的电气特性 最常用的陶瓷滤波器是每节为三支谐振体构成的 T 型和 π 型两种电路。

1) 阻抗特性 陶瓷滤波器的阻抗特性不仅影响通带衰减特性，而且对滤波器的稳定性和可靠性都有很大影响。

T 型滤波器的特性阻抗

$$Z_{CT} = \left[Z_1 Z_2 \left(1 + \frac{Z_1}{4Z_2} \right) \right]^{\frac{1}{2}}$$

两臂阻抗

$$Z_1 = \frac{2}{j\omega C_{01}} \cdot \frac{f_{S1}^2 - f^2}{f_{P1}^2 - f^2}$$

$$Z_2 = \frac{1}{j\omega C_{02}} \cdot \frac{f_{S2}^2 - f^2}{f_{P2}^2 - f^2}$$

式中 f_{S1} 为串臂 Z_1 的串联谐振频率; f_{P1} 为串臂 Z_1 的并联谐振频率; f_{S2} 为并臂 Z_2 的串联谐振频率; f_{P2} 为并臂 Z_2 的并联谐振频率; C_{01} 为串臂谐振体静电容; C_{02} 为并臂谐振体静电容。

π 型滤波器特性阻抗

$$Z_{C\pi} = \left[\frac{Z_1 Z_2}{1 + \frac{Z_1}{4Z_2}} \right]^{\frac{1}{2}}$$

式中 Z_1 、 Z_2 意义与 T 型滤波器的特性阻抗公式相同。

2) 衰减特性 T 型电路和 π 型电路, 其阻带固有衰减 b 与两臂阻抗的关系均为

$$\text{th} \frac{b}{2} = \left[\frac{\frac{Z_1}{4Z_2}}{1 + \frac{Z_1}{4Z_2}} \right]^{\frac{1}{2}}$$

把两臂阻抗 Z_1 、 Z_2 关系式代入上式, 则有

$$\text{th} \frac{b}{2} = \left[\frac{1}{1 + |A| \frac{2C_{01}}{C_{02}}} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (5.1-3)$$

$$A = \frac{(f_{S2}^2 - f^2)(f_{P1}^2 - f^2)}{(f_{S1}^2 - f^2)(f_{P2}^2 - f^2)}$$

由式 (5.1-3) 可知, 当 $f = f_{S2}$ 、 $f = f_{P1}$ 时, 滤波器的阻带出现两个衰减峰。图 5.1-15 示出滤波器在匹配状态下传输的衰减特性。



图 5.1-15 滤波器固有衰减特性

由多节数组成滤波器的总衰减, 是由各节滤波器衰减的叠加而得到。

3) 通带计算 根据通带波动 Δb_p 的要求值, 计算反射衰减

$$b_{ax} = \frac{1}{2} \ln \left| \frac{1}{1 - e^{-2\Delta b_p}} \right|$$

计算最小失配衰减

$$b_{Hmin} = b_{ax} + 0.69$$

式中 b_{Hmin} 与 b_{ax} 差 0.69 (即 $\ln 2$) N。

计算阻抗等级为 N_C 的失配衰减

$$b_{HO} = \frac{b_{Hmin} - (N_C - 1) \times 0.69}{N_C}$$

当阻抗等级 $N_C = 1$ 时, $b_{HO} = b_{Hmin}$

计算通带利用系数

$$K_1 = \sqrt{1 - K_1'^2}$$

式中 K_1 为过渡参数, $K_1' = [(e^{b_{HO}} - 1) / (e^{b_{HO}} + 1)]^2$ 。

根据对滤波器有效通带宽度 $f_{o1} - f_{a1}$ 要求, 计算理论通带宽度

$$f_{c2} - f_{c1} = \frac{f_{o1} - f_{a1}}{K_1}$$

式中 f_{o1} 、 f_{a1} 分别为上、下有效通带边缘频率; f_{c2} 、 f_{c1} 分别为上、下截止频率

$$f_{c2} = f_0 \left[\left(1 + \frac{1}{4n^2} \right)^{\frac{1}{2}} + \frac{1}{2n} \right]$$

$$f_{c1} = f_0 \left[\left(1 + \frac{1}{4n^2} \right)^{\frac{1}{2}} - \frac{1}{2n} \right]$$

与理论通带有关的过渡参数

$$n = \frac{f_0}{f_{c2} - f_{c1}}$$

式中 f_0 为滤波器的中心频率。

4) 节间等效合并 实用滤波器, 往往是由两节或多节 T 型电路或 π 型电路连接起来, 以满足技术指标要求, 为节省元件, 节之间可进行等效合并。

(1) T 型节复合时计算 两节 T 型电路的连接如图 5.1-16 所示, Z_{1a} 和 Z_{1b} 可用另一元件 Z_{1ab} 近似等效代替, 即在通带内应满足代替条件, 即代替元件与被代替元件应当近似等效:

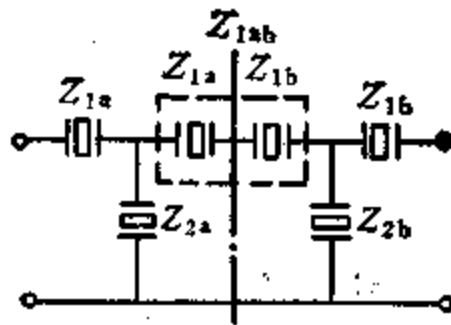


图 5.1-16 两节 T 型电路连接图

$$Z_{iab} = Z_{ia} + Z_{ib} = \frac{1}{j\omega C_{0ab}} \cdot \frac{f_0^2 - f^2}{f_{Pab}^2 - f^2}$$

则有

$$f_{Pab} = \left[\frac{B_{21}f_{C2}^2 - B_{11}f_{C1}^2}{B_{21} - B_{11}} \right]^{1/2}$$

$$C_{0ab} = \frac{1}{B_{11}(f_{Pab}^2 - f_{C1}^2)}$$

式中 f_{Pab} 为 Z_{iab} 的并联谐振频率; C_{0ab} 为 Z_{iab} 的静电容。

$$B_{11} = 1/(C_{0a}S_{P11}) + 1/(C_{0b}S_{P21})$$

$$B_{12} = 1/(C_{0a}S_{P12}) + 1/(C_{0b}S_{P22})$$

$$S_{P11} = f_{Pa}^2 - f_{C1}^2, \quad S_{P21} = f_{Pb}^2 - f_{C1}^2$$

$$S_{P12} = f_{Pa}^2 - f_{C2}^2, \quad S_{P22} = f_{Pb}^2 - f_{C2}^2$$

式中 f_{Pa} 、 f_{Pb} 为 Z_{ia} 、 Z_{ib} 的并联谐振频率; C_{0a} 、 C_{0b} 为 Z_{ia} 、 Z_{ib} 的静电容。

在特殊情况下, 当衰减峰相同时, 合并后衰减峰位置不变, 即 $f_{Pab} = f_{Pa} = f_{Pb}$, 而 $C_{0a} = C_{0b}$, 则有

$$\frac{1}{C_{0ab}} = \frac{1}{C_{0a}} + \frac{1}{C_{0b}} = \frac{2}{C_{0a}} = \frac{2}{C_{0b}}$$

$$C_{0ab} = \frac{C_{0a}}{2} = \frac{C_{0b}}{2}$$

可知, 衰减峰相同的节合并后, 衰减峰位置不变, 而静电容要小一半。

(2) π 型节复合时的计算 两节 π 型电路的连接如图5-1-17所示, 连接后元件 Z_{2a} 、 Z_{2b} 可用另一元件 Z_{2ab} 代替:

$$Z_{2ab} \approx Z_{2a} // Z_{2b}$$

$$\text{或} \quad \frac{C_{02ab}}{f_{S2ab}^2 - f^2} \approx \frac{C_{02a}}{f_{S2a}^2 - f^2} + \frac{C_{02b}}{f_{S2b}^2 - f^2}$$

π 型节合并后, 等效代替元件参数主要是串联谐振频率和静电容, 其关系式为

$$f_{S2ab} = \left[\frac{N_2 f_{C2}^2 - N_1 f_{C1}^2}{N_2 - N_1} \right]^{1/2}$$

$$C_{02ab} = (f_{S2ab}^2 - f_{C1}^2) N_1$$

$$N_1 = \frac{C_{02a}}{f_{S2a}^2 - f_{C1}^2} + \frac{C_{02b}}{f_{S2b}^2 - f_{C1}^2}$$

$$N_2 = \frac{C_{02a}}{f_{S2a}^2 - f_{C2}^2} + \frac{C_{02b}}{f_{S2b}^2 - f_{C2}^2}$$

在特殊情况下, 衰减峰相同的节合并时, 合并后衰减峰位置不变, 即

$$f_{S2ab} = f_{S2a} = f_{S2b}$$

而 $C_{02a} = C_{02b}$, 故可得

$$C_{02ab} = C_{02a} + C_{02b} = 2C_{02a} = 2C_{02b}$$

可知, 两个衰减峰相同的节合并时, 代替后的谐振体的谐振频率不变, 但静电容要比未合并的大一倍。

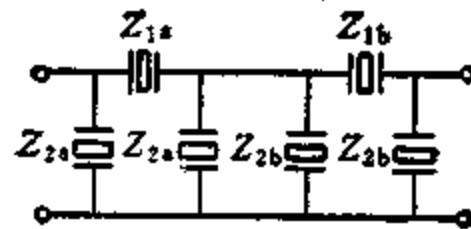


图5-1-17 两节 π 型电路连接图

3. 部分陶瓷滤波器主要性能参数 见表5-1-

13。

表5-1-13 部分陶瓷滤波器的主要性能参数

参数名称	中心频率	通带宽度		通带波动	选择性			输入阻抗	输出阻抗
		Δf (-3dB)	Δf (-6dB)		ΔB	$f_0 \pm 10$ (kHz)	$f_0 \pm 400$ (kHz)		
符号	f_0			ΔB	$f_0 \pm 10$ (kHz)	$f_0 \pm 400$ (kHz)	$f_0 \pm 1$ (MHz)	Z_{sr}	Z_{sc}
单位	kHz	kHz	kHz	dB	dB	dB	dB	Ω	Ω
LTX1A	465 ± 1 ①	≥ 7		≤ 0.5	≥ 6				
LTX1B	465 ± 2 ①	≥ 6		≤ 0.5	≥ 6				
3I 465	465 ± 1.5 ①	≥ 4			≥ 10			2000	1000
LT465H	465 ± 1		≥ 10					1000	1000
LTB 10.7	②	≥ 240		≤ 1		≥ 30		300	300
LT6.5A	6490 ± 40	≥ 260		≤ 2			≥ 25	500	500
LT6.5B	6420 ± 30	≥ 260		≤ 2			≥ 25	510	510

(续)

参数名称	中心频率	通带宽度	通带波动	选择性	输入阻抗	输出阻抗
LT465M	465 ± 2		30~35	≤ 2		1000
LT2.2	2200 ± 2	30~35		≤ 2		1000
LTA 10.7 A	10700 ± 2		≥ 25	≤ 1		1000
LTA 10.7 B	10700 ± 3	40~50		≤ 1		1000

① 最大输出频率 f_M (kHz)。

② 中心频率在 10.7 ± 0.1 MHz 范围内, 分 5 档规格, 以色点区分。

1.5 机械滤波器

机械滤波器自1947年问世以来, 由于它具有高选择性、高可靠性、高稳定性和体积小、重量轻、成本低以及适合自动化生产等优点, 所以在电子设备中得到广泛应用。

机械滤波器又称机电滤波器或电气机械滤波器。机械滤波器通常只能设计成带通滤波器, 只有在特定的条件下才可能设计成带阻滤波器, 所以机械滤波器又称为带通机械滤波器。

机械滤波器的工作频率范围为100Hz~600kHz, 其中50kHz以下为低频机械滤波器, 50~200kHz为中频机械滤波器, 200~600kHz为高频机械滤波器。其相对带宽为0.5%~15%, 有的可达0.1%~30%。

1.5.1 机械滤波器结构形式和工作原理

1. 基本结构形式 目前, 机械滤波器实用品种很多, 基本结构有以下四种, 示于图5.1-18。

(1) 第一种结构形式 (见图5.1-18 a), 由

机械谐振子 (简称振子)、机械耦合子 (简称耦合子) 和机电换能器 (简称换能器) 三部分组成。机械振动单元包括振子和耦合子, 如图中虚线部分所示。大多数机械滤波器, 尤其是中、高频机械滤波器均属于此种结构。

(2) 第二种结构形式 (见图5.1-18 b), 没有耦合子, 只有振子和换能器组合为一体, 称为一个“组合”, 一般一个组合就构成一个滤波器, 有的低通滤波器采用这种结构。

(3) 第三种结构形式 (见图5.1-18 c), 振子和换能器合为一体构成一个组合, 然后将两个或两个以上组合用导线连接起来组成滤波器。一部分中、低频机械滤波器采用此种结构。

(4) 第四种结构形式 (见图5.1-18 d), 与第三种不同的是将两个或两个以上组合用耦合子连接起来, 一部分低、中频机械滤波器采用这种结构。

上述结构是机械滤波器的核心, 大多数机械滤波器在输入和输出端设有由电感和电容组成的“匹

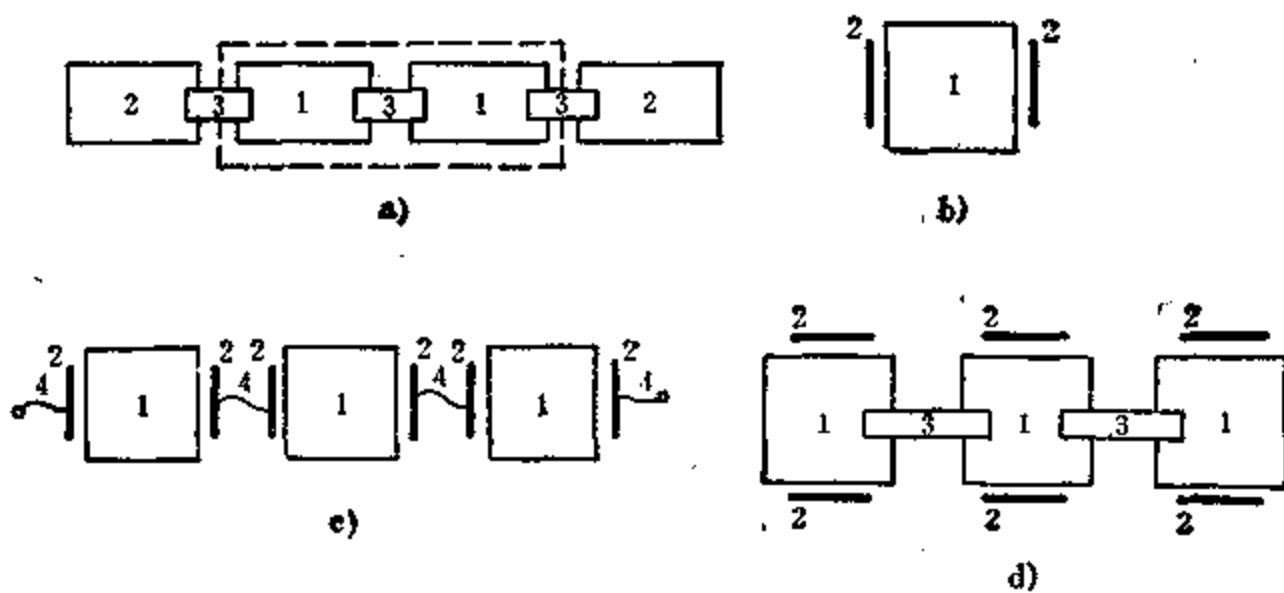


图5.1-18 机械滤波器四种结构形式

a) 第一种结构形式 b) 第二种结构形式 c) 第三种结构形式
d) 第四种结构形式

1—振子 2—换能器 3—耦合子 4—软连接线

配网络”，它们也是主要组成部分。

2. 机械滤波器的工作原理 机械滤波器工作过程包括机电换能和机械振动两部分。通过匹配网络输入的电信号，加到换能器上，它将电信号转换成同频率、具有一定振动模式的机械振动，此机械振动对频率具有选择特性，将通过选择后的机械振动信号传输到输出换能器上，通过能量转换再把机械振动转换成同频率电信号，再经匹配网络输出，从而达到滤波器传递通频带、抑止阻频带的作用。

由振子和耦合子构成的机械振动系统是机械滤波器的主体，它们都是由恒弹性合金——含镍、铬、钛的铁合金材料制成，最常用的是Ni42CrTi合

金。恒弹性合金是指合金的杨氏弹性模量在一定的温度范围内变化很小。在机械滤波器中，也是用温度频率系数 β_f 来衡量它的温度稳定性，镍铬钛在 $-20\sim+60^\circ\text{C}$ 范围内的 β_f 为 $\pm 5 \times 10^{-6}/^\circ\text{C}$ 左右，因此，机械滤波器的温度稳定性要比陶瓷滤波器的好。

3. 实用机械滤波器分类 (见表5-1-14)

1.5.2 机械滤波器的一般特性

为了确保在规定的环境下传输特性变化量小，在设计和制造中还要尽可能具有高稳定性和高可靠性，并尽可能消除寄生响应和微音效应。

1. 机械滤波器可实现的特性范围 (见表5-1-15)

表5-1-14 实用机械滤波器分类表

类型	滤波器名称	实用频段 (kHz)	相对带宽 (%)	典型应用
音叉	音叉谐振器	0.1~10	0.5~10	振荡器
	音叉滤波器			遥测、电报
音片	音片谐振器	0.4~10	0.5~15	振荡器
	音片滤波器			电报、遥测
棒状	折叠式纵振棒状	30~200	0.5~15	电报、电话、单边带收信
	扭振棒状			
	曲振棒状			
板状	曲振圆盘	50~600	0.5~10	遥测、单边带收信
	扭振板状	50~320	0.1~1	遥测
双谐振	双曲音片	4~50	0.5~2	电报、导航
	双谐振音片	40~130		

表5-1-15 机械滤波器可实现的特性范围

指标名称	最小值	典型值	最大值
中心频率 f_0 (kHz)	0.05	0.3~500	600
相对带宽B (%)	0.01	0.5~15	30
通带介入衰减 N_p (dB)	0.5	3~5	10
通带波动 $\Delta\alpha$ (dB)	0	0.5	1.5~3
阻抗Z (Ω)	几十	几百~几万	几万
振子数	1	2~12	15
选择性 $K_{300/s}$	5	3~1.5	1.1
温度稳定性 β_f ($\times 10^{-6}/^\circ\text{C}$)	± 3	± 10	± 25
时间稳定性 ($\times 10^{-4}/10^*$)	0.2	—	3.0
工作电平(dB)	-70	-10	10
耐振动	1g ^①	5g	15g
耐冲击	15g	50g	1500g

① g为重力加速度，a为年。

2. 稳定性 随着时间的推移,温度和电平的变化都会引起机械滤波器传输特性的变坏,因此稳定性应包括温度稳定性、时间稳定性和电平稳定性三个方面。

机械滤波器的稳定性远比LC滤波器、陶瓷滤波器的优良,且可与晶体滤波器相比拟,而且在实现同数量级的稳定性时,机械滤波器的工艺比晶体滤波器要简单得多。

1) 温度稳定性 温度稳定性是指滤波器的传输特性随温度变化的程度。一般来说,中心频率偏移主要是由振子振动频率偏移所致,通带波动的增加主要是由换能器频率偏移所致,当然,静电容量变化的变化、匹配电路中元件值的变化,都会使通带波动增加。

机械滤波器在 $0 \sim 40^{\circ}\text{C}$ 的温度范围内,传输特性几乎不变。而在 $-45 \sim 85^{\circ}\text{C}$ 宽温度范围内,只要进行特殊设计和工艺处理(无需增加附加装置),机械滤波器仍可正常工作。

2) 时间稳定性 时间稳定性主要指滤波器的传输特性随时间变化的程度。它主要由制作振子和换能器的恒弹性合金的经时变化率决定,通常,这种变化较小,可达到 $0.2 \sim 3.0 \times 10^{-4}/10\text{a}$ 。

3) 电平稳定性 电平稳定性是指滤波器的传输特性随输入信号电平大小变化的程度。当滤波器输入信号的功率超过它所能储存的能量时,输出将出现非线性失真,使滤波器中心频率下降,带宽增加和通带插入损耗增大,机械滤波器的电平特性远优于LC滤波器。

3. 寄生响应和微音效应 凡是使用谐振子的滤波器,在它们所采用的振动模式之外,还有其他振动模式产生,并影响滤波器传输特性的寄生响应和微音效应。

1) 寄生响应 机械滤波器的寄生响应主要由主振模式以外的其他模式振动、同模式的高次振动和其他部分所产生振动引起的,这些振动统称为杂散振动。寄生响应对滤波器的传输特性影响极大,所以在设计、工艺处理和制造中都作为一个重要问题来对待。

2) 微音效应 在低频机械滤波器中,机械振子的振动频率较低,容易受到外界振动的干扰而产生噪声输出,这种特性称为机械滤波器的“微音效应”。外界振动来自多方面的,如电器设备中的发动机、车辆行驶时的振动和各种音响等。微音效应的

大小与干扰源的强弱、频率的高低和机械滤波器抗干扰能力等因素有关。

4. 振动和冲击 机械滤波器有较好的耐振动、耐碰撞、耐冲击和耐离心力的能力。当振动加速度不超过 $5g$ (g 为重力加速度)、碰撞冲击和离心力加速度不大于 $50g$ 时,机械滤波器无需采取防振或减振措施。在经过特殊设计之后,抗振加速度可达 $15g$,抗冲击、抗碰撞和抗离心力加速度则可达 $1500g$ 。

2 衰减器

衰减器广泛地应用于电子设备中,它的主要用途是:

- (1) 调整电路中信号的大小;
- (2) 在比较法测量电路中,可用来直读被测网络的衰减值;
- (3) 改善阻抗匹配,若某些电路要求有一个比较稳定的负载阻抗时,则可在该电路与实际负载阻抗之间插入一个衰减器,能够缓冲阻抗的变化。

通常,衰减器接于信号源和负载之间,衰减器是由电阻元件组成的四端网络,它的特性阻抗、衰减都是与频率无关的常数,相移等于零。

实际应用中,有固定衰减器和可变衰减器两大类。

2.1 固定衰减器的设计

常用的固定衰减器有L型、T型、 π 型和桥T型等几种结构,其电路形式和计算公式见表5.1-16。其中L型属于不对称衰减器,主要用于阻抗匹配,而T型、 π 型、桥T型属于对称衰减器,主要用于衰减。一端接地的衰减器称为不平衡衰减器;反之,两端不接地的衰减器称为平衡衰减器。

〔例〕设计一衰减器,匹配于信号源内阻 $R_s = 600\Omega$ 与负载电阻 $R_L = 150\Omega$ 之间,其衰减量为 30dB 。

解 计算过程:

(1) 因为 R_s 、 R_L 不相等,所以选用一节倒L型和一节对称T型组成衰减器,如图5.1-19a所示。

倒L型电路计算:

$$\frac{1}{2}R_1 = \sqrt{R_s R_L} \sqrt{\frac{R_s}{R_L} - 1} = \sqrt{600 \times 150}$$

$$\times \sqrt{\frac{600}{150} - 1} = 520\Omega$$

表5-1-16 几种常用固定衰减器结构及参数计算

	不平衡型	平衡型	参 数 计 算
L 型			$\begin{cases} \frac{R_1}{2} = R_{C1} \sqrt{1 - \frac{R_{C2}}{R_{C1}}} \\ 2R_2 = \frac{R_{C2}}{\sqrt{1 - \frac{R_{C2}}{R_{C1}}}} \end{cases}$ $\begin{cases} R_{C1} = \sqrt{R_1 R_2 \left(1 + \frac{R_1}{4R_2}\right)} \\ R_{C2} = \frac{R_1 R_2}{\sqrt{R_1 R_2 \left(1 + \frac{R_1}{4R_2}\right)}} \end{cases}$ $b = \text{sh}^{-1} \sqrt{\frac{R_1}{4R_2}}$
T 型			$\frac{R_1}{2} = R_C \frac{N-1}{N+1}$ $R_2 = 2R_C \frac{N}{N^2-1}$ $R_C = \sqrt{R_1 R_2 \left(1 + \frac{R_1}{4R_2}\right)}$ $\text{sh} \frac{b}{2} = \sqrt{\frac{R_1}{4R_2}}$
π 型			$R_1 = \frac{R_C}{2} \cdot \frac{N^2-1}{N}$ $2R_2 = R_C \cdot \frac{N+1}{N-1}$ $R_C = \frac{R_1 R_2}{\sqrt{R_1 R_2 \left(1 + \frac{R_1}{4R_2}\right)}}$ $\text{sh} \frac{b}{2} = \sqrt{\frac{R_1}{4R_2}}$
桥 T 型			$R_1 = R_C(N-1)$ $R_2 = \frac{R_C}{N-1}$ $R_C = R$ $b = \ln \left(1 + \frac{R_1}{R}\right)$

注： R_C 为特性阻抗， R_{C1} 、 R_{C2} 为两侧特性阻抗， b 为固有衰减值， $N = e^b$ 。

$$2R_2 = \sqrt{R_S R_L} / \sqrt{\frac{R_S}{R_L} - 1} = 173 \Omega$$

衰减量：

$$b_1 = 10 \lg \frac{1 + \sqrt{1 - \frac{R_L}{R_S}}}{1 - \sqrt{1 - \frac{R_L}{R_S}}} = 11.43 \text{dB}$$

(2) T型电路计算，由于总衰减量为30dB，所以T型衰减量为

$$b_2 = 30 - 11.43 = 18.57(\text{dB}) \times 0.115 = 2.14 \text{N}$$

电压衰减倍数

$$N = e^{b_2} = e^{2.14} = 8.46$$

$$\frac{1}{2} R_3 = R_C \frac{N-1}{N+1} = 118.29 \Omega$$

$$R_4 = R_C \frac{2N}{N^2-1} = 35.96 \Omega$$

(3) 电路简化: 对设计电路进行变换, 进而得到简化电路, 由图5·1-19 a 变换为图 b 及图 c 的形式。

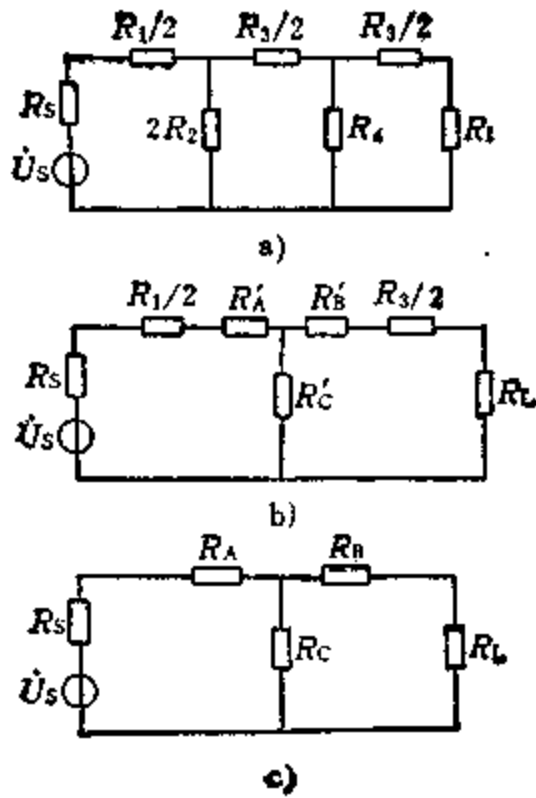


图5·1-19 对称T型衰减器

$$R'_A = \frac{2R_2R_3/2}{2R_2 + R_3/2 + R_4} = 62.53 \Omega$$

$$R'_B = \frac{R_1/2R_4}{2R_2 + R_3/2 + R_4} = 13.0 \Omega$$

$$R'_C = \frac{2R_2R_4}{2R_2 + R_3/2 + R_4} = 19.01 \Omega$$

图 c 的元件值, 即为最后设计值,

$$R_A = \frac{R_1}{2} + R'_A = 582.53 \Omega$$

$$R_B = \frac{R_3}{2} + R'_B = 131.29 \Omega$$

$$R_C = R'_C = 19.01 \Omega$$

2·2 可变衰减器的设计

可变衰减器, 一般是指特性阻抗值是恒定的, 而它的衰减值是可变的衰减器。此外, 还有一种分压式可变衰减器, 由于它的负载往往是高阻抗,

因此对这种分压式可变衰减器的特性阻抗就没有什么具体要求。

1. 可变桥T型衰减器 可变桥T型衰减器的电路结构如图5·1-20所示。采用这种可变衰减器电路的优点是, 电路中只有两个可变化部分 (而可变T型或可变π型衰减器将有三个可变化部分), 而且R为固定电阻, 可以避免因旋钮换挡时, 由于旋钮触点接触不良而引起电路中断现象。

〔例〕 设计一个可变桥T型衰减器。各档衰减值分别为0.05、0.1、0.15N, 特性阻抗 $R_C = 600 \Omega$ 。

解 分别计算各档电阻值

(1) 衰减值 $b = 0.05N$ 时,

$$N = e^b = e^{0.05} = 1.0512$$

$$R_1 = R_C(N - 1) = 600(1.0512 - 1) = 30.72 \Omega$$

$$R_2 = \frac{R_C}{N - 1} = \frac{600}{0.0512} = 11.719k \Omega$$

(2) 衰减值 $b = 0.1N$ 时, 计算与 (1) 相同。

$$N = e^b = e^{0.1} = 1.1052$$

$$R'_1 = 63.1 \Omega$$

$$R'_2 = 5.703 k\Omega$$

(3) 衰减值 $b = 0.15N$ 时, 则

$$N = e^b = e^{0.15} = 1.1618$$

$$R''_1 = 97.1 \Omega$$

$$R''_2 = 3.707k\Omega$$

以上求得分档的各电阻值, 有些电阻可以合用, 因此算得桥臂和并臂电阻值分别为

$$R = R_C = 600 \Omega$$

$$R_{11} = 30.72 \Omega$$

$$R_{12} = R'_1 - R_1 = 63.1 - 30.72 = 32.4 \Omega$$

$$R_{13} = R''_1 - R'_1 = 97.1 - 63.1 = 34 \Omega$$

$$R_{23} = R''_2 = 3.707 k\Omega$$

$$R_{22} = R'_2 - R''_2 = 5.703 - 3.707 = 1.996 k\Omega$$

$$R_{21} = R_2 - R'_2 = 11.719 - 5.703 = 6.016 k\Omega$$

构成的可变桥T型衰减器电路示于图5·1-20。

2. 分压式可变衰减器 分压式可变衰减器电

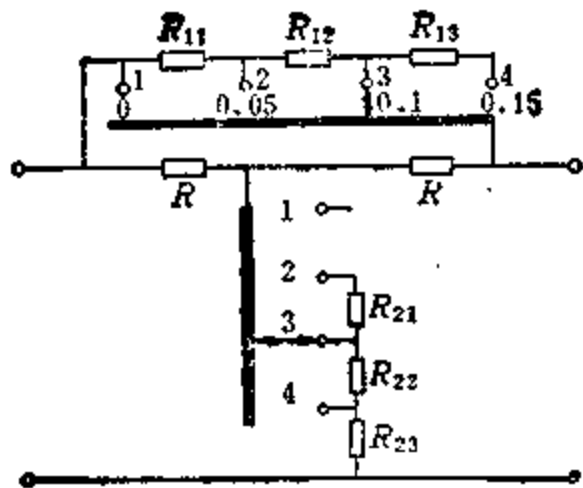


图5-1-20 可变桥T型衰减器

路结构如图5-1-21所示。它应用于载波机简易式电平表中，当它工作在高阻抗负载时，衰减值（例如第二档的衰减值）与电阻值的关系式：

$$b_2 = \ln \frac{U_1}{U_2} = \ln \frac{R_1 + R_2 + R_3 + R_4 + R_5 + R_6}{R_3 + R_4 + R_5 + R_6}$$

而衰减器的输入阻抗等于总的分压电阻值，即

$$R_1 = R_1 + R_2 + R_3 + R_4 + R_5 + R_6$$

它为一常数，与衰减换档的旋钮位置无关。

本电路各档衰减值计算如下：

分压式步进衰减器一般接在放大器前面，为了减少放大器对衰减器的分流影响，衰减器总的分压电阻值 R_1 值不宜过大，一般宜在4kΩ左右。本电路给出 R_1 值如下：

$$R_1 = 1707 + 628 + 230.5 + 85.1 + 31.3 + 18.1 = 2700 \Omega$$

则求各档衰减值分别为：

$$b_1 = \ln \frac{2700}{2700 - 1707} = \ln 2.719 = 1 \text{ N}$$

$$b_2 = \ln \frac{2700}{993 - 628} = \ln 7.397 = 2 \text{ N}$$

$$b_3 = \ln \frac{2700}{365 - 230.5} = \ln 20.07 = 3 \text{ N}$$

$$b_4 = \ln \frac{2700}{134.5 - 85.1} = \ln 54.66 = 4 \text{ N}$$

$$b_5 = \ln \frac{2700}{49.4 - 31.3} = \ln 149.2 = 5 \text{ N}$$

计算结果表明，每变化一档，就增加1N的衰减值。

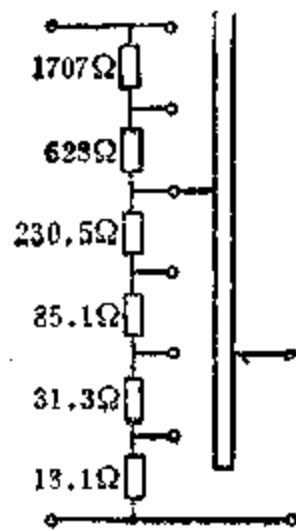


图5-1-21 分压式步进衰减器

3 均衡器

通信系统中传输的信号都是由许多不同频率的正弦分量组成的，并且它们的幅度或相位之间具有确定的关系。为保证传输信号的质量，要求在传输过程中，各正弦分量的幅度或相移关系保持不变，称之为无畸变传输。但在实际上，信号经过线性系统时，各频率正弦分量的幅度或相位之间的关系将发生变化，从而使信号波形发生畸变。减少信号畸变的方法是，针对各种畸变的性质在传输系统中介入各种类型的均衡网络，校正幅度畸变的网络称为衰减均衡器；校正相移畸变的网称为相移均衡器（或称时延均衡器）。

3.1 无源衰减均衡器

3.1.1 固定衰减均衡器

常用的固定衰减均衡器结构有二端网络和四端网络，四端网络中又有桥T型、倒L型和桥型（或X型）等结构。

1. 对称桥T型固定衰减均衡器的基本结构及特性 对称桥T型固定衰减均衡器为对称桥T型四端网络，基本结构示于图5-1-22。

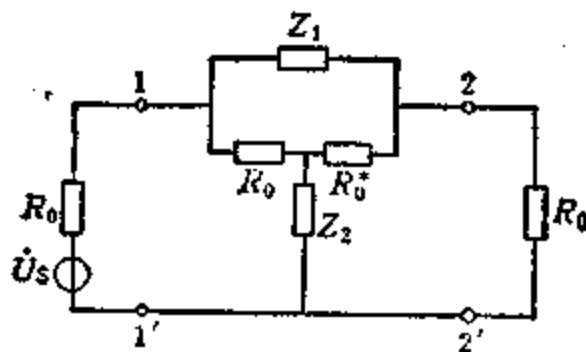


图5-1-22 桥T型衰减均衡器

影象阻抗

$$Z_C = \sqrt{Z_0 Z_\infty} = \sqrt{\frac{R_0 Z_1}{2R_0 + Z_1} (R_0 + 2Z_2)}$$

因为 $Z_1 Z_2 = R_0^2$ ，所以得到影象阻抗

$$Z_c = R_0$$

显然，对称桥T型的影象阻抗是不随频率变化的纯电阻。

衰减均衡器工作在阻抗匹配情况下，介入衰减 a_i 与影象衰减 a_0 相同，即

$$a_i = a_0 = \ln \left| 1 + \frac{R_0}{Z_2} \right| = \ln \left| 1 + \frac{Z_1}{R_0} \right|$$

当信号只作单方向传输时，由于桥T型衰减均衡器工作在电桥平衡状态，电阻 R_0^* 处于等电位两点之中，因而可以将 R_0^* 任意地从电路中移去或短路。桥T型衰减均衡器就能简化成一个等效L型衰减均衡器，如图5·1-23所示。

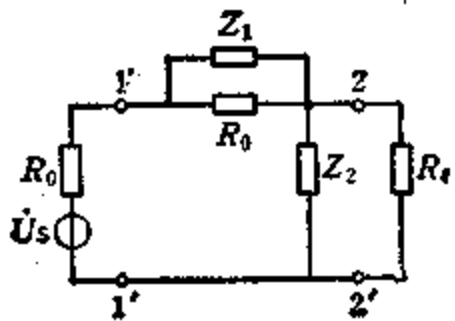


图5·1-23 供单向传输用的L型衰减均衡器

2. 桥T型均衡器的甲类、乙类结构 参阅图5·1-24中 Z_1 有甲乙两类结构，甲类中 Z_1 是由 R_1 和电抗二端网络 X_1 并联组成，实际中大量采用这种结构；乙类中 Z_1 是由电感、电容、电阻任意组合而成的一般二端网络。

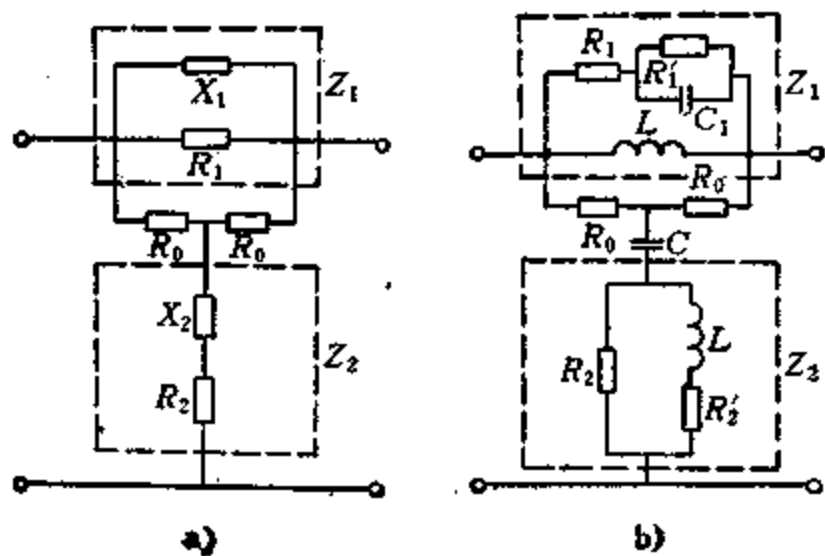


图5·1-24 桥T型均衡器的甲、乙类结构

a) 甲类 b) 乙类

对甲类一般结构特性进行分析如下：

桥臂阻抗

$$Z_1 = \frac{R_1 jX_1}{R_1 + jX_1} = \frac{R_1}{1 + \frac{R_1}{jX_1}}$$

影象阻抗

$$Z_c = R_0$$

介入衰减

$$a_i = \frac{1}{2} \ln \left[1 + \frac{2 \frac{R_1}{R_0} + \left(\frac{R_1}{R_0} \right)^2}{1 + \left(\frac{R_1}{X_1} \right)^2} \right]$$

3·1·2 可变衰减均衡器

实际应用中，除固定衰减均衡器外，还有一种本身附有自动化控制元件（如热敏电阻）的可变衰减均衡器。这种可变衰减均衡器又称平调网络和斜调网络，当传输信号的设备受外界环境（如气候、温度的变化等）影响时，使其衰减，频率特性不断变化。为适应这种情况，设计出可变衰减均衡器，能够起自动均衡作用。

常用可变衰减均衡器的分类见表5·1-17。从表中可以看出，可变衰减均衡器属于六端网络结构：1—1'端和2—2'端为正常传输信号用的输入端和输出端；3—3'端接热敏电阻 R_T 或接包含有热敏电阻 R_T 的阻抗网络。根据电路结构不同，共分三类，第一、二类可变衰减均衡器又有串联型和并联型两种形式。

可变衰减均衡器根据其工作性质，集输常数应该按如下规律变化，即

$$\left. \begin{aligned} G &= G_0 \pm G_{\sim} = G_0 \pm \ln \frac{1 + X e^{\varphi}}{X + e^{\varphi}} \\ X &= \frac{Z_i}{R_0} \end{aligned} \right\} \quad (5.1-4)$$

式中 G_0 为起始特性； G_{\sim} 为可变量； φ 为可变量的最大值； Z_i 为3—3'端的输入阻抗； R_0 为当 $G = G_0$ 时，热敏电阻 R_T 的阻值。

传输常数 G 随着 X 的变化（其中主要是热敏电阻 R_T 的阻值变化），其变化范围为 $G_0 \pm \varphi$ 。因此， X 和 φ 这两个函数称为可变衰减均衡器参数，并且，参数 X 和 φ 可以是实数，也可以是复数。

由式 (5·1-4) 可知：

$$\left\{ \begin{aligned} &\text{当 } Z_i = 0, \text{ 即 } X = 0 \text{ 时, 则 } G = G_0 \mp \varphi \\ &\text{当 } Z_i = R_0, \text{ 即 } X = 1 \text{ 时, 则 } G = G_0 \\ &\text{当 } Z_i = \infty, \text{ 即 } X = \infty \text{ 时, 则 } G = G_0 \mp \varphi \end{aligned} \right.$$

表5-1-17 可变衰减均衡器的分类

型式	第一类	第二类	第三类
$X = \frac{Z_1}{R_0}$	实数	复数	实数
φ	实数	实数	复数
电路型			
衰减特性			

注：衰减特性曲线中热敏电阻的阻值 $R_T = \begin{cases} \infty \\ 0 \end{cases}$ 的说明：上面表示串联型电路的工作情况，下面表示并联型电路工作情况。

3-2 有源幅度均衡器

无源元件构成的均衡器，调整范围有限，如果要扩大调整范围，则网络结构较复杂，实际中常采用放大器来补偿由于输入均衡器带来的衰减。近年来由于集成电路的应用和发展，亦采用由有源网络组成的均衡器，它可以克服上述缺点。

二阶有源幅度均衡器的电压比传递函数属于双二阶函数，即

$$H(s) = \frac{U_2(s)}{U_1(s)} = k \frac{s^2 + (\Omega_0/Q_0)s + \Omega_0^2}{s^2 + (\Omega_x/Q_x)s + \Omega_x^2}$$

$$= k \frac{s^2 + ds + e}{s^2 + as + b}$$

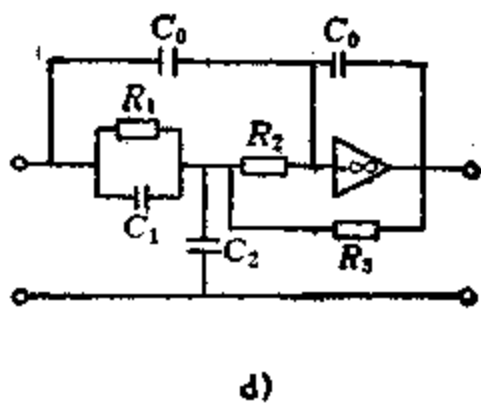
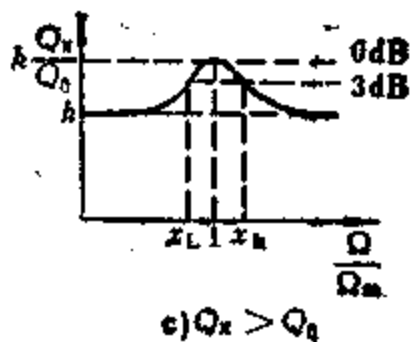
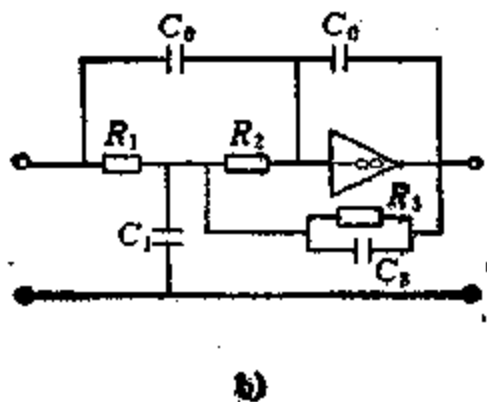
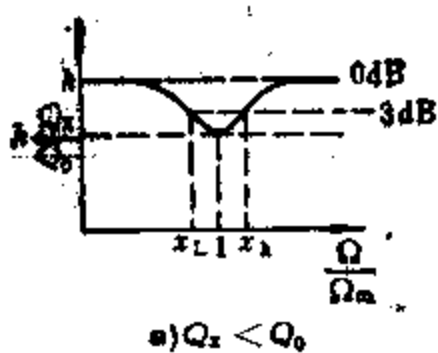


图5-1-25 有源幅度均衡器
a) $Q_x < Q_0$ 时幅度特性曲线 b) 对应图a)的电路 c) $Q_x > Q_0$ 时幅度特性曲线 d) 对应图c)的电路

当 $\Omega_x = \Omega_0 = \Omega_n$ 时，此传递函数对应有源幅度均衡器的幅度特性和电路结构如图5-1-25所示。显然，给定不同的 Q_x 、 Ω_x 、 Q_0 、 Ω_0 和 k 值就可得出各种不同增益频率特性曲线，利用这些曲线相加，则可获得所需要的均衡幅度特性曲线。

以上所述，无论是无源，还是有源都是固定幅度均衡器；除此之外，它们都可构成可变衰减均衡器，如在有源均衡器中，还有增益频率特性斜率连续可调的幅度均衡器、衰减斜率可变均衡器，能调节斜率正负的有源可变均衡器等等，形式很多，请参阅参考文献[5]。

3-3 无源时延均衡器

信号在传输过程中，除幅度会产生畸变外，相移也会发生畸变，相移畸变在数字传输中显得非常重要。为此，保证信号不发生畸变，在幅度和相移两方面都必须满足条件：

$$|H(j\omega)| = k = \text{常数}$$

$$\phi(\omega) = -\omega\tau + 2n\pi$$

式中 τ 称为时延，为常数 (s)。

时延均衡器的几个概念：

1) 对相位均衡器的要求 在传输频带内，均衡器的相移特性应满足给定要求，幅度特性应是常数，输入阻抗应是定值，以便于和其他部件匹配连接。

2) 群时延 相移特性可用时延特性来表示，当传输信号是调制信号时，要占据一段有效频带 $\Delta\omega$ ，如果能无畸变地传输这段有效频带，则信号将不失真。用数学式表示，相移对频率取导数应为常数，则群时延为常数，即

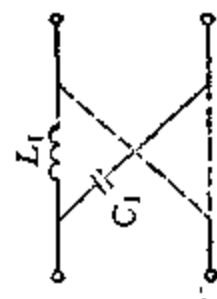
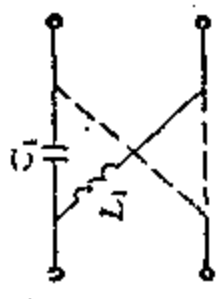
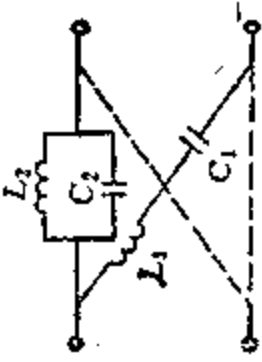
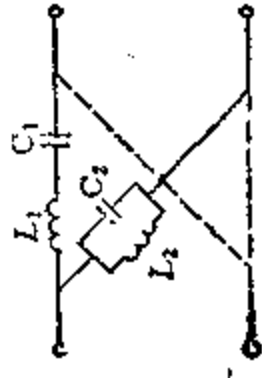
$$D(\omega) = -\frac{d\phi(\omega)}{d\omega} = \tau$$

引进群时延概念后，亦可将相移均衡器称之为群时延均衡器，或简称时延均衡器。同样它可构成固定和可变的两种类型，广泛采用的是固定时延均衡器，目前最理想的是格型全通网络。

3) 格型全通网络 实现全通函数的网络是格型网络，它是理想的时延均衡器，表5-1-18列出一些常用全通网络的基本特性及传输特性。

表中所示全通网络均为平衡型电路，在工作频率较高时，一般都要求采用不平衡型电路结构，因此必须对电路进行等效变换，实际上经常将它们变换成等效的桥T型电路，此变换可用中分定理来证明，请参阅参考文献[4]。

表5-1-18 格型全通网络的基本形式及传递特性

类型	电路结构	传递函数	相移	时延
单元件全通网络		$H(s) = \frac{1 - sL_1}{1 + sL_1}$	$\phi(\omega) = -2 \tan^{-1} \frac{\omega}{\sigma_0}$ $\left(\sigma_0 = \frac{1}{L_1} \right)$	$D(\omega) = \frac{2\sigma_0}{\sigma_0^2 + \omega^2}$ $\left(\sigma_0 = \frac{1}{L_1} \right)$
		$H(s) = \frac{s - \frac{1}{C_1}}{s + \frac{1}{C_1}}$	$\phi(\omega) = -2 \tan^{-1} \left(\frac{\omega}{\sigma_0} \right) - \pi$ $\left(\sigma_0 = \frac{1}{C_1} \right)$	$D(\omega) = \frac{2\sigma_0}{\sigma_0^2 + \omega^2}$ $\left(\sigma_0 = \frac{1}{C_1} \right)$
两元件全通网络		$H(s) = \frac{s^2 - \frac{1}{C_1}s + \frac{1}{L_1C_1}}{s^2 + \frac{1}{C_1}s + \frac{1}{L_1C_1}}$	$\phi(\omega) = -2 \left(\tan^{-1} \frac{\omega + \omega_0}{\sigma_0} + \tan^{-1} \frac{\omega - \omega_0}{\sigma_0} \right)$ $\left(\sigma_0 = \frac{1}{2C_1}, \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L_1C_1} - \left(\frac{1}{2C_1} \right)^2} \right)$	$\text{当 } \left(\frac{1}{2C_1} \right)^2 < \frac{1}{L_1C_1} \text{ 时}$ $D(\omega) = \frac{2\sigma_0}{\sigma_0^2 + (\omega + \omega_0)^2} + \frac{2\sigma_0}{\sigma_0^2 + (\omega - \omega_0)^2}$ $\left(\sigma_0 = \frac{1}{2C_1}, \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L_1C_1} - \left(\frac{1}{2C_1} \right)^2} \right)$
		$H(s) = \frac{s^2 - \frac{1}{L_1}s + \frac{1}{L_1C_1}}{s^2 + \frac{1}{L_1}s + \frac{1}{L_1C_1}}$	$\phi(\omega) = -2 \left(\tan^{-1} \frac{\omega + \omega_0}{\sigma_0} + \tan^{-1} \frac{\omega - \omega_0}{\sigma_0} \right)$ $\left(\sigma_0 = \frac{1}{2L_1}, \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L_1C_1} - \left(\frac{1}{2L_1} \right)^2} \right)$	$\text{当 } \left(\frac{1}{2L_1} \right)^2 < \frac{1}{L_1C_1} \text{ 时}$ $D(\omega) = \frac{2\sigma_0}{\sigma_0^2 + (\omega + \omega_0)^2} + \frac{2\sigma_0}{\sigma_0^2 + (\omega - \omega_0)^2}$ $\left(\sigma_0 = \frac{1}{2L_1}, \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L_1C_1} - \left(\frac{1}{2L_1} \right)^2} \right)$
全通网络 多元件	一个多元件全通网络可以用几个单元件全通网络和几个两元件全通网络的全连接电路来代替。			

3.4 有源时延均衡器

时延均衡器的幅度特性在全频域内为一常数，仅其相移特性与频率有关。而时延均衡器电路的实现可由无源L、C、R构成，也可由R、C网络及有源器件来构成，后者称之为有源时延均衡器，其

种类很多，常用的有由一阶和二阶形式的基本节链接而成的电路，其相移及时延由所有基本节的总和来确定。表5·1-19示出几种常用有源时延均衡器基本节电路及传递特性。

表5·1-19 常用有源时延均衡器基本节电路及传递特性

名称	电 路	传 递 特 性	
一阶相移基本节电路		$H(s) = \frac{s - \frac{1}{RC}}{s + \frac{1}{RC}}$	
		$\phi(\omega) = -2 \tan^{-1} \frac{\omega}{RC}$	
卡尔菲 [Calfee] 电路		<p>当等效T型电路中Z₀为LC串联电路时</p> $H(s) = \frac{s^2 - \frac{R_0}{L}s + \frac{1}{LC}}{s^2 + \frac{R_0}{L}s + \frac{1}{LC}}$ $R_0 = R_1 + R_2$	
二阶相移基本节电路	戴利扬尼斯 [Deliyannis] 电路		$H(s) = \frac{1}{1+k} \cdot \frac{s^2 - as + b}{s^2 + as + b}$ $a = \frac{R_1 + R_2}{C_1 R_1 R_2}, \quad b = \frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2}$ $k = \frac{R_3}{R_6}$
	莫邱兹 [Moschytz] 电路		$H(s) = \frac{s^2 - as + b}{s^2 + as + b}$ $a = \frac{A(r+4)}{RC}, \quad b = \frac{1}{C^2 R^2}$

第2章 放大器的基本原理

1 晶体管低频放大器的基本概念

各种类型低频放大器，主要特点是，工作频率范围宽，放大信号的中心频率从几十赫至几百千赫；这类放大器通常处于低频多级放大器的前几级，故称前置放大器，它的输入信号幅度很小，约几到几十毫伏或甚至更小，所以属于小信号放大器。

1.1 分类

由于放大器的用途十分广泛，为了适用不同领域要求，其种类甚多，表5.2-1为放大器分类表。

1.2 主要性能参数

在分析放大器性能时，通常把具体放大器画成等效方框图，如图5.2-1所示。放大器性能参数示于表5.2-2。

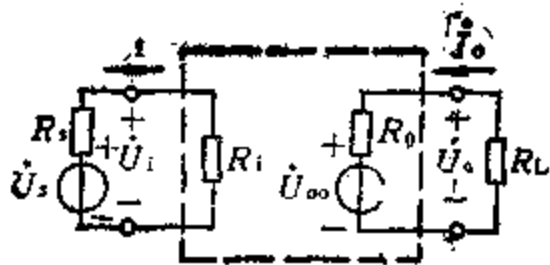


图5.2-1 放大器的等效方框图

表5.2-1 放大器分类表

分类方式	类别
按用途分类	电压放大器 电流放大器 功率放大器
按工作频率分类	低频放大器 { 交流放大器 直流放大器 集成运算放大器 宽频带放大器 高频放大器 超高频放大器
按工作状态分类	甲类(A类)放大器 甲乙类(AB)放大器 乙类(B类)放大器 丙类(C类)放大器

表5.2-2 放大器性能参数

项目	定义表达式
电压放大倍数	$A_{us} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_s}$
电流放大倍数	$A_i = \frac{i_o}{i_i}$
功率放大倍数	$A_p = \frac{P_o}{P_i}$
输入电阻	$R_i = \frac{U_i}{I_i} = \frac{R_i}{R_s + R_i} \cdot \frac{U_s}{I_i}$
输出电阻	$R_o = \frac{U_o}{I_o} \Big _{U_s = 0}$ $U_o = \frac{R_L}{R_o + R_L} U_{\infty}$ U_{∞} 为输出端开路电压
非线性失真系数	$D = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots}}{U_1} = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + \dots}}{I_1}$ $= \sqrt{\frac{P_2 + P_3 + \dots}{P_1}}$
通频带	见图 5.2-2 放大器的频率特性曲线 $f_{bw} = f_h - f_l$
信噪比、噪声系数 N_F	$N_F(\text{dB}) = 10 \lg \frac{(P_s/P_N)_i}{(P_s/P_N)_o} (\text{dB})$ $(P_s/P_N)_i$ 、 $(P_s/P_N)_o$ 分别为输入端、输出端信噪比

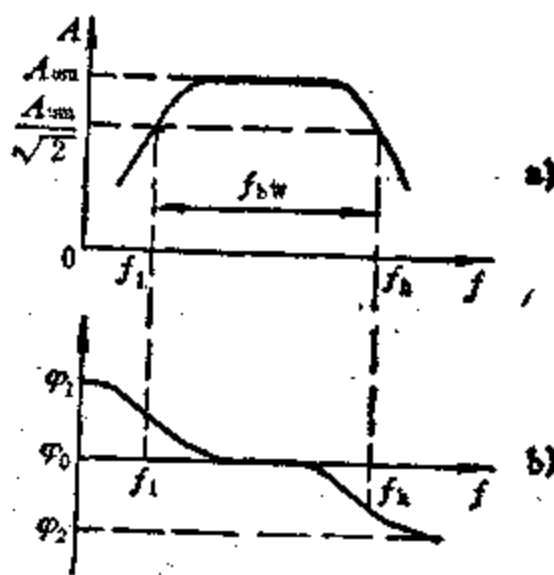


图5.2-2 放大器的频率特性曲线

1.3 偏置稳定电路

晶体管放大器的线性放大特性与静态工作点的位置及其稳定性有密切关系，而静态工作点又是由偏置电路决定的，所以稳定偏置电路是放大器的重

表5-2-3 常用稳定偏置电路

类型	电路	稳定原理	计算公式
分压式电流负反馈		<p>温度 $T \uparrow \rightarrow I_{CQ} (I_{BQ}) \uparrow \rightarrow U_E \uparrow$ $I_{CQ} \downarrow \leftarrow I_{BQ} \downarrow \leftarrow U_{BE} \downarrow$</p>	$U_B = E_C - I_{CQ} R_C - U_{CEQ}$ $R_b = \frac{U_B}{I_{BQ}}, I_{BQ} \approx I_{CQ}$ $R_{b2} = \frac{U_B}{I_R}, U_B = U_E + U_{BEQ}$ <p>选 $I_R = (5 \sim 10) I_{BQ}, U_{BEQ} \begin{cases} \text{硅管: } 0.7V \\ \text{锗管: } 0.2V \end{cases}$</p> $I_{BQ} = \frac{I_{CQ}}{\beta}$ $R_{b1} = \frac{E_C - U_B}{I_R}$
电压负反馈		<p>温度 $T \uparrow \rightarrow I_{CQ} \uparrow \rightarrow I_{EQ} \uparrow \rightarrow U_{CEQ} \downarrow$ $I_{CQ} \downarrow \leftarrow I_{BQ} \downarrow \leftarrow$</p>	$R_b = \frac{E_C - R_C (I_{CQ} + I_{BQ}) - U_{BEQ}}{I_{BQ}}$ $I_{BQ} = I_{CQ} / \beta$

<p>双管直接耦合单元电路</p>		<p>温度 $T \uparrow \rightarrow I_{CQ1} \uparrow \rightarrow U_{CE1} \downarrow \rightarrow U_{B2} \downarrow$ $I_{CQ2} \downarrow \rightarrow U_{B1} \downarrow \rightarrow U_{E2} \downarrow \rightarrow I_{CQ2} \downarrow$</p>	<p>选 $U_{E1} = (5 \sim 10)U_{BE1}$, $U_{E2} \approx U_{C1} - U_{BE2}$ 双管单元电路 $A = \frac{\partial I_{C1}}{\partial I_{C20}} = \frac{1 + \beta}{1 + \frac{\beta A}{A + R_1}}$ $A = k \gg R_{O1} + R_{B1} \left(k = \frac{I_{B2}}{I_{B1}}, \text{一般 } k \gg 1 \right)$ $U_{E2} = I_{B2}R_1 + U_{BE1} + U_{BE2}$ 求出 R_1 则 $R_2 = \beta R_{E2}$, $R_1 = (1 - \beta)R_{E2}$ $R_{E1} \approx \frac{U_{E1}}{I_{CQ1}}$, $R_{E2} \approx \frac{U_{E2}}{I_{CQ2}}$</p>
<p>热敏电阻补偿</p>		<p>基极负温度系数热敏电阻 温度 $T \uparrow \rightarrow I_{CQ} \uparrow$ $I_{CQ} \downarrow \rightarrow I_B \downarrow \rightarrow U_B \downarrow$</p>	<p>$R_{B2} = R_3 + (R_1 \parallel R_4)$</p>
<p>二极管补偿 U_{BE}</p>		<p>二极管两端电压近似数, $-(2 \sim 2.5) \text{ mV}/^\circ\text{C}$ 温度系数变化 温度 $T \uparrow \rightarrow I_{CQ} \uparrow$ $\rightarrow U_{BE} \downarrow \rightarrow U_{BE} \downarrow$ $I_{CQ} \downarrow$</p>	

要方面。当温度等外界因素变化时，严格地讲，几乎所有的晶体管参数都要发生变化，特别是对电流放大系数 β 、集-基极反向饱和电流 I_{CBO} 及基-射极门限电压 U_{BE0} 的影响更为显著。这三个参数随着温度的变化称为温度漂移，即分别是 β 的温度漂移、 I_{CBO} 的温度漂移和 U_{BE0} 的温度漂移，详细分析见参考文献[5]。温度漂移最终表现在 I_C 的变化上，因此，稳定偏置电路应使 I_C 保持不变，稳定的原理常采用负反馈原理和补偿原理。表5·2-3示出常用的几种偏置电路。

1.4 基本分析方法

晶体管低频小信号放大器是在晶体三极管各电极静态工作电压、电流正确设置的基础上，实现对输入信号的线性放大。因此对放大器分析分为两方面，一是直流分析(或称为静态分析)，就是根据电子器件和电路元件参数，求出放大器的直流电压和电流，即输入端直流电压 I_{BQ} (输入端直流电压 V_{BEQ} 通常视为常数—硅管为0.7V，锗管约为0.2V) 和输出端直流电压 U_{CEQ} 、直流电流 I_{CQ} ，这三个量对应输出特性曲线上一个点称为直流(或静态)工作点；另一是交流分析(或称动态分析)，即在输入信号作用下求出静态工作点上迭加的各极信号电压和电流，并在此基础上计算放大性能指标。

1. 直流分析 由于晶体管是非线性器件，精确地进行直流分析是比较复杂的。目前工程上多采用图解法和近似估算法，两种方法都建立在确定放大器直流道路的基本上，以下简要地说明近似估算法(图解法略)。

在近似估算时，常把晶体管的 U_{BE} 近似看成已知的常数，如果已知晶体管的 β 、 I_{CBO} 和电路的元件参数，则根据放大器的直流通路和晶体管的直流

电流传输方程，可以估算出放大器的静态工作点。图5·2-3示出固定偏置共发射放大器的直流通路。

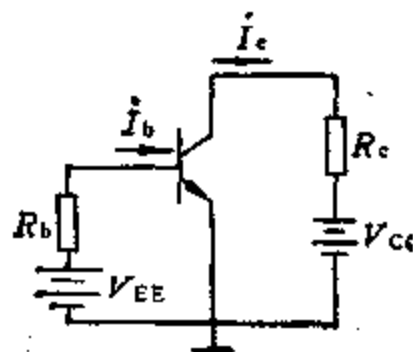


图5·2-3 固定偏置共发射放大器的直流通路

静态工作点的表示式为

$$I_{BQ} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_b} \approx \frac{V_{CC}}{R_b}$$

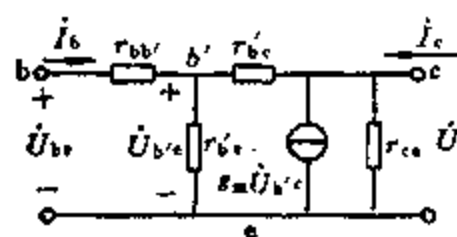
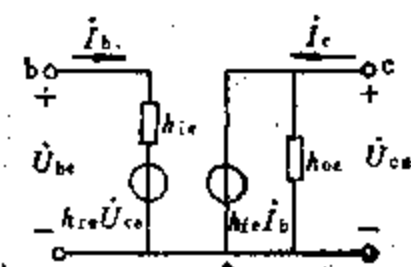
$$I_{CQ} = \beta I_{BQ} + (1 + \beta) I_{CBO} \approx \beta I_{BQ}$$

$$U_{CEQ} = V_{CC} - R_c I_{CQ}$$

2. 交流分析 放大器建立稳定偏置电路之后，便可进行交流分析，首先根据实际放大电路画出有信号流通的交流通路。晶体三极管在小信号作用下的分析有图解法和微变等效电路两种方法。图解法是利用晶体管输入和输出特性曲线，通过作图来分析放大器的性能，它能直观、全面地表明三极管放大的工作过程，并能计算放大器的一些指标。但这种方法比较适合大信号分析，当输入信号足够小时会引起较大误差，所以工程上用的最多是微变等效电路分析法。

晶体三极管小信号等效电路，根据推导方法不同分为两类：一是对晶体管物理结构及放大过程进行模拟而导出的等效电路，其中应用最广泛是混合 π 型等效电路；二是从四端网络观点导出的等效电路，应用最广泛的是 H 参数等效电路。表5·2-4示出共发射极组态晶体三极管的两种等效电路和参数。

表5·2-4 共发组态晶体三极管等效电路和参数

低频混合 π 模型及参数	H 参数模型及参数
 <p> g_m—正向传输电导 $g_m = \frac{\alpha}{r_o} \approx \frac{I_{CQ}(\text{mA})}{26(\text{mV})}$ $r_{be}' = \frac{\beta}{g_m}$ $r_{ce} = \frac{ V_A }{I_{CQ}}$ (V_A为厄尔利电压) $r_{bc}' = \beta r_{ce}$ </p>	 <p> $h_{ie} = \frac{V_{be}}{I_b} _{V_{ce} = 0}$ $h_{re} = \frac{V_{be}}{V_{ce}} _{I_b = 0}$ $h_{ie} = \frac{I_c}{I_b} _{V_{ce} = 0}$ $h_{oe} = \frac{I_c}{V_{ce}} _{I_b = 0}$ </p>

以上示出的混合π型等效电路和H参数等效电路是等价的，它们之间可以互相转换。由混合π转换为共射组态H参数等效电路的关系式为：

$$h_{ie} = r_{bb'} + \frac{r_{b'e}r_{b'e}'}{r_{b'e} + r_{b'e}'}$$

$$h_{fe} = g_m \frac{r_{b'e} - r_{b'e}'}{r_{b'e} + r_{b'e}'}$$

$$h_{ie} = \frac{r_{b'e}'}{r_{b'e} + r_{b'e}'}$$

$$h_{oe} = \frac{1}{r_{ce}} + \frac{1 + g_m r_{b'e}'}{r_{b'e} + r_{b'e}'}$$

因混合π模型中， $r_{b'e}'$ 很大，通常可视为开路，则上述转换式可简化为

$$h_{ie} \approx r_{bb'} + r_{b'e}'$$

$$h_{fe} \approx g_m r_{b'e}'$$

$$h_{ce} \approx 0$$

$$h_{oe} \approx \frac{1}{r_{ce}}$$

经简化之后可以看出，两种等效电路具有相同形式，不同的仅是压控电流源 $g_m V_{b'e}'$ 变换成流控电流源 $h_{fe} I_b$ ，且 $h_{fe} I_b = g_m V_{b'e}'$ 。

1.5 三种组态放大器的等效电路及性能指标计算

以下给出放大器的微变等效电路和性能指标计算，都是在中频区进行的。中频区的微变等效电路为纯电阻性有源网络，因而中频电压增益、电流增益及输入电阻、输出电阻均为与频率无关的实数。

表5·2-5为三种组态放大器等效电路及性能指标计算公式。

表5·2-5 三种组态放大电路及性能指标计算公式

	共 射	共 集	共 基
原理电路			
微变等效电路			
输入电阻	$R_i = (r_{bb'} + r_{b'e}') \parallel R_B$ 式中 $R_B = R_{b1} \parallel R_{b2}$	$R_i = R_B \parallel R_i'$ 式中 $R_i' = r_{be} + (1 + \beta) R_L$ $R_L = R_e \parallel R_L$	$R_i = R_e \parallel R_i'$ 式中 $R_i' = \frac{r_{be}}{1 + \beta}$
电压增益	$A_v = -\frac{\beta R_L}{r_{be}}$ 式中 $R_L = R_c \parallel R_L$ $r_{be} = r_{bb'} + r_{b'e}'$	$A_v = \frac{(1 + \beta) R_L}{r_{be} + (1 + \beta) R_L}$	$A_v = \frac{\beta R_L}{r_{be}}$ 式中 $R_L = R_c \parallel R_L$

(续)

	共射	共集	共基
电流增益	$A_i = \frac{R_B}{R_B + R_i} \beta g_m r_{b'e} \frac{r_{ce}}{r_{ce} + R_L}$ $\approx \beta$ <p>式中 $R_i = r_{bb'} + r_{b'e}$</p>	$A_i = -\frac{R_B}{R_B + R_i} (1 + \beta)$	$A_i = -\frac{R_o}{R_o + R_i} \alpha$
功率增益	$A_P = A_v A_i \approx \beta^2 \frac{R_L}{r_{be}}$		
输出电阻	$R_o = r_{ce} \parallel R_c \approx R_c$	$R_o = R_e \parallel \frac{R_s' + r_{be}}{1 + \beta}$ <p>式中 $R_s' = R_s \parallel R_B$</p>	$R_o = R_c \parallel R_e \approx R_e$ <p>式中 $R_s' = r_{ce} \left(1 + \frac{\beta R_s'}{R_s + r_{be}} \right)$ $R_s' = R_s \parallel R_o$</p>

1.6 频率响应

1. 放大器的幅频特性和相频特性 上述放大器的微变等效电路和性能，都是在中频区进行分析的。当频率降低时，耦合电容的容抗增大，使放大器增益降低，因而在低频区应包含耦合电容的影响，相反，当频率升高时，器件极间电容的容抗变小，分流作用增大，也使放大器增益降低，因而在高频区应当包含极间电容的影响。所以在宽频率范围内讨论放大器性能时，都变为频率的函数，增益表达式写成如下形式

$$A(j\omega) = A(\omega) e^{j\phi(\omega)}$$

式中增益的幅模 $A(\omega)$ 和相角 $\phi(\omega)$ 都是频率的函数，它们随频率的变化关系分别为幅频特性和相频特性，统称放大器频率特性或频率响应，表示在图5-2-2。 f_L 为3dB带宽的下限截止频率， f_H 为上限截止频率，通频带（或频带宽度，简称带宽）为

$$BW = f_H - f_L$$

2. 三种组态放大器的频率响应

1) 共发射极放大电路的低频响应 当忽略偏置电阻 $R_B = R_{b1} \parallel R_{b2}$ 和晶体管参数 $r_{b'e}$ 、 r_{ce} 的影响后，阻容耦合分压式偏置共发射极放大电路（参阅

表5-2-6第一个图）在低频的等效电路如图5-2-4所示。

电压增益函数

$$A_v(s) = A_{vM} \frac{s(s-z)}{s^2 + as + b}$$

$$A_{vM} = -\frac{\beta R_L'}{R_s + r_{be}}$$

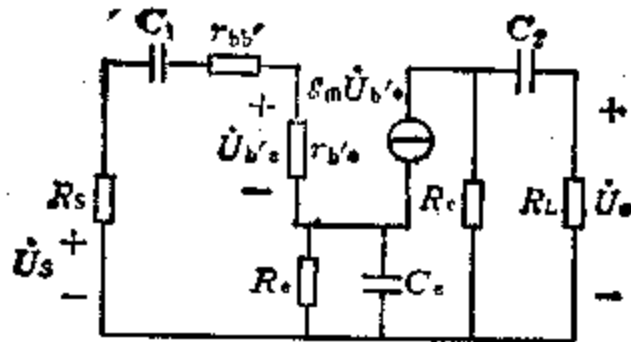


图5-2-4 共发射极放大器的低频区等效电路

$$r_{be} = r_{bb'} + r_{b'e}, \quad \beta = g_m r_{b'e}$$

$$a = \frac{(R_s + r_{be} + (1 + \beta)R_c)C_1 + R_c C_2}{R_c C_c C_1 (R_s + r_{be})}$$

$$b = \frac{1}{R_c C_c C_1 (R_s + r_{be})}$$

$$z = -\frac{1}{R_c C_c} = -\omega_z$$

式中 A_{vM} 为中频源电压增益。

2) 三种组态放大电路的高频响应

表5-2-6 三种组态放大电路的高频响应

	共射	共集	共基
高频等效电路			

(续)

	共射	共集	共基
电压增益函数	$A_u(s) = \frac{A_{uM}}{1 + sR_{\Sigma}C_{\Sigma}}$ $A_{uM} = \frac{g_m r_{b'e} R_L}{R_S + r_{bb'} + r_{b'e}}$ $R_{\Sigma} = (R_S + r_{bb'}) \parallel r_{b'e}$ $C_{\Sigma} = C_{b'e} \left(1 + \frac{C_{b'c}}{C_{b'e}} g_m R_L \right)$ $R_L = r_{ce} \parallel R \parallel R_L$ $\approx R \parallel R_L$	$A_u(s) = A_{uM} \frac{1 + \frac{s}{\omega_z}}{1 + \frac{s}{\omega_p}}$ $A_{uM} = \frac{(1 + g_m r_{b'e}) R_L}{R_S + r_{bb'} + r_{b'e} + (1 + g_m r_{b'e}) R_L}$ $\omega_z = \frac{1 + g_m r_{b'e}}{r_{b'e} C_{b'e}}$ $\omega_p = \frac{R_S + r_{bb'} + r_{b'e} + (1 + g_m r_{b'e}) R_L}{(R_S + r_{bb'} + r_{b'e}) r_{b'e} C_{b'e}}$	$A_u(s) = \frac{A_{uM}}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}}\right) \left(1 - \frac{s}{\omega_{p2}}\right)}$ $A_{uM} = \frac{\beta R_L}{(1 + \beta) R_S + r_{bb'} + r_{b'e}}$ $\omega_{p1} = \frac{R_S + r_{bb'} + r_{b'e} (1 - \alpha)}{R_S + r_{bb'}} \omega_T$ $\omega_{p2} = \frac{1}{R_L C_L}$ $C_L = C_{b'e} + C_L$

1.7 级间信号的传递方式

实际应用中为了得到高增益或是高功率，总是把基本放大电路级联成多级放大器，信号通过各级放大到负载端。前级输出信号通过一定方式传递给下一级称之为耦合，信号源与放大级、级与级、放大级与负载之间的互相影响必须通过合理设计耦合方式来解决。耦合方式通常有以下三种。

1) 阻容耦合 (亦称RC耦合) 例如两级阻容耦合放大器，第一级的负载电阻便是第二级的输入电阻，两级之间通过电容和负载电阻连接起来的方式称为阻容耦合。其优点隔断级间的直流通路，各级静态工作点是相互独立、互不影响的，从而给电路设计、调整带来方便，只要信号频率不太低，足够大的耦合电容可使信号顺利通过，因而阻容耦合放大器应用广泛。但是，对缓慢变化信号，要求耦合电容太大以致无法实现，因而必须采用下面一种耦合方式，即直接耦合方式。

2) 直接耦合 在信号源与放大电路的输入端、放大级各级间、末级放大与负载间采用导线、电阻、二极管、稳压管等直流电流可以通过的元件来实现信号传输的电路，称直接耦合放大器。它能放大极为缓慢变化的信号，也能放大交变信号，显然，信号能够顺利传递，其关键是各级要设置合适的静态工作点。详细情况将在本章第4节中讨论。

3) 变压器耦合 图5-2-5为变压器耦合放大器。变压器作为耦合元件，即通过磁耦合将一次交流信号传递到二次。因为变压器一次、二次直流电路相互独立，所以V₁、V₂的静态工作点是独立的，此外还可根据需要，适当选择一次与二次的匝数比，以实现阻抗变换。

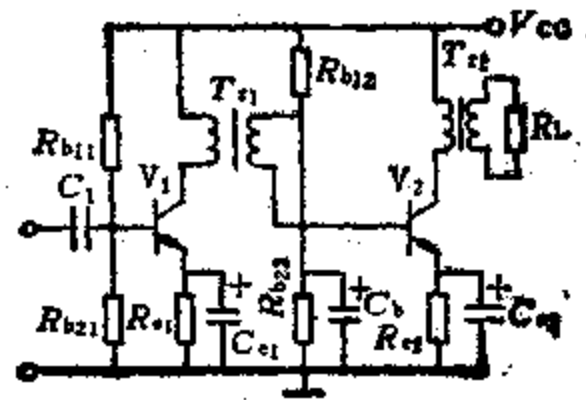


图5-2-5 变压器耦合放大器

2 场效应晶体管放大器

场效应晶体管 (简称场效应管) 是电压控制器件，具有输入阻抗高、噪声低的优点，被广泛应用于电子电路中，特别是具有上述要求的前级放大器显示出优越性。根据场效应管两大类型——结型场效应管和绝缘栅场效应管可构成相应的场效应管放大器。以下以结型管为例给出三种基本组态放大器的等效电路和性能指标计算表达式，见表5-2-7。因为场效应管具有与晶体管类似的正向受控作用，它也可构成共源极、共漏极、共栅极三种基本组态放大器。

2.1 偏置电路

因为不同类型的场效应管工作在放大区，要求栅极电压极性不同，例如，结型场效应管要求栅源与漏源电压极性相反，而增强型MOS管则要求栅源与漏源电压极性相同，至于耗尽型MOS管的栅偏压极性，可以正偏、零偏或负偏。根据这些特点，采用单电源的偏置电路主要有以下两种：

1) 自偏压电路 自偏压用于结型和耗尽型MOS管放大电路，图5-2-6示出N沟道结型场效应

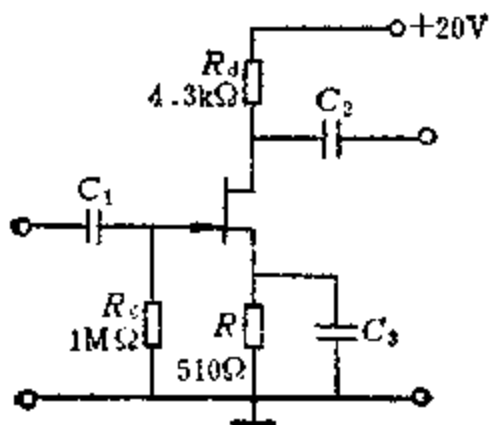


图5-2-6 自偏压电路

管自偏压电路。栅源电压为

$$u_{GS} = -Ri_D$$

2) 混合偏置电路 混合偏置电路用于各种场效应管放大器。N沟道增强型MOS管放大电路混合偏置电路如图5-2-7所示。

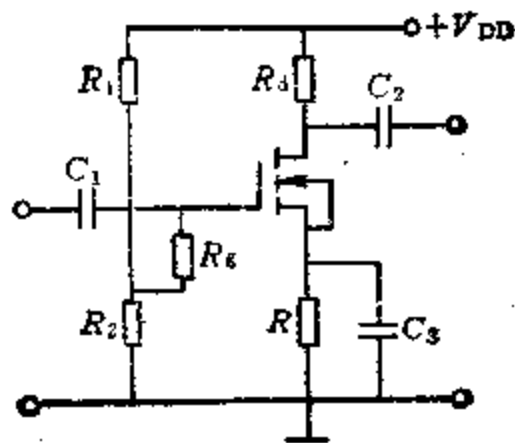


图5-2-7 混合偏置电路

栅源电压为

$$u_{GS} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{DD} - Ri_D$$

2.2 场效应晶体管三种基本组态放大器的等效电路与性能指标计算公式 (见表5-2-7)

表5-2-7 场效应管三种基本组态放大电路的等效电路与性能指标计算公式

	共源极	共漏极	共栅极
原理电路			
等效电路			
输入电阻	$R_i = R_G = R_g + R_1 \parallel R_2$	$R_i = R_G = R_g + R_1 \parallel R_2$	当 $g_m r_{ds} \gg 1, r_{ds} \gg R_L$ 时 $R_i = \frac{1}{\frac{1}{R} + \frac{1 + g_m r_{ds}}{r_{ds} + R_L}}$ $\approx \frac{R}{1 + g_m R}$
电压增益	当 $r_{ds} \gg R_L$ 时 $A_v = -g_m (r_{ds} \parallel R_L)$ $\approx -g_m R_L$ $R_L = R_d \parallel R_L$	$A_v \approx \frac{g_m R_L}{1 + g_m R_L}$ $R_L = R \parallel R_L$	$A_v = \frac{(1 + g_m r_{ds}) R_L}{r_{ds} + R_L} \approx g_m R_L$ $R_L = R_d \parallel R_L$

(续)

	共源极	共漏极	共栅极
输出电阻	$R_o = r_{ds} \parallel R_d \approx R_d$	$R_o = \frac{1}{g_m + \frac{1}{r_{ds}} + \frac{1}{R}}$ $\approx \frac{1}{g_m} \parallel R$	$R_o = R_o' \parallel R_d$ $R_o' = r_{ds} + (1 + g_m r_{ds}) R_s'$ $R_s' = R_s \parallel R$

3 负反馈放大器

在晶体管放大器基本理论中，已讨论过直流负反馈可以稳定静态工作点，使放大器稳定地工作在线性区。除此之外，在放大电路中引入交流负反馈还可以提高增益的稳定性、减小非线性失真、展宽频带以及按照需要改变输入阻抗和输出阻抗，使放大性能得到很大改善。因此，尽管负反馈会使增益下降，但在实际放大电路中几乎都有应用。

3.1 框图、基本反馈方程式

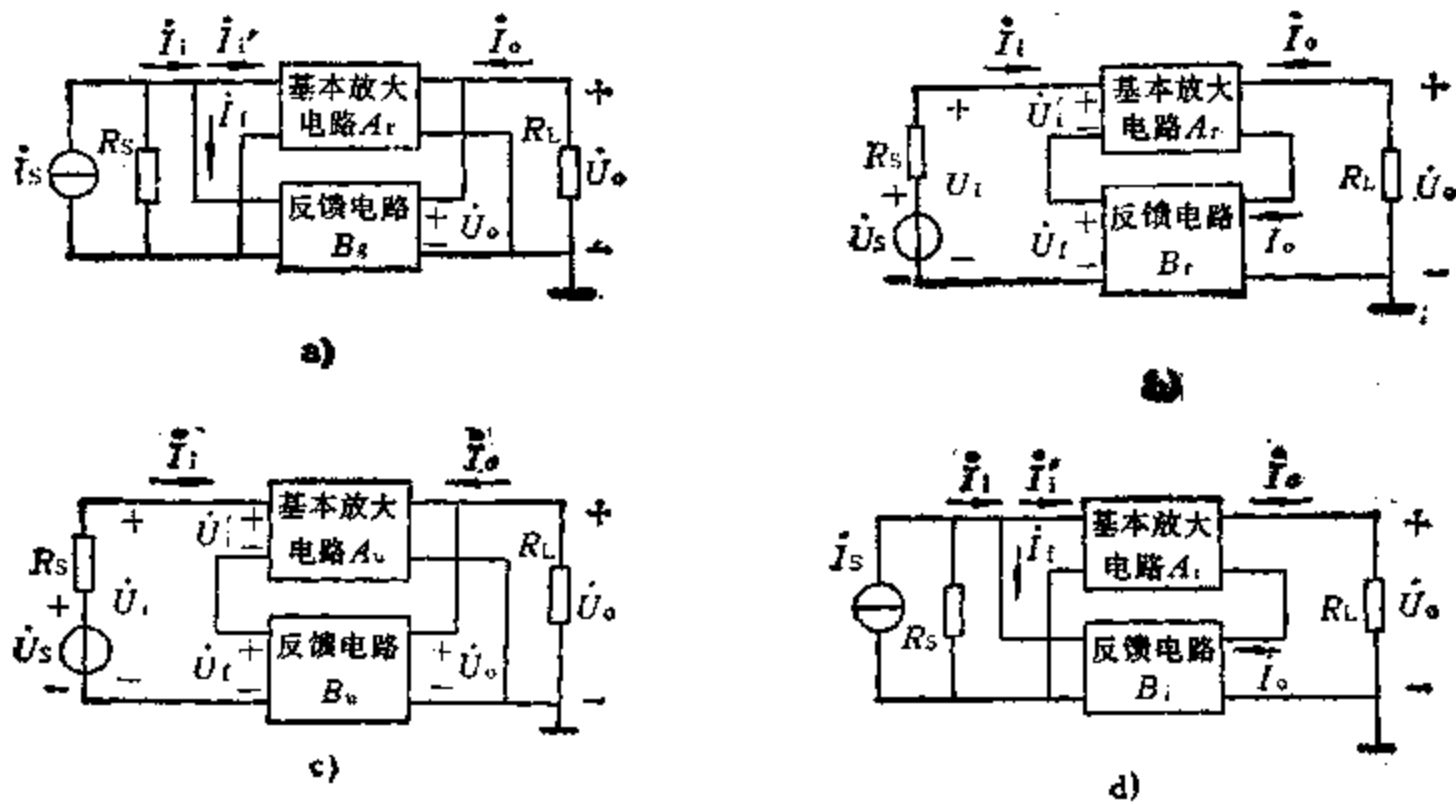


图5.2-8 四种类型负反馈放大器方框图

a) 电压并联负反馈 b) 电流串联负反馈 c) 电压串联负反馈 d) 电流并联负反馈

表5.2-8 四种类型反馈放大器基本反馈方程式

电路类型	开环增益	反馈系数	闭环增益
电压并联负反馈	$A_v = \frac{U_o}{I_i}$	$B_v = \frac{I_f}{U_o}$	$A_{vf} = \frac{U_o}{I_i} = \frac{A_v}{1 + A_v B_v}$
电流串联负反馈	$A_g = \frac{I_o}{U_i}$	$B_g = \frac{U_f}{I_o}$	$A_{fg} = \frac{I_o}{U_i} = \frac{A_g}{1 + A_g B_g}$
电压串联负反馈	$A_u = \frac{U_o}{U_i}$	$B_u = \frac{U_f}{U_o}$	$A_{uf} = \frac{U_o}{U_i} = \frac{A_u}{1 + A_u B_u}$
电流并联负反馈	$A_i = \frac{I_o}{I_i}$	$B_i = \frac{I_f}{I_o}$	$A_{if} = \frac{I_o}{I_i} = \frac{A_i}{1 + A_i B_i}$

注：AB称环路增益（或称回归比）；1+AB称为反馈深度。

负反馈电路类型很多，但根据反馈网络从基本放大电路输出端取样方式（电压或电流）的不同，可分为电压反馈和电流反馈；而根据反馈信号引回到输入端求和方式（串联或并联）的不同，又分为串联反馈和并联反馈。综上所述，负反馈放大器分为四种类型，如图5.2-8所示，表5.2-8示出它们的基本反馈方程式。

负反馈放大器的闭环增益 A_f ，开环增益 A 和反馈系数 B 的基本关系式称基本反馈方程。

$$A_f = \frac{A}{1 + AB}$$

反馈深度是反映反馈强弱的重要物理量，其值越大负反馈越强。当反馈很深，即 $|AB| \gg 1$ 时，称为深度负反馈，则闭环增益

$$A_f = \frac{A}{1+AB} \approx \frac{1}{B}$$

3.2 负反馈对放大器性能的影响

负反馈放大电路，以降低增益为代价，可改善许多性能。表5.2-9给出负反馈对输入电阻、输出电阻的影响；表5.2-10给出负反馈对放大器其他几项主要性能的影响。

表5.2-9 负反馈对放大器输入电阻、输出电阻的影响

		串联负反馈		并联负反馈		
输入电阻						
	开环	$R_i = \frac{U_i}{I_i}$		$R_i = \frac{U_i}{I_i}$		
	闭环	电压串联负反馈	$R_{if} = R_i(1 + A_u B_u)$		电压并联负反馈	$R_{if} = \frac{R_i}{1 + A_v B_v}$
		电流串联负反馈	$R_{if} = R_i(1 + A_g B_g)$		电流并联负反馈	$R_{if} = \frac{R_i}{1 + A_i B_i}$
输出电阻	电压串联负反馈放大器					
		$R_{of} = \frac{R_o}{1 + A_{us0} B_u}$ <p>A_{us0}—负载R_L开路时的基本放大器源电压增益</p> $A_{us0} = \frac{R_i}{R_s + R_i} A_{uo}$		$R_{of} = \frac{R_o}{1 + A_{rs0} B_v}$ <p>A_{rs0}—负载R_L开路时的基本放大器源电阻增益</p> $A_{rs0} = \frac{R_s}{R_s + R_i} A_{ro}$		

(续)

	串联负反馈	并联负反馈
输出电阻	<p>电流串联负反馈放大器</p> <p>$R'_{of} = R_o(1 + A_{gs}B_v)$ A_{gs}—负载短路时的基本放大器源互导增益 $A_{gs} = \frac{R_i}{R_s + R_i} A_{gt}$</p>	<p>电流并联负反馈放大器</p> <p>$R'_{of} = R_o(1 + A_{is}B_i)$ A_{is}—负载短路时的基本放大器源电流增益 $A_{gs} = \frac{R_s}{R_s + R_i} A_{it}$</p>

表5-2-10 负反馈对放大器性能的影响

	串联负反馈	并联负反馈
源增益	<p>开环 $A_s = \frac{R_i}{R_s + R_i} A$</p> <p>闭环 $A_{is} = \frac{R_i}{R_s + R_i} A_t$</p>	<p>$A_s = \frac{R_s}{R_s + R_i} A$</p> <p>$A_{is} = \frac{R_s}{R_s + R_i} A_t$</p>
提高增益 稳定性	$\frac{dA_{is}}{A_{is}} = \frac{1}{1 + A_s B} \quad \frac{dA_s}{A_s} = \frac{dA}{F_s A_s}$	
展宽频带	<p>设基本放大器为单级共射电压放大器</p> <p>$f_{bwf} = f_{hf} - f_{lf} \approx f_h(1 + A_{um}B_v)$ $\approx f_{bw}(1 + A_{um}B_v)$</p> <p>$A_{um}$—中频电压增益</p>	<p>展宽频带曲线</p>
减小非线性失真	<p>$D_t = \frac{D}{1 + A_o B_o}$ (非线性失真较大时不满足此式)</p> <p>D_t—基本放大器非线性失真较小时的闭环非线性失真系数</p> <p>D—基本放大器开环非线性失真系数</p>	

注: A 为开环增益, A_t 为闭环增益。

3.3 射极跟随器

射极跟随器（简称射随器或跟随器）是典型的单管电压串联负反馈放大电路，其电路图如图5·2-9所示。

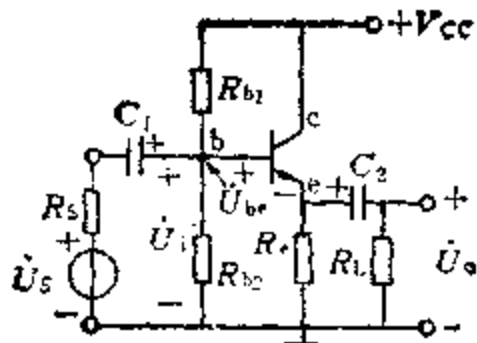


图5·2-9 射极跟随器电路

1. 射极跟随器特点

1) 电压增益小于1，通常很接近于1，而且为正值。

$$A_{uf} = \frac{(1 + \beta)R'_L}{h_{ie} + (1 + \beta)R'_L}$$

$$R'_L = R_e \parallel R_L$$

2) 输入电阻高，可达几十千欧到几百千欧。

$$R_{if} = h_{ie} + (1 + \beta)R'_L \approx (1 + \beta)R'_L$$

式中 h_{ie} 为晶体管输入内阻。

3) 输出电阻小，可小到数十欧至数欧。当计信号源内阻影响时，输出电阻为

$$R_{of} = \frac{R_s + h_{ie}}{1 + \beta} \parallel R_e \approx \frac{R_s + h_{ie}}{1 + \beta}$$

$$h_{ie} = r_{bb'} + (1 + \beta)r_o = r_{bb'} + (1 + \beta)\frac{26_{\text{mV}}}{I_{EQ}}$$

4) 频带宽 射随器是一个百分之百的电压负反馈电路。对于管子本身的频率特性，负反馈有展宽频带的作用，是通过负反馈的自动调节作用，使输出电压随频率升高而下降得慢些、小些，因此展宽了频带。分析指出，负反馈使上限频率提高一个反馈深度。由图5·2-8可知，其上限频率

$$f_h = \frac{1}{2\pi C_o R'_{of}}$$

式中 C_o 为分布电容及负载电容。

$$R'_{of} = \frac{R_s + h_{ie}}{1 + \beta} \parallel R_e \parallel R_L$$

若满足条件

$$R_e \parallel R_L \gg \frac{R_s + h_{ie}}{1 + \beta}$$

则上限频率

$$h_{fb} \approx \frac{1}{2\pi \frac{R_s + h_{ie}}{1 + \beta} C_o}$$

2. 射极跟随器实用电路

1) 复合管射随器 图5·2-10示出一个复合管射随器实际电路。此电路为大功率放大器，第一管采用小功率开关管3AK20C作为推动级，第二管采用大功率管3AA12C。以上是用两个同型管子组成复合管，实际中也可以用异型管子组成复合管，复合管的采用主要是增大等效的 β 。复合管用于射随器有助于增大输入电阻，也有助于减小输出电阻。复合管电路亦称为“达林顿”电路。

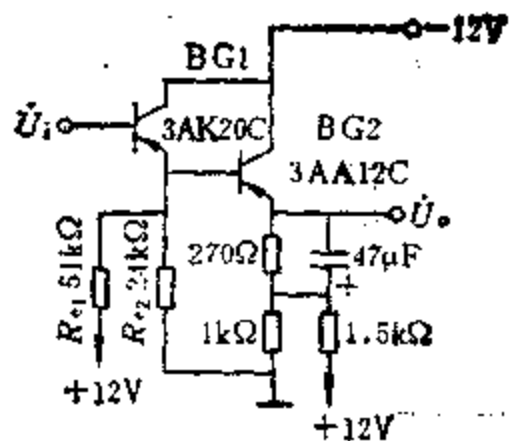


图5·2-10 复合管射随器

2) 自举式跟随器 自举电路是提高偏置电路等效输入电阻的有效方法。图5·2-11为自举式射随器，采用自举来提高射随器的输入电阻，其原理是 R_{b3} 下端电位随上端电位升高而升高，使 R_{b3} 两端的交流压降为零，即对交流而言 R_{b3} 相当于开路，从而避免了由于偏置电路的分流作用而降低输入电阻。

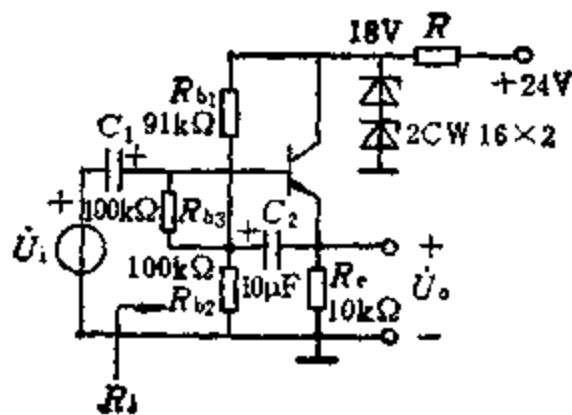


图5·2-11 自举式射随器

3) 互补式跟随器 图5·2-12示出改进型互补跟随器电路，它相当于有两对NPN与PNP管组成的复合管电路，其特点是由于相互补偿不会出现交叉失真，输入电阻很高，等效 β 很大，以致使该电路

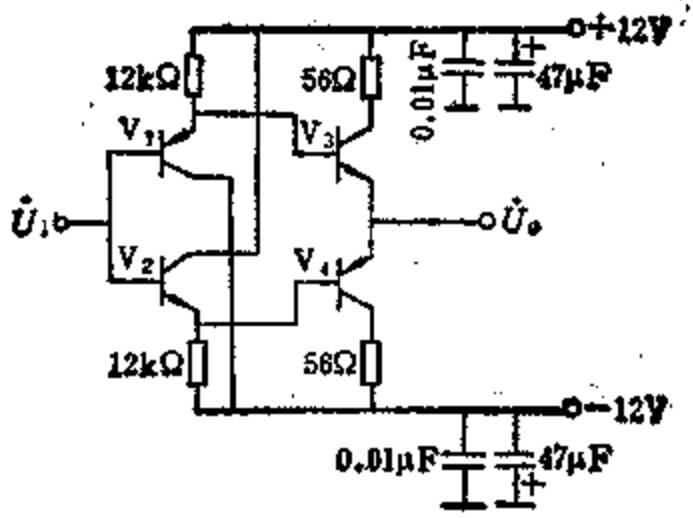


图5-2-12 互补式跟随器

增益很接近于1(可做到0.995)。它的典型应用是高速取样保持电路的保持放大器的输出级。

4 直流放大器

直流放大器(直接耦合放大器)放大的是直流信号或随时间变化极为缓慢的交变信号,其级间必需采用等线或电阻等能通过直流的元件连接起来,所以,亦称直接耦合放大器。

4.1 单端式直流放大器

1. 直流放大器的两个重要共同特点 当几级直流放大器直接耦合时,静态工作点互相有影响,要保证正常工作在放大区,必须解决好各级间直流电平配置问题,即在放大电路中加入电平配置元件,但也不要使信号损失太大,其二就是直接耦合放大器,即使将输入端短路,输出端电压也会出现随机

起伏现象,称之零点漂移。并且,级数越多,放大倍数越大,零点漂移现象也就越严重。

2. 几种常用的电平配置电路 单端式直流放大器需要正确设置级间直流电平。图5-2-13 a 电路是利用电阻 R_{e2} 垫高第二级发射极电位,提高 V_1 的集电极电位,使两管都工作在放大区;图5-2-13 b 电路是同类型晶体管的直接耦合放大器,通过适当地设置 R_{c1} 、 R_{e2} 实现前后级直流电平的配置;图5-2-13 c 电路是利用 V_4 及 V_5 二极管作电平配置,如果前级输出电压和后级输入电压相差较大时,可利用硅稳压管的稳定电压来代替硅二极管的作用, V_6 起保护作用;图5-2-13 d 是PNP-NPN管直接耦合放大器,利用PNP、NPN两种管型的互补特性,这种连接方式能够很方便地使前后两级都能得到满意工作点, V_1 的输出电流是 V_2 的输入电流, V_2 的输出电流是 V_3 的输入电流,较好地实现级间电平配置,而且信号不受衰减。

3. 零点漂移

1) 单管放大器零点漂移的估算 为了找到抑制零点漂移有效方法,必须了解产生原因。晶体管是对温度变化十分敏感的器件,温度变化时,引起晶体管参数变化,使输出电压产生漂移,由温度引起的漂移称温漂。下面给出温度变化时,晶体管的 U_{be} 、 β 和反向饱和电流 I_{cbo} 随之变化,引起单管放大器的输入总漂移电压,输出漂移电压的定量关系式,图5-2-14是计算单管温漂电路。

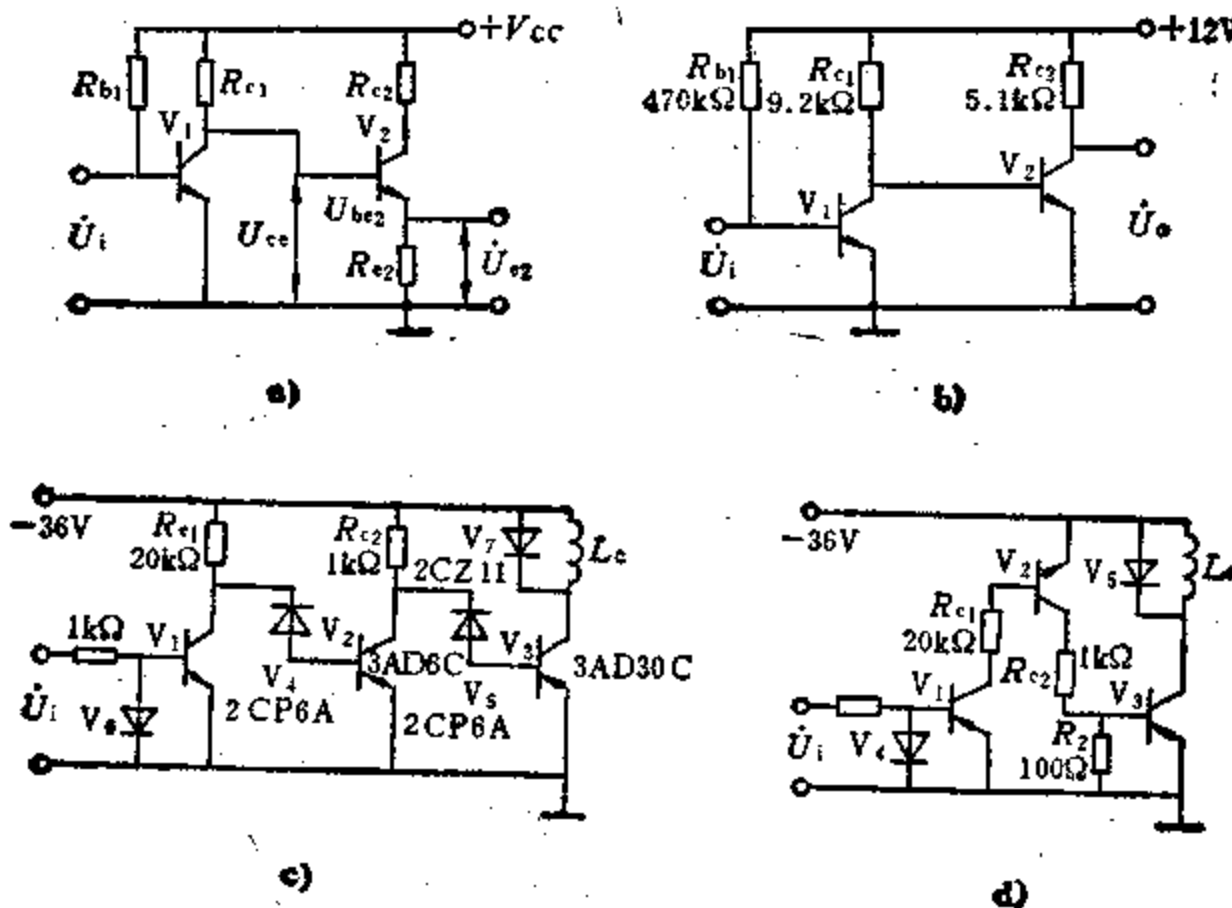


图5-2-13 单端式直流放大电路

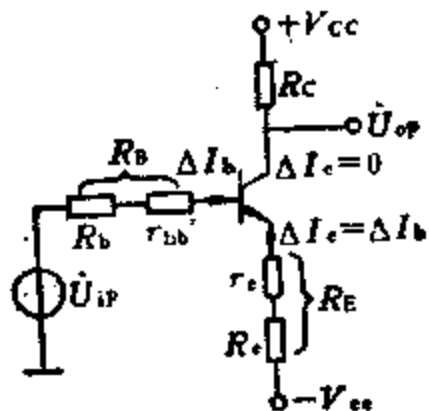


图5-2-14 计算单管温漂电路

输入总漂移电压为以下三部分之和

(1) U_{be} 变化引起的漂移电压 ΔU_{ip}^1

$$\Delta U_{ip}^1 = \left| \frac{dU_{be}}{dT} \Delta T \right|$$

不论是锗管或硅管, U_{be} 的温度系数:

$$\frac{dU_{be}}{dT} = -(2 \sim 2.5) \text{mV}/^\circ\text{C}$$

(2) β 变化引起的漂移电压 ΔU_{ip}^2

$$\Delta U_{ip}^2 = (R_B + R_E) \frac{\Delta \beta I_b}{\beta}$$

又因为 β 对温度的相对变化率为

$$C = \frac{1}{\beta} \frac{\Delta \beta}{\Delta T}$$

一般 $C = (0.5\% \sim 1.0\%)/^\circ\text{C}$

$$\Delta U_{ip}^2 = (R_B + R_E) C I_b \Delta T$$

(3) I_{cbo} 变化引起的漂移电压 ΔU_{ip}^3

$$\Delta U_{ip}^3 = (R_B + R_E) I_{cbo}(T_0 = 25^\circ\text{C}) \left(2 \frac{T_2 - 25^\circ\text{C}}{k} - 2 \frac{T_1 - 25^\circ\text{C}}{k} \right)$$

式中 T 为环境温度, T_0 为室温, 通常以 25°C 计算; $I_{cbo}(T_0 = 25^\circ\text{C})$ 为室温下的反向饱和电流; k 为 I_{cbo} 的温度系数 (锗管 $k = 10$, 硅管 $k = 12 \sim 15$)。

由于温度升高, 引起 U_{be} 减小, β 增大, I_{cbo} 增大, 其共同效果都会使工作点电流增大, 故输入漂移电压 U_{ip} 应等于三者漂移电压之和, 即

$$U_{ip} = \left| \frac{dU_{be}}{dT} \Delta T \right| + (R_B + R_E) \times \left[C I_b \Delta T + I_{cbo}(T_0 = 25^\circ\text{C}) \left(2 \frac{T_2 - 25^\circ\text{C}}{k} - 2 \frac{T_1 - 25^\circ\text{C}}{k} \right) \right]$$

图5-2-14单管放大电路的电压放大倍数

$$|A_v| = \frac{\beta R_C}{R_B + (1 + \beta) R_E}$$

输出端的漂移电压

$$U_{op} = K_v U_{ip}$$

$$U_{op} = \frac{\beta R_C}{R_B + (1 + \beta) R_E} |\Delta U_{be}| + \frac{\beta R_C (R_B + R_E)}{R_B + (1 + \beta) R_E} (C I_b \Delta T + \Delta I_{cbo})$$

如果基极串联电阻 R_B 较小, R_E 又较大, 即反馈较强, 且满足 $R_B \ll (1 + \beta) R_E$ 时, 则输出漂移电压为

$$U_{op} = \frac{R_C}{R_E} |\Delta U_{be}| + R_C \left(\frac{R_B}{R_E} + 1 \right) \times (C I_b \Delta T + \Delta I_{cbo})$$

$$\Delta I_{cbo} = I_{cbo}(T_0 = 25^\circ\text{C}) \left(2 \frac{T_2 - 25^\circ\text{C}}{k} - 2 \frac{T_1 - 25^\circ\text{C}}{k} \right)$$

放大器的温度漂移由三项组成, 由于硅管的反向饱和电流比锗管小得多, 最后一项可以忽略, 因此直流放大器毫不例外地采用硅管。

2) 减小输出零点漂移的办法 在直流放大器中可以采用温度敏感元件, 如二极管、稳压管、热敏电阻等, 对晶体三极管的温度漂移进行补偿, 但由于这些温度敏感元件的温度特性与晶体三极管的温度特性总不能完全一致, 而且结温也很难做到一样, 因此, 补偿的温度范围是很有限的, 另者, 人们发现利用一只温度特性基本相同的晶体三极管来抵消另一只晶体三极管的温度漂移, 能够得到比较理想的补偿, 这就是差分放大器。

4.2 差分放大器

差分放大器具有抑制零点漂移的良好本领, 鉴于它能完成放大、限幅、混频等多种功能, 因此在分立元件电路中及集成电路中都得到极为广泛的应用。

4.2.1 抑制零点漂移原理

图5-2-15示出典型的差分放大电路。其电路结构特点是高度的对称性, 这是抑制零点漂移重要条件之一; 同时电路中设置了射极公共电阻 R_e , 这个电阻对零点漂移有很强的负反馈作用。

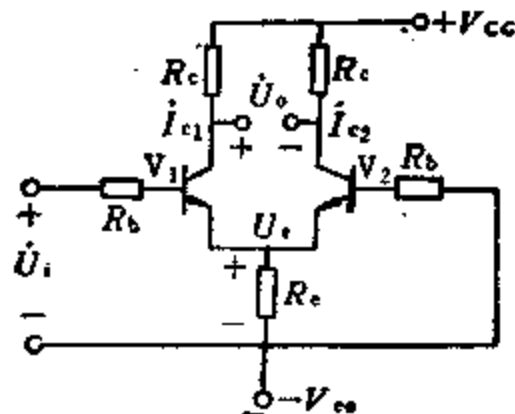
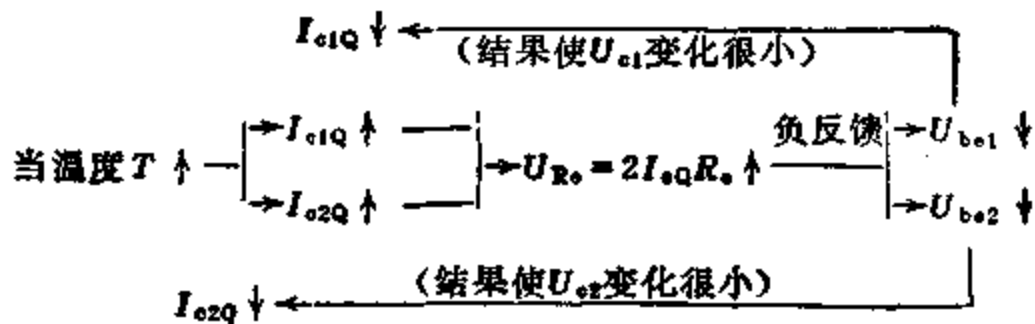


图5-2-15 典型差分放大电路

因为电路的对称性, $I_{c1Q} = I_{c2Q}$, $I_{e1Q} = I_{e2Q} = I_{eQ}$, 故流过射极电阻 R_e 的静态电流为两管电流之

和, 即等于单管电流的两倍: $I_{R_e} = 2I_{eQ}$ 。当温度或电源电压变化时, 电流随之变化, 产生了温度漂移, 因此发生如下过程。



由以上过程可见, R_e 的负反馈作用, 使温度变化时, 集电极电流几乎保持稳定, 从而使单端输出时的漂移得到抑制。 R_e 越大, 负反馈越强, 抑制漂移的能力也就越强。因为流过 R_e 的两管信号电流是等值反向的, 所以 R_e 对信号不起负反馈作用, 故 R_e 的数值可以取得很大 (一般为几千欧~几百千欧), 对漂移抑制作用很强。

容易做到, 所以往往分析导致失调的主要原因是晶体管参数的不对称性。

以上分析指出, 差分电路中的负反馈已把单端输出漂移减小很多, 再加之电路的对称性, 使两端已经降低得很小的漂移电压进一步抵消了, 因此总的输出漂移电压就更小了。

(1) 失调电压定义, 在忽略电阻 R_e 不对称条件下, 称差分电路两管 U_{be} 之差为失调电压, 并用 U_{os} 表示

$$U_{os} = U_{be1} - U_{be2}$$

4.2.2 差分放大器各种典型电路及性能指标计算

表5-2-11示出差分放大器各种典型电路及它们的性能指标计算公式。

(2) 失调电流定义, 如果两管的 β 有差异, 则同样的 I_b 将会引起失调, 即两管的 I_c 不同, 反之, 若把 I_c 调到相同, 但由于 β 不相同, 则要求两管输入电流 I_b 不相同, 通常把这种 I_b 的不对称, 称之为失调电流, 并用 I_{os} 表示

$$I_{os} = I_{b1} - I_{b2} = \frac{I_{c1}}{\beta_1} - \frac{I_{c2}}{\beta_2}$$

4.2.3 差分放大器的失调与温度漂移

1. 差分放大器的失调 差分电路一般要求当输入为零时, 输出也要为零, 但由于器件及其他电路参数不可能做到完全对称, 所以做不到“零输入”时“零输出”。通常称零输入时输出不为零的现象为差分放大器的“失调”。

以上分析表明, 失调主要是 U_{os} 、 I_{os} 影响电流 I_c 的不对称性引起的, 使“零输入”时不能做到“零输出”。因此, 在差分电路中必须附加“调零元件”, 人为地保证“零输入”时做到“零输出”。图5-2-16示出几种常用调零电路。

失调的根本原因在于电路的不对称性, 暂且忽略电阻 R_e 的不对称性, 因为电阻选配得对称还是

各调零电路图 a、b、c 分别是调集电极电阻、调发射极负反馈电阻、调发射极直流电阻的办法来补偿管子参数不对称而引起的失调。

2. 差分放大器的温度漂移 失调产生的零偏

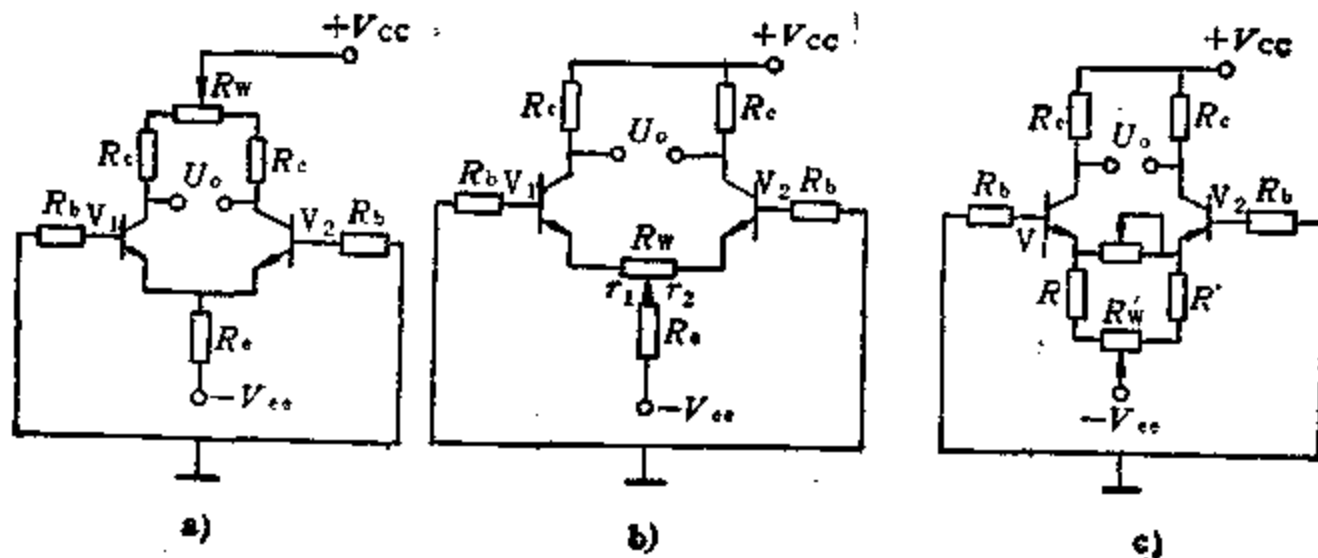
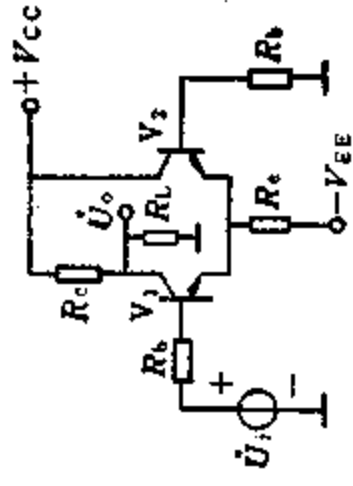
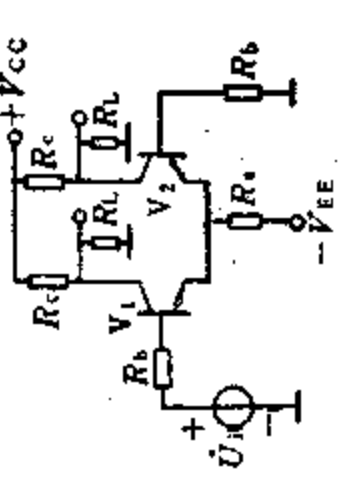
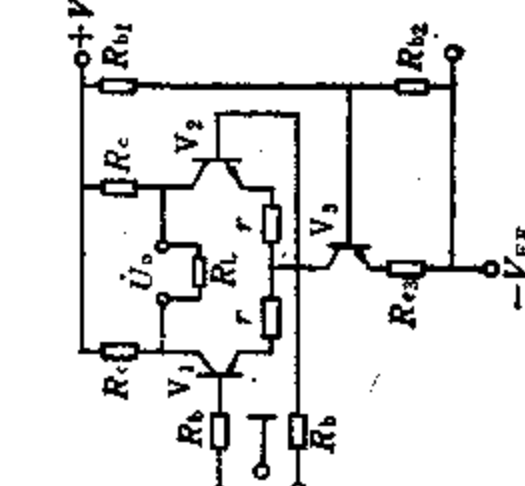


图5-2-16 几种常用调零电路

a) 调集电极电阻 b) 调发射极负反馈电阻 c) 调发射极直流电阻

表5-2-11 差分放大器典型电路及性能指标计算公式

类型	电原理图	放大倍数 \textcircled{D}	共模放大倍数	共模抑制比 $\text{CMRR} = \frac{A_{ud}}{A_{uc}}$	输入、输出电阻	用途
双端输入 双端输出		$A_{ud} \approx -\frac{\beta R_L}{R_b + h_{ie}}$ $R_L = R_c \parallel \frac{R_L}{2}$	理想对称条件下 $A_{uc} = 0$	理想对称条件下 $\text{CMRR} = \infty$	$R_i = 2(R_b + h_{ie})$ $R_o = 2R_c$	用在输入、输出不需接地的场合
单端输入 双端输出		$A_{ud} \approx -\frac{\beta R_L}{R_b + h_{ie}}$ $R_L = R_c \parallel \frac{R_L}{2}$	理想对称条件下 $A_{uc} = 0$	理想对称条件下 $\text{CMRR} = \infty$	$R_i = 2(R_b + h_{ie})$ $R_o = 2R_c$	用在需要把单端信号变成双端信号的场合
双端输入 单端输出 \textcircled{E}		$A_{ud} \approx -\frac{1}{2} \frac{\beta R_L}{R_b + h_{ie}}$ $R_L = R_c \parallel R_L$	$A_{uc} \approx -\frac{\beta R_L}{R_b + h_{ie} + (1 + \beta) 2R_c}$ $\approx -\frac{R_L}{2R_c}$	$\text{CMRR} = \frac{\beta R_c}{R_b + h_{ie}}$	$R_i = 2(R_b + h_{ie})$ $R_o = R_c$	用在需要双端信号变成单端信号的场合

<p>单端输入 单端输出</p>		$A_{ud} = -\frac{1}{2} \frac{\beta R_L}{R_b + h_{ie}}$ $R_L = R_c \parallel R_L$	$A_{uc} = -\frac{R_L}{2 R_c}$	$CMRR = \frac{\beta R_c}{R_b + h_{ie}}$	$R_i = 2(R_b + h_{ie})$ $R_o = R_c$	<p>用在输入输出均属一端接地的场合</p>
<p>射极耦合 倒相器</p>		$A_{ud1} = -\frac{1}{2} \frac{\beta R_L}{R_b + h_{ie}}$ $A_{ud2} = +\frac{1}{2} \frac{\beta R_L}{R_b + h_{ie}}$ $R_L = R_c \parallel R_L$	$ A_{uc1} = A_{uc2} = \frac{R_L}{2 R_c}$	$CMRR = \frac{\beta R_c}{R_b + h_{ie}}$	$R_i = 2(R_b + h_{ie})$ $R_{o1} = R_{o2} = R_c$	<p>用在需要把一个信号放大为两个等值反相信号场合</p>
<p>具有恒流管的差分放大器</p>		$A_{ud} = -\frac{\beta R_L}{R_b + h_{ie} + (1 + \beta)r}$ $R_L = R_c \parallel \frac{R_L}{2}$	<p>理想对称条件下 $A_{uc} = 0$</p> <p>若单边输出, 则 $A_{uc}(\text{单边}) = -\frac{R_L}{2 R_{o3}}$</p> <p>其中, R_{o3}为 BG_3 管输出电阻 $R_{o3} = r_{d3}$</p> $\times \left(1 + \frac{\beta R_{e3}}{R_{e3} + h_{ie3} + R_{b1} \parallel R_{b2}} \right)$ <p>(r_{d3}—共发射极输出电阻)</p>	<p>CMRR (双端) = ∞</p> <p>若单边输出, 则 $CMRR \approx \frac{\beta R_{o3}}{R_b + h_{ie} + (1 + \beta)r}$</p>	$R_i = 2[R_b + h_{ie} + (1 + \beta)r]$ $R_o \approx 2 R_c$	<p>用在对放大器要求高的场合。由于 r 对信号负反馈所以放大倍数减小, 稳定性提高, 非线性失真减小, 输入动态范围宽, 输入电阻增大, 共模抑制比提高</p>

① 所有放大倍数中均考虑了负载的影响, 但忽略了晶体管本身输出电阻 r_d 的影响。
② 在单端输出电路中, 若要求输出与输入同相, 则 R_L 应改接到 V_2 管集电极, 并从 V_2 管集电极输出。

现象是随温度变化而变化的，而失调的温漂又是随机的，一般很难消除。在实际应用中，失调的温漂必须在整个温度范围内都小于精度要求。失调的温漂包括以下两部分

(1) 失调电压 U_{os} 的温度漂移

$$\frac{dU_{os}}{dT} = \frac{U_{os}}{T}$$

室温条件下，失调漂移电压可由下式计算

$$U_{os漂移(\mu V/^\circ C)} = \frac{U_{os}}{T} = 3.3U_{os}$$

式中的 U_{os} 以 mV 计算，即每 1 mV 的失调电压引起 $3.3\mu V/^\circ C$ 的温漂。

相比单管放大器 U_{be} 的温度系数

$$\frac{dU_{be}}{dT} = -(2 \sim 2.5) mV/^\circ C$$

小得多。

(2) 失调电流 I_{os} 的温度漂移

$$\frac{dI_{os}}{dT} \approx \frac{1}{\beta} \frac{d\beta}{dT} I_{os}$$

如图 5-2-15 所示的典型差分电路，由失调电压和失调电流引起的总的输入端漂移电压

$$U_{ip} \approx \frac{U_{os}}{T} \Delta T + R_D \frac{1}{\beta} \frac{\Delta\beta}{dT} I_{os} \Delta T$$

$$R_D \approx R_b$$

由以上分析可知，要减小差分管的失调电压和失调电流，必须精选管子和电路参数。

5 集成运算放大器

半导体集成电路是以半导体硅单晶为基础材料，以制造平面晶体管的平面工艺为基本工艺，将许多元、器件连同它们接线等制造在同一基片上，并能够完成各种电功能的电子线路。它实现了材料、元器件、电路三者的有机组合，具备集成密度高、引线短、外部焊点少、成本低、可靠性高等优点。

5.1 基本运算电路

集成电路按功能划分，可分为数字和模拟两大类。模拟集成电路用于模拟信号的产生和处理，其种类繁多，包括集成运算放大器、集成模拟乘法器、集成锁相环、集成功率放大器、集成稳压电源、集成宽带放大器、集成数模和模数转换电路等。其中集成运放是技术功能的通用性最大、应用最广泛、发展最快、品种与数量最多的一种线性集成电路。

集成运放实质上是一种高增益直流放大器，直

流放大器既能放大变化极其缓慢的直流信号，下限频率可至零；又能放大交流信号，上限频率与普通放大器一样，受限于电路中的电容或电感等电抗性元器件。集成运放和外部反馈网络相配置后，能够在它的输出和输入之间建立起种种特定的函数关系，故而称它为“运算”放大器。

理想集成运放的具有如下性能。

开环电压放大倍数 $A = \infty$ ；

差模输入电阻 $r_{id} = \infty$ ；

开环输出电阻 $R_o = 0$ ；

频带无限宽 $f_h = \infty$ ；

输入失调电压 $U_{OS} = 0$ ；

输入失调电流 $I_{OS} = 0$ ；

共模抑制比 $CMRR = \infty$ ；

干扰和噪声均不存在。

理想运放如图 5-2-17 所示。

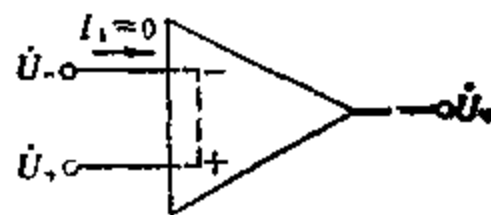


图 5-2-17 理想运算放大器

分析处于线性放大状态（负反馈条件下）的理想和实际运算放大器的基本依据是

$$I_1 = 0$$

$$U_- = U_+$$

$U_- = U_+$ 也称“虚短路”。对于实际的运算放大器，常常也可据此进行近似分析。

1. 反相运算放大器 图 5-2-18 所示是运算放大器反相放大组态电路，通过反馈元件 Z_f 构成闭环。理想运算放大器反相放大闭环增益的基本关系式

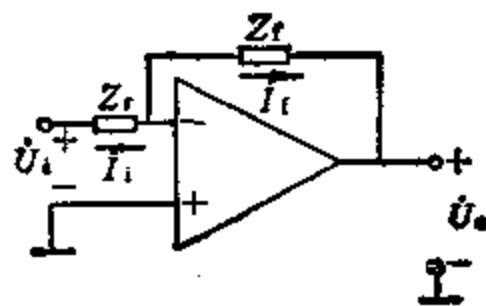


图 5-2-18 反相运算放大器

$$A_f = \frac{U_o}{U_i} = -\frac{Z_f}{Z_i}$$

如果 $Z_f = Z_i$ 则 $U_o/U_i = -1$ ，于是构成电压反相器。

反相输入端具有地电位，而并没有真正接地移

之“虚地”点。

反相运算放大器的输入阻抗为

$$Z_{if} = Z_f$$

反相放大组态实质上是电压并联负反馈，具有输入阻抗和输出阻抗低的特点。

Z_p 为温度补偿元件，为了确保运算放大器处于对称平衡状态，应使从反相输入端和从同相输入端向外部看去的等效直流电阻相等，则元件选择时应使

$$Z_p = Z_f // Z_i$$

如果用不同的电阻、电容网络来构成 Z_f 、 Z_i ，就能得到功能不同的各种反相运算电路。例如反相比例器、加法器、微分器、积分器、有源滤波器和有源校正电路等。下面仅举反相加法器一例，如图5-2-19所示电路。

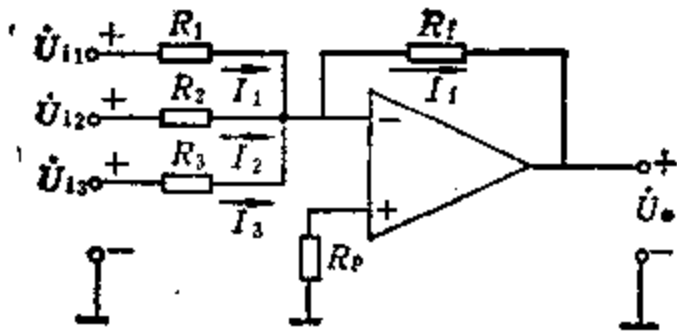


图5-2-19 反相加法器

由于反相端为“虚地”，故三个输入电压彼此独立地通过自身的输入回路电阻，转换成下列各式电流：

$$I_1 = \frac{U_{i1}}{R_1}, I_2 = \frac{U_{i2}}{R_2}, I_3 = \frac{U_{i3}}{R_3} \quad I_f = -\frac{U_o}{R_f}$$

$$\because I_f = I_1 + I_2 + I_3$$

由上列方程可得出

$$U_o = -\left(\frac{R_f}{R_1} U_{i1} + \frac{R_f}{R_2} U_{i2} + \frac{R_f}{R_3} U_{i3}\right)$$

当 $R_1 = R_2 = R_3 = R$ 时，上式可简化

$$U_o = -\frac{R_f}{R}(U_{i1} + U_{i2} + U_{i3})$$

由此可见，当运算放大器具有理想特性时，各相加项的比例因子仅与外电路电阻有关，适当选择各电阻阻值，就能得到所需要的比例因子，因此这种加法电路可以达到很高的精度和稳定性。加法运算呈现在各输入电流在反相端相加。故称反相端为“相加点”，或称“ Σ ”点。

补偿电阻 R_p 用于保证电路具有平衡对称结构，其值应选为

$$R_p = R_1 // R_2 // R_3 // R_f$$

由于反相端为“虚地”，故对每个输入信号而言，加法器的输入电阻分别为输入回路电阻 R_1 、 R_2 、 R_3 。

2. 同相运算放大器 图5-2-20为运算放大器同相放大组态。

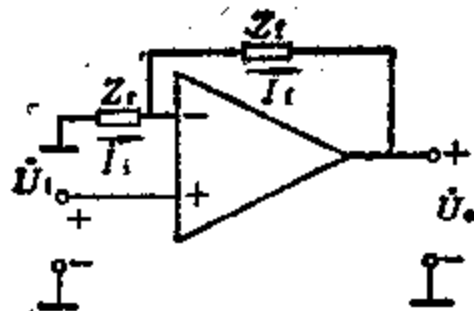


图5-2-20 同相运算放大器

理想运算放大器同相放大闭环增益的关系式：

$$A_f = \frac{U_o}{U_i} = 1 + \frac{Z_f}{Z_i}$$

如果令 $Z_f = 0$ ，或 $Z_i = \infty$ ，则 $U_o/U_i = 1$ ，则构成电压跟随器。

同相放大组态，实质上是电压串联负反馈电路，反馈系数为

$$B_u = \frac{Z_i}{Z_i + Z_f}$$

输入阻抗 Z_{ic} ，通常是在 $Z_d \gg Z_i / Z_f$ 条件下求出

$$Z_{ic} = \frac{U_i}{I_i} \approx Z_d(1 + AB_u)$$

式中 Z_d 为运算放大器的差模输入阻抗， A 为开环增益。

3. 差动放大器

(1) 基本差动放大器

将反相放大组态和同相放大组态二者结合起来，便构成运算放大器的差动放大组态，如图5-2-21所示。

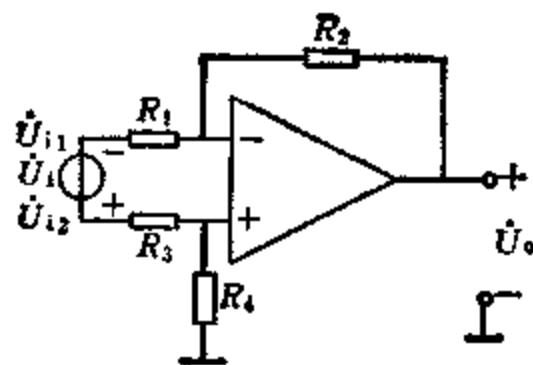


图5-2-21 差动放大器

差动运放只对差模输入信号实现运算，不反映共模输入信号。对于理想运算放大器，若外部回路满足 $\frac{R_4}{R_3} = \frac{R_2}{R_1}$ (通常选取 $R_4 = R_2, R_3 = R_1$) 时，则其理想闭环增益

$$A_f = \frac{U_o}{U_i} = -\frac{R_2}{R_1}$$

差模输入电阻

$$R_{id} = \frac{U_i}{I_i} = R_1 + R_2 = 2R_1$$

共模输入电阻，即电路对信号源所体现负载效应

$$R_{ic} = \frac{1}{2} [R_1 + (R_2 // R_{cm})]$$

式中 $R_{cm} = R_{cm}^- = R_{cm}^+$

由于 $R_{cm} \gg R_2$ ，所以上式可近似为

$$R_{ic} \approx \frac{1}{2} (R_1 + R_2)$$

差动放大器具有抑制零点漂移和抗干扰性等特点，所以应用极为普遍。

(2) 增益可调差动放大器 实际应用中，通常要求增益可调。将基本差动放大器结构适当改变，就能实现用一个电位器调节增益的任务，电路如图5-2-22所示。该电路的闭环增益为

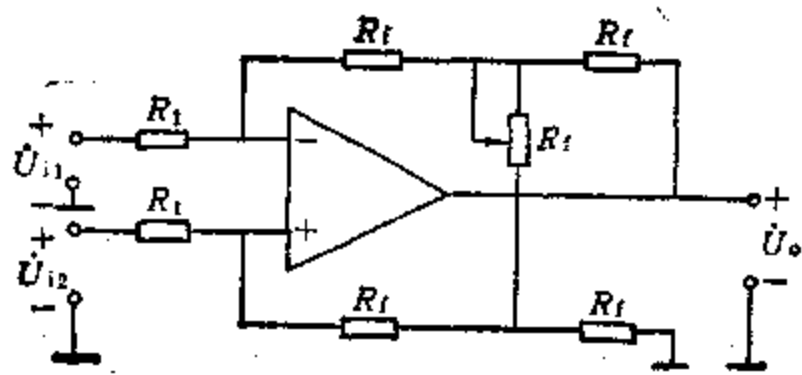


图5-2-22 增益可调差动放大器

$$A_f = \frac{U_o}{U_{i2} - U_{i1}} = 2 \left(1 + \frac{1}{K} \right) \frac{R_f}{R_1}$$

式中 K 为电位器的滑动比。

当滑动端在图示最上位置时， $K = 1$ ；在最下位置时， $K = 0$ ，通常在电位器支路串有一个固定电阻，以避免调节过程中出现过大增益，确保电路工作稳定。这样，调节滑动比，增益 A_f 就可以在很大范围内变化。此种增益调节电路简单易实现，且不影响电路的共模抑制能力，缺点是增益调节特性是非线性的。

4. 积分器 基本积分器电路如图5-2-23。其输

入回路元件为电阻，反馈回路元件为电容，属于反相运算电路。

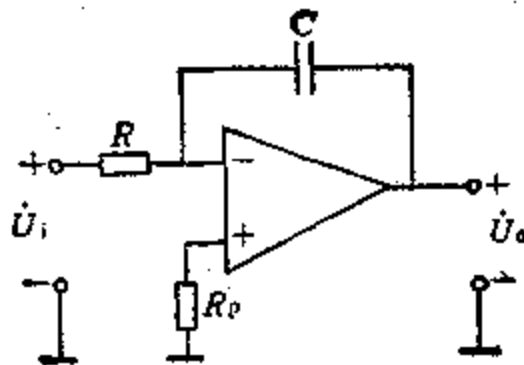


图5-2-23 积分器

$$Z_1(s) = R$$

$$Z_f(s) = \frac{1}{sC}$$

输出与输入电压之间的关系式为

$$\frac{U_o(s)}{U_i(s)} = -\frac{Z_f(s)}{Z_1(s)} = -\frac{1}{sRC}$$

输出电压

$$U_o(t) = -\frac{1}{RC} \int u_i(t) dt = -\frac{1}{\tau} \int u_i(t) dt$$

式中 τ 为积分时间常数， $\tau = RC$ 。

基本积分器能否实现精确积分运算的关键在于反相端是否为“虚地”，不论什么原因使反相端偏离“虚地”，都将引起积分运算误差。

差动积分器，可由两个运算放大器组成，电路性能较好，如图5-2-24所示。

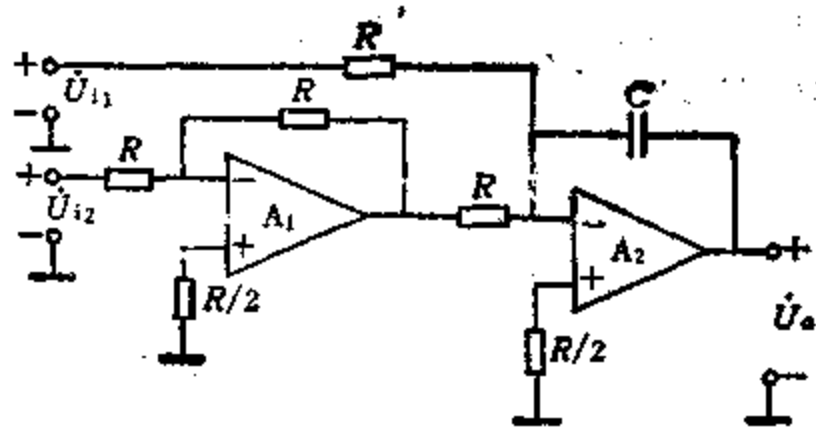


图5-2-24 差动积分器

其中 A_1 为反相器， A_2 为求和积分器，其输出与输入电压关系式

$$U_o(t) = -\frac{1}{RC} \int U_{i1}(t) dt - \frac{1}{RC} \int -U_{i2}(t) dt$$

$$= \frac{1}{RC} \int [U_{i2}(t) - U_{i1}(t)] dt$$

此电路完全避免两个差动信号分别积分时，要求工作状态的一致性。

5. 微分器 微分器用来对输入信号实现微分运算，因为微分是积分的逆运算，所将积分器的输入回路电阻与反馈回路电容位置相互对换，就构成微分器。基本微分电路如图5·2-25所示。其输入回路元器为电容，反馈回路元件为电阻，即

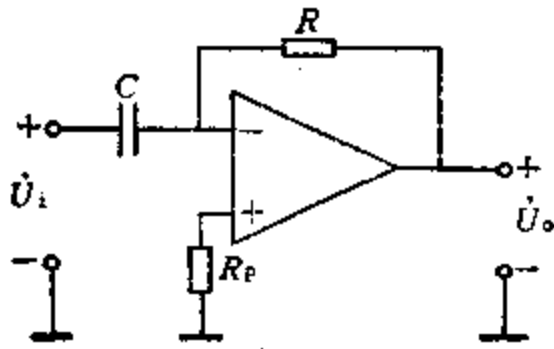


图5·2-25 微分器

$$Z_1(s) = \frac{1}{sC}$$

$$Z_f(s) = R$$

$$U_o(t) = -RC \frac{dU_i(t)}{dt} = -\tau \frac{dU_i(t)}{dt}$$

式中 τ 为微分时间常数， $\tau = RC$ 。

6. 对数与反对数运算电路 对数与反对数运算电路是对输入信号实行对数或指数运算，它们是一类非线性函数运算电路。对它们进行适当组合，可构成乘法、除法、乘方和开方等各种非线性运算电路。

1) 对数运算电路 实际应用中，将晶体三极管接在反相放大器的反馈支路代替电阻，则构成对数运算电路，如图5·2-26所示。

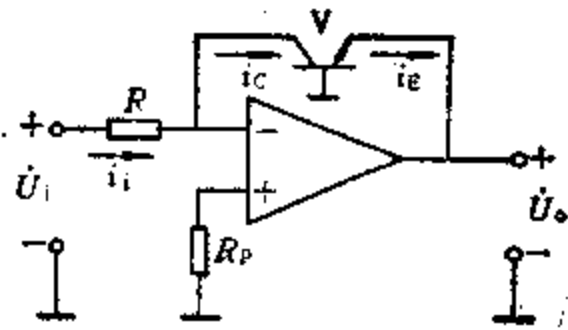


图5·2-26 对数运算电路

晶体管的集电极电流可近似为

$$i_c \approx i_e \approx I_S e^{\frac{q}{kT} U_{BE}}$$

$$U_{BE} = \frac{kT}{q} \ln \frac{i_e}{I_S}$$

式中 I_S 为反向饱和电流； q 为电子电荷量， $q =$

$1.602 \times 10^{-19} \text{C}$ ； k 为玻耳兹曼常数， $k = 1.38 \times 10^{-23} \text{J/K}$ ； T 为热力学温度。常温下， $\frac{kT}{q} = 26 \text{mV}$ ，称 $V_T = \frac{kT}{q}$ 为热电势。

由图5·2-26可知

$$U_{BE} = -U_o$$

$$i_c = i_i = \frac{U_i}{R}$$

从而得出输出电压

$$U_o = -\frac{kT}{q} \ln \frac{U_i}{I_S R} = -V_T \ln \frac{U_i}{I_S R}$$

即输出电压完成对输入电压的对数运算。

2) 反对数运算电路 将基极和集电极短接的晶体三极管接在反相放大器的输入回路中，就构成了反对数运算放大器，电原理电路如图5·2-27所示。

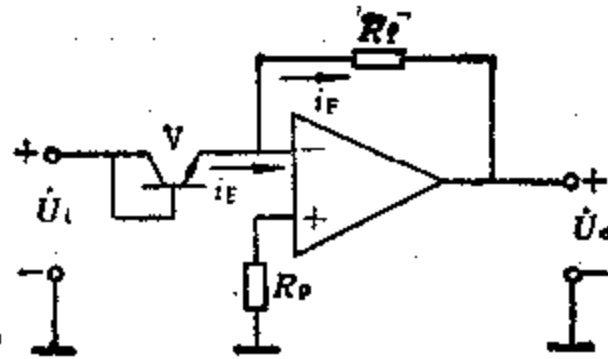


图5·2-27 反对数运算电路

当输入电压为图中参考方向时，有如下关系式

$$U_i = U_{BE}$$

$$U_{BE} = \frac{kT}{q} \ln \frac{i_c}{I_S}$$

$$i_c = i_e = I_S e^{\frac{q}{kT} U_{BE}}$$

所以，输出电压与输入电压的关系

$$U_o = -i_c R_f = -I_S R_f \ln^{-1} \left(\frac{U_i}{V_T} \right)$$

即输出电压完成对输入电压的反对数运算。

对数运算电路与反对数运算电路存在相同问题，即运算精度受温度影响较大，实际应用中都必须进行温度补偿。

5·2 部分国产集成运算放大器的系列（见表5·2-12）

表5-2-12 部分国产集成运算放大器的系列产品

系列、品种	国家标准型号	对应的非标准型号	国外对应型号
通用Ⅰ型	CF702	F001, 5G922	μA702
通用Ⅱ型	CF709	F004, 5G23	μA709
通用Ⅲ型	CF741	F007, 5G24	μA741
	CF101		LM101
	CF201		LM201
	CF301		LM301
	CF747		μA747
低功耗单	CF124		LM124
	CF224		LM224
电源四运放	CF324		LM324
单电源双运放	CF158		LM158
	CF258		LM258
	CF358		LM358
低功耗运放	CF253		μPC253
高精度运放	CF725		μA725
高速运放	CF715		μA715
	CF118		LM118
	CF218		LM218
	CF318		LM318

6 选频放大器

实际应用中的某些场合，例如收音机、电视接收机的中频放大器，信号的频谱集中在某一中心频率 f_0 左右的狭小范围内，此时，放大器最好具有如图5-2-28 a所示的频率响应特性。这样，在通频带内信号得到不失真放大，而通带之外的其他无用的干扰则被放大器滤除，实现了对某一通带的频率信号有选择地放大。当然，实际的选频放大器不可能具有图5-2-28 a的理想特性，实际特性如图 b所示。

选频放大电路能够得到如图5-2-28 b所示的频率响，其中必定包含谐振特性网络（例如作负载），同时，选频放大电路通常位于接收系统的前端，放大的信号幅度小（小者为几微伏，最大可到几毫伏；频率高（中心频率在几百千赫~几百兆赫，频

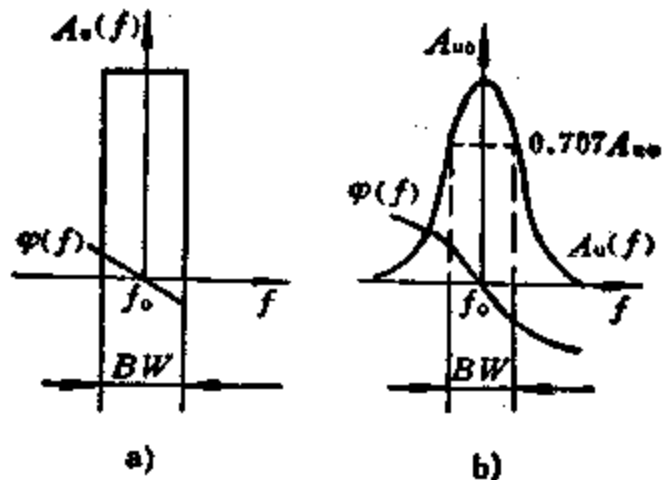


图5-2-28 选频放大器的频率响应
a) 理想特性 b) 实际特性

谱宽度在几千赫~几十兆赫的范围内)，所以亦称高频小信号谐振放大器或带通放大器。

6.1 构成与分类

带通放大器由放大和滤波两部分组成，前者的功能是放大信号；后者的功能是选择有用信号、滤除干扰信号。

放大部分既可以是分立元件的BJT或FET放大电路，也可以是集成放大电路，不论是哪种，都必须具有足够的带宽，使其能容纳所要求的中心频率变动范围和信号频谱的有效宽度，因此，实际上都是宽带放大器。

滤波部分的电路由工作频率和所要求的选择性与带宽决定，如可选用LC滤波器，也可选用陶瓷滤波，晶体滤波器等特种滤波器。

一般都要求带通放大器具有高增益特性，所以必须采用多级放大来满足。

根据滤波器配置方式不同，带通放大器分为以下两类：

(1) 一种方式是每级放大都配置一个滤波器，构成一个统一的带通放大单元，几个这样的单元级联起来就是一个高增益带通放大器，这种组合方式称分散选频式。

(2) 第二种方式是放大、滤波两部分都相对集中，滤波器集中设置在电路某处，称集中选频式。集中滤波器通常接在放大器的前端或中间部位，这对提高选择性、抑制干扰大有益处，在更换时也比分散式方便得多；放大部分可根据需要选用不同类型的集成宽带放大功能块，其下限频率 f_L 和上限频率 f_H 应满足下列条件

$$f_L \ll f_{o, \min} - 0.5BW_{0.7}$$

$$f_H \gg f_{o, \max} + 0.5BW_{0.7}$$

式中 f_{\min} 、 f_{\max} 为中心频率的最小值和最大值。否则，增益会下降，选择性曲线会变形。

6.2 分散选频式带通放大器

实际应用中，为了得到高增益和某一模式频率特性的带通放大器，都是多级级联运用状态。而其中各单元电路的类型也不同，有单调谐回路、双调谐回路、双参差、三参差等谐振放大器，以下只给出单调谐放大电路与特性。

1. 单调谐回路带通放大器电路 单调谐回路带通放大器由两部分组成：一部分是以BJT（或FET）为核心的放大部分；另一部分是由LC并联谐振回路完成滤波作用。并且，放大器件与负载都与谐振回路采用部分连接，以减小外界因素变化对选频（或滤波）特性的不良影响。其原理电路和Y参数等效电路如图5.2-29。

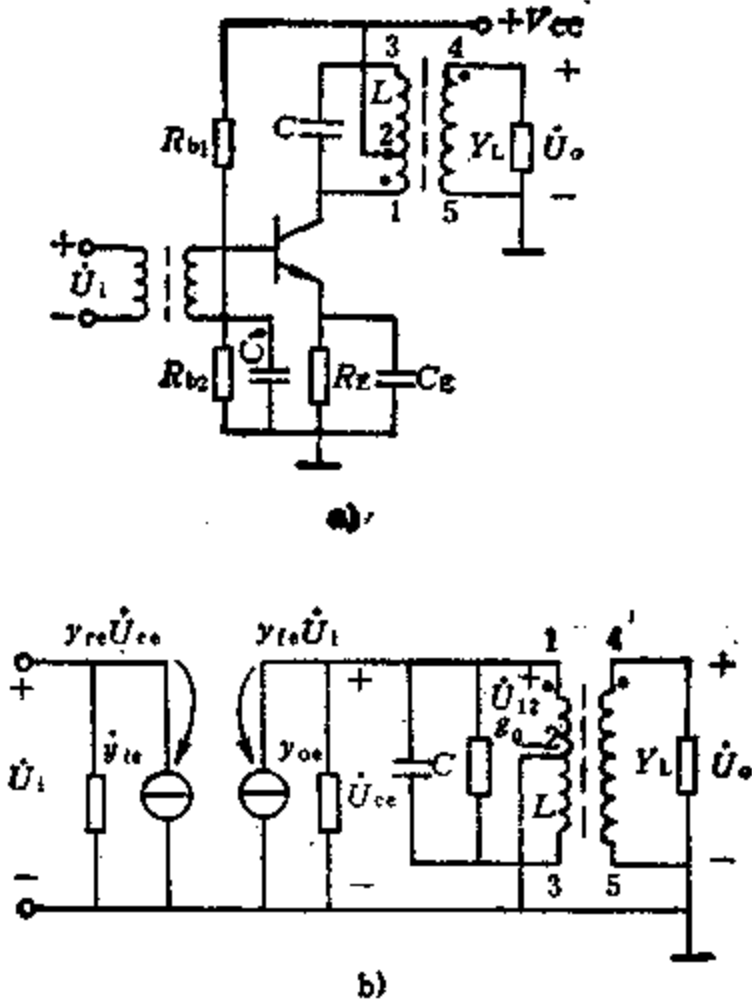


图5.2-29 单调谐回路带通放大器
a) 原理电路 b) Y参数等效电路

2. 单调谐回路带通放大器性能指标

1) 电压增益 当回路谐振时，即当频率

$$f = f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_0}}$$

时，电压增益

$$A_{v0} = -\frac{n_1 n_2 y_{fe}}{g_0}$$

式中 $n_1 n_2$ 为接入系数， $n_1 = \frac{N_{12}}{N_{13}}$ ， $n_2 = \frac{N_{45}}{N_{13}}$ 。

$$C_0 = C + n_1^2 C_{00} + n_2^2 C_{10} = C + C'_{00} + C'_L$$

$$g_0 = g_0 + n_1^2 g_{00} + n_2^2 g_{10} = g_0 + g'_{00} + G'_L$$

2) 功率增益 谐振时功率增益

$$G_{PO} = \frac{y_{fe}^2}{4g_{00}g_{10}} \cdot \frac{4g'_{00}G'_L}{(g'_{00} + G'_L)^2} \cdot \left(1 - \frac{Q_0}{Q_0}\right)^2$$

式中包括三部分，分别为
极限功率增益

$$G_{POmax} = \frac{y_{fe}^2}{4g_{00}g_{10}}$$

失配损耗

$$\alpha_1 = \frac{4g'_{00}G'_L}{(g'_{00} + G'_L)^2}$$

插入损耗

$$\alpha_2 = \left(1 - \frac{Q_0}{Q_0}\right)^2$$

式中 Q_0 为回路的空载品质因数， $Q_0 = \frac{1}{\rho g_0}$ ，

Q_0 为回路的有载品质因数， $Q_0 = \frac{1}{\rho g_0}$ ，

ρ 为回路的特征阻抗， $\rho = \omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C_0} = \sqrt{\frac{L}{C_0}}$ 。

3) 通频带 单调谐回路放大器的3dB带宽

$$BW_{0.7} = 2\Delta f_{0.7} = \frac{f_0}{Q_0}$$

4) 邻道选择性 单调谐回路放大器的邻道选择性用矩形系数 $K_{r0.1}$ 定量表示

$$K_{r0.1} = \frac{BW_{0.1}}{BW_{0.7}} = \frac{2\Delta f_{0.1}}{2\Delta f_{0.7}} = 9.96$$

$K_{r0.1}$ 是大于1的数。因单回路放大器的矩形系数高1甚远，所以选择性较差。

5) 稳定系数 s

设 Y_1 、 Y_2 分别表示输入与输出回路中的正导纳：

$$|Y_1| = g_1 \sqrt{1 + \xi_1^2} = \frac{g_1}{\cos \varphi_1}$$

$$\varphi_1 = \arctan \xi_1, \quad g_1 = G_0 + g_{10}, \quad \xi_1 = Q_{01} \frac{2\Delta f}{f_0}$$

$$|Y_2| = g_2 \sqrt{1 + \xi_2^2} = \frac{g_2}{\cos \varphi_2}$$

$$\varphi_2 = \arctan \xi_2, \quad g_2 = G_0 + n_2^2 G_L, \quad \xi_2 = Q_{02} \frac{2\Delta f}{f_0}$$

稳定系数

$$s = \frac{2g_1 g_2}{|y_{fe}| |y_{re}| [\cos(\varphi_1 + \varphi_2) + \cos(\varphi_1 - \varphi_2)]}$$

对单级放大器而言，当 $s \geq 4$ 时，谐振曲线的畸变方可忽略；对多级放大器而言，只有当 $s \geq 6$ 时，才可认为放大器是稳定的。

6) 最大稳定增益 为获得放大器稳定工作，常以牺牲增益为代价，经济的办法是设稳定系数 s 为规定值（根据稳定性要求）的前提下，使单级电压增益达到最大，即最大稳定增益

$$A_{vso} = \sqrt{\frac{2|y_{fe}|}{s|y_{re}|}} \approx \sqrt{\frac{2|y_{fe}|}{s\omega_0 C_{re}}}$$

若规定 $s = 6$ ，则单级最大稳定增益 A_s 为

$$A_s = \sqrt{\frac{|y_{fe}|}{3|y_{re}|}} \approx \sqrt{\frac{|y_{fe}|}{3\omega_0 C_{re}}}$$

这就是在一定稳定性要求下，管子所能给出的最大稳定增益。

7 宽频带放大器

实际中许多场合需要放大视频信号，它的频谱很宽，通常从几十赫到几兆赫或几百兆赫。由于这类放大器的相对工作频带 (f_h/f_l) 很宽，所以通常

称为宽频带放大器，简称宽带放大器。对这种放大器的主要要求是：

- (1) 要有足够大的增益和输出振幅；
- (2) 应具有足够宽的通频带。

宽带放大器、视频放大器（或脉冲放大器），它们在电路形式，展宽通频带或改善输出波形的办法上是一致的。只是输入信号形式、分析方法和个别元件的选择上有些区别，所以有些资料中不去区分这两种放大器，而统称为宽带放大器。

扩展放大器通频带方法如下：

放大器高频增益下降的原因有二：一是晶体管的集电极电流 $I_c \approx g_m U_{be}$ 随频率升高而下降；二是输出端分布电容 C_o 的影响使负载阻抗 $|Z_L|$ 下降。以上两者都使输出电压 $|\dot{U}_o| = I_{cm} |Z_L|$ 随频率升高而下降。扩展放大器通频带、提高上限频率 f_h 无非是尽量克服或减小这两种不利因素的影响。目前有以下四类：一是电阻性负反馈；二是复（负）反馈；三是电抗元件补偿；四是组合电路。表5-2-13示出扩展共射放大器上限频率的电路和元件的选择计算。

表5-2-13 扩展放大器通频带的方法和元件选择计算

名称	电 路	上限频率 f_{hf} (f_h)	元 件 选 择
电流串联负反馈		$f_{hf} = f_h (1 + BA_{uso}) A$ $A_{uso} = \frac{B_0 R_L}{R_s + r_{be} + r_{be}'} A$ $A = \frac{1}{1 + \frac{g_m R_o C_o}{C_{be}' + g_m R_L C_o}}$ <p>式中 A_{uso}—无反馈时中频区增益 R_L—输出端等效负载 B—反馈系数 $B = \frac{R_o}{R_L}$ C_o—即是 C_{be}' f_h—无反馈时上限频率</p>	<p>通常选 $A_{uso} B \approx 4 \sim 10$</p> <p>当反馈深度 $(1 + BA_{uso}) \gg 1$ 时，系数 A 是小于 1 而接近于 1 的数</p> $B \approx \frac{1}{ A_{uso} } = \frac{R_o}{R_L}$ <p>R_o 通常约 100 Ω</p>
电压并联负反馈		$f_{hf} = f_h (1 + BA_{uso})$	<p>通常选 $A_{uso} B \approx 4 \sim 10$</p> $B \approx \frac{1}{ A_{uso} } = \frac{R_o}{R_f}$ <p>R_f 通常约为几十千欧</p>

(续)

名称	电 路	上限频率 f_{hf} (f_h)	元 件 选 择
复 反 馈		<p>最佳补偿 ($k_{最佳} = 0.5$) 时</p> $f_{hf} = \frac{f_{hf}}{\sqrt{2}} \sqrt{1 + \sqrt{1 + \frac{4}{k_{最佳}^2}}}$ <p>f_{hf}—幅频特性下降 3dB 时频率</p>	$C_c = \frac{1}{2 \omega_{hf} R_c}$ <p>C_c 通常约为几十皮法~几百皮法</p>
电 压 并 联 负 反 馈		<p>最佳补偿时, 电阻性并联电压 负反馈电路上限频率:</p> $f_{hf} = \frac{k_{最佳}}{2\pi} \cdot \frac{R_f}{L_f} \approx \frac{0.5}{2\pi} \cdot \frac{R_f}{L_f}$	$L_f = \frac{R_f}{2\omega_{hf}}$
电 并 联 电 感 补 偿		<p>稳态时, 当最佳补偿条件下</p> $f_h = 1.72f_{h0}$ <p>f_{h0}—无补偿输出回路截止频率</p> $f_{h0} = \frac{1}{2\pi R_c C_c}$ <p>暂态时:</p> $\begin{cases} t_r = 0.6t_{r0}, & H = 1\% \text{ (H—相对突出值)} \\ t_r = 0.55t_{r0}, & H = 3.1\% \end{cases}$ <p>t_r, t_{r0}—分别为有、无补偿时的 上升时间</p>	$L_c = 0.414 R_c^2 C_c$ $L_c = \begin{cases} 0.35 R_c^2 C_c \\ 0.414 R_c^2 C_c \end{cases}$ <p>L_c 通常约为几十微亨~几百微亨</p>
感 串 联 电 感 补 偿		<p>稳态时: $f_h = 1.78f_{h0}$</p> <p>暂态时:</p>	$\begin{cases} L_c = 0.66 R_c^2 C_c \\ C_{01}:C_{02} = 1:3 \end{cases}$ $\begin{cases} L_c = 0.5 R_c^2 C_c \\ C_{01}:C_{02} \leq 0.25 \end{cases}$
电 并 联 电 感 补 偿		<p>稳态时: $f_h = 2.5f_{h0}$</p> <p>暂态时: t_T 比并联补偿短 20% ~50%</p>	<p>当要求最佳幅频特性,</p> <p>且 $\frac{C_{01}}{C_{02}} = 0.3 \sim 0.5$ 时</p> $L_{c1} = 0.6 R_c^2 C_c$ $L_{c2} = 0.15 R_c^2 C_c$ <p>(式中 $C_c = C_{01} + C_{02}$)</p>

最后指出，扩展通频带还广泛采用组合电路的方法，特别是在多级放大器中更应充分发挥三种组态放大器各自的优点，例如，共射放大器电压增益较高，共集及共基放大器通频带较宽。各种组态经过适当配置，在满足一定增益情况下，可以得到扩展通频带的效果。如“共射—共集”、“共射—共基”等组合电路，通频带均比“共射—共射”组合电路宽得多（但增益比后者有所降低），弥补全部由共射放大器级联造成通频带降低的缺点。

实际中如雷达、电视接收机中，视放广泛采用组合电路。图5·2-30是一个“共集—共射—共集”

组成的前置视放实际电路。图5·2-31所示是某雷达接收机中宽频带放大器的输入级，采用“共射—共基—共集”组合电路。

在图5·2-31电路中，第一级为共射极放大器，电路中 L_1 对中频开路，以消除输入级偏置电阻引入的噪声。第二级为共基极放大器，其集电极电路中的电感 L_2 为并联补偿电感。第三级为共集电路，作为隔离级，隔离负载（滤波器）对共基极放大器的影响。此电路为宽带中放，其下限、上限频率分别约为2MHz、70MHz、电压增益为25dB。

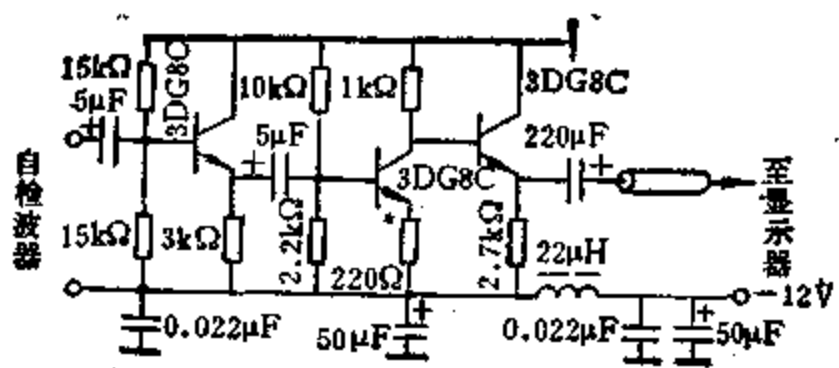


图5·2-30 共射—共集组合电路

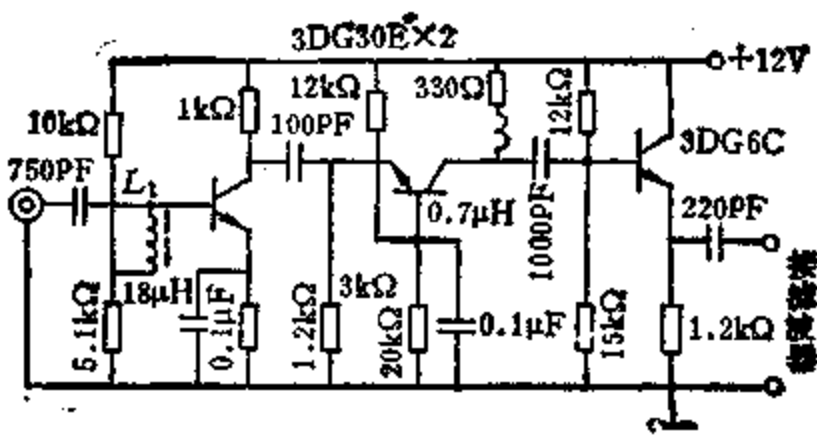


图5·2-31 共射—共基—共集组合电路

第3章 波形发生器

波形发生器是一种不需要外加信号的控制，能自动地将直流能量转换为具有一定频率、一定幅度和一定波形的交变电能的装置。根据输出波形的不同，波形发生器通常分为正弦波发生器（也称正弦振荡器）和非正弦波发生器（也称弛张振荡器）两大类。所谓正弦振荡器是指产生的波形接近理想正弦波的发生器。而非正弦波发生器是指产生方波、矩形脉冲波、锯齿波、三角波或其他特定波形的信号发生电路。波形发生器是无线电技术设备中应用最为广泛的一类电路。

1 正弦波振荡器

正弦波振荡器在通信、广播、量测、自动控制及工业加工等许多技术领域中有极为广泛的应用。根据振荡原理，正弦振荡器可分为反馈式和负阻式两种。振荡器的用途不同，对其要求亦不相同。当其作为信号源振荡电路时，主要的要求是频率的准确度、稳定度、振幅的稳定性和较小的波形失真度等。对作为高频能源的振荡电路来说，主要要求是输出功率和效率，而对频率的准确度和稳定度等要求不高。

1.1 反馈式正弦波振荡器

1.1.1 产生正弦振荡的条件

反馈式正弦波振荡电路形式很多，但都是由选频放大器和反馈电路两部分组成，其构成框图见图5-3-1。振荡电路实质上是一个正反馈放大器。

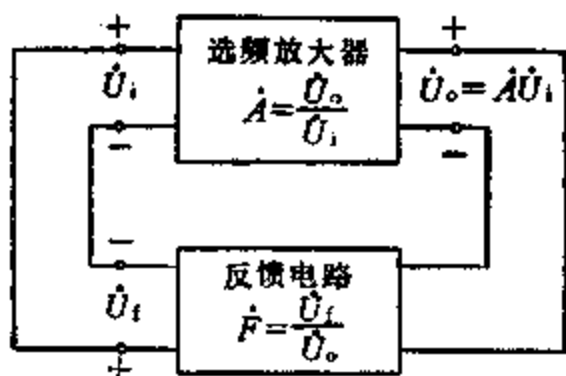


图5-3-1 反馈式振荡电路方框图

图中 A 、 F 分别为无反馈时选频放大器的电压增益和反馈电路的反馈系数。它们都是复数，其指数形式为：

$$\dot{A} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = A e^{j\varphi_A}$$

$$\dot{F} = \frac{\dot{U}_f}{\dot{U}_o} = F e^{j\varphi_F}$$

式中 φ_A ——放大器的相移； φ_F ——反馈电路的相移。

1. 振荡器的起振条件 振荡器的起振条件为

$$\dot{A}\dot{F} = AF e^{j(\varphi_A + \varphi_F)} > 1$$

因此，起振的振幅条件为

$$AF > 1$$

起振的相位条件为

$$\varphi_A + \varphi_F = 2n\pi \quad (n = 0, 1, 2, \dots)$$

振幅条件保证 $U_i > U_o$ ，即振荡的振幅不断增加，相位条件保证 \dot{U}_f 与 \dot{U}_i 为同相位，也就是保证反馈为正反馈。

2. 振荡器的平衡条件 振荡器的平衡条件可表示为

$$\dot{A}\dot{F} = AF e^{j(\varphi_A + \varphi_F)} = 1$$

将上式的振幅和相位分开来表示，可得

振荡器的振幅平衡条件

$$AF = 1$$

振荡器的相位平衡条件

$$\varphi_A + \varphi_F = 2n\pi \quad (n = 0, 1, 2, \dots)$$

满足上述条件，则电路产生振荡。振荡建立的过程是：电路振荡之初，其输入端加有起始电压（一般由接通电源时的脉冲电流和电路及晶体管的噪声等产生），电路经正反馈作用，使这一电压不断放大。但在放大过程中，电压振幅的增加使电子器件的工作进入非线性区，器件的放大能力下降，当放大量减小到使 $\dot{A}\dot{F} = 1$ 时，振荡振幅就不再增加，而自动维持平衡，从而获得稳定的等幅振荡。选频放大器的选频网络使振荡电路只有某一个频率的信号满足振荡的相位条件，从而产生单一频率的正弦波振荡。

反馈式正弦波振荡器中的 LC 振荡器和石英晶体振荡器多用于产生高频信号，RC 振荡器和 RC 振荡器多用于产生音频信号。

1.1.2 反馈型 LC 振荡器

LC 振荡电路适用于几十千赫至几百兆赫的频率范围，选频网络是由 L 、 C 元件组成。依据反馈电路的不同，其电路的基本形式可分为互感耦合振荡电路、电感三点式振荡电路、电容三点式振荡电路三种。

1. 互感耦合振荡器 图5·3-2 a 所示为集电极调谐型互感耦合振荡电路，其调谐回路 LC 接在集电极电路内。图5·3-2 b 是它的交流等效电路。电路的工作原理是：断开图中的 a 点，若共发选频放大器输入 \dot{U}_i 为上正下负，频率等于 LC 回路谐振频率的信号，此时放大器集电极负载回路 LC 等效为一纯电阻，其输出电压 \dot{U}_o 与 \dot{U}_i 反相，即 \dot{U}_o 为上负下正。由变压器 T 同名端决定了 \dot{U}_i 为上正下负，也就是说 \dot{U}_i 与 \dot{U}_o 同相，满足正反馈的相位条件。如果 L 与 L_1 之间的耦合量 M 合适，接上 a 点，电路就可维持正弦振荡。该电路的振荡频率 f_o 、起振条件和反馈系数 F 分别为

$$f_o = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC} + \frac{(\Delta h_o)r_o}{LC h_{ie}}}$$

$$\approx \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

$$b_{ie} \geq \frac{h_{ie}r_o C}{M} + \frac{L(\Delta h_o)}{M}$$

$$F = \frac{M}{L}$$

$$\Delta h_o = h_{ie}h_{oe} - h_{re}h_{fe}$$

式中 M 为 L 与 L_1 之间的互感量； r_o 为折合到 LC 回路中的等效串联总损耗电阻； h_{ie} 、 h_{oe} 、 h_{re} 、 h_{fe} 为共发射极晶体管 H 参数； h_{ie} 为输出端交流短路时的输入电阻； h_{fe} 为输出端交流短路时的正向电流传输系数； h_{re} 为输入端交流开路时的反向电压传输系数； h_{oe} 为输入端交流开路时的输出电导，下同。

互感耦合振荡电路还可把调谐回路接在发射极电路内或基极电路内，分别构成发射极调谐型和基极调谐型互感耦合振荡电路（见图5·3-2 c 和 d）。

比较上述三种电路，集电极调谐型在高频输出方面比其他两种稳定，且幅度大，谐波成分较小。

由于基极和发射极之间的输入阻抗比较低，为了不至于过多地影响回路的 Q 值，故在后两种电路中，晶体管与回路之间采用部分接入方式。

2. 三点式振荡电路 三点式振荡电路是指谐振回路的三个引出端点分别与三极管的三个电极相连接（指交流连接）。

1) 三点式振荡电路相位条件判断准则 图5·3-3 为三点式振荡电路的一般形式。可证明，三点

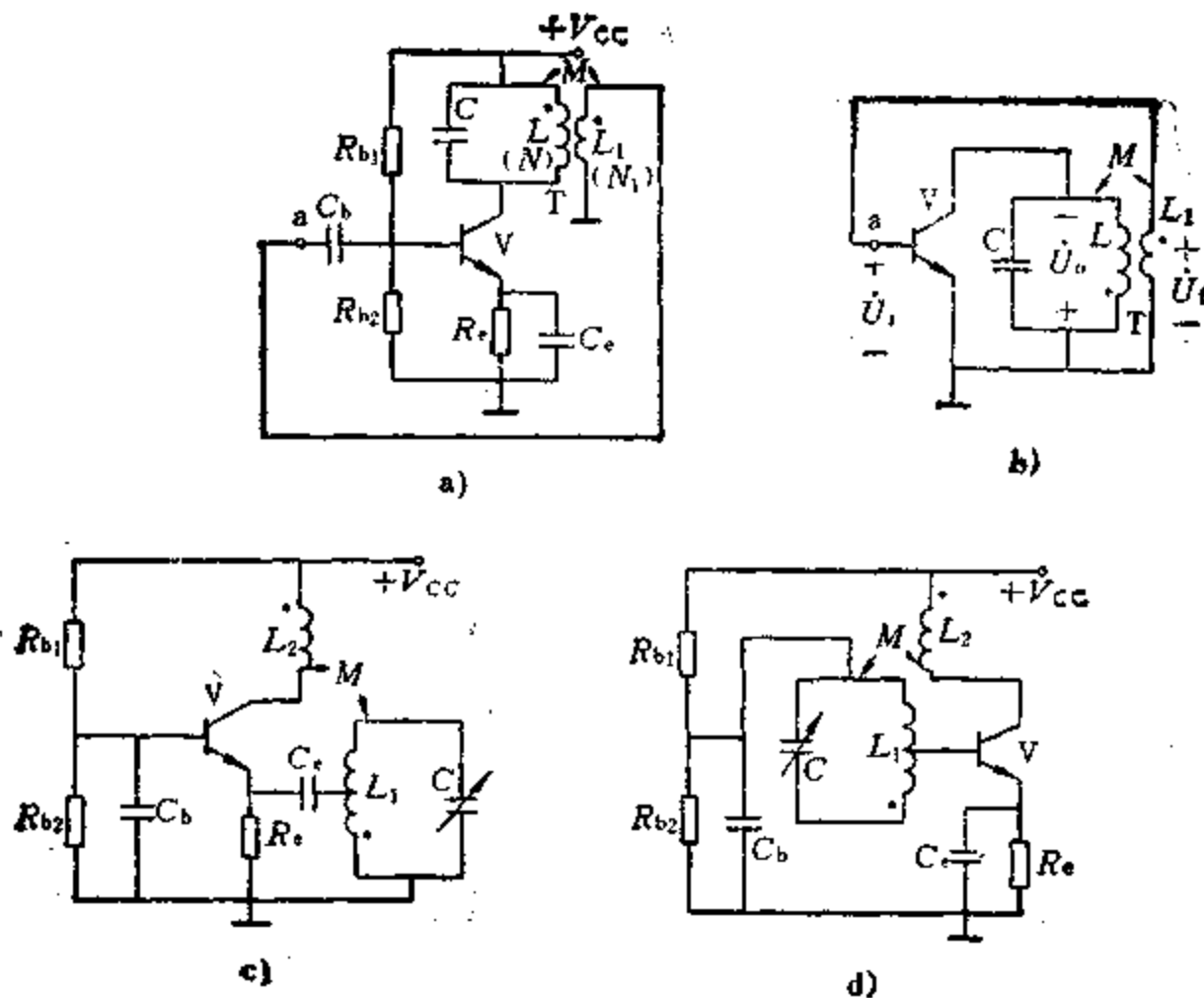


图5·3-2 互感耦合振荡电路

a) 集电极调谐型 b) 集电极调谐型交流等效电路 c) 发射极调谐型 d) 基极调谐型

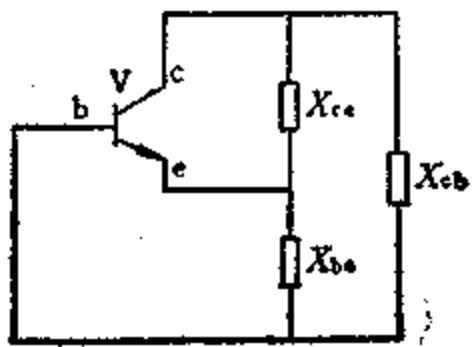


图5-3-3 三点式振荡电路的一般形式

式振荡电路满足相位条件的判断准则是：凡与晶体管发射极相接的电抗 X_{ce} 、 X_{be} 应性质相同，而不与发射极连接的另一电抗元件 X_{cb} 的性质应与前两者相反。

2) 电感三点式振荡器 图5-3-4 a 的电路在忽略晶体管基极偏置电阻 R_{b1} 、 R_{b2} 的作用并认为 C_e 、 C_b 足够大的条件下，可得到如图5-3-4 b 所示的交流等效电路。从等效电路可看出， X_{ce} 与 X_{be} 均为感性，而 X_{cb} 为容性，满足三点式振荡电路相位条件对电抗性质的要求。该电路又称哈特莱 (Hartley) 振荡器，其工作频率、起振条件和反馈系数分别为

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{C(L_1 + L_2 + 2M) + \frac{h'_{oe}}{h_{ie}}(L_1 L_2 - M^2)}}$$

$$\approx \frac{1}{2\pi \sqrt{C(L_1 + L_2 + 2M)}}$$

$$h_{ie} > \frac{L_1 + M}{L_2 + M} \left(\frac{h_{ie}}{R'_p} \right)$$

$$F = \frac{L_2 + M}{L_1 + M}$$

式中 M 为 L_1 与 L_2 之间的互感量； R'_p 为输出回路的谐振阻抗，下同； h'_{oe} 为振荡电路的输出导纳，

$$h'_{oe} = h_{oe} + \frac{1}{R'_p}, \text{ 下同。}$$

实践证明，选 $F = \frac{1}{3} \sim \frac{1}{8}$ 之间比较合适。

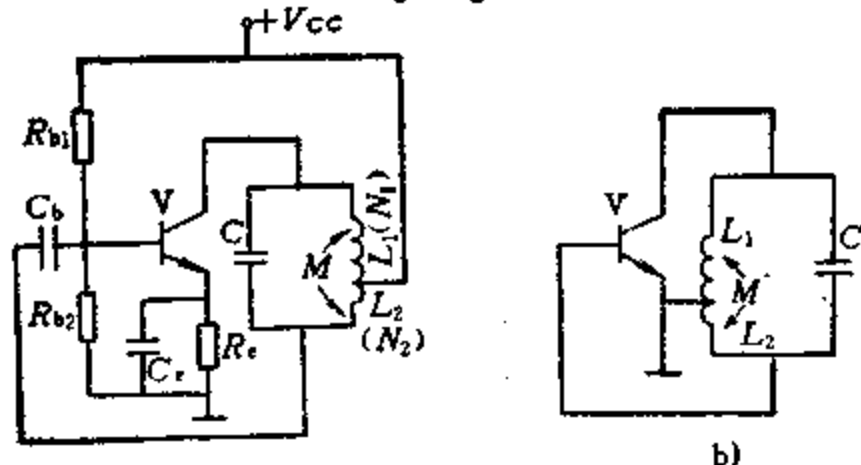


图5-3-4 电感三点式振荡电路
a) 实际电路 b) 交流等效电路

3) 电容三点式振荡器 图5-3-5 b 为图5-3-5 a 电路的交流等效电路(忽略偏置电阻 R_{b1} 、 R_{b2} 的作用及 C_b 、 C_e 、 C_c 的容抗)，从图5-3-5 b 可看出，回路三元件 C_1 、 C_2 、 L 满足三点式振荡电路相位条件对电抗性质的要求。该种电路又称考毕兹 (Colpitts) 振荡器，其工作频率、起振条件和反馈系数分别为

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{\frac{C_1 + C_2}{L(C_1 C_2)} + \frac{h'_{oe}}{h_{ie} C_1 C_2}}}$$

$$\approx \frac{1}{2\pi \sqrt{L \left(\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \right)}}$$

$$h_{ie} > \frac{C_2}{C_1} \left(\frac{h_{ie}}{R'_p} \right)$$

$$F = \frac{C_1}{C_2}$$

实践证明， F 取 $\frac{1}{2} \sim \frac{1}{8}$ 较为适宜。

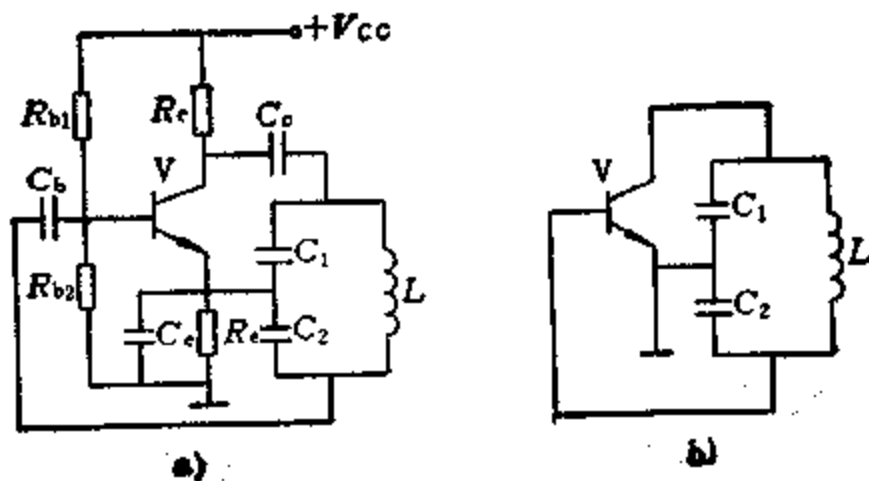


图5-3-5 电容三点式振荡电路
a) 实际电路 b) 交流等效电路

4) 改进型电容三点式振荡器

(1) 克拉泼 (Clapp) 振荡器 克拉泼电路是一种改进型电容三点式振荡器，如图5-3-6所示，电路中满足 $C_1 \gg C_3$ 、 $C_2 \gg C_3$ 的条件。由于有了 C_3 ，晶体管极间电容的变化对振荡频率的影响大大减小。该电路的主要优点是频率稳定度高，其振荡频率、起振条件和反馈系数分别为

$$f_0 \approx \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}$$

$$h_{ie} > \frac{C_2}{C_1} \left(\frac{h_{ie}}{R'_p} \right)$$

$$F = \frac{C_1}{C_2}$$

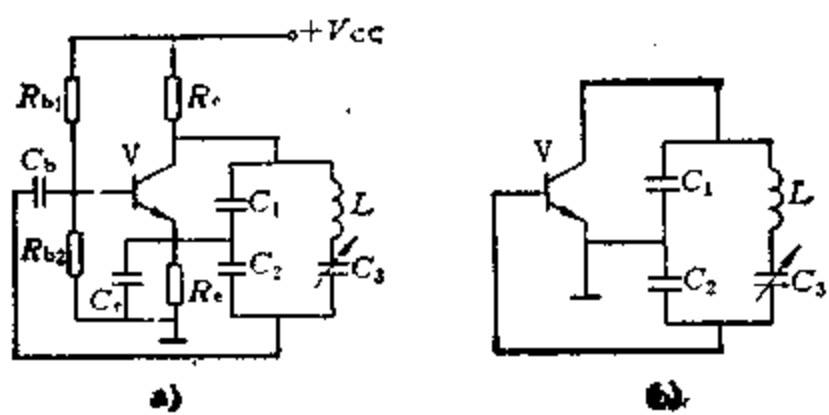


图5-3-6 克拉泼振荡电路
a) 实际电路 b) 交流等效电路

$$C = \frac{C_1 C_2 C_3}{C_1 C_2 + C_2 C_3 + C_1 C_3} \approx C_3$$

式中 C 为振荡回路的总电容。

(2) 西勒 (Seiler) 振荡器 西勒振荡电路是另一种改进型电容三点式振荡器如图5-3-7所示。电容 C_1 、 C_2 、 C_3 的取值原则同克拉泼振荡电路。它与克拉泼振荡电路的不同点仅在于回路电感 L 两端并联一个可变电容 C_4 。这种电路同样具有频率稳定度高的显著特点。其振荡频率、起振条件和反馈系数分别为

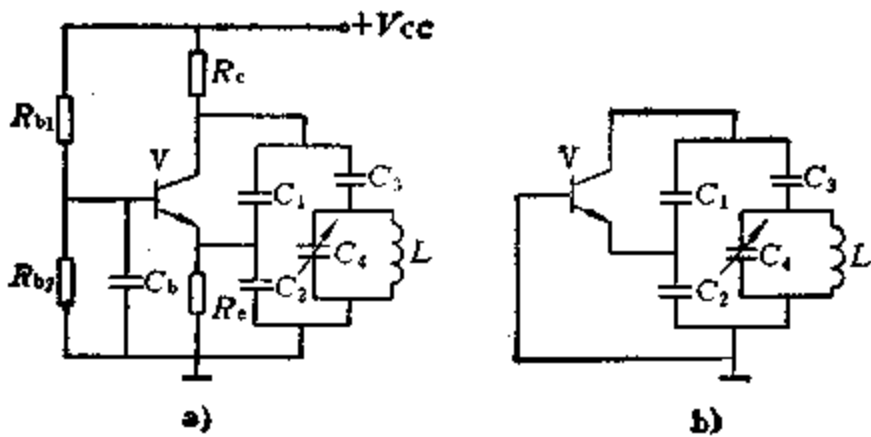


图5-3-7 西勒振荡电路
a) 实际电路 b) 交流等效电路

$$f_0 \approx \frac{1}{2\pi \sqrt{L \left(\frac{C_1 C_2 C_3}{C_1 C_2 + C_2 C_3 + C_1 C_3} + C_4 \right)}}$$

$$\approx \frac{1}{2\pi \sqrt{L (C_3 + C_4)}}$$

$$h_{fb} > \frac{C_2}{C_1} \left(\frac{h_{ib}}{R_p'} \right)$$

$$F = \frac{C_1}{C_2}$$

式中 h_{fb} 为共基晶体管输出端交流短时的正向电流传输系数； h_{ib} 为共基晶体管输出端交流短路时的输

入电阻。

3. 差分对振荡器 如图5-3-8所示，图中 V_1 、 V_2 为差分对管， V_3 、 V_4 、 R_1 为镜像恒流源电路， $L_2 C_2$ 作为输出负载谐振电路， $L_1 C_1$ 为主振荡回路， L_2 为反馈线圈。它的工作原理与单管互感耦合反馈振荡电路相同。不过，由于振荡回路接在 V_2 的集电极上，而反馈电压加在 V_1 的基极上，因此，变压器的正确极性应与单管电路（见图5-3-2 a）相反。

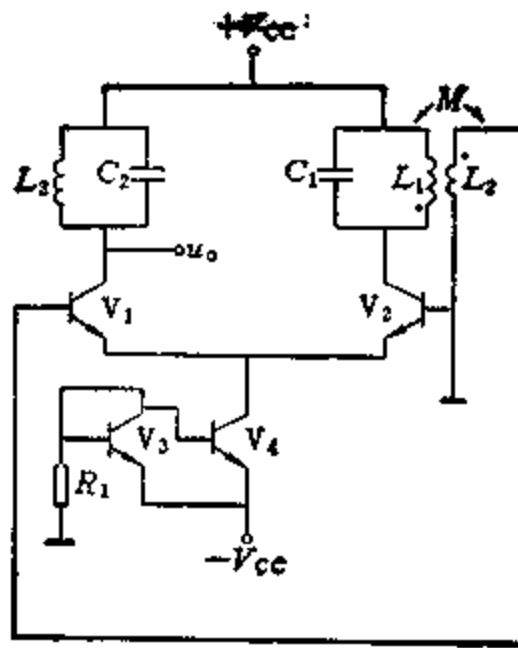


图5-3-8 差分对变压器反馈振荡电路

本振荡电路由于具有差分电路的特点，较之单管互感耦合振荡电路具有的优点是：输出振荡电压幅度稳定性好；频率稳定度高；波形好，非线性失真小。因此获得了广泛的应用。

4. LC 振荡电路及其主要元器件的选择

1) 振荡电路的选择 电路的选择一般应考虑工作频率范围、波形和频率稳定度等要求。电路形式的选择比较灵活，有时不同形式的 LC 振荡电路都满足所提出的要求。现将常用的几种 LC 振荡电路的性能列于表5-3-1，供选择时参考。

2) 晶体管的选择 在小功率振荡电路中，选管时主要从振荡频率、频率稳定度以及满足起振条件考虑，至于功率要求可不作为重点。选管时应使 f_T 或 f_{max} （最高振荡频率）比所要求的振荡频率 f_0 高若干倍，一般选 f_T （或 f_{max} ） $> (3 \sim 5) f_0$ 为宜。为了保证振荡频率的稳定度和电路起振，选用的管子参数要稳定， I_{CBO} 要小，管子的 β 值要足够大，但也无须太大。

3) 静态工作点的确定 一般原则是在满足起振条件下应选择较低的工作点即 I_{CO} 较小。这样，当振荡电路起振后，振幅增大，振荡将在截止区进

表5-3-1 LC振荡电路性能比较

电路形式	互感耦合电路	电感三点式电路 (Hartley电路)	电容三点式电路 (Colpitts电路)	改进型电容三点式电路	
				克拉泼 (Clapp) 电路	西勒 (Seiler) 电路
频率稳定度	一般可达 10^{-4}		较高, 可达 $10^{-4} \sim 10^{-5}$	高, 可达 10^{-5}	
振荡波形	一般 (优于电感三点式而劣于电容三点式)	高次谐波分量较大, 波形差	高次谐波分量小, 波形好		
适用频率范围	几十千赫~几十兆赫		几兆赫~数百兆赫		
特点	较易起振, 振荡频率较低; 频率调节方便且调节范围宽	易起振; 结构简单, 振荡幅度大; 频率调节方便且调节范围宽	易起振; 工作频率高但调整较困难, 频率调节范围窄	频率调节方便, 但调节范围不宽 (频率复盖系数不大约为1.2~1.3); 在波段内输出幅度不均匀	频率调节方便, 且调节范围较克拉泼电路宽 (频率复盖系数较大约为1.6~1.8); 在波段内输出幅度较平稳
典型应用	适用于要求不高的固定或可变频率振荡器 (中、短波段)		适用于要求不高的甚高频段的固定频率振荡器	适用于甚高频段的固定频率或可变频率振荡器如电视接收机	适用于甚高频段的可变频率振荡器, 如短波超短波通信机、电视接收机

入振幅稳定状态, 不致使振荡回路Q值减小, 振荡波形好。对于功率为mW级的振荡管, I_{co} 一般选在0.5~2mA左右 (功率大些的可选在 $I_{co} = 4\text{mA}$ 上下)。

4) 振荡回路参数L、C的确定 振荡回路参数L、C的选择主要根据振荡频率、起振条件和振荡波形确定。在给定频率 f_0 的情况下, 每一个电感对应一个电容。因此, 仍然存在对L或C的选择问题。当确定了C后, 可按下式计算电感L

$$L = \frac{25330}{f_0^2 C} (\mu\text{H})$$

一般情况下, 为了取得振荡频率的稳定, C值应取得大些好, 这样可以减小晶体管极间电容和引线寄生电容的影响。然而, C值取得过大时, 则会使振荡回路的Q值和谐振阻抗降低, 使电路的负载能力和振荡振幅减小, 波形变坏。综合考虑, 一般振荡频率在几兆赫以下的LC回路, C值可选几百皮法, 振荡频率在几十兆赫时, C值可选为几十皮法。

5. LC振荡电路的调试 由于振荡电路参数的选择忽略了很多次要因素, 尤其是晶体管参数的高散性, 因此, 选择的元器件按电路装配后, 还必须经过测试、调整, 才能达到预定的指标。调测中常见的故障及排除方法见表5-3-2 (假定接线正确, 电源电压正常, 元器件未损坏)。

表5-3-2 LC振荡电路常见故障及排除方法

故障现象	产生原因	排除方法
全波段不振荡	反馈电压极性接反; 静态工作电流 I_{co} 过小; LC回路Q值过低; 反馈量过弱等	改变反馈电压极性; 适当提高 I_{co} ; 设法提高Q值 (增加L/C之比或减小线圈损耗或减轻负载); 适当增大反馈量
频段高端正常, 低端不振	低端C值过大, Q值偏低	设法提高低端Q值
频段低端正常, 高端不振	f_T 过低	换用高频特性好的管子
波形失真	I_{co} 偏高, 晶体管进入了饱和区; 反馈量过强; LC回路Q值不高, 电容值取得不当	发射极串一个电阻, 用负反馈改善输出波形
寄生振荡	振荡电路中的晶体管极间电容、元件分布参数 (例如: 引线电感, 引线之间及引线对地的分布电容) 同晶体管一起构成超	1. 合理安装, 采用粗而短的导线; 减小振荡器输出电路对输入电路的寄生耦合; 接地点尽量靠近等 2. 隔直流或旁路大电

(续)

故障现象	产生原因	排除方法
寄生振荡	<p>高频寄生振荡电路、产生不希望的超高频寄生振荡</p> <p>振荡电路中的扼流圈和隔直流或旁路电容同晶体管一起构成低频寄生振荡电路，产生不希望的低频寄生振荡</p>	<p>容上并联，几百μF的小电容，以便在超高频段仍可将它看成短路元件</p> <p>3. 在满足起振和频率稳定要求下，选用的晶体管跨导g_m和f_T不宜过高</p> <p>4. 在晶体管基极串接一个阻值为几欧~几十欧的无感小电阻</p> <p>5. 力求减小扼流圈个数，扼流圈中串接小电阻或并联大电阻，增加寄生振荡回路损耗</p> <p>6. 电源加去耦电路，防因电源内阻而产生寄生振荡</p>

注：寄生振荡是一种不希望产生的振荡。如果寄生振荡是在远高于工作频率上发生的，称为超高频寄生振荡；反之，如果寄生振荡是在远低于工作频率上发生的，称为低频寄生振荡。

6. 实用 LC 振荡电路 (见图5-3-9)

1.1.3 晶体振荡器

频率稳定度是振荡电路的重要技术指标，在一般 LC 振荡电路中，尽管采取各种稳频措施，其频率稳定度仅能达到 $10^{-4} \sim 10^{-5}$ 量级。如果要求频率稳定度优于 10^{-5} 量级，就必须采用晶体振荡电路。晶体振荡电路是采用石英谐振器（简称晶体）作为振荡回路元件的电路，它是利用石英谐振器的谐振特性控制和稳定振荡电路的振荡频率。

石英谐振器是从石英晶体中按一定方位角切下的石英片经加工安装而成。按切片的不同方位可分为 AT、BT、CT、DT、ET、GT、NT 和 X+5° 等切型。常用的几种切型的主要性能见表 5-3-3。

石英片的振动具有多谐性，除基频振动外，还有奇次谐波的泛音振动。一个石英谐振器既可利用其基频振动，也可利用其泛音振动，前者称为基音晶体，后者称为泛音晶体。泛音晶体和基音晶体的等效电路（见图5-1-10）相同，但参数值不同。泛音频率与基音频率不成整数倍关系，只在奇数倍附近，且不能同时存在。泛音晶体一般利用 3 次和 5 次的泛音振动，而很少采用 9 次以上的泛音振动。

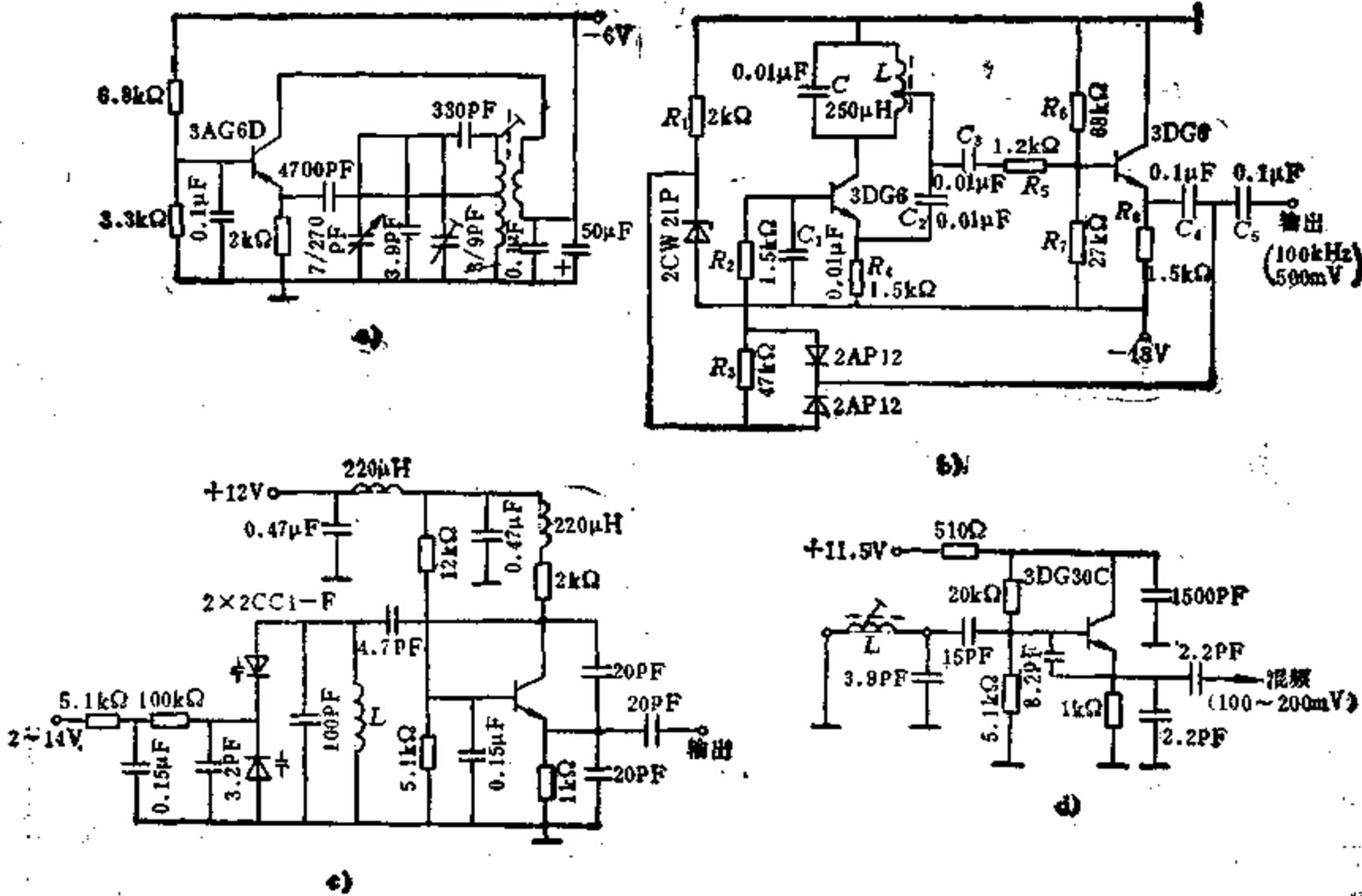


图5-3-9 实用 LC 振荡电路

a) 收音机本振电路 b) 共基电感三点式振荡电路 c) 55~65MHz 压控振荡电路 d) KP12 高频头振荡电路

表5-3-3 常用的几种切型的主要性能

切型	方位	振动形式	泛音次数	使用频率范围 (kHz)	石英片形状	频率温度特性	
AT	YXL35°21' (34°~25°28')	厚度切变	基波	500~25000	长方形片 正方形片 圆形片	3次曲线(→0)	
			3、5、7、9泛音	15000~250000			
BT	YXL49°10'	厚度切变	基波	3000~22000			2次曲线(→0)
CT	YXL37°~38°	面切变	基波	200~800			2次曲线(→0)
DT	YXL52°~53°	面切变	基波	100~600		2次曲线(→0)	
ET	YXL66°30'	面切变	泛音	400~800	正方形片	2次曲线(→0)	
GT	YXL(51°07'/45°)	伸缩	基波	90~250	长方形片	3次曲线(→0)	
MT	XY ₁ L0°~8.5°/±34°~±50°	伸缩	基波	50~200	长方形片	2次曲线(→0)	
NT	XY ₁ L0°~8.5°/±38°~±70°	长度弯曲	基波	10~100	细长片	2次曲线(→0)	
X+5°	XY ₁ 5°	长度伸缩	基波	40~200	细长片	2次曲线(→0)	
X+5°		双弯曲	基波	1~10	细长片	2次曲线(→0)	
X+5°XY		XY'弯曲	基波	2~20	细长棒	2次曲线(→0)	
-18.5°	XY ₁ -18.5°	长度伸缩	基波	60~400	长方形片	直线 (-20×10 ⁻⁶ /°C)	
X	XY	厚度伸缩	基波	350~20000	长方形片 圆形片 正方形片	直线	

由于石英谐振器具有极高的Q值(10⁵以上)、很小的P值(一般在10⁻³~10⁻⁴以下),良好的物理与化学稳定性以及很高的回路标准性,因而,晶体振荡电路具有很高的频率稳定度。一般采用低精度石英谐振器时,频率稳定度可达10⁻⁵量级。采用中精度石英谐振器时,频率稳定度可达10⁻⁶量级,采用单层恒温控制后,可达10⁻⁷~10⁻⁸量级。采用高精度石英谐振器以及双层恒温控制的晶体振荡电路,其频率稳定度可达10⁻⁹~10⁻¹¹量级。表5-3-4列出了几种石英谐振器的参数。

石英谐振器的最大缺点是不能波段工作,一块晶体只能提供一个频率,目前广泛发展的频率合成技术,就是为了克服这一缺点。

根据晶体在振荡电路中的不同作用,晶体振荡电路有并联型电路和串联型电路之分。晶体工作在 f_s 和 f_p 之间,用来作为三点式电路中的回路电感,相应构成的振荡电路称为并联型晶体振荡器。晶体工作在 f_s 上,等效为串联谐振电路,相应构成的振荡电路称为串联型晶体振荡器。其中并联型应用非常广泛。

1. 并联型晶体振荡电路

1) c-b型(亦称皮尔斯“Pierce”)晶体振荡器 如图5-3-10所示,图a中的L和C₀分别

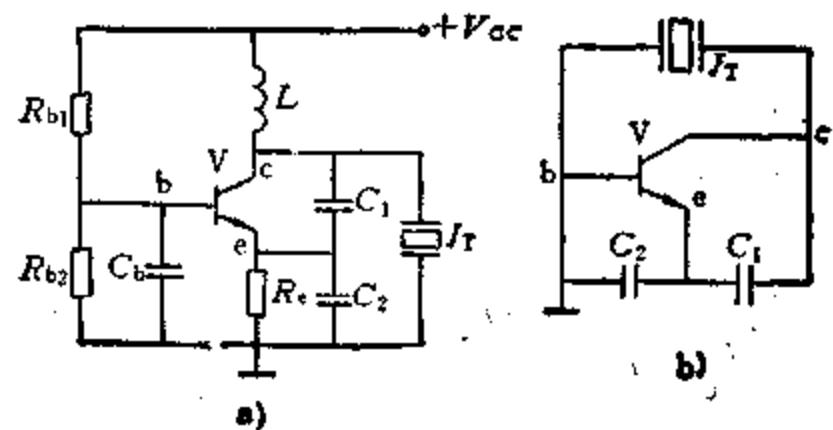


图5-3-10 c-b型晶体振荡电路

a) 晶体振荡电路 b) 等效电路

为高频扼流圈和高频旁路电容,忽略偏置电阻的影响,可得高频等效电路见图5-3-10b。电路中把石英谐振器置于c、b之间代替三点式振荡电路的一个电感构成电容三点式振荡电路。其工作原理和特点与电容三点式振荡电路完全相同并兼有频率稳定度高的特点。

表5-3-4 几种石英谐振器的参数

谐 振 器	切 型	频 稳 度	温 度 系 数	L_q
100kHz中精度	X+5°	$10^{-7}/\text{天}$	$\leq 3 \times 10^{-7}/^\circ\text{C}$	300 H
1MHz中精度	AT	$10^{-7}/\text{天}$	$\leq 4 \times 10^{-7}/^\circ\text{C}$	4 H
2.5MHz高精度	AT (5次泛音)	$10^{-9} \sim 10^{-10}/\text{天}$	$\leq 2 \times 10^{-7}/^\circ\text{C}$	19.5 H

谐 振 器	C_s	r_s	C_0	Q	P
100kHz中精度	$8 \times 10^{-3} \text{ pF}$	$\leq 270 \Omega$	2.4 pF	3×10^5	3.33×10^{-3}
1MHz中精度	$6.3 \times 10^{-3} \text{ pF}$	$\leq 100 \Omega$	2-3 pF	$(1.5 \sim 2.5) \times 10^5$	$(2.1 \sim 3.15) \times 10^{-3}$
2.5MHz高精度	$2.1 \times 10^{-4} \text{ pF}$	$\leq 110 \Omega$	5 pF	2.8×10^6	4.2×10^{-6}

注：1. P为石英谐振器的接入系数， $P \approx \frac{C_s}{C_0}$ ；

2. Q为石英谐振器的品质因数， $Q = \frac{1}{r_s} \sqrt{\frac{L_s}{C_s}}$ 。

2) b-e型(亦称密勒“Miller”)晶体振荡器 如图5-3-11所示，该电路是将石英谐振器置于b、e之间。 L_1C_1 是集电极回路元件。 C_2 为高频

旁路电容。由于b、e之间接入等效为电感元件的晶体，根据三点式振荡电路相位平衡条件判断准则，集电极回路 L_1C_1 也必须等效为感性。所以这种电路常用可变电容作为集电极回路调谐电容，以便将该回路的固有谐振频率 f_1 调到略高于振荡电路的工作频率 f_0 ，即 $f_1 > f_0$ 。图中集电极采用调谐回路代替电感元件的原因是为更好地抑制谐波，提高波形纯度。

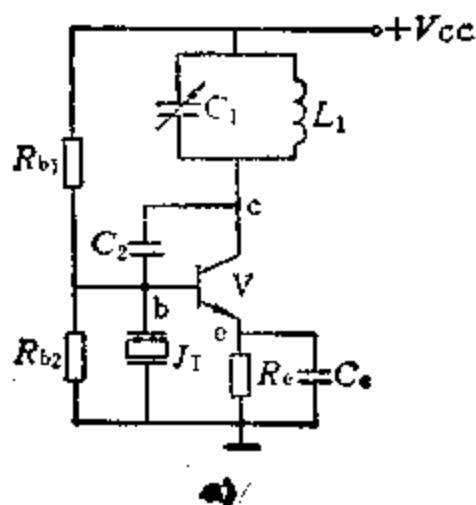


图5-3-12为并联型晶体振荡器的实用电路。

图5-3-12 a、b所示电路中的微调电容 C_2 可把频率调准在标称频率上。

图5-3-12 c是场效应管 Miller 晶体振荡电路。该电路是将晶体置于g、s之间，其工作原理与图5-3-11所示电路基本相同，只是在这电路中用漏栅之间的结电容 C_{dg} 代替了图5-3-11中的 C_2 ，漏极回路 C_1L_1 用电感调谐。由于场效应管栅源之间的阻抗较大，它并不象晶体管那样严重地影响谐振器的标准性和振荡频率的稳定性。

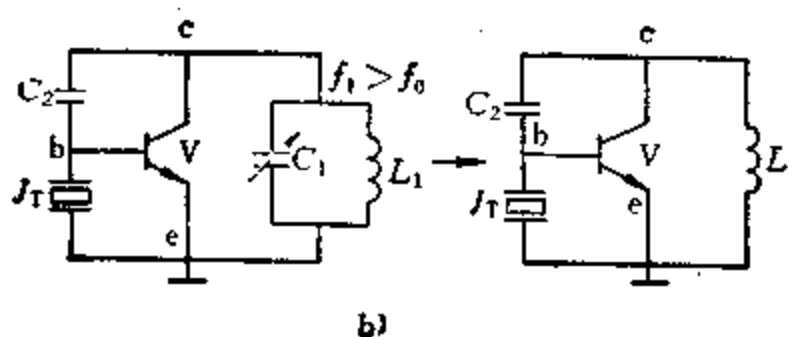
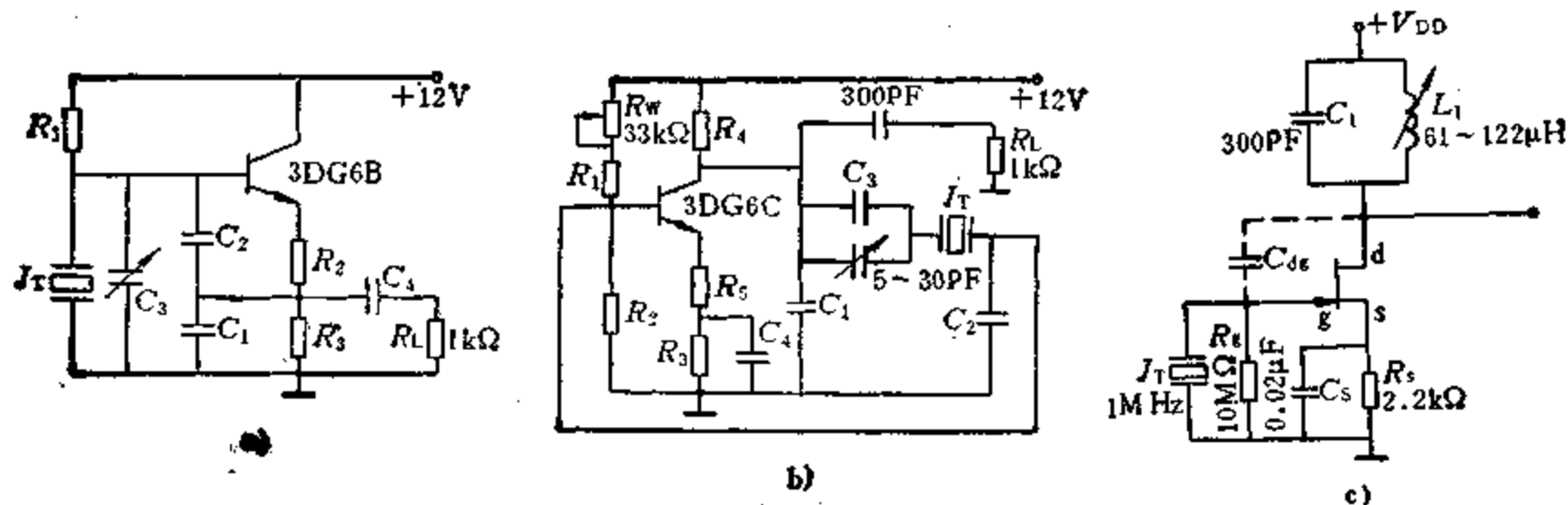


图5-3-11 b-e型晶体振荡电路
a) 晶体振荡电路 b) 等效电路

2. 串联型晶体振荡器 如图5-3-13所示。这种电路的特点是把石英谐振器作为串联谐振电路使用。 L 、 C_1 和 C_2 组成的振荡回路调谐于晶体 J_T 的 f_s 处，在此频率上，晶体呈现很低阻抗，反馈信号很强，振荡电路在 f_s 上维持振荡。对于其他频率，



电路图	工作频率 (MHz)	R_1 (k Ω)	R_2	R_3	R_4 (Ω)	R_5 (Ω)	C_1 (pF)	C_2 (pF)	C_3 (pF)	C_4 (pF)
a	0.8~4	150	510 Ω	3k Ω	—	—	100	200		100
	4~8	100	43 Ω	2k Ω	—	—	100	100		51
	8~20	62	300 Ω	2k Ω	—	—	100	100	2~15	30
	15~25	43	200 Ω	2k Ω	—	—	75	100		30
b	1						600	750		
	5	15	6.8k Ω	200 Ω	750	30	350	510	20	4700
	15						120	320		

图5-3-12 实用并联型晶体振荡电路

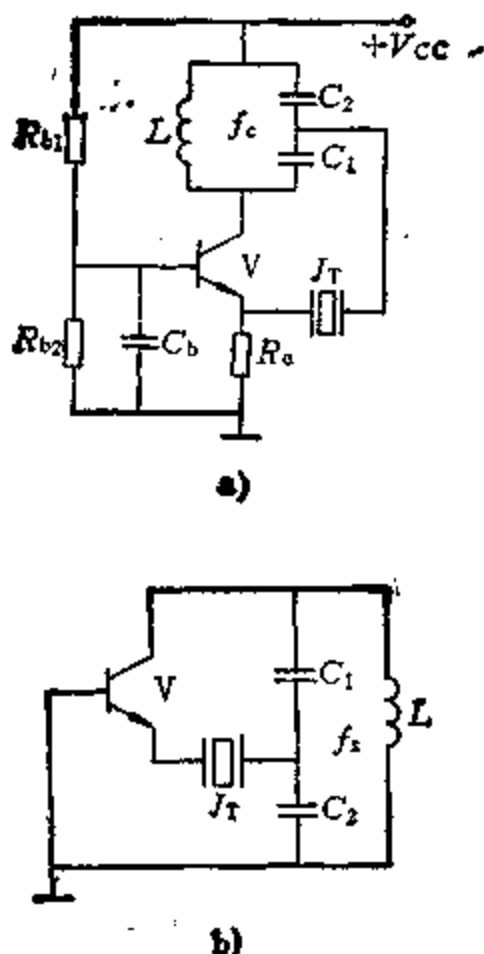


图5-3-13 串联型晶体振荡电路

a) 原理电路 b) 等效电路
 C_b —高频旁路电容

由于晶体的阻抗迅速增加，反馈减弱，不能产生振荡。所以，振荡频率由晶体控制，稳定性高。

晶体置于由两级共发射放大器组成的正反馈电路，可构成适于低频（几百千赫以下）的串联晶体振荡电路。

图5-3-14示出了几个实用的串联晶体振荡电路。图5-3-14a是BDZ-3-Ⅰ型三路载波终端机主振器用的9kHz串联型晶体振荡电路。当晶体等效电感同负载电容 C_L （供频率微调用）串联谐振时，阻抗最小，正反馈最强，振荡得以产生，其工作频率稍高于晶体的 f_s 。第一级放大器（ V_1 ）集电极负载采用LC调谐回路，利用它的选频作用，输出端得到较好的正弦波电压。调节 C_L ，可使频率达到标称值。

在图5-3-14b所示的电路中，晶体工作在感性区，电路的工作频率稍高于晶体的 f_s 。调节电位器 R_W 以调节反馈量的大小，可获得良好的正弦波输出。

图5-3-14c所示电路中，不用负载电容 C_L （ $C_L = \infty$ ），振荡电路的工作频率等于晶体的 f_s 。电位器 R_W 的作用与图5-3-14b中的 R_W 相同。

图5-3-14d所示电路为适用于高频的串联型晶体振荡电路，选用JA15型晶体系列，工作频率可

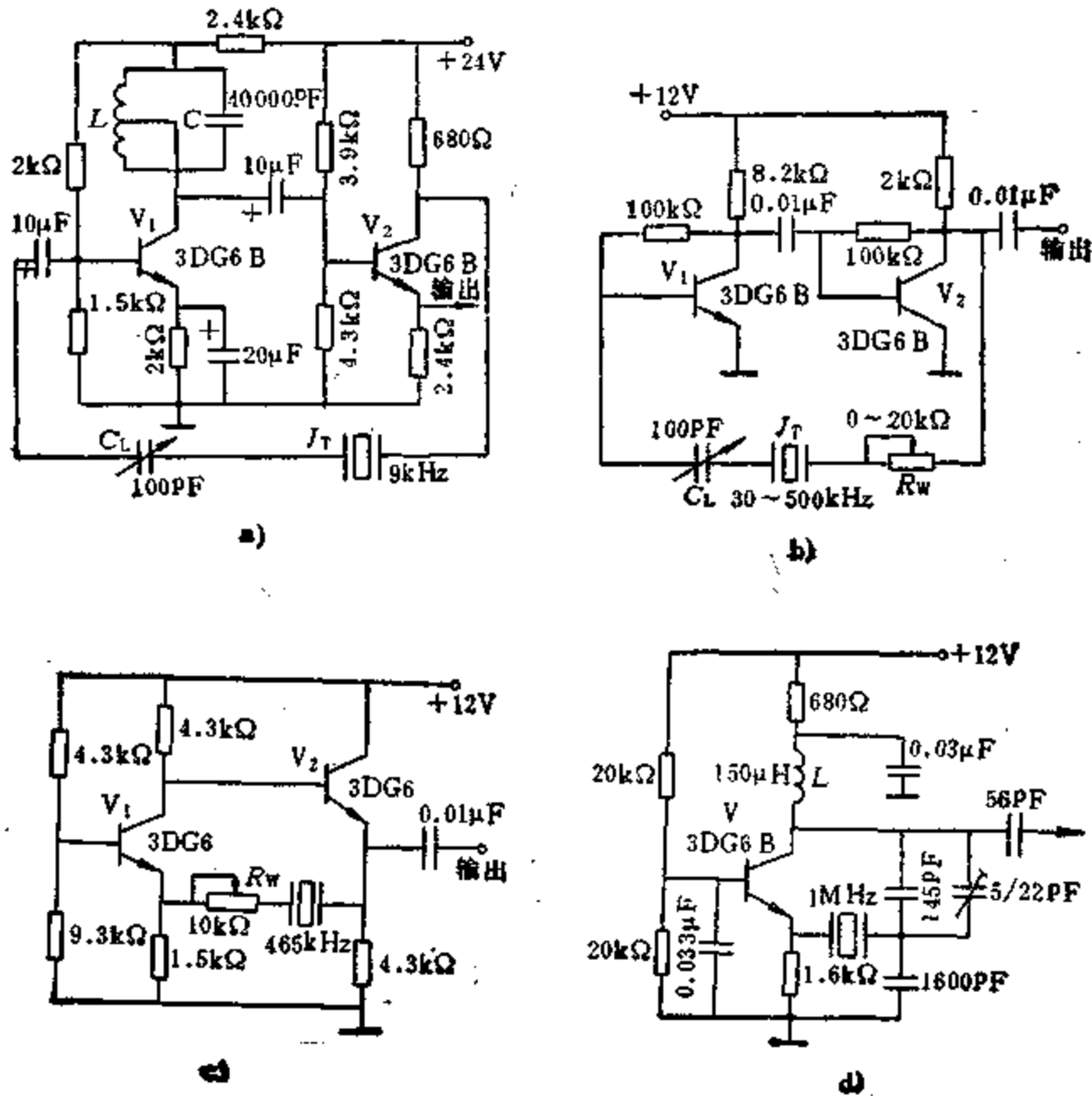


图5-3-14 实用串联型晶体振荡电路

以在 1~20MHz 之间。按图中标出的元件数值，可得到 1 MHz 的振荡频率。

3. 泛音晶体振荡器 晶体振荡电路的工作频率越高，晶片越薄，其机械强度变差，因此，工作频率高于 20MHz 时，一般采用泛音晶体振荡电路。由于在同样的频率下，泛音谐振器比基音谐振器频率稳定性更好，所以，高稳定度石英谐振器，尽管频率低于 20MHz（如 5MHz、2.5MHz）也采用泛音晶体。

图5-3-15是一个工作频率为 2.5MHz 的并联泛音（5次）晶体振荡电路。LC 并联谐振回路调谐于 3~5 次泛音之间。对于 5 次泛音来说，LC 回路等效为一个电容，满足相位条件而产生振荡。对于基频和 3 次泛音，LC 回路呈感性，不满足相位条件，不能产生振荡。因此，LC 回路具有抑制低次谐波的能力。对于高于 5 次泛音的高次谐波，由于 LC 回路所呈现的容抗非常小，不满足振幅条件，故也不能振荡。一般讲，只要将 LC 回路调谐于 n 次和 $(n-2)$ 次泛音频率之间，电路就能振荡于

n 次泛音上。目前虽已有高达 11、13 次泛音晶体振荡器，但用得最多的是 3~7 次泛音，它们工作频率可高达 200MHz 以上。

图5-3-16是一个串联泛音晶体振荡器的实用电路。适当变更电路元件，电路可适用于 20~200MHz 的超高频振荡。电路中和晶体并联的电感 L_K 的作用是在振荡频率上调到和晶体静态电容 C_0 并联谐振，从而使电路比不接 L_K 时具有更高的稳频能力。该电路的工作原理同图5-3-13所示电路。在振荡频率较高（几十兆赫以上）的振荡器中，常用串联型泛音晶体振荡电路。

4. 四电极晶体振荡器 如图5-3-17所示，四电极晶体按照特殊的弯曲振动原理产生压电效应，谐振频率较低（几千赫到几十千赫）。晶体符号中 1、3 是反相电极，两者相差 180°，5、7 电极接在一起使用。

图5-3-17 a 为 10~50kHz 四电极晶体振荡电路。V₁ 为射极输出器，它的输入阻抗高，可减小对晶体的分路作用。V₂ 为共发射极放大器，其输出与输入

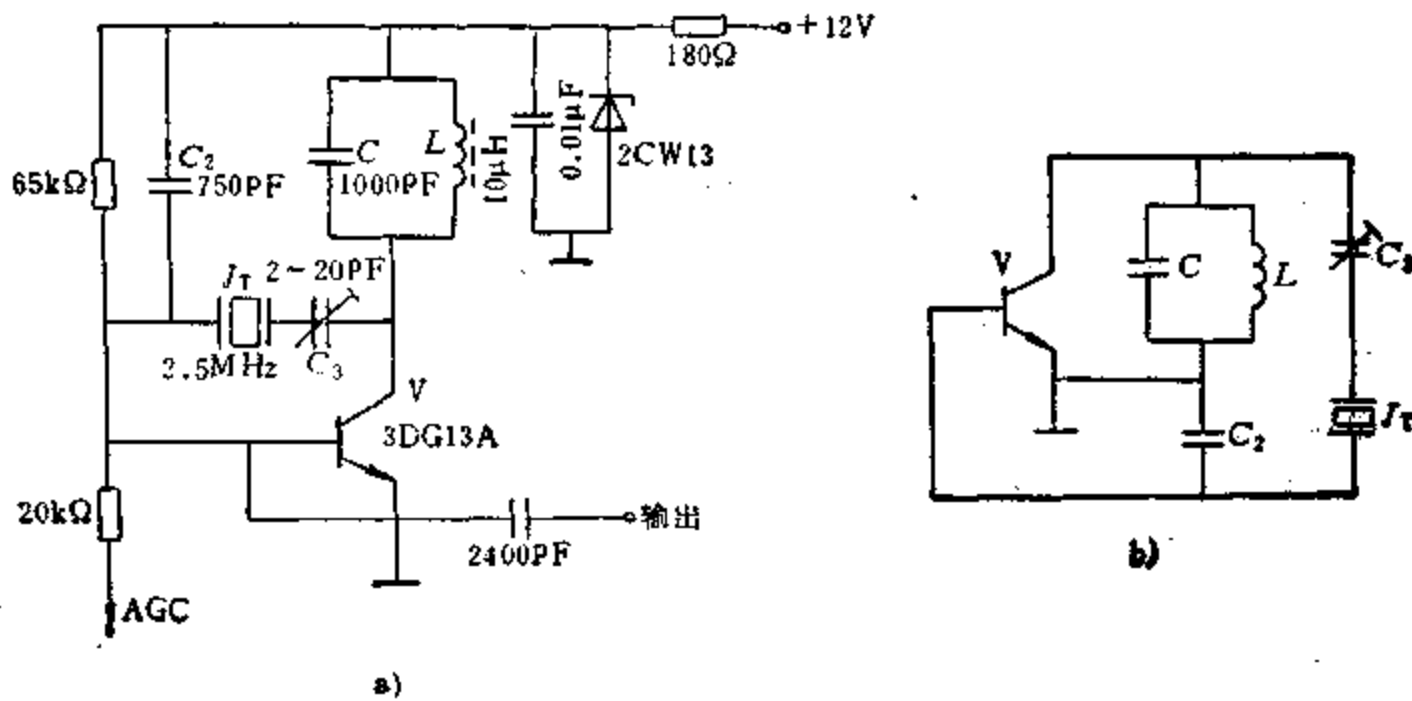
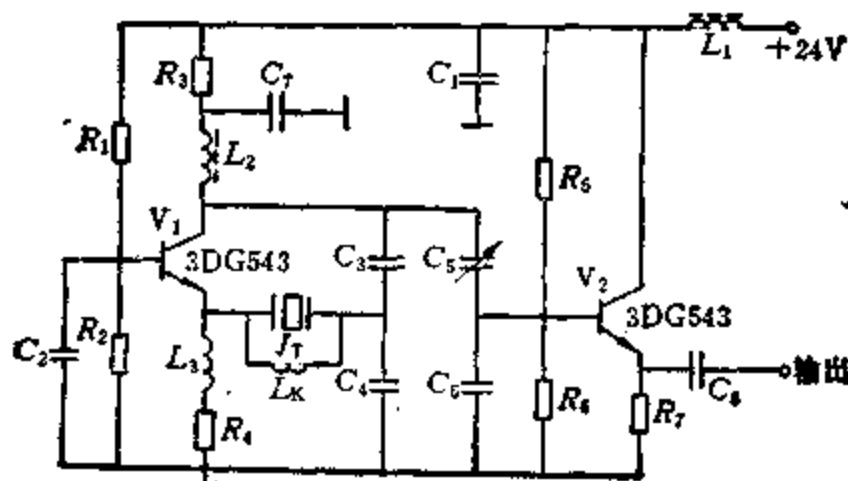


图5-3-15 2.5MHz并联泛音(5次)晶振电路
a) 实用电路 b) 交流等效电路



f_0 (MHz)	R_1 (kΩ)	R_2	R_3 (Ω)	R_4 (Ω)	R_5 (kΩ)	R_6 (kΩ)	R_7 (kΩ)	C_1 (pF)	C_2 (pF)	C_3 (pF)	C_4 (pF)	C_5 (pF)	C_6 (pF)	C_7 (pF)	C_8 (pF)	L_1 (μH)	L_2 (μH)	L_3 (μH)
20~70	15	1.6kΩ						1500	1500	10	33		20	1500			*	
70~80	6.2	1.6kΩ								3			15				0.3	
80~100		1.2kΩ		510									12	10			0.22	0
100~110		1kΩ								2	20	22					0.15	
110~120	5.1	1kΩ	820		24	51	1	1000	1000							2.7	0.1	
130~140		820Ω		330									1000	5				
170		390Ω		100						1.5			10				0.08	
180		300Ω		62						1	15							0.1
200		300Ω		27						1	6.6			3			0.05	

图5-3-16 实用串联泛音晶体振荡电路

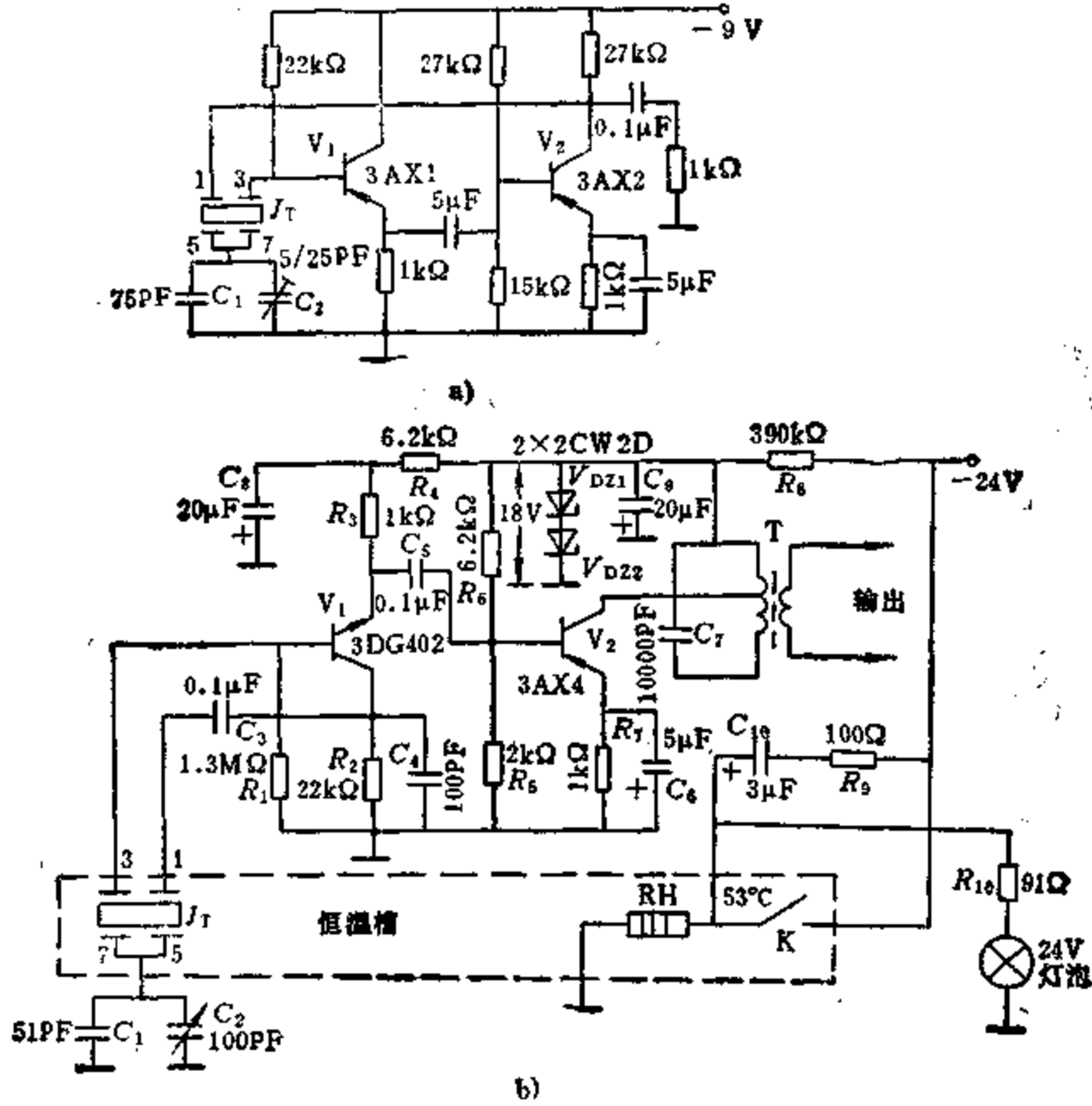


图5-3-17 实用四电极晶体振荡电路

a) 10~50kHz振荡电路 b) BZ-12载波机 4kHz晶体振荡电路

反相，依靠晶体本身的倒相作用，晶体电极3与V₁输入端电压同相位将反馈电压加到V₁的基极，满足振荡的相位条件，电路产生振荡，微调C₂可将频率调到标称值。

图5-3-17 b是一工作频率为4kHz的四电极晶体振荡电路。该电路的工作原理基本上与图5.3-17 a一样，不同的是：晶体的电极1、3分别接在同一晶体管V₁的集电极和基极，以构成正反馈；晶体管V₂用LC谐振回路作负载，以减少输出电压的非线性失真。

为了提高频率稳定度，电路采取了下列措施：将晶体置入恒温槽内，利用由稳压管V_{DZ1}、V_{DZ2}和电阻R₆组成稳压电路；第一级放大器用射极输出器；负载接在V₂的集电极，减少了对石英晶体的影响。

恒温槽内装有加热丝RH和温度继电器K，用以调节槽内温度，使它经常保持在55±2℃。当槽内低于53℃时，K接点闭合，电源-24V经K和RH给恒温槽加热，同时点燃灯泡；当槽内温度超

过57℃时，K接点断开，停止加热。

图5-3-17 b中，R₆、C₉和R₄、C₈构成去耦电路，C₄用来降低高频增益，防止产生高频寄生振荡。

5. 高稳定度晶体振荡器 一般石英晶体振荡器能达到10⁻⁵的频率稳定度。若要得到10⁻⁶~10⁻⁷甚至更高频率稳定度的石英晶体振荡器，就要采取相应的措施。由于影响频率稳定度的主要是温度因素，目前有两种克服温度影响的高稳定石英晶体振荡器：恒温控制晶体振荡器；温度补偿晶体振荡器。其性能比较见表5-3-5。

以上两种高稳定石英晶体振荡器，在采取措施克服温度影响的同时，也要将其它因素，比如电源电压，负载等影响减小到一定程度，否则总的频率稳定度仍是不高的。

1) 恒温控制晶体振荡器 该种振荡器的基本原理就是将石英谐振器及影响频率的某些元件放置在受控制的恒温槽内，这样即使外界温度变化，晶体振荡器的频率也很少变化。

表5-3-5 两种高稳定度晶体振荡器性能比较

电路类型	恒温控制型	温度补偿型
特点	频率稳定度一般可达 $10^{-6} \sim 10^{-8}$ ，甚至可达 10^{-9} 以上，结构复杂，体积大，消耗功率大，机械强度差（杜瓦瓶质脆易碎）；开机后30min才能达到稳定温度而正常工作	频率稳定度只能达到中等精度如 5×10^{-7} ，结构简单，体积小，重量轻，机械强度高，耗电少，开机后即可稳定工作；调整困难
应用	较大型高精密度的固定式设备中	SSB电台、小型移动电台、中小型战术电台和各种测量仪器中

恒温槽是一个小的温度自动控制系统。它能使保温瓶（通常称杜瓦瓶）内温度维持在某一确定的数值。恒温温度选择在晶体出厂时指定的拐点温度（参阅本篇图5-1-9几种切型的频率温度曲线）附近。常用的控制电路见图5-3-18。

电路中 V_1 、 V_2 构成互感耦合振荡器，振荡的强度由反馈网络中的测温电桥（虚线框内，放置在杜瓦瓶内）控制。其输出经二极管 V_{D1} 、 V_{D2} 整流滤波后，控制 V_3 的偏压，使之与振荡幅度成比例变化，从而控制了 V_4 的基极注入电流。 V_4 的发射极电阻 R_H 是放在杜瓦瓶中的加热电阻（即电热丝），它将杜瓦瓶中的温度升至给定的数值，如 50°C 。当瓶内温度高于 50°C 时，测温电桥中的电阻 R_t 的电阻值减小（反之增大），振荡幅度减小，从而使 V_3 的偏压减小，流经 R_H 的电流 I 减小，瓶内的温度下降到给定值 50°C 左右，使瓶内温度维持恒定。

图5-3-19为ZGW-5型高稳定晶体振荡器的原理图。图中晶体管 V_1 和石英晶体组成振荡器。 V_2 、 V_3 组成共射-共基放大电路，其作用是既隔离了后级对晶体振荡器的影响，又具有较高的电压放大作用，所以称之为隔离放大器。 V_4 、 V_5 组成选频放大器，其作用是放大5MHz信号。抑制其他频率信号以保证输出波形更接近正弦，且输出电压的幅度和功率足够大。

晶体管 V_1 的参数及电源电压的变化将影响晶体振荡器的振荡幅度，为稳定幅度由 V_4 管引回振荡信号，经 V_{D1} 、 V_{D2} 和 C_{10} 整流滤波成为直流反馈电压 U_F ， U_F 的极性使 V_1 的基极电位降低。当振荡振幅增大， U_F 的绝对值也增大，从而使 V_1 的基极电位降低，集电极静态电流减小，这样 V_1 就可以在振幅较小时进入截止区，达到稳定振幅的目的。采用振幅自动控制，对提高晶体振荡器的频率稳定性和避免因振幅过大而造成输出波形失真有一定作用。

2) ZWB型温度补偿型晶体振荡器 如图5-3-20所示，该类型晶体振荡电路的基本原理是根据晶体频率随温度变化的一定规律，采用变容二极管和热敏电阻 R_t 组成的温度补偿网络，使振荡器的频率产生一反向变化，从而减小振荡器频率随温度的变化。

电路中， V_1 与晶体组成并联型晶体振荡器。 V_2 为放大器，为减小 V_2 对振荡器的影响，所以振荡器输出信号从 $9\text{k}\Omega$ 和 $6.2\text{k}\Omega$ 之间引至 V_2 基极。 V_3 为射极输出器，以提高输出带负载能力。变容二极管为晶体负载电容，它的反偏电压由外接直流电源 $+E$ 供给，并用热敏补偿网络控制变容二极管两端反向电压 U_D ，适当调整热敏补偿网络的元件参数，使

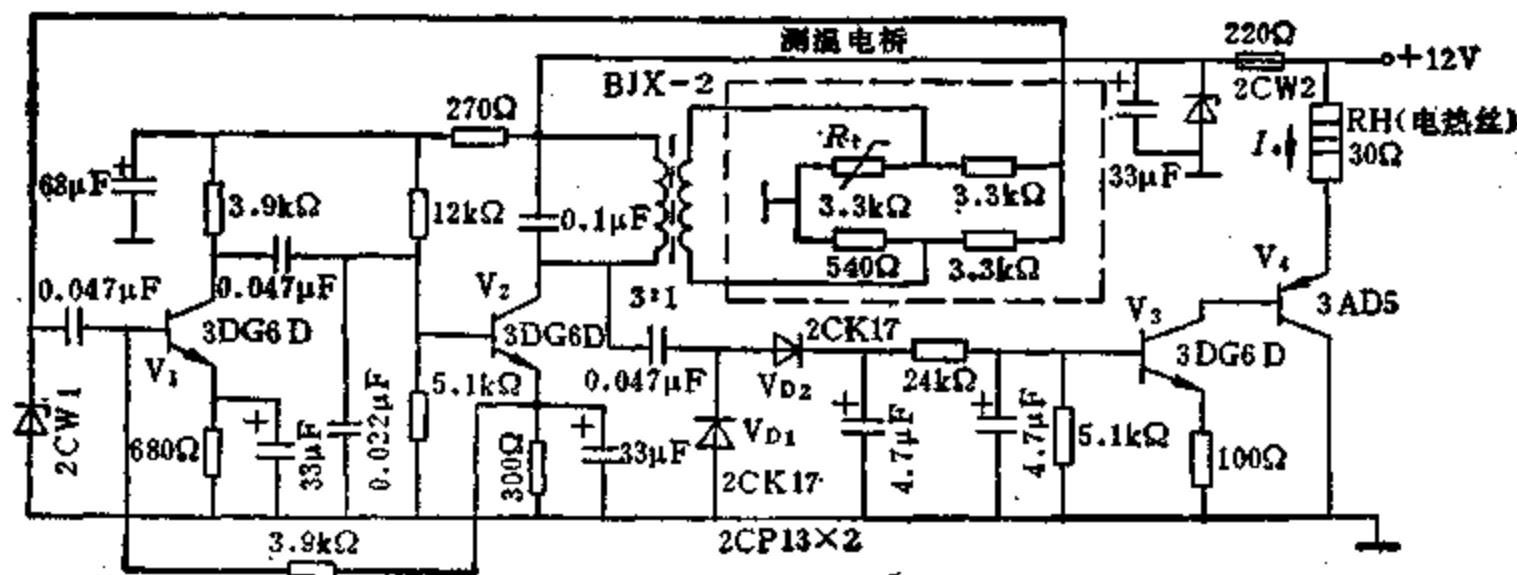


图5-3-18 恒温系统的控制电路

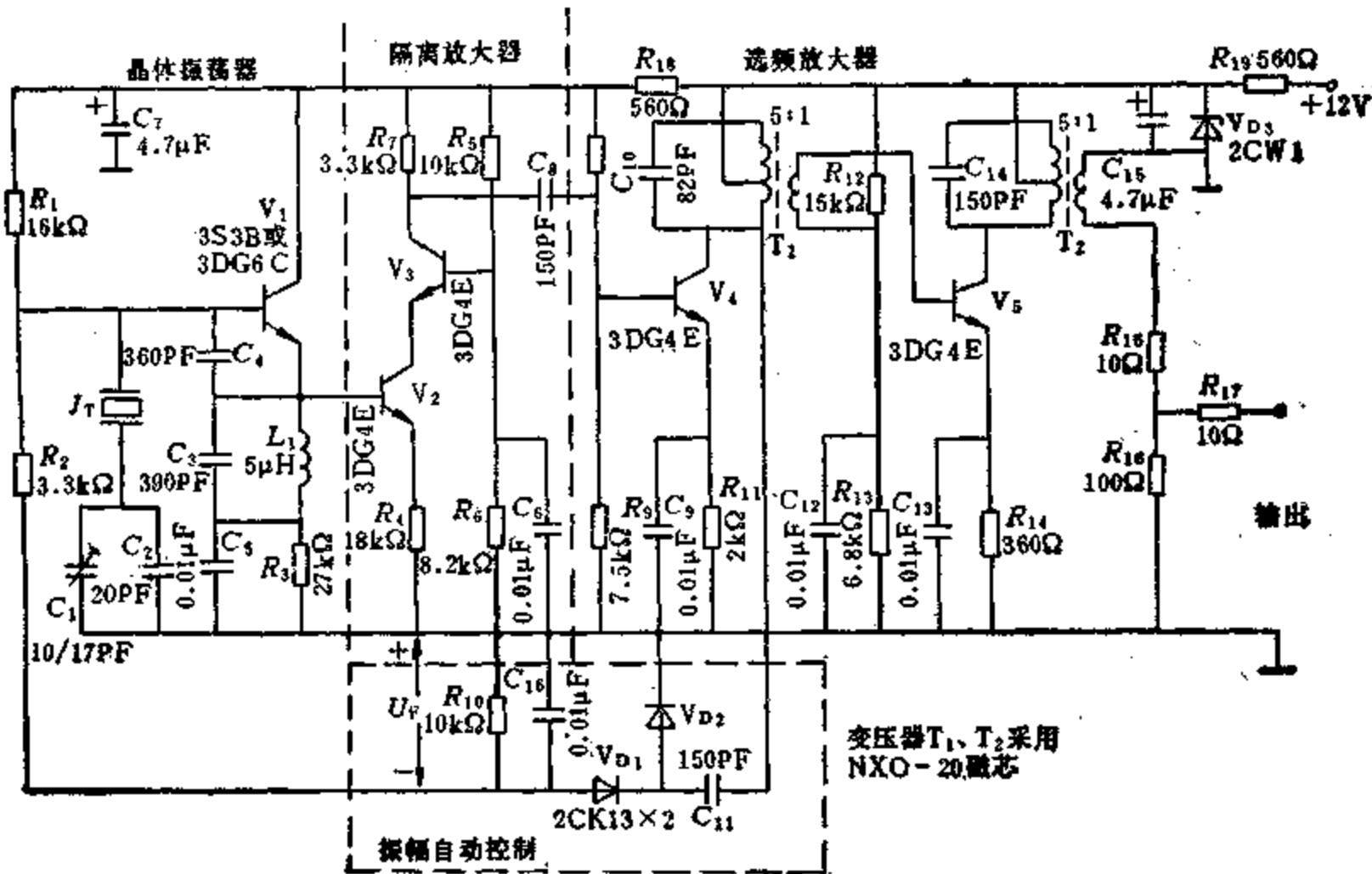


图5-3-19 采用恒温槽的ZGW-5型晶体振荡器

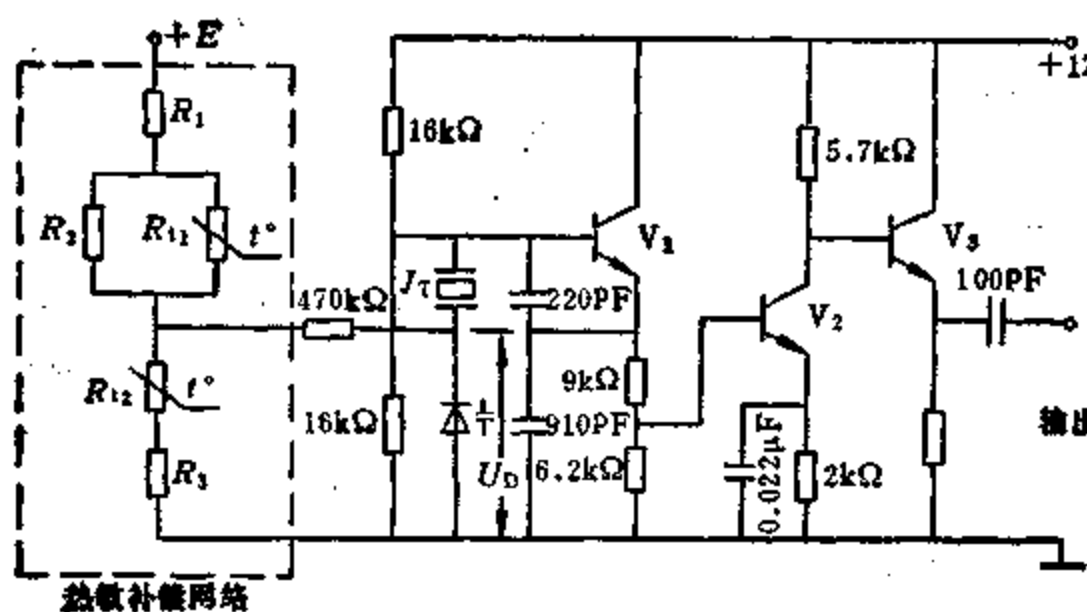


图5-3-20 ZWB型温度补偿型晶体振荡器

U_D 随温度变化,恰好能抵消晶体的频率随温度的变化,从而得到较高的频率稳定度。

目前,石英晶体的生产单位已将某些频率的恒温控制晶体振荡器和温度补偿晶体振荡器作为标准部件供使用单位采用。表5-3-6、表5-3-7和表5-3-8列出了如上两种类型振荡器的标准部件性能指标,供使用时参考。

1.1.4 RC正弦波振荡器
一般LC振荡器适用于较高频率。频率较低时(一般不超过200kHz),

表5-3-6 恒温控制晶体振荡器一般指标

型号	标称频率 (MHz)	微调范围 (10^{-7})	工作温度 ($^{\circ}\text{C}$)	输出电压 (mV)	输出波形	额定负载	电源电压	功耗 (W)
ZGW-5	5	≥ 1	-10~+45	≥ 300	正弦	$50\Omega \pm 10\%$	$12\text{V} \pm 1\%$ 波纹 $< 10\text{mV}$	起始 3.6 正常 1.8
ZGW-4	4.608	≥ 1	-10~+45	≥ 300	正弦	$50\Omega \pm 10\%$	$12\text{V} \pm 1\%$ 波纹 $< 10\text{mV}$	起始 3.6 正常 1.8
	4.43361875	≥ 1	-10~+45	≥ 300	正弦	$50\Omega \pm 10\%$	$12\text{V} \pm 1\%$ 波纹 $< 10\text{mV}$	起始 3.6 正常 1.8
ZGW-7	5	≥ 1	-10~+45	≥ 300	正弦	$50\Omega \pm 10\%$	$12\text{V} \pm 1\%$ 波纹 $< 10\text{mV}$	起始 6W 正常 2.4W
ZGW-8	4.608	≥ 1	-10~+45	≥ 300	正弦	$50\Omega \pm 10\%$	$24\text{V} \pm 1\%$ 波纹 $< 10\text{mV}$	起始 6W 正常 2.4W
ZGW-9	4.43361875	≥ 1	-10~+45	≥ 300	正弦	$50\Omega \pm 10\%$	$12\text{V} \pm 1\%$ 波纹 $< 10\text{mV}$	起始 3.6 正常 1.8
ZGW-6	30~70	50	0~+50	≥ 100	近似正弦	200Ω 20pF	24V	
待定	30~80		0~+50	≥ 100		200 Ω		

表5-3-7 恒温控制晶体振荡器频率稳定度

型 号	开机再现性	开机稳定度	秒级稳定度	日波动	日老化率	温度频差
ZGW-5A	$\leq 2.5 \times 10^{-8}$	$\leq 2.5 \times 10^{-8}$	$\leq 1 \times 10^{-9}$	$\leq 4 \times 10^{-9}$	$\leq 1 \times 10^{-9}$	$\leq 5 \times 10^{-8}$
ZGW-5B	$\leq 5 \times 10^{-8}$	$\leq 5 \times 10^{-8}$	$\leq 3 \times 10^{-9}$	$\leq 1 \times 10^{-8}$	$\leq 3 \times 10^{-9}$	$\leq 5 \times 10^{-8}$
ZGW-5C	$\leq 5 \times 10^{-9}$	$\leq 5 \times 10^{-9}$	$\leq 6 \times 10^{-10}$	$\leq 2 \times 10^{-9}$	$\leq 5 \times 10^{-10}$	$\leq 2 \times 10^{-8}$
ZGW-4	$\leq 1 \times 10^{-7}$	$\leq 1 \times 10^{-7}$	$\leq 5 \times 10^{-9}$	$\leq 2 \times 10^{-8}$	$\leq 5 \times 10^{-9}$	$\leq 1 \times 10^{-7}$
ZGW-7A	$\leq 5 \times 10^{-9}$	$\leq 5 \times 10^{-9}$	$\leq 6 \times 10^{-10}$	$\leq 2 \times 10^{-9}$	$\leq 5 \times 10^{-10}$	$\leq 2 \times 10^{-8}$
ZGW-7B	$\leq 2.5 \times 10^{-8}$	$\leq 2.5 \times 10^{-8}$	$\leq 1 \times 10^{-9}$	$\leq 4 \times 10^{-9}$	$\leq 1 \times 10^{-9}$	$\leq 5 \times 10^{-8}$
ZGW-7C	$\leq 5 \times 10^{-8}$	$\leq 5 \times 10^{-8}$	$\leq 3 \times 10^{-9}$	$\leq 1 \times 10^{-8}$	$\leq 3 \times 10^{-9}$	$\leq 5 \times 10^{-8}$
ZGW-8	$\leq 1 \times 10^{-7}$	$\leq 1 \times 10^{-7}$	$\leq 5 \times 10^{-9}$	$\leq 2 \times 10^{-8}$	$\leq 5 \times 10^{-9}$	$\leq 1 \times 10^{-7}$
ZGW-9	$\leq 1 \times 10^{-7}$	$\leq 1 \times 10^{-7}$	$\leq 5 \times 10^{-9}$	$\leq 2 \times 10^{-8}$	$\leq 5 \times 10^{-9}$	$\leq 1 \times 10^{-7}$
ZGW-6				$\leq 1 \times 10^{-8}$	$\leq 2 \times 10^{-7}$	
特 定				$\leq 5 \times 10^{-7}$	$\leq 5 \times 10^{-8}$	

注：1. 频率稳定度数值具有“±”性质；

2. 开机再现性指开机24h测 f_1 ，关机12h，再开机4h测 f_2 ， f_2 对 f_1 的相对变化；

3. 开机稳定度指开机24h，关机12h再开机2h后10h内频率最大变化的相对值。

表5-3-8 温度补偿晶体振荡器

型 号	标称频率 (kHz)	总频差 (10^{-6})	工作温度 (°C)	输出电压 (V)	额定负载 (kΩ)	电 源 电 压 (V)	功 耗 (mW)
ZWB-1	1000, 1024	± 5	-40~+70	0.5	1	+12	<100
ZWB-1A	1000, 1024	± 3	-40~+70	0.5	1	+12	<100
ZWB-1B	1000, 1024	± 2	-40~+70	0.5	1	+12	<100
ZWB-2	1000, 1024	± 5	-20~+60	0.5	1	+12	<100
ZWB-2A	1000, 1024	± 3	-20~+60	0.5	1	+12	<100
ZWB-2B	1000, 1024	± 2	-20~+60	0.5	1	+12	<100
ZWB-3	1000, 1024	± 5	0~+50	0.5	1	+12	<100
ZWB-3A	1000, 1024	± 3	0~+50	0.5	1	+12	<100
ZWB-3B	1000, 1024	± 2	0~+50	0.5	1	+12	<100
ZWB-4	1000, 1024	± 15	0~+50	0.5	1	+12	<100
ZWB-5	1000~10000	± 5	-10~+55	0.5	1	+12	<100
ZWB-5A	1000~10000	± 3	-10~+55	0.5	1	+12	<100
ZWB-5B	1000~10000	± 2	-10~+55	0.5	1	+12	<100
ZWB-6	1000~10000	± 5	-40~+70	0.5	1	+12	<100
ZWB-6A	1000~10000	± 3	-40~+70	0.5	1	+12	<100
ZWB-6B	1000~10000	± 2	-40~+70	0.5	1	+12	<100
ZWB-7	1000~5000	± 5	-55~+85	0.5	1	+12	<100
ZWB-7A	1000~5000	± 3	-55~+85	0.5	1	+12	<100
ZWB-7B	1000~5000	± 2	-55~+85	0.5	1	+12	<100
ZWB-11	3000~10000	± 0.5	-20~+60	0.2	1	+12	50
ZWB-12	3000~10000	± 1	-40~+70	0.2	1	+12	50
ZWB-18A	10000~25000	± 5	-10~+55	0.5	1	9或12	100
ZWB-18B	10000~25000	± 5	-25~+55	0.5	1	9或12	100
ZWB-18D	10000~25000	± 7	-25~+55	0.5	1	9或12	100
ZWB-18E	10000~25000	± 10	-25~+55	0.5	1	9或12	100

常用以电阻、电容为选频网络的RC振荡器。

RC振荡器的工作原理同LC振荡器一样，都是依靠放大器的正反馈，使电路满足振荡的相位条件和振幅条件。常用的RC振荡器有相移式、桥式和双T式。

1. RC选频网络 许多RC电路都可作为RC振荡电路的选频网络。常用的有导前移相网络、滞后移相网络、串并联选频网络和双T选频网络。它们的电路结构和特性见图5·3-21。

图中K为电路的电压传输系数，是个复数，其指数形式为

$$K = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = Ke^{j\varphi}$$

2. 采用晶体管的RC振荡电路

1) RC移相振荡器(见图5·3-22) 由图5·3-21可知，一节RC移相电路的最大相移小于90°。利用RC电路做为反馈网络和反相放大器构成振荡器，至少需要三节RC移相电路才能满足振荡的相位平衡条件。

导前RC移相振荡器和滞后RC移相振荡器均由反相放大器和总相移180°的三节RC移相电路构成。对于滞后RC移相振荡电路，为了减小放大器输入电阻对移相电路的影响，中间加了一级射极输出器V₁作为缓冲级。

2) 文氏电桥振荡器 如图5·3-23所示，电路由V₁、V₂两级共发RC放大器和串并联选频网络(R₁、C₁、R₂和C₂组成)构成。在 $\omega_0 = \frac{1}{RC}$ 的角

	导前移相电路	滞后移相电路	串并联选频电路	双T选频电路
电路				
幅频特性				
相频特性				
ω ₀	$\omega_0 = \frac{1}{RC}$			$\omega_0 = \frac{2\pi}{5RC}$

图5·3-21 RC选频网络

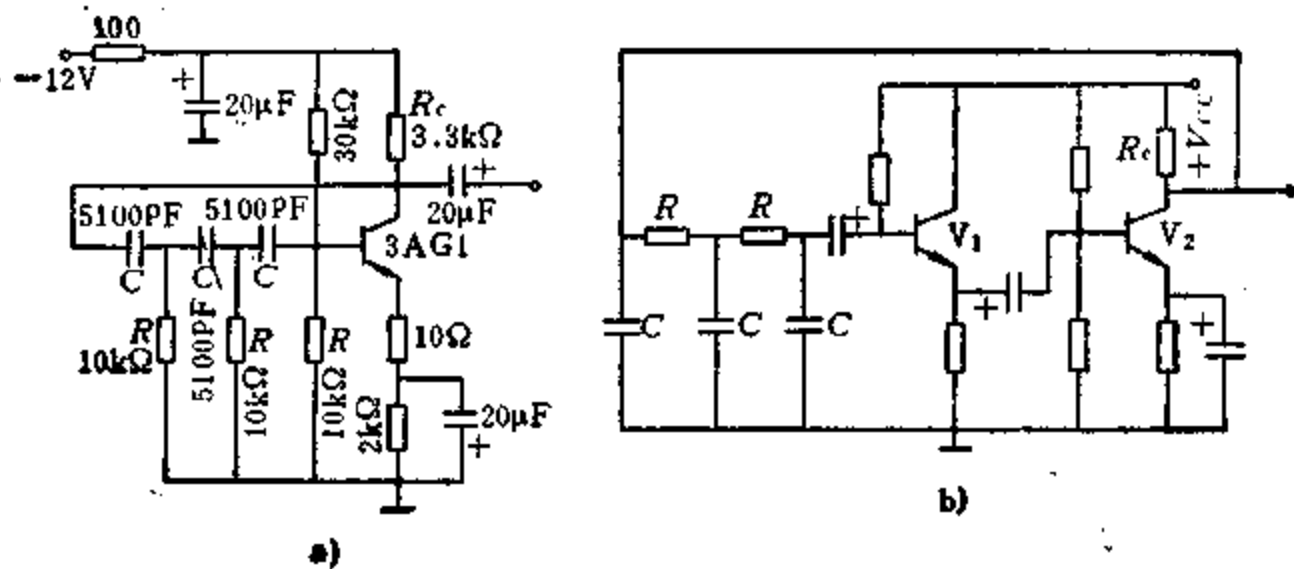


图5·3-22 RC移相振荡电路

a) 导前RC移相振荡电路 b) 滞后RC移相振荡电路

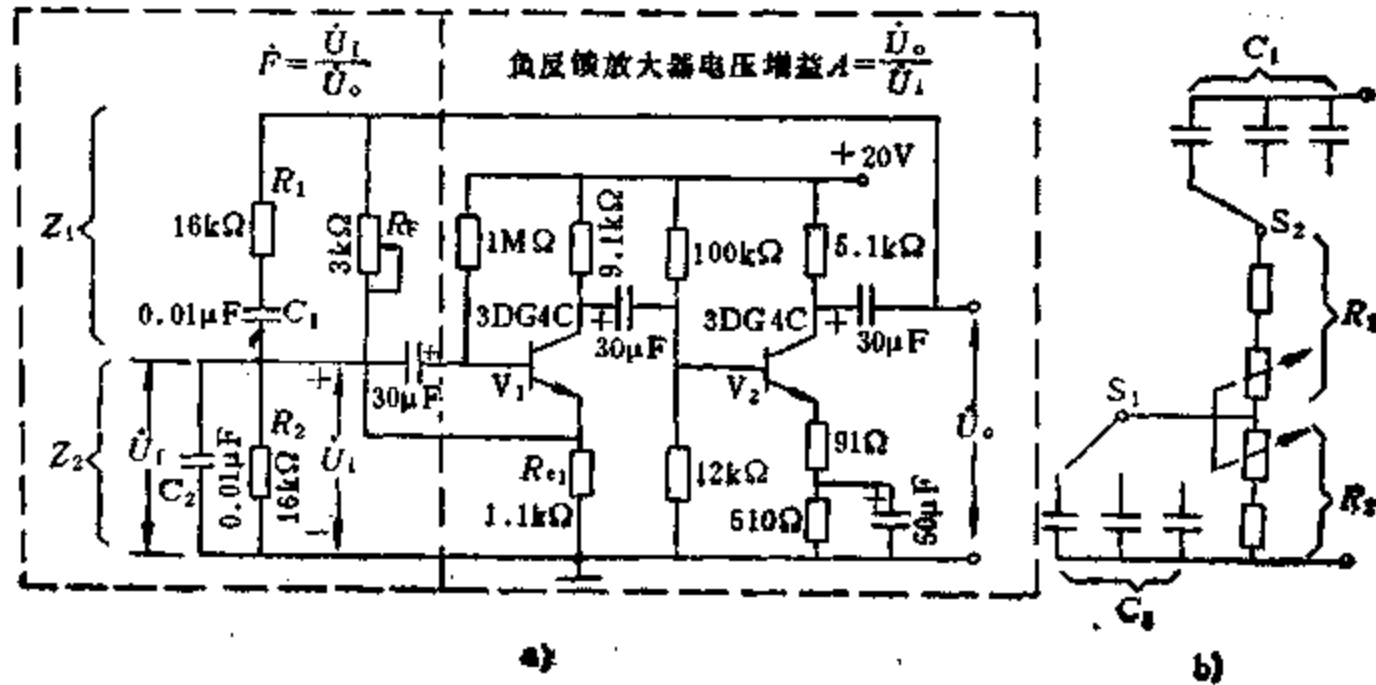


图5-3-23 文氏电桥振荡电路

频率下，选频网络的相移为零度，若不计RC放大器本身的相移，则 \dot{U}_o 与 \dot{U}_i 同相，满足振荡器的相位平衡条件。图中 R_F 和 R_{E1} 构成电压串联负反馈网络，调整 R_F 可使振荡电路比较稳定且波形失真小。在实际应用中，常将 R_F 换成具有负温度系数的热敏电阻，以自动调节电压增益。

RC串并联选频网络的 Z_1 (R_1 、 C_1 串联阻抗)、 Z_2 (R_2 、 C_2 并联阻抗)和负反馈回路中的 R_F 、 R_{E1} 正好形成一个四臂电桥，故称文氏电桥振荡电路。它可以很方便地得到频率范围较宽且连续可调的振荡频率。例如在RC串并联网络中加接波段开关S，换接不同容量的电容作为粗调，在电阻中串接同轴电位器作为细调，如图5-3-23 b所示。

图5-3-24是一种性能更好的文氏电桥振荡器的实用电路。由于晶体管共发电路输入阻抗低，输出阻抗高，接上RC串并联选频网络后影响后者的频率特性，所以在实际电路中用高输入阻抗的场效应管 V_1 代替晶体管接到RC网络的输出端，将具有低输出阻抗的射极输出器 V_4 接到RC网络的输入端。

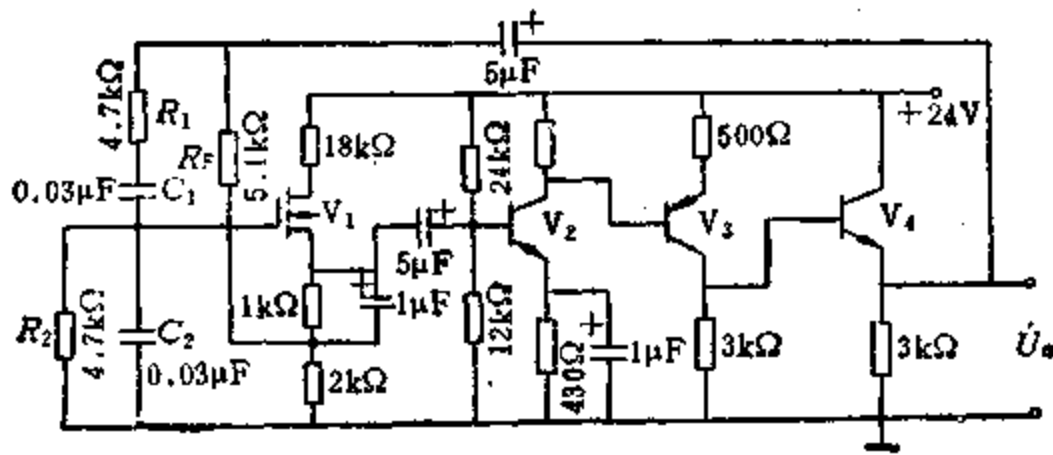


图5-3-24 文氏电桥振荡器实际电路

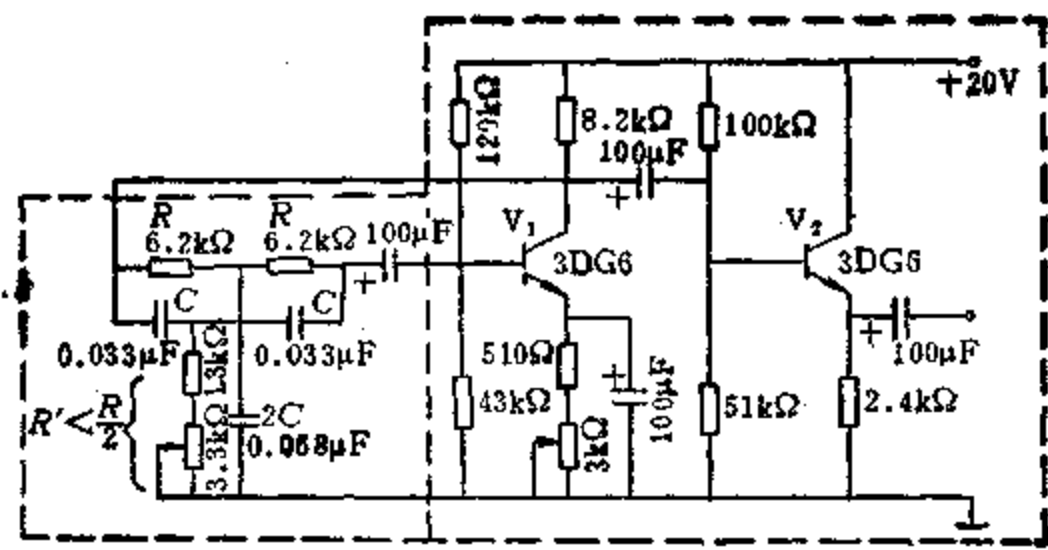


图5-3-25 $R' < \frac{R}{2}$ 的双T网络构成的振荡电路

率特性，所以在实际电路中用高输入阻抗的场效应管 V_1 代替晶体管接到RC网络的输出端，将具有低输出阻抗的射极输出器 V_4 接到RC网络的输入端。

3) 双T选频网络振荡器 对于 $R' < \frac{R}{2}$ 的双

T选频网络振荡电路如图5-3-25所示。它是由 V_1 单级共发射极放大器和双T选频网络组成。双T网络提供 180° 的相移，满足振荡的相位平衡条件，电路得以振荡。 V_2 为射极输出器，用以保证负载变化不影响选频网络。

4) 三种电路性能 (见表5-3-9)

3. 采用运放的RC振荡电路

1) RC移相式振荡电路 图5-3-26 a 为RC移相式振荡电路的典型结构。它是由一只反相输入方式的运算

表5-3-9 常用晶体管RC振荡电路性能

电路形式	RC移相振荡电路		文氏电桥振荡电路	双T选频网络振荡电路 ($R' < \frac{R}{2}$)
	超前式	滞后式		
振荡频率	当 $R \gg h_{ie}, R_c = R$ 时 $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{6}RC}$	当 $R \gg h_{ie}, R_c = R$ 时 $f_0 = \frac{\sqrt{6}}{2\pi RC}$	当 $R_1 = R_2 = R$ $C_1 = C_2 = C$ 时 $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$	$f_0 = \frac{1}{5RC}$
起振条件	当 $R \gg h_{ie}, R_c = R$ 时 $A_{ie} > 29$	当 $R \gg h_{ie}, R_c = R$ 时 $A_{ie2} > 29 \frac{h_{ie2}}{R_c}$	$A > 3$	$A > \frac{1}{F}$
特点与应用	电路结构简单, 经济方便, 波形失真大, 输出幅度不够稳定; 调节频率不方便 适用于要求不高的固定频率振荡器		频率、幅度稳定; 输出波形失真小; 频率调节方便 广泛应用于宽频带音频振荡器	输出波形好, 频率调节较难 适用于产生单频率振荡

放大器和三节RC移相电路组成。在特定频率 f_0 处, RC移相电路产生 180° 相移而呈现正反馈, 电路以特定频率 f_0 振荡, 电路振荡的振幅条件和工作频率分别为

$$R_F = 12R$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{3}RC}$$

实际应用中, 为了保证起振 R_F 的取值应略大于 $12R$ 。

电路①处的电压 \dot{U}_1 与输出电压 \dot{U}_O 的关系为

$$\dot{U}_O = -j\omega R_F C \dot{U}_1$$

即 \dot{U}_1 与 \dot{U}_O 的相位差正好为 90° ; 若 \dot{U}_O 为正弦波, 则由①处可取出余弦波 \dot{U}_1 。

电路中的稳压管 V_{DZ1} 、 V_{DZ2} 起限幅作用。

图5-3-26 b所示的RC移相振荡电路, 可同时得到正弦与余弦相互正交的函数, 很多控制系统需要同时用到这种正交函数。电路中 V_{D1} 、 V_{D2} 起限幅作用, 通过改变 V_{D1} 、 V_{D2} 的偏置, 可改变限幅工作点, 调整波形的对称性, 减小输出信号波形失真。调整电阻 R_{F1} 的阻值可以使输出正弦波和余弦波幅度相同。 A_2 为缓冲放大器, 接入后, 可实现在不破坏网络参数情况下, 得到余弦输出 u_{o2} 。按图中所示各元件的数值计算, 振荡频率 f_0 为92Hz, A_1 输出电压 u_{o1} 的振幅 U_{O1} 为1~10V。 u_{o1} 按照由 R_F 、 $0.1\mu F$ 确定的时间常数进行积分, u_1 与 u_{o1} 电压相位差 90° , 其中 $u_1 = (10/69)U_{O1}\cos\omega_0 t$, A_2 输出的

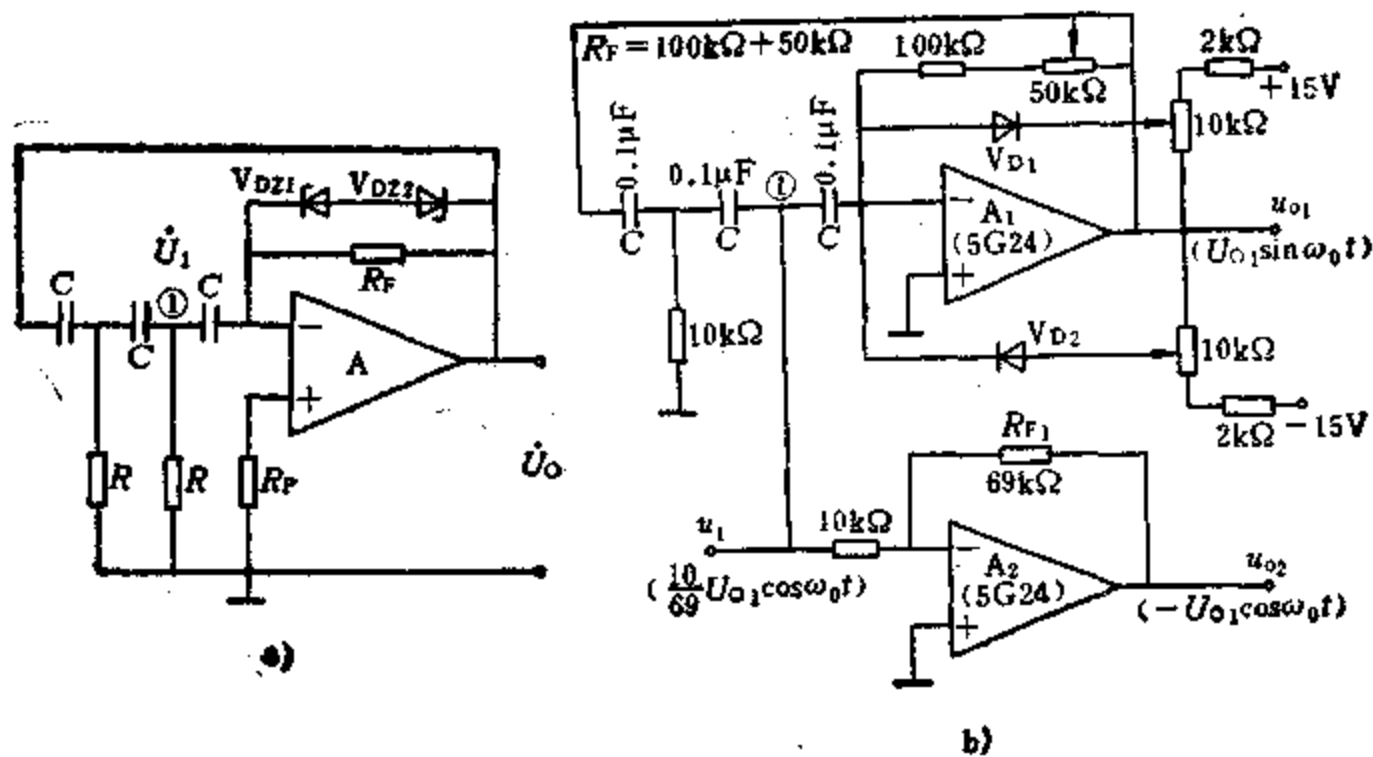


图5-3-26 采用运放组成的RC移相振荡电路

a) 原理电路 b) 实用电路

余弦波 $u_{o2} = -U_{O1} \cos \omega_0 t$ 。

移相式振荡电路的主要优点是结构比较简单，但它的非线性失真比较大，很难做到优于2%；它的频率也难以连续调节。

2) 文氏电桥振荡电路 图5-3-27 a 示出了一

个用运放和文氏电桥组成的基本振荡电路。运放A和负反馈回路电阻 R_{F1} 、 R_{F2} 组成基本放大环节，正反馈网络由文氏电桥两臂 R_1 、 C_1 和 R_2 、 C_2 组成。电路工作原理同图5-3-23。振荡条件主要由两反馈回路参数决定。电路的振幅条件和振荡频率分别为

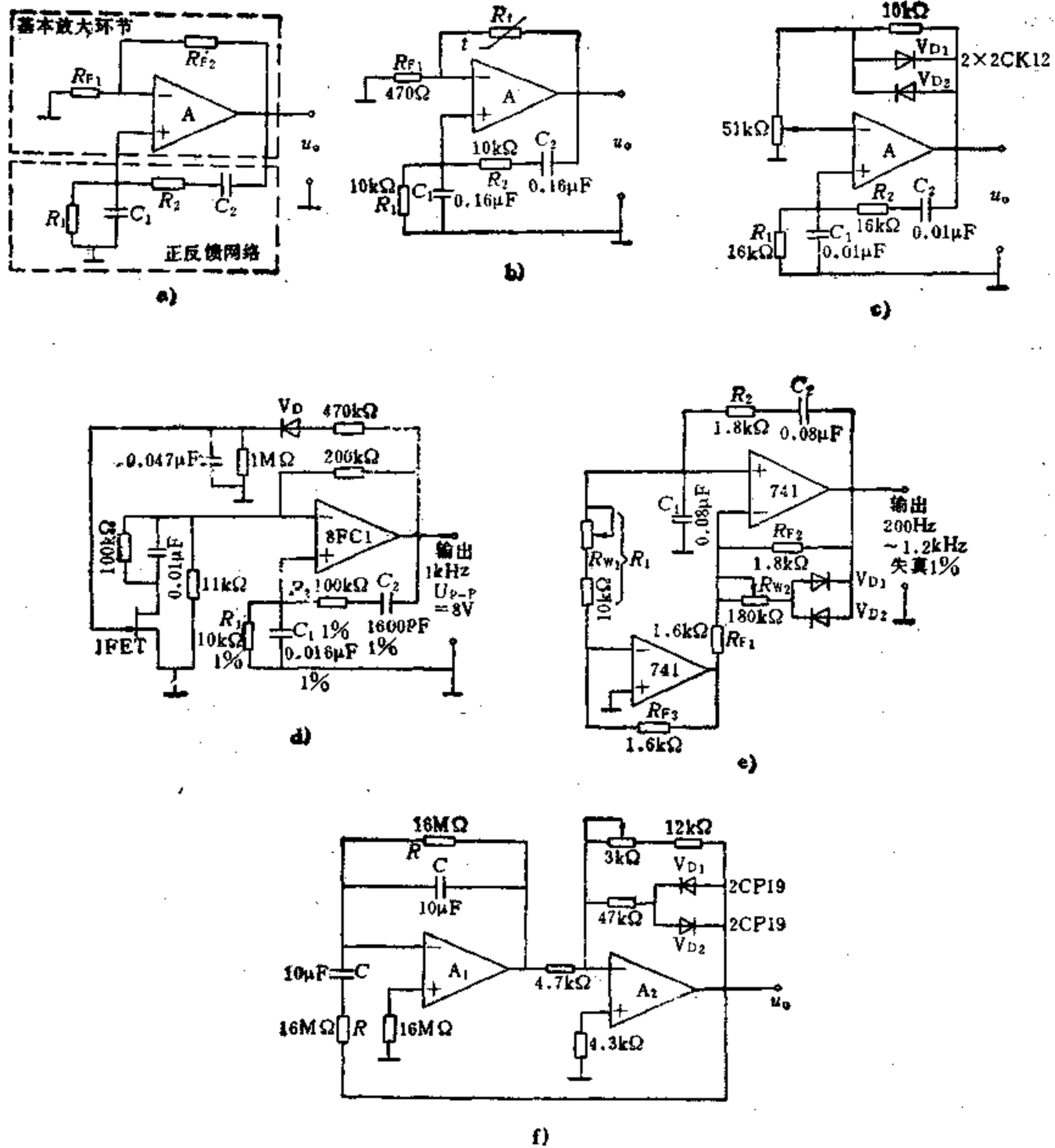


图5-3-27 采用运放组成的文氏电桥振荡电路

- a) 基本电路 b) 热敏电阻稳幅振荡电路 c) 二极管稳幅振荡电路
 d) JFET稳幅振荡电路 e) 频率可调的振荡电路 f) 甚低频振荡电路

$$\frac{R_{F2}}{R_{F1}} = \frac{C_1}{C_2} + \frac{R_2}{R_1} \quad (5.3-1)$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

实际应用中, 为了保证起振 $\frac{R_{F2}}{R_{F1}}$ 的取值应略大于 $\frac{C_1}{C_2} + \frac{R_2}{R_1}$ 且常取 $C_1 = C_2 = C$, $R_1 = R_2 = R$ 。

一般讲, 文氏电桥振荡电路所产生的正弦波优于移相式电路。获得20Hz~50kHz的正弦波常采用文氏电桥振荡电路。

从理论上讲, 满足振荡条件后, 振荡幅值可固定在某一定值上。但由于温度等环境条件的变化, 会使振荡条件遭受破坏, 电路不是停振就是振荡波形严重失真, 所以, 基本文氏电桥振荡电路要达到实用目的, 还必须采用自动稳幅措施。

图5.3-27 b 是热敏电阻自动稳幅的振荡电路。电路用具有负温度系数的热敏电阻 R_t 代替图5.3-27 a 电路中负反馈回路电阻 R_{F2} 。其工作原理是: 当振幅增大时, 流过 R_t 的电流增大, 温度升高, R_t 值随之而减小, 使负反馈深度加深, 从而达到稳幅目的。

图5.3-27 c 为二极管自动稳幅振荡电路。电路利用二极管的非线性, 在 u_o 幅度增大时, 其正向电阻减小, 从而使负反馈深度加深, 迫使 u_o 幅度减小, 以此达到稳幅目的。这种电路的输出阻抗比较大, 故后面应接缓冲级或输入阻抗较高的电路。

图5.3-27 d 是应用 JFET (结型场效应管) 作为可变电阻进行稳幅的文氏电桥振荡电路。通常 JFET 处于导通状态, 当输出电压幅度增大时, 经二极管 V_D 整流后的电压增大, JFET 反偏增大, 其漏源间电阻变大, 负反馈量增大, 从而起到稳幅作用。该电路的振荡频率为 1kHz, 输出幅度 $U_{p-p} = 8V$ 。

从基本文氏电桥振荡电路的振幅条件式 (5.3-1) 可以看出, 若要对其频率进行调节而又不破坏振荡的振幅条件, 则必须对正反馈回路中的两只电阻 R_1 、 R_2 或两只电容 C_1 、 C_2 按比例进行同步调节, 这使调节很不方便。采用图5.3-27 e 电路, 则只需改变一只电阻 (R_1) 的阻值就能实现频率的调节。经分析, 当取 $R_{F1} = R_{F2} = R_{F3} = R_2 = R$ 及 $C_1 = C_2 = C$ 时, 电路振荡的振幅条件和工作频率分别为

$$2 + \frac{R}{R_1} = 2 + \frac{R}{R_1} \quad (5.3-2)$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi C \sqrt{R_1 R}}$$

式 (5.3-2) 表明, 无论 R_1 及 R 取何值, 图5.3-27 e 电路总可以满足振荡的振幅条件, 且 f_0 随 R_1 变化。这样就可以通过调节 R_1 的阻值改变 f_0 , 而又不破坏振幅条件, 使频率调节十分方便。电路中电位器 R_{W1} 和二极管 V_{D1} 、 V_{D2} 组成自动稳幅电路。

图5.3-27 f 为一甚低频桥式振荡电路。在一般的 RC 桥式电路中, 并联的 RC 网络和运算放大器的输入端是并联的, 碍于输入阻抗的影响, 不能取过大 R 值; 在这里, RC 并联网作为 A_1 的反馈回路, 这大大增大了从 RC 并联网看过去的阻抗, 故而可以选用较大的 R 值, 这样一来, 对 A_1 而言, 它的增益为 1, 为满足零相移条件, 需附加反相放大器 A_2 , A_2 的增益应在 3 左右。按图中标的数值, 电路的工作频率低至 0.001Hz (周期为 1000s), 其输出正弦波的非线性失真约为 0.3%, 是相当小的。

3) 双 T 选频网络振荡电路 如图 5.3-28 所示, 它们的工作原理与图5.3-25电路相同。

图5.3-28 a 电路的正反馈回路的氖管起反馈自动调节作用。电路的振荡频率为 720Hz。

图5.3-28 b 电路中的整流二极管 V_D , 稳压管 V_{Dz} , 滤波电路中的 R_3 、 R_4 和 C_3 以及场效应管 JFET 构成自动稳幅电路。由于 V_D 的整流作用, C_3 上的电压 u_{C3} 的极性上负下正。当输出电压 u_o 振幅增大时, 经整流后, u_{C3} 也增加, 使场效应管的栅极电压更负, 漏源间电阻增大, 负反馈加深, 从而阻止输出幅值的进一步增大。反之, 负反馈减弱。

双 T 选频网络振荡电路使用元件比文氏电桥振荡电路多, 所以频率调节困难, 但它具有良好的选频特性, 因此适用于产生频率稳定度要求高的单一频率的振荡。

4) 正交振荡器 (亦称积分式正弦发生器)

正交振荡器可以同时输出相互正交的正弦波和余弦波。图5.3-29 a 示出了一个正交振荡器的原理电路, 它是由一个同相积分器 A_1 和一个反相积分器 A_2 串接而成的。当 $R_1 C_1 = R_2 C_2$ 、 $R_1 = R_2 = R$ 、 $C_1 = C_2 = C$ 时, 可得

$$\frac{d^2 u_o(t)}{dt^2} + \omega_0^2 u_o(t) = 0$$

式中 $\omega_0 = \frac{1}{RC}$ 。

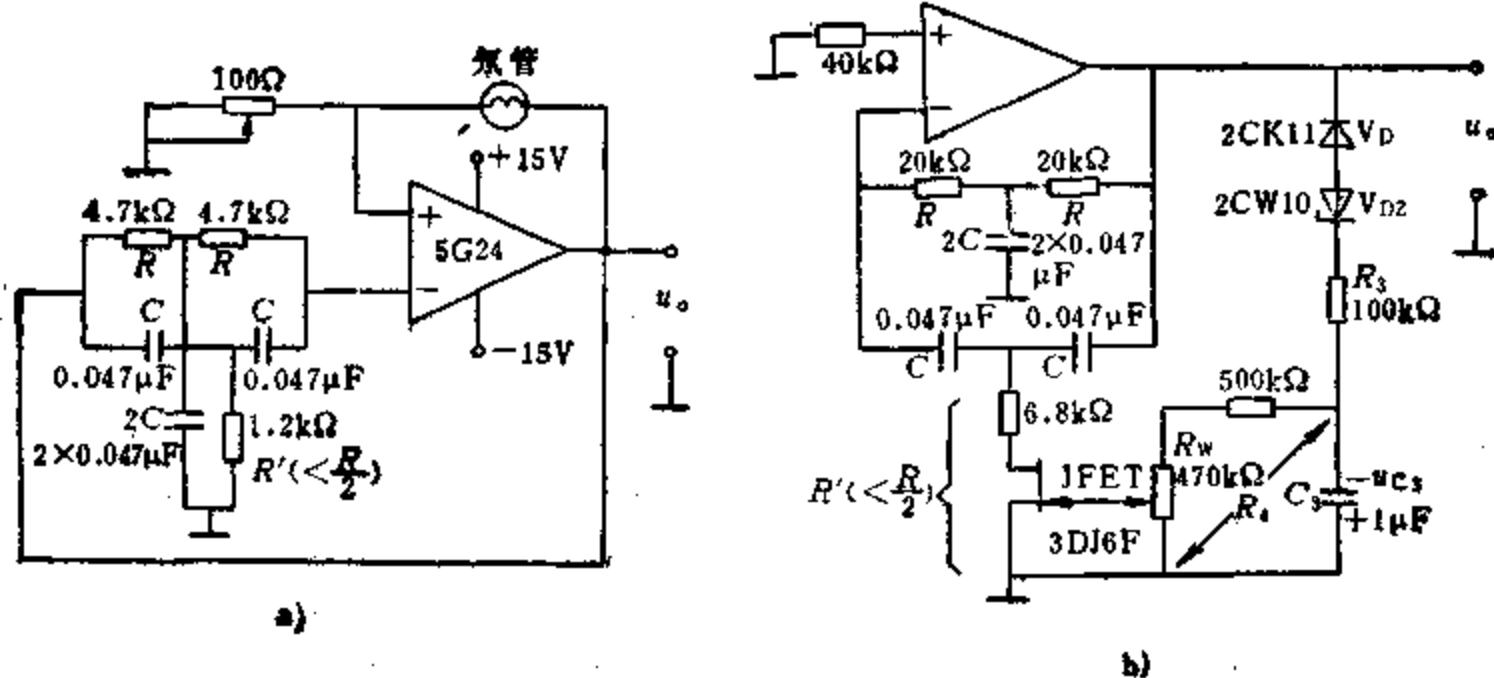


图5-3-28 采用运放的双T选频网络振荡电路

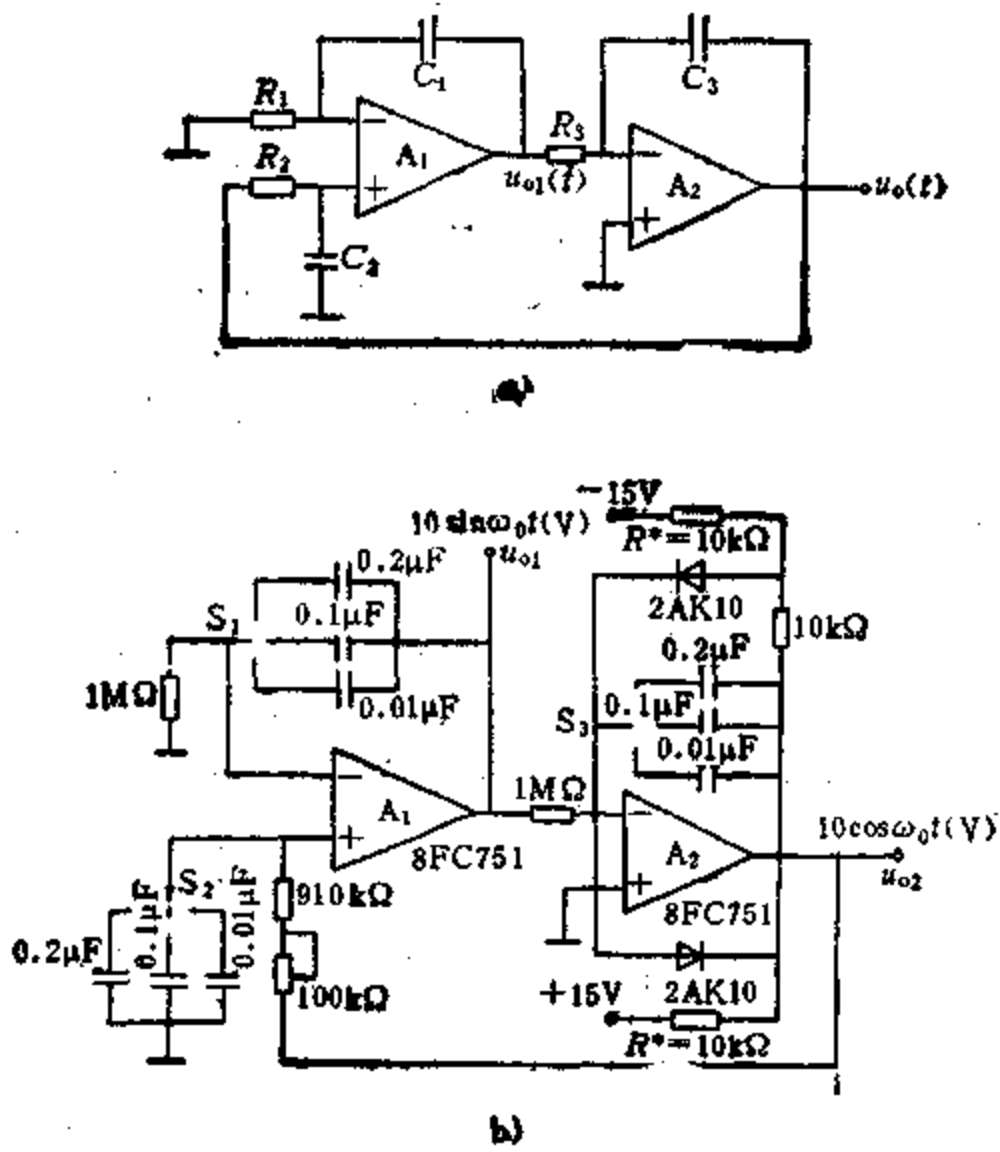


图5-3-29 正交振荡电路

a) 原理电路 b) 二极管限幅正交振荡器

这是一个标准的正弦波振荡微分方程，其解为

$$u_o(t) = U_0 \sin \omega_0 t$$

$$u_{o1}(t) = -U_0 \cos \omega_0 t$$

图5-3-29 b) 是用 8FC751 型低功耗集成运放组成的实际正交振荡器，该电路采用二极管限幅器，两个电阻 R^* 是输出波形对称性及失真调节电阻。

100kΩ 电位器是稳定性调节电位器。利用转换开关 S 可以分别获得 $10 \sin \omega_0 t (V)$ 、 $10 \cos \omega_0 t (V)$ ，频率为 15Hz、1.5Hz、0.75Hz 的正、余弦波输出。

1-1-5 音叉振荡器

音叉振荡器是用音叉作为谐振元件的，它具有频率稳定度高（可达 $\pm 5 \times 10^{-6}$ ），结构简单，性能可靠和耐震动冲击等优点。但只能用于音频范围。目前所用的音叉谐振器有电磁音叉和压电音叉两种。电磁音叉的频率温度特性好，但体积大，制造工艺复杂。

1. 音叉谐振器 图 5-3-30 是压电音叉谐振器的一般结构图。其音叉谐振器是用温度系数较小，不易老化的恒弹性镍铬钛合金钢制成，在两侧各粘一小块用温度特性良好的锆钛酸铝压电陶瓷制成的压电换能器，其一端为输入，另一端为输出，底部为公共端。两件压电换能器中的一个将电能转换为机械能，激励音叉谐振子

振动，另一个将音叉振动产生的机械能转换成电信号输出。

音叉谐振器具有一固有谐振频率，它与音叉尺寸成反比，尺寸越小，谐振频率越高。由于受尺寸和精密加工的限制，压电音叉谐振器的谐振频率一般限于 300Hz ~ 16kHz 范围内。

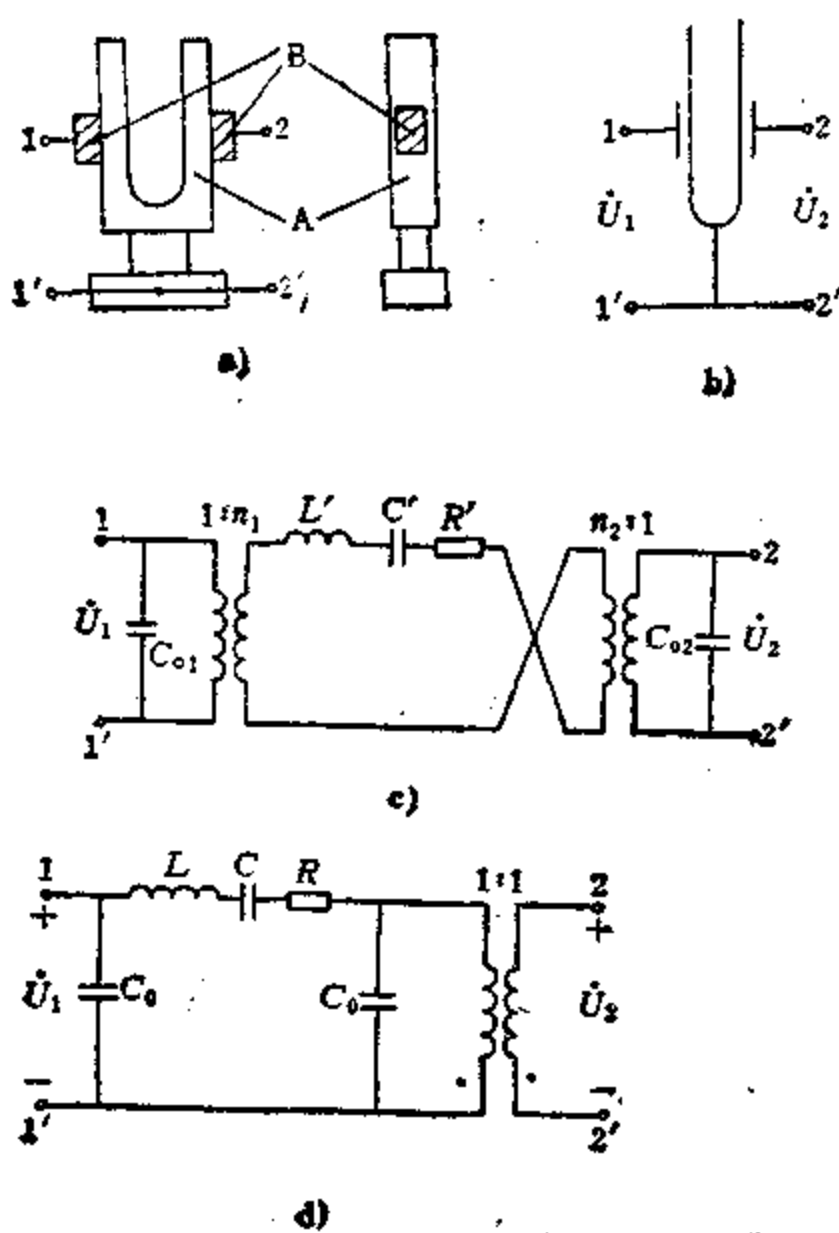


图5-3-30 音叉谐振器

a) 一般结构图

A—音叉谐振子 B—压电换能器

b) 符号 c) 一次等效电路 d) 二次等效电路

图5-3-30 b、c、d 分别为音叉谐振器的符号和一、二次等效电路。图5-3-30 c 中，两个理想变压器是对两个压电换能器的等效； L' 、 C' 和 R' 分别为音叉机械振动的等效电感，等效电容和等效电阻。音叉谐振器的输入和输出反相，一般情况下， $C_{01} = C_{02} = C_0$ ， $n_1 = n_2 = n$ ，图5-3-30 c 可变为图5-3-30 d 的形式。图5-3-30 d 中的 $L = \frac{L'}{n^2}$ ， $C = n^2 C'$ ， $R = \frac{R'}{n^2}$ 。从图5-3-30 d 可见，当22'端未接负载时，其谐振频率为

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L \left(\frac{CC_0}{C+C_0} \right)}} \quad (C \ll C_0)$$

$$\approx \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}$$

音叉谐振器的电压传输系数为

$$F = \left| \frac{U_2}{U_1} \right|$$

$$= - \frac{\frac{1}{\omega C_1}}{\sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} - \frac{1}{\omega C_0} \right)^2}}$$

当输入信号频率为 f_0 时，电压传输系数最大，即

$$F_{max} = - \frac{1}{2\pi f_0 RC_0}$$

典型的音叉谐振器的技术指标如表5-3-10所示。

表5-3-10 音叉谐振器技术指标

频率 (Hz)	准确度 (Hz)	介入损耗 (dB)	输入输出电阻 (kΩ)	Q 值
350~990	±0.5	10±3	100~300	约3000
1000~3000	±0.1	3±3	100~300	约1500

注：频率温度系数约为 $1 \times 10^{-5}/^\circ\text{C}$ 。

2. 音叉振荡电路 压电音叉谐振器输入、输出阻抗很高，介入损耗也大（当音叉的外接负载电阻约为30kΩ时，其最大损耗为13dB）。如果将它的输出直接与低阻抗放大器相接，就将使电压传输系数大大减小，甚至不能满足自激的振幅条件。所以，要求必须把放大器的输入电阻提高到几十千欧以上，并使电压增益大大超过介入损耗。此外音叉谐振器的输入与输出具有反相作用，这就要求放大器再反相，以满足振荡的相位条件。

图5-3-31为1000Hz压电音叉振荡器。图中输入级(V₁)采用射极输出器，是为了提高输入电阻，为保证电压增益，采用了两级放大电路。

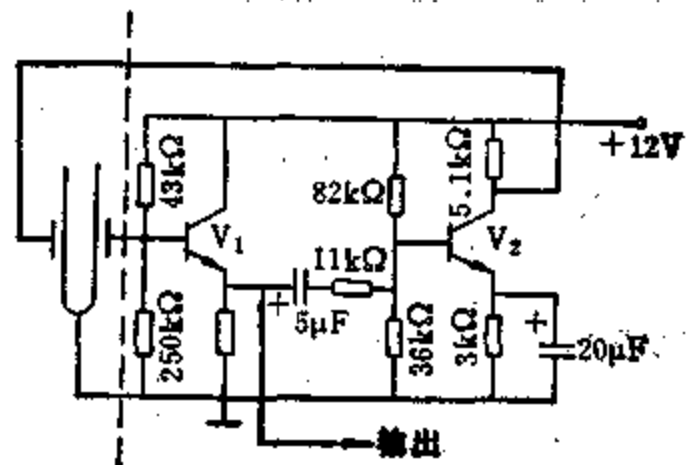


图5-3-31 1000Hz压电音叉振荡电路

1.2 负阻振荡器

利用具有负阻特性的隧道二极管，可以构成负阻振荡器。隧道二极管的符号、伏安特性和负阻区的等效电路见图5-3-32。伏安特性图中，*点为峰

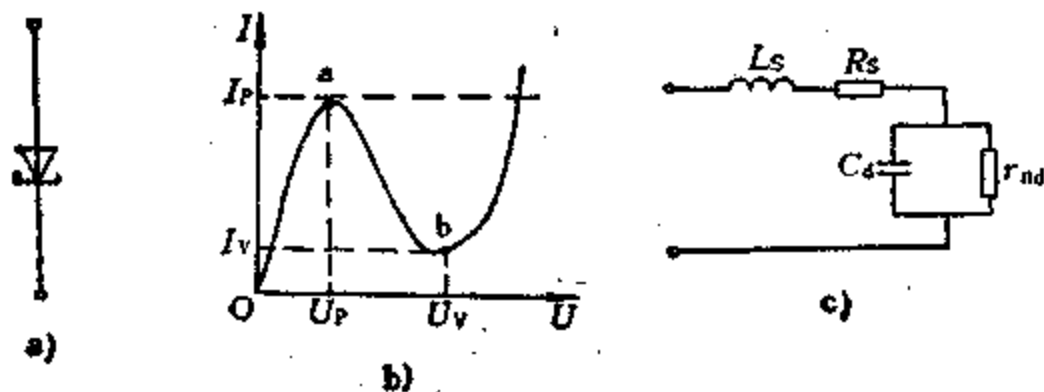


图5-3-32 隧道二极管

a) 符号 b) 伏安特性 c) 负阻区等效电路

点, U_P 为峰点电压约为几十毫伏, I_P 为峰点电流约为几毫安; b 点为谷点, U_V 为谷点电压约为几百毫伏, I_V 为谷点电流, 峰、谷电流比约为 5~6。等效电路中, r_{nd} 为特性曲线上 I_P 、 I_V 两拐点间动态电阻的最小值, C_d 为结电容, L_S 和 R_S 分别为引线电感和等效串联电阻, 它们的典型数值一般是: $C_d = 10 \sim 20 \text{ pF}$, $L_S = 1 \sim 5 \mu\text{H}$, $R_S = 2 \sim 5 \Omega$ 。

隧道二极管负阻振荡器实用电路见图 5-3-33 a, 其中 R_1 、 R_2 为分压电阻, C_1 为高频旁路电容, LC 是决定振荡频率的回路元件, R 为负载电阻(包括回路本身的损耗电阻)。

当忽略引线电感 L_S 和等效电阻 R_S 时, 其交流等效电路见图 5-3-33 b。因此, 振荡器的起振条件为

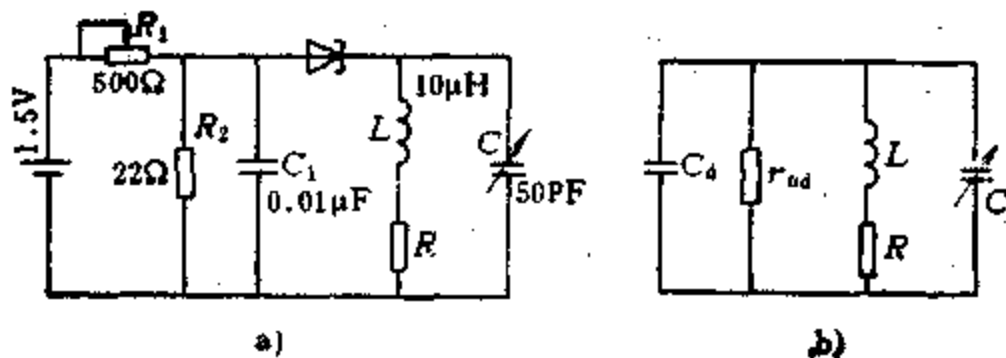


图5-3-33 隧道二极管负阻振荡器

a) 实际电路 b) 交流等效电路

$$|r_{nd}| < \frac{L}{R(C + C_d)}$$

工作频率为

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L(C + C_d)} - \left(\frac{R}{L}\right)^2}$$

隧道二极管负阻振荡器的特点是可以产生极高的振荡频率(可达几千兆赫以上)。其优点是噪声低, 对温度变化、核辐射不敏感, 电路简单, 体积小和成本低。其主要缺点是输出功率和电压都较低, 振荡不够稳定。

2 非正弦波发生器

非正弦波发生器包括方波、矩形脉冲波、三角波、锯齿波以及阶梯波等产生电路。这些电路均可由分立元件或集成运放构成。其中方波和矩形脉冲波产生电路用数字集成电路(见数字电路部分)构成, 除了输电电压受逻辑电平限制外, 具有结构简单, 成本低的特点。

2.1 由分立元件组成的非正弦波发生器

由分立元件组成的常用非正弦波发生器的电路结构和估算公式见表 5-3-11。

2.2 由集成运放组成的非正弦波发生器

使用集成运放组成非正弦波发生器时, 电路的设计、计算及调整工作可大为简化, 电路工作可靠性高, 同时电路性能也可得到改善。

2.2.1 方波发生器

方波发生器如图 5-3-34 所示, 其电路是由一个迟滞比较器和一个 RC 负反馈回路构成。比较器输出电压 u_o 被两个特性相同的稳压管限幅, 在比较过程中, 输出电压被稳定在 $\pm U_Z$ (U_Z 为稳压管 V_{DZ} 的稳定电压, 下同) 而保持恒定。 R_1 、 R_2 为限流电阻, 一般为 $10 \sim 100 \text{ k}\Omega$ 。

电路的工作过程是: 电源接通时刻 ($t = 0$), 设 C 两端电压 $u_c = 0$, 比较器输出电压 $u_o = +U_Z$, 此时运放同相端电压为

$$\frac{R_1}{R_3 + R_4} U_Z = F U_Z$$

式中 F 为正反馈系数, $F =$

$$\frac{R_1}{R_3 + R_4}$$

当 $u_o = +U_Z$ 时, $+U_Z$ 通过 R 向 C 充电, u_c 随时间按正指数规律上升, 当 u_c 上升到略高于 $F U_Z$ 时, u_o 从 $+U_Z$ 跳变为 $-U_Z$ 。此后, C 经 R 放电, u_c 按负指数规律下降。

在 C 放电期间, $u_o = -U_Z$, 运放同相端电压为 $-F U_Z$ 。当 u_c 下降到略低于 $-F U_Z$ 时, u_o 又立刻跳到 $+U_Z$, 回到初始状态, 如此周而复始, 便有方波输出。 u_o 及 u_c 的波形见图 5-3-34 b。图中 T_1

$= T_2 = RC \ln\left(\frac{2R_1}{R_3} + 1\right)$, 所以方波的周期 T_0 为

表5-3-11 分立元件非正弦波发生器电路结构及估算公式

电路类别	电路名称	电路结构	波形	周期
方波发生器	自激多谐振荡器	<p>a)</p>	<p>b)</p>	$T_1 = 0.69R_{b2}C_1$ $T_2 = 0.69R_{b1}C_2$ $T = 0.69(R_{b2}C_1 + R_{b1}C_2)$ 若 $R_{b1} = R_{b2} = R$, $C_1 = C_2 = C$, 则 $T = 1.38RC$
	变压器间歇振荡器	<p>c)</p>	<p>d)</p>	$T = T_1 + T_2$ $T_1 = \pi \sqrt{L_2 C_0}$ $T_2 = R_b C_b \ln \left(1 + \frac{L_1}{L_2} \right)$
脉冲波发生器	单结晶体管间歇振荡器	<p>e)</p>	<p>f)</p>	$T \approx R_T C \ln \left(\frac{1}{1 - \eta} \right)$
	锯齿波发生器	利用多谐振荡器的锯齿波振荡器	<p>g)</p>	<p>h)</p>
锯齿波发生器	利用间歇振荡器的锯齿波振荡器	<p>i)</p>	<p>j)</p>	$T = T_1 + T_2$ $T_1 = RC$ $T_2 = \pi \sqrt{L_2 C_0}$

注：1. 变压器间歇振荡器输入与输出端应为紧耦合。
2. η 为单结晶体管的分压比。

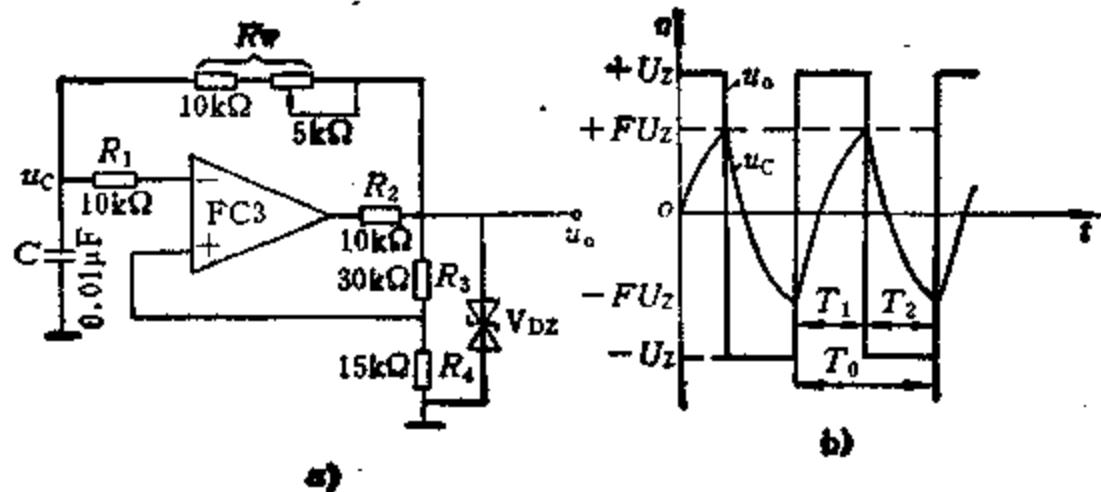


图5-3-34 方波发生器

a) 电路 b) 波形

$$T_0 = T_1 + T_2 = 2RC \ln\left(\frac{2R_4}{R_3} + 1\right)$$

由上式可以看出，改变 R 、 R_3 、 R_4 或 C ，均可改变振荡频率。实用中， R 常用电位器代替实现对频率的调节。

图5-3-34 a 所示电路适用于产生 $10\text{Hz} \sim 100\text{kHz}$ 频率范围内的方波，但选用高速集成运放时，频率可达 1MHz 以上。频率低于 2kHz 方波产生器使用这种电路，性能较好。

2.2.2 矩形脉冲发生器

矩形脉冲和方波的区别在于，方波的高电平和低电平所占时间相等（即占空比为50%），而矩形脉冲则不等。

图5-3-35是一个占空比可调的矩形脉冲发生器电路及其工作波形。其工作原理同图5-3-34 a 所示的方波发生器。该电路利用二极管单向导电的特性，使 C 充、放电回路分开，由于充、放电时间常数不等而形成矩形脉冲。 C 充时时间常数 τ_c 为

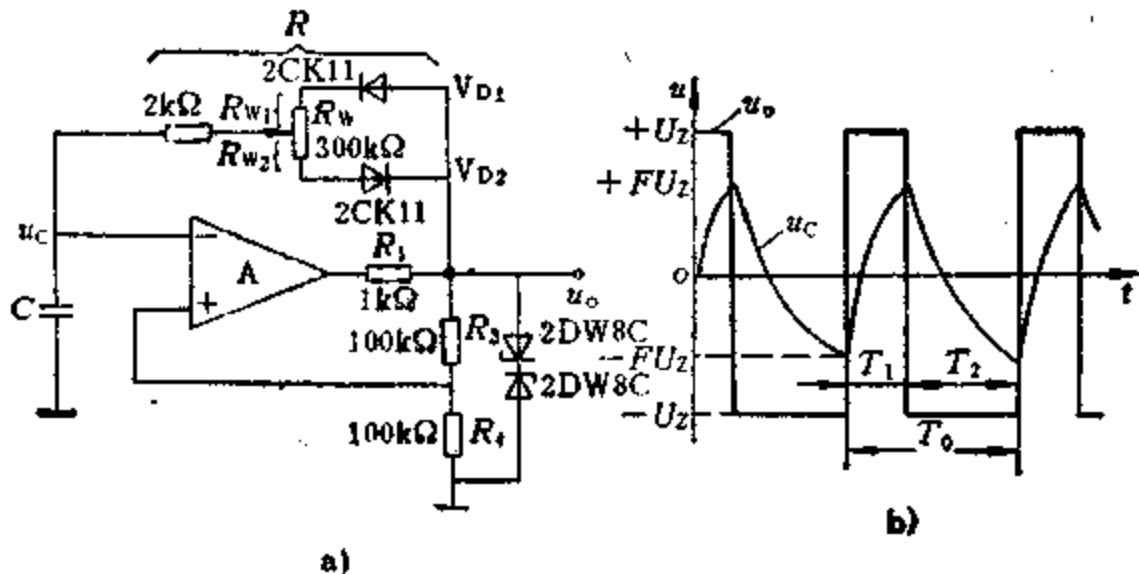


图5-3-35 占空比可调的矩形脉冲发生器

a) 电路 b) 工作波形

$$\tau_c = (R_{w1} + r_{d1} + 2k\Omega)C$$

C 的放电时间常数 τ_d 为

$$\tau_d = (R_{w2} + r_{d2} + 2k\Omega)C$$

式中 r_{d1} 、 r_{d2} 分别为二极管 V_{D1} 、 V_{D2} 的正向电阻。

矩形脉冲高电平时间 T_1 和低电平时间 T_2 分别为

$$T_1 = \tau_c \ln\left(\frac{2R_4}{R_3} + 1\right)$$

$$T_2 = \tau_d \ln\left(\frac{2R_4}{R_3} + 1\right)$$

矩形脉冲的周期 T_0 为

$$T_0 = T_1 + T_2 = \ln\left(\frac{2R_4}{R_3} + 1\right)(\tau_c + \tau_d)$$

图中电位器 R_w 可使输出矩形脉冲的占空比在约 $1\% \sim 99\%$ 的范围内变化。在调占空比时， T_0 是不变的。

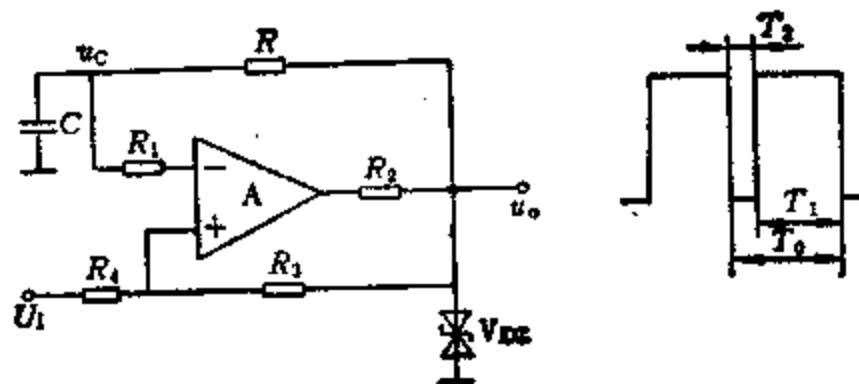


图5-3-36 可调宽的矩形脉冲发生器

图5-3-34 a 所示电路中，若让 R_4 不接地，而接入外部控制信号 U_1 ，如图5-3-36所示，则输出脉冲的宽度将受 U_1 的调制，这就成为简单的可调宽的矩形脉冲发生器。此时有

$$T_1 = RC \ln\left(\frac{2R_4}{R_3} \cdot \frac{U_Z}{U_Z - U_1} + 1\right)$$

$$T_2 = RC \ln\left(\frac{2R_4}{R_3} \cdot \frac{U_Z}{U_Z + U_1} + 1\right)$$

$$T_0 = T_1 + T_2 = RC \ln\left[\left(\frac{2R_4}{R_3} \cdot \frac{U_Z}{U_Z - U_1} + 1\right) \cdot \left(\frac{2R_4}{R_3} \cdot \frac{U_Z}{U_Z + U_1} + 1\right)\right]$$

由上式看到, T_0 与 U_1 有关, 这是不希望有的。但若 $U_1 \ll U_Z$, $R_4 \gg R_3$, 则由 U_1 引起的周期变化 ΔT_0 很小。例如, 若 $U_1 = 0.2U_Z$, $R_4 = 2R_3$, 则 $\Delta T_0/T_0 = 0.6\%$ 。

2.2.3 三角波发生器

1. 二运放组成的三角波发生器 图5.3-37 a所示为一个由两只运放组成的三角波发生器电路, 它是由迟滞比较器 A_1 和反相积分器 A_2 组成, 它们共同组成正反馈电路, 形成自激振荡。 A_1 输出 u_{o1} 是对称方波, A_2 输出 u_o 是三角波, 其波形如图5.3-37 b所示, 图中

$$+U_{om} = \frac{R_1}{R_F} U_Z$$

$$-U_{om} = -\frac{R_1}{R_F} U_Z$$

$$T_1 = T_2 = \frac{2RR_1C}{\alpha R_F}$$

$$T_0 = 2T_1 = \frac{4RR_1C}{\alpha R_F}$$

式中 α 为 R_W 的动头对地电压与 R_W 上的电压之比, 即电位器的分压比。

由上面各式可知, 改变 α 和积分时间常数 RC , 可调节振荡频率, 不影响输出波形幅值。所以, 一般用 RC 作频率量程切换, R_W 作量程内的频率细调。

2. 高精度三角波发生器 图5.3-38 a是由三只集成运放组成的高精度三角波、方波产生电路。 A_1 为积分电路, 用来将方波转换成三角波; A_2 为比较限幅电路, A_3 为限幅倒相电路, 它们用以产生方波。其中 R_3 所引入的正反馈跨过两级, 保证了电路的迅速翻转, 是本电路的特点。由图5.3-38 b

可见 A_3 的输出电压 u_{o3} 被限制在 $+U_{om} \sim -U'_{om}$, 此时加到 A_1 的输入电压为 $+aU_{om} \sim -aU'_{om}$, a 为 R_W 抽头的分压系数。经分析, 当 $U_{om} = U'_{om}$ 时图5.3-38 b中的 T_1, T_2, T_0 分别为

$$T_1 = T_2 = \frac{2R_1R_2C_1}{\alpha R_3}$$

$$T_0 = 2T_1 = \frac{4R_1R_2C_1}{\alpha R_3}$$

电路中, 利用波段开关 S 改变积分常数作为三角波的频率粗调, 电位器 R_W 用于控制 A_1 输入方波幅值, 作为三角波的频率细调, R_5, R_6 用来进行波形幅度对称调节。按图中标出的各元件计算, 该电路的频率范围为 $0.1 \sim 100\text{Hz}$, 输出三角波、方波电压均为 $\pm 10\text{V}$, 电路线性优于 0.01% 。

2.2.4 锯齿波发生器

1. 二运放组成的锯齿波发生器 图5.3-39 a所示电路是在图5.3-37 a电路基础上, 使积分器的充、放电时间常数不等, 而得到锯齿波。为此, 将图5.3-37 a电路中的 R 换成电阻 R_C 和 R_d 及两个二极管 V_{D1}, V_{D2} 组成的非线性电阻网络, 即构成锯齿波发生器。波形图5.3-39 b中各参数为

$$+U_{om} = \frac{R_1}{R_F} U_Z$$

$$-U_{om} = -\frac{R_1}{R_F} U_Z$$

$$T_1 = \frac{2R_1R_dC}{\alpha R_F}$$

$$T_2 = \frac{2R_1R_CC}{\alpha R_F}$$

$$T_0 = T_1 + T_2 = \frac{2R_1C}{\alpha R_F} (R_d + R_C)$$

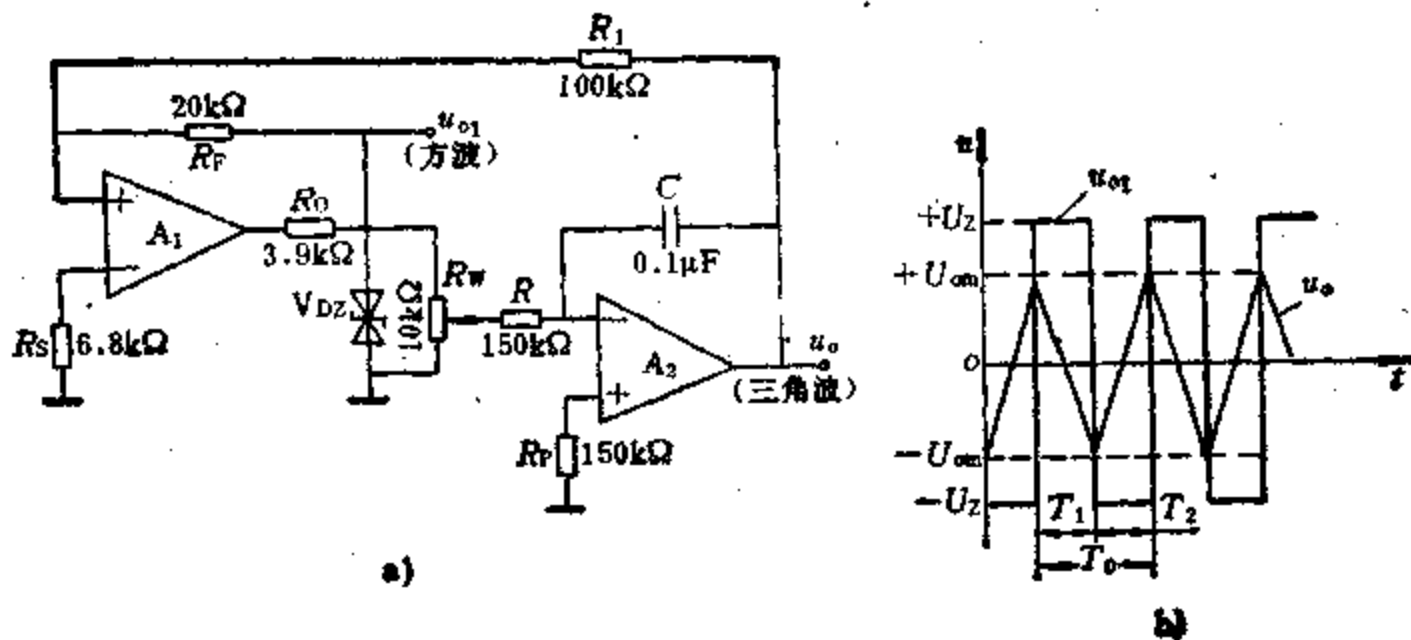


图5.3-37 二运放组成的三角波发生器
a) 电路图 b) 有关波形图

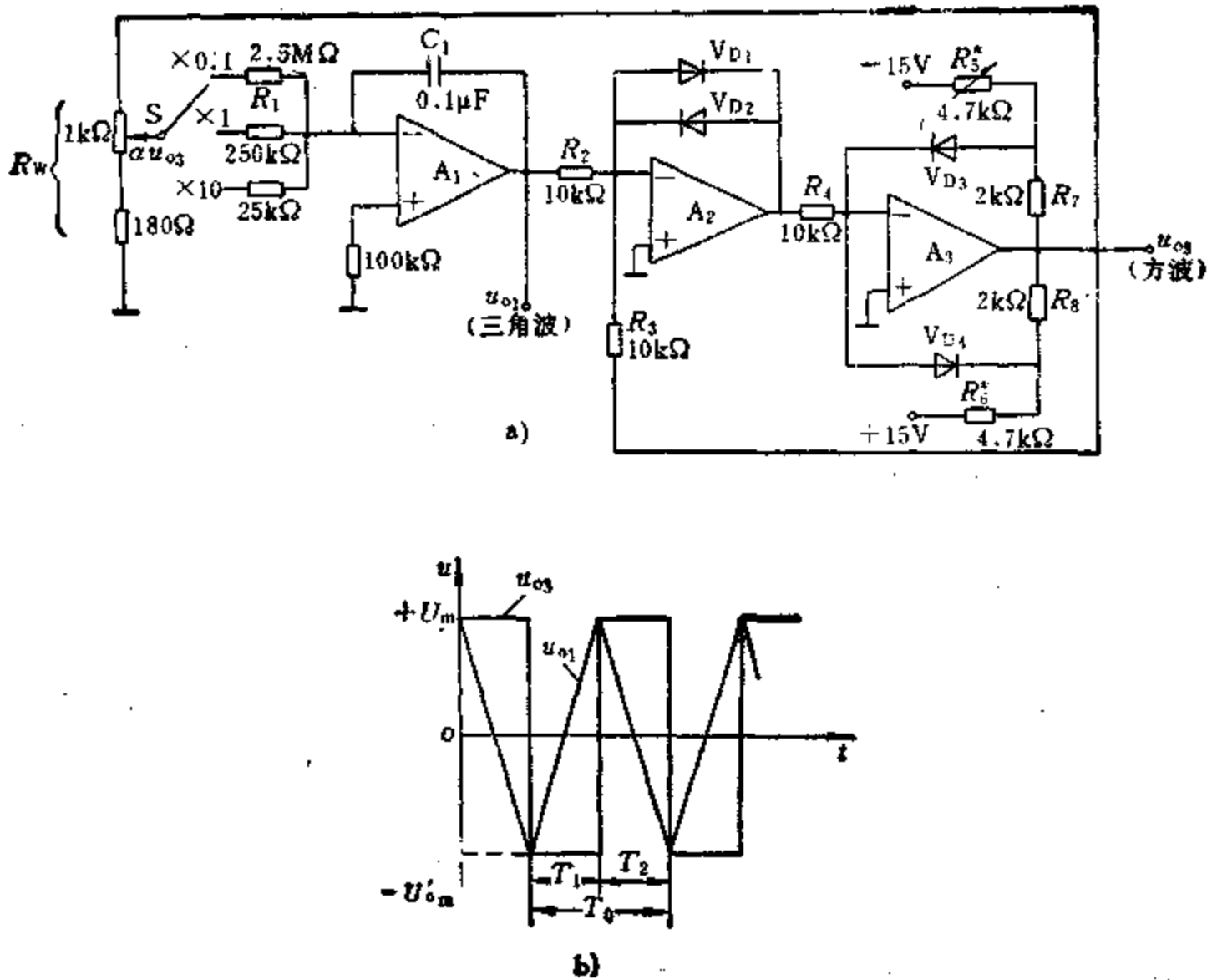


图5-3-38 高精度三角波发生器
a) 电路图 b) 有关波形图

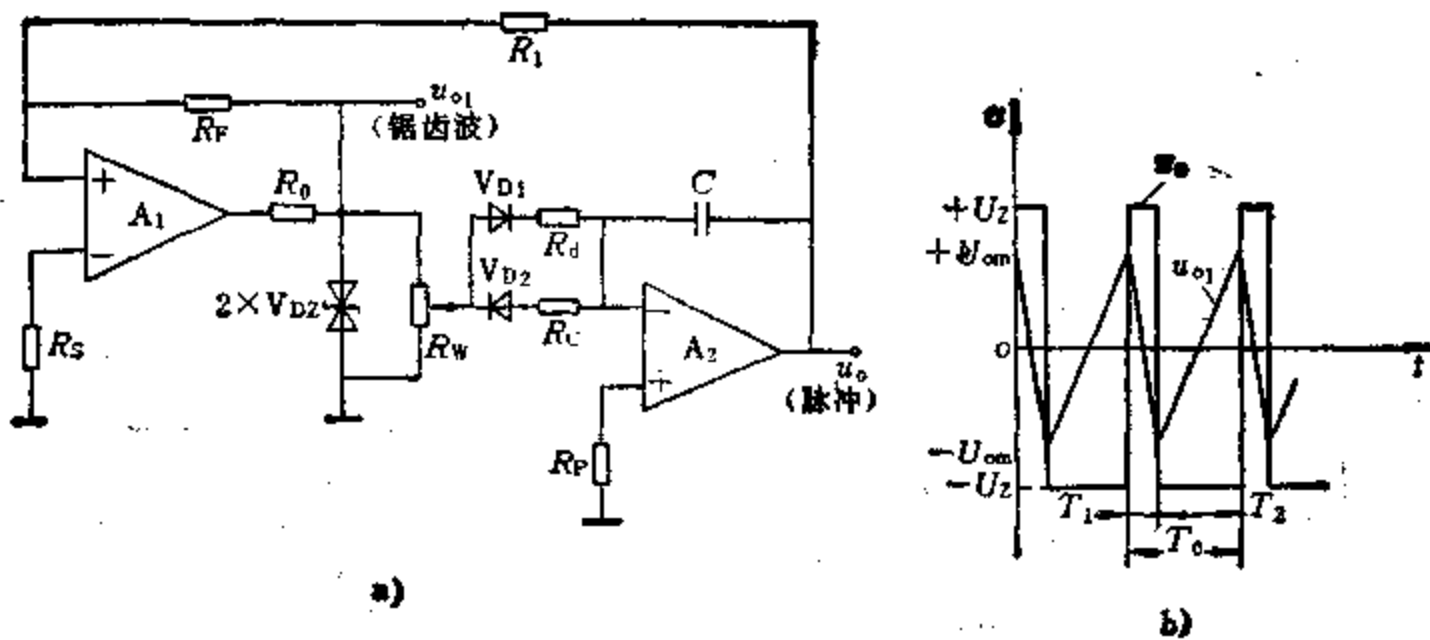


图5-3-39 二运放组成的锯齿波发生器
a) 电路图 b) 波形图

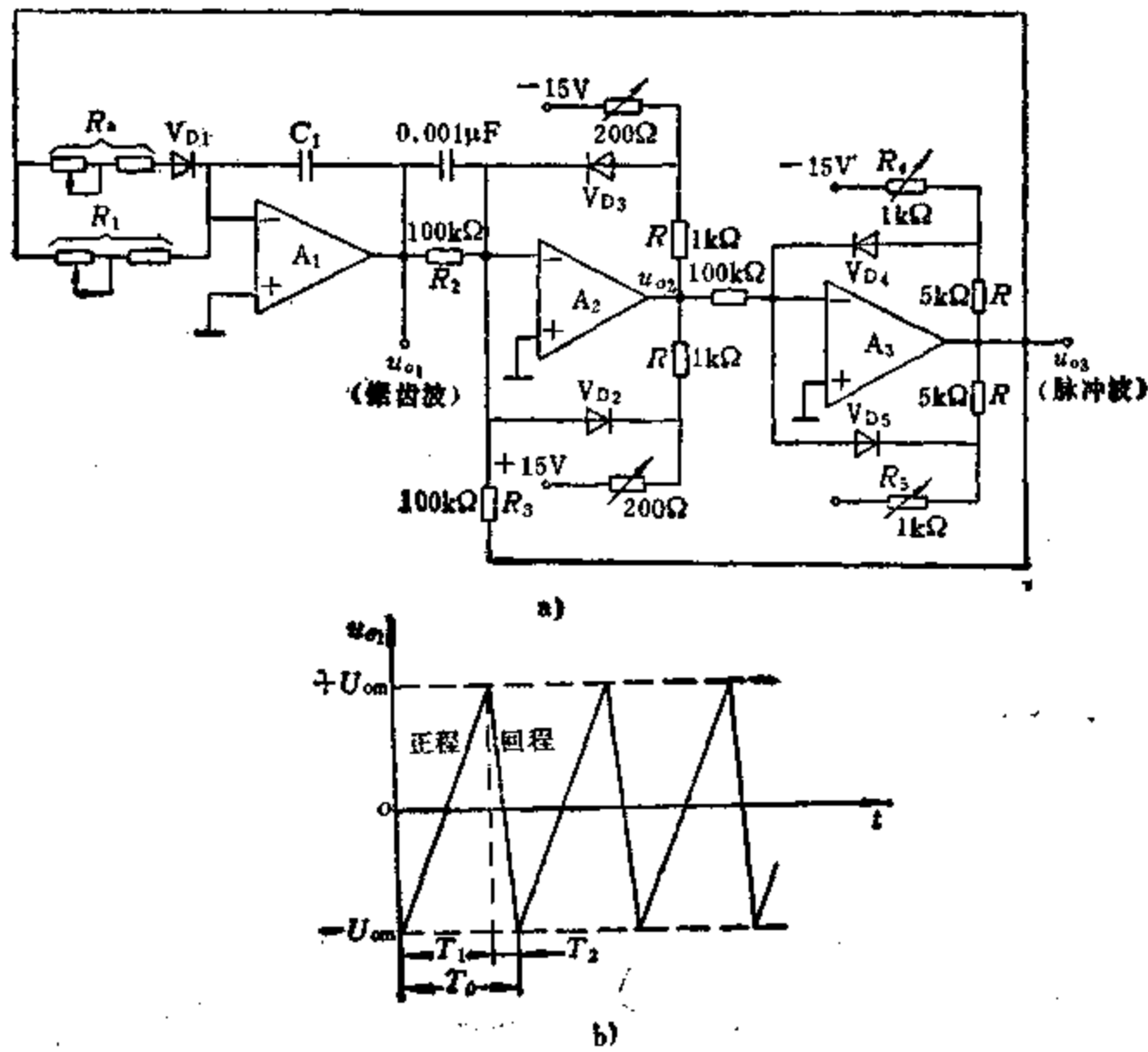


图5-3-40 实用高精度锯齿波发生器

a) 电路图 b) 输出波形图

2. 实用高精度锯齿波发生器(图5-3-40) 图5-3-40 a 是与图5-3-38 a 相似的高精度锯齿波发生器电路。两者的区别仅在于 A_1 的输入电路不一样。图5-3-40 a 的积分器输入电路有两条通路，正向积分由 R_1 实现，而反向积分由 R_s 及二极管 V_{D1} 串联后再与 R_1 并接的通路实现。电阻 $R_s \ll R_1$ ，因此，反向积分可使三角波快速下降形成如图5-3-40 b 所示的锯齿波。当 $R_2 = R_3$ ，且设 V_{D1} 正向导通电阻为零时，则振荡周期由下式决定

$$T_0 = T_1 + T_2$$

式中 $T_1 = 2R_1C_1$

$$T_2 = 2 \left(\frac{R_1 R_s}{R_1 + R_s} \right) C_1 \approx 2R_s C_1$$

当改变 R_1 和 R_s 时，可改变锯齿波正程和回程时间，即可改变它的周期 T_0 。 R_4 、 R_5 用来调节 A_3 输出电压的正负电平。

2.2.5 阶梯波发生器

1. 阶梯波发生器之一 用普通双稳电路对时钟脉冲作二进制分频，然后由运算放大器对这些逐级分频的方波加权迭加，即可得到阶梯波。实际电路如图5-3-41 a 所示。若各级双稳输出的方波幅度

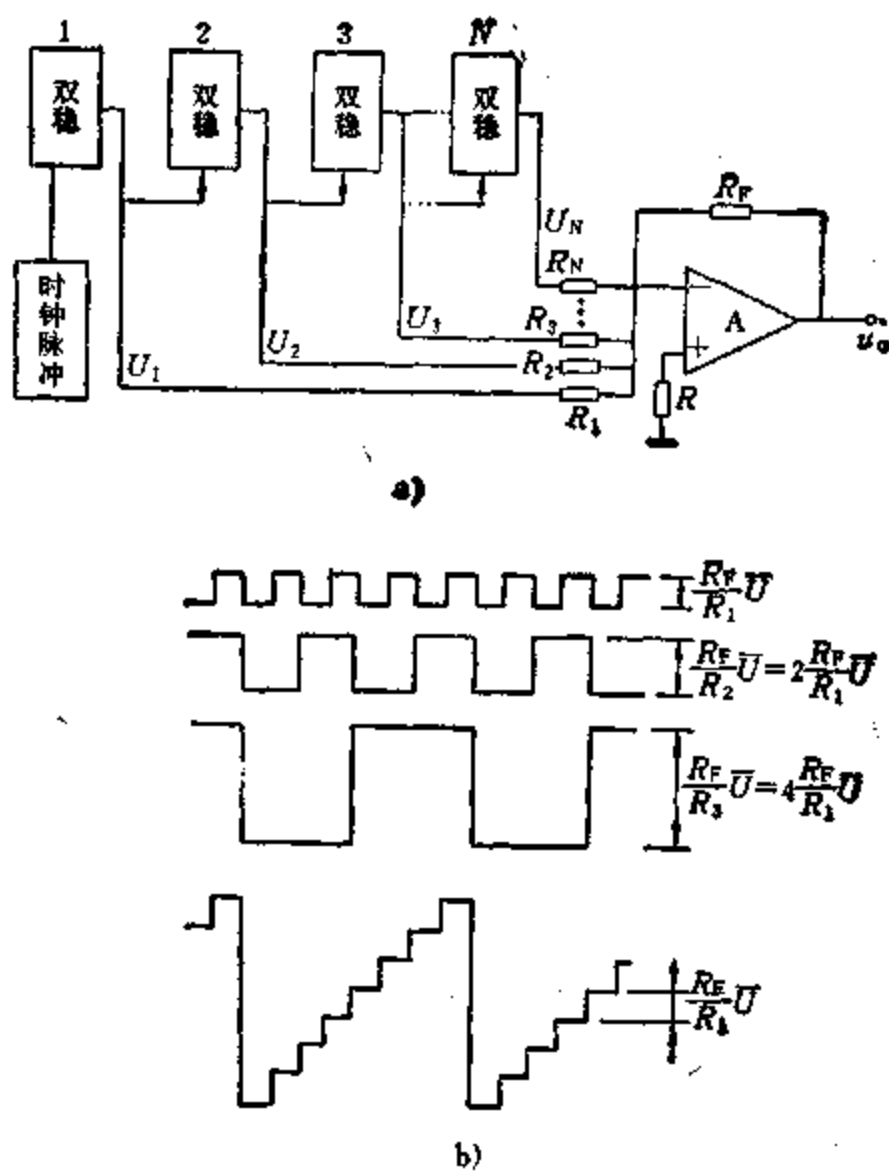


图5-3-41 阶梯波发生器电路之一

a) 阶梯波发生器电路 b) 八步阶梯波形成原理图

均相等

$$U_1 = U_2 = \dots = U_N = \bar{U}$$

则当各加权电阻满足下列关系式时, 可得到等步的阶梯波:

$$R_1 = 2R_2 = 2^2R_3 = \dots = 2^{N-1}R_N$$

$$R_n = \frac{R_1}{2^{n-1}}, \quad n = 1, 2, \dots, N$$

式中 n 为双稳电路的序号, N 为双稳电路的总个数。

阶梯波的最高幅度将受到运算放大器的输出电压范围 U_{om} 的限制, 这也就给出了各加权电阻的下限:

$$R_F U \sum_{n=1}^N \frac{1}{R_n} \leq U_{om}$$

另一方面, 为了平衡运算放大器的输入偏流, 应取:

$$R = R_1 \parallel R_2 \parallel \dots \parallel R_N \parallel R_F$$

由于双稳电路为二进制分频, 故所得的阶梯波步数 M 亦必定为 2 的 N 次方, 即 $M = 2^N$ 。例如, 用三个双稳电路将得到八步阶梯波。图 5-3-41 b 表示出这八步阶梯波的形成原理。不难看出, 阶梯波的每步高度是 $\frac{R_2}{R_1} U$ 。

2. 阶梯波发生器之二 此种发生器其构成不太复杂, 并有较好的性能。它是以前述矩形脉冲发生器、锯齿波发生器、迟滞比较器为基本单元电路, 并配上二极管非线性电路组成。其中二极管非线性电路的功能是控制积分时间常数在不同时间阶

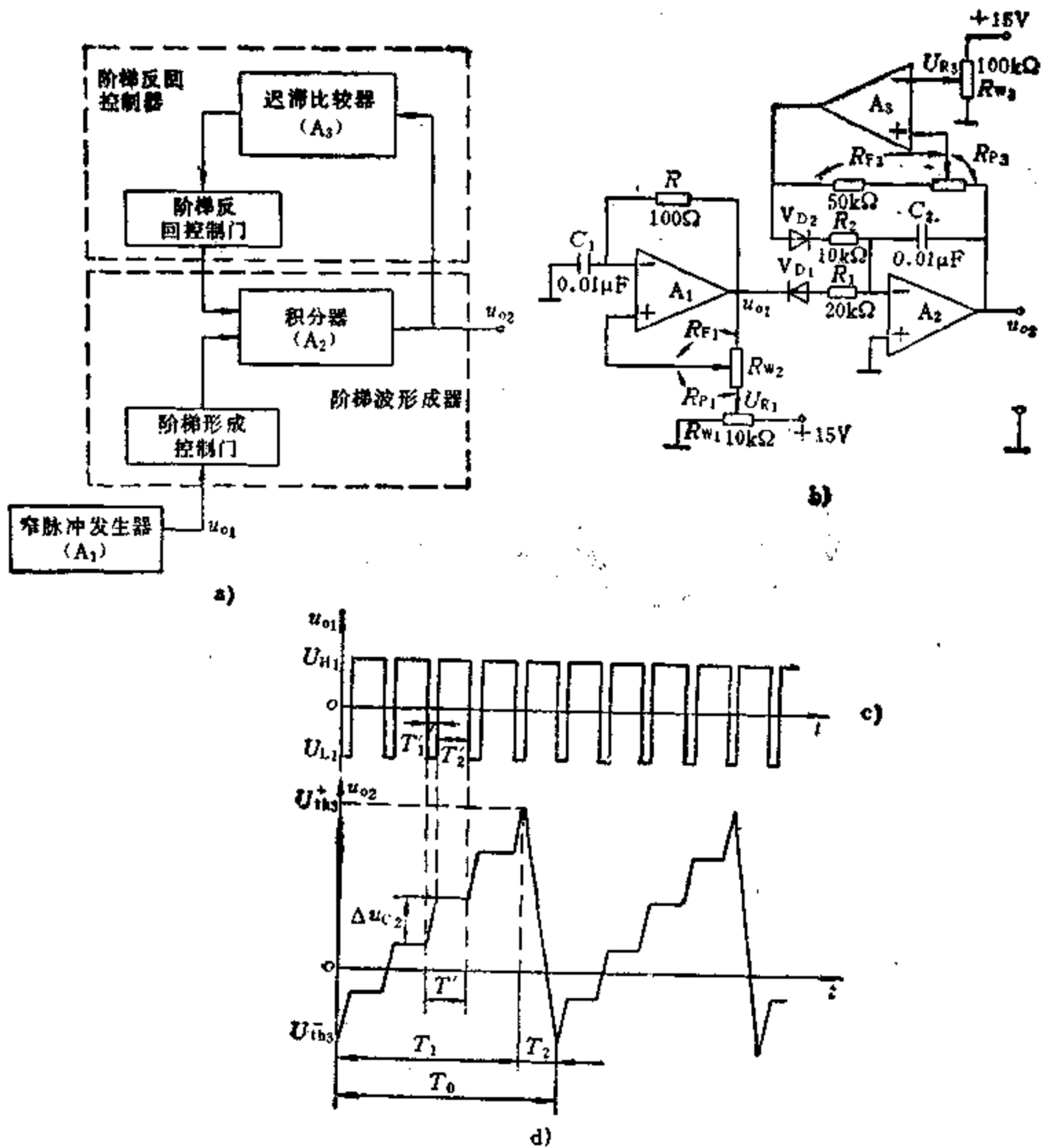


图 5-3-42 阶梯波发生器电路之二
a) 工作原理框图 b) 电路图 c)、d) 波形图

段为不同值。其方框图如图5·3-42 a 所示。

图5·3-42 b 为按图5·3-42 a 所示方框图组成的阶梯波发生器电路。图中 A_1 接成窄脉冲发生器, A_2 接成积分器, A_3 接成迟滞比较器, V_{D1} 为阶梯形成控制门, V_{D2} 为阶梯返回控制门。电路的工作过程是: 窄脉冲发生器产生如图5·3-42 c 所示的窄脉冲, 在窄脉冲出现期间, 阶梯形成控制门被打开, 窄脉冲向积分器的积分电容充电。脉冲结束, 阶梯形成门被封锁, 使积分电容上的电荷保持, 故每来一个脉冲, 便形成一个台阶, 如图5·3-42 d 所示。在各台阶形成期间, 即图5·3-42 d 中 T_1 期间, 阶梯返回门被比较器输出端的电位封锁。当积分器的阶梯波达到指定高度时, 利用此电位控制迟滞比较器, 使其状态转换, 于是迟滞比较器的输出电位变化, 便将阶梯返回门打开, 积分电容在阶梯形成期间积存的电荷释放, 回到起始状态。图5·3-42 d 中的 T_2 即为返回期。自此以后, 又开始下一个循环而得到周期性的阶梯波信号 u_{o2} 。

若假设 A_1 的正向饱和电压 U_{H1} 和负向饱和电

压 U_{L1} 相等, 经推导, 阶梯波的台阶上升时间 (即负的窄脉冲宽度) 为

$$T'_1 = t_r = RC_1 \ln \left[1 + \frac{2R_{P1}|U_{L1}|}{R_{P1}(|U_{L1}| + U_{R1})} \right]$$

平台时间 (即正脉冲宽度) 为

$$T'_2 = RC_1 \ln \left[1 + \frac{2R_{P1}|U_{L1}|}{R_{P1}(|U_{L1}| - U_{R1})} \right]$$

一个台阶的总时间 (即脉冲信号周期) 为

$$T' = RC_1 \ln \left[1 + \frac{4R_{P1}(R_{P1} + R_{P1})U_{L1}^2}{R_{P1}^2(U_{L1}^2 - U_{R1}^2)} \right]$$

每一个台阶的高度为

$$\Delta u_{C2} = \frac{t_r}{R_1 C_2} |U_{L1}|$$

积分器的输出由 A_3 的下门限电位 U_{iA3} 到达上门限电位 U_{iA3}^+ 所需的阶梯总数 N 为

$$N = \frac{U_{iA3}^+ - U_{iA3}}{\Delta u_{C2}} = \frac{R_1 C_2 \Delta U_{iA3}}{t_r |U_{L1}|}$$

阶梯波一个整周期等于 $N + 1$ 个台阶的持续期, 即

$$T_0 = T_1 + T_2 = (N + 1) T'$$

第4章 模拟信号处理电路

模拟信号处理电路就是能对模拟输入信号进行某种方式的处理，或是提取信息或是改进信息的质量的电路，它包含内容十分广泛，本章将介绍如下几种常用的信号处理电路，即模拟运算电路、有源滤波器、电压比较器、采样-保持电路和模拟开关。

1 模拟运算电路

模拟运算电路是将模拟输入信号进行数值运算处理，从而获得模拟电压输出的电路。

集成运算放大器是一个高增益、直接耦合的放大器，在其输出和输入端之间，施加线性负反馈，就可实现加、减、积分、微分等线性运算功能；施加非线性负反馈，就可实现对数、反对数、乘、除等非线性运算功能。这类基本运算电路在模拟计算机、测量和自动控制系统中应用非常广泛。

1.1 线性运算

1.1.1 加法电路

加法电路的输出电压 U_o 是 n 个输入电压 U_{i1} , U_{i2} , ..., U_{in} 的加权和，它的基本功能可以用数学表示式

$$y = a_1 x_1 + a_2 x_2 + \dots + a_n x_n$$

表示。如图5.4-1所示是加法电路的原理图。图5.4-1 a 为反相输入加法电路。 U_{i1} , U_{i2} , U_{i3} 为加到运放放大器反相输入端的待加的输入信号。作为加法电路，输入端数目可根据待相加信号数目进行任意扩展。图中 Σ 点为虚地点， $I_P = I_1 + I_2 + I_3$ ，输出电压

$$U_o = -R_F \left(\frac{U_{i1}}{R_1} + \frac{U_{i2}}{R_2} + \frac{U_{i3}}{R_3} \right)$$

如果取 $R_1 = R_2 = R_3 = R_F$ ，则上式成为

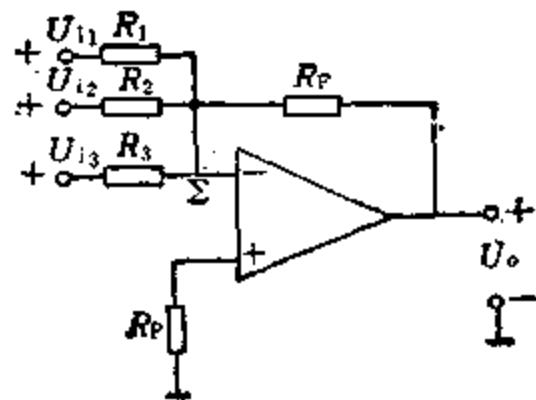
$$U_o = -(U_{i1} + U_{i2} + U_{i3})$$

图中平衡电阻 R_P 用来消除输入偏流及其温漂影响，其值必须选为

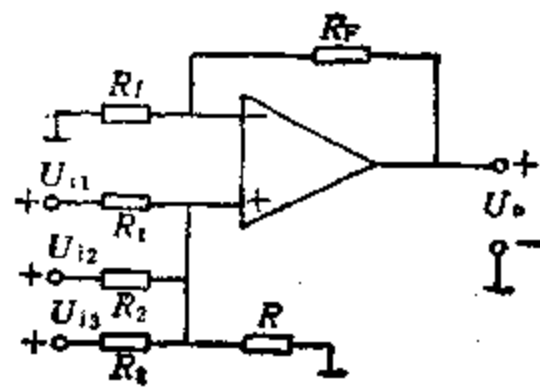
$$R_P = R_1 // R_2 // R_3 // R_F$$

图5.4-1 b 为同相输入加法电路。可证

$$U_o = \left(1 + \frac{R_F}{R_1} \right) (R_1 // R_2 // R_3 // R)$$



a)



b)

图5.4-1 加法电路

a) 反相输入加法电路 b) 同相输入加法电路

$$\times \left(\frac{U_{i1}}{R_1} + \frac{U_{i2}}{R_2} + \frac{U_{i3}}{R_3} \right)$$

为了保证电路具有平衡对称结构（用以消除输入偏流及其温漂的影响），电阻 R 应满足

$$R_F // R_1 = R_1 // R_2 // R_3 // R$$

由运算放大器构成的加法电路，有反相与同相之分，二者相比较，反相输入加法电路，其输入之间不存在交扰问题，也没有共模电压干扰存在，调节方便，因而作为求和（加法）电路通常把运放反相使用。

1.1.2 减法电路

减法电路和加法电路实质相同，在求和电路中预先将某些信号倒相就可成为求差电路或混合电路。

差动输入运算放大器，实际上就是一个减法器，其电路如图5.4-2所示。利用 $U_+ = U_-$ ，组件输入电流为零的概念，则可求得，

$$U_o = -\frac{R_2}{R_1} U_{i1} + \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4} U_{i2}$$

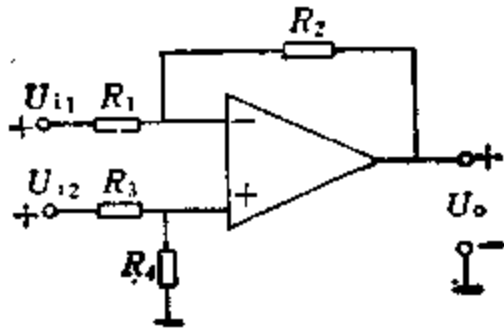


图5-4-2 减法电路

如果 $R_1 = R_3$ 、 $R_2 = R_4$ ，则

$$U_o = \frac{R_2}{R_1} (U_{i2} - U_{i1})$$

这样就完成了减法运算。

1.1.3 加减法电路

利用一个差动输入的运放就可同时实现加减法运算。这种运算电路如图5-4-3所示。它的输出电压 U_o 与各个输入电压的关系为：

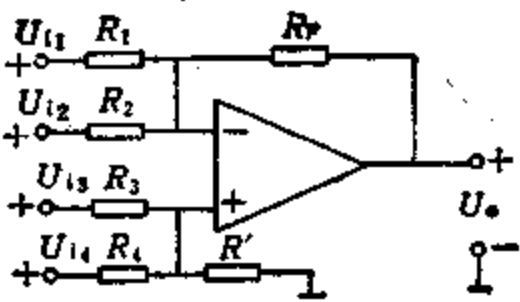


图5-4-3 加减法电路

$$U_o = \frac{R_F}{R_N} \left(\frac{R_F}{R_3} U_{i3} + \frac{R_F}{R_4} U_{i4} - \frac{R_N}{R_1} \times U_{i1} - \frac{R_N}{R_2} U_{i2} \right)$$

其中 $R_P = R_3 // R_4 // R'$ ， $R_N = R_1 // R_2 // R_F$ 在外接电阻平衡，即 $R_P = R_N$ 的条件下

$$U_o = \left(\frac{R_F}{R_3} U_{i3} + \frac{R_F}{R_4} U_{i4} \right) - \left(\frac{R_F}{R_1} U_{i1} + \frac{R_F}{R_2} U_{i2} \right)$$

令 $K_1 = \frac{R_F}{R_1}$ ， $K_2 = \frac{R_F}{R_2}$ ， $K_3 = \frac{R_F}{R_3}$ ， $K_4 =$

$$\frac{R_F}{R_4}$$

则上式可写为

$$U_o = (K_3 U_{i3} + K_4 U_{i4}) - (K_1 U_{i1} + K_2 U_{i2}) \quad (5.4-1)$$

不难看出，这种运算电路可以推广到对更多的输入信号进行加减法运算。用这种方法来实现加减法，在调节参数方面比较麻烦，使用图5-4-4所示电路较为简便。该电路结构完全对称，它是指将电阻接入到某一输入端且在其上加输入电压，而在相

对的另一输入端与地之间接一个相同阻值的电阻的方法。其输出电压 U_o 可用式 (5.4-1) 表示：

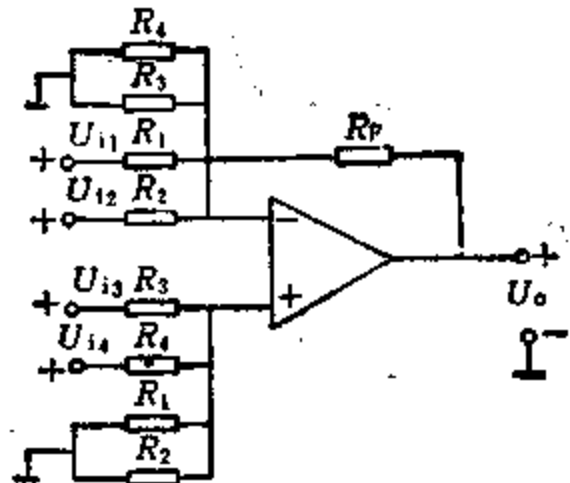


图5-4-4 对称法加减运算电路

$$U_o = (K_3 U_{i3} + K_4 U_{i4}) - (K_1 U_{i1} + K_2 U_{i2})$$

由差动输入运放构成的加减法电路中，当同相输入端的信号源内阻不可忽略时，输入信号之间将产生交扰，如果使用图5-4-5的反相放大器加减法电路，既能解决交扰的问题，也能使电阻值的计算简单，但信号源内阻不可忽略时应该将其计算到加权电阻中去。输出用式 (5.4-1) 表示。

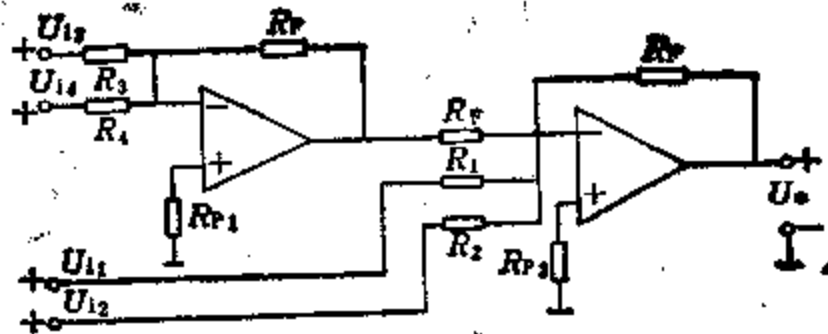


图5-4-5 反相放大器构成的加减法运算电路

$$U_o = (K_3 U_{i3} + K_4 U_{i4}) - (K_1 U_{i1} + K_2 U_{i2})$$

1.1.4 积分电路

输出电压是输入电压对时间的积分的电路称为积分电路。在要求产生和处理模拟信号的很多应用场合，模拟积分电路是极其有用的。

1. 基本积分电路 基本积分电路具有反相结构，它的输入回路元件为电阻，反馈回路元件为电容，见图5-4-6a。节点 Σ 为虚地点，所以 $I_1 = U_i / R_1$ 。因为 $I_C = I_1$ ，由此可得：

$$U_o = -\frac{1}{T_1} \int U_i dt$$

$$T_1 = R_1 C_2$$

式中 T_1 为积分电路的时间常数， U_i 为时间 t 的函数。

设 $t = 0$ 时初始值为 0，输入电压为常数， $U_i = U$ 。

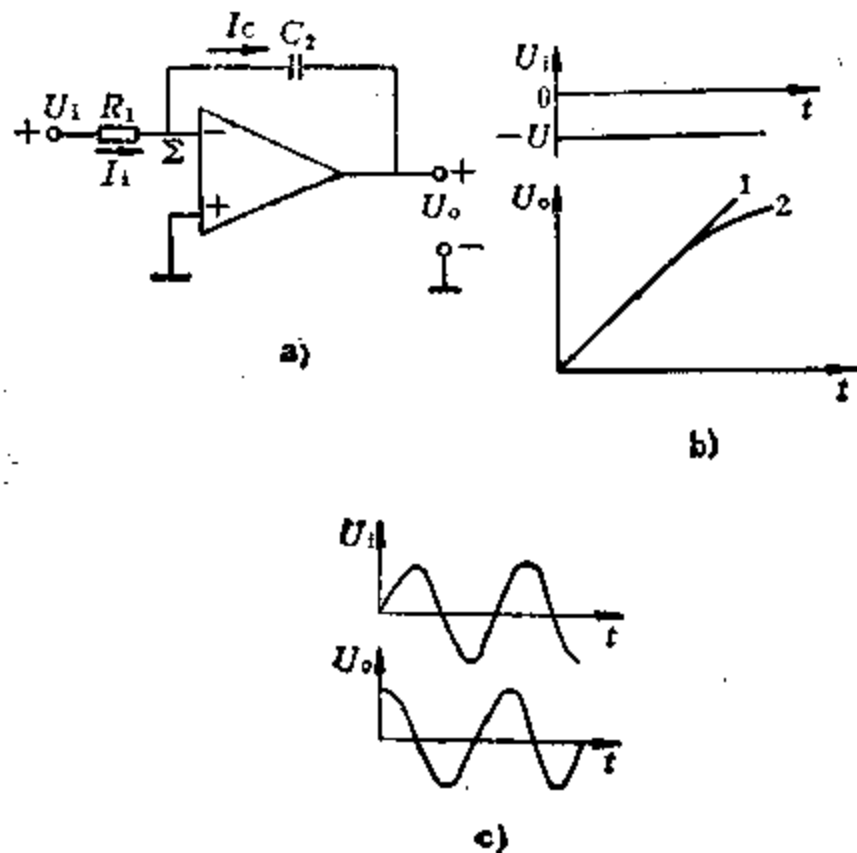


图5-4-6 基本积分电路

a) 电路 b) U_i 为阶跃电压 c) U_i 为正弦波

则输出就是斜升电压，如图5-4-6 b所示。这种基本积分电路又称为密勒积分电路。其输出电压

$$U_o = -\frac{U}{R_1 C_2} t$$

如果输入是正弦波（角频率为 ω ）， $U_i = U_{1m} \sin \omega t$ ，理想积分器的输出 U_o 的表达式为

$$\dot{U}_o = j \frac{1}{\omega C_2 R_1} \dot{U}_i$$

可见积分电路输出电压 \dot{U}_o 的相位比输入电压 \dot{U}_i 超前 90° ，而 \dot{U}_o 的幅值则随 ω 的增高而下降。输入输出波形图见图5-4-6 c。

2. 实际积分电路 由图5-4-6 b看出，曲线1为理想积分电路的特性曲线，曲线2为实际积分电路的特性曲线。特性曲线2不能保持线性增长，输出电压 U_o 在到达 U_{om} （运放输出电压负向饱和值）以后，如果 U_i 不变， U_o 绝对值下降，表明了随着积分时间的增长，曲线2与曲线1的偏离愈来愈严重，形成很大的积分误差，甚至不能正常工作。因此图5-4-6 a的基本积分电路只能在积分时间很短的情况下工作，这在实际上是不能实用的。其主要原因是电容器 C_2 的漏电和运放本身的输入失调电压与失调电流及其温漂引起的积分漂移，它们和小的输入信号相同，就会被积分，使输出逐渐进入饱和状态。实用的积分电路如图5-4-7 a所示。

实际积分电路中的平衡电阻 $R_p = R_1$ ，在积分

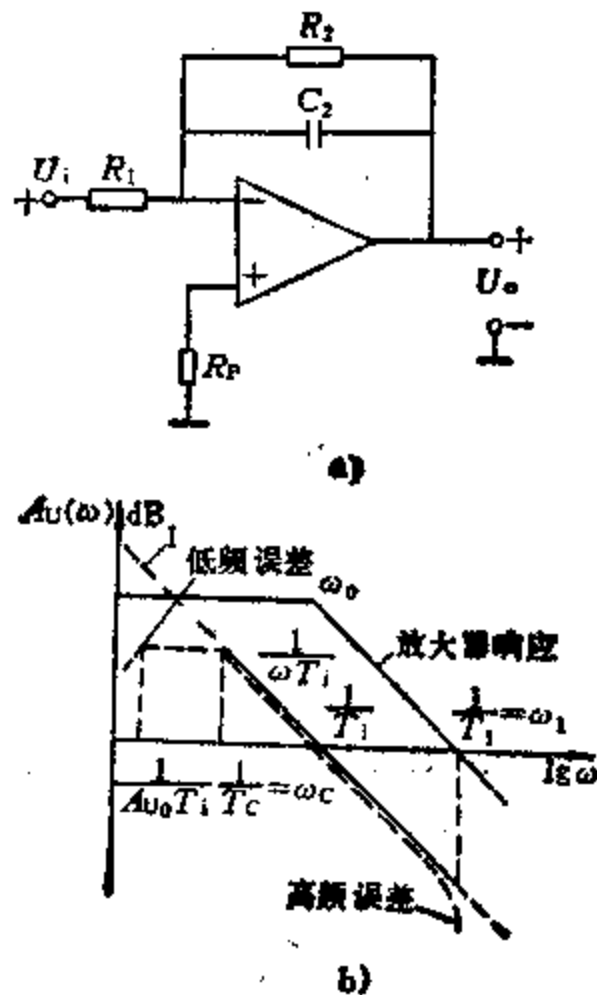


图5-4-7 实际积分电路

a) 电路 b) 波特图

电容 C_2 上并上电阻 R_2 ，引进直流负反馈，是最简单、有效地抑制失调电压和失调电流造成的积分漂移。但是 R_2 会影响积分的精度，所以适用范围有一定的限制。

对于实际的积分器，运算放大器的增益和带宽是有限的，由图5-4-7 a电路可得

$$U_o \approx -\frac{U_i}{s T_1} \frac{1}{1 + \frac{1}{s T_C}} \frac{1}{1 + \frac{1}{s A_{U0} T_1}} \times \frac{1}{1 + s T_1}$$

$$T_1 = R_1 C_2, T_C = R_2 C_2, T_1 = \frac{1}{\omega_1}, \omega_1 = A_{U0} \omega_0$$

式中 T_1 为积分电路时间常数； T_C 为电容器漏电形成的时间常数； T_1 为是运算放大器在单位增益情形下的时间常数； ω_0 为运算放大器主极点的角频率； A_{U0} 为运算放大器开环直流电压增益。

上式是四个因子的乘积，第一个因子表征理想积分器的输出电压和输入电压的关系式，其幅频特性曲线如图5-4-7 b中的特性曲线1所示，它是一条两端无限延伸的斜率为 -20dB/dec 的直线。第二和第三个因子表示漏电流和由运算放大器有限增益造成低频段误差，第四个因子是由于运算放大器有

限带宽造成高频误差。

由图5-4-7b可以看出,只要 $T_C \gg T_1 \gg T_2$, $\omega_c \sim \omega_1$ 为实际积分器的正常工作段。这里 $\omega_c = 1/T_C$, 是由 $R_2 C_2$ 所决定的极点的角频率。在正常工作段工作的实际积分电路就几乎是理想的。由于积分电路的电压增益 $A_U(\omega)$ 随着 ω 升高而下降, 所以积分电路一般不考虑高频干扰问题。

图5-4-8所示为实际积分电路的阶跃响应。由于长时间特性反映积分电路对变化缓慢信号的响应。图5-4-8a表明,积分时间愈长,误差愈大。这是由于 A_{U0} 的有限和漏电流造成。短时间特性反映积分电路对快速变化的响应。图5-4-8b表明,实际积分电路的响应与理想响应相比,实际响应有一时间滞后 $1/A_{U0}\omega_0$, 它由运放有限带宽而造成。

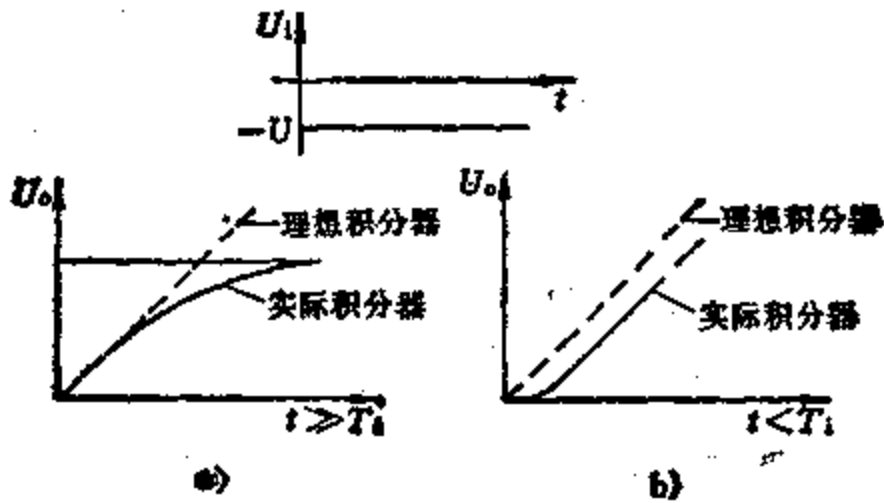


图5-4-8 积分电路的阶跃响应
a) 长时间特性 b) 短时间特性

3. 积分电路的变形 将基本积分电路的外接元件稍加改动, 可得具有其他功能的积分电路。

1) 求和积分电路 使用简单积分器很容易构成求和积分器。在图5-4-9的电路中, 电容器由流入虚地点的所有电流来充电。输出电压和输入电压关系为

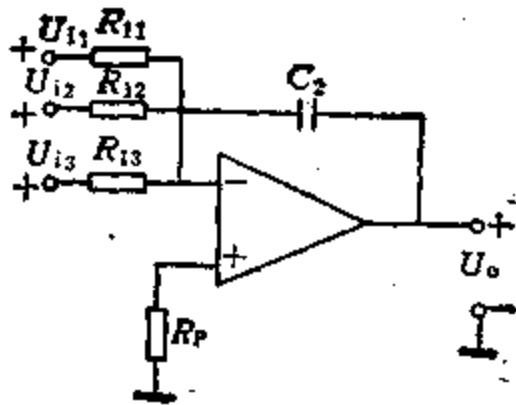


图5.4-9 求和积分电路

$$U_o = -\frac{1}{C_2} \int \sum_{i=1}^n \left(\frac{U_{1i}}{R_{1i}} \right) dt$$

该电路可以用来求积分电压的加权和。

2) 差动积分电路 如果要积分两个电压之差, 则可采用图5-4-10所示的差动积分电路。它的输出电压与两个输入电压之差的积分成比例, 即

$$U_o = -\frac{1}{R_1 C_2} \int (U_{11} - U_{12}) dt$$

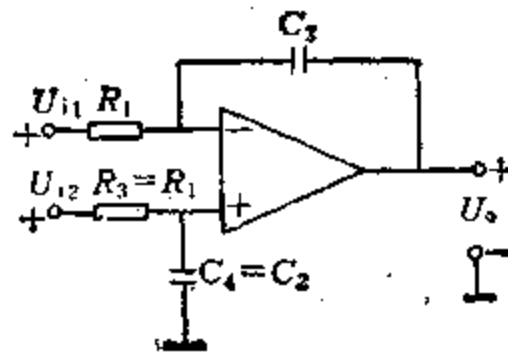


图5-4-10 差动积分电路

3) 高速积分电路 当密勒积分电路的时间常数 T_1 较小时即在高速运行的情况下, 出现了实际输出波形滞后于理想情况一段时间, 解决这一问题的办法是选用通频带较宽的运放或者采用图5-4-11所示的高速积分电路。由于积分是反相使用运放, 所以该电路得以采用前馈补偿技术, 提高了运放的增益带宽积, 使滞后的情况有较显著的改善, 输出 U_o 的响应比较迅速, 这就是该电路称作高速积分电路的缘故。 C_4 是前馈补偿电容。由 R_2 将 C_2 和 C_4 分离开来。

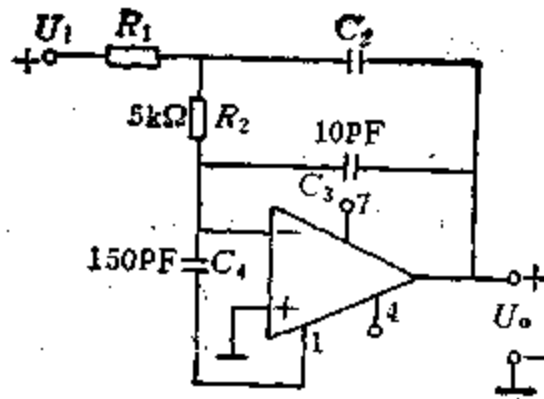


图5-4-11 高速积分电路

1.1.5 微分电路

输出电压是输入电压对时间的微分的电路称为微分电路。它常用于控制系统中, 与积分电路的应

用范围相比较要窄得多。

1. 基本微分电路 因为微分电路是积分电路的对偶形式,在基本积分电路中,将输入回路的电阻与反馈回路电容的位置相互对换,就组成了基本微分电路,如图5-4-12所示。利用虚地概念, $I_C = I_R$, 则有

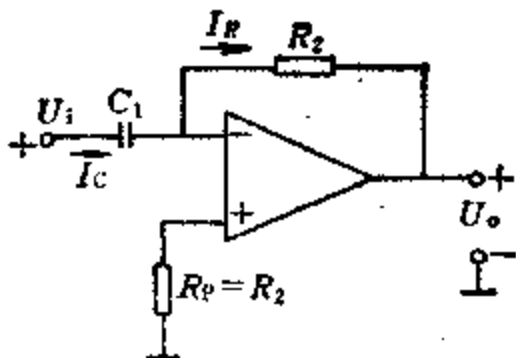


图5-4-12 基本微分电路

$$U_o = -I_C R_2 = -R_2 C_1 \frac{dU_1}{dt}$$

令

$$T_d = R_2 C_1$$

则

$$U_o = -T_d \frac{dU_1}{dt}$$

式中 T_d 为微分时间常数。

对于上述的实现微分的方法称为“密勒微分”，通常把这种电路称为“密勒微分电路”。

2. 实际微分电路 图5-4-12所示的基本微分电路,仅是一原理性的微分电路,是不能付诸实用的。其原因为,微分电路本质上是一种高通滤波器,对于高出工作频率以上的噪声,有更大的增益,将无用的噪声放大,故高频噪声干扰很严重。运算放大器本身在高频时有滞后的附加相移, R_2 和 C_1 组成的反馈系统,在高频时会进一步产生滞后的相移,就会使整个系统不稳定和产生自激振荡。

解决这个问题的最简单办法是在微分电容上串一个电阻 R_1 , 如图5-4-13 a 所示。

在图5-4-13 a 所示的电路中加入了电阻 R_1 , 就能消除自激振荡和抑制高频噪声的干扰,但是它会影响到微分电路的运算精度。 R_1 的值越大,引进运算误差越大。由于图5-4-13 a 电路进一步加接了电容 C_2 , 这能使 R_1 选取更小些,从而提高运算精度,并且它有相位超前特性,在 R_1 较小的情况下仍能消除自激振荡。

由图5-4-13 b 所示的实际微分电路的幅频波特图中看出,当仅是加入 R_1 时,在 ω_H 以上高频范围内增益将保持在 $A_f = R_2/R_1$, 加上 C_1 后,设定 $R_1 C_1 = R_2 C_2$, 就会使 ω_H 以上高频范围内的增益特性以

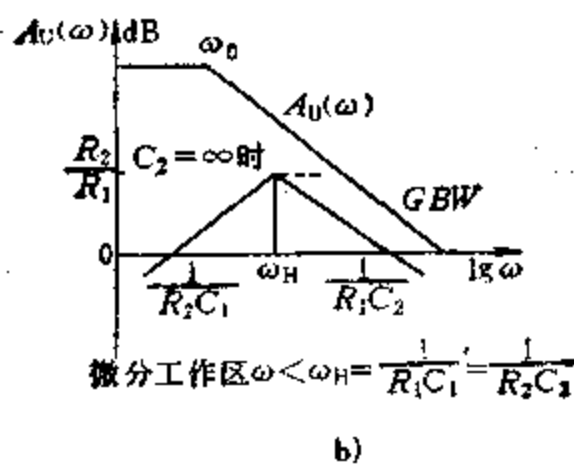
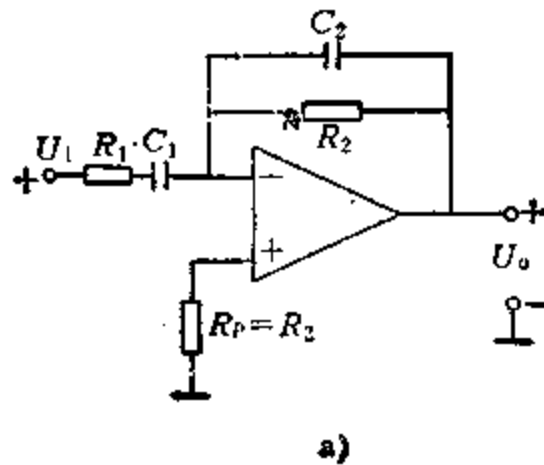


图5-4-13 实际微分电路

a) 电路 b) 幅频特性曲线

-20dB/10倍频速率下降。这时有

$$\omega_H = \frac{1}{R_1 C_1} = \frac{1}{R_2 C_2}$$

只要 $\omega \ll \omega_H$, 电路就相当于理想微分器。这时输出电压

$$U_o = -T_d \frac{dU_1}{dt}$$

所以作为微分,理所当然的用在 $\omega \ll \omega_H$ 以下范围。

1.2 非线性运算

1.2.1 对数运算电路

输出电压与输入电压成对数关系的电路称为对数运算电路。它多用于电压一分贝值转换、信号压缩或扩展以及模拟乘除运算等。

1. 基本对数运算电路 基本对数运算电路如图5-4-14所示。它具有反相结构,反馈回路元件为集-基电压差为零(反相端为虚地点)的晶体管,利用其发射结的指数特性,就能对输入信号实现对数运算。

如果 $\alpha \approx 1$, $U_{BE} > 4U_T$, 晶体管发射结指数特性为

$$I_C = I_{ES} e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} \quad (5-4-2)$$

$$U_{BE} = U_T \ln \frac{I_C}{I_{ES}}$$

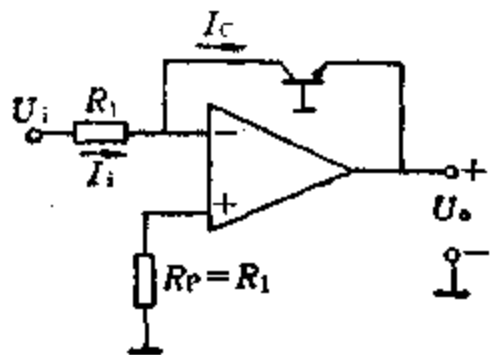


图5-4-14 基本对数运算电路

$$U_T = \frac{kT}{q}$$

式中 U_T 为温度电压当量 (V); q 为电子电荷量 (C); T 为绝对温度 (K); k 为波尔兹曼常数; I_{ES} 为基-射结反向饱和电流, 是温度敏感函数 (A)。

在图5-4-14所示的反馈晶体管的连接条件下, 当输入电压 U_1 为正时 (正常工作, 必须为正), 可以写出

$$I_1 = I_C = \frac{U_1}{R_1}$$

$$U_o = -U_{BE} = -U_T \ln \frac{U_1}{I_{ES} R_1}$$

可见, 输出电压正比于输入电压的对数。 U_T 和 I_{ES} 是与温度有关的两个变量, 温度变化将要严重影响运算精度, 所以必须采取温度补偿措施。

2. 对数运算电路 图5-4-15是具有温度补偿和失调补偿的对数运算电路, 输入电压 $10\text{mV} \sim 10\text{V}$, 动态范围60dB。 V_1 和 V_2 应当选用特性一致结温相同的对管, 为了提高精度, V_1 和 V_2 应选用 I_{CBO} 小、 β 大的晶体管。因为运算精度和稳定性有赖于这一对管的对称特性, 所以选用时要慎重。

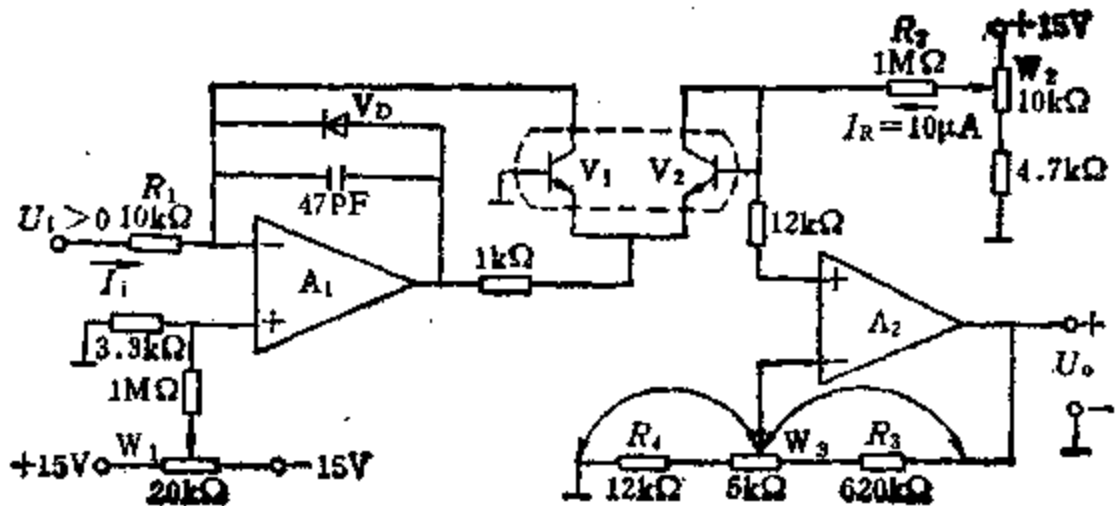


图5-4-15 对数运算电路

图中 A_1 及 V_1 组成基本对数运算电路, V_2 则用于温度补偿和输出调零。 A_2 是一个同相反相放大

器。它的输入电压 U_{+2} 实际上就是两管基极-发射极电压之差

$$U_{+2} = U_{BE2} - U_{BE1} = U_T \ln \frac{I_{ES1} I_R}{I_{ES2} I_C}$$

因为

$$I_{ES1} = I_{ES2}$$

$$U_{+2} = U_T \ln \frac{I_R}{I_C}$$

这样, 利用对管温度特性一致性可将饱和电流对运算精度影响消除。

因为 U_{+2} 是加在第二个放大器 A_2 的同相输入信号。 A_2 的闭环增益为 $(1 + R_3/R_4)$, 所以输出电压

$$U_o = -\left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right) U_T \ln \frac{U_1}{R_1 I_R}$$

即输出电压与输入电压为对数关系。由于 $U_{+2} = U_{BE2} - U_{BE1}$, 通过 A_2 被放大了 $(1 + R_3/R_4)$ 倍, 输出电压范围扩大了, 克服了基本对数运算电路输出电压范围被限于 U_{BE} 的缺点。如果 A_2 的反馈电阻中, 加有热敏电阻 R_t , 那么 U_T 的温度补偿可由热敏电阻 R_t 承担, 从而实现了完整的温度补偿。

由于对数运算电路工作范围大约在 $10^{-2} \sim 10^2$ A, 工作电流较小, 所以必须对失调电压和输入偏置电流等引入误差电流, 进行仔细的补偿, 否则工作范围大大减小。因此, 在运算之前, 必须认真进行调零。图5-4-15中的 W_1 电位器是用作失调补偿。

图5-4-16是图5-4-15的电路的转换特性图。比例系数选择为 $2.5\text{V}/10$ 倍频, 即输入电压变化10倍对应输出 U_o 改变 2.5V 。

图5-4-15中各电位器调整作用是: W_1 用来调整

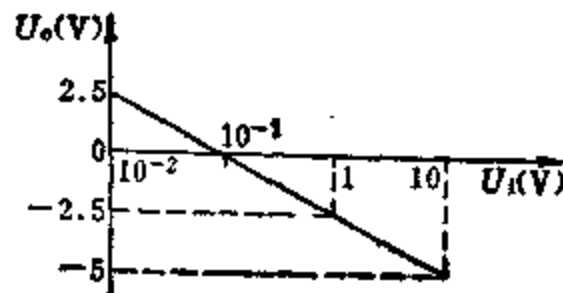


图5-4-16 图5-4-15电路的转换特性图

A_1 的失调, 在 $U_1 = 10\text{mV}$ 时调整输出为 2.5V ; W_2 用来调整转换特性过零点, 由于 $\ln 0 = -\infty$, 故

在 $U_i = 0$ 时显然不可能实现 $U_o = 0$ ，输出电压要对应一定的输入电压才能调零。因而要设定电流 I_R ，在 $U_i = 100\text{mV}$ 时调整输出为 0V ； W_3 调整比例系数，在 $U_i = 10\text{V}$ 时，调整输出为 -5V 。使用时 $W_1 \sim W_3$ 要重复调整数次。

1.2.2 指数运算电路

输出电压与输入电压成指数关系的电路称为指数运算电路。指数运算（反对数运算）和对数运算在数学上互逆，对它们适当的组合，主要用于乘法器、除法器 and 开方电路这样一些较复杂的场合。

1. 基本指数运算电路 将对数运算电路的三极管与反馈电阻位置互换一下，可得反对数运算电路，如图5-4-17所示。

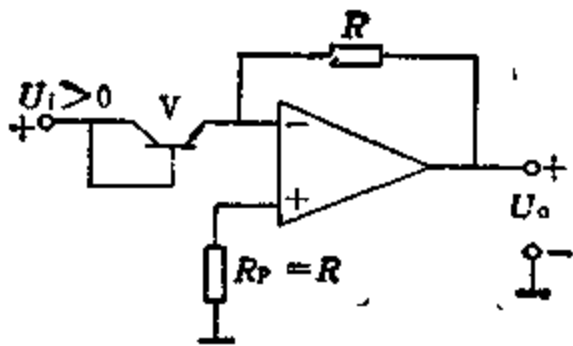


图5-4-17 基本指数运算电路

当图5-4-17电路的输入电压为正时，有

$$I_i = I_C = I_R = -\frac{U_o}{R}$$

$$U_i = U_{BE} = U_T \ln \frac{I_C}{I_{ES}}$$

合并上列方程，得

$$U_o = -R I_{ES} e^{-\frac{U_i}{U_T}}$$

可见，输出电压与输入电压的指数成正比。

从实际应用来看，这个电路存在的问题与基本对数电路相同，也必须进行温度补偿。

2. 指数运算电路 图5-4-18示出的是一个广泛应用的指数电路，图中 A_2 和 V_2 组成基本指数运算电路， V_2 与 V_1 是特性一致结温相同的对管，是温度补偿元件。由于辅助放大器 A_1 的作用，使指数管 V_2 的发射极电压与输入电压成正比的关系，随后由 A_2 实现指数变换。

由图5-4-18得出 V_1 与 V_2 的基极-发射极电压之差与输入电压 U_i 的关系为：

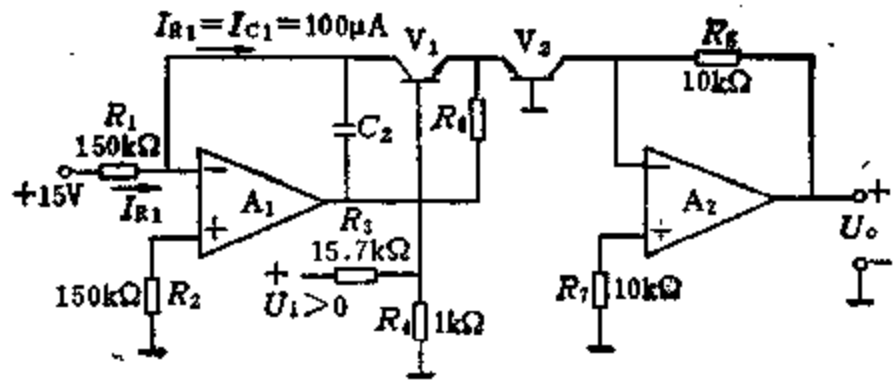


图5-4-18 指数运算电路

$$U_{BE1} - U_{BE2} = U_i \frac{R_4}{R_3 + R_4}$$

基极-发射极电压与集电极电流之间的关系由式5-4-2给出。如果 $I_{ES1} = I_{ES2}$ ，且 $U_i > 4U_T$ ，则

$$U_o = \frac{R_5}{R_1} E e^{-\frac{U_i}{U_T} \frac{R_4}{R_3 + R_4}}$$

利用 V_1 和 V_2 的对称特性可将饱和电流对运算精度影响消除。 U_T 的温度补偿的分析同对数运算电路。

该电路要求输入电压极性为正，若要对相反极性的输入电压施行指数运算，应对管 and 电源极性反接。

1.2.3 对数运算电路的应用

1. 乘法器 由对数电路实现乘法运算的数学原理是：

$$U_o = \exp(\ln U_{i1} + \ln U_{i2}) = U_{i1} \cdot U_{i2}$$

图5-4-19示出了满足上式的乘法器的方框图及原理图。

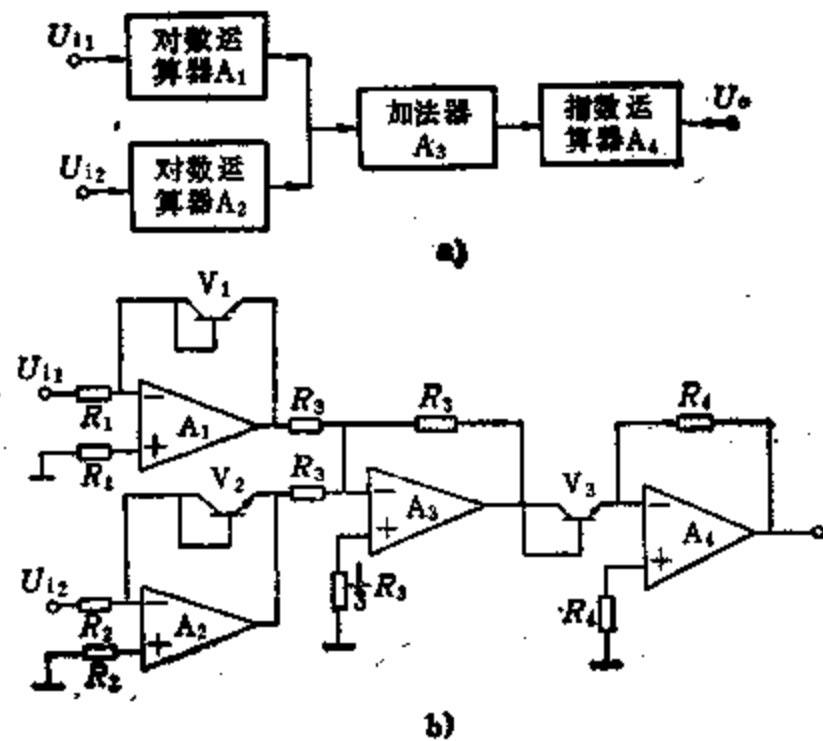


图5-4-19 对数式乘法器
a) 框图 b) 原理图

由图5·4-19 b, 若取 $R_1 = R_2 = R_4 = R$, 根据前述的对数运算和反对数运算电路的分析, 可写出 U_o 和 U_{i1} 、 U_{i2} 的关系为:

$$U_o = -\frac{1}{I_S R} U_{i1} U_{i2}$$

此种乘法器的输入电压的极性均需为正, 若将所有晶体管换为 PNP 管, 则允许电压均为负极性。故称 I 象限或单象限乘法器。

2. 除法器 由对数电路实现除法运算的数学原理是:

$$U_o = \exp(\ln U_{i1} - \ln U_{i2}) = \frac{U_{i1}}{U_{i2}}$$

图5·4-20示出了满足上式的方框图及原理图。

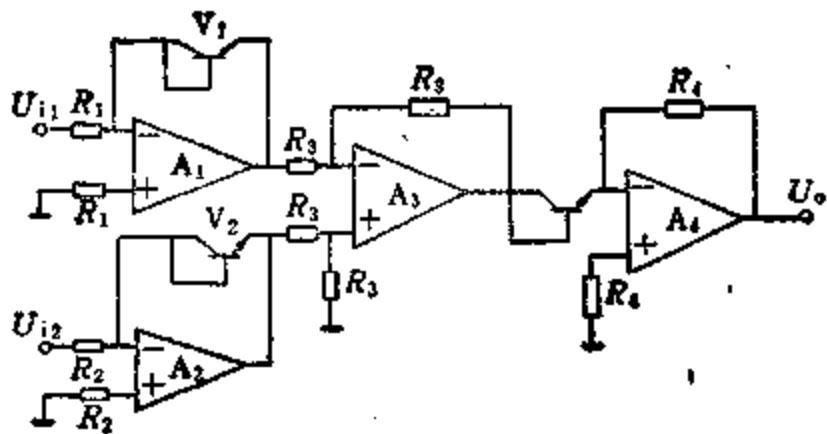
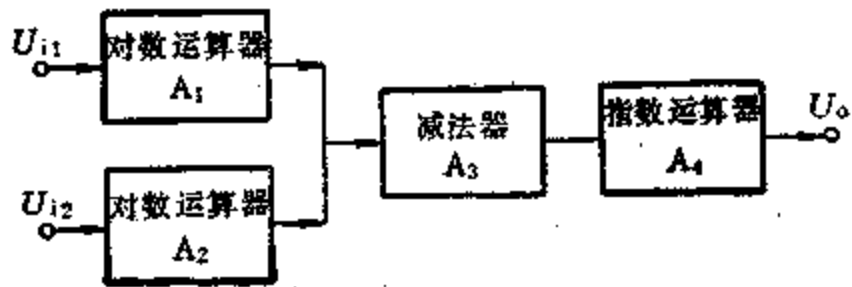


图5·4-20 除法器

a) 方框图 b) 原理图

在图5·4-20 b中, 若取 $R_1 = R_2 = R_4 = R$, 则有

$$U_o = -R I_S \frac{U_{i1}}{U_{i2}}$$

该除法器也仅适用于两个信号都为正的第 I 象限的除法运算。

3. 乘除法电路 图5·4-21是乘除法运算实用电路之一。A₁、A₂、V₁、V₂组成的对数运算电路,

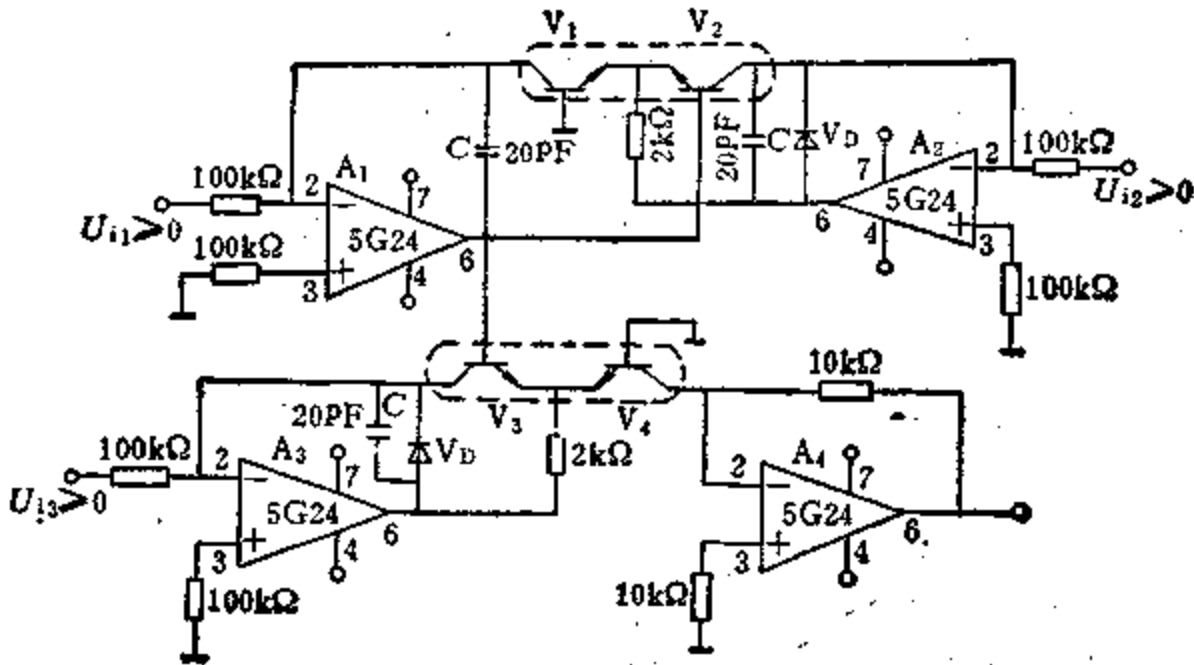


图5·4-21 乘除法电路

使对数放大器 A₁ 的增益为 1, 其对数输出加到由 A₃、A₄、V₃、V₄ 组成的指数运算电路进行指数变换, 同时 U_{i3} 输入也经 A₂、V₂ 进行对数变换后汇合在 V₄ 的发射极, 经过 V₄ 与 A₄ 进行指数变换后取得输出。输入只有在 U_{i1}、U_{i2}、U_{i3} 均为正时才能正常工作, 构成 I 象限乘除法电路。当输入电压均为负极性时, 应将所有 NPN 管换成 PNP 对数管。这种乘除法电路的输出

$$U_o = \frac{1}{10} \frac{U_{i1} U_{i3}}{U_{i2}}$$

图5·4-21中, 晶体管发射极串入2kΩ电阻用来防止 A₂、A₃ 过载。加二极管反馈实现反极性电压箱位, 保护对管 V₁、V₂ 和 V₃、V₄。20pF 小电容 C 用于相位补偿, 保证闭环稳定性。

1.3 乘法器及其应用

1.3.1 乘法器的基本概念

乘法器是一种完成两个互不相关的模拟信号相乘作用的电子器件。理想乘法器的输出特性方程可由下式表示

$$U_o(t) = K U_X(t) U_Y(t)$$

式中 K——乘法器的相乘增益(乘法系数), 其量纲为 V⁻¹。在模拟运算中常取 K =

$$\frac{1}{10} \text{V}^{-1}$$

乘法器的符号可用图5·4-22 a 和 b 表示。用图 b 表示时, 上式可简写为 Z = KXY。

乘法器不仅作为乘法、除法、乘方和开方等模拟运算的主要基本单元, 而且还广泛应用于电子通信系统作为调制、解调、混频、鉴频、鉴相和自动增益控制; 另外还可用于滤波、波形形成和频率控制

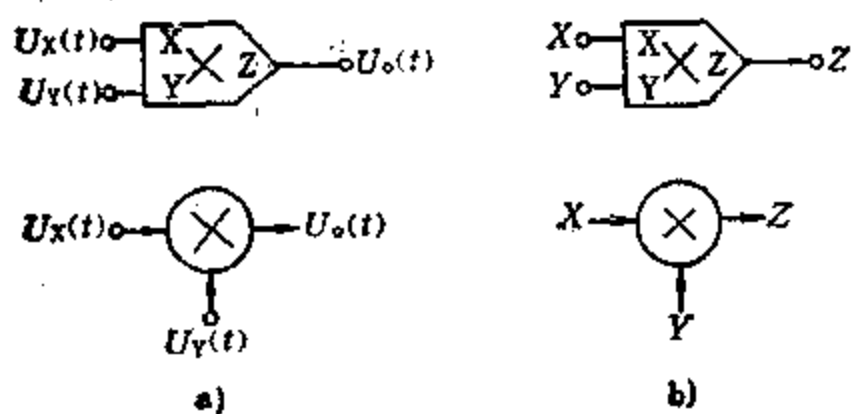


图5-4-22 乘法器符号图

等场合，因此是一种用途广泛的功能电路。

一个理想的通用乘法器，不应当对任何一个输入信号的极性加以限制，也就是说，应当具有能完成四个象限的运算功能的电路。

1.3.2 乘法器的主要类型

模拟乘法运算可以用各种各样的方法来实现。经常应用的IV象限乘法器有如下三种。

1. $\frac{1}{4}$ 平方乘法器 这种乘法器是根据数学关系

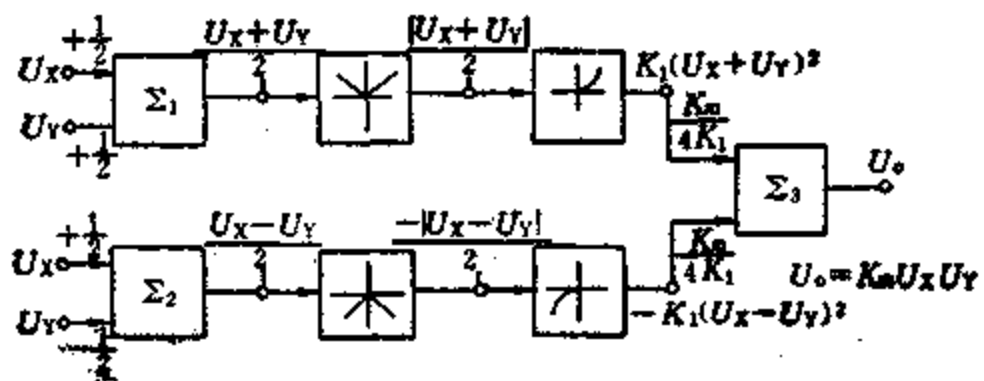


图5-4-23 $\frac{1}{4}$ 平方乘法器

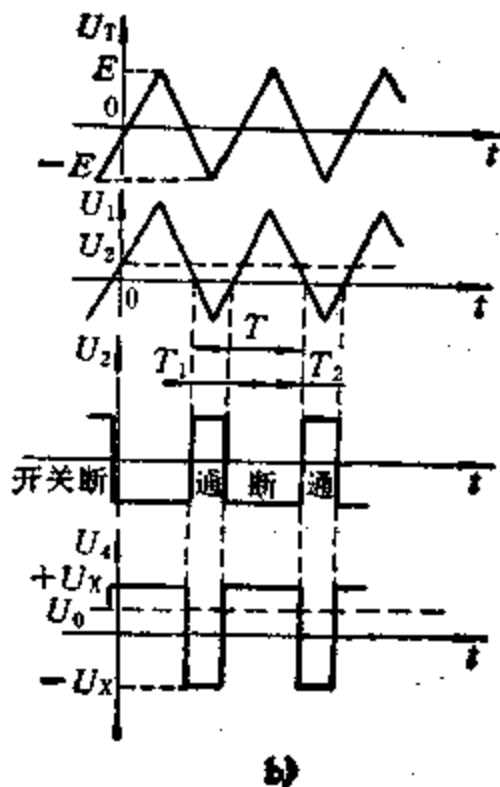
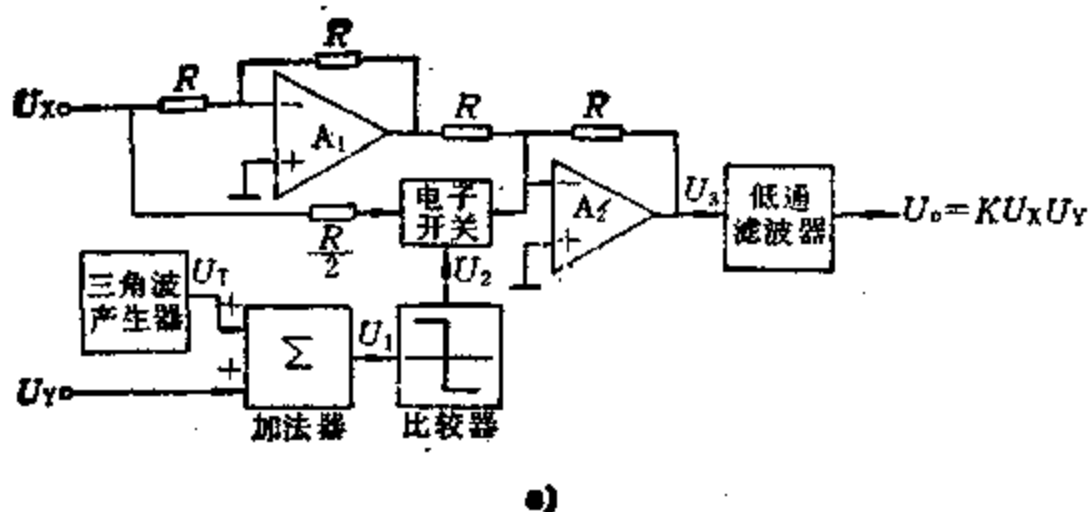


图5-4-24 脉冲—宽度—高度调制乘法器
a) 原理图 b) 各部分波形图

$$\frac{1}{4}[(x+y)^2 - (x-y)^2] = xy$$

设计而成的，因此称为 $\frac{1}{4}$ 平方乘法电路，或称 $\frac{1}{4}$ 平方乘法器。其方框图示于图5-4-23。图中求和放大器 Σ_1 、 Σ_2 、 Σ_3 分别由三个运算放大器实现，绝对值和平方运算通常用简单的二极管函数产生网络实现。两个输入信号的和与差的运算是由求和放大器 Σ_1 （加法器）和求和放大器 Σ_2 （减法器）完成的。然后用非线性网络实现的绝对值平方。最后由求和放大器 Σ_3 将这两个平方项进行求和运算（代数和，实际上是相减运算），从而得出

$$U_o = K_m U_x U_y$$

式中 K_m 为常数。

这种乘法器具有运算精度高、速度快、频带宽等特点，但在跨导乘法器投入使用后，其制造复杂，成本高、低电平输入信号存在较大误差等缺点更突出，故使 $\frac{1}{4}$ 平方乘法器已成为过时。

2. 脉冲—宽度—高度调制乘法器 脉冲—宽度—高度调制乘法器又称为时间分割乘法器。这类

乘法器电路原理图如图5-4-24所示。

图中，三角波电压 U_T 和模拟输入电压 U_Y 相加，然后通过零电平比较器，得到不对称方波控制电压 U_2 。 U_2 的工作周期取决于 U_T 的大小和极性，即

$$T_2 = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{U_Y}{E} \right) T$$

$$T_1 = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{U_Y}{E} \right) T$$

式中 T 为三角波的周期， E 为三角波的峰值幅度。

这个方波电压控制一个电子开关。当开关“接通”时，放大器 A_2 输出 $U_2 = -U_X$ ，当开关“断开”时， A_2 输出 $U_2 = +U_X$ 。由于 U_2 的工作周期与 U_Y 成正比，而幅值是 $\pm U_X$ ，因此所得到的平均值与乘积 $U_X U_Y$ 成正比。当这个波形用低通滤波器取平均值时，则其输出电压为

$$U_o = \bar{U}_2 = \frac{1}{2} U_X \left(1 + \frac{U_Y}{U_T} \right) - \frac{1}{2} U_X \left(1 - \frac{U_Y}{U_T} \right)$$

$$\therefore U_o = K U_X U_Y$$

式中 \bar{U}_2 为 U_2 的平均值， K 为比例系数， $K = \frac{1}{U_T}$ 。

这类乘法器是一种高精度乘法器，运算精度通常可达 0.1% 左右，更高可达 0.05% ~ 0.01%。然而，由于输出滤波器的固有相移，使这种方法受到严重的动态限制。这种乘法器的带宽窄，典型 -3dB 带宽可能在 1kHz 以下。尽管如此，在静态精度要求很高的场合，这种方法还是经常采用的。

3. 变跨导乘法器 这种乘法器现在已经成为一种工业上的标准方法，是应用极为广泛的优质乘法器。

1) 变跨导乘法器的基本原理 图 5-4-25 为变跨导乘法器原理图。它利用 V_1 、 V_2 管的跨导 g_m 正比于恒流源电流 I_o ，而 I_o 又受另一个输入电压控制，而实现了两个模拟输入信号的相乘。这就构成了乘法器。

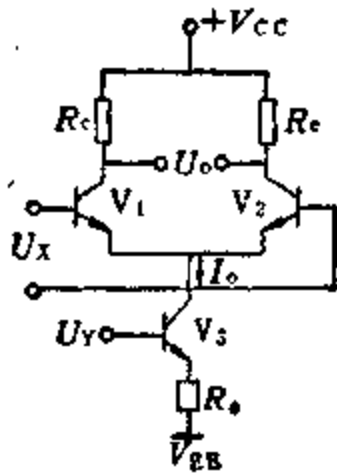


图 5-4-25 变跨导乘法器

根据差分放大器传输特性分析，当输入信号 U_X 处于小信号微分增量的条件下， $U_X \ll 2U_T \approx 50\text{mV}$ 时，差分放大器的跨导

$$g_m = \frac{I_o}{2U_T}$$

$$U_o = g_m R_c U_X$$

当 $U_Y \gg U_{be}$ ，则有 $I_o = U_Y / R_e$ 。

所以
$$U_o = \frac{R_c}{R_e} \frac{U_X U_Y}{2U_T}$$

由以上近似分析可知， $g_m = I_o / 2U_T$ ，而 I_o 随 U_Y 变化，故称为变跨导。图 5-4-25 的差分放大器是一个结构简单的乘法器，但它仅能用来说明变跨导法的原理，而没有实用价值。这是因为：

(1) 输入电压 U_Y 的极性只能为正，而 U_X 可正，可负，故只能实现 III 象限乘法运算。

(2) 输入线性范围很窄，实际的模拟输入电压 U_X 的上限值很小，约为几个毫伏数量级。

(3) 因为存在着 $U_T = KT/q$ 温度项，输出漂移将与温度变化成正比。

关于乘法器象限用图 5-4-26 表示。

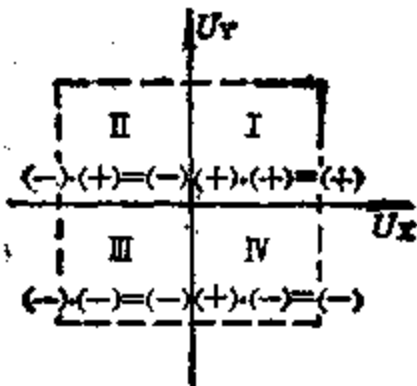


图 5-4-26 乘法器工作象限

2) IV 象限变跨导乘法器 为了克服图 5-4-25 所示的乘法器的缺点，在其电路的基础上，采用了双重差分放大式结构，设计出如图 5-4-27 所示的 IV 象限变跨导乘法器。

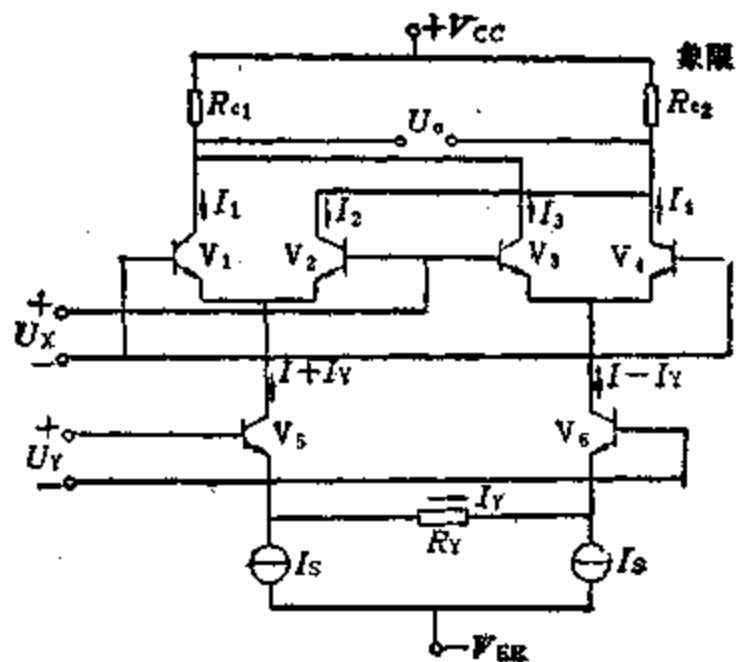


图 5-4-27 IV 象限变跨导乘法器

该电路的基本原理是，输入电压 U_x 控制了由 V_1 、 V_2 及 V_3 、 V_4 组成的上半部双差分对的基极回路，输入电压 U_y 控制了双差分对恒流源（即 V_5 、 V_6 集电极电流）的分配，因此，恒流源控制电压 U_y 可正可负，以此实现了 IV 象限工作。由于 V_5 、 V_6 之间接有电阻 R_Y ，就可使 U_y 远大于 U_T ，改善了线性，扩大了输入电压范围，还减小了温度 T 的影响。

对图5-4-27所示电路进行定量分析可得出 U_o 与 U_x 、 U_y 的关系为

$$U_o = KU_x U_y \quad (5-4-9)$$

式中 K 为乘法器标度系数。

$$K = \frac{q}{2kT} \cdot \frac{R_{c1} + R_{c2}}{R_Y}$$

当温度为 28°C 时，乘法器标度系数

$$K = 19.2 \frac{R_{c1} + R_{c2}}{R_Y} \left[\frac{1}{V} \right]$$

由以上两式看出，改变电阻 R_Y 就可方便的改变 K 值，使用比较灵活，便于集成，所以图5-4-27所示的 IV 象限变跨导乘法器是相当实用的乘法器，被广泛地应用于通信技术中的调制解调，混频、检波等交流工作状态下。属于如图5-4-27所示的双重差分放大式模拟乘法器，国外有 MC1496/1596、 $\mu\text{A}796$ 、LM1496/1596 等器件，国内已有 CF1496/1596、XXC 等。在有的资料中也称此电路为平衡调制器。

图5-4-27所示的双重差分电路，仍存有两点明显不足之处，首先是 U_x 的输入动态范围及线性范围很小，如果要处理较大的模拟量，式5-4-9所示的乘法关系就不一定能成立，其次是与温度 T 仍然明显有关，所以将其作模拟运算使用是不能满足需要的。

进行乘法运算广泛使用的是如图5-4-28所示的线性化可变跨导乘法器的基本电路，这里对输入信

号电压 U_x 作了预处理，从而改善了 U_x 输入的线性及动态范围。

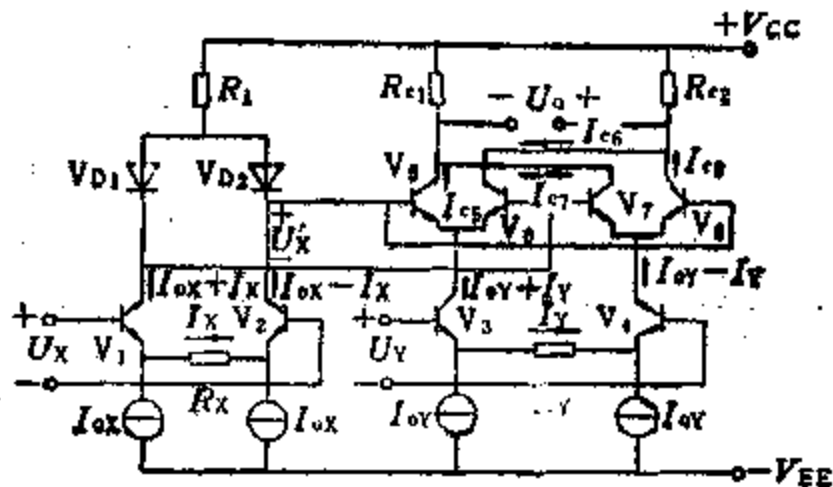


图5-4-28 线性化可变跨导乘法器

对图5-4-28所示电路进行定量分析可得

$$U_x' = 2U_T \operatorname{arctanh} \frac{U_x}{I_{ox} R_X}$$

由上式可以看出输入 U_x 与输出 U_x' 之间呈反双曲正切函数关系，这样就对输入信号进行了预处理，再将 U_x' 送入双重差分电路 $V_3 \sim V_4$ 的基极，使差分电路的双曲正切函数非线性特性便能得到补偿。使合成电路的输入、输出电压之间呈线性关系。其表达式为

$$U_o = \frac{2R_o}{I_{ox} R_X R_Y} U_x U_y = KU_x U_y$$

$$K = \frac{2R_o}{I_{ox} R_X R_Y}$$

只要改变 R_X 、 R_Y 就可任意选用 K 值，通常总是选用 $K = 0.1$ 。由上式看出，温度 T 的影响也被消除。该电路成为线性良好的 IV 象限乘法器。

3) 可变跨导乘法器的品种 模拟乘法器就其单片结构的形式来说，基本上分为两大类，即用于处理交流小信号的如图5-4-27所示的基本电路（也称双平衡模拟乘法器），以及适用于模拟运算用的线性化可变跨导乘法器（即图5-4-28所示的基本电路）。

表5-4-1列出模拟乘法器的型号和性能特点。

表5-4-1 模拟乘法器的型号和性能特点

型号	主要电特性				工艺结构	封装形式
	功耗	相乘增益	工作频率	运算误差		
XCC	250mW	10dB	100MHz	—	双极型	Y-12
5G33	250mW	—	100MHz	—	双极型	D-14
CB1595	240mW	40dB	D、C	1%	双极型	C-14, J14
B531	500mW	—	D、C	0.5%	双极型	D-14
CB532	500mW	—	D、C	1%	双极型	T-10, D14

作为实例，图5·4-29示出了国产CB1595单片集成通用型相乘器的电路图。

图中， U_x 和 U_y 通道输入差分对管均为达林顿结构，以提高输入阻抗，其工作原理和图5·4-28所示的线性可变跨导乘法器电路完全类似，因此其工作过程这里从略。CB1595与BG314和FZ4两个型号内部原理电路完全相同，因此，这三种型号的乘法器，均指同一电路。

器，均指同一电路。

图5·4-30是CB1595外形图，表5·4-2列出它的引出端功能图。

从表5·4-2中得知，CB1595在作乘法运算时，要外接 R_x 、 R_y 等必要元件，而外接元件的精度与运算精度有关。图5·4-31是外部元件配置图，表5·4-3则是对外接元件精度的要求。

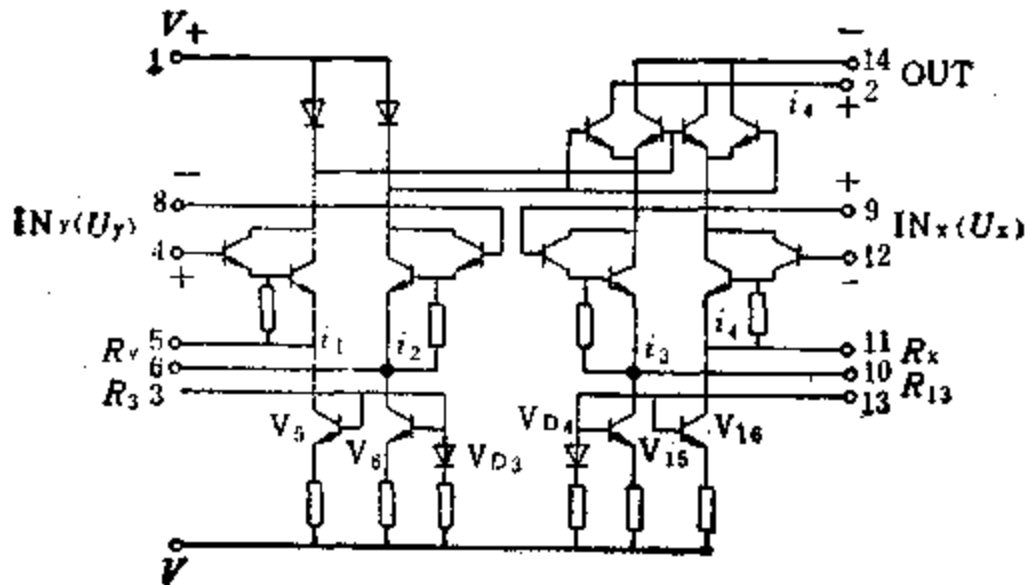


图5·4-29 CB1595电路图

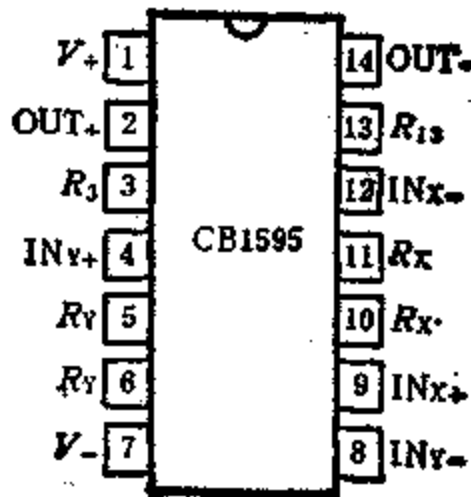


图5·4-30 CB1595外引线

表5·4-2 CB1595外引线功能

封装形式	电 源		X 输 入		Y 输 入		Y 增益调 整电阻		X 增益调 整电阻		X 工作 电流调 整电阻	Y 电 流或 标度 系数调 整电阻	输 出	
	V+	V-	INx+	INx-	INy+	INy-	Ry	Ry	Rx	Rx	Ri3	Ra	OUT+	OUT-
C-14, J 14	1	7	9	12	4	8	5	6	10	11	13	3	2	14

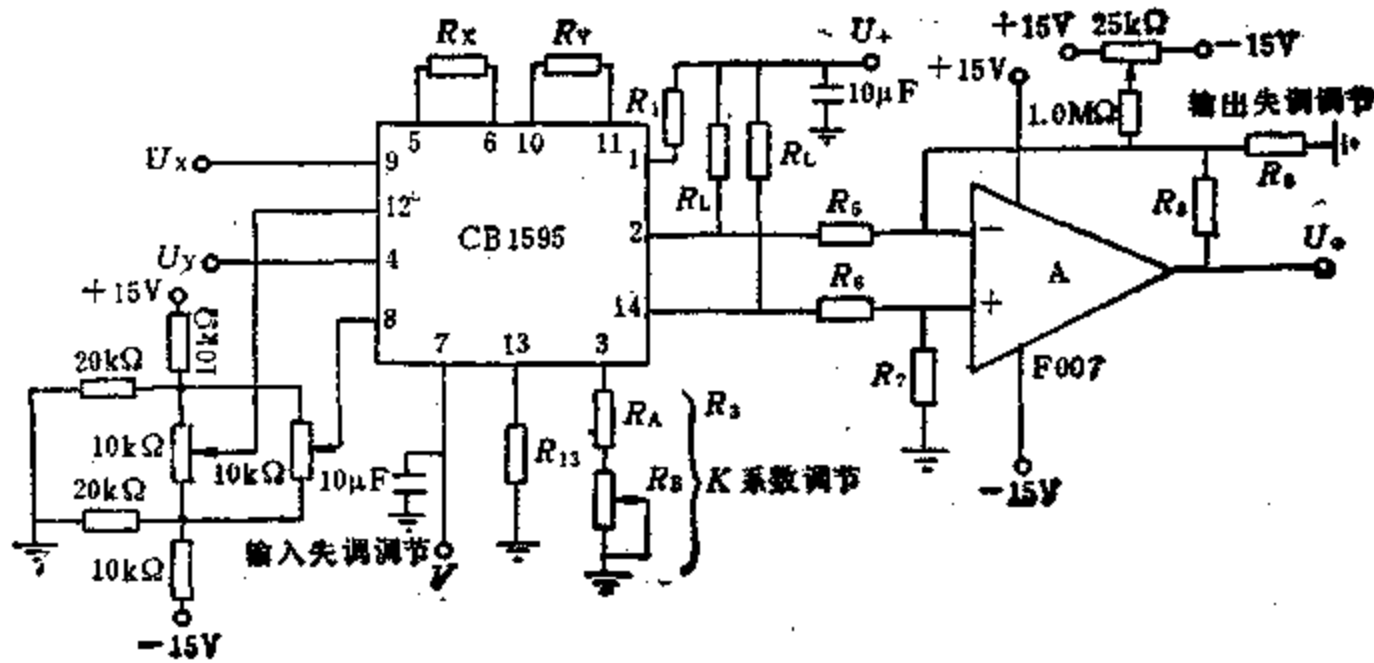


图5·4-31 CB1595外部元件配置图

表5-4-3 外接元件精度

电阻 (kΩ)	R ₁	R ₂	R ₆	R ₇	R ₈	R ₉	R ₁₃	R _A	R _B	R _L	R _X	R _Y
公差 (%)	5	1	1	1	1	1	1	5	20	0.5	6	5
U ₊ = 32V, U ₋ = -15V U _X = ±10V, U _Y = ±10V	9.1	121	100	11	121	15	13.7	12	5.0	11	15	15
U ₊ = +15V, U ₋ = -15V U _X = ±5V, U _Y = ±5V	3.0	300	100	100	300	∞	13.7	12	5.0	3.4	8.2	8.2

1.3.3 乘法器应用

1. 乘法器在模拟运算电路中的应用

1) 相乘运算 用乘法器实现输出是两个输入信号的乘积, 这是乘法器的本质功能。

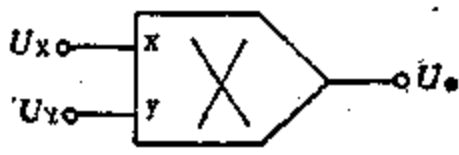


图5-4-32 相乘运算电路

即 $U_o = KU_x U_y$

式中 K 为乘法器相乘增益(乘法器标度系数)。

由于在模拟运算电路中, 乘法器常与集成运算放大器联用, 为了给运算结果处理带来方便, 将相乘增益常规定为 $K = 0.1V^{-1}$ 。当然, 乘法器在其他应用场合, K 的取值可以是任意的, 由电路参数直接决定。

2) 相除运算 图5-4-33为除法运算电路。将乘法器置于运算放大器的负反馈环路中, 则可构成除法运算电路。由图知, Σ点为虚地点, $R_1 = R_2$, 则必有:

$$U'_o = -U_{i1}$$

又因为 $U'_o = \frac{1}{10} U_o U_{i2}$

则 $U_o = -\frac{10U_{i1}}{U_{i2}}$

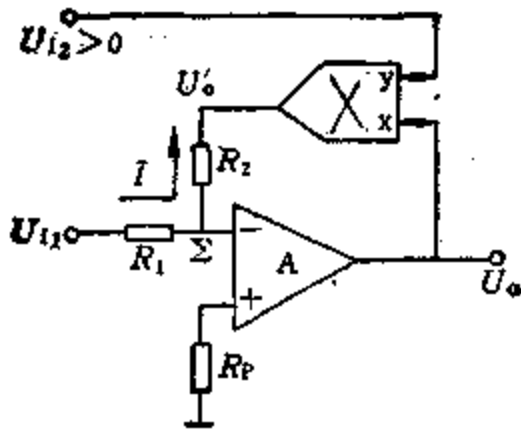


图5-4-33 相除运算电路

必须指出, 在图5-4-33电路中, 为了得到适当的反馈极性, 输入信号 U_{i2} 必须是正的, 否则, 正反馈将导致运算放大器停止正常工作而闭锁于电源电压。因此, 图5-4-33所示的除法电路是一个Ⅰ象限除法器。

如果 U_{i2} 为负值, 则应采用图5-4-34所示电路。该电路是在反馈回路中引入负相乘增益乘法器。为了得到适当的反馈极性, 输入信号 U_{i2} 必须是负的。

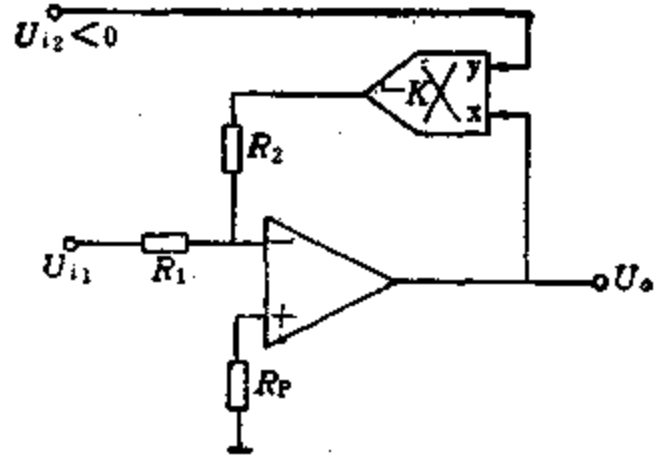


图5-4-34 U_{i2} 为负值的相除电路

3) 乘方及方根运算 由图5-4-35知, 输出电压

$$U_o = \frac{U_i^2}{10}$$



图5-4-35 平方运算电路

由于需要运算电压 U_i 的极性是任意的, 所以相乘器工作第Ⅰ或第Ⅲ象限。乘方器的输出恒为正值, 呈平方律。依此类推, 图5-4-36就是产生各种高次方函数的电路。由于相乘器相移的影响, 高次方运算会带来很大误差。通常串接的相乘器数量不超过2~3个。

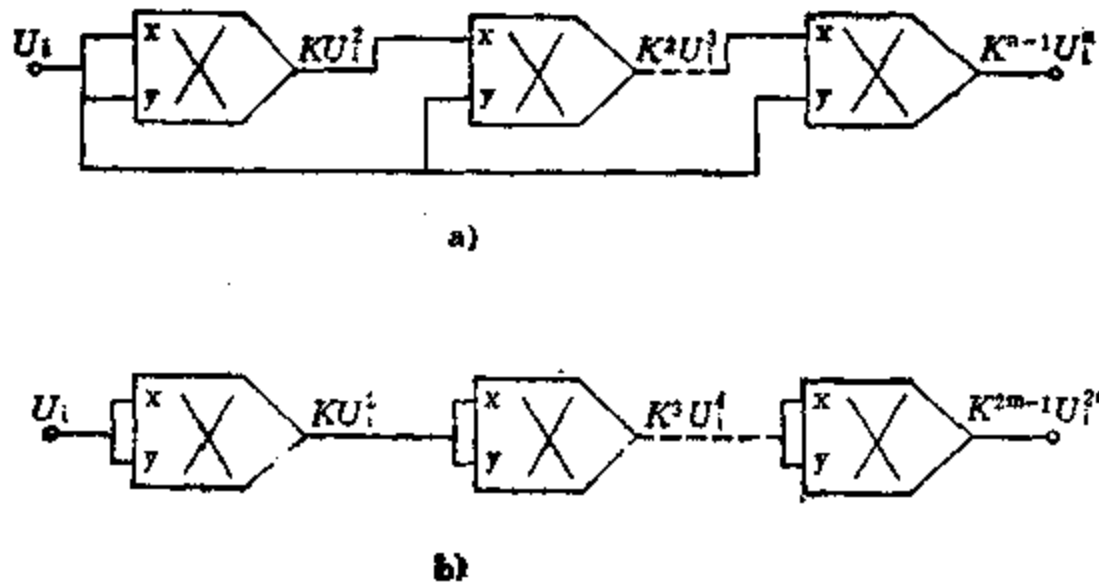


图5-4-36 高次方运算电路

a) n次方运算电路 b) 2^m次方运算电路 (m = 1, 2, 3...)

开方运算实质就是一种“除法运算”，和图5-4-33所示的除法电路区别仅在于是把x、y输入均连到运放的输出端，如图5-4-37所示。

由图可直接写出

$$-U_i = U_o^2$$

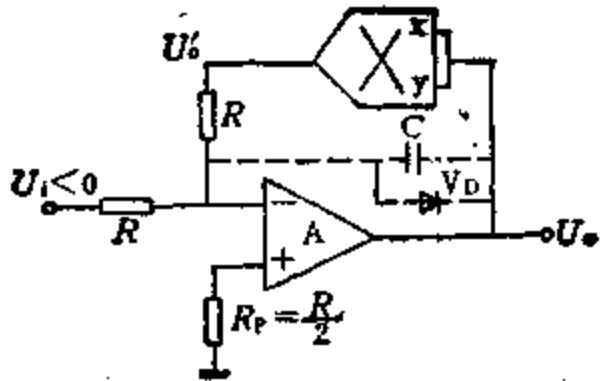


图5-4-37 开方电路

乘法器迫使

$$U_o^2 = KU_i^2$$

联立以上两式，求解可得

$$U_o = \sqrt{-\frac{1}{K}U_i}$$

由上式可知，要使开方电路能稳定地工作，输入电压 U_i 必须为负值。如果 U_i 为正值，这样，将形成正反馈，引起电路阻塞，从而停止工作。为了防止发生阻塞现象，在运放的输入和输出之间接上一个二极管 V_D ，电容 C 的接入是为了防止电路产生自激，而不能稳定工作。

若需要对正电压进行开方运算，可采用具有负增益相乘器。

2. 乘法器在通信电路中的应用

1) 普通振幅调制 图5-4-38示

出了普通调幅的电路原理图。图中：



图5-4-38 普通调幅原理图

载波信号， $u_c = U_{cm} \cos \omega_c t$ ，调制信号 $u_o = E_0(1 + m \cos \Omega t)$ ；乘法器输出

$$U_o = K u_c u_o = KE_0 U_{cm} \cos \omega_c t + \frac{m E_0 U_{cm}}{2} \times [\cos(\omega_c + \Omega) t + \cos(\omega_c - \Omega) t]$$

式中 m 为调幅度， $m = \frac{U_{om}}{E_0}$ ， E_0 为直流分量。

这就是普通调幅调制信号。改变调制信号的直流分量就可改变调幅度。

2) 双边带调制 在普通调幅中，载波分量是一个等幅的固定频率的正弦波，它不包含调制信号的信息，但却占有大部分功率，所以这种传输方式是不经济的。所谓双边带调制，就是抑制载波，只传输两个边带的信号。

用一个乘法器就可以实现双边带调制，只要使调制信号 $u_o = U_{om} \cos \Omega t$ ，就可达到抑制载波的目的，实现起来就更简便。双边带调制原理见图5-4-38。

乘法器输出

$$U_o = K u_c u_o = \frac{K U_{cm} U_{om}}{2} [\cos(\omega_c + \Omega) t + \cos(\omega_c - \Omega) t]$$

这样，就实现了双边带调制。由于 u_o 中不需直流分量，实现起来就更简便。

3) 单边带调制 由于双边带中的任何一个边带都包含调制信号的全部信息，因而抑制一个边带而只传输一个边带就具有许多优点，而实现单边带传输，只要在图5-4-38所示的调制器的输出端加一个带通滤波器，就构成了单边带调幅器。如图5-4-39所示。

4) 单边带调幅解调 如图5-4-40所示。乘法器的输入信号，x端为单音调制的单边带信号，y端为恢复的载频信号（即参考信号），进行相乘运



图5-4-39 单边带调制

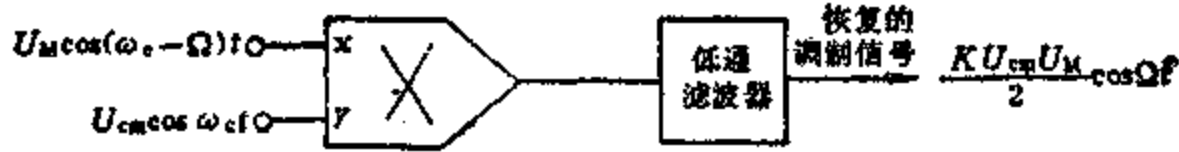


图5-4-40 解调器

算，再由低通滤波器取出所需调制信号。乘法器的输出为

$$U_o = \frac{K U_{cm} U_M}{2} [\cos \Omega t + \cos(2\omega_c - \Omega)t]$$

2 有源滤波器

滤波器是频率选择电路。它只让指定频段上的信号通过，而对频段外的信号加以抑制或衰减。相对无源滤波器而言，对以由集成运放作有源元件和RC网络组成的选频电路系统，叫作有源滤波器又称有源选频电路。

2.1 有源滤波器的特点及类型

2.1.1 特点

有源滤波器的频率范围是由直流到500kHz，在低频范围内已取代了传统的LC滤波器。特别是在很低频率下（小于10Hz）不可能实现LC滤波器，但有源滤波器却能给出满意的结果。

(1) 有源滤波器它的输入阻抗高，输出阻抗极低，因而具有良好的隔离性能，所以各级之间均无阻抗匹配的要求。

(2) 易于制作截止频率或中心频率连续可调的滤波器且调整容易。

(3) 如果使用电位器、可变电容器，有源滤波器的频率精度易于达到0.5%。

(4) 不用电感器，体积小、重量轻，在低频情况下，这种优点就更极为突出。

(5) 设计有源滤波器比设计LC滤波器更具灵活性，也可得到电压增益。

但是应当注意，有源滤波器以集成运放作有源元件，所以一定要有电源；输入小信号时受运放带宽有限的限制，输入大信号时受运放压摆率的限制，

这就决定了有源滤波器不适用于高频范围。目前实用范围大致在100kHz以内。另一方面，在频率高于100kHz时，无源滤波器的性能却比有源滤波器的好。当频率高于10MHz时，无源滤波器则更显得优越。

2.1.2 按通带性能分类

像无源滤波器一样，按通带性能划分有图5-1-1所示的四种类型。即低通滤波器(LPF)，高通滤波器(HPF)，带通滤波器(BPF)，和带阻滤波器(BEF)。以上四种滤波器，又统称为选频滤波器。其内容请参见本篇第1章1.1.1节。

除了选频滤波器之外，还有以相位响应为主要特性的其他一些滤波器，如全通滤波器。它的输出幅度在全频域内是恒定不变的，但输出信号对输入信号的相移却是频率的函数。因此全通滤波器也称为相移滤波器。其幅频响应和相频响应如图5-4-41所示。

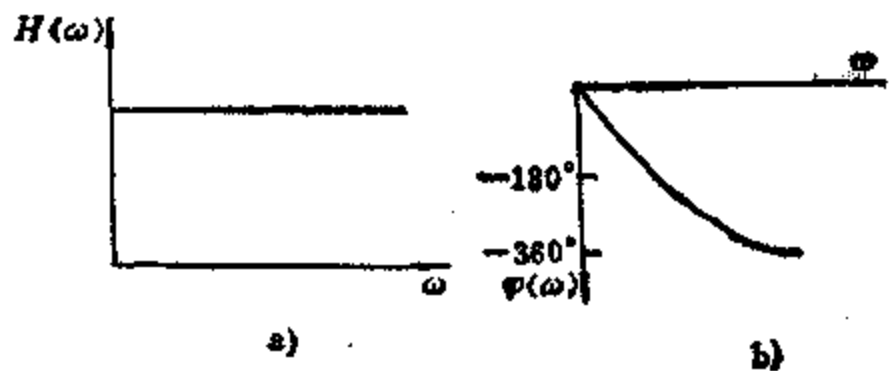


图5-4-41 全通滤波器
a) 幅频响应 b) 相频响应

2.1.3 以传输特性分类

• 1. 最平通带“巴特沃斯”响应 巴特沃斯滤波器的特点是在通带以内幅频曲线的幅度最平坦，由通带到阻带衰减陡度较缓，截止频率以后的衰减速率为6n dB/倍频程（n为滤波器的阶），相频特性

是非线性的。对阶跃信号有过冲和振铃现象。巴特沃斯滤波器是一种通用型滤波器，又称为最平幅度滤波器。巴特沃斯低通滤波器特性如图5·4-42所示。

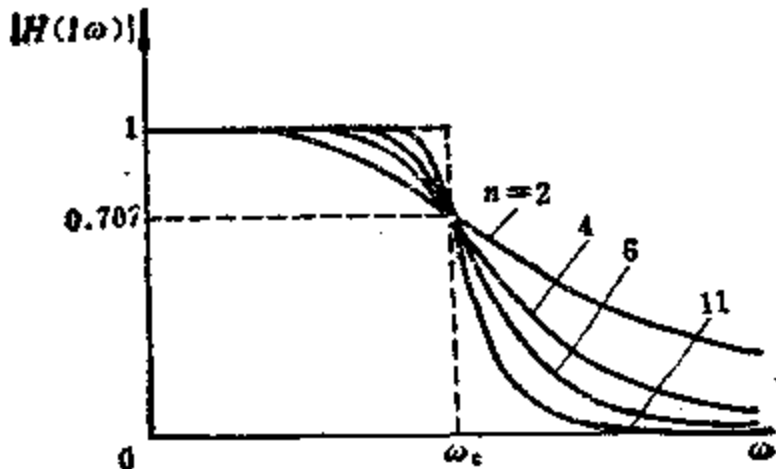


图5·4-42 巴特沃斯低通滤波器

2. 通带等波纹“切比雪夫”响应 切比雪夫滤波器的特点是在通带内，具有相等的波纹。截止衰减比同阶数巴特沃斯特性更陡，以通带到阻带的第一个倍频程时的衰减就超过 $6n$ dB。在阶数 n 一定时，波纹越大，截止衰减陡度越陡。相位响应也是非线性，但较之比巴特沃斯为差。切比雪夫低通滤波器特性如图5·4-43所示。

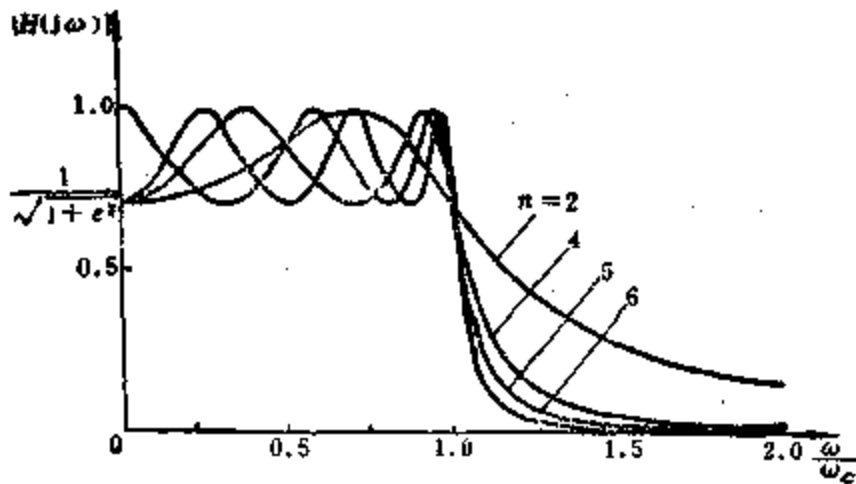


图5·4-43 切比雪夫低通滤波器

3. 延迟平坦“贝塞尔”响应 贝塞尔滤波器的特点是延时特性最平坦，幅频特性是平坦区较小，从通带到阻带衰减缓慢。贝塞尔滤波器的幅频特性比巴特沃斯或切比雪夫滤波器差，但从图5·4-44看出，贝塞尔滤波器的相位特性要比巴特沃斯或切比雪夫滤波器的相位特性要好得多。贝塞尔滤波器又称为线性相移或恒定延时滤波器。

4. 通阻带等波纹“椭圆函数”响应 椭圆函数滤波器的特点是在通带和阻带内均出现相等的纹波（通带的波纹幅度不一定等于阻带的波纹）。图5·4-45示出了椭圆函数低通滤波器响应的幅频特性曲

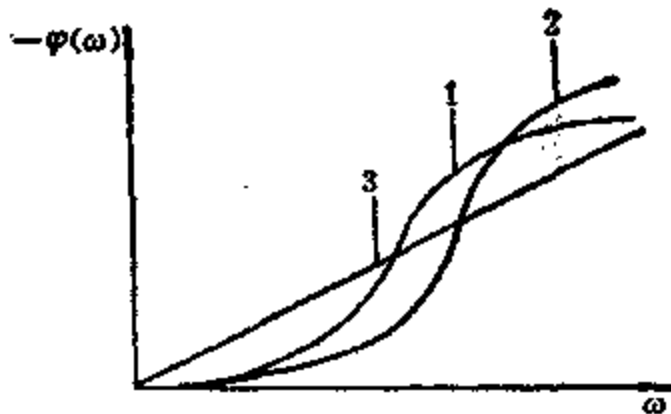


图5·4-44 三种类型的低通滤波器相位特性比较
1—巴特沃斯 2—切比雪夫
3—贝塞尔

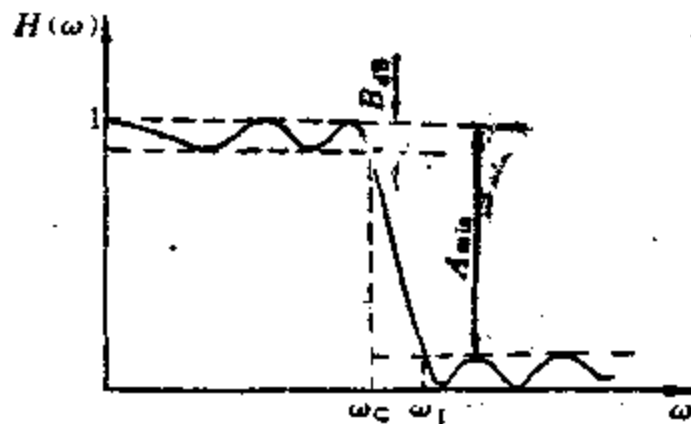


图5·4-45 椭圆函数低通滤波器响应
 R_{dB} —通带波纹dB A_{min} —最小阻带衰减，
 ω_1 — A_{min} 出现时的最低阻带频率

线。阻带纹波的出现使椭圆函数滤波器获得了从通带到阻带的最大的衰减速率。若给定滤波器的阶数 n ，椭圆函数滤波器较其他类型的滤波器具有最陡的截止衰减陡度。但它的延时特性不如前三种好。图5·4-46对上述四种低通滤波器的截止衰减陡度进行了比较。椭圆函数滤波器又称考尔滤波器。

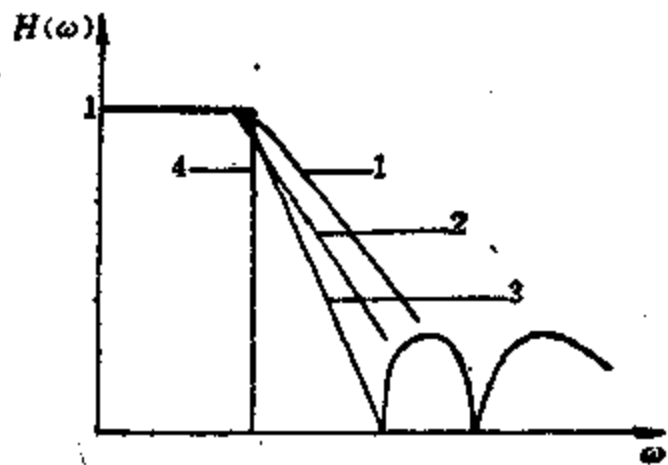


图5·4-46 同阶滤波器类型比较
1—巴特沃斯 2—切比雪夫
3—椭圆函数 4—理想

2·1·4 按传输函数的极、零点分类

1. 全极点型滤波器 以上介绍的巴特沃斯、切比雪夫、贝塞尔等三种滤波器，它们的共同特点

是传递函数的零点在无限频处。也就是说，这些滤波器只有在无限频处才能给出无穷大的衰减，称之为全极点滤波器。

2. 非全极点滤波器 如椭圆函数滤波器和反切比雪夫滤波器的共同特点是传递函中既含零点也含极点，这样就能在有限频处获得无穷大的衰减。以上两种滤波器均是非全极点滤波器。

上述滤波器，它们各有特点，在实际应用中，应该根据实际要求来选择滤波器的类型。

如果要求通带响应平坦，对截频衰减陡度要求不太高，阶跃响应允许有过冲的话，则应采用巴特沃斯滤波器。若对幅度平坦性要求不严，而对截频衰减陡度要求较高的情况，应采用切比雪夫滤波器。而对那些在不失真地再现信号这一要求比衰减特性更重要的场合下，则应采用贝塞尔滤波器。由于椭圆滤波器比其他类型滤波器更复杂、更严格。所以只在按规定要求更陡的滤波器，才使用椭圆滤波器。对于中等程度要求的滤波器来说，全极点滤波器是完全能满足要求的。

2.1.5 二阶有源滤波器的传输函数

在有源滤波器的设计中，高阶滤波器的传输函数都可以分解成一阶和多个二阶传输函数的乘积。一阶传输函数比较简单，二阶函数分析如下。

1. 低通滤波器

$$H(s) = \frac{H_0 \omega_0^2}{s^2 + \alpha \omega_0 s + \omega_0^2} \quad (5.4-4)$$

$$H(\omega) = H_0 \sqrt{\frac{\omega_0^4}{\omega^4 + \omega^2 \omega_0^2 (\alpha^2 - 2) + \omega_0^4}}$$

$$\varphi(\omega) = -\arctan \frac{\alpha \omega_0 \omega}{\omega_0^2 - \omega^2}$$

$$\tau(\omega) = \frac{d}{d\omega} \varphi(\omega) = \frac{2 \sin^2 \varphi(\omega)}{\alpha \omega_0} - \frac{\sin 2\varphi(\omega)}{2\omega}$$

2. 高通滤波器

$$H(s) = \frac{H_0 s^2}{s^2 + \alpha \omega_0 s + \omega_0^2} \quad (5.4-5)$$

$$H(\omega) = H_0 \sqrt{\frac{\omega^4}{\omega^4 + \omega^2 \omega_0^2 (\alpha^2 - 2) + \omega_0^4}}$$

$$\varphi(\omega) = \pi - \arctan \frac{\alpha \omega_0 \omega}{\omega_0^2 - \omega^2}$$

$$\tau(\omega) = \frac{2 \sin^2 \varphi(\omega)}{\alpha \omega_0} - \frac{\sin 2\varphi(\omega)}{2\omega}$$

式中 H_0 为传输增益又称通频带增益； α 为阻尼系

数， ω_0 为滤波器的固有频率， $s = j\omega$ 。

幅频特性 $H(\omega)$ 、相频特性 $\varphi(\omega)$ 和延迟特性 $\tau(\omega)$ 表示了低、高通滤波器的全部特性。 $H(s)$ 是传输函数。

由图5.4-47可以看出， α 取值不同，曲线的形状可以有很大的不同，也就是对滤波器的滤波性能有很大的影响。当 $\alpha = \sqrt{2}$ 时，幅频响应有最大平坦区，是巴特沃斯滤波器； $\alpha < \sqrt{2}$ 时，在 ω_0 附近有凸峰；通带内有等值波动。 α 值越小，阻尼越小，凸峰越明显，通带内幅度等值波动越大，选择性越好。是切比雪夫滤波器。 α 值越大，阻尼越大，曲线变化趋于缓慢。当 $\alpha = \sqrt{3}$ 时，幅频响应平坦区较小，具有线性相移的特性，是贝塞尔滤波器。

3. 带通滤波器

$$H(s) = \frac{H_0 \frac{\omega_0}{Q} s}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2} \quad (5.4-6)$$

$$H(\omega) = \frac{H_0}{\sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2}}$$

$$\varphi(\omega) = \frac{\pi}{2} - \arctan \left[2Q \frac{\omega}{\omega_0} + \sqrt{4Q^2 - 1} \right] - \arctan \left[2Q \frac{\omega}{\omega_0} - \sqrt{4Q^2 - 1} \right]$$

$$\tau(\omega) = \frac{2Q \cos^2 \varphi(\omega)}{\omega_0} + \frac{\sin 2\varphi(\omega)}{2\omega}$$

4. 带阻滤波器

$$H(s) = \frac{H_0 (s^2 + \omega_0^2)}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2} \quad (5.4-7)$$

$$H(\omega) = \frac{H_0}{\sqrt{1 + \frac{1}{Q^2 \left(\frac{\omega_0}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_0} \right)^2}}}$$

$$\varphi(\omega) = -\pi - \arctan \left[\frac{1}{Q \left(\frac{\omega_0}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_0} \right)^2} \right]$$

$$\tau(\omega) = \frac{2Q \cos^2 \varphi(\omega)}{\omega_0} + \frac{1}{2\omega} \sin 2\varphi(\omega)$$

$$Q = \frac{\omega_0}{BW}$$

$$BW = \omega_2 - \omega_1$$

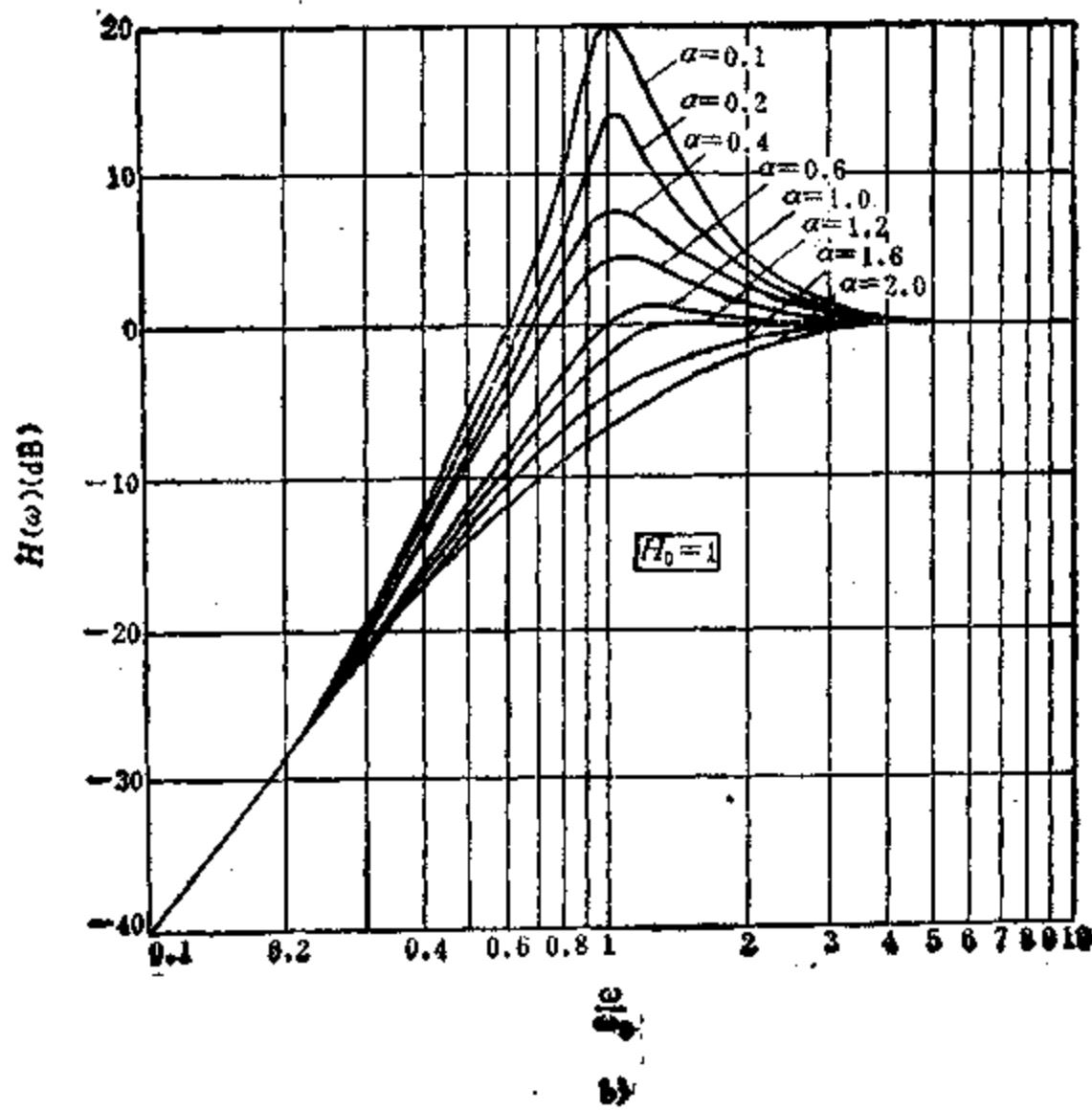
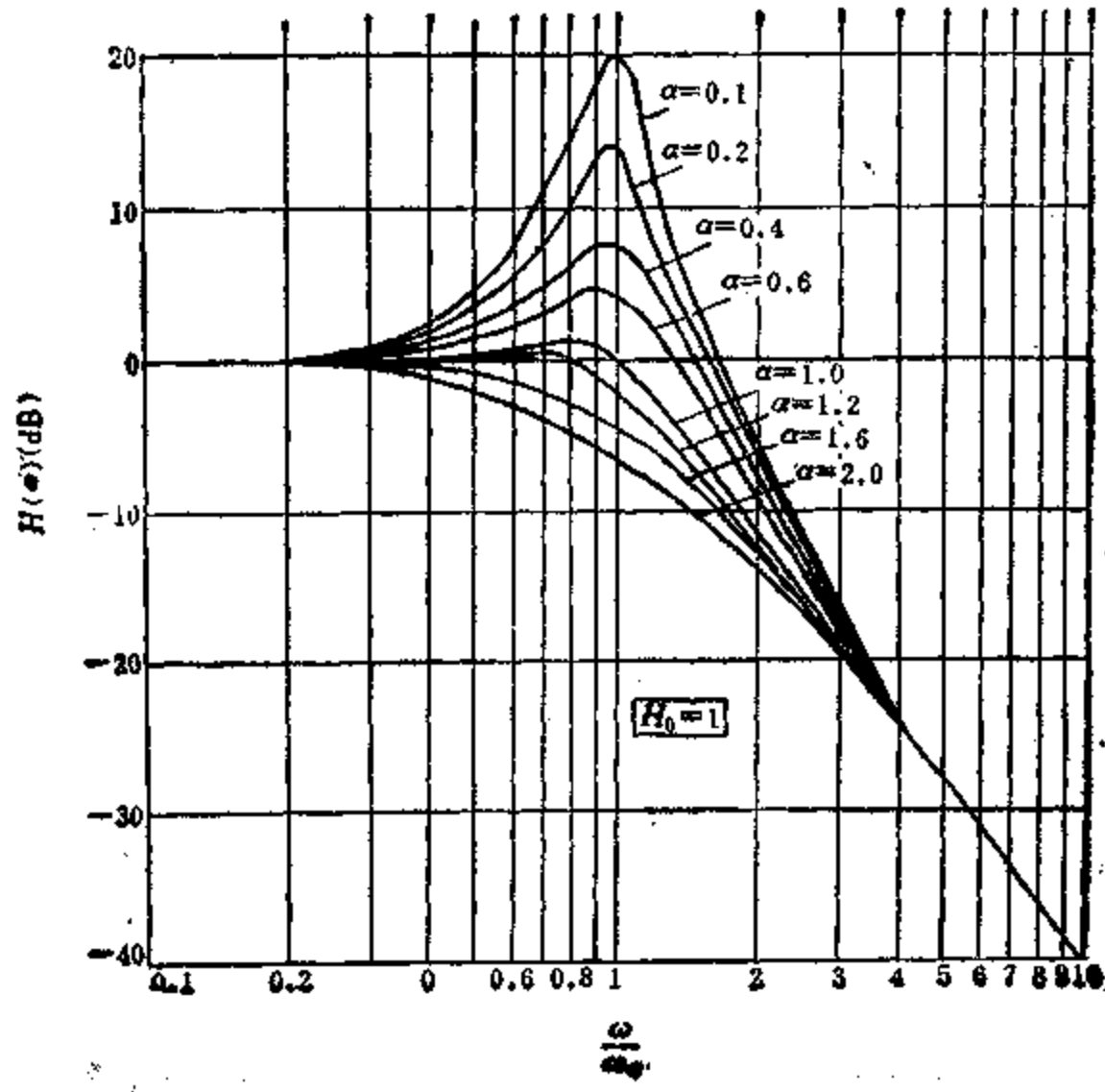


图5·4-47 幅频特性曲线

a) 低通滤波器 b) 高通滤波器

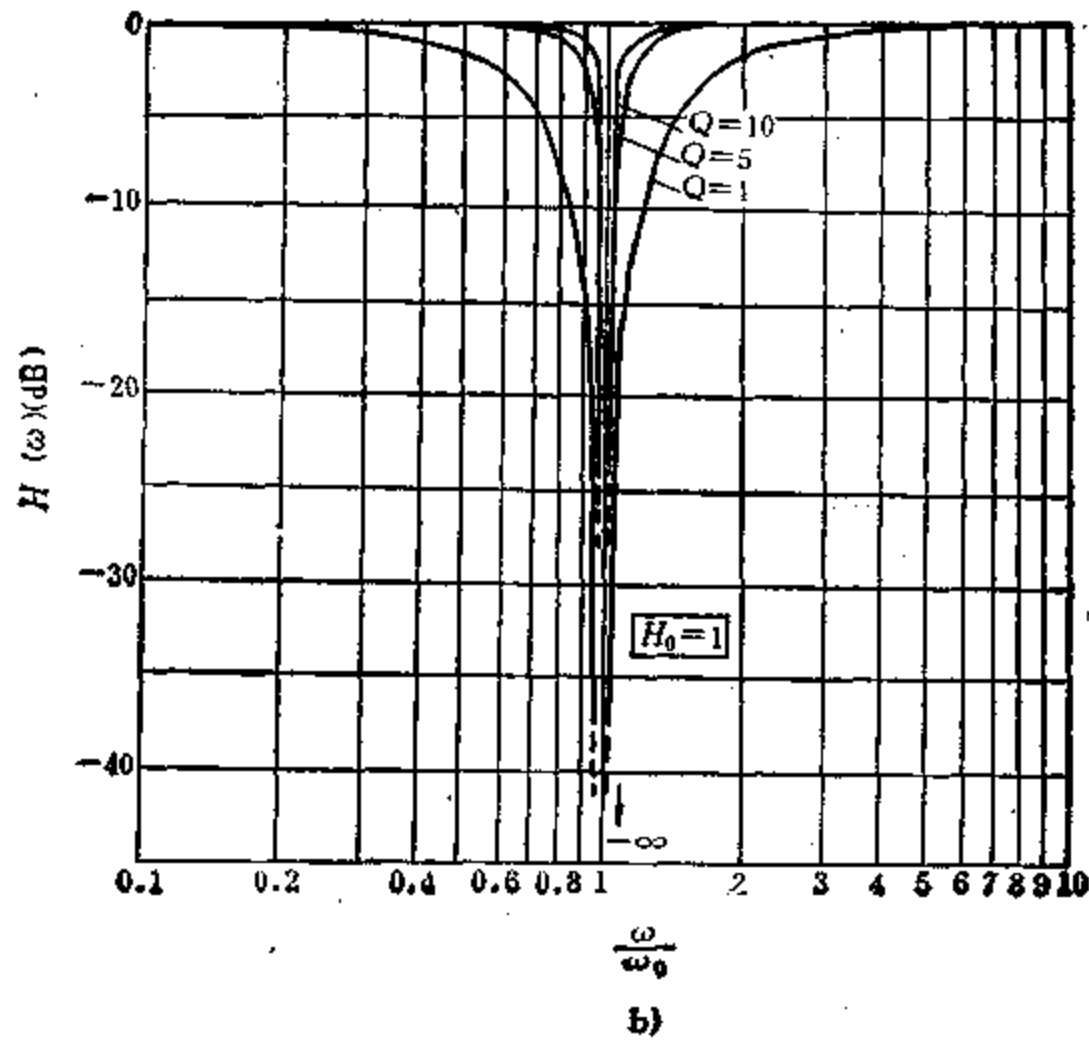
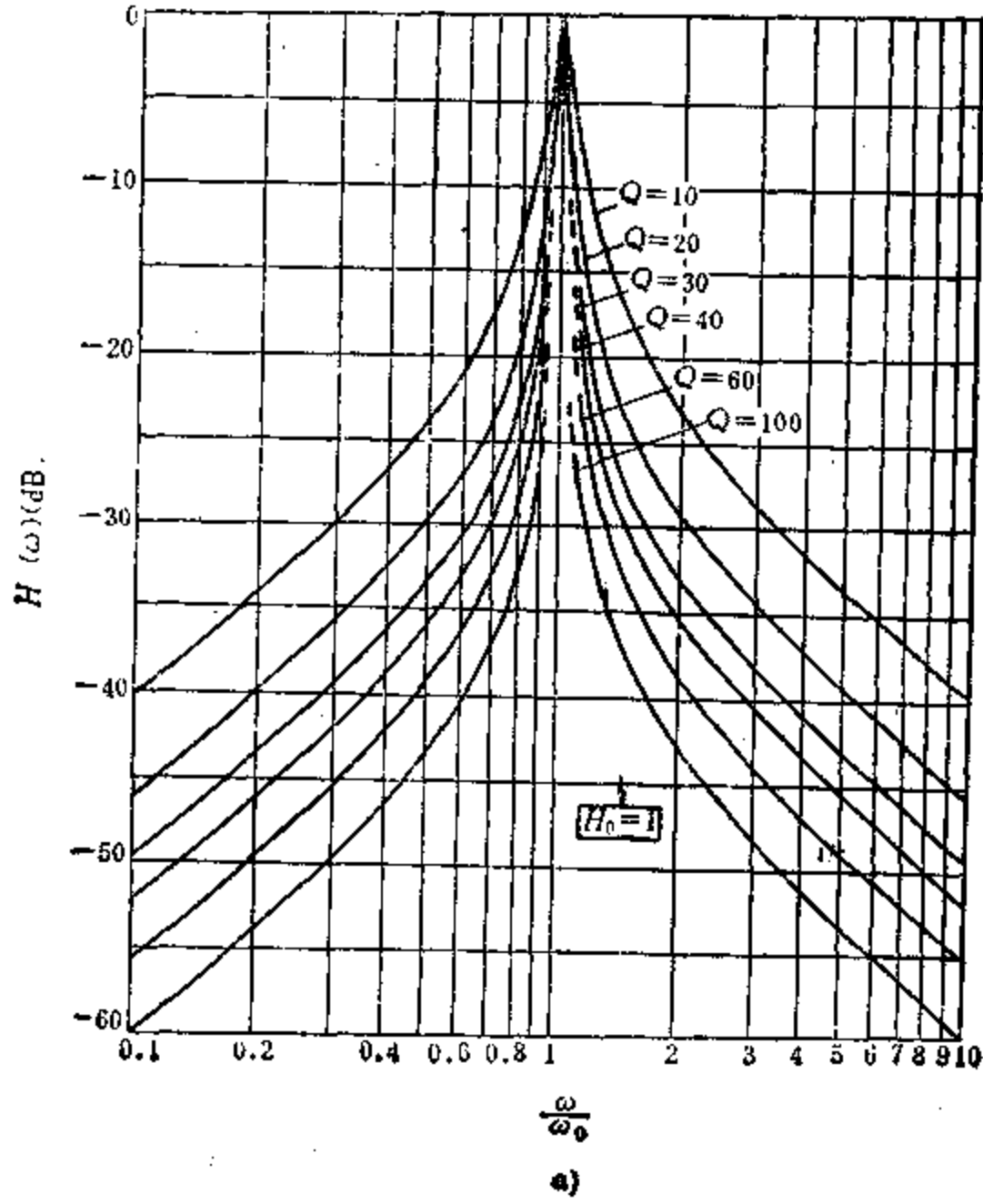


图5-4-48 幅频特性曲线
a) 带通滤波器 b) 带阻滤波器

式中 Q 为品质因数(选择性因子), ω_0 为通带中心频率; BW 为滤波器带宽; ω_2 为高端截止频率; ω_1 为低端截止频率。

由图5-4-48可以看出, Q 值愈高, 曲线愈陡, 通频带越窄, 选频特性越好。 Q 值愈低, 曲线变化迟缓, 通频带越宽, 选频特性越差。 Q 与 α 的关系为

$$Q = \frac{1}{\alpha}$$

2.2 二阶有源滤波器电路

在选定滤波器的类型之后, 实现其电路结构有多种多样, 本节仅介绍两种典型的通用电路, 即无限增益多端反馈型滤波器(MFB)和压控电压源型滤波器(VCVS)。

2.2.1 无限增益多端反馈型滤波器

MFB型滤波器的基本电路如图5-4-49所示。该电路有两条负反馈支路, 并且运算放大器是作为一个无限增益器件来使用的, 所以称为无限增益多端反馈电路。如果适当选择诸 Y (导纳) 元件, 则可组成各种滤波器。

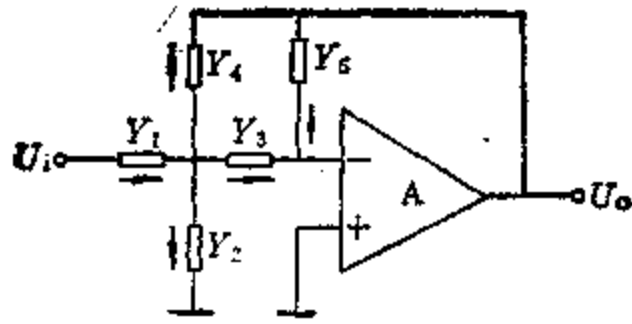


图5-4-49 二阶MFB型滤波器电路

1. MFB低通滤波器 MFB低通滤波器电路如图5-4-50所示。

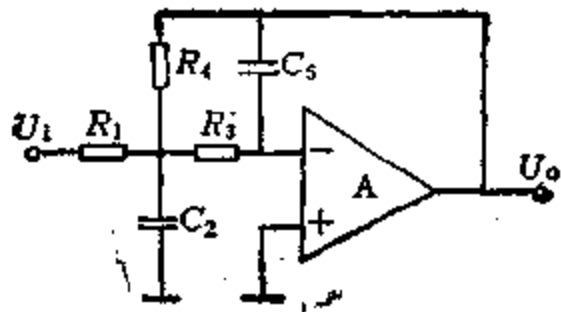


图5-4-50 二阶MFB型低通滤波器

分析图5-4-50的电路, 可得出其传输函数为 $H(s) =$

$$H(s) = \frac{1 - 1/R_1 R_3 C_2 C_5}{s^2 + \frac{1}{C_2} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_4} \right) s + \frac{1}{R_2 R_4 C_2 C_5}}$$

将上式与式(5.4-4)相比较, 可求得

$$\left. \begin{aligned} H_0 &= -\frac{R_4}{R_1} \\ \omega_0 &= \left(\frac{1}{R_2 R_4 C_2 C_5} \right)^{\frac{1}{2}} \\ \alpha &= \sqrt{\frac{C_5}{C_2} \left(\sqrt{\frac{R_4}{R_2}} + \sqrt{\frac{R_2}{R_4}} + \frac{\sqrt{R_2 R_4}}{R_1} \right)} \end{aligned} \right\} (5.4-8)$$

滤波器参数对各无源元件变化的灵敏度为

$$\begin{aligned} s_{R_2}^{\omega_0} &= s_{R_4}^{\omega_0} = s_{C_2}^{\omega_0} = s_{C_5}^{\omega_0} = -\frac{1}{2} \\ s_{C_2}^{\alpha} &= -s_{C_5}^{\alpha} = -\frac{1}{2} \\ s_{R_1}^{\alpha} &= \frac{1}{\alpha \omega_0 R_1 R_2} \\ s_{R_2}^{\alpha} &= \frac{1}{2} - \frac{1}{\alpha \omega_0 R_2 C_2} \\ s_{R_4}^{\alpha} &= \frac{1}{2} - \frac{1}{\alpha \omega_0 R_4 C_2} \\ s_{R_4}^{H_0} &= -s_{R_1}^{H_0} = 1 \end{aligned}$$

灵敏度标志着滤波器某个特性的稳定程度, 是滤波器的重要参数。

设计步骤如下:

(1) 已知条件 H_0 、 α 、 ω_c 对于巴特沃斯型滤波器, $\alpha = \sqrt{2}$, $\omega_c = \omega_0$, 截止频率 ω_c 的定义为 $H(\omega)$ 下降到 $H_0/\sqrt{2}$ 所对应的频率。对于切比雪夫型滤波器 ($\alpha < \sqrt{2}$), $\omega_0 = \omega_c/\sqrt{2 - \alpha^2}$, 截止频率 ω_c 的定义是增益幅值从峰值回到起始值时的频率。

H_0 通常在 1~10 范围内选取。

本节(2.2节)所介绍的电路只适用于 $\alpha > \frac{1}{10}$

(即 $Q < 10$), $H_0 Q \leq 100$ 。

(2) 选择参数 任意选定 C_2 和比例常数 K 的值, 则有

$$\begin{aligned} C_2 &= C \\ C_5 &= KC_2 = KC \end{aligned}$$

C 值可按经验公式 $C = 10/f_c(\mu F)$ 的标称值选定, 也可根据截止频率 f_c 按表5.4-4选取。

(3) 设计计算

由式(5.4-8)可得:

$$R_4 = \frac{\alpha}{2K\omega_0 C} \left[1 \pm \frac{\sqrt{\alpha^2 - 4(|H_0| + 1)K}}{\alpha} \right]$$

$$R_1 = \frac{R_4}{|H_0|}$$

$$R_2 = \frac{1}{\omega_0^2 C^2 R_4 K}$$

2. MFB 高通滤波器

该电路如图5-4-51所示。它的传输函数为：

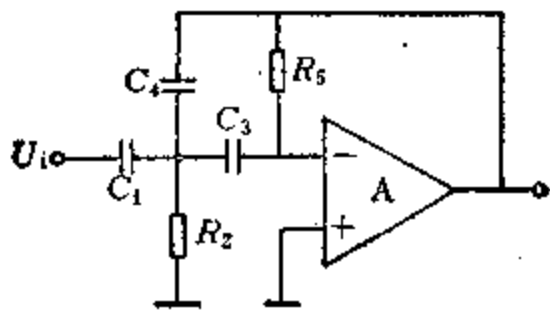


图5-4-51 二阶MFB型高通滤波器

$$H(s) = \frac{-\left(\frac{C_1}{C_4}\right)s^2}{s^2 + \frac{1}{R_5} \left(\frac{C_1}{C_3 C_4} + \frac{1}{C_4} + \frac{1}{C_2} \right) s + \frac{1}{R_2 R_5 C_3 C_4}}$$

由上式与式(5-4-5)比较，可求出滤波器特性参数为

$$\left. \begin{aligned} H_0 &= -\frac{C_1}{C_4} \\ \omega_0 &= \frac{1}{\sqrt{R_2 R_5 C_3 C_4}} \\ \alpha &= \sqrt{\frac{R_2}{R_5} \left(\sqrt{\frac{C_1}{C_3 C_4}} + \sqrt{\frac{C_3}{C_4}} + \sqrt{\frac{C_4}{C_3}} \right)} \end{aligned} \right\} (5-4-9)$$

设计步骤和电容C值的选取同低通滤波器。当取 $C_1 = C_2 = C$ 时，由式(5-4-9)求出

$$C_4 = \frac{C}{|H_0|}$$

$$R_2 = \frac{\alpha H_0}{\omega_0 C (1 + 2 |H_0|)}$$

$$R_5 = \frac{1}{\alpha \omega_0 C} (1 + 2 |H_0|)$$

3. MFB 带通滤波器 MFB 带通滤波器的具体电路如图5-4-52所示，其传输函数为

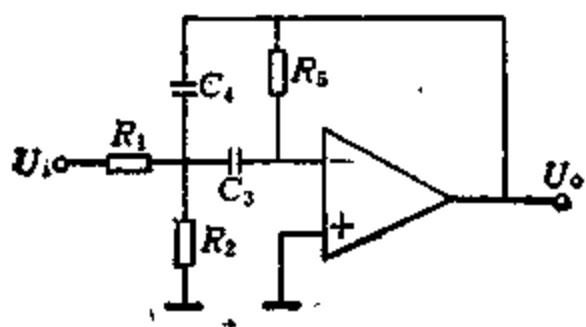


图5-4-52 二阶MFB型带通滤波器

$H(s)$

$$= \frac{-\frac{1}{R_1 C_4}}{s^2 + \frac{1}{R_5} \left(\frac{1}{C_3} + \frac{1}{C_4} \right) s + \frac{1}{R_5 C_4 C_3} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right)}$$

将上式与式(5-4-6)相比，求得

$$\left. \begin{aligned} H_0 &= -\frac{1}{\frac{R_1}{R_5} \left(1 + \frac{C_4}{C_3} \right)} \\ \omega_0 &= \left[\frac{1}{R_5 C_4 C_3} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) \right]^{\frac{1}{2}} \\ Q &= \frac{\sqrt{R_5 \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right)}}{\sqrt{\frac{C_4}{C_3} + \frac{C_3}{C_4}}} \end{aligned} \right\} (5-4-10)$$

设计步骤同前，根据中心频率 f_0 ，按表5-4-4来选取电容C的值。当取 $C_3 = C_4 = C$ 时，由以上式(5-4-10)可求得

$$R_1 = \frac{Q}{\omega_0 |H_0| C}$$

$$R_2 = \frac{Q}{(2Q^2 - |H_0|) \omega_0 C}$$

$$R_5 = \frac{2Q}{\omega_0 C}$$

表5-4-4 边界频率与电容C值的对照表

f (Hz)	1~10	10~10 ²	10 ² ~10 ³
C	20~1μF	1~0.1μF	0.1~0.01μF
f (Hz)	10 ³ ~10 ⁴	10 ⁴ ~10 ⁵	10 ⁵ ~10 ⁶
C	10 ⁴ ~10 ⁵ pF	10 ³ ~10 ² pF	10 ² ~10pF

4. MFB 带阻滤波器 由图5-4-53的电路中可以看出，由 A_2 组成的反相加法器，实现了由输入信号 U_1 和经由 A_1 组成的带通滤波器处理过的带通信号 U_{o1} 进行相减运算，因而在 A_2 的输出端上，得到了带阻信号。所以图5-4-53所示的电路，就是带阻滤波器。采用这种结构的带阻滤波器，它的带宽BW，中心角频率 ω_0 和品质因数Q分别等于带通滤波器的BW、 ω_0 和Q。

当电阻值的选取满足 $2R_1 R_7 = R_5 R_4$ 时，可推导出图5-4-53所示的带阻滤波器的传输函数为

$$H(s) = \frac{-\frac{R_8}{R_1} \left[s^2 + \frac{1}{R_5 C^2} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) \right]}{s^2 + \frac{2}{R_5 C} s + \frac{1}{R_5 C^2} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right)}$$

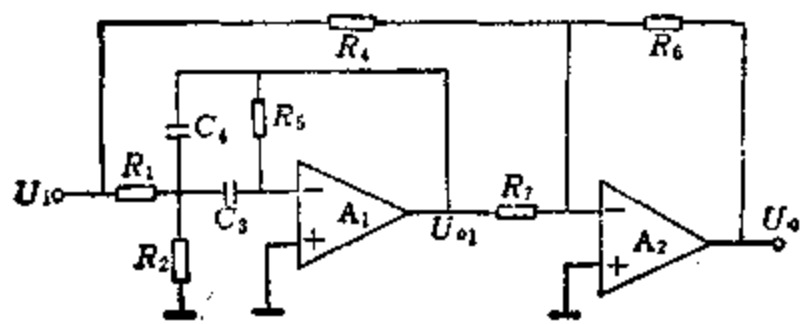


图5-4-53 二阶MFB型带阻滤波器

将上式与式(5-4-7)相比较, 可得出

$$\left. \begin{aligned} H_0 &= -\frac{R_5}{R_4} = -\frac{R_5 R_6}{2R_1 R_7} \\ \omega_0 &= \sqrt{\frac{1}{R_5 C^2} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right)} \\ Q &= \frac{1}{2} \sqrt{R_5 \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right)} \end{aligned} \right\} (5-4-11)$$

设计步骤和C值的选取同带通滤波器, 由式(5-4-11)可求出

$$\begin{aligned} R_1 &= \frac{QR_5}{H_0 \omega_0 C R_7} \\ R_2 &= \frac{Q}{\omega_0 C \left(2Q^2 - \frac{|H_0| R_7}{R_5} \right)} \\ R_5 &= \frac{2Q}{\omega_0 C} \end{aligned}$$

MFB滤波器所用的元件少, 其Q值对元件变化灵敏度较低, 因此稳定性好。由于负反馈使其输出阻抗低, 便于级联构成高阶滤波器。若想使MFB滤波器有较高Q值的特性, 这时组成这种电路结构的各元件之间的数值差别范围很大, 使电路特性对元件值变化十分敏感, 也就是电路稳定性差。所以这种电路只宜用于增益 H_0 和品质因数Q两者都不大于10的情况。如果Q更低一些, H_0 可以相应提高。即同时限于 $Q \leq 10$ 和 $H_0 Q \leq 100$ 两个条件。

2.2.2 压控电压源型滤波器

图5-4-54是一种同相输入, 产生正向增益的常用的二阶滤波器电路。图中负反馈网络为 R_a 和 R_b , 形成一个增益可控的电压控制电压源, 所以这个电路称为压控电压源滤波器, 简称VCVS滤波器。

1. VCVS低通滤波器 电路如图5-4-55所示。对图中电路列写节点方程, 可求出该电路的传输函数为

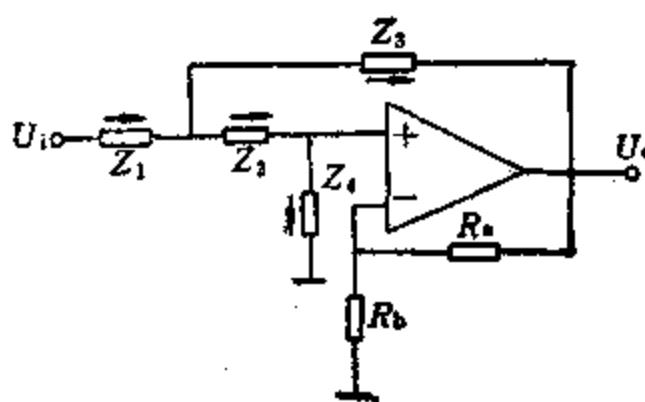


图5-4-54 二阶VCVS滤波器原型

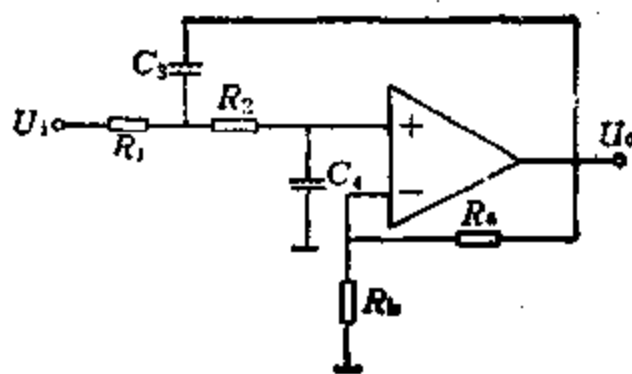


图5-4-55 VCVS低通滤波器

$$H(s) = \frac{A_f}{\frac{R_1 R_2 C_3 C_4}{s^2 + \left(\frac{1}{R_1 C_3} + \frac{1}{R_2 C_3} + \frac{1 - A_f}{R_2 C_4} \right) s + \frac{1}{R_1 R_2 C_3 C_4}}}$$

上式和式(5-4-4)比较可得

$$\left. \begin{aligned} H_0 = A_f &= 1 + \frac{R_a}{R_b} \\ \omega_0 &= \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_3 C_4}} \\ \alpha &= \sqrt{\frac{R_2 C_4}{R_1 C_3}} + \sqrt{\frac{R_1 C_4}{R_2 C_3}} + \sqrt{\frac{R_1 C_3}{R_2 C_4}} - A_f \sqrt{\frac{R_1 C_3}{R_2 C_4}} \end{aligned} \right\} (5-4-12)$$

电容C值的选取同前, 取 $C_2 = C$ 和 $C_6 = KC$ 由式(5-4-12)得

$$\begin{aligned} R_2 &= \frac{\alpha}{2\omega_0 KC} \left[1 + \sqrt{\frac{4(H_0 - K - 1)}{\alpha^2} + 1} \right] \\ R_1 &= \frac{1}{\omega_0^2 KC^2 R_2} \end{aligned}$$

式中K值必须满足下式

$$K \leq H_0 - 1 + \frac{\alpha^2}{4}$$

根据运放两输入端直流电阻平衡的条件, 则有

$$R_1 + R_2 = R_a // R_b$$

又因

$$A_f = 1 + \frac{R_a}{R_b}$$

由以上二式求出

$$R_a = A_f(R_1 + R_2) = H_0(R_1 + R_2)$$

$$R_b = R_a / A_f - 1 = R_a / H_0 - 1$$

由式(5.4-12)可以看出,按比例改变 R_1 和 R_2 可改变 ω_0 而不影响 α 的值。但要注意,调节 R_a 和 R_b 极易调节 H_0 的值。但 H_0 的变化将使 α 发生变化。必要时,需反复调整才能满足要求。

2. VCVS 高通滤波器 将低通滤波器的低通网络中电阻和电容互换,即得高通滤波器,如图 5.4-56 所示。用前述的方法,可写出其传输函数为

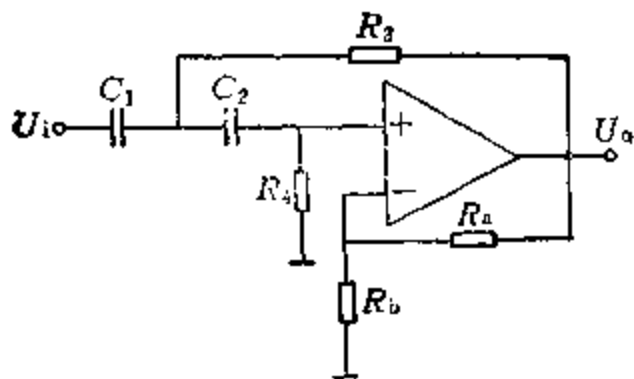


图5.4-56 VCVS高通滤波器

$$H(s) = \frac{A_f s^2}{s^2 + \left[\frac{1}{R_4 C_1} + \frac{1}{R_4 C_2} + \frac{1}{R_3 C_1} (1 - A_f) \right] s + \frac{1}{R_3 R_4 C_1 C_2}}$$

上式和式(5.4-5)比较,可得

$$\begin{aligned} H_0 &= A_f = 1 + \frac{R_a}{R_b} \\ \omega_0 &= \sqrt{\frac{1}{R_3 R_4 C_1 C_2}} \\ \alpha &= \sqrt{\frac{R_3 C_2}{R_4 C_2} + \frac{R_3 C_2}{R_4 C_1} + \frac{R_4 C_2}{R_3 C_1} - A_f \sqrt{\frac{R_4 C_2}{R_3 C_1}}} \end{aligned} \quad (5.4-13)$$

C 的取值原则同前,取 $C_1 = C_2 = C$ 。由式(5.4-13) 求出

$$R_3 = \frac{\alpha + \alpha^2 + 8(H_0 - 1)}{4\omega_0 C}$$

$$R_4 = \frac{4}{\omega_0 C} \frac{1}{\alpha + \sqrt{\alpha^2 + 8(H_0 - 1)}}$$

根据运放输入端平衡条件,下式成立:

$$R_4 = R_a // R_b$$

$$A_f = 1 + \frac{R_a}{R_b}$$

$$R_a = A_f R_b$$

$$R_b = R_a / A_f - 1 = R_a / H_0 - 1$$

电路调整分析方法同低通滤波器。

3. VCVS 带通滤波器 其电路如图 5.4-57 所示。它的传输函数 $H(s)$ 及特性参数 H_0, ω_0, α 为:

$$\begin{aligned} H(s) &= A_f \frac{s}{R_1 C_1} / \left[s^2 + s \left(\frac{1}{R_4 C_4} \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + \frac{1}{R_1 C_4} + \dots + \frac{1}{R_1 C_2} + \frac{1}{R_3 C_2} + \frac{1}{R_3 C_4} \right) \right. \\ &\quad \left. + \frac{1}{R_4} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_3} \right) \frac{1}{C_2 C_4} \right] \end{aligned} \quad (5.4-14)$$

$$\begin{aligned} H_0 &= \frac{A_f}{1 + \frac{R_1}{R_4} + \frac{C_1}{C_2} \left(1 + \frac{R_1}{R_3} \right) + (1 - A_f) \frac{R_1}{R_3}} \\ \omega_0 &= \sqrt{\frac{1}{R_4} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_3} \right) \frac{1}{C_2 C_4}} \\ \alpha &= \frac{1}{Q} = \sqrt{\frac{R_4}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_3}}} \left[\sqrt{\frac{C_2}{C_4}} \right. \\ &\quad \left. \times \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_4} + \frac{1 - A_f}{R_3} \right) \right. \\ &\quad \left. + \sqrt{\frac{C_1}{C_2} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_3} \right)} \right] \end{aligned} \quad (5.4-15)$$

整理上三式可得元件计算公式,但计算比较麻烦。因此,在设计各无源元件时,可取

$$C_2 = C_4 = C \quad (C \text{ 值选定方法同前})$$

$$R_1 = R_3 = R_4 = R$$

将以上两式代入式(5.4-15)中的第 2、3 式可得

$$R_1 = R_3 = R_4 = \sqrt{2} / (\omega_0 C)$$

$$A_f = 1 + \frac{R_a}{R_b} = 5 - \frac{\sqrt{2}}{Q}$$

将式(5.4-14)与式(5.4-6)比较系数,可得

$$H_0 = \frac{A_f}{R_1 C_4 \alpha \omega_0}$$

由以下二式可求出 R_a 和 R_b 的值为

$$R_4 = R_a // R_b$$

$$A_f = 1 + \frac{R_a}{R_b}$$

$$R_a = A_f R_b$$

$$R_b = R_a / A_f - 1$$

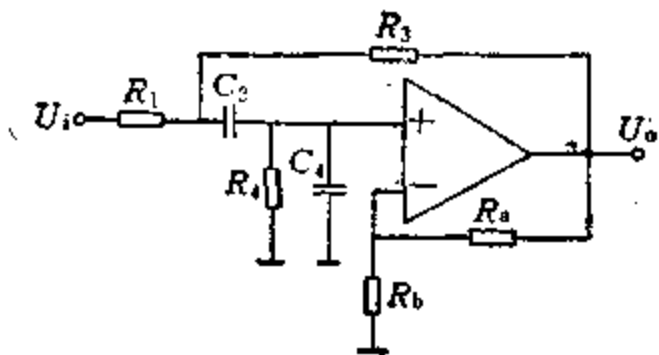


图5-4-57 VCVS带通滤波器

这种电路的优点是可改变 R_1/R_2 的比值来调整带宽而不影响中心频率。其缺点是 Q 值易受元件性能变化影响，所以它仅适宜于 Q 值较低的情况。

VCVS 型滤波器所用元件少，对运放要求不高，输出阻抗低，特性容易调整，元件分布范围小。缺点是 Q 值对元件值变化灵敏度较高，因而 Q 值不能取大，一般取 $Q \leq 10$ 。另外， Q 值还与 A_f 有关，为了使电路能稳定工作， A_f 值亦不能取大。前面所述的设计计算方法尽管进行了简化，但仍比较麻烦，在工程上多采用查表设计方法。这种方法简单，并且具有一定的精度，能满足工程上的需要，关于这方面资料，请参阅有关文献。

2.2.3 全通滤波器

1. 主要参数

(1) 中心角频率 ω_0 一般规定，当相移为最大相移的 $1/2$ 处的频率叫作中心频率。

(2) 品质因数 Q 它反映中心频率附近的相移变化的灵敏度。 Q 愈高，同样的频率变化所引起的相移变化也愈大，反之则愈小。

2. 二阶全通滤波器 二阶全通滤波器的传输函数的通式为

$$H(s) = \frac{H_0 \left(s^2 - \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2 \right)}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2}$$

式中 H_0 为滤波器的传输增益。

实现上式二阶全通函数电路如图5-4-58所示。它的幅频特性和相频特性为

$$\begin{cases} H(\omega) = H_0 \\ \varphi(\omega) = -2 \arctan \left[\frac{1}{Q \left(\frac{\omega_0}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_0} \right)} \right] \end{cases}$$

◆

$$C_1 = C_2 = C$$

$$R_3/R_4 = 4R_1/R_2$$

滤波器特性参数为

$$H_0 = \frac{R_4}{R_3 + R_4} = \frac{Q^2}{1 + Q^2}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{C} \sqrt{\frac{1}{R_1 R_2}}$$

$$Q = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_2}{R_1}}$$

由图5-4-58的相频特性图中可见，在 $\omega = \omega_0$ 附近， $Q = 1$ 有中等灵敏度，线性也较好，所以这个电路常在 $Q = 1$ 附近工作。由上二式可知，改变电容 C 或按同时增大或减小 R_1 和 R_2 ，可调 ω_0 ；按比例反方向同时改变 R_1 和 R_2 ，可调节 Q ，这样 ω_0 和 Q 可以实现相互独立的调节。因而调整方便。

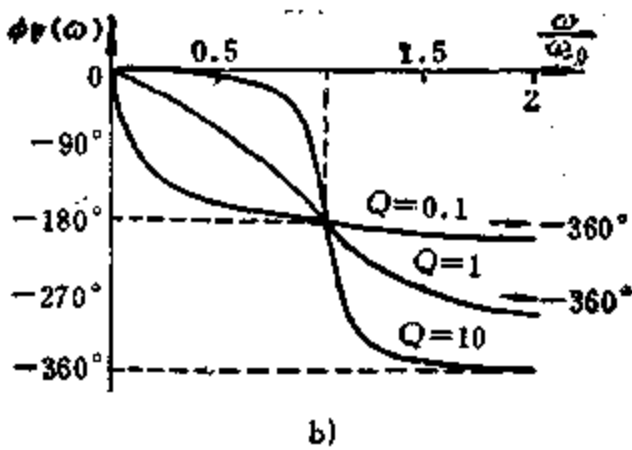
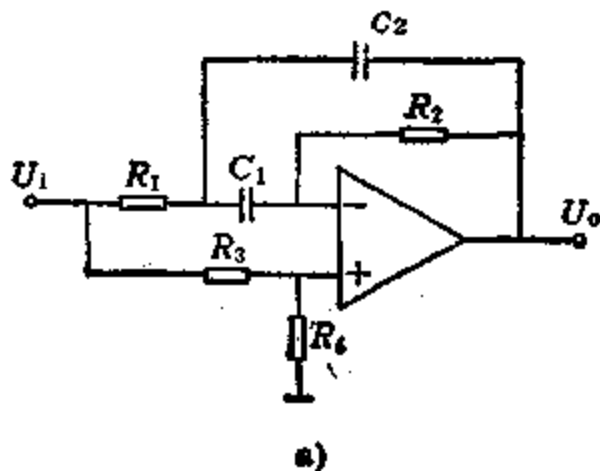


图5-4-58 二阶全通滤波器

a) 电路 b) 相频特性

由上二式可求出

$$R_1 = \frac{1}{2Q\omega_0 C}$$

$$R_2 = \frac{2Q}{\omega_0 C}$$

式中， $C_1 = C_2 = C$ 。 C 的取值方法同前，由以下二式

$$R_2 = R_3 // R_4$$

$$R_3/R_4 = 4R_1/R_2$$

则可以求出

$$R_3 = 4R_1 + R_2$$

$$R_4 = R_2 \left(1 + \frac{R_2}{4R_1} \right)$$

2.3 高阶滤波器的设计

实现高阶滤波器的方法是把其高阶函数分解成多个二阶因式之积，每个二阶因式用对应的二阶滤波器来实现，将这些二阶滤波器串接起来即是所需的高阶滤波器。这样，就把设计复杂的高阶滤波器的问题简化为对二阶节基本单元的设计。

设计举例，

例如，设计截止频率为 1000Hz 的低通滤波器，要求通带幅频响应平坦。截止频率以外的下降率为 100dB/10倍频。

显然，选择五阶巴特沃斯 LPF，其框图如图 5.4-59 a 所示。由一级一阶和两级二阶电路组成。巴特沃斯型网络参数见表 5.4-5。

(1) 已知条件 ω_0 、 α 和 H_0 的确定 由表 5.4-5 查得 $n = 5$ 时有 $\omega_0 = \omega_{01} = \omega_{02} = \omega_{03} = 1.000000$ ， $\alpha_2 = 1.618034$ ， $\alpha_3 = 0.618034$ 。

选 $H_0 = 1$

这里，频率已经归一化。由此可求得各级实际截止频率为

$$\omega_c = \omega_0 = \omega_{01} = \omega_{02} = \omega_{03} = 2\pi f_c = 6280/\text{s}$$

对巴特沃斯 LPF 有 ω_c (截止频率)和 ω_0 (固有频率)相等。

(2) 确定电路形式及计算各级 R 和 C 的数值 既可选择 VCVS 型 LPF，也可选择 MFB 型的 LPF 的具体电路来实现设计的要求。

本例选择 VCVS 型的 LPF。

在计算 R 和 C 的数值时，既可先任选定 C ，也可先任选定 R 。本例选定各级 RC 网络中的 R 均等

于 10k Ω ，

第一级的已知条件是 $\omega_0 = 6.28/\text{ns}$ ， $R = 10\text{k}\Omega$ $H_0 = 1$ 。即可求出此级 $C = 0.0159\mu\text{F}$

第二级的已知条件是 $\omega_0 = 6.28/\text{ns}$ ， $\alpha_2 = 1.618034$ ， $H_0 = 1$ ， $R = 10\text{k}\Omega$ 。代入式(5.4-12)，即可求出此级的 $C_2 = 0.01967\mu\text{F}$ ， $C_4 = 0.01288\mu\text{F}$ 。

第三级的已知条件是 $\omega_0 = 6.28/\text{ns}$ ， $\alpha_3 = 0.618034$ ， $H_0 = 1$ ， $R = 10\text{k}\Omega$ 。代入式(5.4-12)，即可求出第三级的 $C_3 = 0.05150\mu\text{F}$ ， $C_4 = 0.004918\mu\text{F}$ 。

由此则设计出如图 5.4-59 b 所示的 VCVS 型五阶 LPF。表 5.4-6~表 5.4-10 示出了切比雪夫和贝塞尔型网络参数。

在实际应用中，要求能快速、简便的设计或选用具有一定精度，能满足工程上要求的滤波器。因而在工程上，都采用直接查表法设计所需的滤波器。有关表格请查阅有关参考文献。

制作有源滤波器时，设计者要选用在 GB(增益带宽积)和 SR(压摆率)均能满足要求的运算放大器。一般要求 $f_c < \text{GB}/50$ ，对截止频率和中心频率高的滤波器应选用 SR 大的集成运放。特别是在高通滤波器中，往往由于 SR 不够高，会产生严重波形失真，或者 Q 值下降。再者，电路中的无源元件的变化对电路的灵敏度有很大影响，因此对低阶滤波器，要求电阻容差为 5%，对五阶和六阶要求电阻容差为 2%，对七阶和八阶要求电阻容差为 1%。对电容，因价格的问题，在低阶 ($n \leq 4$) 情况下，要求其容差为 10% 即可，对更高阶次，当然选用和电阻相当容差是令人满意的。但是要求应适当放宽。另外，还对运放噪声等指标，有一定的要求。

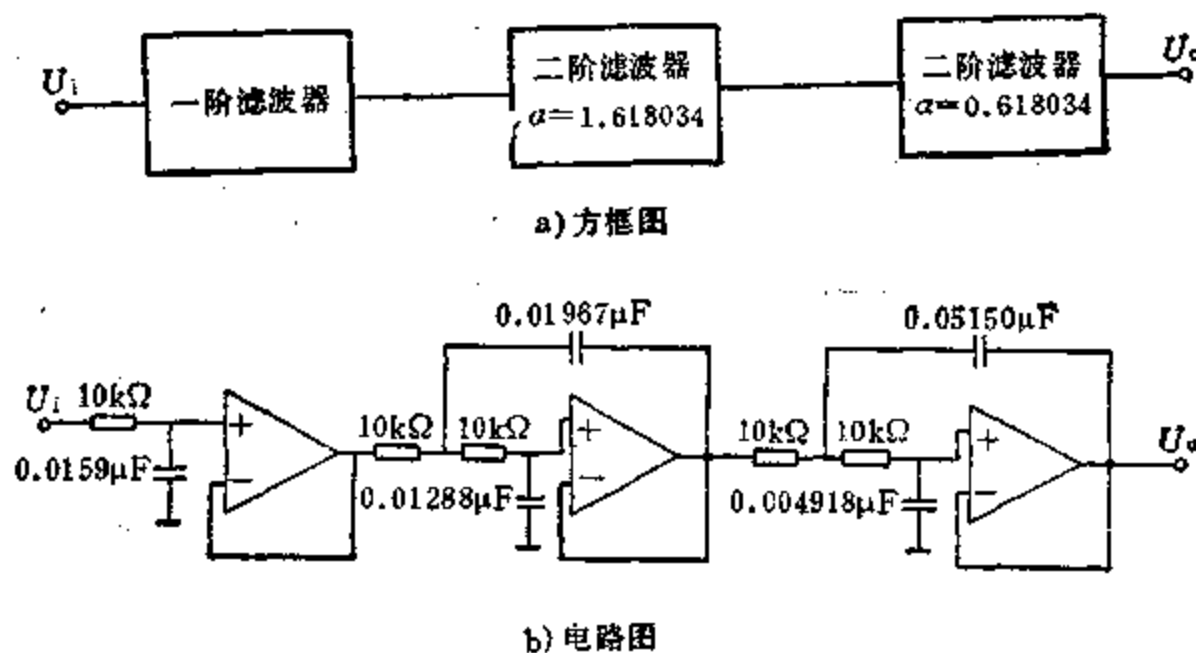


图 5.4-59 五阶 VCVS 型低通滤波器

表5-4-5 巴特沃斯型网络参数

阶数 (极点数)	级数	α	ω_0
2	1	1.414214	1.000000
	2	1.000000	1.000000
3	1	1.847759	1.000000
	2	0.765367	1.000000
4	1	1.618034	1.000000
	2	0.618034	1.000000
	3	0.517638	1.000000
5	1	1.931852	1.000000
	2	1.414214	1.000000
	3	0.517638	1.000000
	4	0.445042	1.000000
6	1	1.801938	1.000000
	2	1.246980	1.000000
	3	0.809017	1.000000
	4	0.445042	1.000000
	5	0.347296	1.000000
7	1	1.961571	1.000000
	2	1.682939	1.000000
	3	1.111140	1.000000
	4	0.390181	1.000000
	5	0.347296	1.000000
	6	0.312869	1.000000
8	1	1.985377	1.000000
	2	1.782013	1.000000
	3	1.414214	1.000000
	4	0.907981	1.000000
	5	0.312869	1.000000
	6	0.280974	1.000000
	7	0.205414	1.000000

注：频率已经归一化，在 $\omega = 1.0$ 处，对应于幅频特性下降 3dB。

表5-4-6 切比雪夫型网络参数
(通带内波动0.5dB)

阶数(极点数)	级数	α	ω_0
2	1	1.157781	1.231342
	2	0.626456	1.068853
3	1	1.418218	0.597002
	2	0.340072	0.031270
4	1	1.418218	0.597002
	2	0.340072	0.031270
	3	0.220024	1.017735

(续)

阶数(极点数)	级数	α	ω_0
6	1	1.482760	0.396229
	2	0.552371	0.768121
	3	0.153548	1.011448
7	1	0.918126	0.258170
	2	0.388267	0.503803
	3	0.113099	0.822729
	4	0.113099	1.008022
8	1	1.478033	0.298736
	2	0.620857	0.598874
	3	0.288544	0.861007
	4	0.086724	1.003948
9	1	0.943041	0.198405
	2	0.451855	0.395402
	3	0.223313	0.672711
	4	0.068590	0.888462
	5	0.068590	1.004595
10	1	1.485045	0.237232
	2	0.651573	0.487765
	3	0.345860	0.729251
	4	0.178208	0.908850
	5	0.055595	1.003861

注：这些滤波器的频率经归一化后，使得 $\omega = 1.0$ 的那一点正好与在通带端的幅频特性起伏的下界相对应。

表5-4-7 切比雪夫型网络参数
(通道内波动 1 dB)

阶数(极点数)	级数	α	ω_0
2	1	1.045456	1.059005
	2	0.495609	0.494171
3	1	1.274618	0.528581
	2	0.280974	0.993230
4	1	0.714903	0.289493
	2	0.179971	0.655208
	3	0.179971	0.994140
5	1	1.314287	0.358139
	2	0.454955	0.746806
	3	0.124942	0.995355
6	1	0.771049	0.205414
	2	0.316871	0.480052
	3	0.091754	0.808366
	4	0.091754	0.996338

(续)

阶数(极点数)	级数	α	ω_0
8	1	1.327947	0.265068
	2	0.511120	0.583832
	3	0.234407	0.850613
	4	0.070222	0.997066
9	1		0.159330
	2	0.798624	0.377312
	3	0.368610	0.662240
	4	0.180942	0.880560
	5	0.055467	0.997613
10	1	1.934229	0.212136
	2	0.536341	0.476065
	3	0.280869	0.721478
	4	0.144161	0.902454
	5	0.044918	0.996027

注: 注释内容同表 5-4-6。

表5-4-8 切比雪夫型网络参数
(通带内波动 2 dB)

阶数(极点数)	级数	α	ω_0
2	1	0.886015	0.907227
3	1		0.368911
	2	0.391905	0.941326
4	1	1.075906	0.470711
	2	0.217681	0.963678
5	1		0.218308
	2	0.563351	0.627017
	3	0.138269	0.975790
6	1	1.109145	0.316111
	2	0.851585	0.730027
	3	0.095588	0.982828
7	1		0.155340
	2	0.607379	0.460853
	3	0.243009	0.797114
	4	0.070027	0.987226
8	1	1.120631	0.237699
	2	0.394841	0.571925
	3	0.179098	0.842486
	4	0.053512	0.990141
9	1		0.120630
	2	0.625114	0.362670
	3	0.282589	0.654009
	4	0.137959	0.874386
	5	0.042225	0.992168

(续)

阶数(极点数)	级数	α	ω_0
10	1	1.125921	0.190388
	2	0.414283	0.466780
	3	0.214523	0.715385
	4	0.109773	0.897590
	5	0.034169	0.993632

注: 注释内容同表 5-4-6。

表5-4-9 切比雪夫型网络参数
(通带内波动 3 dB)

阶数(极点数)	级数	α	ω_0
2	1	0.766464	0.841396
3	1		0.298620
	2	0.325982	0.916064
4	1	0.928942	0.442696
	2	0.179248	0.950309
5	1		0.177530
	2	0.467826	0.614010
	3	0.113407	0.967484
6	1	0.957543	0.298001
	2	0.289173	0.722369
	3	0.078247	0.977154
7	1		0.126485
	2	0.504307	0.451944
	3	0.199148	0.791997
	4	0.057259	0.983099
8	1	0.967442	0.224263
	2	0.324695	0.586473
	3	0.146518	0.838794
	4	0.043725	0.987002
9	1		0.098276
	2	0.519014	0.355859
	3	0.231548	0.650257
	4	0.112754	0.871584
	5	0.034486	0.989699
10	1	0.972004	0.179694
	2	0.340668	0.462521
	3	0.175474	0.712614
	4	0.089664	0.895383
	5	0.027897	0.991638

注: 注释内容同表 5-4-6。

表5-4-10 贝塞尔型网络参数

阶数(极点数)	级数	α	ω_0
2	1	1.732051	1.732051
3	1		2.322185
	2	1.447080	2.541541
4	1	1.916949	3.023265
	2	1.241406	3.389366
5	1		3.646738
	2	1.774511	3.777893
	3	1.091134	4.261023
6	1	1.959563	4.336026
	2	1.636140	4.566490
	3	0.977217	5.149177
7	1		4.971785
	2	1.878444	5.066204
	3	1.513268	5.379273
	4	0.887896	6.049527
8	1	1.976320	5.654832
	2	1.786963	5.825360
	3	1.406761	6.210417
	4	0.815881	6.959311
9	1		6.297005
	2	1.924161	6.370902
	3	1.696625	6.606651
	4	1.314727	7.056082
	5	0.756481	7.876636
10	1	1.984470	6.976066
	2	1.860312	7.112217
	3	1.611657	7.405447
	4	1.234887	7.913585
	5	0.706560	8.800155

注：频率归一化到使在 $\omega = 0$ 处，对应于群延迟 $\tau(\omega) = 1$ s。

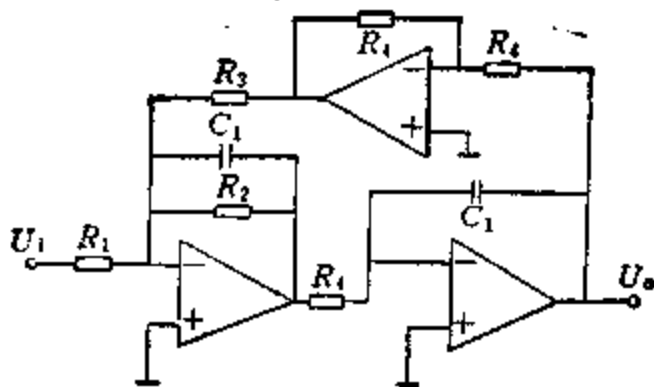


图5-4-60 二阶双二次型低通滤波器

在设计出一个有源滤波器的实际电路以后，还

需进行最后的调整。即调整元件的数值和增益，以补偿元件的公差和寄生效应。

2.4 高Q值滤波器

前面所述的滤波器都不适合于实现高Q值网络函数。实现高Q值的电路，在电路结构上的复杂性大大地增加了。如图5-4-60所示的是一双二次型二阶低通滤波器，其Q值可高达100。至于其他高Q值电路，请参阅有关专业文献。

3 电压比较器

电压比较器是能对加在比较器输入端上的两个模拟信号电压之间的相对大小进行比较，比较的结果是以输出的高电平(逻辑电平1)，或低电平(逻辑电平0)作为判据的电路。这样，就把输入为连续变化的模拟量转换成输出高、低电平变化的数字量。所以一个电压比较器就可以看成是一个模-数转换器。因此，电压比较器是模拟和数字之间接口的一种电路，应用十分广泛。

电压比较器的原理是集成运放开环运用以非线性工作方式处理模拟信号，即电路工作于开关状态，不再重现原始输入信号波形的任何部分。

3.1 电压比较器的性能及主要技术指标

1. 性能 集成运放用作比较器和专用电压比较器在本质上没有什么区别，两者功能也相同，只是在设计内部电路组成时的侧重点有所不同，其区别主要有两点：

(1) 集成运放被设计成输入和输出保持线性关系，其响应时间在数微秒的数量级，这很难适应快速交流比较的需要。而专用电压比较器一个重要性能指标就是响应时间，通常在几十纳秒的数量级。如在快速比较应用场合用通用集成运放作比较器时，就应选择增益带宽积GB和压摆率SR均大的高级集成运放。

(2) 专用电压比较器其输出高、低电平和级联的数字电路逻辑电平匹配，无需再加接口。而对通用集成运放而言，则必须对输出电压采取箝位措施，以满足数字电路逻辑电平的要求。多数专用比较器具有输出选通功能，这也是一般运放所不具备的功能。图5-4-61示出了一个专用电压比较器的基本工作过程。

由图5-4-61可看出电压比较器的功能和选通信号的控制作用。从图5-4-61知，a、b、c、d、e，各点都是比较器输出需要响应的翻转点。由于

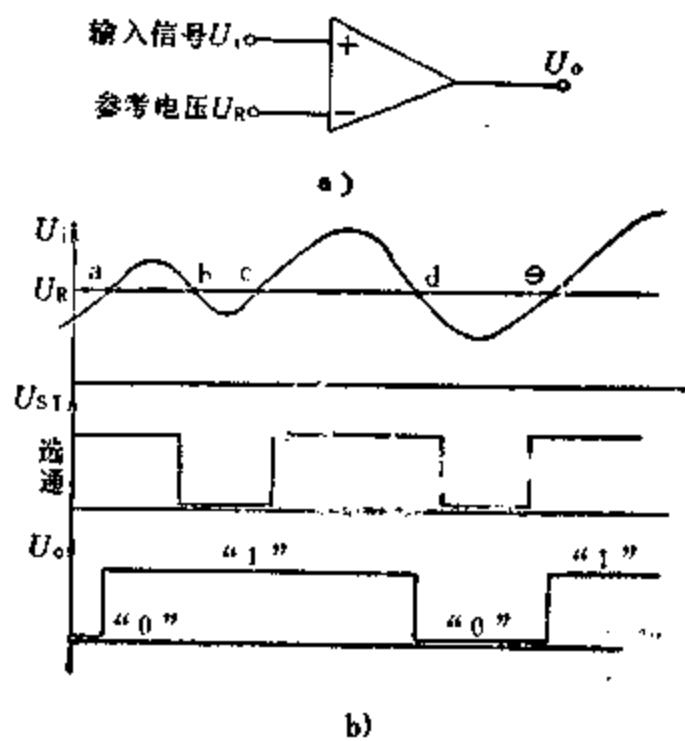


图5-4-61 电压比较器
a) 比较器符号 b) 波形图

a、d、e 三点有选通信号，所以比较器输出随即翻转。而 b 和 c 出现时，由于无选通信号，比较器输出仍维持原有的状态不变。

对电压比较器的输入性能的要求与通用集成运算放大器的要求相同，而对其输出的要求相当于数字电路。常用比较器参数和性能如表 5·4-11 和表 5·4-12 所示。

表5·4-11 比较器主要参数要求

输入	输出	备注
差动输入电压范围	输出形式(OC/OE)	电源电压范围
共模电压范围	输出电压(H/L)	功耗
输入电流	输出电流(H/L)	
输入失调	响应时间	
电压增益	有无限流	
失调补偿形式	可否选通输出	

表5·4-12 常用比较器性能

型号	J630 SN52510	J631 μA710	J0111/311 LM111/311	J0521 XD521	J0119/219/ 319 LM119/219/ 319	J0193/393 LM193/393	J0139/2901/ 3302 LM139/DG 139/339	5G14574 MC14574	LM360
差动输入电压范围(V)	6	6	30	6	±13	36	V ⁺ (36)	V ⁺ -2	±5
共模输入电压范围(V)	+4 -4.5	—	±13	+5 -4.5	+13 -13	V ⁺ -1.5 0	V ⁺ -1.5 0	V ⁺ -2 0	±5
失调电压(mV)	2	2	0.7	2	0.7/0.7/2	1	2/3/2	20	5
失调电流(nA)	1000	2000	4	1000	50/30/80	3	3/3/5	—	—
输入偏流(nA)	6000	25000	60	5000	150/150/250	25	25	10	20000
开环增益(dB)	80	70	106	60	92	106	106/90/100	100	—
共模抑制比(dB)	80	80	—	80	—	—	—	80	—
响应时间(ns)	40	40	200	15	80	1300 (300大信号)	1300 (300大信号)	1000	≤25
输出形式、电平	TTL +1.6mA	TTL +1.6mA	OC/E	TTL	OC/E +25mA	OC +16mA	OC +16mA	CMOS ±2mA	OC/E
电源电压(V)	+12 -6	+12 -6	5~±15	+12 -6	5~±15	5~30	5~30	5~15	±4.5~±8
静态功耗(mW)	≤150	≤150	100	≤180	100	10	10	20	—
备注	选通		选通 DIP-8	选通	双比较 DIP-14	双比较 DIP-8 Y-8	四比较 DIP-14	四比较 CMOS 1...t可选通 DIP-16	

2. 比较器主要技术指标

(1) 最小鉴别电压“MDU” 又称比较灵敏度。在理想情况下

$$MDU = \frac{U_{OH(min)} - U_{OL(max)}}{A_U}$$

MDU 是指能确定输出电平两个状态的最小输入电压。

式中 $U_{OH(min)}$ 为高逻辑电平的最小值; $U_{OL(max)}$ 为低逻辑电平的最大值; A_U 为比较器开环增益。

MDV 在本质上, 是表示比较器输出从峰—峰值的10%到90%所需的输入电压值。又称为渡越电压(见图5·4-62)。

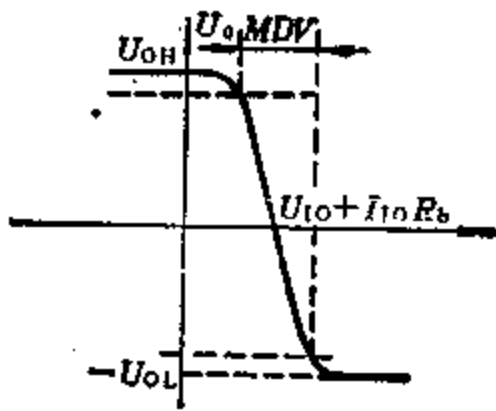


图5·4-62 比较器的MDV

当考虑运放失调电压 U_{i0} 和失调电流 I_{i0} 的影响时, 常温下使输出翻转的最小输入电压为

$$U_{i min} \geq \frac{MDU}{2} + U_{i0} + I_{i0}R_b$$

(2) 响应时间 是指所加的两个输入信号的差值电压非常接近于零电平开始到输出达到规定的阈值电平所需的时间。

3·2 电压比较器的应用

3·2·1 零交比较器

零交比较器的功能是将输入信号与零电位进行比较, 测定输入电压是大于零还是小于零, 用输出电压是高或低电平给出判断的结果。图5·4-63示出了零交比较器的电路。

图5·4-63的零交比较器, 是同相端接地, 反相端接输入信号, 相对零电平进行比较。对图5·4-63的零交比较器, 又称为反相零交比较器。若将图5·4-63中输入信号加在同相端, 使反相端接地, 就得到了同相零交比较器。

实际上, 由于运放输入失调电压和失调电流的影响, 使输入信号 U_i 在稍许偏离零的电压上发生切换。如图5·4-62所示。所以在实际应用中, 使用

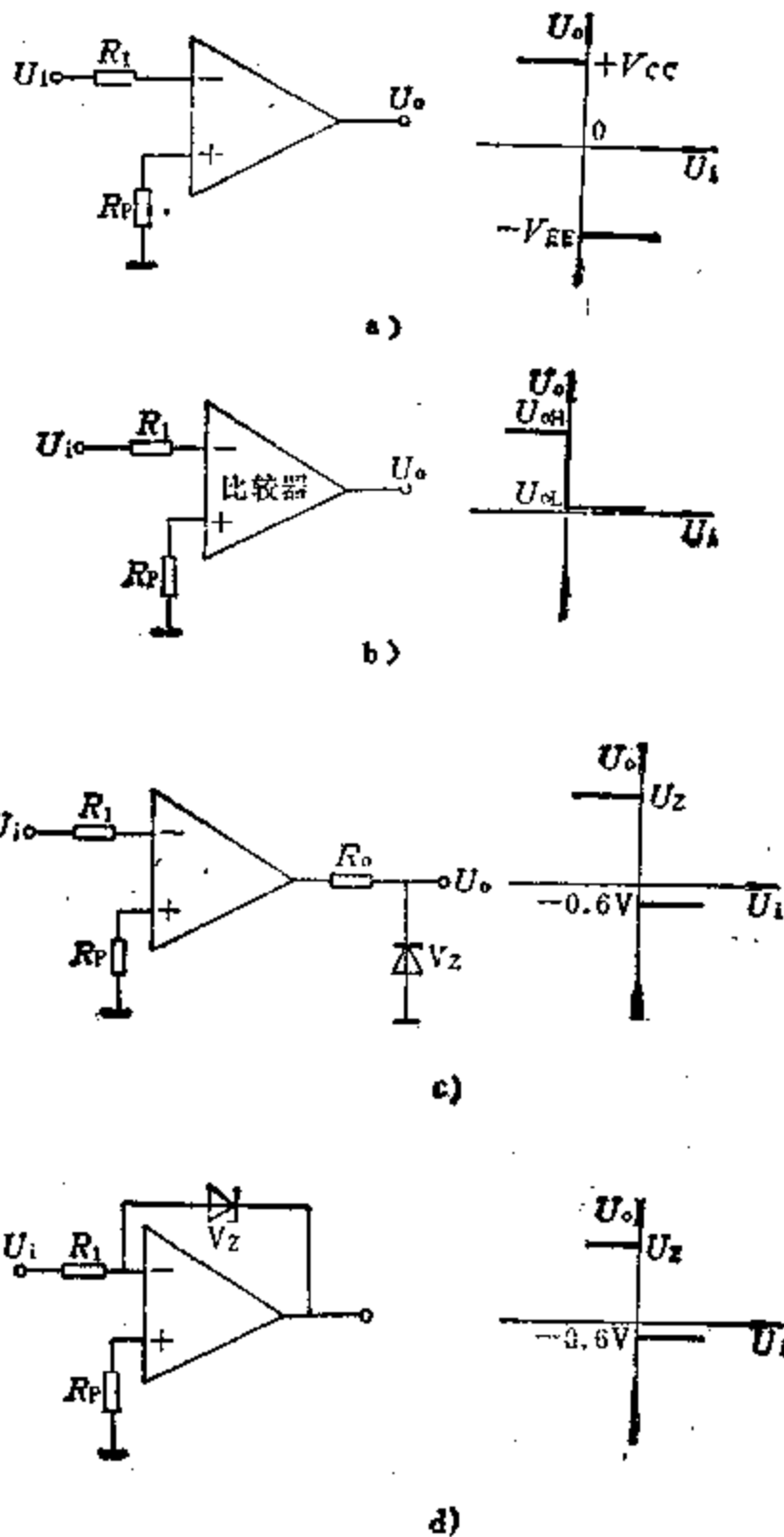


图5·4-63 零交比较器

- a) 使用运放的零交比较器
- b) 专用比较器的零交比较器
- c) 输出箝位 d) 反馈箝位

调零电路对失调进行补偿, 才能使信号在 0 V 时比较器切换。调零电路只能在一定温度下, 对失调进行补偿。对由于温漂引起的失调还会使切换点发生稍许偏移。

图5·4-64示出了有补偿失调的零交比较器和用零交比较器用作整形电路的波形图。

3·2·2 任意电平比较器

1. 双端输入式电压比较器 图5·4-65为双端输入式比较器。将基准电压 U_R 加在运放的同相端, 比较信号 U_i 加在反相端。实现电压比较。当 U_R 为

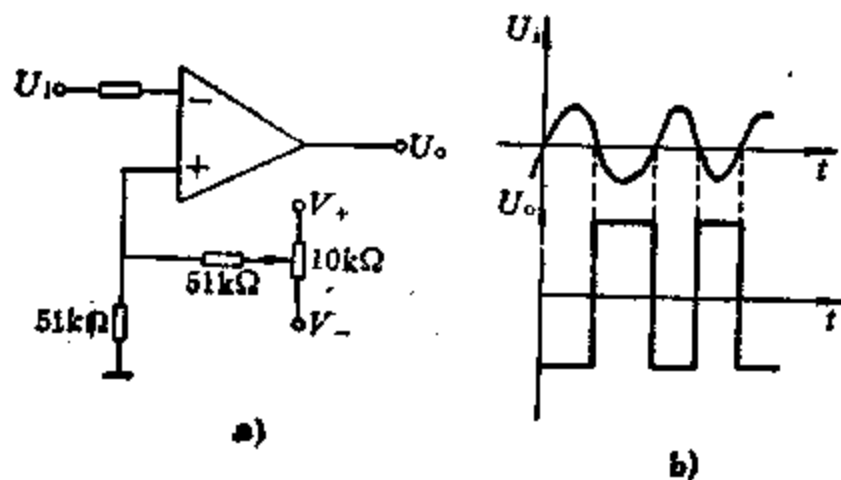


图5-4-64 补偿失调的零交比较器
a) 电路 b) 波形图

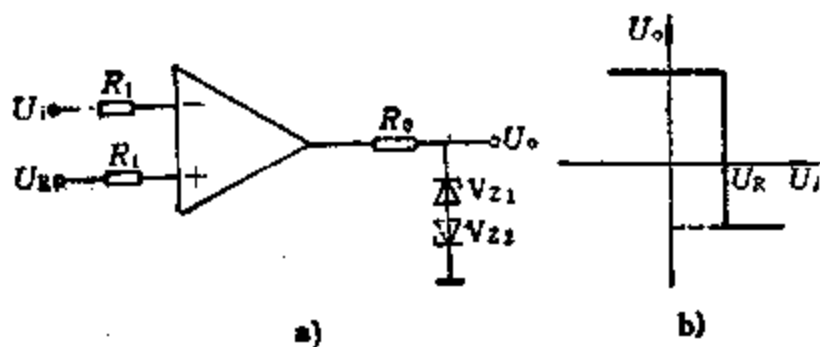


图5-4-65 双端输入式比较器
a) 电路 b) 传输特性

零时，就成为零交比较器。其工作原理与零交比较器相同，只是切换点电压不是 0 V 而是基准电压 U_R 的值。当 U_i 大于（或小于） U_R 时，比较器输出作出 0（或 1）的响应。

2. 单端输入式电压比较器 单端输入式比较器是将输入信号和基准信号都加在比较器的反相端，使电路工作在反相输入状态，输入信号将不引进共模电压，因此，特别适用于基准电平超过运放共模电压范围的情况。图5-4-66示出了单端输入式比较器的电路。

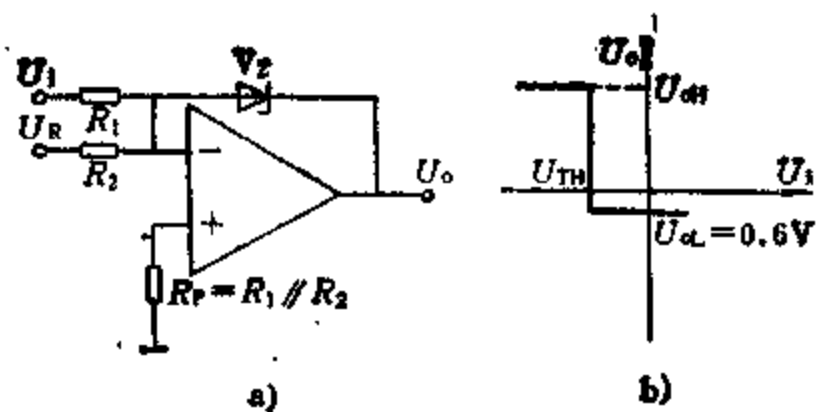


图5-4-66 单端输入式比较器
a) 电路 b) 传输特性

该电路的门限电位为

$$U_{TH} = -\frac{R_2}{R_1} U_R \quad (5-4-16)$$

由此得出

$$U_o = \begin{cases} U_{OH} = U_Z & (\text{当 } U_i < U_{TH}) \\ U_L = -U_D & (\text{当 } U_i > U_{TH}) \end{cases}$$

由式(5-4-16)可知，改变 R_2/R_1 的比值，或者改变基准电压 U_R ，都能方便地调节门限电位。

该电路缺点是输入阻抗低，当 R_2/R_1 的值比较大时，失调电压 U_{IO} 及其温漂对电路的影响也变大。

3.2.3 电平滞后比较器（施密特比较器）

图5-4-67是反相型滞后比较器。由图中可以看出，引进正反馈后，使电路产生两个门限电压 U_{TH} （上门限电压）和 $-U_{TH}$ （下门限电压），它们是使比较器翻转的切换点。 U_{TH} 和 $-U_{TH}$ 的差值 ΔU_{TH} 是门限宽度，即是滞后电压。忽略运放的失调，用叠加原理可得双向翻转阈值为

$$U_{TH} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_R + \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_Z$$

$$-U_{TH} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_R - \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_D$$

$$\Delta U_{TH} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} (U_Z + U_D)$$

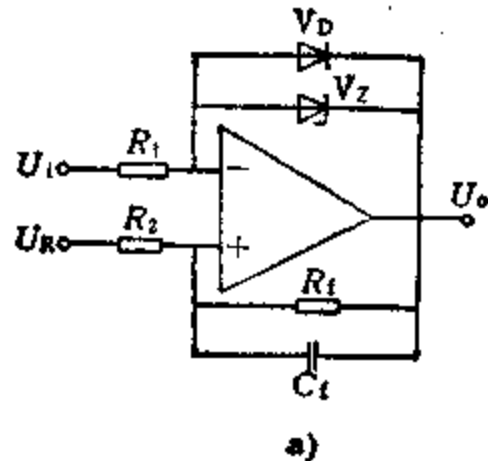


图5-4-67 反相型电平滞后比较器
a) 电路 b) 传输特性

由上式可见，改变 U_R 可调节阈值而不影响滞后宽度，改变 R_1 和 R_2 可以调节阈值宽度。有了这个滞后电压，就使设计者有了根据预计的最大噪声

电压的值而选较比其大些的门限宽度 ΔU_{TH} ，使电路具有一个等于门限宽度的内建抗噪声度。每当比较器切换（输出改变状态），小于门限宽度的干扰将不会引起再切换，不会造成错误的动作。这一优越的特性，使有滞后特性的比较器成为用途最广、适应性最强的一种电路。

图5·4-67中的二极管 V_D 和稳压管 V_Z 是后级电路电平需要所加的反馈限幅元件， C_f 是加速电容，起加速转换过程，减小比较器响应时间的作用。为了得到最小的失调误差，应使 $R_1 = R_2 \parallel R_f$ 。

图5·4-67 b 示出了这种电平滞后比较器的传输特性图，由图中看出具有下行迟滞特性，简称下行特性，又称下行迟滞比较器。

如将图5·4-67中的 U_1 和 U_R 对换，经上述同样的分析，则迟滞特性将由下行特性变成上行特性，又称上行迟滞比较器。

3·2·4 窗口电压比较器

窗口电压比较器如图5·4-68所示。图中比较器 A_1 的同相端设置在参考上限电平 $U_H = U_L + KU_Z$ 上，比较器 A_2 的反相端设置在参考下限电平 U_L 上。同一输入信号加在两个比较器上，与两个参考电平同时比较，可以看出，只有当 $U_L < U_i < U_H$ 时，两个比较器输出均是高电平（逻辑电平1），把两个比较器输出“与”起来，输出 U_o 也是逻辑电平1。这种情况只有在 $U_L < U_i < U_H$ 范围内才会发生。这个电路产生了一个窗口（限幅）范围，它用逻辑1输出来表明输入信号落在 U_L 和 U_H 所予定的范围之内。当 $U_i < U_L$ 或 $U_i > U_H$ 时，输出逻辑电平是零，说明输入信号落在窗口之外。所以窗口电压比较器广泛用于分选和自动控制系统中。

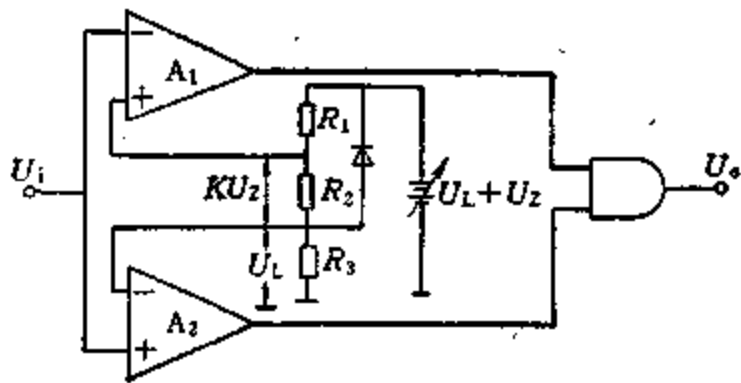


图5·4-68 窗口电压比较器

4 采样电路

4·1 概述

采样电路（即采样保持 S/H 电路），具有一个

模拟信号输入，一个控制信号输入和一个模拟信号输出。该电路的作用是在某个规定的时刻接收输入电压，并在输出端保持该电压直至下次采样开始为止。采样电路通常有一个模拟开关，一个保持电容和一个单位增益为1的同相电路构成。采样电路工作在采样状态和保持状态的两种状态之一。在采样状态下，开关接通，它尽可能快地跟踪模拟输入信号的电平变化，直到保持信号的到来；在保持状态下，开关断开，跟踪过程停止，它一直保持在开关断开前输入信号的瞬时值。如图5·4-69所示。

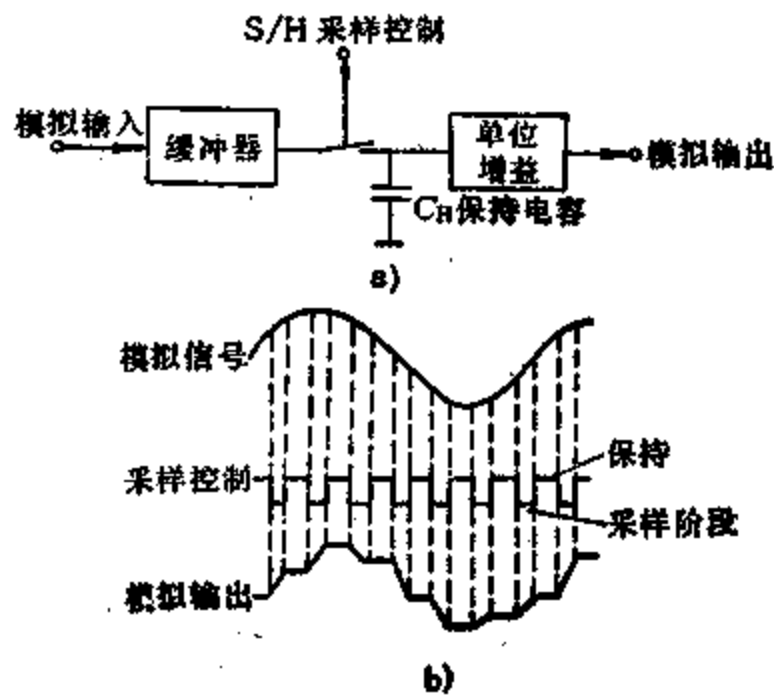


图5·4-69 采样电路
a) 框图 b) 波形图

4·1·1 采样电路的形式

采样电路有两种基本形式，如图5·4-70所示。图 a 中所示的电路是简单的开环、快速、高输入阻抗的形式；图 b 中所示电路在采样期间，保持电容包含在反馈环路中具有较高采样精度和线性度的形式。保持电容的介质吸收是精密采样保持电路中的一个重要误差来源。通常聚苯乙烯，聚丙烯和聚四氟乙烯都是滞后非常小的介质，可选用这类介质的电容作保持电容。

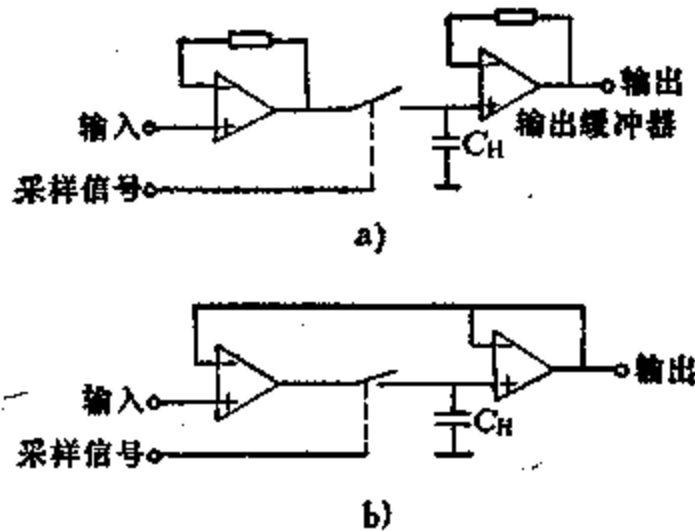


图5·4-70 两种基本形式采样电路

4.1.2 采样电路的特性参数

为了衡量采样电路的工作特性，一般要考查以下的几个主要参数。

1. 获得时间 从采样信号开始采样到输出端达到要求精度指标模拟信号之间的时间。如图5.4-71 a所示。它与保持电容的充电时间常数，保持电压的变化幅度等有关。

2. 输出电压下降 在保持状态期间，由于保持电容的漏电流和其他杂散漏电流所引起的保持电压下降。下降速度用伏/秒表示。如图5.4-71 b所示。

3. 馈通衰减比 在保持状态期间，输入信号出现在输出端的比例。如图5.4-71 b所示。它主要由跨接在开关两端的分布电容导致。

4. 孔径时间 就是从发出保持命令到保持开关真正打开所需要的时间。如图5.4-71 c所示。它主要是由开关电路的延时作用产生的。

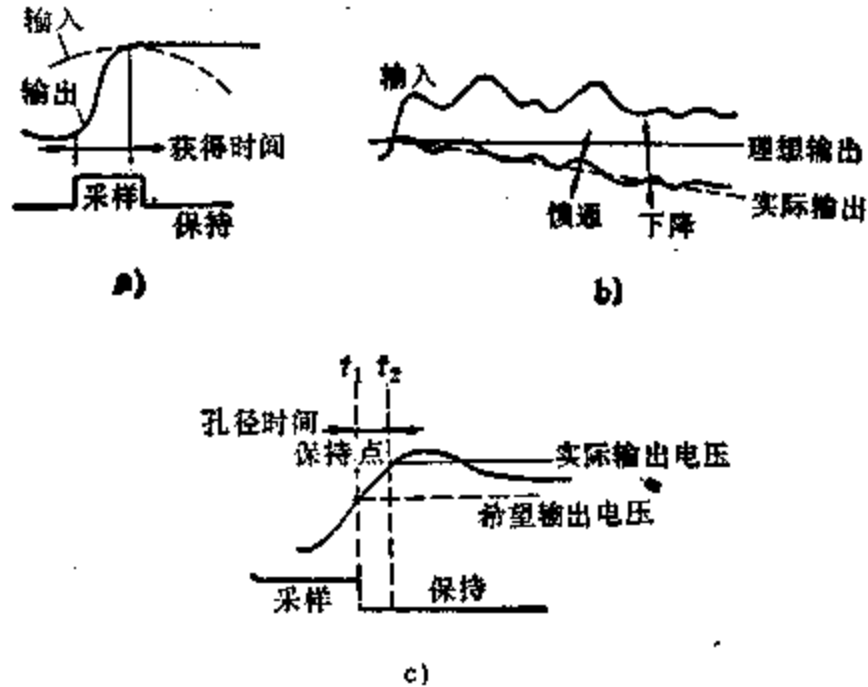


图5.4-71 采样电路主要参数图示

a) 获得时间 b) 馈通和下降 c) 孔径时间

5. 电源电压抑制比 电源电压变化时，电压增益的变化。

高质量的采样电路必须尽可能快地使保持电容在采样状态下充电到它的最终值且稳定下来。在保持状态下必须使保持电容的漏电流尽可能地接近于零，以减少电压的时间漂移。

4.1.3 单片采样保持电路

现在已有多种单片采样保持电路的产品。图5.4-72是单片采样保持电路LF398。该电路在作为单位增益跟随器使用时，其DC增益精度为0.002%到0.01%时获得时间为6 μ s。输入阻抗为 $10^{10}\Omega$ 。在保持电容为1 μ F时，输入下降特性为5mV/min。该芯

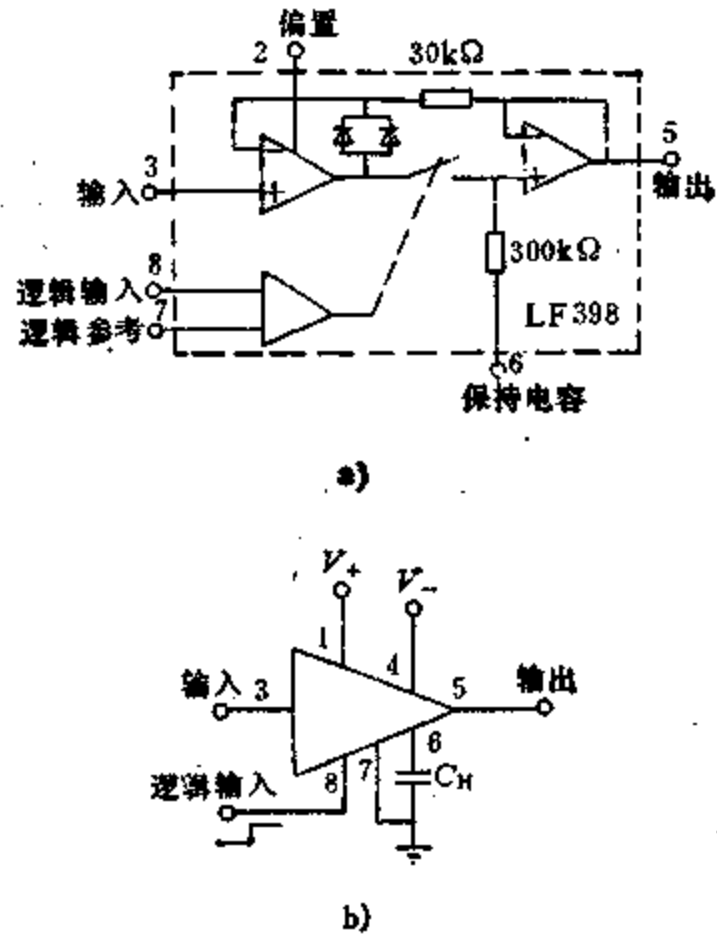


图5.4-72 LF398采样保持电路
a) 功能方框图 b) 典型接法

片在 $\pm 5\sim\pm 18V$ 之间的任何一种电源电压下工作。

4.2 多通道采样电路

多通道采样电路是具有多个输入信号端和一个输出端的电路。通常是由多通道模拟选择开关，采样保持电路和缓冲电路等组成。多通道采样电路在多路数据采集系统，巡回检测系统等控制系统中得到广泛应用。

4.2.1 多通道采样电路结构

由于输入信号的数目，输入信号的电平和采样速度快慢的不同，多通道采样电路的结构不完全相同。图5.4-73是两种多通道采样电路的框图。图5.4-73 a表示适用于高电平输入信号的多通道采样电路。模拟开关选择输入信号中的某一路输出到采样保持电路。图5.4-73 b中的电路，先对输入信号分别进行采样保持，然后经多路模拟开关的选择，将多路输入信号之一送到缓冲器输出。该电路可以同时准确地采样多路信号，从而可以对它们进行瞬时比较。

4.2.2 多路模拟开关

多路模拟开关是从多个模拟输入信号中切换选择所需输入通道模拟输入信号的电路。场效应晶体管作为模拟开关而得到广泛应用。其优点是工作速度可达 10^8 次/s，导通电阻低(5~25 Ω)，截止

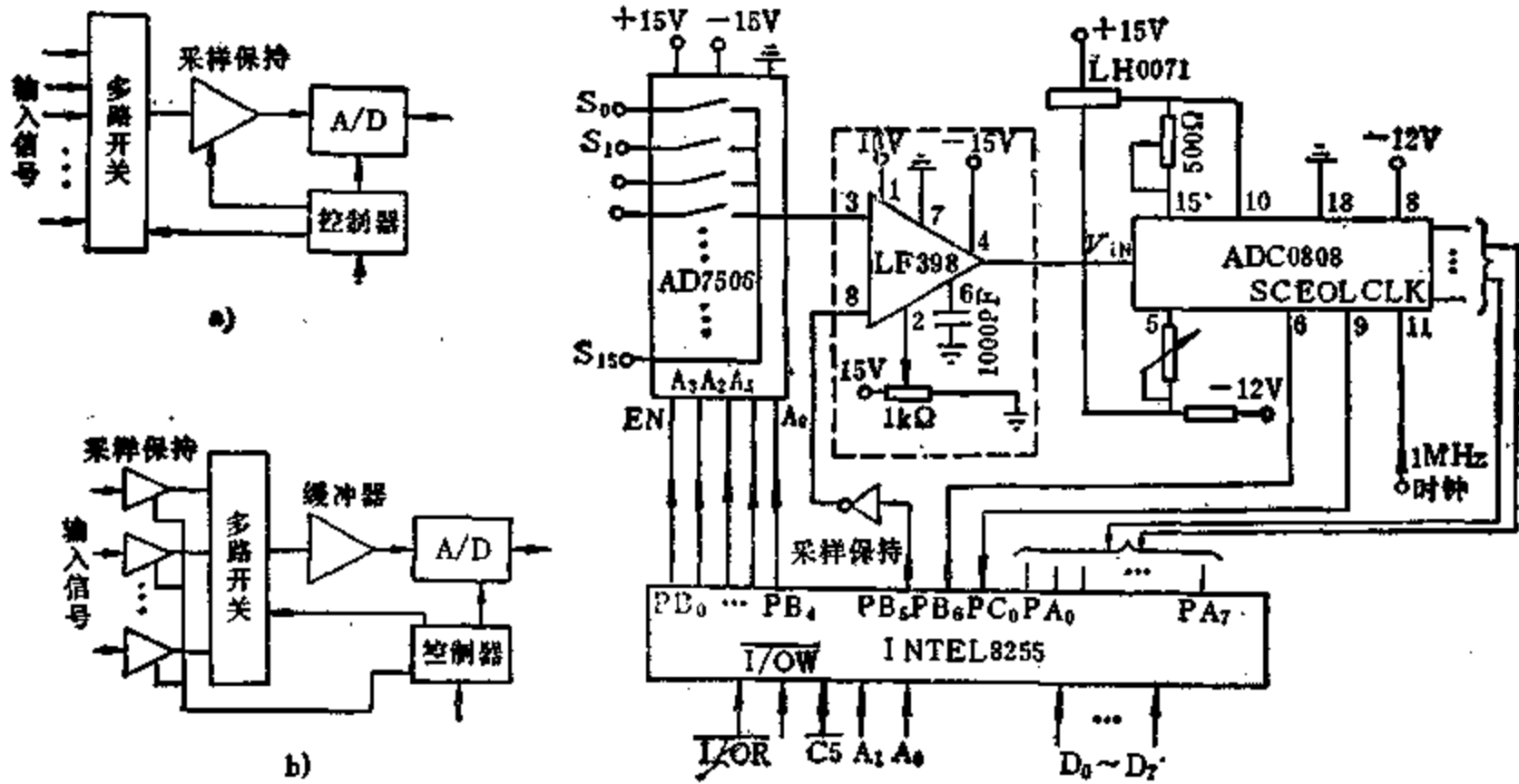


图5-4-73 两种多通道采样电路框图

图5-4-75 多通道采样电路实例

电阻高达 $10^{10} \Omega$ 。

图5-4-74表示了AD7506型多路模拟开关的框图。AD7506是单片CMOS工艺，16通道模拟开关。EN为芯片的启动信号，当EN=1时，4根地址线 $A_3A_2A_1A_0$ 上的地址编码，经译码器产生相应通道的选择信号，驱动相应开关接通。这样可以从16根模拟输入信号线 $S_0 \sim S_{15}$ 中的任一输入与输出端接通。例如当 $A_3A_2A_1A_0 = 0000$ 时，接通 S_0 ，当 $A_3A_2A_1A_0 = 0001$ 时，接通 S_1 ……， $A_3A_2A_1A_0 = 1111$ 时，接通 S_{15} 。AD7506型多路开关的特点是功耗低，导通电阻小，漏电流小。

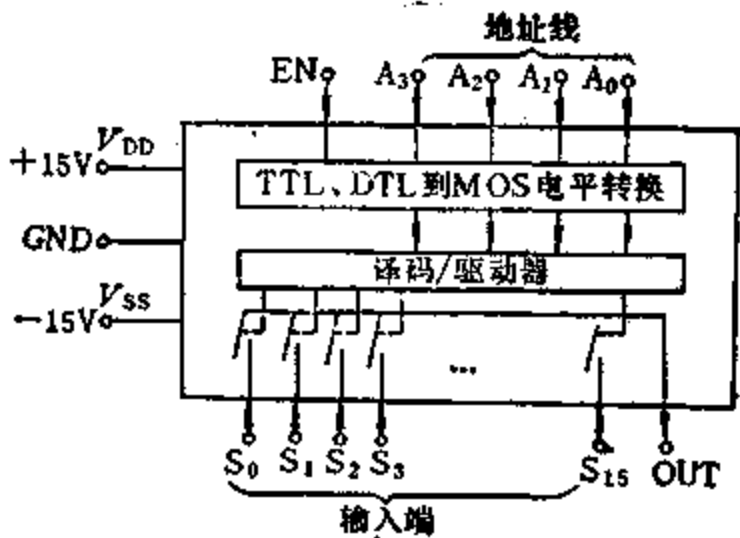


图5-4-74 AD7506型多路模拟开关

4.2.3 多通道采样电路

图5-4-75是一个多通道采样电路的实例。它由16通道模拟开关AD7506型芯片，采样保持电路LF398和AD变换器ADC-0808组成，然后和I/O接口芯片Intel8255并行接口相连。 $PA_0 \sim PA_7$ 和ADC

0808的数据线相连，用于数据的输入。 $PB_0 \sim PB_4$ 是通道选择信号，控制输入通道的选择。 PB_5 是采样保持信号， PB_6 是A/D变换器转换开始的启动信号。 PC_0 是A/D变换器的转换结束信号的输入口，由CPU读入进行判断。多通道采样电路的工作完全受相应的程序控制。该电路可以有以下几种工作方式：

- (1) 顺序采样 按通道号顺序逐点进行扫描采样。
- (2) 定点采样 固定对某通道进行采样。
- (3) 设定区间采样 若实际被测输入信号少于采样系统的通道数，则可将采样区间缩小。

4.3 采样电路应用实例

采样保持电路除了广泛用于多通道数据采集系统外，还可以其他场合。

4.3.1 单脉冲采样电路

图5-4-76是一单脉冲采样电路。它由N个相同的采样电路，一个模拟多路开关和控制电路组成。当输入的单脉冲电平达到某一阈值时使缓冲器输出启动计数器电路开始计数，计数器的输出送到译码器，其输出就产生相应的输出，作为采样信号，接通相应时刻的采样保持电路。这样在不同的时刻，输入的模拟信号就被在不同时刻的采样电路真实地保存下来。当该模拟信号消失后，可以再接通多路模拟开关重现单次出现的模拟信号。假如控制器是由一个4位二进制计数器和一个四线十六选一译码器

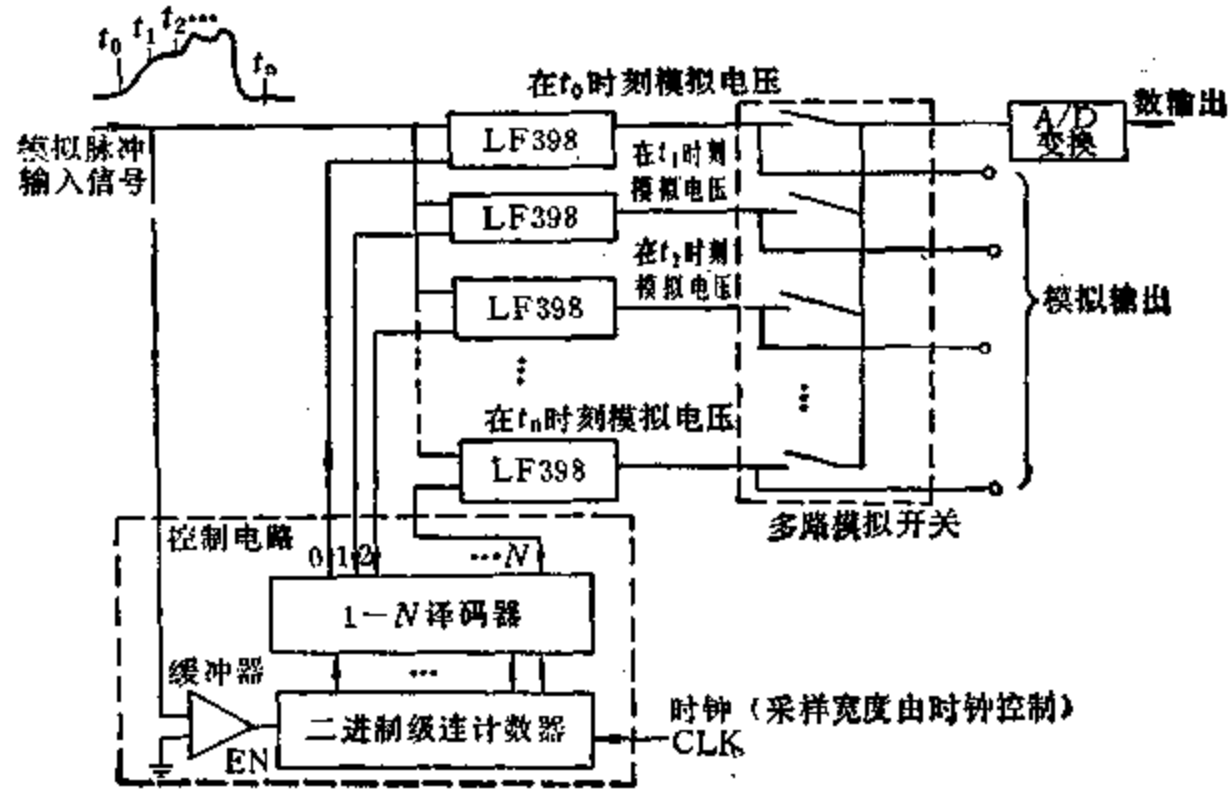


图5-4-76 单脉冲采样电路

组成。在 t_0 时刻，计数器输出为0000，译码器的输出0端产生一个采样脉冲，则 t_0 时刻的模拟电压就保持在最上面的LF398中。在 t_1 时刻时，计数器的输出为0001，译码器的1输出端产生采样脉冲，则 t_1 时刻的模拟电压就保持在第二个LF398中……，直到 t_n 时刻为止。

4.3.2 双通道双边带解调器

双通道双边带解调器如图5-4-77所示。该电路是由两个结构完全相同的采样保持电路组成。它的采样保持信号是载波信号。该电路的输入信号是一个复合信号，它能将两个信号组成的复合信号分离出来，输出信号1和信号2。

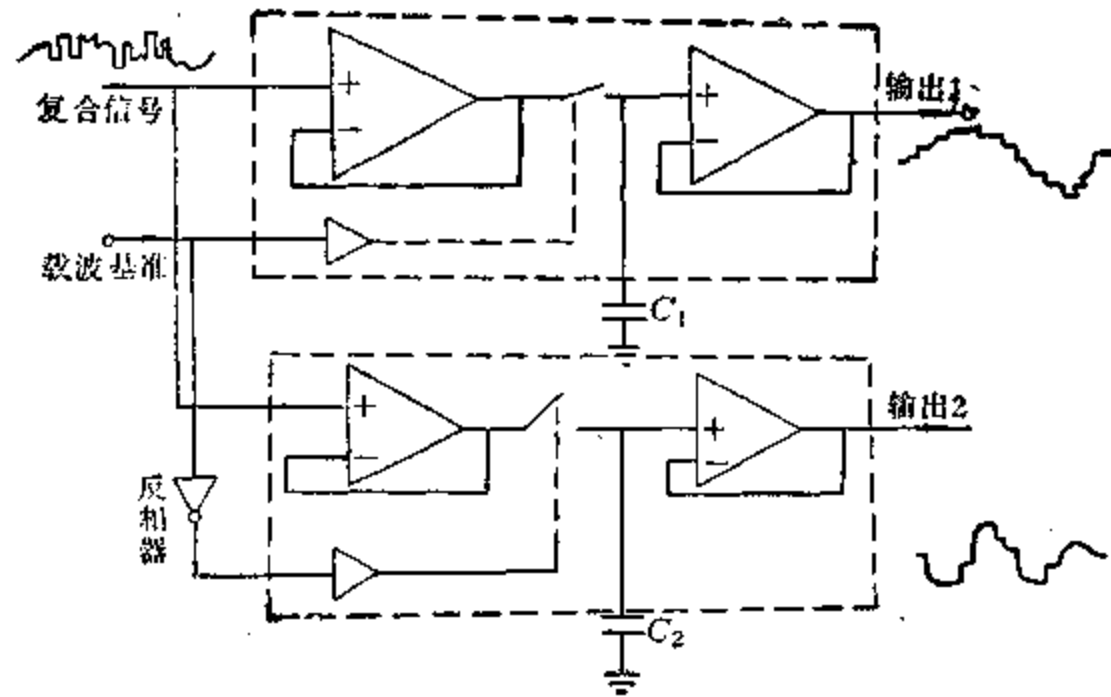


图5-4-77 双通道双边带解调器

在采样保持电路的实际应用中，设计人员应根据采样电路的技术要求去选择满意的采样保持芯片，同时应注意各种芯片的主要参数和应用注意事项。

5 模拟开关电路

5.1 概述

模拟开关电路即对模拟信号进行“通/断”（ON—OFF）控制的电路，现在一般由晶体管（二极管、双极型三极管、场效应管等）作为开关器件组成，尤其CMOS开关应用最广泛。

开关器件的作用，就是在开关控制信号 V_0 （有的是输入信号本身）控制下，使其在断开（截止，OFF）和接通（导电，ON）两种状态下工作，并能在这两者之间迅速转换。一个理想开关，接通时，电阻 R_{ON} 为零，输入信号 V_1 可无畸变地传到输出端成为输出信号 V_0 ；断开时电阻 R_{OFF} 为无穷大，隔断输入与输出，输出信号 V_0 由电路预先设置而定；接通与断开的互相转换是瞬间完成的。晶体管可在一定范围内近似被看作理想开关，这样可简化电路的分析。

5.2 二极管开关电路

有关二极管特性曲线及参数请参考第4篇第6章内容。

5.2.1 二极管大信号运用等效电路

由于二极管工作在开关状态时是大信号运用，某些参数的微小差异及变化可忽略不计，从而可将一些非线性特性线性化，以简化电路的分析，图5.4-78示出了二极管折线化的特性曲线及其等效电路。如果进一步近似，可将其看成理想开关。

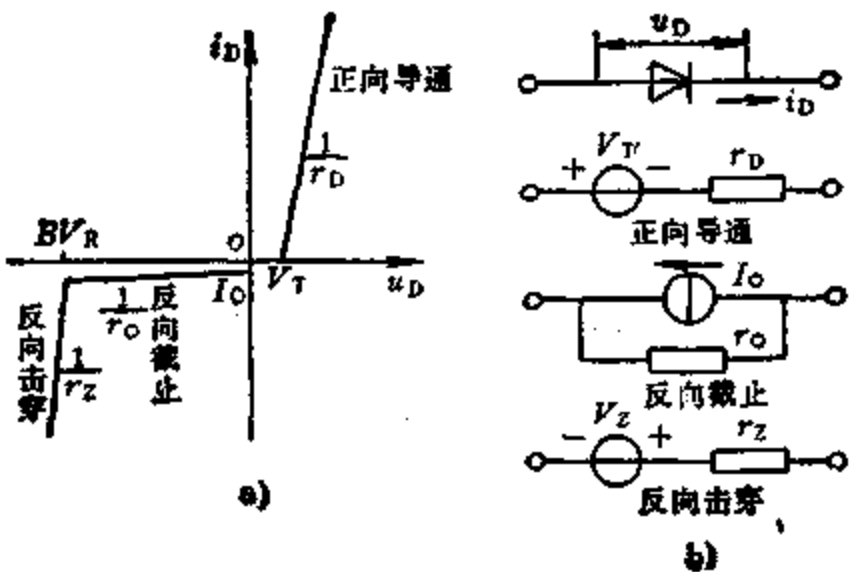


图5.4-78 二极管大信号运用特性
a) 折线化特性曲线 b) 等效电路

5.2.2 二极管限幅器

限幅器即将削去一部分振幅波形的输入信号传到输出端的电路，因而也称削波器。电路功能有上限幅（削去波形上部一部分）、下限幅（削去波形下部一部分）、双向限幅（同时削去波形上下各一部分），限幅器电阻 R 应满足条件 $r_D \ll R \ll r_R$ ， r_D 、 r_R 分别为二极管正向导通电阻和反向截止电阻。上限幅电平用 E_H 表示，下限幅电平用 E_L 表示。

1. 串联限幅器 开关器件位于限幅器的串联臂构成串联限幅器。图5.4-79 a 为上限幅器及波形图，图中 V 经 R_1 和 R_2 分压取得限幅电平 E_H ，则限幅器电阻 $R = R_1/R_2$ 。图5.4-79 b 为串联下限幅器及波形图。

2. 并联限幅器 开关器件位于限幅器的并联臂构成并联限幅器。图5.4-80 a 为上限幅，图 b 为下限幅，波形同5.4-79，图中电压源可用稳压管或其他低内阻电压源。

3. 双向限幅器 同时具有上下限幅功能的电路为双向限幅器，波形如5.4-81所示，输入信号高于 E_H 和低于 E_L 的波形被削去，介于 E_H 和 E_L 之间的信号传到输出端。

图5.4-82 a 为串联双向限幅器，其中 $E_H = V_2 R_4 / (R_3 + R_4)$ ； $E_L = V_1 R_2 / (R_1 + R_2)$ ； $E_L = E_1 +$

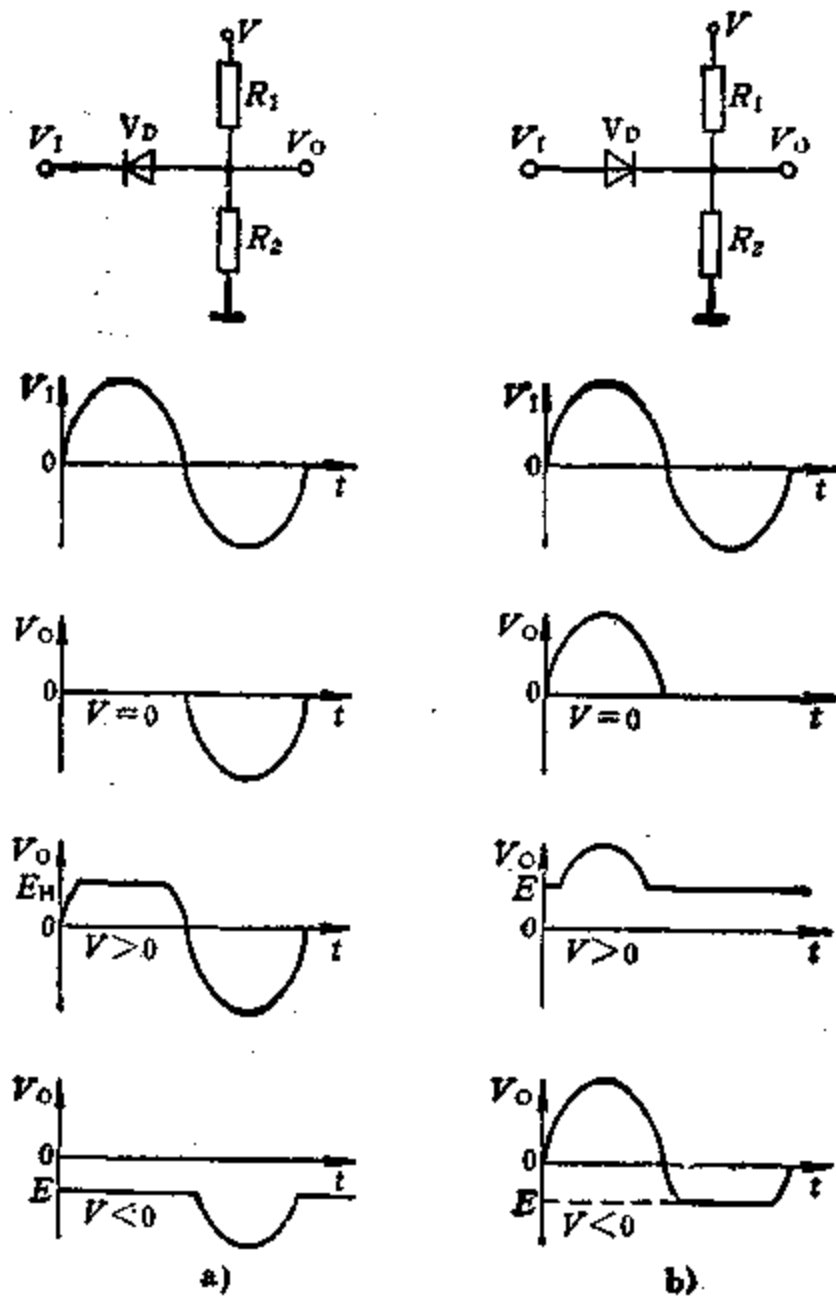


图5.4-79 串联限幅器及波形图
a) 上限幅 b) 下限幅

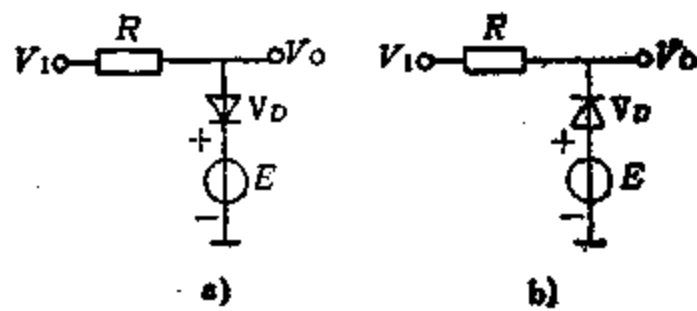


图5.4-80 并联限幅器
a) 上限幅 b) 下限幅

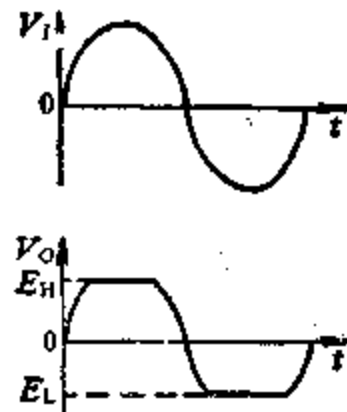


图5.4-81 双向限幅波形图

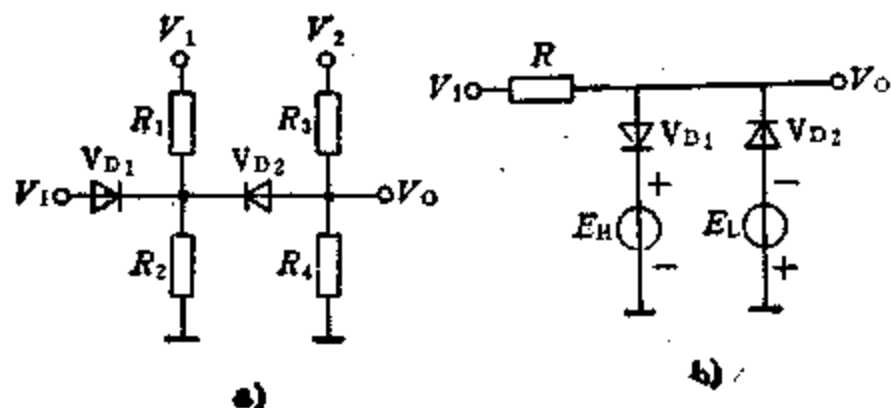


图5.4-82 双向限幅器
a) 串联型 b) 并联型

$(E_H - E_L)(R_1 // R_2) / [(R_1 // R_2) + (R_3 // R_4)]$; $V_1 < 0$; $V_2 > 0$ 。图5.4-82 b 为并联双向限幅器, $E_H > 0$, $E_L < 0$ 。

4. 串并联限幅器 串联和并联形式共同组成的限幅器, 其传输和削波时都具有较低的输出阻抗。如图5.4-83所示三种限幅器, 其波形参考前述限幅器波形。

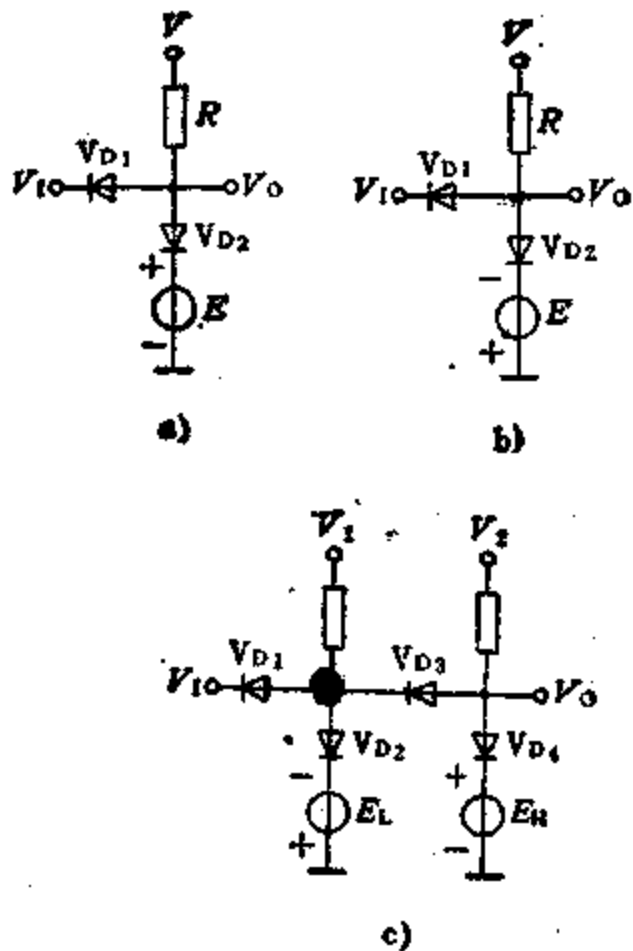


图5.4-83 串并联限幅器
a) 上限幅 b) 下限幅 c) 双向限幅

5.2.3 二极管钳位器

信号经过RC 耦合电路将失去直流分量, 将信号波形顶部或底部钳定在某一预定直流电平上, 从而加入直流分量的电路即钳位器。图5.4-84 a 所示二极管顶部钳位器, 对应波形为图 b。电路的R和

C 组成耦合电路, 电压源E 为钳位电平, 当输入信号 $V_1 > E$ 时, V_D 导通, C 迅速充电, 输出 V_0 即为 E; 当输入信号 V_1 下降时, V_D 截止, C 通过 R 放电, 电路的RC 时间常数远大于信号变化周期, C 的压降变化很小, 输出再现输入波形。图5.4-85 a 为底部钳位器, 钳位情况类似顶部钳位器, 波形示于图5.4-85 b。

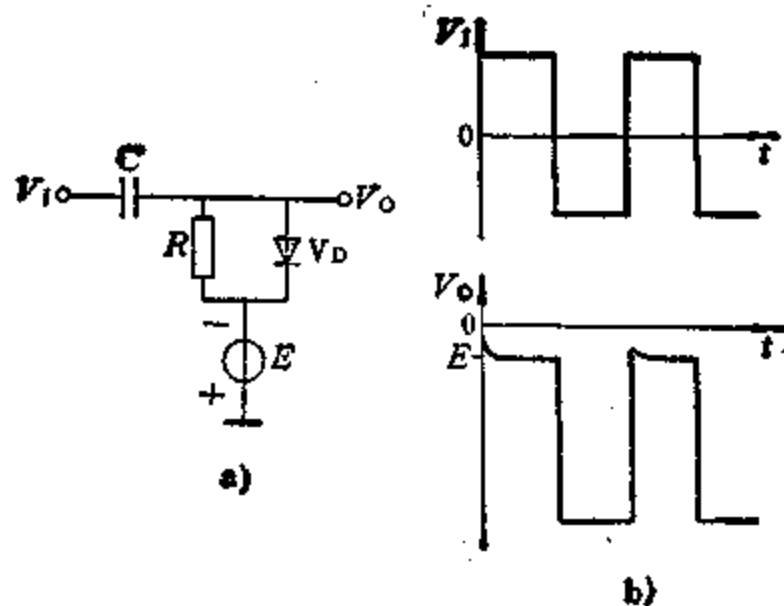


图5.4-84 二极管顶部钳位器
a) 电路形式 b) 波形图

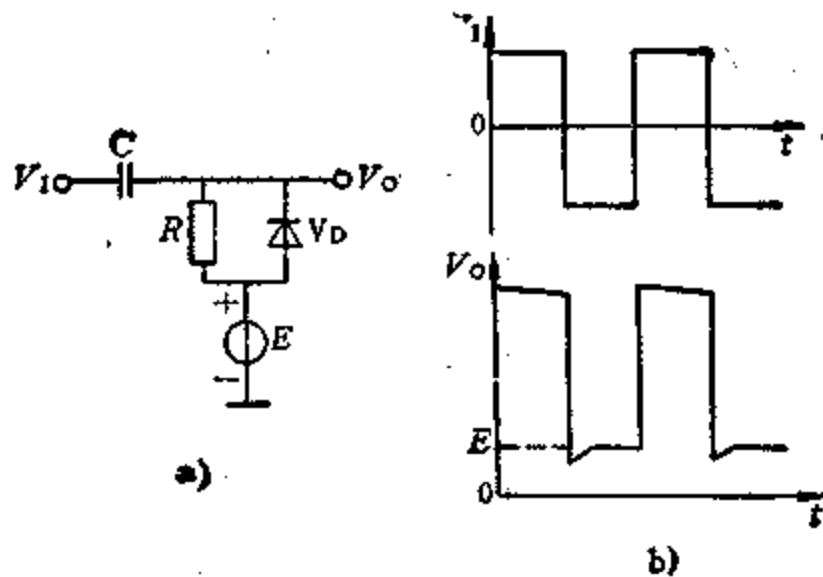


图5.4-85 二极管底部钳位器
a) 电路形式 b) 波形图

5.2.4 二极管电位控制门

电位控制门也称传输门、时间选 择门、采样门。它的作用是在输入控制信号选定的时间 间隔内, 输出复现输入信号, 在其他时间输出为零。

1. 单向控制门 图5.4-86 a 所示为正向信号控制门及其波形, 在控制信号 $V_c = V_2$ 期间, V_D 导通, 输出波形是 V_1 和 V_2 叠加超过零的部分, 电路的时间常数RC 应远大于输入信号变化周期。图5.4-86 b 为负向信号控制门及波形。控制信号的 V_2 若为零, 输出信号的台基将不会出现。

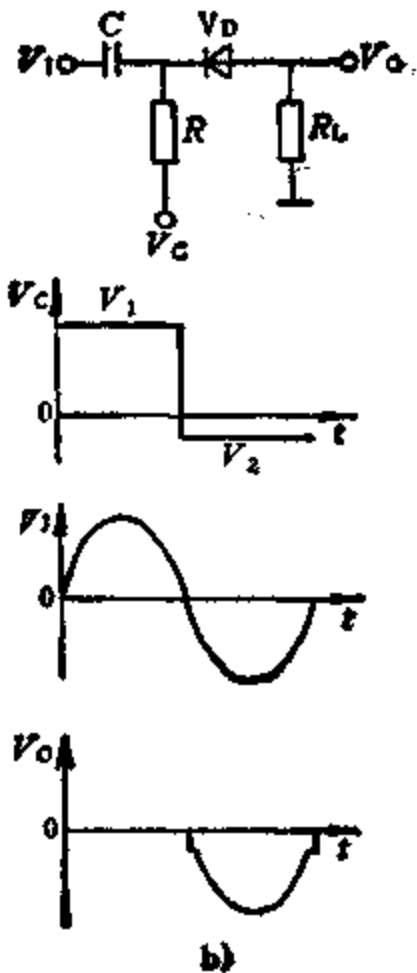
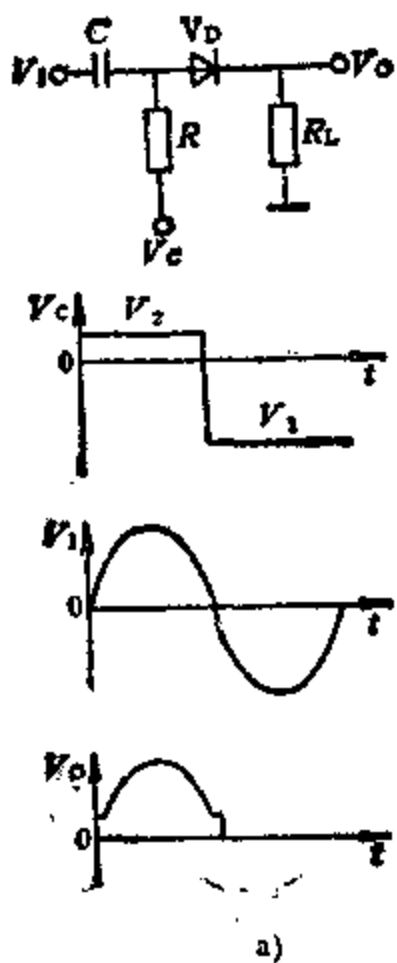


图5-4-88 单向控制门
a) 正向控制门 b) 负向控制门

2. 双向桥式控制门 双向控制门可以在输入与输出间双向传输信号，并且在控制信号高低电平范围内传输信号（超出范围的波形被阻挡），电路如图5-4-87所示。图中 V_{C1} 和 V_{C2} 为幅度相同，且互为反向的信号。

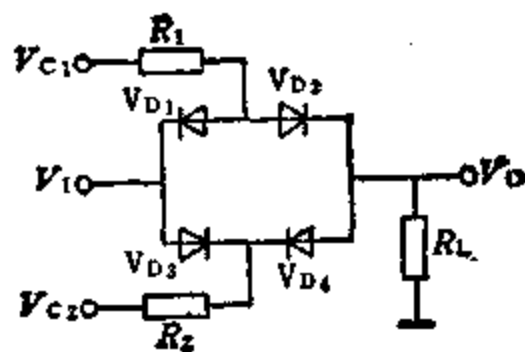


图5-4-87 桥式双向控制门

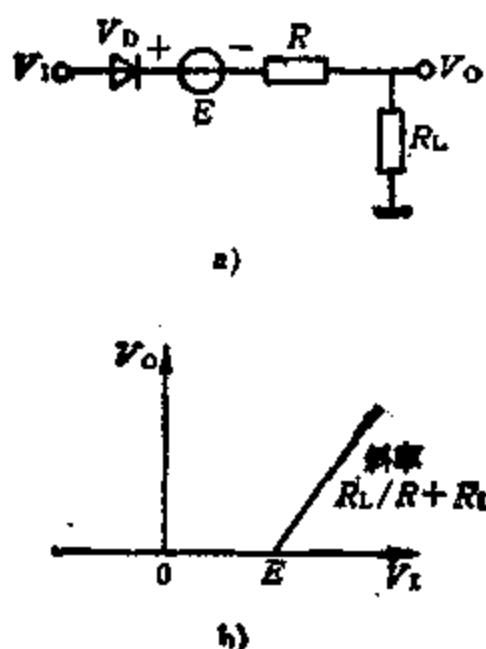


图5-4-88 二极管函数发生器基本电路
a) 电路形式 b) 传输特性

5.2.5 二极管函数发生器

使输出信号和输入信号呈现某种函数关系 $V_O/V_I = f(x)$ 的电路称函数 $f(x)$ 发生器。利用二极管的特性可近似组成函数发生器。图5-4-88所示函数发生器基本电路，图a为电路形式，图b为其传输特性，当 $V_I < E + V_T$ 时， V_D 截止，则 $V_O = 0$ ；当 $V_I > E + V_T$ 时， $V_O = (V_I - E - V_T)R_L / (R + R_L)$ ，式中 R 为二极管导通电阻，信号源内阻及 E 电压源的内阻之和， V_T 为二极管正向导通压降。

1. 线变电压—正弦波变换器 图5-4-89 a 电路可将输入的线变电压（三角波）变换成正弦波输出，波形如图5-4-89 b 所示，同时也画出了电路的传输特性。

2. 对数函数发生器 图5-4-90 a 所示电路将输入信号进行对数变换输出，图 b 示出了输出与输入对应曲线。

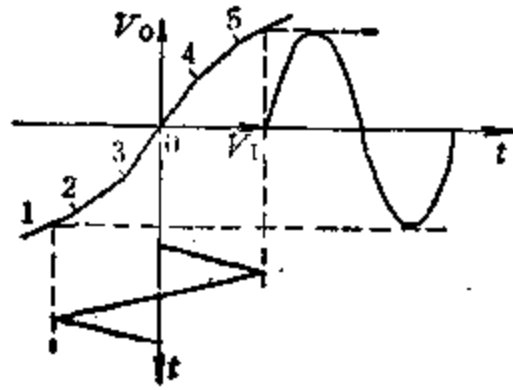
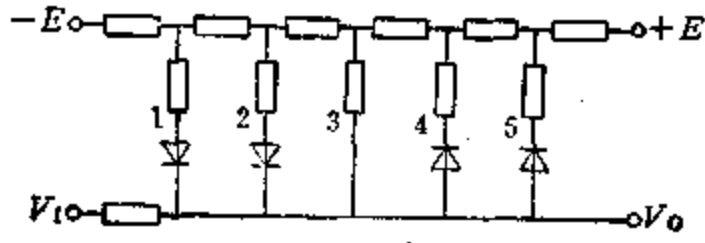


图5-4-89 线变电压—正弦波变换器
a) 电路组成 b) 特性及波形

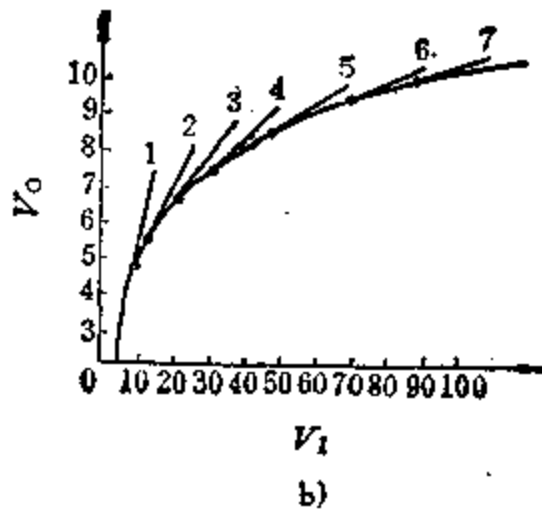
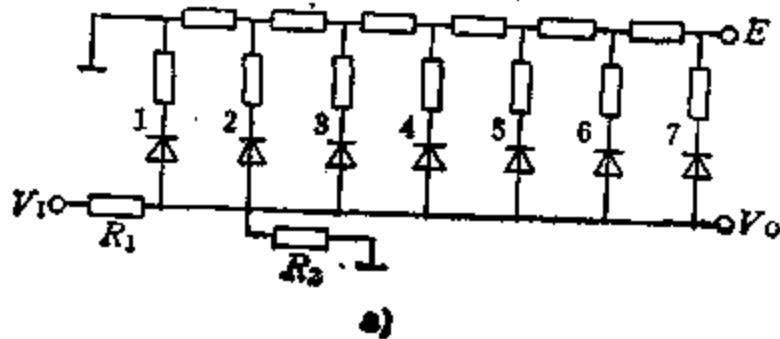


图5-4-90 对数函数发生器
a) 电路组成 b) 输入输出曲线

5.3 双极型三极管开关电路

有关双极型三极管特性曲线及参数见第4篇第6章内容。

5.3.1 三极管的大信号运用

三极管在大信号作用下工作于饱和区和截止区，即开关运用，饱和时相当开关接通，截止时相当开关断开，其等效电路如图5-4-91所示。饱和时基极与发射极之间有约0.7V的压降（硅管），集电

极与发射极之间有约0.3V的压降，截止时在集电极与基极之间有数微安的反向饱和电流，在信号电压、电流较大时，可以忽略这些参数，将其近似看成理想开关。

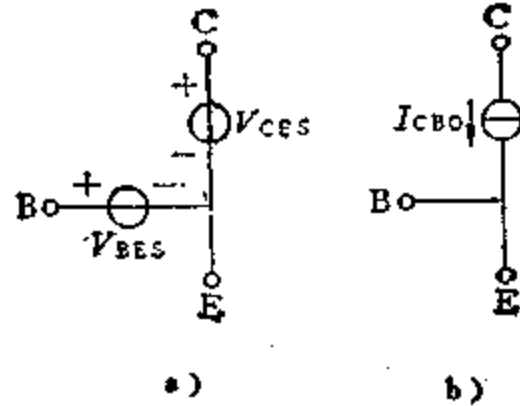


图5-4-91 硅NPN管开关等效电路
a) 饱和 b) 截止

如果将三极管的发射极和集电极在开关电路中互换使用，突出的特点是这两端的饱和压降很小，仅几毫伏，在要求偏移电压小的电路中应用效果较佳。

5.3.2 三极管限幅器

利用三极管在大信号作用下的饱和与截止特性，可构成限幅器，三极管未饱和也未截止时则是一个放大器，输出端呈现放大的输入信号（同相或反相）。

1. 共发射极限幅器 图5-4-92 a所示电路为共发射极限幅器，其输出与输入反相。图b为该限幅器传输特性，当\$V_i < E_L\$时三极管截止，输出为\$V_{OH} = E_C R_L / (R_C + R_L)\$；当\$V_i > E_H\$时三极管饱和，输出\$V_{OL}\$即为三极管饱和压降\$V_{CES}\$；在\$E_L < V_i < E_H\$时三极管工作在放大区，与一般直流放大器一样。图5-4-92 c为输入正弦信号时的波形。改变电路的\$R_1\$、\$R_2\$和\$E_B\$之值可调整\$E_L\$和\$E_H\$值。

$$E_L = V_{TE} + R_1(V_{TE} - E_B) / R_2$$

$$E_H = E_L + (V_{OH} - V_{OL}) / K$$

式中 \$V_{TE}\$ 为发射极PN结阈值电压；\$K\$ 为放大区增益，\$K = -\beta(R_C // R_L) / (R_1 // R_2)\$。

如果计及信号源内阻，以上各式的\$R_1\$应加上信号源内阻值。

2. 共基极限幅器 图5-4-93示出了共基极限幅器及其传输特性，工作原理与共发射极限幅器类似，但是其稳定性能好，输入输出同相。对应参数为

$$V_{OL} = -V_{TC} \quad V_{OH} = E_C(R_C // R_L) / R_C$$

$$E_H = -V_{TE}(1 + R_1/R_2) + E_B R_1/R_2$$

$$E_L = E_H - (V_{OH} - V_{OL}) / K$$

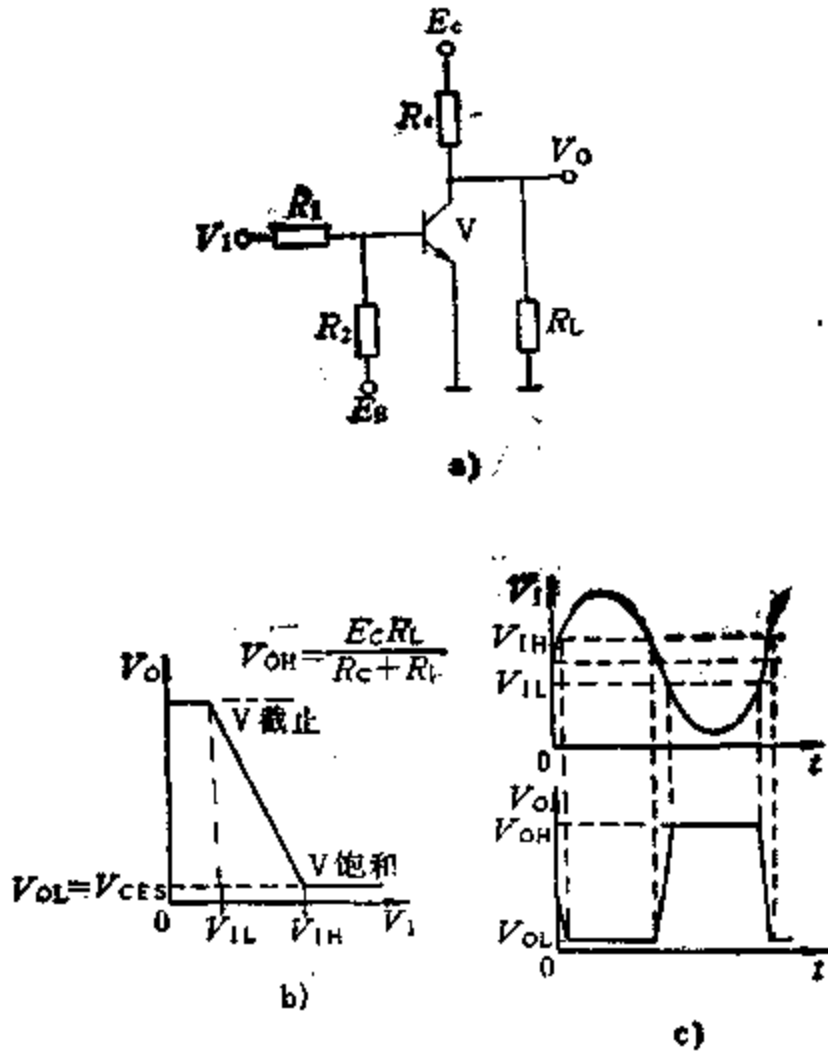


图5-4-92 共发射极限幅器

a) 电路 b) 传输特性 c) 波形图

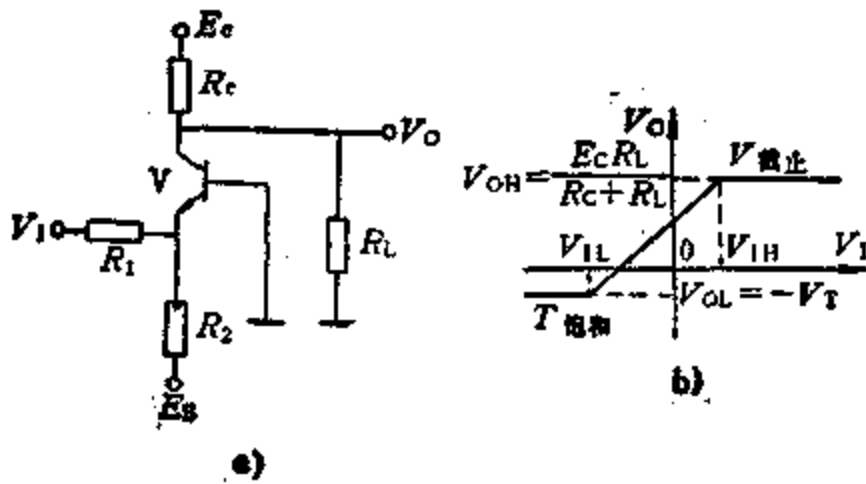


图5-4-93 共基极限幅器

a) 电路 b) 传输特性

式中 K 为放大区增益, $K = \alpha(R_L // R_C) / R_{i3}$
 V_{TB} 为发射极PN结阈值电压。

计及信号源内阻时与 R_1 相加。

5.3.3 三极管钳位器

三极管的发射结作为一个二极管, 类似图5.4-94所示电路组成一个三极管钳位器, 如图5.4-94 a 所示, 图中 R_B 使 T 管在静态时处于饱和状态, 输出 $V_{OL} = V_{CES}$, 条件是 $R_B \leq \beta R_C$ (β 为 V 管直流放大倍数), 输入端时间常数 $R_B C$ 远大于输入波形变化周期。波形示于图5.4-94 b。

图5.4-95 a 示出了另一种三极管钳位电路, V_2 管由外加脉冲控制导通与截止, V_2 导通时, 强迫

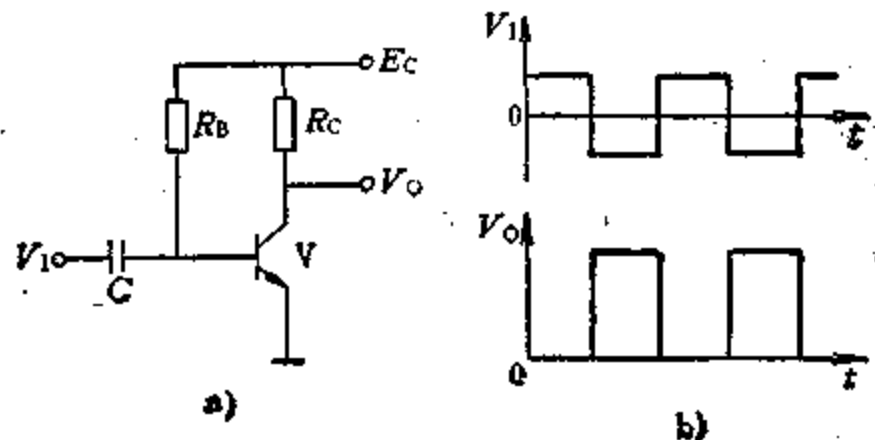
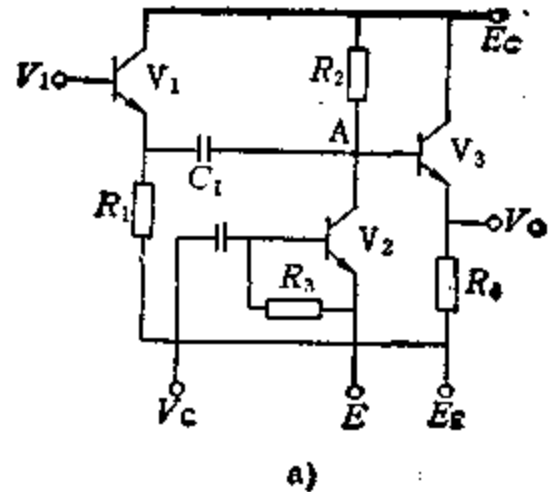


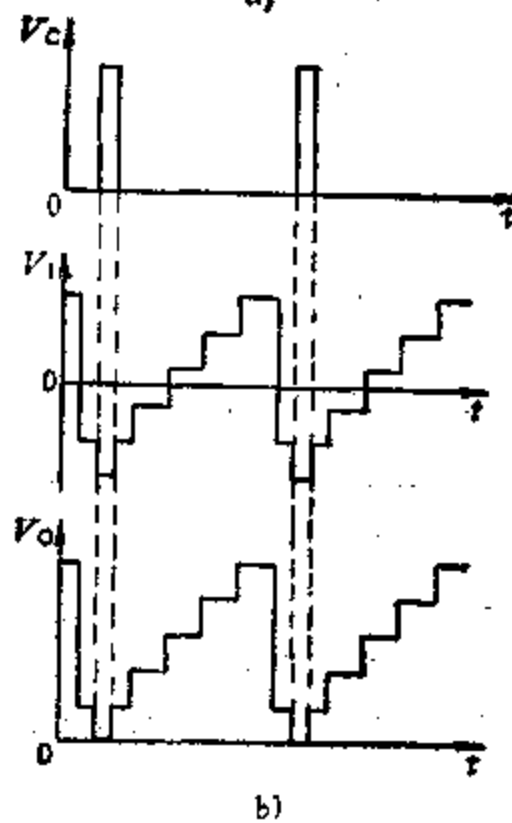
图5-4-94 三极管钳位器

a) 电路 b) 波形

A 点电位等于 E , 即被钳位于此电平。钳位发生的时刻不一定是输入波形的顶部或底部, 改变 V_2 管发射极电位 E 可改变钳位电平, 但应保证控制位号能够使 V_2 饱和导通。一般 V_C 与 V_I 变化周期相同, 因而该电路也称同步键控钳位器。 V_1 和 V_3 组成两个射极跟随器, 前者为钳位器提供低内阻信号源, 后者隔离负载对钳位器的影响。图5.4-95 b 波形为 $E = 0$ 钳位波形。



a)



b)

图5-4-95 三极管同步钳位器

a) 电路 b) 波形

5.3.4 短路开关

图5.4-95 a 中的 V_2 管是作为短路开关用的, 三极管用作短路开关, 可用于对信号的传输通/断(串联于通路), 也可用于对信号的旁路通/断(旁路于通路), 图5.4-96示出了几种形式, 供使用参考。

图5.4-96 a 为正向使用三极管旁路开关; 图5.4-96 b 为反向使用三极管旁路开关, 三极管导通时压降小, 仅几毫伏; 图5.4-96 c 为传输通/断开关; 图5.4-96 d 为互补射随器开关, 也称串联/短路开关。当 $V_c > V_1$ 时 V_1 饱和而 V_2 截止, 当 $V_c < 0$ 时 V_1 截止而 V_2 饱和, 前者传输信号, 后者阻断信号, 两者都有较低的输出电阻。图5.4-96 e 为双向模拟开关, 由PNP和NPN两只三极管组成, 信号可双向传输, 控制信号为互为反相的两个信号分别控制 V_1 和 V_2 。

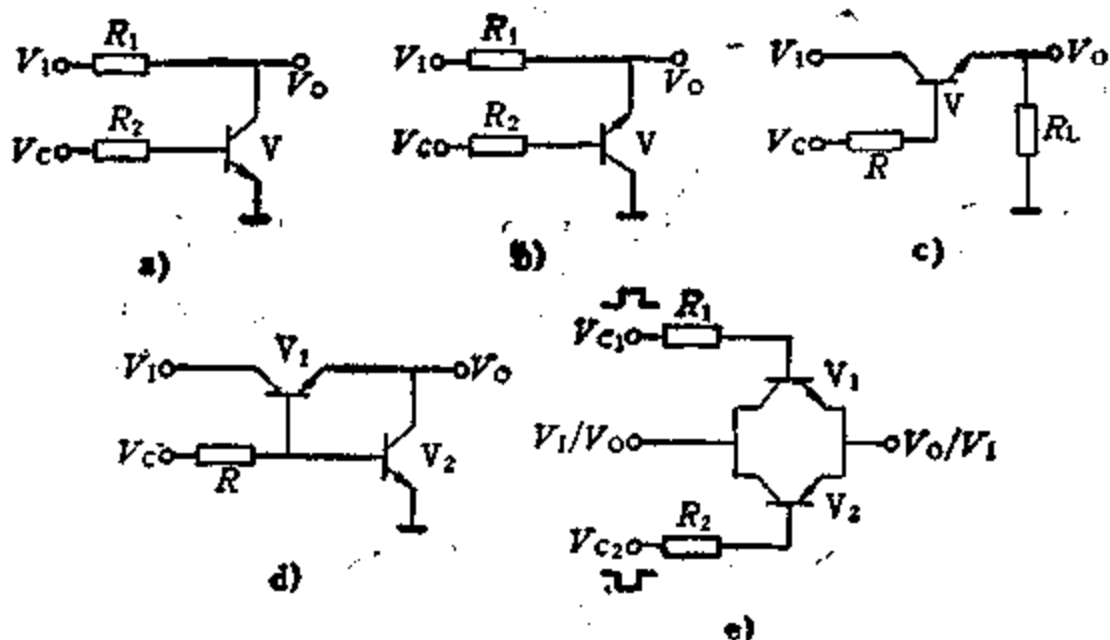


图5.4-96 三极管开关几种形式

5.4 场效应晶体管开关电路

场效应晶体管(简称场效应管)有结型(J-FET)和绝缘栅型(MOS-FET)两类, 其结构和特性见第4篇第6章。

场效应管作为开关器件应用类似双极型三极管, 许多场合可代替双极型三极管。然而与双极型三极管比较具有一些重要特性。

1. 输入阻抗高 场效应管是电压控制器件, 无论其导通或截止, 输入阻抗都很高, 尤其MOS-FET, 几乎不取控制信号源电流。
2. 双向导电特性 场效应管的漏和源有相同的结构而特性相同, 只要衬底不与源相接, 源和漏可互换使用, 因而具有双向导电的特点, 比双极三极管应用灵活。
3. 漏电小 场效应管在截止时, 漏源之间阻抗非常高, 因而漏电非常微小, 绝缘度高。

4. 内阻大 场效应管导通时内阻比双极型三极管大, 这一缺点限制了它的应用范围, 应用时可采用源极跟随器等措施加以克服。

5. MOS-FET易损坏 MOS-FET的栅极易被电压击穿而损坏, 使用时应加保护措施。

5.4.1 J-FET开关电路

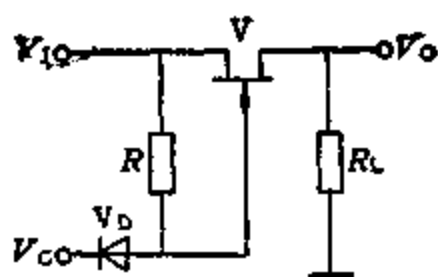


图5.4-97 简单J-FET开关电路

1. 简单开关控制电路 图5.4-97为简单J-FET开关电路。当控制电压 V_c 高于输入电压 V_1 时, $V_{GS} = 0$, J-FET导通, 传输信号至 V_o ; 当 V_c 比 V_1 足够负, V_D 导通而J-FET截止, $V_o = 0$ 。

2. 改进的J-FET开关电路 图5.4-98电路是图5.4-97电路的改进, 增加一级运算放大器以克服J-FET内阻较大的缺点。电路中 R_1 使J-FET上的压降较小, 即 $V_D \approx V_S = 0$ 。当 $V_c = 0$ 时J-FET导通而与 V_1 大小无关; 当 V_c 比夹断电压稍负时, J-FET截止, 由于 V_{D1} 或 V_{D2} 导通, 漏极电位被钳在 $\pm 0.6V$ 。 R_1 的阻值视 V_1 的幅值选定。运算放大器将传输信号倒相。

3. 改变极性的J-FET开关电路 图5.4-99 a 所示电路为可改变极性的放大电路。电路应使 R_1 远大于J-FET导通电阻而远小于J-FET的截止电

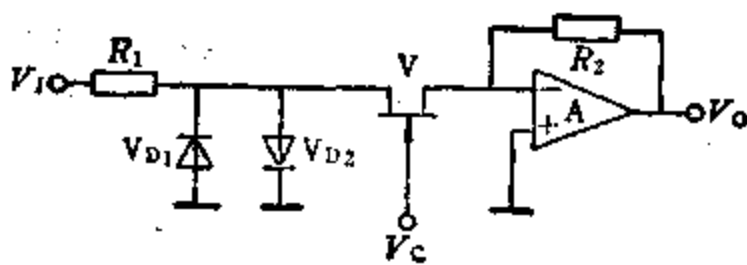


图5.4-98 改进的J-FET开关电路

3. 改变极性的J-FET开关电路 图5.4-99 a 所示电路为可改变极性的放大电路。电路应使 R_1 远大于J-FET导通电阻而远小于J-FET的截止电

阻, 即 $R_{ON} \ll R_1 \ll R_{OFF}$ (对漏和源而言)。当 $V_C = 0$ 时, J-FET 导通, 电路为反相跟随器, $V_O = -V_I$; 当 V_C 比 V_I 最低幅度还低时, J-FET 截止, R_1 上无电流, 运算放大器同相输入端电位 $V_{IN+} = V_I$, 由于反馈, 反相输入端电位 $V_{IN-} = V_I$, R_2 上亦无电流, 则 $V_O = V_I$ 。 R_1 不一定与 R_2 相等或匹配, 如果运算放大器输入阻抗很高, R_1 可选大些。图 5-4-99 b 示出了一种通过该电路的信号波形。

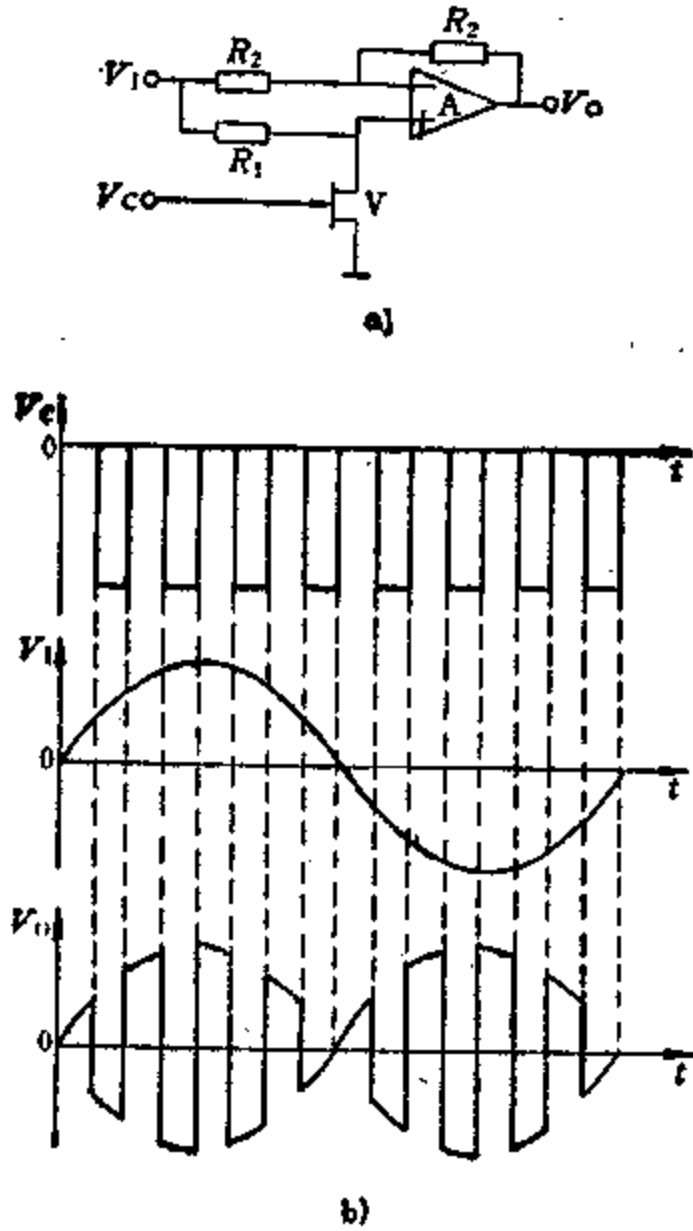


图 5-4-99 改变极性开关电路
a) 电路 b) 波形图

5.4.2 MOS-FET 开关电路

MOS-FET 虽然与 J-FET 结构不同, 但特性极为相似, N 沟道和 P 沟道各分增强型和耗尽型, 可在许多电路中代替 J-FET, 如图 5-4-97 所示电路用 MOS-FET 代替 J-FET 更简单, 如图 5-4-100 所示。同样也可以在许多电路中代替双极型三极管, 图 5-4-100 所示短路开关对应图 5-4-96 中的 a、c、d 三个电路

5.4.3 CMOS 双向开关

CMOS 双向开关也称 CMOS 传输门, 其结构与原理见第 4 篇第 7 章 CMOS 传输门内容。

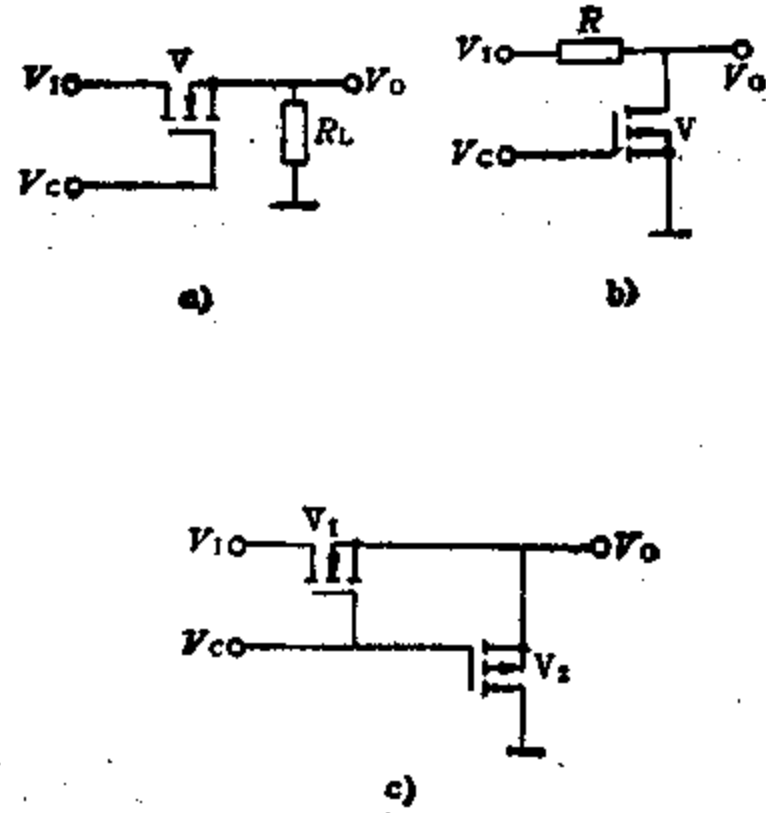


图 5-4-100 MOS-FET 短路开关电路
a) 传输通/断开关 b) 旁路开关 c) 复合开关

CMOS 双向开关在模拟电路和数字电路中应用非常广泛, 有关数字电路方面的应用见第 6 篇第 2 章和第 7 章内容。

集成电路 CMOS 双向开关产品有 CC4066/4051/4052/4053 等, 性能优良, 使用方便且成本低。每个开关只有一个控制端和两互为输入/输出信号端, 代表符号示于图 5-4-101 a。控制端加高电平“1”时开关接通, 接通电阻 R_{ON} 约 100~1000Ω, 控制

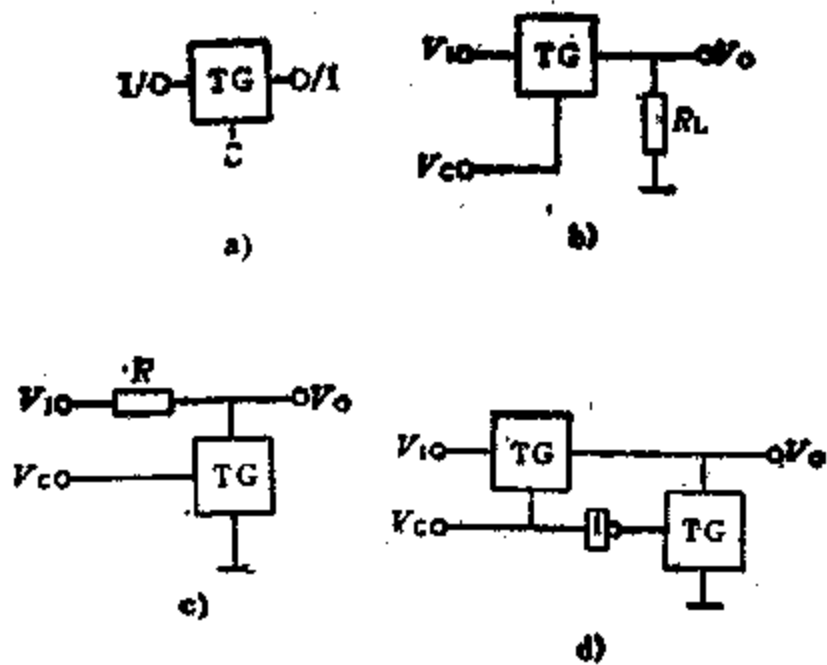


图 5-4-101 CMOS 双向开关几个电路
a) CMOS 双向开关符号 b) 传输通/断开关
c) 旁路开关 d) 复合开关

端加低电平“0”时开关断开，断开电阻 R_{OFF} 高达 $100M\Omega$ 。控制端高低电平与电源 V_{DD} 、 V_{SS} 相匹配， V_{DD} 为高电源， V_{SS} 为低电源，二者压差在 $3\sim 18V$ 范围内，被传输信号的幅值以所加电源为限，且高电平 $V_{IH} \leq V_{DD}$ ，低电平 $V_{IL} \geq V_{SS}$ 。

CMOS双向开关可在很多电路中代替双极型三极管和场效应管，且可双向传输信号，电路简单。

图5-4-101示出了几种开关电路应用例子，与前述有关电路相对应。

若一片封装集成电路有几个双向开关（如CC4066），而仅使用其中部分开关，则不使用的开关控制端应接 V_{DD} 或 V_{SS} ，以免悬空而感应高压静电击穿MOS管栅极，造成损坏。

第5章 调制电路与解调电路

在实际通信中，为了利用电磁波传送信号（如语言、音乐、图象等），在发送端必须用所要传送的信号（又称调制信号）去控制等幅高频电振荡（又称载波）的某一参数，使这个参数随调制信号变化，这种控制过程称调制。经过调制的高频振荡波称已调波。

调制的方式有多种，大致可分为连续波调制和脉冲波调制两大类。

连续波调制是用调制信号来控制载波的振幅、频率或相位，因而分为调幅(AM)、调频(FM)和调相(PM)三种方法。脉冲波调制是先用调制信号来控制脉冲波的振幅、宽度、位置等，然后再用这已调脉冲对载波进行调制。脉冲调制有脉幅调制(PAM)、脉宽调制(PWM)、脉位调制(PPM)和脉码调制(PCM)等调制方式。一般说来，在无线电信号传送过程中，脉码调制的抗干扰能力最强，调频与调相次之，调幅的抗干扰能力最弱。从实现调制的简便程度看，调幅最易实现，脉码调制等方法则复杂得多。

调制的相反过程是解调，进行解调的目的是从高频已调波中检取调制信号。

1 振幅调制及解调（检波）电路

1.1 振幅调制

振幅调制（简称调幅）有三种方式：第一种调幅信号是具有载波和两个边频，称普通调幅或简称调幅(AM)；第二种是载波被抑制掉，只有两个边频，称双边带调制(DSB)或平衡调幅；第三种是只有一个边带，称单边带调制(SSB)。

普通调幅和单边带调制是实际通信中常用的传输方式，两种传输方式的比较见表5.5-1。

表5.5-1 AM与SSB传输方式比较

传输方式	特 点	应 用
AM	调制和解调在技术上容易实现，发射机和接收机结构简单，造价低廉；能量使用不经济、设备利用率不高	目前广泛用于无线电广播系统，无线通信中已很少采用

(续)

传输方式	特 点	应 用
SSB	节省能量，节约频带；受传播条件的影响小；收、发设备复杂，对收、发设备的技术要求高	目前广泛用于短波通信和有线载波通信中

1.1.1 调幅信号的性质

1. 调幅波的数学表示式和波形 调幅就是用调制信号控制高频振荡的振幅，使高频振荡的振幅按调制信号规律变化。

设未经调制的高频振荡（载波）为

$$u_c(t) = U_c \cos \omega_c t$$

式中 U_c 为载波振幅(V)； ω_c 为载波角频率(rad/s)。

当调制信号 $u_\Omega(t)$ 是单音余弦即 $u_\Omega(t) = U_\Omega \times \cos \Omega t$ 时，则调幅波 $u(t)$ 的数学表示式为

$$\begin{aligned} u(t) &= U_c \left(1 + \frac{K_a U_\Omega}{U_c} \cos \Omega t \right) \cos \omega_c t \\ &= U_c (1 + m_a \cos \Omega t) \cos \omega_c t \end{aligned}$$

$$m_a = \frac{K_a U_\Omega}{U_c}$$

式中 U_Ω 为单音调制信号振幅(V)； Ω 为调制信号角频率(rad/s)； K_a 为由调制电路决定的比例常数； m_a 为称调幅指数或调幅度，用百分数表示，代表载波振幅在调制过程中的变化强度。正常情况下 $m_a \leq 1$ ，一般取 m_a 为30%~60%。 $m_a > 1$ 时，出现失真，称过调幅，应予避免。

当调制信号为一个多频信号时，则调幅波的数学表示式为

$$u(t) = U_c \left(1 + \sum_{n=1}^{\infty} m_{a_n} \cos \Omega_n t \right) \cos \omega_c t$$

调制信号、载波与调幅波的波形，分别如图5.5-1和图5.5-2所示。

2. 调幅波的频谱、频带宽度(B) 为不失真地放大或传送一个调幅波，必须保证高频系统有足够的频带，使调幅波各个频率成分都能通过。调幅波

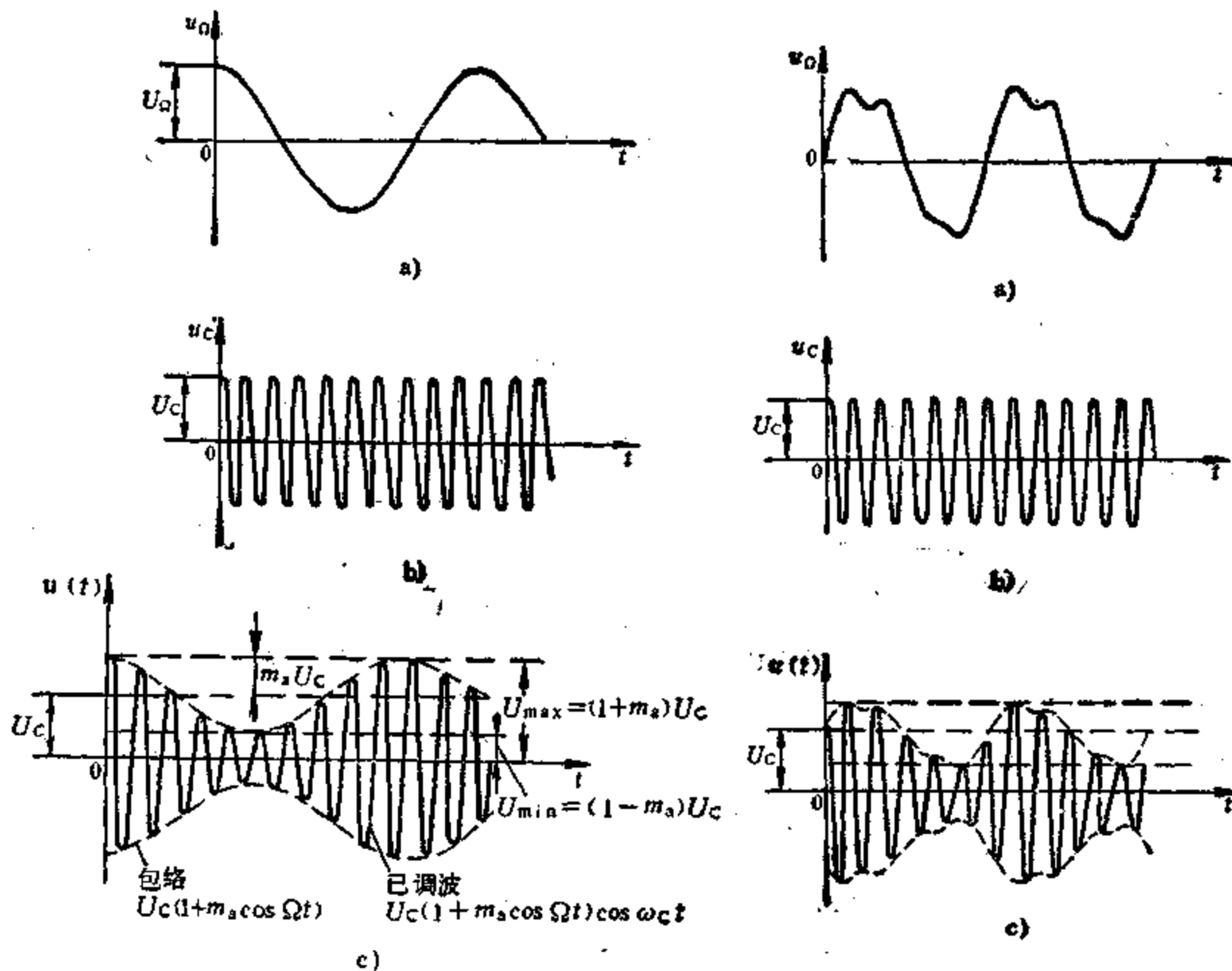


图5-5-1 单音余弦调制

a) 调制信号波形 b) 载波波形 c) 调幅波形

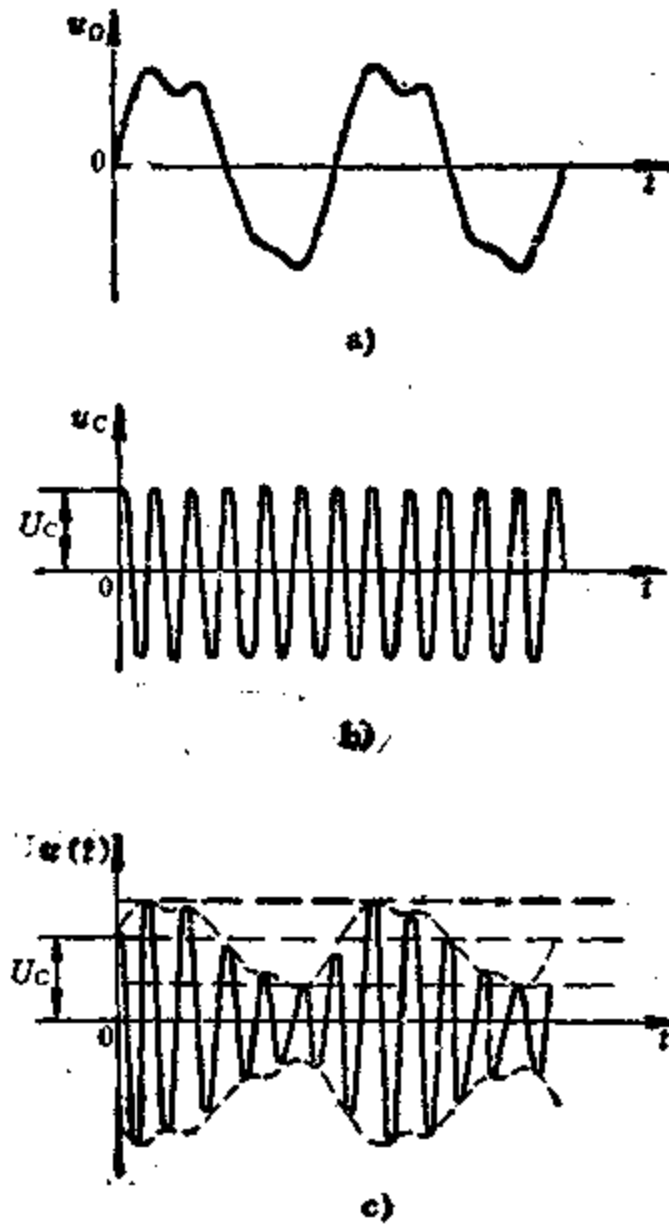


图5-5-2 非正弦波调制

a) 调制信号波形 b) 载波波形 c) 调幅波形

的频谱与频带宽度决定着高频系统的通频带。

单音余弦调制的调幅波展开式为

$$u(t) = U_c \cos \omega_c t + \frac{1}{2} m_a U_c \cos(\omega_c + \Omega)t + \frac{1}{2} m_a U_c \cos(\omega_c - \Omega)t$$

由上式可见，单音余弦调制的调幅波具有三个频率成分：载频 ω_c ，上边频 $\omega_c + \Omega$ 和下边频 $\omega_c - \Omega$ 。其频谱如图5-5-3 b 所示。这种调幅波的频带宽度为

$$B = 2F$$

$$F = \frac{\Omega}{2\pi} \quad (\text{Hz})$$

多音频调制的调幅波展开式为

$$U(t) = U_c \cos \omega_c t + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{2} m_{a_n} U_c \cos(\omega_c + \Omega_n)t + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{2} m_{a_n} U_c \cos(\omega_c - \Omega_n)t$$

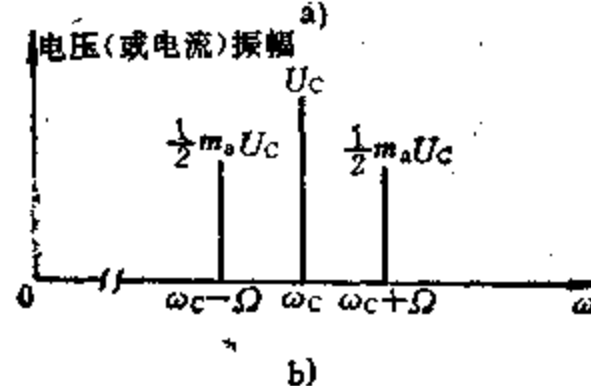
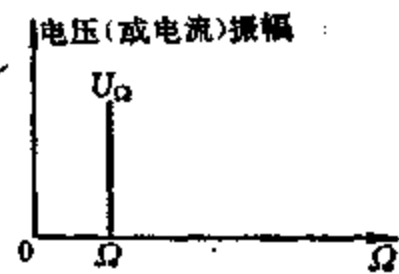


图5-5-3 单音余弦调幅波频谱

a) 调制信号频谱 b) 调幅波频谱

若调制信号的频率范围是从 $\Omega_{min} \sim \Omega_{max}$ ，则调幅波的频谱如图5-5-4 b 所示。调制信号频谱被搬移到载波两边，成为上边带和下边带。这种调幅波的频带宽度为

$$B = 2F_{max}$$

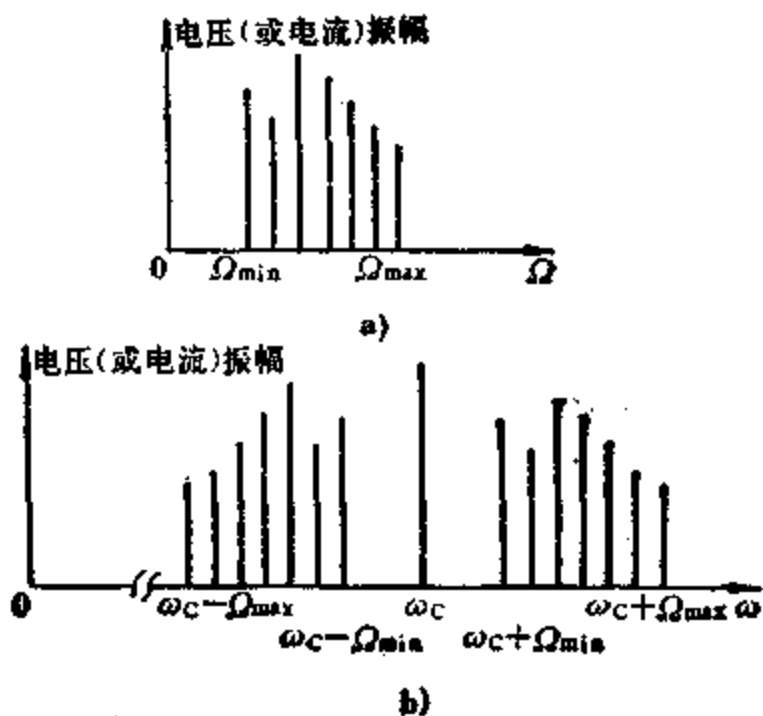


图5-5-4 非正弦调幅波频谱
a) 调制信号频谱 b) 调幅波频谱

$$F_{max} = \frac{\Omega_{max}}{2\pi} \quad (\text{Hz})$$

3. 调幅波功率关系 若单音余弦调制的调幅波载波分量功率为 P_C ，则上边频功率 $P_{\omega_c+\Omega}$ 、下边频功率 $P_{\omega_c-\Omega}$ 、音频一周内的平均功率 P_{Cav} 、峰值功率 P_{max} 与 P_C 的关系为

$$P_{\omega_c+\Omega} = P_{\omega_c-\Omega} = \frac{1}{4} m_a^2 P_C \quad (5.5-1)$$

$$P_{Cav} = \left(1 + \frac{m_a^2}{2}\right) P_C \quad (5.5-2)$$

$$P_{max} = (1 + m_a)^2 P_C \quad (5.5-3)$$

由调幅波频谱可知，载波分量的幅度与调制信号无关，不包含调制信号的信息。边频分量幅度随调制信号改变，调制信号信息都包含在边频中，所以调幅波功率中真正有用的是边频功率。

当 $m_a = 1$ 时，由式(5.5-1)~(5.5-3)得 $P_{\omega_c+\Omega} + P_{\omega_c-\Omega} = \frac{1}{3} P_{Cav}$ ， $P_C = \frac{2}{3} P_{Cav}$ ， $P_{max} = 4P_C$ 。一般 $m_a < 1$ ，所以普通调幅能量使用极不经济，设备利用率也不高。而采用SSB则可以节省能量，提高设备利用率，同时还可以节约频带。

1.1.2 调幅电路

调幅的方法按电平的高低可区分为高电平调制和低电平调制，前者是直接产生满足发射机输出功率要求的已调波；后者是在低功率电平上产生已调波，再经过线性功率放大器放大到所需的发射功率。

一般普通调幅发射机都采用高电平调制。它的优点是不必采用效率低的线性功率放大器，从而有

利于提高整机效率。高电平调制电路必须兼顾输出功率、效率和调制线性的要求。

双边带调制和单边带调制通常都是低电平调制。调制电路的输出功率和效率不是主要指标，调制电路的形式，非线性器件类型及工作状态选择不受输出功率和效率的限制，因而具有更大的灵活性，可以更好地提高调制线性和抑制载波输出。

1. 高电平调幅电路

1) 集电极调幅电路 如图5.5-5 a所示，载波 u_c 通过高频变压器 T_1 输入到被调放大器的基极。调制信号 u_{Ω} 通过低频变压器 T_2 加到集电极电路且与直流电源 V_{CC} 相串联。 C_1 、 C_2 是高频旁路电容。集电极谐振回路 LC 调谐在载频 ω_c 上。调幅信号经高频变压器 T_3 送到负载。 C_1 、 R_b 构成自偏置电路。

由于 u_{Ω} 与 V_{CC} 相串联，因此，丙类 \ominus 被调放大器集电极等效电源 $V_{CC} (= V_{CC} + u_{\Omega})$ 将随 u_{Ω} 变化，从而导致被调放大器工作状态发生变化，在过压状态下，集电极电流 i_c 的基波分量振幅 I_{c1} 随 u_{Ω} 成正比变化，从而实现调幅。电路采用自偏，可较好地改善调制特性。

集电极调幅电路具有调制线性好，集电极效率高的优点。广泛用于输出功率较大的发射机中。所需调制信号功率大是该调制电路的缺点。

2) 基极调幅电路 如图5.5-5 b所示，电路中 T_1 、 T_2 为高频变压器， L_1 为低频扼流圈， L_2 为高频扼流圈， C_1 、 C_4 为高频旁路电容， C_2 、 C_3 、 C_5 为低频旁路电容， C_6 为低频耦合电容，集电极回路 LC 对 ω_c 调谐。

电路中将调制信号 u_{Ω} 串联在放大器的基极回路内，使等效基极电源随 u_{Ω} 线性变化，由于晶体管的 $i_c = f(u_{be})$ 关系曲线的非线性作用，集电极电流 i_c 中含有各种高频分量，通过集电极调谐回路把其中的调幅成分选出来，从而实现调幅。基极调幅的优点是所需调制功率较小，线路简单。其缺点是调制特性的线性差，集电极效率低，不能充分利用直流电源能量。该种电路用于要求失真不太严格

\ominus 通常放大器中可以根据集电极电流是否部分截止和截止的程度不同来划分放大器的工作类型。当集电极电流不工作到截止区时，即通角 $\theta = 180^\circ$ 时，称为甲类工作。当集电极电流只在半个周期流通，即 $\theta = 90^\circ$ 时，称为乙类工作。当 $\theta < 90^\circ$ 时，称为丙类工作。

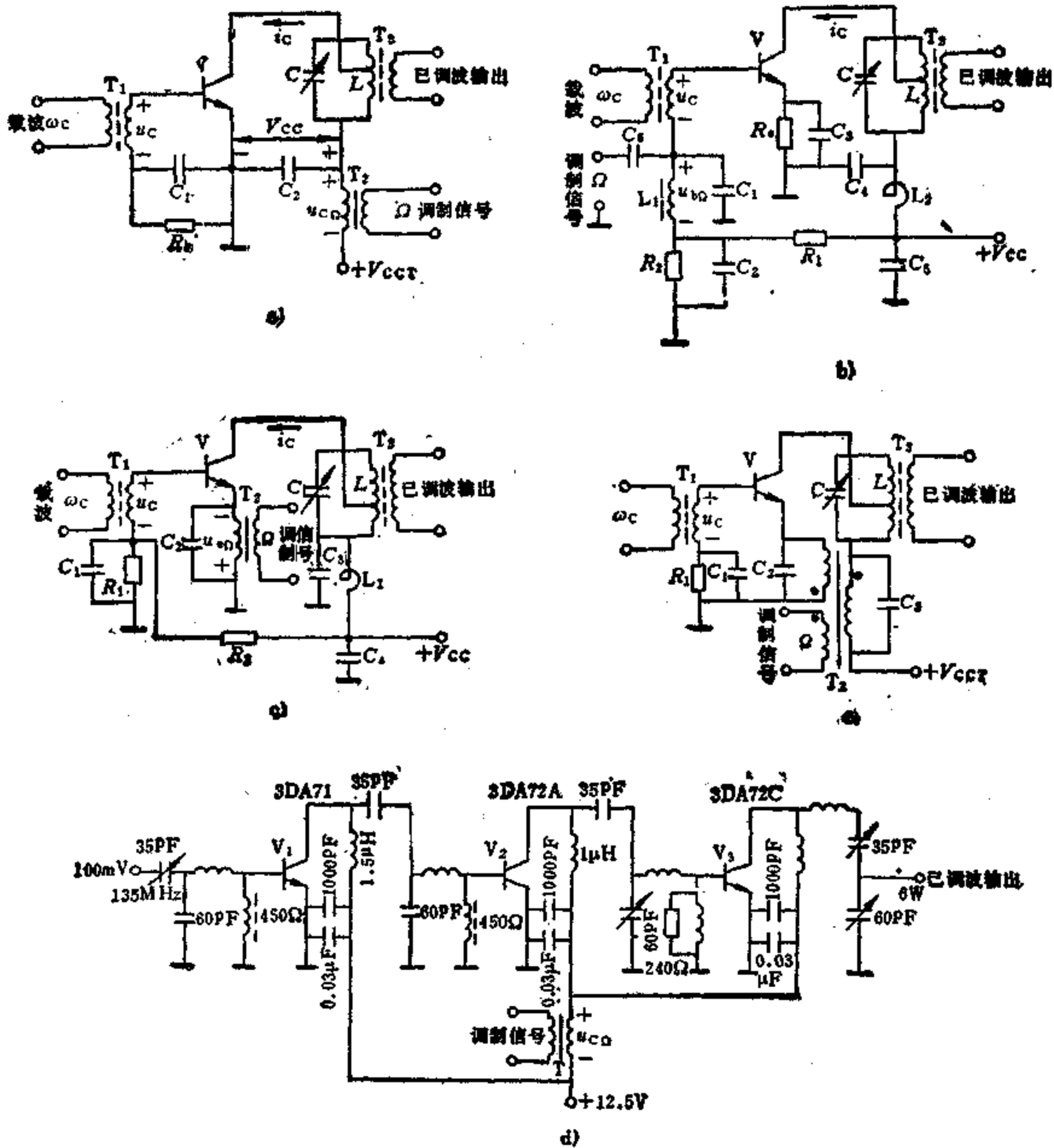


图5-5-5 高电平调幅电路

- a) 集电极调幅电路 b) 基极调幅电路 c) 发射极调幅电路 d) 双重集电极调幅电路
e) 集电极—发射极双重调幅电路

的小功率发射机中。

3) 发射极调幅电路 如图5-5-5c所示, 电路中 T_1 、 T_3 为高频变压器, T_2 为低频变压器, L_1 为高频扼流圈, C_1 、 C_4 为低频旁路电容, C_2 、 C_3 为高频旁路电容, LC 回路调谐在 ω_c 上。

调制信号 u_{Ω} 加在基极—发射极之间与集电极—发射极之间。通常调制电压只有几百毫伏至 1~2V, 比起集电极电源电压 (十几伏~几十伏) 小

得多, 因此 u_{Ω} 对集电极电流影响很小, 可以忽略, 故发射极调幅电路的工作原理与特性同基极调幅电路相似, 不同之处是调制信号供给的功率较基极调幅电路大。

4) 双重集电极调幅电路 如图5-5-5d所示, 所谓双重集电极调幅就是对末级 (V_3) 和末前级 (V_2) 通过低频变压器 T 用同样相位的调制信号 u_{Ω} 同时进行集电极调幅, 使得末级输入的高频激励电

压是已调幅波，其振幅按 $u_{c\Omega}$ 变化规律变化，因此，对末级讲其集电极等效电源电压与激励电压振幅的变化正好是同相位，电路不致进入强过压或欠压区，而保持在临界或弱过压状态工作，从而使调制特性的线性得到改善，其调制特性的线性要好于单一集电极调幅电路。

5) 集电极—发射极双重调幅电路 如图5.5-5e所示，该种电路也可以改善调制特性。注意变压器的同名端，低频变压器 T_2 的二次侧两绕组的相位不能接错，如果接法正确，集电极电源电压与基极偏压按调制信号变化规律同相变化，这样便符合改善调制线性的要求。

2. 低电平调幅电路 常用的电路有如下几种。

1) 开关型二极管平衡调幅电路 图5.5-6a是二极管平衡调幅电路的基本电路，它是按类似推挽电路的接法以抵消载波输出，得到DSB信号。调制信号 u_{Ω} (设为单音余弦 $U_{\Omega}\cos\Omega t$) 由输入变压器 T_1 引入，载波 $u_c = U_c\cos\omega_c t$ 经变压器 T_2 加到 T_1 和输出变压器 T_3 的中点之间。为提高调制线性，电路总工作在 $U_c \gg U_{\Omega}$ (一般 $U_c > 10U_{\Omega}$) 的开关状态。

根据电路所标电压极性，可见加在二极管 V_{D1} 和 V_{D2} 上的电压分别为

$$u_{D1} = u_c + u_{\Omega}$$

$$u_{D2} = u_c - u_{\Omega}$$

两个二极管分别产生电流 i_1 和 i_2 ，两电流以相反方向通过 T_3 一次侧，产生的磁通彼此有抵消作用，所以输出电流 i 正比于 $(i_1 - i_2)$ 的交流分量，经理论分析有

$$i_1 - i_2 = 2u_{\Omega}GK(\omega_c t)$$

式中 G 为二极管正向电阻和负载 R_L 反映到 T_3 一次的电阻相串联的等效电导， $K(\omega_c t)$ 称开关函数，它在 u_c 正半周时等于1，而在负半周时等于零，其可按富氏级数展开为

$$K(\omega_c t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi}\cos\omega_c t - \frac{2}{3\pi}\cos 3\omega_c t + \dots$$

i 的频谱如图5.5-6b所示。 u_o 经中心频率为 f_c 的带通滤波器后，可得到DSB信号。

实用电路 (见图5.5-6c) 不用抽头的音频变压器和输出变压器，二极管 V_{D1} 、 V_{D2} 反接， $0.01\mu F$ 电容对高频接地提供边带信号通路， $2K\Omega$ 电位器和两个 47Ω 电阻用来平衡二极管的正向特性，与二极管并联的电容用来使二极管在反向时表现出相同的电抗。

2) 开关型二极管环形调幅电路 如图5.5-7a所示，电路同样工作于开关状态。在 u_c 为正半

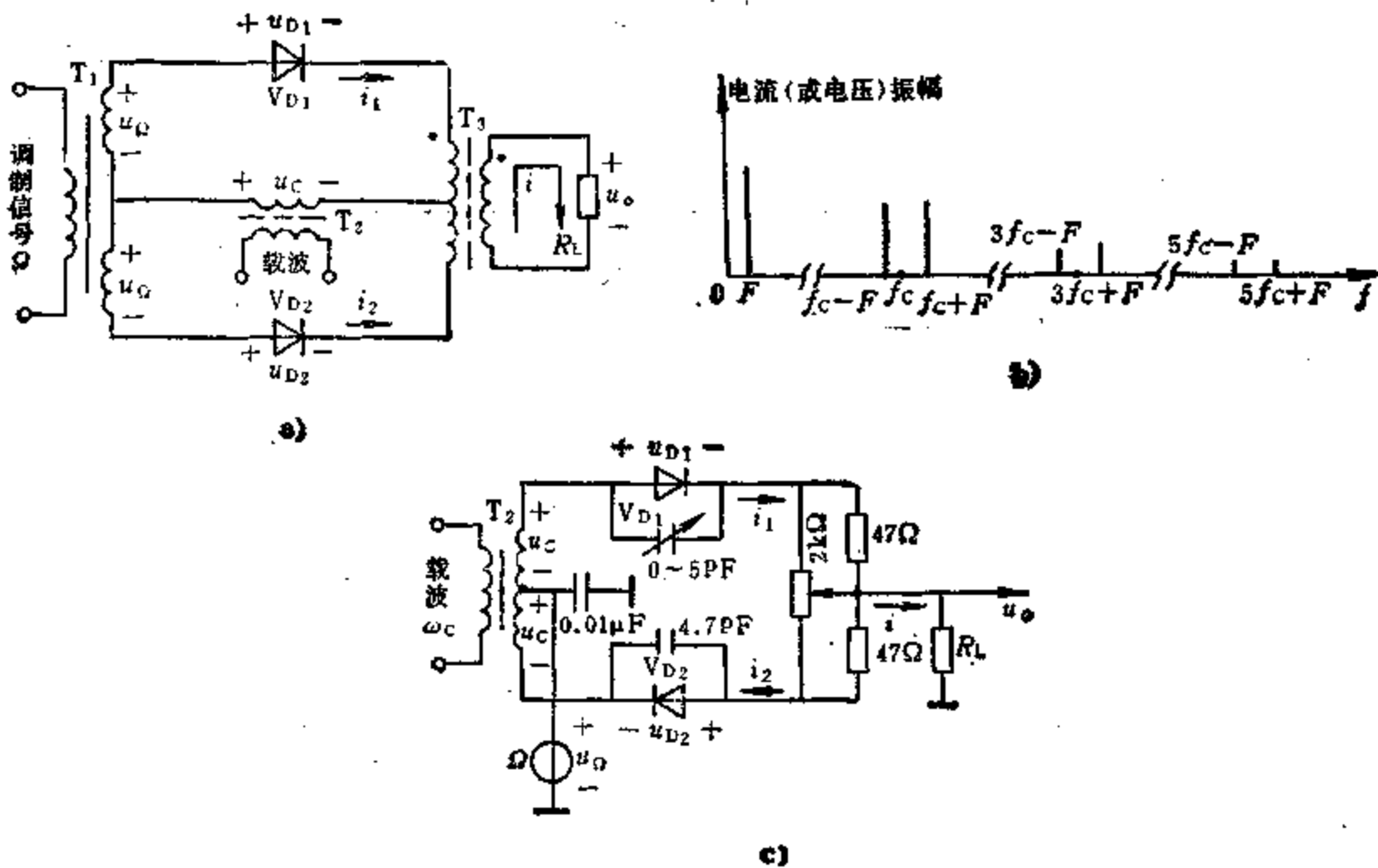


图5.5-6 开关型二极管平衡调幅电路
a) 基本电路 b) 输出电流 i 的频谱 c) 实用电路

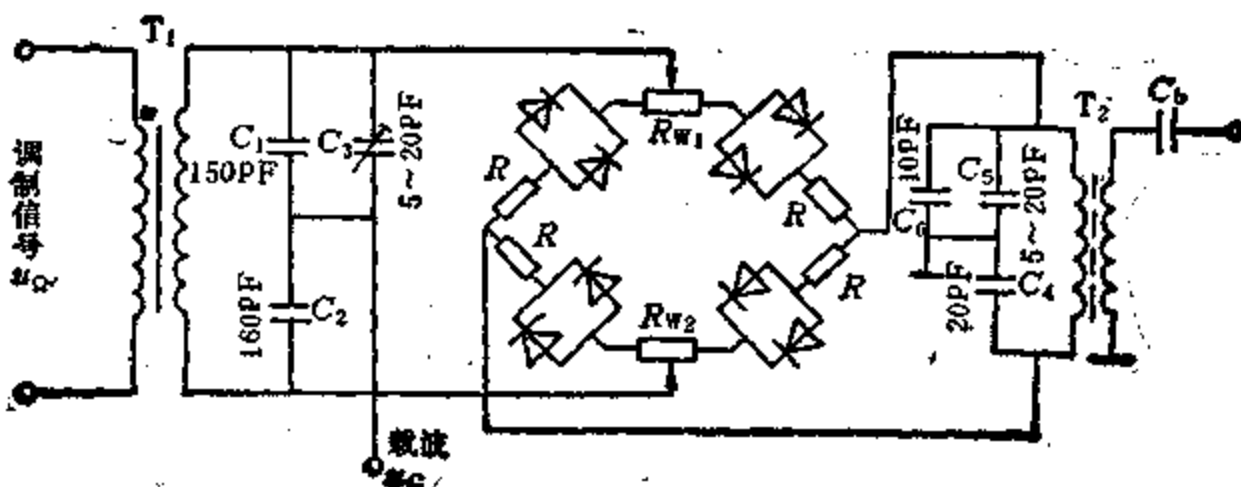
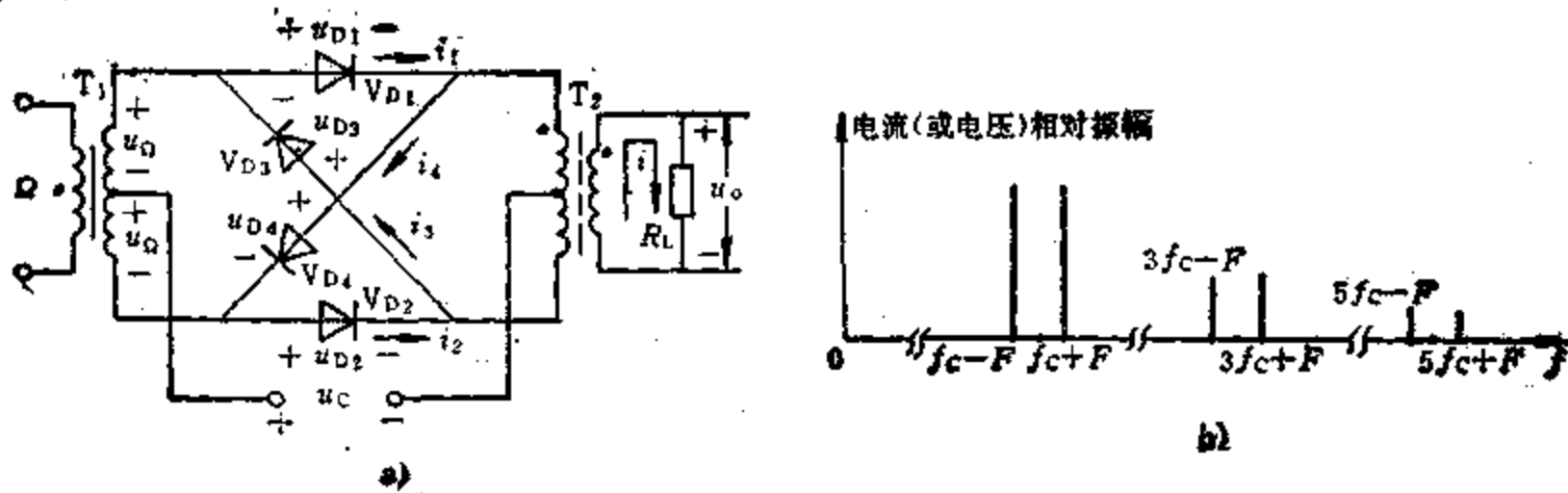


图5-5-7 开关型二极管环形调幅电路

a) 基本电路 b) 输出电流*i*的频谱 c) 实用电路

周时， V_{D1} 和 V_{D2} 导通， V_{D3} 和 V_{D4} 截止；在 u_c 为负半周时， V_{D3} 和 V_{D4} 导通， V_{D1} 和 V_{D2} 截止。由此可见，它相当于两个极性相反的开关型二极管平衡调幅电路。输出总电流*i*正比于 $[(i_1 - i_2) + (i_3 - i_4)]$ 的交流分量。经分析有

$$(i_1 - i_2) + (i_3 - i_4) = 2u_c G [K(\omega_c t) - K(\omega_c t - \pi)]$$

式中 $K(\omega_c t)$ 为 i_1 、 i_2 的开关函数； $K(\omega_c t - \pi)$ 为 i_3 、 i_4 的开关函数。它们分别为

$$K(\omega_c t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos \omega_c t - \frac{2}{3\pi} \cos 3\omega_c t + \dots$$

$$K(\omega_c t - \pi) = \frac{1}{2} - \frac{2}{\pi} \cos \omega_c t + \frac{2}{3\pi} \cos 3\omega_c t - \dots$$

不难得出 i 的频谱如图5-5-7 b 所示。 u_c 经中心频率为 f_c 的带通滤波器后，可得 DSB 信号。

图5-5-7 c 为环调电路的实用电路。在 T_1 二次级和 T_2 一次都接入平衡电容器组 C_1 、 C_2 、 C_3 和 C_4 、 C_5 、 C_6 。由于平衡电容器组与分布电容是并联的，当调节可变电容 C_3 和 C_6 时，就可使两端点到中心点的电容相等。采用电容分压法，不但平衡了分布电容，而且省去了变压器中心抽头。

在环路中，每臂用两个二极管并联，使四组二极管特性更容易做到一致。与二极管串联的固定电阻 R （一般选取大于10倍的二极管正向电阻）和电位器 R_{W1} 、 R_{W2} 是用来平衡二极管正向特性的。

由于环调的输出频谱较平调更为纯净，而且环调输出效率较平调高，所以，环调得到更为广泛的应用。

3) 模拟乘积平衡调幅电路 用模拟乘法器（符号见图5-5-8 a）构成产生 DSB 信号的平衡调幅电路是非常合适的。当乘法器 u_x 输入端加入载

波信号 $u_c = U_c \cos \omega_c t$, u_y 端输入调制信号 $U_a = U_a \times \cos \Omega t$, 则可在乘法器输出端得到 DSB 信号 u_o , 即

$$\begin{aligned} u_o &= K u_c u_a \\ &= K U_c \cos \omega_c t \cdot U_a \cos \Omega t \\ &= \frac{1}{2} K U_c U_a [\cos(\omega_c + \Omega) t + \cos(\omega_c - \Omega) t] \end{aligned}$$

式中 K 为乘法器增益系数 (V^{-1})。

由上式可见, 乘法器与带通滤波器联用, 则可输出 SSB 信号。

图 5-5-8 b 是采用 BG314 乘法器和运放 F007

组成的平衡调幅电路。 u_x 、 u_y 为两个信号输入端。 R_{WX} 、 R_{WY} 为 BG314 两输入端失调电压调零用电位器。调节恒流源偏置电阻 R_{WK} , 可调节乘法器的增益系数 K , 一般 $K = 0.1 V^{-1}$ 。接入运放的目的, 是将乘法器双端输出转换成单端输出并使电路有低输出阻抗, 从而提高电流输出能力。 R_{WZ} 用于对运放调零。对于该电路, 其输出电压 u_o 为

$$u_o = K' u_x u_y$$

式中 K' 为 BG314 的增益系数与运放增益的乘积 (V^{-1})。

BG314 外接元件阻值见表 5-5-2。

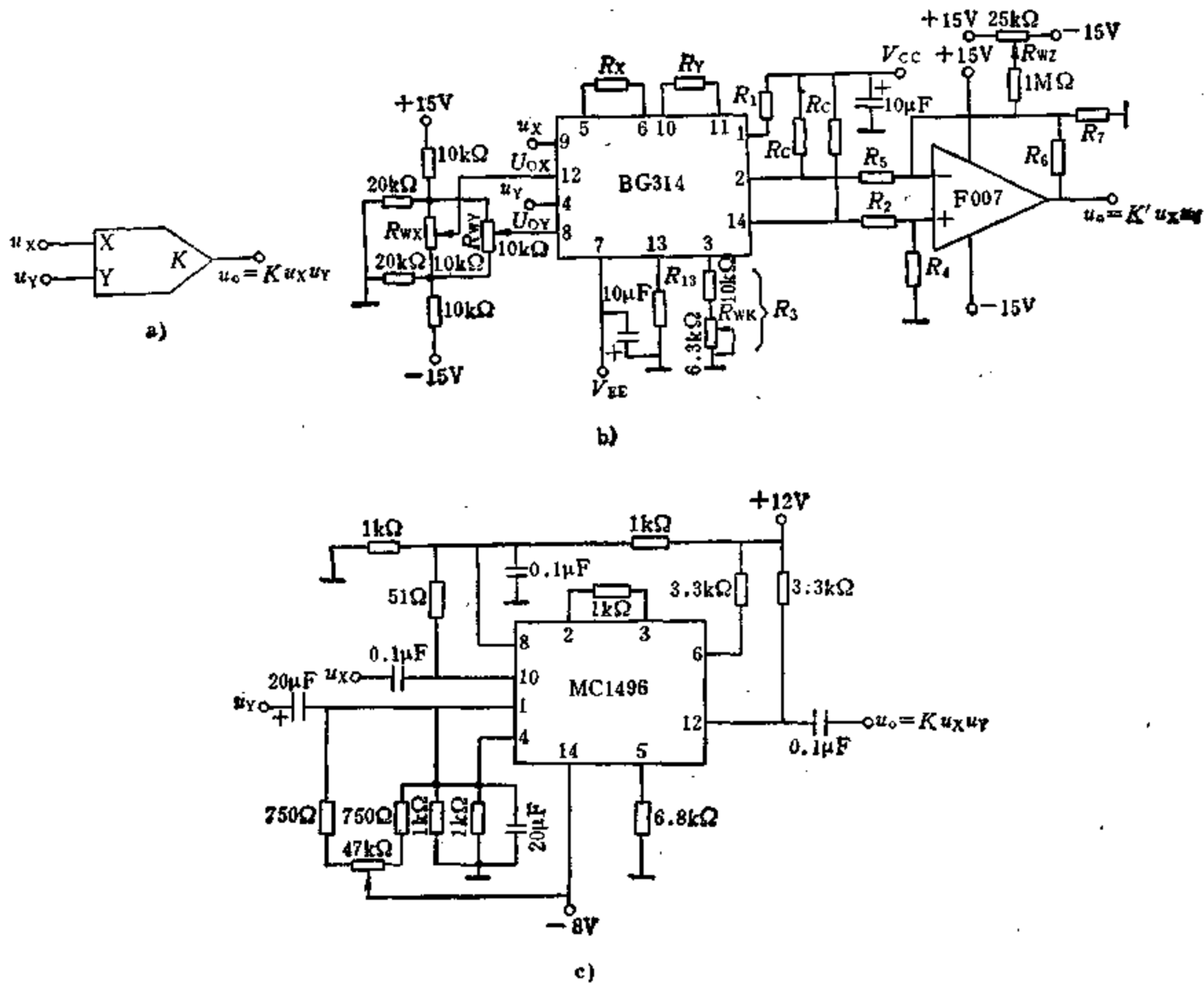


图 5-5-8 模拟乘积平衡调幅电路

a) 模拟乘法器符号 b) 采用 BG314 组成的平衡调幅电路 c) 采用 MC1496 组成的平衡调幅电路

表 5-5-2 BG314 外接元件阻值

电 阻 (kΩ)	R_1	R_2	R_3	R_4	R_5	R_6	R_7	R_{13}	R_C	R_X	R_Y	W_Z	
$V_{CC} = 15V$ $U_X = \pm 5V$	$V_{EE} = -15V$ $U_Y = \pm 5V$	3.3	100	13.8	11	121	121	15	13	3.3	8.2	8.2	25
$V_{CC} = 32V$ $U_X = \pm 10V$	$V_{EE} = -15V$ $U_Y = \pm 10V$	9.1	100	13.8	11	121	121	15	13	11	15	15	25

图 5-5-8 c 为采用 MC1496 组成的平衡调幅电路。

1.2 检波

1.2.1 基本概念

检波电路的作用是从调幅波中检取出原调制信号。常用的检波电路有三种：小信号平方律检波器、大信号包络检波器和同步检波器（又称乘积检波器）。前两种用于普通调幅的解调，而同步检波器主要用于 DSB 信号和 SSB 信号的解调。评价检波器的性能主要用如下三个指标：

(1) 电压传输系数（又称检波效率） K_d 。当输入为高频等幅信号 $U_C \cos \omega_C t$ 时， K_d 定义为

$$K_d = \frac{U_{\omega}}{U_C}$$

式中 U_{ω} 为检波器输出直流电压 (V)。

当输入为单音调幅信号 $u_i = U_C (1 + m_a \cos \Omega t) \cos \omega_C t$ 时， K_d 定义为

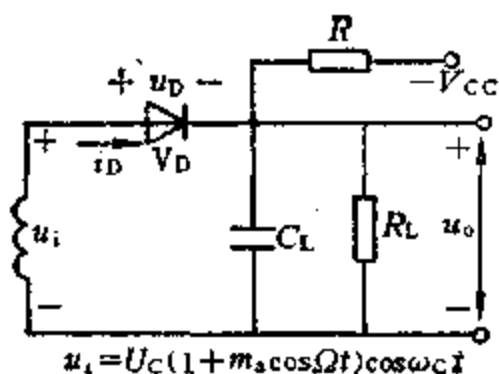
$$K_d = \frac{U_{\omega\Omega}}{m_a U_C}$$

式中 $U_{\omega\Omega}$ 为输出电压中调制分量振幅 (V)， $m_a U_C$ 为输入高频电压包络变化振幅 (V)。

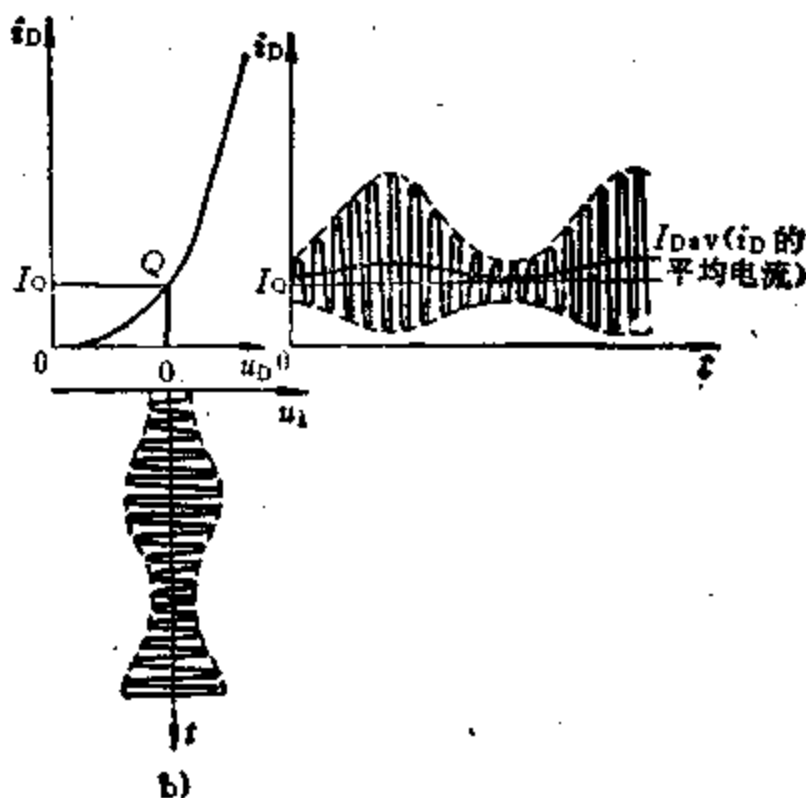
电压传输系数用来说明检波电路对输入高频信号的解调能力 (或效率)。

(2) 非线性失真系数 K_f 。当输入为单音调幅信号时， K_f 定义为

$$K_f = \frac{\sqrt{U_{\omega 2\Omega}^2 + U_{\omega 3\Omega}^2 + \dots}}{U_{\omega\Omega}}$$



a)



b)

图 5-5-9 小信号平方律检波器

a) 基本电路 b) 工作过程

式中 $U_{\omega 2\Omega}$ 、 $U_{\omega 3\Omega}$... 分别为输出电压中调制信号分量的二次谐波、三次谐波... 的振幅。

K_f 用来说明输出低频电压波形和输入调幅波包络形状的符合程度。

(3) 输入电阻 R_{id} R_{id} 定义为

$$R_{id} = \frac{U_C}{I_{C1}}$$

式中 U_C 为输入高频电压振幅 (V)， I_{C1} 为输入高频电流基波振幅 (A)。

通常检波电路接于中频放大器的输出端， R_{id} 视为它的负载，因此，总希望 R_{id} 尽量大些，以减小对中频放大器的影响。

1.2.2 检波电路

1. 小信号平方律检波器 小信号（一般输入电压在 0.2V 以下）检波是利用二极管伏安特性曲线的弯曲部分。其基本电路如图 5-5-9 所示。电源 $-V_{CC}$ 通过 R 对二极管 V_D 加入正偏压，使工作点 Q 置于特性曲线的弯曲部分。若忽略输出电压的反作用，则工作过程如图 5-5-9 b 所示。设输入信号 u_i 为单音余弦调幅信号即 $u_i = U_C (1 + m_a \cos \Omega t) \times \cos \omega_C t$ 时，二极管的电流 i_D 变为非对称波形，其中包含调制信号成分，经滤波，就会得到原调制信号。

当忽略输出电压 u_o 的反作用，经分析，流过 V_D 的电流 i_D 为

$$i_D = I_Q + \frac{1}{2} a_2 U_C^2 \left[\left(1 + \frac{m_a^2}{2} \right) + 2m_a \cos \Omega t + \frac{1}{2} \right]$$

$$\begin{aligned} & \times m_1^2 \cos 2\Omega t) \\ & + a_1 U_C \cos \omega_C t + \dots \\ & = I_{D_{av}} + I_{D1} \cos \omega_C t + \dots \end{aligned}$$

式中 a_1, a_2 为 V_D 的伏安特性展开系数; $I_{D_{av}}$ 为 i_D 中的平均电流; I_{D1} 为 i_D 中载波分量 ω_C 的振幅。

依上式可得平方律检波器的各项指标为
电压传输系数 K_d 为

$$K_d = a_2 R_L U_C$$

一般 U_C 是很小的, 故其 K_d 也小, 即检波效率低。

输入电阻为

$$R_{id} = \frac{U_C}{I_{D1}} = \frac{1}{a_1}$$

$\frac{1}{a_1}$ 实际为二极管工作点处特性曲线斜率的倒数, 相应于二极管导电电阻 r_d , 所以 $R_{id} = r_d$, 数值较小。

非线性失真系数为

$$K_f = \frac{1}{4} m_a$$

当 $m_a = 100\%$ 时, $K_f = 25\%$, 故其非线性失真较大。

由于此类检波器存在如上缺点, 因此, 在通信接收机中很少采用, 而在测量仪表中应用较多。

2. 大信号(0.5V以上)检波器(包络检波器)

1) 串联型二极管峰值包络检波器 该种检波器的原理电路如图5-5-10 a 所示。在电路中, 信号源 u_i 、二极管 V_D 和检波负载 $R_L C_L$ 是串联相接的, 故称之为串联型二极管峰值包络检波器。电路是利用 V_D 单向导电和检波负载 $R_L C_L$ 充放电而工作的。 V_D 的导通与否决定于高频输入电压 u_i 和输出电压 u_o (即电容 C_L 上的电压 u_{CL}) 之差 ($u_i - u_o$)。在高频信号正半周 ($u_i - u_o > 0$) 期间 V_D 导通, 流过 V_D 的高频电流 i_D 对 C_L 充电, 充电时间常数为 $r_d C_L$ (r_d 很小为 V_D 导通时的内阻) 很小, u_o 在很短时间内就接近高频电压最大值。在 ($u_i - u_o < 0$) 期间, V_D 截止, 电容 C_L 通过 R_L 放电, 由于放电时间常数 $R_L C_L (\gg r_d C_L)$ 远大于高频信号周期, 故放电很慢, 这样不断地循环反复充放电, 就得到如图5-5-10 b 中电压波形。由于 u_o 与 u_i 的幅度相当接近, 峰值包络检波由此而得名。

图5-5-10 c 为检波二极管电流电压波形, i_D 呈脉冲状, 其幅度随 u_i 包络的变化而变化, i_D 中含有的平均电流 $I_{D_{av}}$ 在负载 R_L 上的压降即为输出电压 u_o 。可以证明, 当 $u_i = U_C (1 + m_a \cos \Omega t) \cos \omega_C t$ 时, u_o 中调制信号分量 u_{Ω} 为

$$u_{\Omega} = \frac{R_L}{\pi r_d} (\sin \theta - \theta \cos \theta) m_a U_C \cos \Omega t$$

式中 θ 为二极管导通时通角之半, 它为仅与 r_d 与

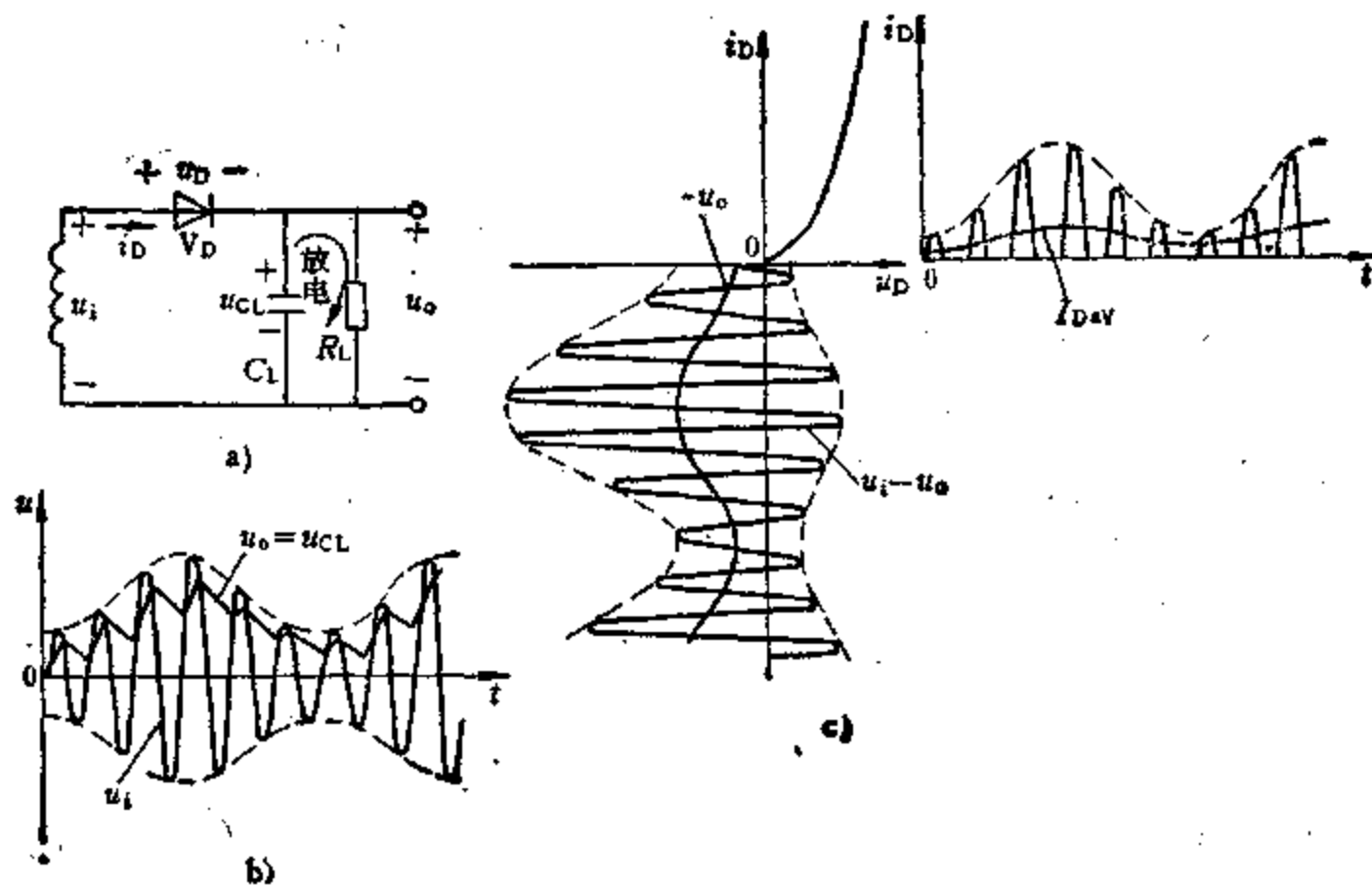


图5-5-10 串联型二极管峰值包络检波器

a) 原理电路 b) 波形图 c) 检波二极管电流电压波形

表5-5-3 r_d/R_L 、 R_{id}/R_L 与 θ 的关系

r_d/R_L	0	0.00057	0.0046	0.017	0.045	0.1	0.22	0.51	1.36	∞
θ	0°	10°	20°	30°	40°	50°	60°	70°	80°	90°
$\cos \theta = K_d$	1	0.99	0.94	0.87	0.77	0.64	0.50	0.34	0.17	0
R_{id}/R_L	0.50	0.51	0.54	0.59	0.69	0.84	1.11	1.69	3.5	∞

R_L 有关的一个常数。 θ 、 R_L 、 r_d 三者的关系为

$$\cos \theta = \frac{R_L}{\pi r_d} (\sin \theta - \theta \cos \theta)$$

则

$$u_{o\Omega} = \cos \theta m_a U_C \cos \Omega t$$

上式表明， $u_{o\Omega}$ 与调制信号成正比，所以大信号包络检波也称线性检波。

此种检波器的电压传输系数为

$$K_d = \cos \theta$$

可根据 r_d/R_L 值，通过表5-5-3查出 K_d 值。

此种检波器的输入电阻为

$$R_{id} = \frac{R_L (\sin \theta - \theta \cos \theta)}{\cos \theta (\theta - \sin \theta \cos \theta)}$$

R_{id} 决定于 θ ，即取决于 r_d/R_L ，因此，也可根据 r_d/R_L 值，通过表5-5-3查出 R_{id} 值。

包络检波器常有两种非线性失真：一是对角切割失真（亦称惰性失真）、二是负峰切割失真（亦称削波失真）。

图5-5-11示出对角切割失真情况。产生该种失真的原因是检波电路的时间常数 $R_L C_L$ 选得过大，以使电容 C_L 的放电速率跟不上包络变化速率所造成的。为了避免对角切割失真的产生，对于单音调制选取时间常数 $R_L C_L$ 时必须满足下式

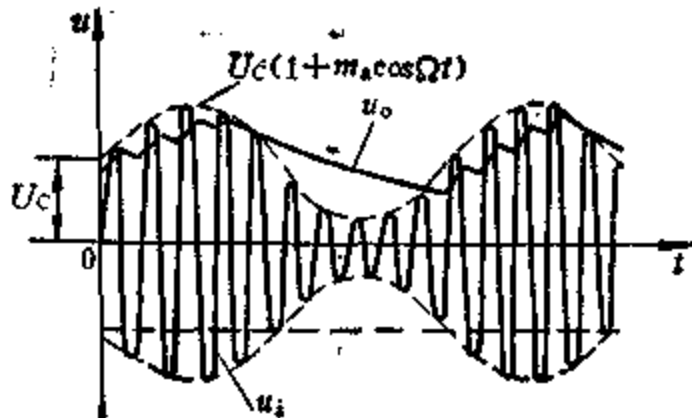


图5-5-11 对角切割失真

$$R_L C_L \leq \frac{\sqrt{1-m_a^2}}{\Omega m_a}$$

上式表明， m_a 和 Ω 越大，包络下降速度越快，

避免产生对角切割失真所要求的 $R_L C_L$ 值就越小。在多音调制时，作为工程估算， Ω 和 m_a 应取其中的最大值。

图5-5-12示出负峰切割失真情况。它是由检波器的低频交流负载电阻 R_o ($= \frac{R_L R'_L}{R_L + R'_L}$) 与直流负载电阻 R_L 不同而引起的。造成交直流负载电阻不同的原因是数值较大的隔直流电容 C_C 的存在。在稳态情况下 C_C 上有一直流电压 $U = (\sim U_C)$ ，它在 R_L 上的压降为

$$U_{RL} = U_C \frac{R_L}{R_L + R'_L}$$

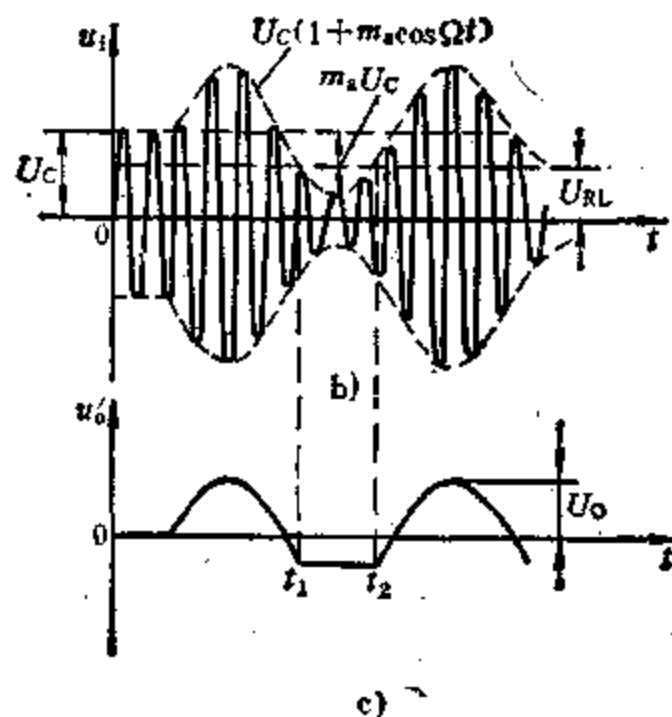
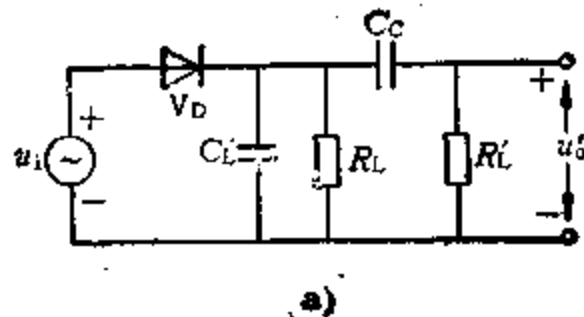


图5-5-12 耦合电容 C_C 引起的负峰切割失真

a) 检波器与下级的耦合电路 b) 输入信号波形
c) 输出信号波形

U_{RL} 对二极管而言是负的。当 m_a 较大时，输入调

幅波包络的负半周可能低于 U_{RL} ，在这期间 ($t_1 \sim t_2$) 二极管截止，因此，产生如图 5.5-12 c 的波形失真，它将输出低频电压负峰切割。欲不产生此类失真，必须保证 $(U_C - m_a U_C) > U_{RL}$ 即

$$m_a < \frac{R_L'}{R_L + R_L'} = \frac{R_Q}{R_L}$$

图 5.5-13 是半导体收音机中检波级及有关附加电路的典型实例。 R_1 、 R_2 、 R_{L2} 组成外加正向偏置电路。通过 -6V 电源给二极管 V_D 提供一固定的正向偏流 (通常在 20~50 μ A 左右)，用以提高检波效率。 $R_2 C_2$ 组成低通滤波器，用来滤除 R_{L2} 两端输出中的低频交流分量，取出其中的直流分量，加到前级中放管的基极，作为自动增益控制电压。检波器的输出滤波电路，接成 π 型滤波电路，这样，不但可以进一步滤除输出电压中的残余高频分量，而且有利避免产生负峰切割失真。

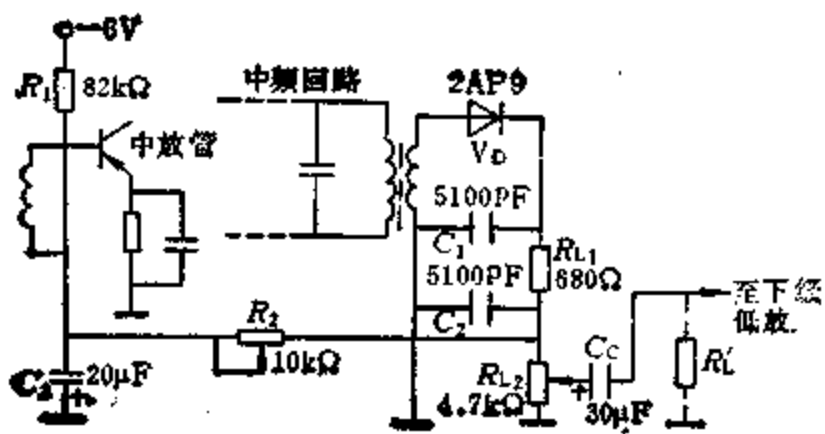


图 5.5-13 半导体收音机的检波级及有关附加电路

图 5.5-14 是电视接收机图象检波器的实际电路。由于调制信号为高达 6MHz 的图象信号，为保证不产生对角切割失真，且避免检波后高端频率处产生频率失真，电容 C_1 选得比较小。由于 C_1 较小，只靠它滤除高频分量还不够，为此又接入 LC_2 滤波器。电阻 R_2 与二极管串联，能改善检波线性。这时传输系数有所下降，但一般改变不大。

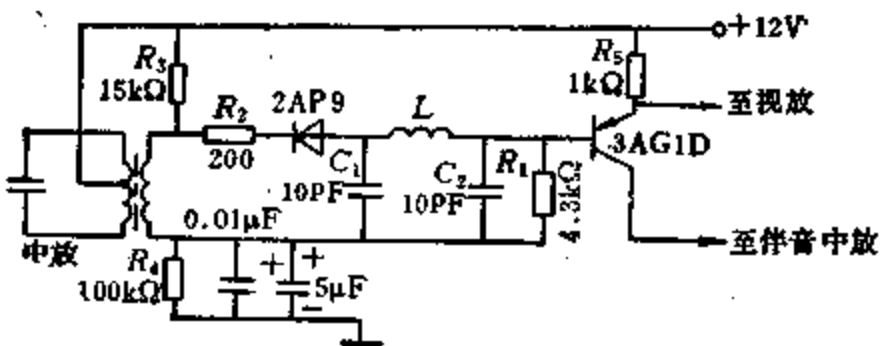


图 5.5-14 电视接收机检波电路

2) 并联型二极管峰值包络检波器 这种检波器的原理电路见图 5.5-15 a。图中 C_L 是负载电容，

R_L 是负载电阻， R_L 与二极管 V_D 并联，为 V_D 电流中的平均分量提供通路。鉴于 R_L 与 V_D 并联，故将这种电路称为并联型电路。

并联型电路具有与串联型电路相同的检波过程。当 V_D 导通时， u_i 向 C_L 充电，充电时间常数为 $r_d C_L$ ；当 V_D 截止时， C_L 通过 R_L 放电，放电时间常数为 $R_L C_L$ 。图 5.5-15 b 为并联型电路中电压波形。由图可见， R_L 上的电压 u_o 有很大的高频成分，若加一节由 $R_L' C_L'$ 组成的低通滤波器 (图中用虚线表示) 即可取出输出电压 u_o' 。

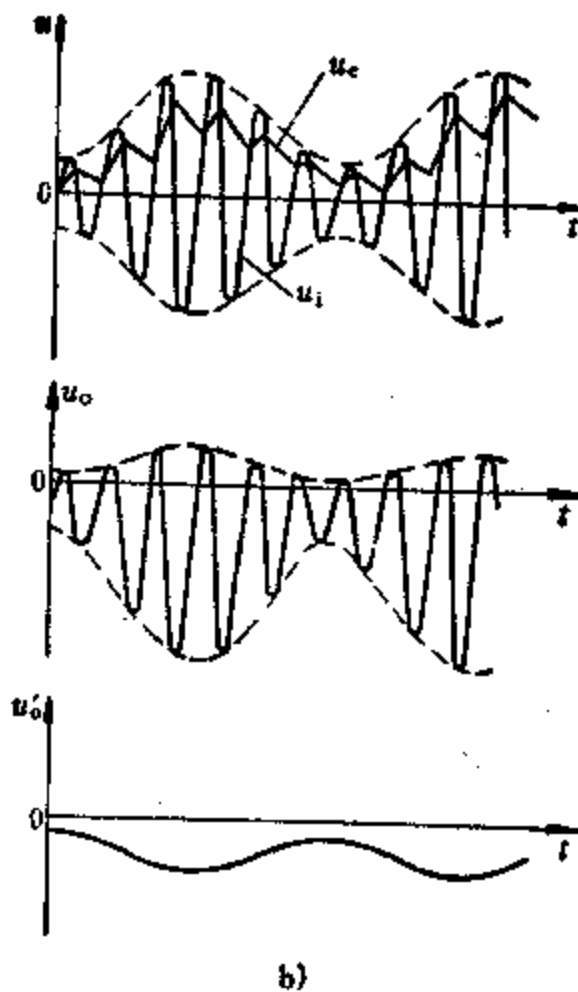
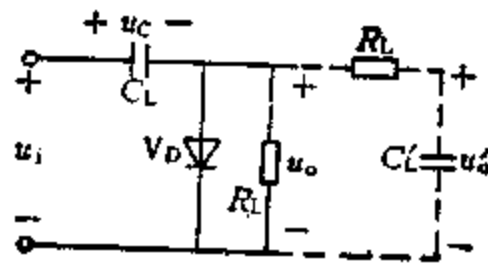


图 5.5-15 并联型二极管峰值包络检波器
a) 原理电路 b) 波形图

并联型电路具有电压传输系数比串联型电路低 (由于低通滤波器的 R_L' 与 C_L' 两端所接电阻的分压损失)，输入电阻 R_{i1} 也较低 ($R_{i1} \approx \frac{1}{3} R_{L1}$) 的缺点。其优点是 C_L 可以兼有隔直流电容的作用，电路较为简单。故并联型电路一般用于需要隔离高频信号源中所含直流电压的电路中。

3) 均值包络检波器 图5-5-16 a 为采用晶体管V和 $R_L C_L$ 低通滤波器组成的均值包络检波电路。由图5-5-16 b 可以看出: 放大器V选用乙类工作状态。当放大器加入高频调幅波 u_i 时, 集电极电流便呈余弦脉冲序列波形, 集电极脉冲电流的最大值 i_{Cmax} 将随 u_i 包络的变化规律而变化, 集电极电流中的平均电流 I_{Cav} 自然也按同样规律变化。在负载电阻 R_L 上取出此信号即为与原调制包络变化规律相一致的输出电压 u_o 。由于 u_o 是从集电极电流脉冲平均值获得的, 而 u_o 的变化规律又依从于 u_i 的包络变化, 故称之为均值包络检波器。

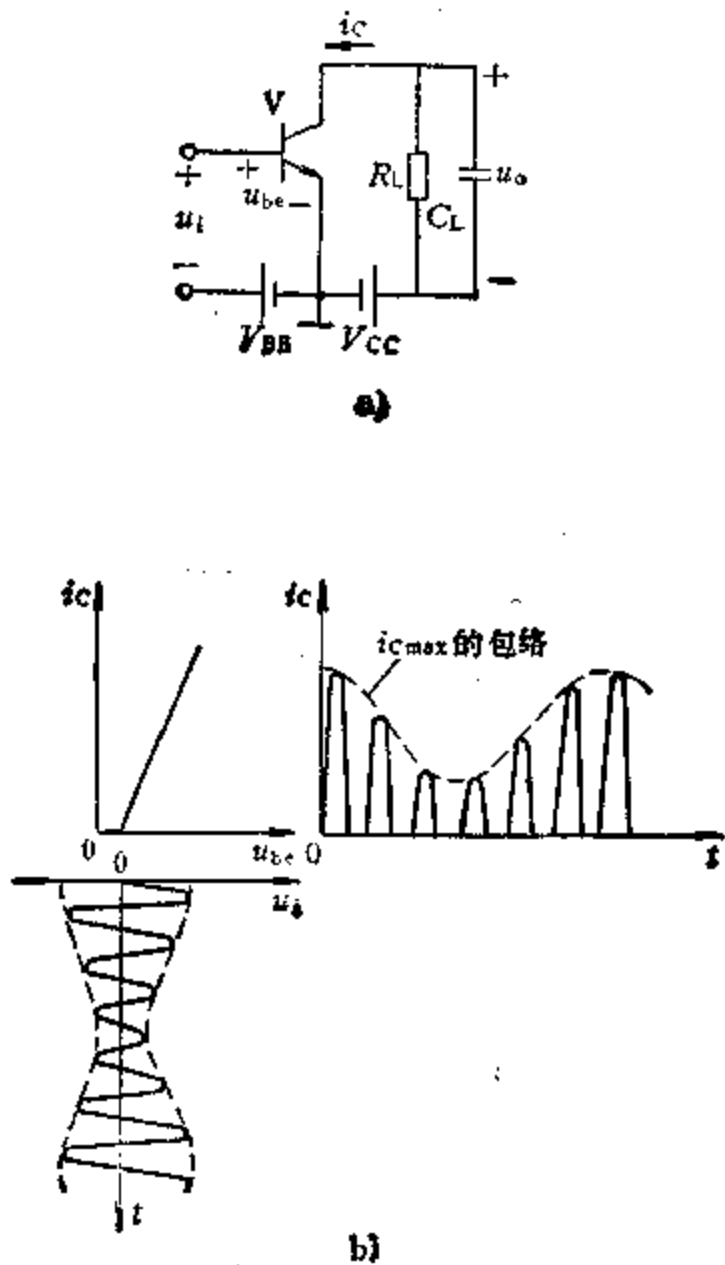


图5-5-16 均值包络检波器
a) 原理电路 b) 工作波形

3. 同步检波 (又称乘积检波或相干检波) 器
图5-5-17为同步检波原理方框图。同步检波要求在接收端必须有一个与输入载波同频同相 (即同步或相干) 的本地载波信号 $u_L(t)$, 此信号与输入已调波相乘产生一个含有原调制信号成分和其他频率成分的组合信号, 经低通滤波后, 检取出原调制信号。乘积检波器通常用于解调DSB信号和SSB信

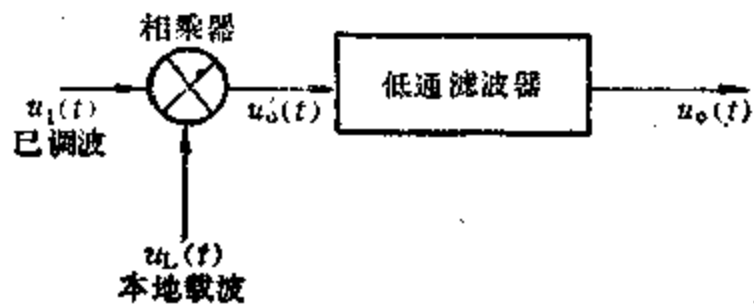


图5-5-17 同步检波原理方框图

号。

当DSB信号 $u_i(t) = U_{DSB} \cos \Omega t \cos \omega_c t$, 本地载波 $u_L(t) = U_L \cos \omega_c t$, 同时加入乘法器时, 则乘法器输出电压 $u_o'(t)$ 为

$$\begin{aligned} u_o'(t) &= K u_i(t) u_L(t) \\ &= \frac{1}{2} K U_{DSB} U_L \cos \Omega t + \frac{1}{4} K U_{DSB} U_L \cos(2\omega_c + \Omega) t + \frac{1}{4} K U_{DSB} U_L \cos(2\omega_c - \Omega) t \end{aligned}$$

$u_o'(t)$ 经低通滤波器, 滤除高频成分, $u_o(t)$ 即为选出所需的原调制信号分量 Ω 。

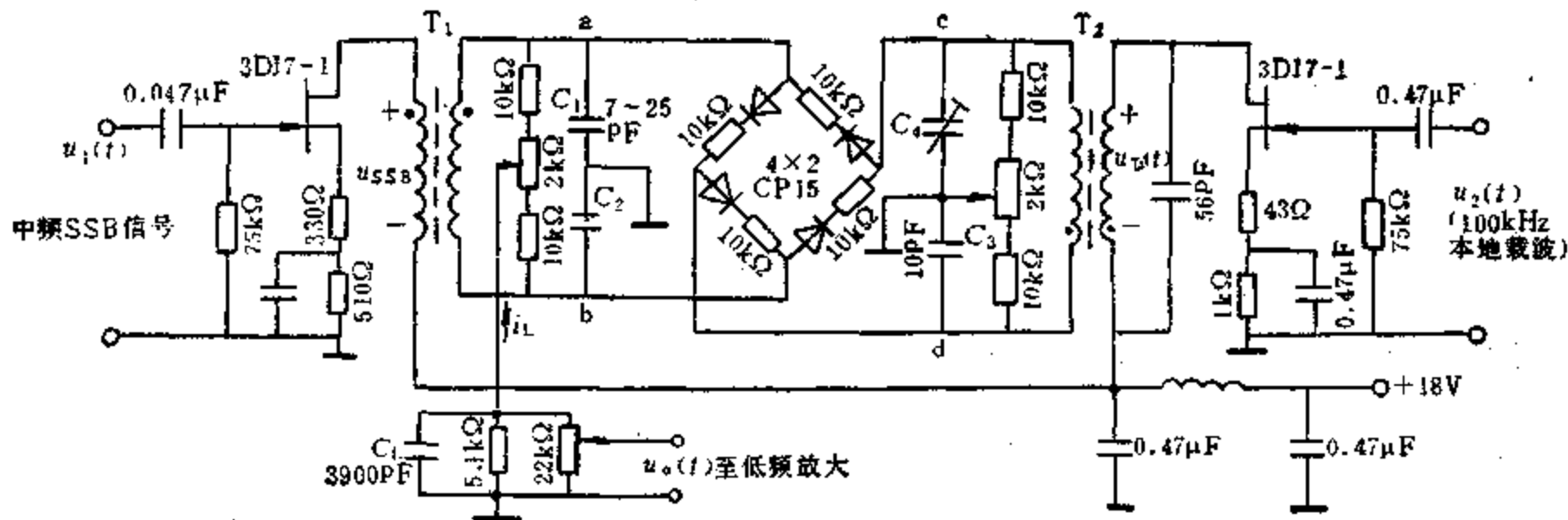
当SSB信号 $u_i(t) = U_{SSB} \cos(\omega_c + \Omega) t$, 本地载波 $u_L(t) = U_L \cos \omega_c t$ 同时加入乘法器时, 乘法器输出电压 $u_o'(t)$ 为

$$\begin{aligned} u_o'(t) &= K u_i(t) u_L(t) \\ &= \frac{1}{2} K U_{SSB} U_L \cos \Omega t + \frac{1}{2} K U_{SSB} U_L \cos(2\omega_c + \Omega) t \end{aligned}$$

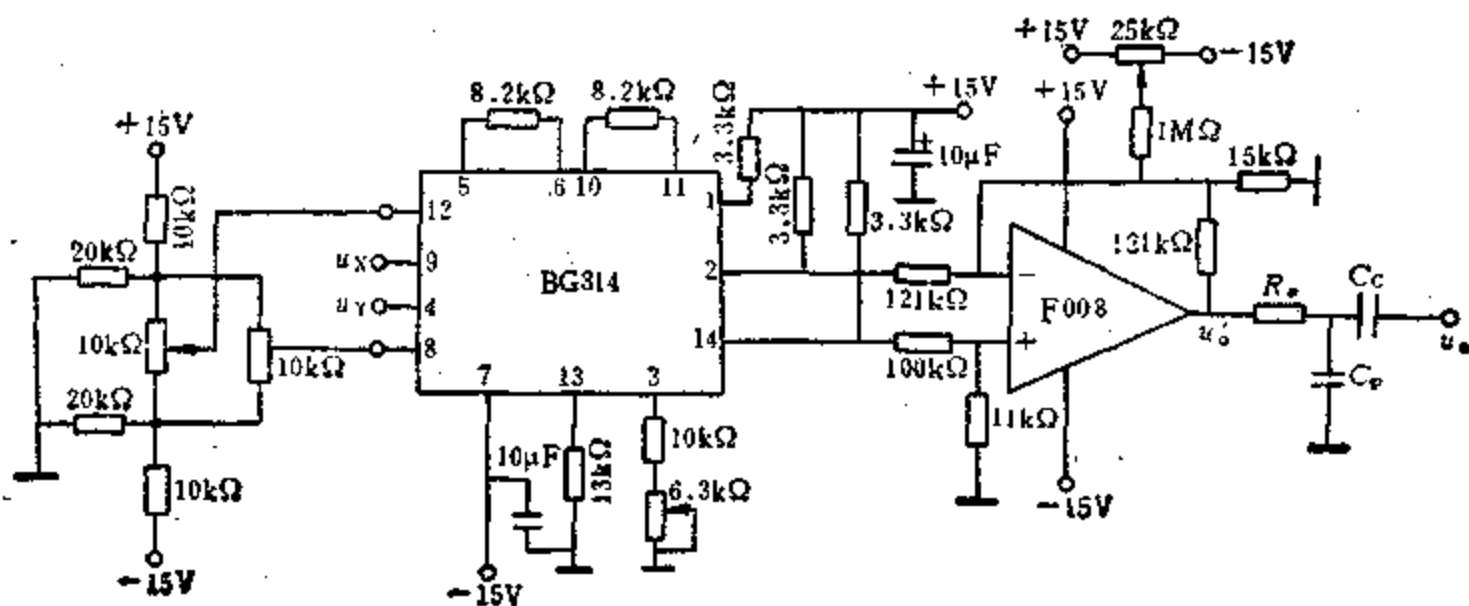
$u_o'(t)$ 经低通滤波器, $u_o(t)$ 即为所需要的原调制信号分量 Ω 。

实现乘积检波的电路有平衡、环形、桥式电路以及采用集成模拟乘法器构成的电路等。其中以开关型二极管环形乘积检波器以及由集成模拟乘法器组成的乘积检波器应用较多。

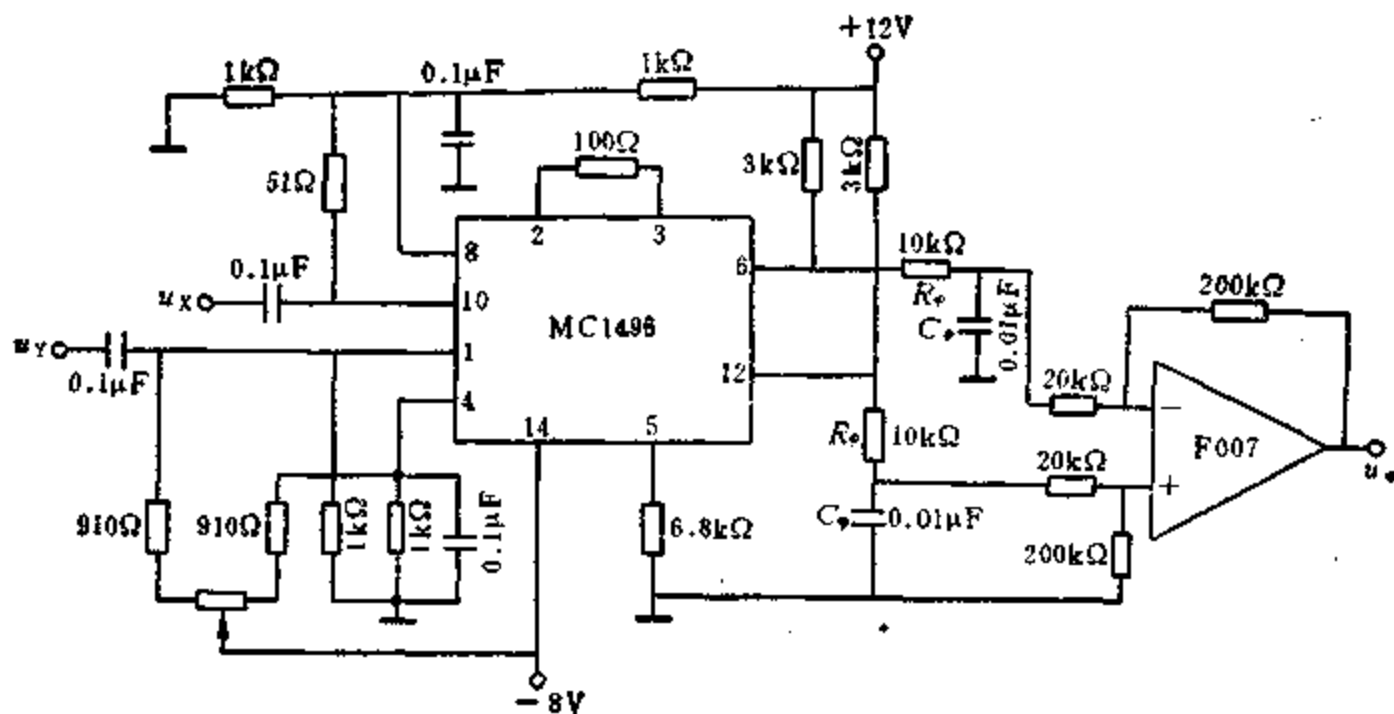
图5-5-18 a 是一个开关型二极管环形乘积检波器的实用电路, 用于解调SSB信号。图中 $u_{SSB} = U_{SSB} \cos(\omega_c + \Omega) t$, $u_L(t) = U_L \cos \omega_c t$, 为了减少解调失真, 通常 $U_L \gg U_{SSB}$, 并让 U_L 达到对二极管起开关作用。对该电路采用与开关型二极管环形调制器 (图5-5-7 a) 的类似分析方法, 不难得到 $i_L(t)$ 中含有调制信号成分 Ω 和其他高频成分的结论。 $i_L(t)$ 中含有的高频成分将被并接于输出端的高频旁路电容 C_L 滤除, $u_o(t)$ 即为检出的原调制信号。



a)



b)



c)

图5-5-18 乘积检波器

- a) 开关型二极管环形乘积检波器
- b) 采用模拟乘法器BG314组成的乘积检波器
- c) 采用模拟乘法器MC1496组成的乘积检波器

图5·5-18 a 中两个变压器 T_1 、 T_2 都跨接了两个 $10k\Omega$ 电阻和一个 $2k\Omega$ 的电位器，电位器的动点代替中心抽头，这样不仅在工艺上可以简化，而且便于调节抽头位置，保证对称平衡。电容 C_1 、 C_2 、 C_3 、 C_4 用来平衡变压器各点 (a、b、c、d 点) 对地分布电容不等的影响。串接在二极管上的 $10k\Omega$ 电阻是用来平衡二极管正向特性的。

图5·5-18 b 和 c 分别是由 BG314 和 MC1496 构成的乘积检波器。它们也是目前应用较多的一种电路。电路中低通滤波器采用简单的 RC 电路 $R_p C_p$ 。已调信号由 u_x 端输入，本地载波由 u_T 端输入。运放用来将乘法器的双端输出转换为单端输出电路。

2 角度调制及解调电路

2.1 角度调制

FM 是用调制信号去控制高频振荡 (载波) 的频率，使高频振荡的瞬时频率按调制信号的规律变化；PM 是用调制信号去控制载波的相位，使其瞬时相位按调制信号的规律变化。这两种调制都表现为高频振荡的总相角受到调变，所以统称为角度调制。和振幅调制相比，角度调制的主要优点是抗干扰性强。FM 主要用于广播、电视、通信及无线电测量技术等领域中；PM 主要应用于数字通信系统中的移相键控。

2.1.1 调角波的性质

1. FM 波与 PM 波的比较 当未调载波为

$u_c(t) = U_c \cos \omega_c t$ ，调制信号为单音余弦 $u_\Omega(t) = U_\Omega \cos \Omega t$ 时，根据定义，FM 波的瞬时角频率 $\omega(t)$ 应为

$$\omega(t) = \omega_c + K_f U_\Omega \cos \Omega t$$

式中 K_f 为比例常数，表示单位调制电压所引起的频移 (相对于载波角频率 ω_c)。PM 波的瞬时相位 $\varphi(t)$ 应为

$$\varphi(t) = \omega_c t + K_p U_\Omega \cos \Omega t$$

式中 K_p 为比例常数，表示单位调制电压所引起的相位偏移 (相对于载波相位 $\omega_c t$)。

FM 波和 PM 波的比较见表 5·5-4。

2. 调角波的频谱与带宽 (B) 由于 FM 波与 PM 波的方程相似，因此，只要分析其中一种的频谱，则另一种也完全适用。所不同的是一个用 m_f ，另一个用 m_p 。

对于单音余弦调制的 FM 信号 $u_f(t) = U_c \times \cos(\omega_c t + m_f \sin \Omega t)$ 可展开为

$$\begin{aligned} u_f(t) = & U_c J_0(m_f) \cos \omega_c t + U_c J_1(m_f) [\cos(\omega_c + \Omega)t - \cos(\omega_c - \Omega)t] + U_c J_2(m_f) \\ & \times [\cos(\omega_c + 2\Omega)t + \cos(\omega_c - 2\Omega)t] + U_c J_3(m_f) [\cos(\omega_c + 3\Omega)t - \cos \\ & \times (\omega_c - 3\Omega)t] + \dots \\ & + U_c J_n(m_f) [\cos(\omega_c + n\Omega)t \\ & + (-1)^n \cos(\omega_c - n\Omega)t] \end{aligned}$$

由上式可见，单音调制的 FM 波，载频分量上下各有无数个边频分量，它们与载频分量相隔都是调制信号角频率 Ω 的整数倍。载频分量与边频分

表 5·5-4 FM 波与 PM 波的比较

	调制信号 $u_\Omega(t)$ ；载波 $U_c \cos \omega_c t$		调制信号 $U_\Omega \cos \Omega t$ ；载波 $U_c \cos \omega_c t$	
	FM 波	PM 波	FM 波	PM 波
数学表示式	$U_c \cos \left[\omega_c t + K_f \int_0^t u_\Omega(t) dt \right]$	$U_c \cos[\omega_c t + K_p u_\Omega(t)]$	$U_c \cos[\omega_c t + m_f \sin \Omega t]$	$U_c \cos[\omega_c t + m_p \cos \Omega t]$
瞬时角频率 $\omega(t)$	$\omega_c + K_f u_\Omega(t)$	$\omega_c + K_p \frac{du_\Omega(t)}{dt}$	$\omega_c + K_f U_\Omega \cos \Omega t$	$\omega_c - K_p U_\Omega \Omega \sin \Omega t$
瞬时相位 $\varphi(t)$	$\omega_c t + K_f \int_0^t u_\Omega(t) dt$	$\omega_c t + K_p u_\Omega(t)$	$\omega_c t + \frac{K_f U_\Omega}{\Omega} \sin \Omega t$	$\omega_c t + K_p U_\Omega \cos \Omega t$
频偏 $\Delta\omega$	$\Delta\omega_f = K_f u_\Omega(t) _{\max}$	$\Delta\omega_p = K_p \left \frac{du_\Omega(t)}{dt} \right _{\max}$	$\Delta\omega_f = K_f U_\Omega = m_f \Omega$	$\Delta\omega_p = m_p \Omega$
调制指数 m	$m_f = K_f \left \int_0^t u_\Omega(t) dt \right _{\max}$	$m_p = K_p u_\Omega(t) _{\max}$	$m_f = \frac{K_f U_\Omega}{\Omega}$	$m_p = K_p U_\Omega$

注：1. m 为调制指数，是指调角波的最大相位偏移 (相对于 $\omega_c t$)。 m_f 为调频指数； m_p 为调相指数。

2. $\Delta\omega$ 为频偏，它是指调角波的最大角频率偏移 (相对于 ω_c)。 $\Delta\omega_f$ 为调频波的频偏； $\Delta\omega_p$ 为调相波的频偏。

表5-5-5 贝塞尔函数表

边频次数	$J_0(0.5)$	$J_1(1)$	$J_2(2)$	$J_3(3)$	$J_4(4)$	$J_5(5)$	$J_6(6)$	$J_7(7)$	$J_8(8)$	$J_9(9)$	$J_{10}(10)$	$J_{11}(11)$	$J_{12}(12)$	$J_{13}(13)$	$J_{14}(14)$
0	93.85	76.52	22.39	-26.06	-39.71	-17.76	15.06	30.01	17.17	-9.03	-24.59	-17.12	4.77	20.69	17.11
1	24.23	44.01	57.67	33.91	-6.60	-32.76	-27.67	-0.47	23.46	24.53	4.35	-17.68	-22.34	-7.53	13.34
2	3.0	11.49	35.28	48.61	36.41	4.66	-24.29	-30.14	-11.30	14.48	25.46	13.90	-8.49	-21.77	-15.20
3		1.96	12.89	30.91	43.02	36.48	11.48	-16.76	-29.11	-18.09	5.84	22.73	19.51	0.33	-17.68
4		0.25	3.40	13.20	28.11	39.12	35.76	15.78	-10.54	-26.55	-21.96	-1.50	18.25	21.93	7.62
5			0.70	4.30	13.21	26.11	36.21	34.79	18.58	-5.50	-23.41	-23.83	-7.35	13.16	22.04
6			0.12	1.14	4.91	13.11	24.58	33.52	33.76	20.43	-1.45	-20.16	-24.37	-11.80	8.12
7				0.26	1.52	5.34	12.96	23.36	32.06	32.75	21.67	1.84	-17.03	-24.06	-15.08
8					0.40	1.84	5.65	12.80	22.35	30.51	31.79	22.50	4.51	-14.10	-23.20
9						0.55	2.12	5.89	12.63	21.49	29.19	30.89	23.04	6.70	-11.43
10						0.15	0.70	2.35	6.10	12.47	20.75	28.04	30.05	23.38	8.50
11							0.20	0.83	2.56	6.22	12.31	29.10	27.04	29.27	23.57
12								0.27	0.96	2.74	6.34	12.16	19.53	26.16	28.55
13								0.08	0.33	1.08	2.90	6.43	12.01	19.01	25.36
14									0.10	0.39	1.20	3.04	6.50	11.88	18.55
15									0.03	0.13	0.45	1.30	3.10	6.56	11.74
16										0.04	0.16	0.51	1.40	3.27	6.61
17											0.95	0.19	0.57	1.49	3.37
18												0.06	0.22	0.63	1.58
19													0.08	0.25	0.68
20														0.09	0.28
21														0.03	0.10
22															0.04

中
法
本

量的振幅由对应的贝塞尔函数 $J_n(m_f)$ 的值决定，并可根据不同 m_f 值查贝塞尔函数表（见表5-5-5）得到。

由贝塞尔函数理论证明，当 $n > (m_f + 1)$ 时， $J_n(m_f)$ 之值就小于0.1。如果将小于未调载波振幅10%的边频分量忽略不计，FM波的频带宽度为

$$B = 2(m_f + 1)F \\ = 2(\Delta f_f + F)$$

式中 $F = \frac{\Omega}{2\pi}$ ； $\Delta f_f = \frac{\Delta\omega_f}{2\pi}$ 。

实用中，为了减小失真和干扰，FM波的通频带还应加宽一些，通常取：

$$B = 2(1 + m_f + \sqrt{m_f})F$$

不难分析，FM波所占带宽几乎与 F 无关，这是模拟通信系统中广泛采用FM制的重要原因之一。

2.1.2 角度调制电路

1. FM电路 产生FM信号的常用方法有：直接FM法和间接FM法。直接FM法的优点是线路简单，易于获得较大的频偏。缺点是中心频率不易稳定；间接FM法的优点是易于保持中心频率的稳定，缺点是不易获得大的频偏，要使频偏满足要求，通常在调制后要加以多次倍频，因而使发射线路结构复杂。所以，间接FM法，通常使用于固定频率的广播电台。对于波段工作的中小功率移动电台，通常采用直接FM法。在无线电技术领域，目前应用较多的是直接FM。产生FM信号的电路叫调频器。对它的主要要求有：已调波瞬时频率与调制信号的瞬时电压成比例地变化；已调波的中心频率具有一定的稳定度；调制灵敏度（每单位调制电压所产生的频偏）要高；无寄生调幅或寄生调频尽可能小。

1) 直接FM电路 直接FM的基本原理是用调制信号直接线性地改变载波振荡的瞬时频率。因此，凡是能直接影响载波振荡瞬时频率的元件或参数，只要能用调制信号去控制它们，都可完成直接FM任务。变容二极管、电容式话筒以及具有铁氧体磁芯的电感线圈等都可以等效为可控电容或可控电感，如果将它们作为LC载波振荡器振荡回路中的一个元件，即可实现直接FM。

变容二极管是一种压控的可变电容元件，用它实现直接FM，由于电路简单，性能优良，已成为目前应用最广泛的FM电路。

图5-5-19a是变容二极管FM实用电路。图

中载波频率为90MHz的振荡器，实际上可等效地看成为电容三点式的振荡电路。变容二极管的直流偏压由-9V的电源分压得2.5V左右。调制信号经47μH的高频扼流圈接入，以免高频振荡被调制信号源短路。0.001μF的高频旁路电容 C_0 数值不能太大，否则会引起调制信号的高频失真。

变容二极管的结电容

$$C_j = \frac{C_{j0}}{\left(1 + \frac{u_r}{U_D}\right)^\gamma}$$

式中 u_r 为外加反向电压； U_D 为接触电位差； C_{j0} 为 $u_r = 0$ 时的结电容； γ 为称电容变化系数。

电路中， C_j 是部分接入的，这样有利于提高中心频率的稳定度和改善输出波形。但产生的频偏小，经分析，对小频偏情况，选择 $\gamma = 1$ 的变容二极管即可近似地实现线性FM。对于大频偏情况（变容二极管与振荡回路之间耦合紧如将 C_j 代替回路中的电容），选择 $\gamma = 2$ 的变容二极管，可实现没有非线性失真的FM。该种电路的中心频率稳定度低，一般低于 1×10^{-4} 。

图5-5-19b是晶体振荡器FM电路。图中 R_1 、 R_2 分别用于阻隔调制频率和振荡频率。 C_2 、 C_3 、 L_1 、晶体（17.5MHz）、变容二极管的 C_j 和晶体三极管V构成电容三点式振荡器。V的负载回路调谐在三次谐波上，因而中心频率可达52.5MHz。输出电容 C_4 很小，并从 L_2 抽头引出，以减小下级对振荡器的影响。 C_4 、 C_7 、 C_8 均为旁路电容， L_3 为高频扼流圈，用来防止 C_3 被 R_2 旁路。该种电路是常用的中心频率稳定度较高的调制电路，一般做到 1×10^{-6} 是不困难的。通常用于要求频率稳定度较高，频偏不太大的场合。

图5-5-19c是使用电容式话筒调频的小功率发射机电路。当 L 、 C_2 及电容式话筒的电容 C' 组成的振荡回路，在其工作频率上呈现感性（相当于电感 L' ）时， V_1 、 C_1 、 C_0 （发射结电容）和 L' 组成电容三点式振荡器。在声波的作用下，则 C' 变化，引起 L' 变化，从而实现直接FM。 V_2 是二倍频放大器，FM信号经放大后由天线发射出去。这种电路简单，但由于话筒电容变化量 $\Delta C'$ 仅为 C' 的万分之几，所以频偏 $\Delta\omega_f$ 较小。

2) 间接FM电路 间接FM是借助PM来实现FM的。它是提高中心频率稳定度的一种简便而有效的方法。其原理方框图如图5-5-20a所示。这

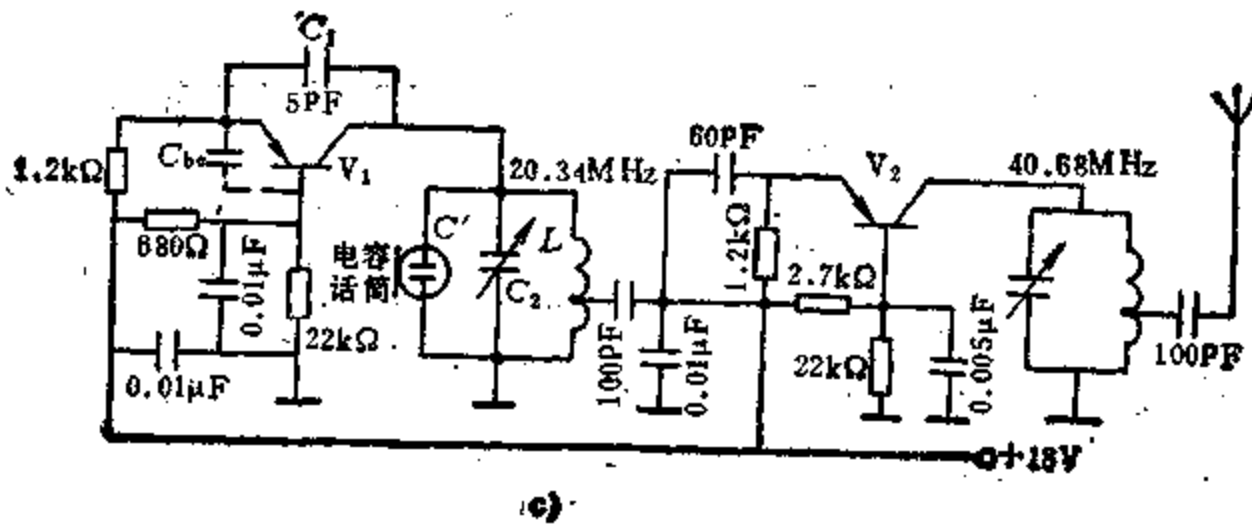
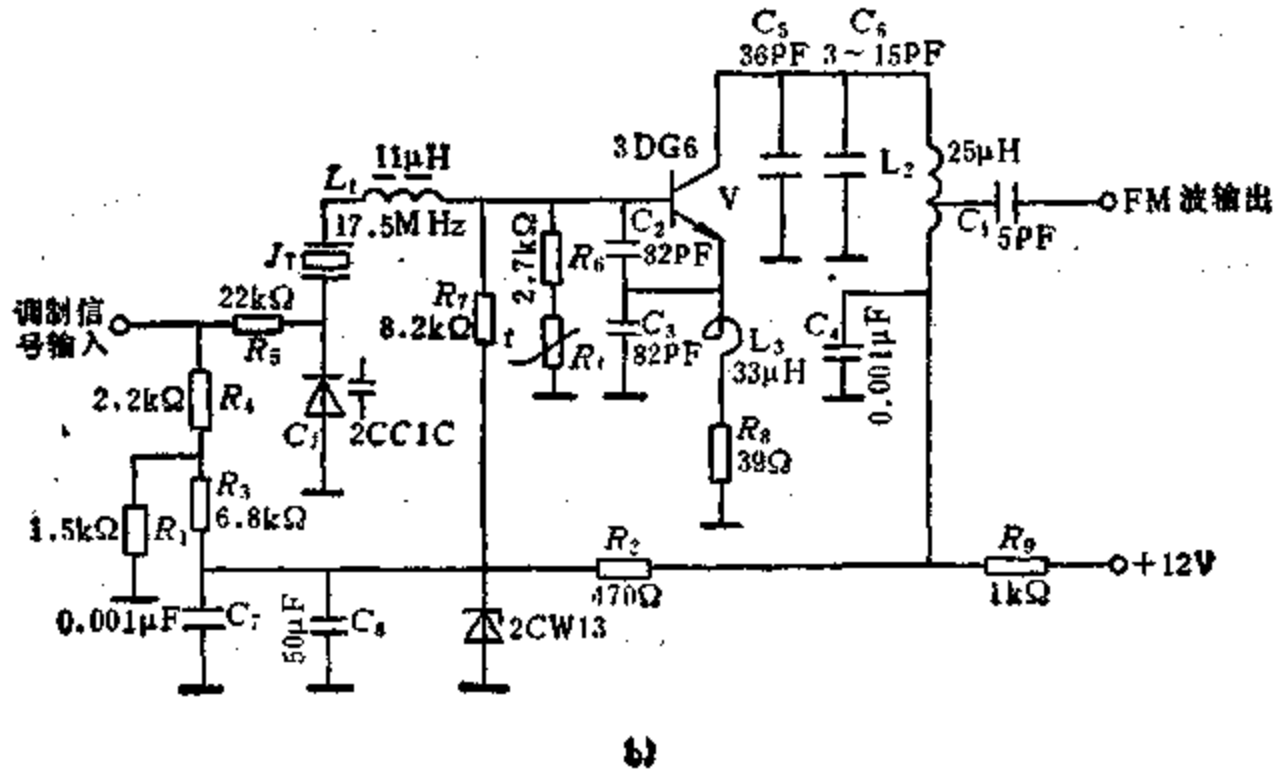
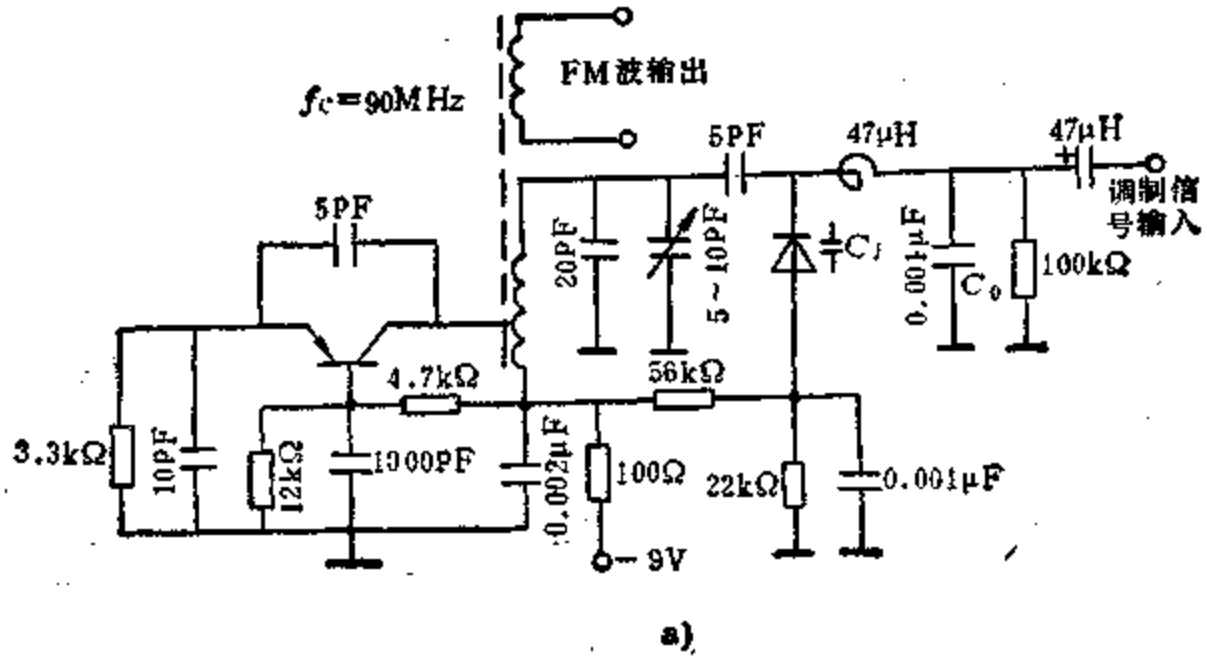


图5-5-19 直接FM电路

a) 变容二极管FM电路 b) 晶体振荡器FM电路 c) 电容式话筒FM电路

样，若采用频率稳定度很高的载波振荡器（如石英晶体振荡器）最后得到的FM波中心频率稳定度就等于载波振荡器的频率稳定度。调相是间接FM的基础。实现调相的方法很多，如采用图5·5-21和图5·5-22所示的调相电路等。图5·5-20 b是RC积分电路，用 u_{CO} 去PM器，PM器的输出实际上就是

用 $u_p(t)$ 作为调制信号的FM波。

2. PM电路 PM的一种常用的实现方法是用调制信号控制谐振回路或移相网络的电抗或电阻元件以实现PM。

图5·5-21 a是单级回路变容二极管PM电路。电感 L 、电容 C 、 C_C 和变容二极管的 C_j 组成并联谐振回路。 C_3 、 C_4 、 C_5 为耦合电容， L_1 为高频扼流圈。电路中把变容管作为高频放大器谐振回路中的电容元件。调制信号使变容二极管结电容 C_j 发生变化时，回路谐振频率发生变化，这样，载波通过回路时，由于失谐而产生的相移也发生变化，从而实现PM。由于回路相位特性的非线性，采用单级回路实现PM，只有调制指数 $m_p < \frac{\pi}{6}$ 时，才能获得线性较好的PM。

为了获得较大的相位偏移，即提高调制指数，可以采用多级回路的变容二极管PM电路。图5·5-21 b是三级回路的变容二极管PM电路。为保证相移一致，在回路上并联 $22k\Omega$ 电阻，以调整回路的品质因数 Q 值。两级之间耦合电容较小，因此，相互之间影响也小。总相移是三级相移的和，所以电路可以在 90° 范围内得到线性调制。

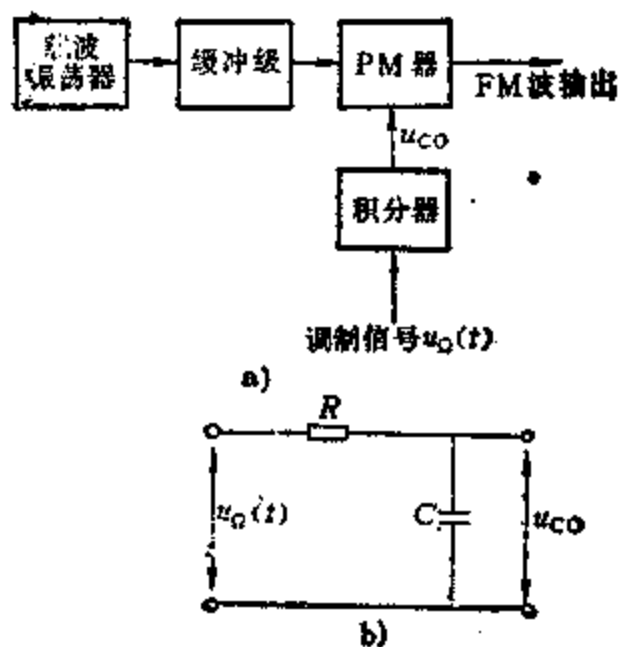


图5-5-20 间接FM
a) 原理方框图 b) RC积分器

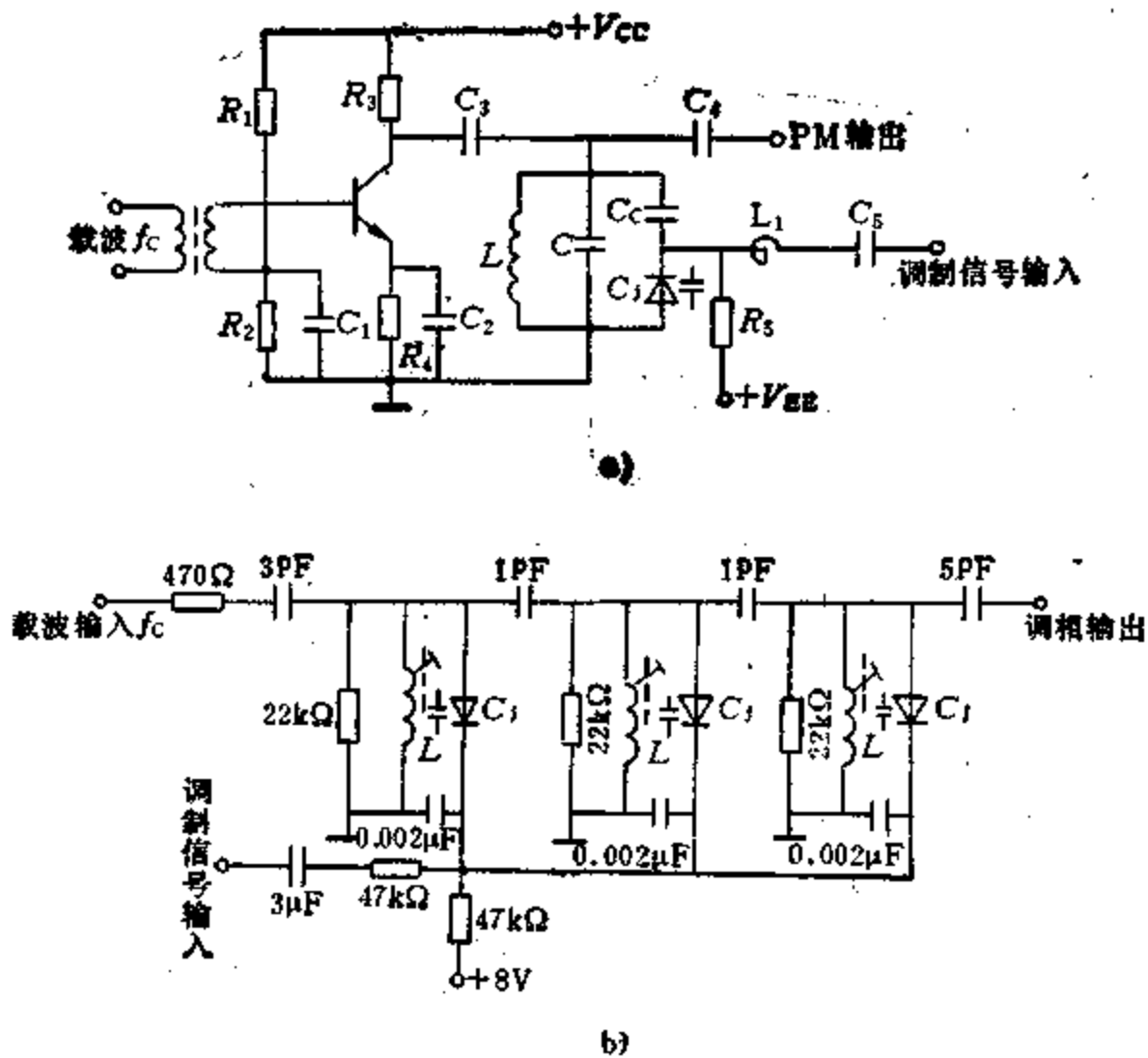


图5-5-21 利用谐振回路的变容二极管PM电路
a) 单级回路变容二极管PM电路 b) 采用三级回路的变容二极管PM电路

图5-5-22是利用变容二极管控制移相网络的电抗实现PM的电路。 V_1 是倒相器， V_2 是射极输出器， C_1 和 R 构成移相网络。经分析，设 \dot{U}_o 相对于 \dot{U}_i 的相移为 φ ，则当 $\varphi \leq \frac{\pi}{6}$ 时， $\varphi \approx 2\omega_c R C_1$ 。 C_1 在一定的范围内，可与反向偏压成线性关系，在此范围内，将调制信号加于变容二极管上， φ 与调制信号成正比关系，即可实现线性PM。

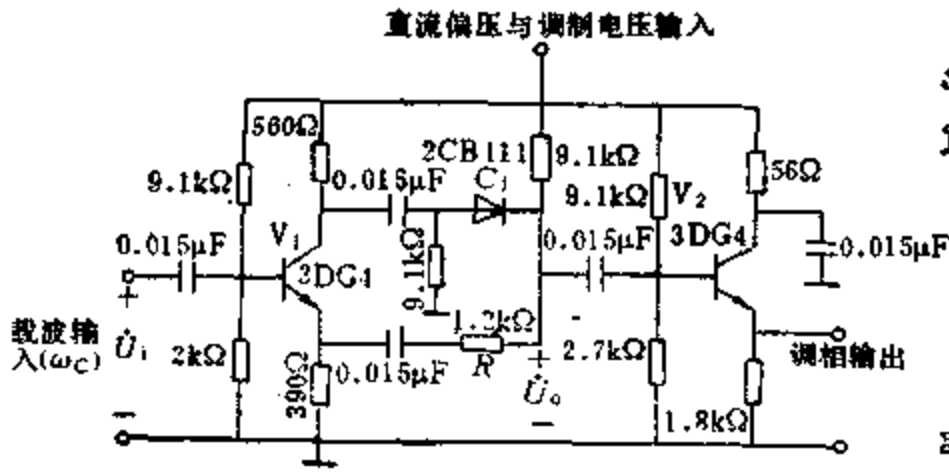


图5-5-22 利用变容二极管控制移相网络电抗的PM电路

2.2 调角信号的解调电路

FM波和PM波都是等幅的高频振荡，信息分别包含在高频振荡的频率和相位的变化之中。因此，要解调出原来的调制信号，必须采用频率检波（又称鉴频）和相位检波（又称鉴相）。

2.2.1 FM信号的解调电路——鉴频器

频率检波就是从FM信号中检取出原调制信号。鉴频器是实现频率检波的装置。

鉴频的方法很多，但应用得比较普遍的方法是：首先进行波形变换，将等幅FM波变成幅度按

调制信号规律变化的调幅调频波，然后用包络检波器将幅度变化检取出来，即得所需的原调制信号。图5-5-23所示的方框图及波形图说明了其工作原理。

按如上原理构成的鉴频器有：斜率鉴频器、相位鉴频器、比例鉴频器和晶体鉴频器。在实际调频波的解调中，应用较多的是相位鉴频器和比例鉴频器。

通常，对鉴频器提出的主要要求有：鉴频跨导 S_d （鉴频曲线在 $f = f_c$ 处的斜率）要大；鉴频带宽 B （指 S 曲线正峰与负峰间距离）要大于输入FM信号频偏的2倍，并留有余量；在带内，鉴频曲线应有良好的线性；对寄生调幅应具有一定的抑制能力。

1. 斜率鉴频器 图5-5-24 a为单失谐回路斜率鉴频器。它是通过共基放大器负载回路LC对FM波的载频适当失谐而起鉴频作用的，即输入FM信号中心频率 f_c 置于LC回路的谐振曲线倾斜部分的线性段AB的中点O，将等幅的输入FM信号的瞬时频率变化规律直接变换为FM波的包络变化（即调频调幅波）。而后由包络检波器解调。其工作过程见图5-5-24 b。这种鉴频器的主要缺点是非线性失真严重，因此，只能用于要求不高的价廉的FM接收机中。

图5-5-25 a为双失谐回路斜率鉴频器，它是由两个单失谐回路斜率鉴频器连接起来的。

等幅FM信号 \dot{U}_i 同时加到两个共基放大器的发射极。晶体管输出端并联回路 L_1C_1 和 L_2C_2 的谐振频率分别为 f_{o1} 和 f_{o2} ，它们各自失谐于输入FM信

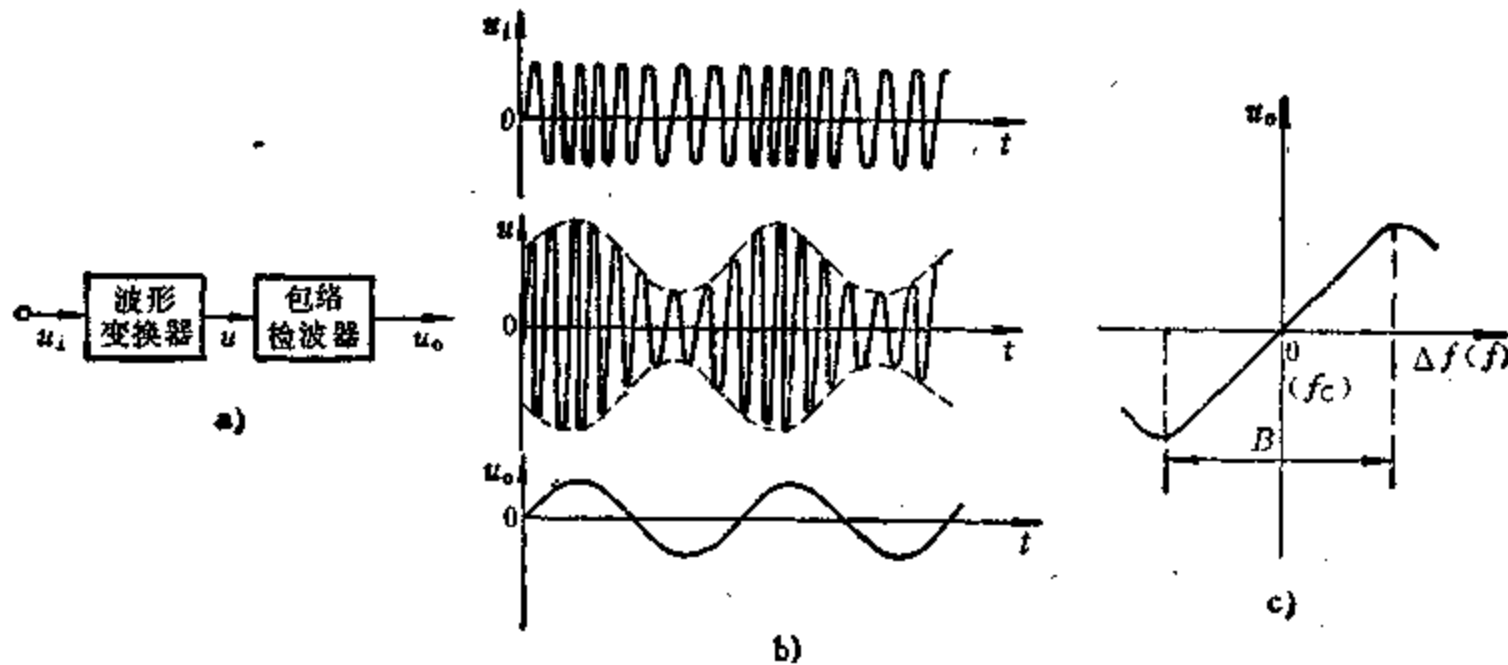


图5-5-23 利用波形变换进行鉴频的原理

a) 方框图 b) 波形图 c) 鉴频特性曲线(S曲线)

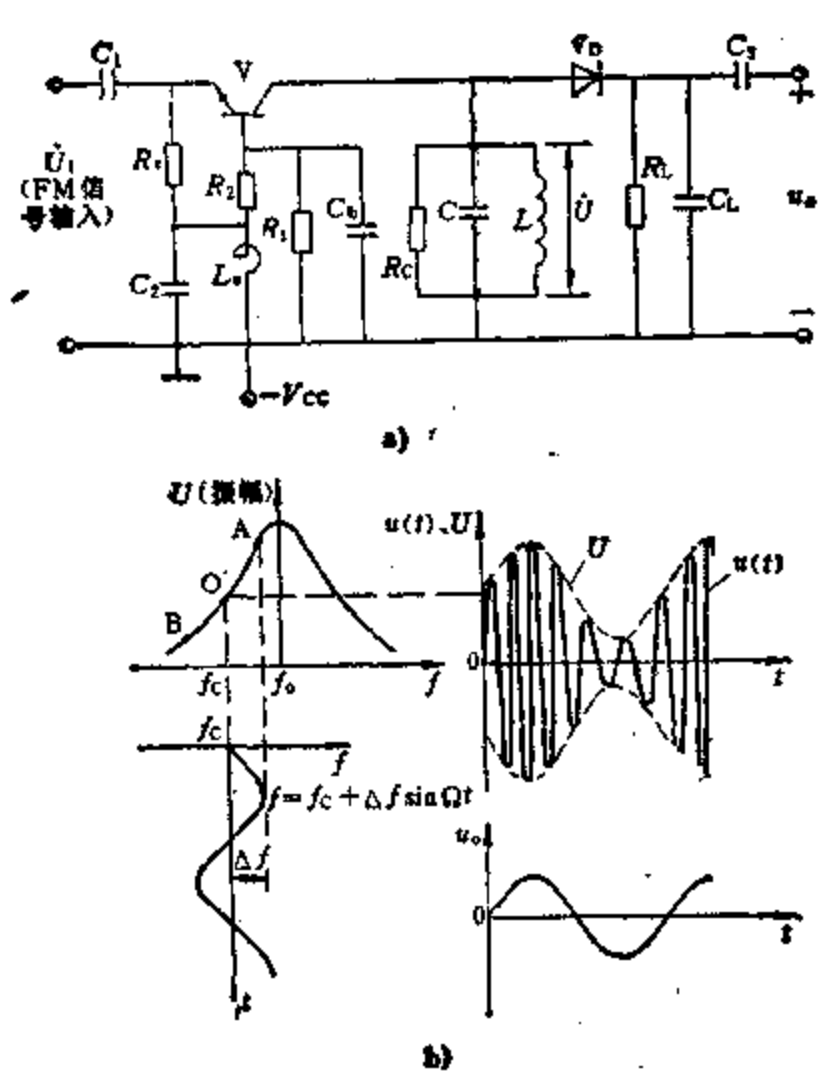


图5-5-24 单失谐回路斜率鉴频器
a) 原理电路 b) 工作过程

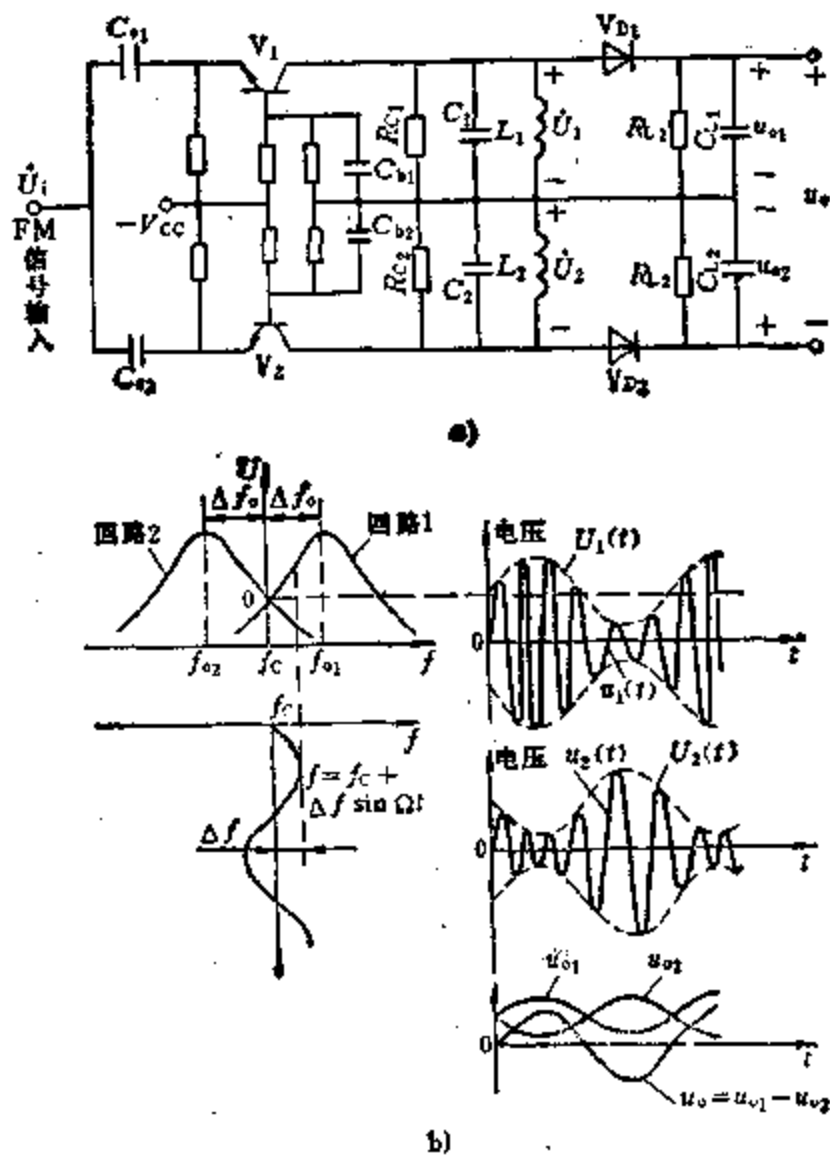


图5-5-25 双失谐回路斜率鉴频器
a) 原理电路 b) 工作过程

号中心频率 f_c 的两侧，且与 f_c 的失谐间隔相等，即

$$f_{o1} - f_c = f_c - f_{o2} = \Delta f$$

当输入为单音的等幅 FM 信号时，通过上、下两个对称失谐于 f_c 的回路各自变为包络线 $U_1(t)$ 与 $U_2(t)$ 相位差为 180° 的调频调幅波 $u_1(t)$ 和 $u_2(t)$ ，而后分别由上、下两个包络检波器检出反映包络变化（即调频波瞬时频率变化）的平均电压 u_{o1} 和 u_{o2} ，总的输出电压 u_o 为

$$u_o = u_{o1} - u_{o2}$$

当电路严格对称时，鉴频器输出没有直流电压。 u_o 反映了输入 FM 信号的瞬时频率的变化规律。这种鉴频器工作过程见图 5-5-25 b。

双失谐回路斜率鉴频器的鉴频带宽较单失谐回路斜率鉴频器为宽，且鉴频特性在带内具有良好的线性。因此，适用于较大频偏情况。目前主要用于要求失真很小的微波多路通信接收机中。

2. 相位鉴频器 图 5-5-26 为电感耦合相位鉴频器。 L_1C_1 和 L_2C_2 分别为一次、二次回路，它们都调谐在输入 FM 信号的载频 ω_c 上，即 $f_o = f_c$ 。一

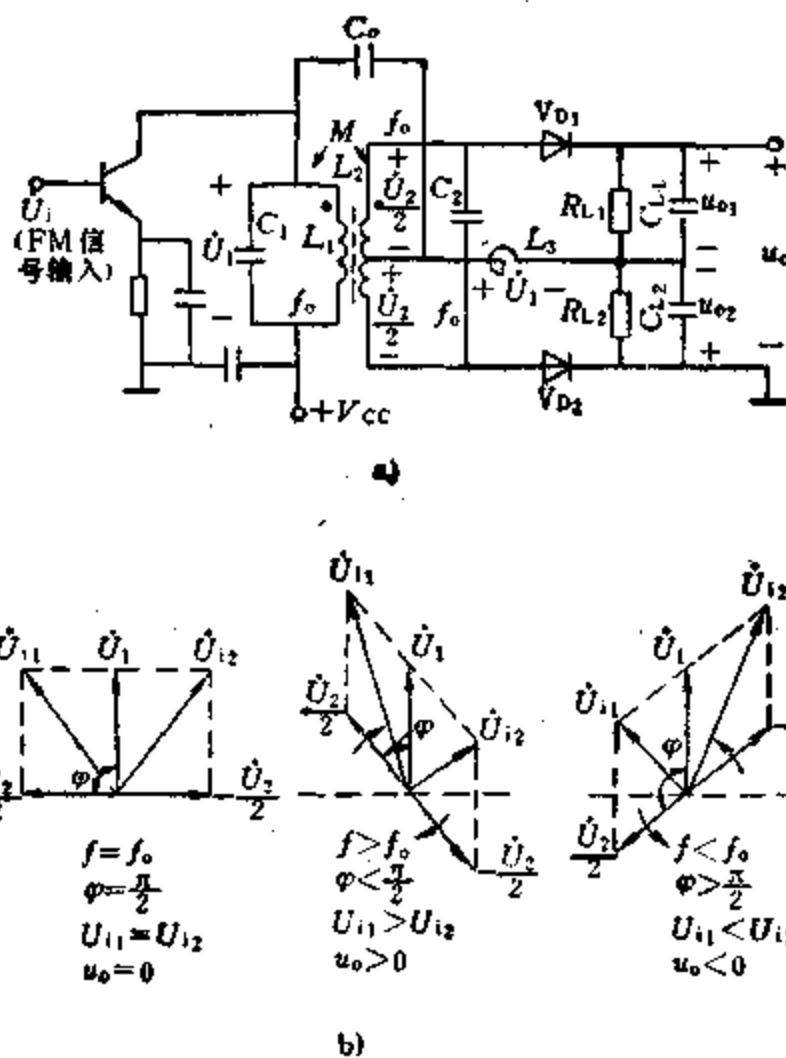


图5-5-26 电感耦合相位鉴频器
a) 基本电路 b) 鉴频器工作过程

次、二次之间有两种耦合：一是 L_1 、 L_2 之间的互感耦合；一是通过电容 C_c （对输入信号频率接近短路）的耦合。 L_2 是高频扼流圈，对输入信号频率接近开路，用来为两只二极管的平均电流提供通路。二极管 V_{D1} 、 V_{D2} ，电阻 R_{L1} 、 R_{L2} 和电容 C_{L1} 、 C_{L2} 构成两个对称的包络检波器。

输入 FM 信号 \dot{U}_1 经三极管放大后加到一次回路两端的电压为 \dot{U}_1 ，根据图中标的电压极性，实际加到上、下两包络检波器的输入信号电压分别为

$$\dot{U}_{11} = \dot{U}_1 + \frac{\dot{U}_2}{2}$$

$$\dot{U}_{12} = \dot{U}_1 - \frac{\dot{U}_2}{2}$$

上式说明， \dot{U}_{11} 和 \dot{U}_{12} 均由两个电压矢量合成。经分析， \dot{U}_2 与 \dot{U}_1 的相差将随 \dot{U}_1 的瞬时频率作相应的变化，其关系如图 5-5-26 b 所示， \dot{U}_2 超前于 \dot{U}_1 一个角度 φ 。当输入信号频率 $f = f_c$ 时， $\varphi = \frac{\pi}{2}$ ；当 $f > f_c$ 时， $\varphi < \frac{\pi}{2}$ 且随 f 的增加， φ 由 $\frac{\pi}{2}$ 减小到零；

当 $f < f_c$ 时， $\varphi > \frac{\pi}{2}$ 且随 f 的减小， φ 由 $\frac{\pi}{2}$ 增大到 π 。当 φ 变化时，信号 \dot{U}_{11} 、 \dot{U}_{12} 的振幅 U_{11} 、 U_{12} 也随 \dot{U}_1 的瞬时频率的变化而发生变化，因此， \dot{U}_{11} 、 \dot{U}_{12} 变为包络相差为 180° 的调频调幅波。在两个检波器完全对称的情况下，输出电压 u_o 反映了输入信号 \dot{U}_1 瞬时频率的变化，即检取出原调制信号。

由于 \dot{U}_2 与 \dot{U}_1 之间的相位随 \dot{U}_1 瞬时频率的变化而改变，因此，把这种鉴频器叫作相位鉴频器。与斜率鉴频器相比，其优点是线性较好，鉴频跨导大。缺点是鉴频带宽较窄，常用于频偏较小（一般小于几百千赫）的调频无线电接收设备中。

目前，在移动通信中广泛地应用电容耦合相位鉴频器。图 5-5-27 表示一个应用得比较普遍的实际电路。它与图 5-5-26 a 所示的电感耦合相位鉴频器

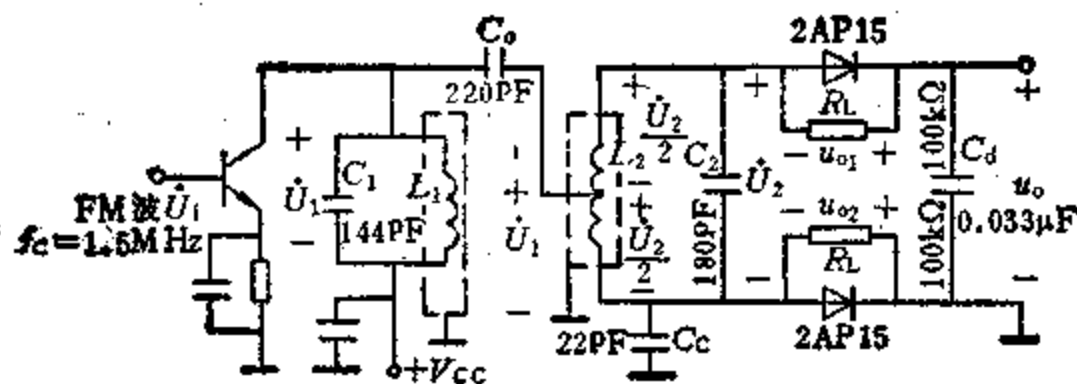


图 5-5-27 电容耦合相位鉴频器实际电路

的主要区别为：一次、二次回路电感 L_1 和 L_2 是各自屏蔽的，相互之间无互感耦合，一次、二次之间是由 C_c 和 C_c 进行耦合的；包络检波器采用二极管并联检波电路， R_L 为检波器负载电阻，采用这种检波电路时，二极管的平均电流已由 R_L 构成通路，因此，可以省掉高频扼流圈。 C_d 对高频起旁路作用。

根据图中标的电压极性，实际加到上、下检波器输入端的信号电压分别为

$$\dot{U}_{11} = \dot{U}_1 + \frac{\dot{U}_2}{2}$$

$$\dot{U}_{12} = \dot{U}_1 - \frac{\dot{U}_2}{2}$$

上式说明，同电感耦合相位鉴频器一样，电容耦合相位鉴频器也可以将 FM 信号变换为调频调幅信号。对低频而言， C_d 可看成开路，二次回路可看成短路，显然，此时输出电压 u_o 应为两个包络检波器输出解调电压之差，即

$$u_o = u_{o1} - u_{o2}$$

u_o 同样反映了输入 FM 信号瞬时频率的变化规律。

电容耦合相位鉴频器的优点是：一次、二次回路的调谐与它们之间的耦合调整是互不影响的，因而调整比较容易。

3. 比例鉴频器 斜率鉴频器和相位鉴频器的共同缺点是鉴频输出电压不仅与输入信号的瞬时频率有关，而且还与输入信号的振幅有关。因此，噪声、各种干扰以及电路的频率特性不均匀所引起的输入信号的寄生调幅都将引起鉴频失真。克服这种失真的方法有两种：一是在鉴频器前加限幅器，预先消除寄生调幅；另一种方法是采用同时具有限幅和鉴频能力的比例鉴频器。

图 5-5-28 为比例鉴频器基本电路。它与相位鉴频器（图 5-5-26）不同之点是：输出在 d、e 之间；a、b 两端并了一个起到一定限幅作用的大电容 C_s （一般为 $10 \mu F$ ）， C_s 与 R_1 、 R_2 组成大时间常数，通常在 $0.1 \sim 0.2 s$ ，

在检波过程中，使 U_{ab} 维持基本不变；两个二极管 V_{D1} 、 V_{D2} 顺接，直流通路为由 V_{D1} 、 R_1 、 R_2 、 V_{D2} 、 L_2 回到 V_{D1} 。该电路的鉴频原理与相位鉴频器相同。若 V_{D1} 、 V_{D2} 特性相同，且 $R_1 = R_2$ ， $C_s = C_d$ ，则鉴频器输出电压 u_o 为

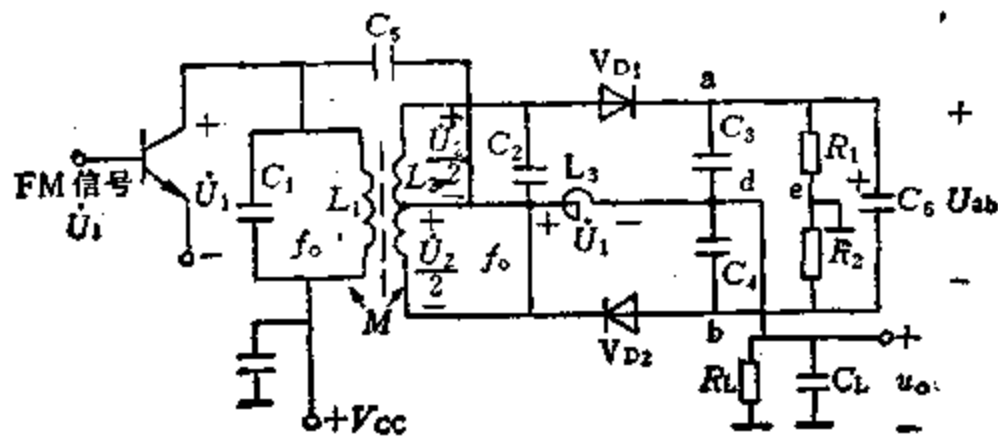


图5-5-28 比例鉴频器基本电路

$$u_o = \frac{1}{2} \left[U_{ab} - \frac{2U_{ab}}{1 + \frac{U_{11}}{U_{12}}} \right]$$

由上式可见，输出电压取决于比值 $\frac{U_{11}}{U_{12}}$ ，比例鉴频器由此而得名。它有与相位鉴频器相同的输出特性，即输入FM波的频率 $f = f_0$ 时， $U_{11} = U_{12}$ ， $u_o = 0$ ； $f > f_0$ 时， $U_{11} > U_{12}$ ， $u_o > 0$ ； $f < f_0$ 时， $U_{11} < U_{12}$ ， $u_o < 0$ 。当输入FM波幅度发生变化时，会引起 U_{11} 和 U_{12} 朝同一方向改变，比值 $\frac{U_{11}}{U_{12}}$ 维持不变，即 u_o 与FM波的幅度无关，这就是比例鉴频器本身具有的限幅作用。

图5-5-29为用于电视伴音鉴频的对称式比例鉴频器实际电路。电路的一次、二次回路电感线圈不是直接耦合，而是安装在不同的屏蔽罩内，它们之间的耦合则是通过与 L_1 串联、且与 L_2 耦合的线圈 L_4 实现。一次回路上的电压通过耦合线圈 L_3 从 L_2 的中心抽头加到二极管 V_{D1} 、 V_{D2} 上。 R_3 与二极管串联用以减小电路的不平衡，同时减小二极管中可能产生的大电流。 R_4 和 R_5 兼有减轻阻塞效应与抑制寄生调幅的作用。 C_6 为高频旁路电容。 $R_6 C_7$ 是去加重电路，其作用为削弱高频部分噪声，以提高输出信噪比。

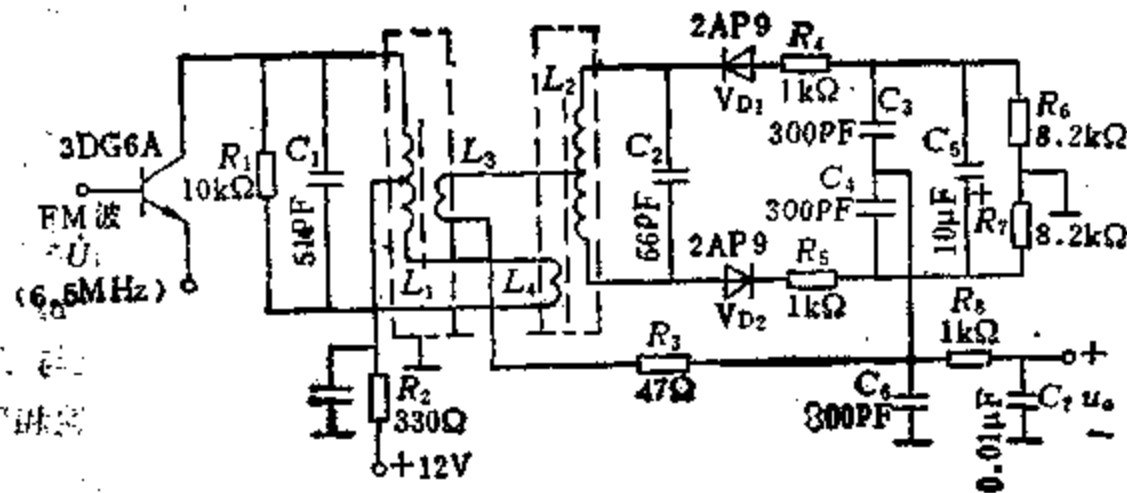


图5-5-29 对称式比例鉴频器实用电路
(飞跃19D1型黑白电视机伴音鉴频电路)

图5-5-30为不对称式比例鉴频器。它是一种变形的比例鉴频器。电路中， C_5 为负载电容。检波电流平均分量则是按图中点划线所标的、并按①和②所示方向通过接地点对 C_5 轮流充电，由于它们的方向相反，因而在 C_5 两端可获得所需要的输出。这种电路所需元件少，调整容易（不存在严格对称问题），因而也得到较广泛的应用。

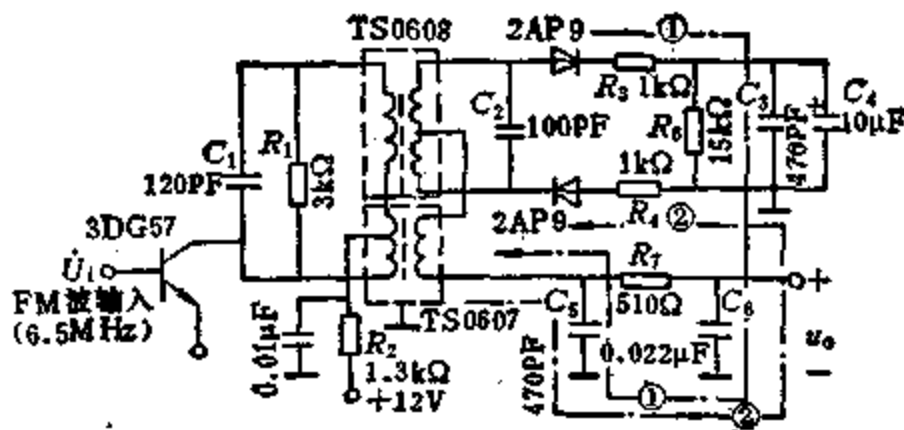


图5-5-30 不对称式比例鉴频器实用电路
(昆仑B312型电视机伴音鉴频电路)

4. 晶体鉴频器 晶体鉴频器的主要优点是结构简单，调整容易，鉴频跨导大，因此在窄带FM接机中得到广泛的应用。

图5-5-31 a 为晶体鉴频器原理电路图。电容 C 与石英晶体 J_T 串联，然后接至FM信号源 U_1 。电容 C 上的电压 U_C 与晶体 J_T 上的电压 U_J ，其大小分别与 C 的容抗 X_C 和晶体等效电抗 X_J 的大小有关，因而与频率有关，这样 U_C 与 U_J 都成为调幅—调频波，它们振幅的变化方向是相反的。这和相位鉴频器中加到两个包络检波器的输入信号是相同的。这里的检波电路也与相位鉴频器中使用的检波电路是完全相同的。其鉴频曲线如图5-5-31 b 所示。

图5-5-31 c 是一个中心频率为 10.7MHz 的石英晶体鉴频器的实际电路。图中，采用了并联检波器。并联谐振回路 $L_1 C_3$ 与晶体串联是用来展宽鉴频带宽的。 L_2 和 C_4 是低通滤波器，目的是滤除高频而输出原调制信号。

5. 集成相位鉴频器

集成相位鉴频器（见图5-5-32）是由线性相移网络（由 C_1 、 C_2 和 L 组成）与模拟乘法器（BG314 或 MC

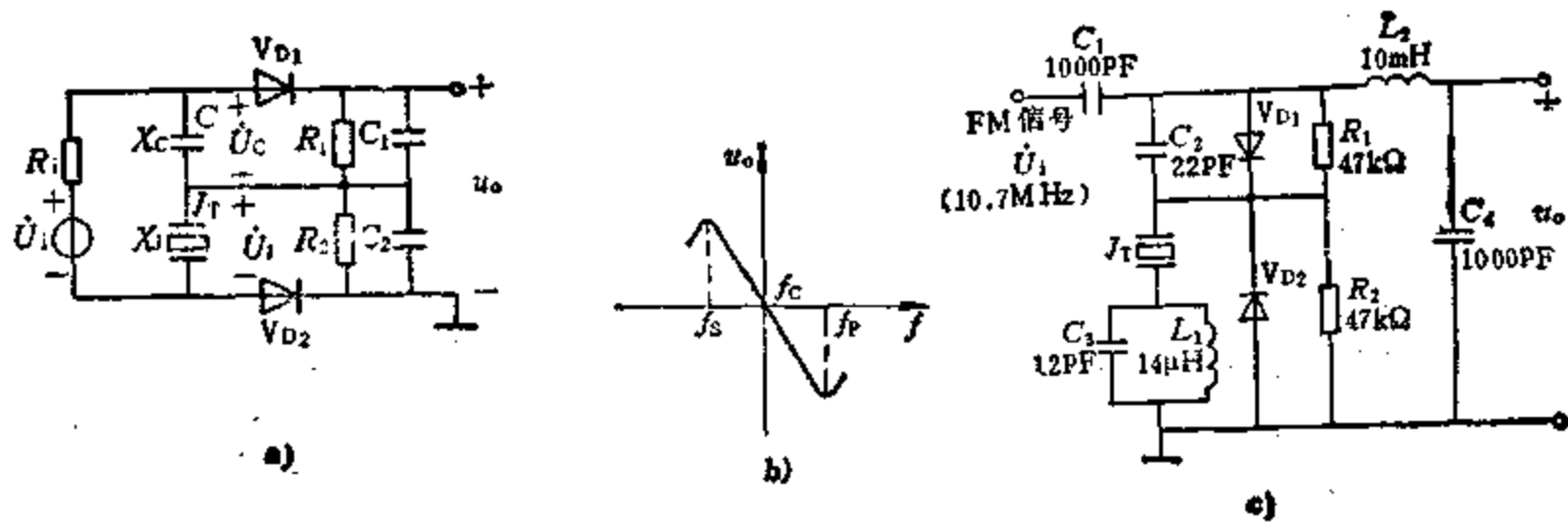


图5-5-31 晶体鉴频电路

a) 原理电路 b) 鉴频特性 c) 实际电路

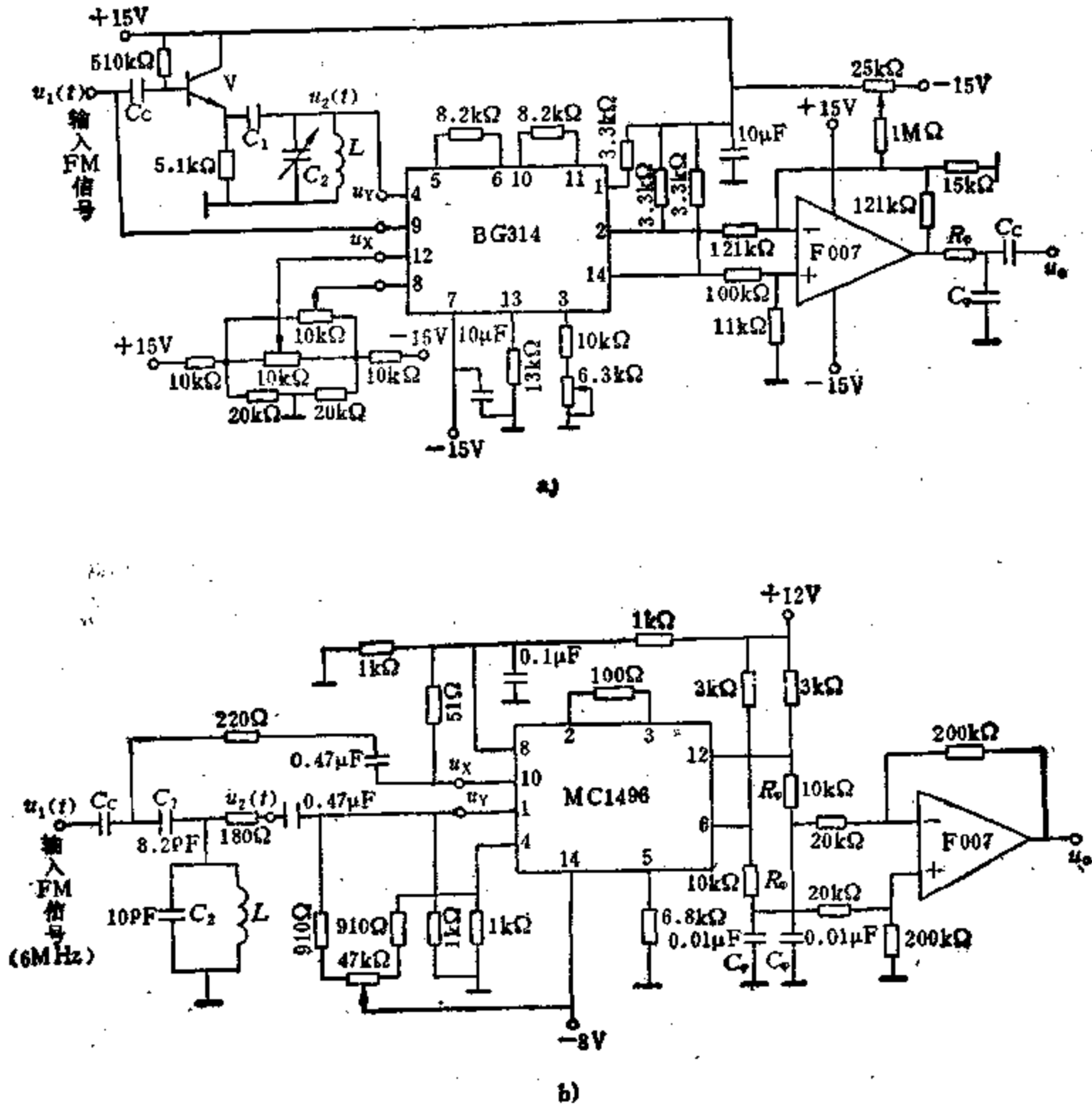


图5-5-32 集成相位鉴频器

1496) 共同组成。它是把移相前后的信号直接在模拟乘法器中相乘来实现鉴频的。

在图5-5-32 a 和 b 中, 输入调频信号 $u_1(t)$ 经相移网络后输出的信号为 $u_2(t)$, 其相位相对于 $u_1(t)$ 而言是变化的, 若网络具有线性移相特性, 则 $u_2(t)$ 相对于 $u_1(t)$ 的瞬时相位变化规律与 $u_1(t)$ 的瞬时频率变化规律是一致的。若将 $u_1(t)$ 与 $u_2(t)$ 送至模拟乘法器中直接相乘, 即可获得 $u_2(t)$ 相对于 $u_1(t)$ 相位变化规律的低频信号, 这就是希望恢复出的调制信号。乘法器和低通滤波器 (由 R_f 、 C_f 组成) 实际组成一个鉴相器, 其工作原理请参阅本章2·2·2节中3项。

当 $u_1(t)$ 的载波角频率为 ω_c 时, 移相网络参数应满足下式

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{L(C_1 + C_2)}}$$

一般取 $C_2 > C_1$ 。

2·2·2 PM 信号的解调电路——鉴相器

相位检波就是从 PM 信号中检取出原调制信号, 完成相位差—电压变换作用。鉴相器是实现相位检波的装置。鉴相器的具体电路很多, 常用的模拟鉴相器有以下几种:

1. 二极管平衡鉴相器 图5-5-33 a 给出了一个二极管平衡鉴相器常用电路。它可视为由两部分组成, 图中虚线以左部分称为相位差—幅度变换器, 虚线以右部分为包络检波器。

相位差—幅度变换器变换原理, 简单地来说就是: 两个频率相近的高频正弦波相加其合成波的幅度将随两个波的瞬时相位差而变化。它类似于相位鉴频器的调频—调幅变换。

为分析方便, 令

$$u_1(t) = U_1 \sin[\omega_c t + \varphi_0]$$

$$u_2(t) = U_2 \cos \omega_c t$$

式中 φ_0 为输入 PM 信号 $u_1(t)$ 与参考信号 $u_2(t)$ 相位差 ($\frac{\pi}{2}$ 固定相位除外), 下同。

根据图上所标电压极性, 上、下两包络检波的输入端的信号电压分别为

$$\dot{U}_{11} = \dot{U}_2 + \dot{U}_1$$

$$\dot{U}_{12} = \dot{U}_2 - \dot{U}_1$$

U_{11} 、 U_{12} 与 φ_0 的关系 (即相位差—幅度变换关系) 同样可用分析鉴频器的方法 (矢量图) 确定。令包络检波器传输系数为 K_d , 经分析有: 当 $U_1 =$

U_2 且 $0 \leq \varphi_0 \leq \frac{\pi}{2}$ 时, $u_o = 2\sqrt{2} K_d U_2 \sin \frac{\varphi_0}{2}$; 当 $U_1 \ll U_2$ 时, $u_o = 2K_d U_1 \sin \varphi_0$; 当 $U_1 \gg U_2$ 时, $u_o = 2K_d U_2 \sin \varphi_0$ 。

$u_o \sim \varphi_0$ 的关系曲线称鉴相特性曲线, 把 $\varphi_0 = 0$ 时的鉴相特性的斜率称作鉴相灵敏度 S_0 即

$$S_0 = \left. \frac{du_o}{d\varphi_0} \right|_{\varphi_0=0}$$

当选择 $U_1 = U_2$ 的输入状态时, 鉴相特性有最大的线性区, 在某些实际应用中, 通常选 $U_1 = U_2$ 的工作状态, 这可减小因鉴相特性的非线性所造成的不良影响。

鉴相器电路还可接成图5-5-33 b 的线路。

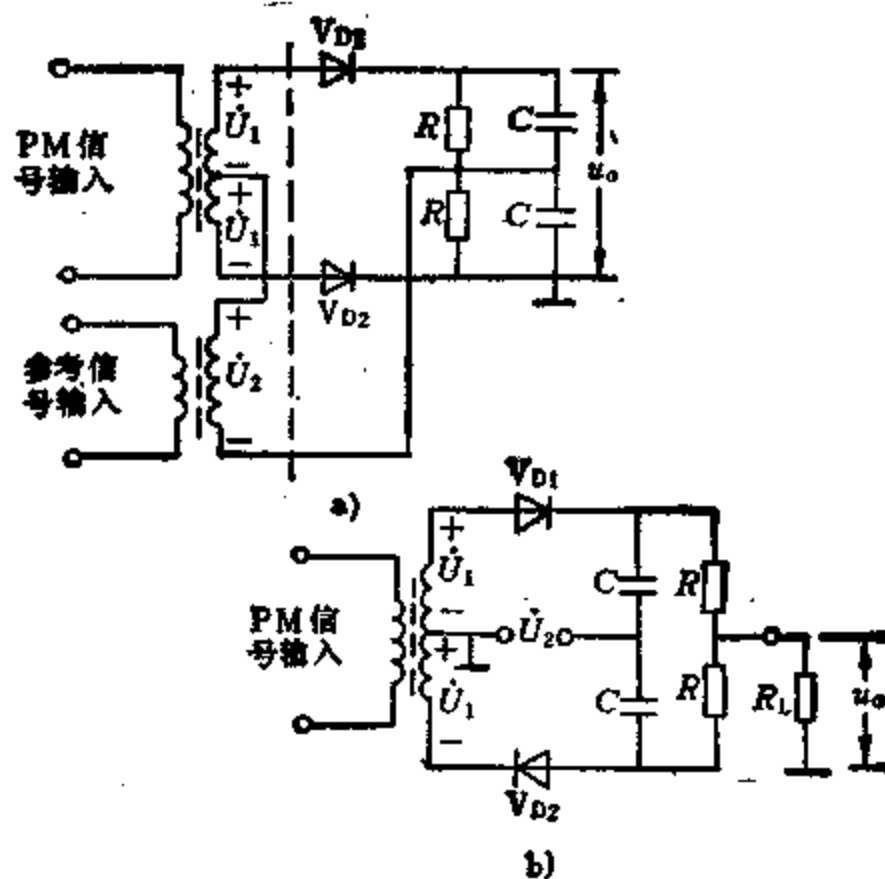


图5-5-33 二极管平衡鉴相电路

2. 开关型二极管环形鉴相器 原理电路见图5-5-34 a, 令

$$u_1(t) = U_1 \sin[\omega_c t + \varphi_0]$$

$$u_2(t) = U_2 \cos \omega_c t$$

这种电路的分析与两个输入信号的相对大小有密切关系, 在大多数实际应用中, 鉴相器的一个输入电压比另一个大得多, 结果分析可大为简化。

当满足 $U_1 \gg U_2$ 时, 二极管处于开关工作状态, 其“开”或“关”仅由 $u_1(t)$ 决定, 而与 $u_2(t)$ 无关。采用开关函数法分析, 当二极管为理想 (即二极管正向电阻为零, 反向电阻为无穷大) 时, 可得

$$u_o = \frac{2R_L U_2}{\pi(R_1 + R_L)} \sin \varphi_0$$

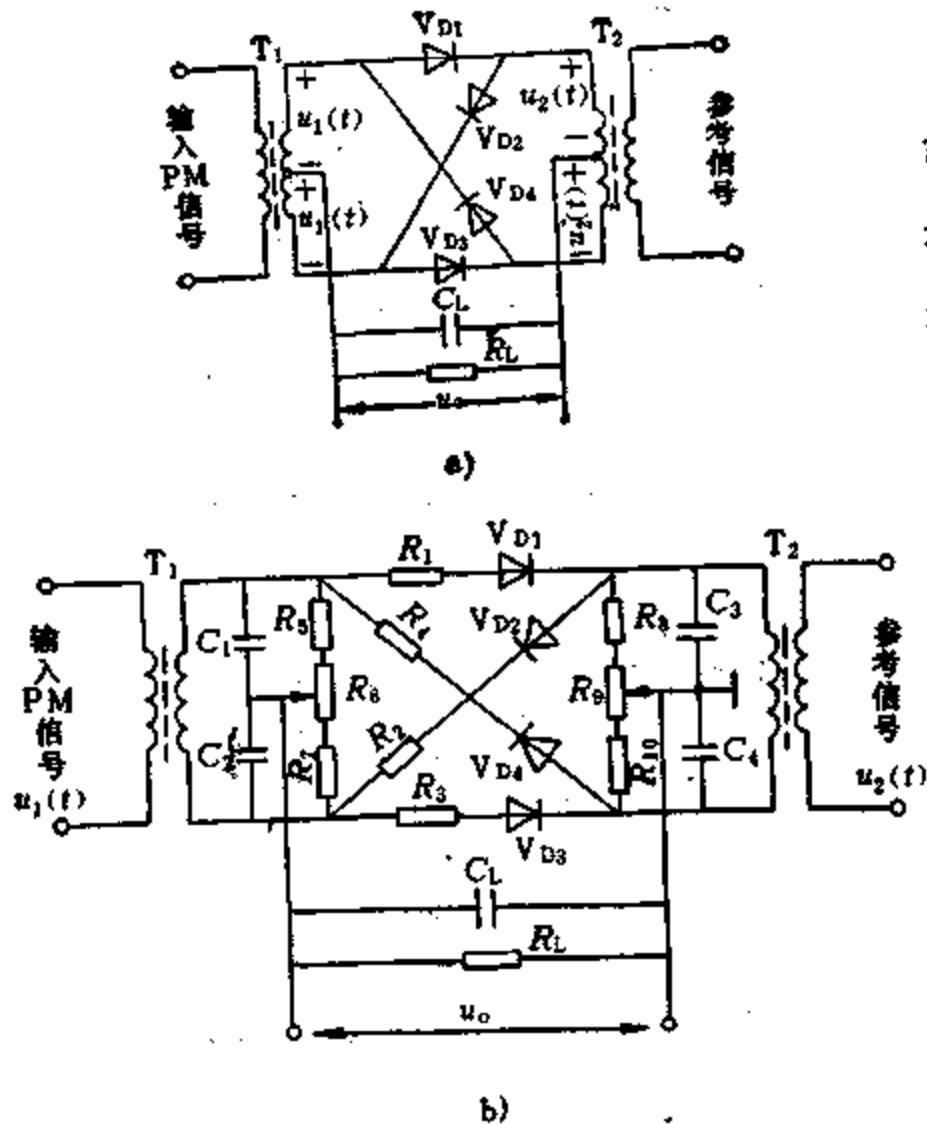


图5-5-34 开关型二极管环形鉴相器
a) 原理电路 b) 实用电路

$$R_1 = \left[\frac{R_{11}}{2} \right] + R_{12}$$

式中 R_{11} 为 $u_1(t)$ 的内阻; R_{12} 为 $u_2(t)$ 的内阻。

在匹配情况下: $R_1 = R_L$

$$u_o = \frac{U_2}{\pi} \sin \varphi_o$$

可见当 $U_1 \gg U_2$ 时, 开关型环形鉴相器具有正弦鉴相特性。当 φ_o 在 $0 \sim \frac{\pi}{6}$ 范围内, 可实现线性鉴相。

3. 集成鉴相器 该种鉴相器电路与图5-5-18 b、c 采用集成模拟乘法器组成的乘积检波器电路完全相同。即鉴相器也由模拟乘法器和低通滤波器组成。设送至模拟乘法器两输入端 (u_x 端和 u_y 端) 电压 $u_1(t)$ 和 $u_2(t)$ 分别为

$$u_1(t) = U_1 \sin[\omega_c t + \varphi_o]$$

$$u_2(t) = U_2 \cos \omega_c t$$

则乘法器的输出电压 $u'_o(t)$ 表示式为

$$u'_o(t) = K u_1(t) u_2(t)$$

$$= \frac{1}{2} K U_1 U_2 \sin \varphi_o + \frac{1}{2} K U_1 U_2 \sin[2\omega_c t + \varphi_o]$$

对于 $2\omega_c$ 的频率成分将被低通滤波器 (由 R_o 和 C_o 组成的) 滤除。在 φ_o 较小时, 即 $\varphi_o < \frac{\pi}{6}$ 时, 鉴相器输出电压可近似认为

$$u_o = \frac{1}{2} K U_1 U_2 \varphi_o$$

即实现线性鉴相。

参 考 文 献

- 1 黄席椿等编著。滤波器综合法设计原理。北京: 人民邮电出版社, 1978
- 2 ARTHUR. SEIDMAN. Handbook of Electronics Calculations for Engineers and Technicians. MCGRAW-HILL Book Company, 1979
- 3 成都电讯工程学院七系编。LC滤波器和螺旋滤波器的设计。北京: 人民邮电出版社, 1978
- 4 上海铁道学院主编。网络综合理论。北京: 中国铁道出版社, 1980
- 5 素忠诚编著。现代晶体滤波器设计。北京: 国防工业出版社, 1979
- 6 冯致礼等编著。晶体滤波器。北京: 宇航出版社, 1987
- 7 何芳钧等编著。压电陶瓷滤波器。北京: 科学出版社, 1980
- 8 蔡远祥编著。陶瓷滤波器。北京: 人民邮电出版社, 1982
- 9 金静乐等编。机械滤波器及其应用。北京: 中国铁道出版社, 1987
- 10 北方交通大学电信系编。有源滤波器。北京: 中国铁道出版社, 1982
- 11 张凤言编著。电子电路基础。北京: 高等教育出版社, 1986
- 12 阎凤坛等编。线性电子线路。北京: 高等教育出版社, 1987
- 13 杨普董等编。电子线路分析基础。西安: 西北电讯工程学院出版社, 1985
- 14 谢嘉奎等编。电子线路(线性部分)。北京: 高

- 等教育出版社, 1988
- 15 周琼鉴等编. 晶体管与晶体管放大电路. 北京: 国防工业出版社, 1979
- 16 北方交通大学电信系编. 低频电子线路. 北京: 人民铁道出版社, 1979
- 17 童诗白主编. 模拟电子技术基础. 北京: 人民教育出版社, 1981
- 18 清华大学通信教研组. 高频电路. 北京: 人民邮电出版社, 1979
- 19 张肃文主编. 高频电子线路. 第二版. 北京: 高等教育出版社, 1984
- 20 张欲敏编. 通信电路. 北京: 北京航空航天大学出版社, 1990
- 21 南京工学院电子线路编写组编. 电子线路. 北京: 人民教育出版社, 1979
- 22 谢沅清等编著. 晶体管高频电路. 北京: 人民邮电出版社, 1980
- 23 黄昌宁等改编. 晶体管电路. 北京: 科学出版社, 1983
- 24 西北电讯工程学院无线电通信设备编写组. 无线电通信设备. 西安: 西北电讯工程学院, 1976
- 25 陈秀中主编. 模拟集成电路的应用. 北京: 高等教育出版社, 1988
- 26 北方交通大学电信系编. 高频电子线路. 北京: 中国铁道出版社, 1983
- 27 张郁宏等编著. 晶体管运算放大器及其应用. 北京: 国防工业出版社, 1978
- 28 谈文心等编. 运放及模拟集成电路. 北京: 国防工业出版社, 1986
- 29 孔有林编著. 集成运算放大器及其应用. 北京: 人民邮电出版社, 1988
- 30 孙汉鹏等编. 无线电爱好者手册. 北京: 人民邮电出版社, 1985
- 31 甘为从等编. 实用无线电技术手册. 北京: 北京出版社, 1983
- 32 罗初东等编. 现代实用电子技术手册. 广东: 广东科技出版社, 1990
- 33 荆震编著. 高稳定晶体振荡器. 北京: 国防工业出版社, 1975
- 34 郑继禹等编. 锁相环路原理与应用. 北京: 人民邮电出版社, 1976
- 35 [美]K. K. 克拉克, D. T. 希斯. 通信电路, 分析与设计. 威治孙等译. 北京: 人民教育出版社, 1981

[G e n e r a l I n f o r m a t i o n]

书名 = 电子工程师手册 上册 第5篇 模拟电路

作者 =

页数 = 159

SS号 = 0

出版日期 =

书名
目录
正文