

概念

本征半导体的导电性很差，与温度密切相关。

N (P) 型半导体掺杂 P (B) 为施（受）主原子，多子为自由电子（空穴）

多子浓度等于掺杂原子浓度，受温度影响小，少子由本征激发（热）产生，对温度敏感。

漂移：复合管耗尽层（空间电荷区）作用下少子运动。扩散：多子运动。

导通：耗尽层变窄，多子扩散不停进行。截止：耗尽层变宽，少子漂流电流极小。

齐纳（雪崩）击穿：高（低）掺杂，稳压管温度系数负（正）。开启电压 U_{on} ：硅 0.5V，锗 0.1V

二极管电容效应：势垒电容，扩散电容。

稳压管是 Si 制成的面接触型晶体二极管。

晶体管 N 发射区：掺杂浓度很高，P 基区：薄，掺杂浓度很低，N 集电区：厚，面积大。

I_B ：复合运动， I_E ：扩散运动， I_C ：漂移运动

截止区：发射结电压小于开启电压，集电结反向偏置。

放大区：发射结正向偏置，集电结反向偏置。

饱和区：发射结正向偏置，集电结正向偏置。

输入特性： U_{CE} 增大曲线右移。可以用 $U_{CE}>1$ 曲线代替剩下曲线。

特征频率 f_T ：共射电流放大系数下降到 1 的信号频率。

I_{CM} 最大集电极电流： β 减少到 70%的集电极电流。

温度上升 $10^{\circ}C$ ， I_{CBO} 增加约一倍，硅管受影响小。温度升高 $1^{\circ}C$ ， $|U_{be}|$ 下降 2-2.5mV，输入曲线左移，输出曲线上移， β 增大。

场效应管 FET 是利用输入回路的电场效应来控制输出回路电流的器件，仅靠多子导电，内阻 10^7-10^{12} 绝缘栅型 MOS。

消除截止失真：增大基区电源 V_{BB} 。消除饱和失真：增大基区 R_b （减小 I_{CQ} ），减小集电极 R_c （改变斜率，增大 U_{CEQ} ），更换 β 小

集成运放输入级：输入电阻高，电压放大倍数大，抑制零漂能力强，静态电流小。集成运放中间级：复合管，恒流源为负载。

集成运放输出级：输出电阻小，电压线性范围宽，非线性失真小。

改进型差分放大电路下方为电流源，共模放大倍数为零。

若使用镜像电流源作有源负载，使电流电流对称，则单端输出差模放大倍数等于双端输出。

直接耦合低频特性好（无大电容，无下限截止频率），易于集成，只可能产生高频振荡。

阻容耦合低频特性差，且电容越多，越容易产生低频振荡。

改善低频特性：增加时间常数（加大耦合电容及回路电阻），降低下限频率。考虑直接耦合。

改善高频特性：减小时间常数（减小极间电容及其回路电阻）。多个耦合电容和旁路电容，参考多级公式。

负反馈对放大电路的影响：令 $K=1+AF$ ，稳定放大倍数 K 倍，串联：输入电阻 K 倍，并联：输入电阻 $1/K$ 倍，电压：输出电阻 $1/K$ 倍，电流：输出电阻 K 倍。展宽频带 K 倍，减小非线性失真。

自举电路：正反馈提高输入电阻，改善跟随特性。

单管放大：c 集静态电流越大，电压放大越大， C_{π} 越大，上限频率越低。

C_e 所在回路等效电阻最小，决定下限频率。

LC 正弦波振荡频率较高，运放上限频率太低，故用分立元件。

信号频率低，电容容抗大，网络呈感性；信号频率高，电感感抗大，网络成容性。 $f=f_0$ 时网络呈纯阻性，阻抗无穷大。

功放电路比压放与流放效率高，输出功率大。

电容滤波适用于负载电流较小的情况，电感滤波电路适用于负载电流较大的情况。

单相桥式整流电容滤波，若一只整流管开路变为半波整流， $U_{O(AV)}$ 为 $0.6U_2-1.2U_2$

求法

求输入电阻： U_o 开路， R_L 保留， R_S 开路。加 U_i ，得 I_i 。求输出电阻： U_i 短路， R_L 开路， R_S 保留。加 U_o ，得 I_o 。

复合管判断方法：电流可按发射极方向流，无电压矛盾，左边管型为等效管型， β 相乘。

电容回路时间常数求法：低频段，考虑耦合电容旁路电容，极间电容开路。高频段，考虑极间电容，耦合电容旁路电容短路。

正弦波振荡判断：直流通路放大管在放大区，交流通路信号不阻断，判断输入输出（即电路接法）与反馈电压取自的元件，断开反馈支路，在此输入端加入正向电压，反馈端必须也产生正向电压。

非正弦波发生电路的振荡周期计算：据三要素法 $y(t) = y(\infty) + [y(0) - y(\infty)]e^{-t/\tau}$ ，非线性充电： $U_T = U_Z - [U_T + U_Z]e^{-T_1/RC}$

线性充电： $U_o = U_o(t_0) - \frac{U_Z}{RC}(t_1 - t_0)$

二极管 $i_s = I_s(e^{\frac{u}{U_T}} - 1) \approx I_s e^{\frac{u}{U_T}}$ $r_d = \frac{U_T}{I_D}$

晶体管 $\alpha = \frac{\beta}{1+\beta}$ $R_o = (\frac{R_{oo}}{\beta} - 1) R_i$

$r_{be} = r_{bb'} + r_{be} = r_{bb'} + (1+\beta) \frac{U_T}{I_{EQ}} = r_{bb'} + \frac{26mV}{I_{EQ}}$ $g_m = \frac{I_{EQ}}{U_T}$

$f_\beta = \frac{f_T}{\beta}$ $f_\alpha = (1+\beta)f_\beta$ $C_\pi = \frac{1}{2\pi r_{be} f_\beta} - C_\mu$

$C_\pi = C_\pi + (1 + \frac{|U_{ce}|}{U_{be}}) C_\mu = C_\pi + (1 + g_m R_i') C_\mu$

场效应管 N 结 $g_m = -\frac{2}{U_{GS(off)}} \sqrt{I_{DSS} I_{DQ}}$ $i_D = I_{DSS} (1 - \frac{U_{GS}}{U_{GS(off)}})^2$

N 增强型 $g_m = \frac{2}{U_{GS(th)}} \sqrt{I_{DQ} I_{DSS}}$ $i_D = I_{DQ} (\frac{U_{GS}}{U_{GS(th)}} - 1)^2$ I_{DQ} 为 $U_{GS} = 2/U_{GS(th)}$ 时的 I_D

最大不失真输出电压 $U_{om} = \min \left\{ \frac{V_{CC} - U_{CES}}{\sqrt{2}}, \frac{U_{CEQ} - U_{CES}}{\sqrt{2}} \right\} = \min \left\{ \frac{I_{CQ} R_c}{\sqrt{2}}, \frac{U_{CEQ} - U_{CES}}{\sqrt{2}} \right\}$

$A_{us} = A_{usm} / (1 + \frac{f_c}{f}) (1 + j\frac{f}{f_H}) = A_{usm} (j\frac{f}{f_L}) / (1 + j\frac{f}{f_L}) (1 + j\frac{f}{f_H})$ 共射为负, 附加 -180° 相移

$f_L = 1.1 \sqrt{\sum f_{Lk}^2} = 1.56$ $f_H = 1 / 1.1 \sqrt{\sum f_{Hk}^2} = 0.643$ $\therefore 0.52$

增益带宽积 $|A_{usm} f_{bw}| = 1 / 2\pi (r_{be} + R_c) C_\mu$ 输入量 X_i 净输入量 X_i' 输出量 X_o 反馈量 X_f

$A = \frac{X_o}{X_i}$ $F = \frac{X_f}{X_o}$ $A_f = \frac{X_o}{X_i}$ $A F = \frac{X_f}{X_i}$ $1 + A F$

基本放大电路放大倍数 反馈系数 开环放大倍数 环路放大倍数 反馈深度

选频网络 $RC: f = \frac{1}{2\pi RC}$ $R_f \geq 2R$ $LC: f = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}$

三要素法 $y(t) = (y(0) - y(\infty)) e^{-\frac{t}{\tau}} + y(\infty)$

OCL $\frac{U_{om}}{\frac{V_{CC} - |U_{CES}|}{\sqrt{2}}}$ $P_{om} = \frac{U_{om}^2}{2R_L}$ $\eta = \frac{P_{om}}{P_V}$ $\frac{I_{CM} > \frac{V_{CC} - |U_{CES}|}{R_c}}{2|V_{CC} - |U_{CES}||}$ $U_{CEQ} > 0$ $P_{CM} > \frac{V_{CC}^2}{\pi^2 R_L} = 0.2 P_{om}$ $U_{om} = 0.6 U_{CC}$ $U_{CES} = 0$

OTL $(\frac{V_{CC}}{2} - |U_{CES}|) / \sqrt{2}$ $(\frac{V_{CC}}{2} - |U_{CES}|)^2 / 2R_L$ $\frac{\pi}{4} (\frac{V_{CC}}{2} - |U_{CES}|) / \frac{V_{CC}}{2}$

半波整流 $U_{O(AV)} = 0.45 U_2$ $\frac{I_{O(AV)}}{R_L} = \frac{0.45 U_2}{R_L}$ $I_F > \frac{1.1 \times 0.45 U_2}{R_L}$ $U_r > 1.1 \sqrt{2} U_2$

全波整流 $U_{O(AV)} = 0.9 U_2$ $\frac{I_{O(AV)}}{R_L} = \frac{0.9 U_2}{R_L}$ $\frac{1.1 \times 0.9 U_2}{R_L}$ $1.1 \sqrt{2} U_2$ (非桥式 $1.1 \times 2 \sqrt{2} U_2$)

滤波电路 $U_{O(AV)} = 1.2 U_2$ (正常) $U_{O(AV)} = \sqrt{2} U_2$ (空载) $U_{CM} > 1.1 \sqrt{2} U_2$

稳压管稳压电路 $U_I = (2 \sim 3) U_O$ $\frac{U_{I\max} - U_Z}{I_{Z\max} + I_{L\min}} < R < \frac{U_{I\min} - U_Z}{I_{Z\min} + I_{L\max}}$

接法	$ A_u $	A_i	R_i	R_o	频带	用途
共射	> 100	β	$100 \sim 1000+$	$100 \sim 1000+$	窄	一般放大
共基	> 100	α	最小 10	$100 \sim 1000+$	中	输入级, 输出级
共集	< 1	$(1+\beta)$	$10^4 \sim 10^5+$	最小 10	宽	宽频带放大器
共源	$1 \sim 10+$		$1M+$	$100 \sim 1000+$ ($f_{\alpha} = (1/\beta) f_\beta$)	高频特性好	
共漏	< 1		$1M+$	$100 \sim 1000+$		

	电压串联	电压并联	电流串联	电流并联
适用范围(输入)	恒压源	恒流源	恒压源	恒流源
输入电阻	\uparrow	\downarrow	\uparrow	\downarrow
其它说法(个)	信号源为内阻小电压源, 欲减小从信号源索取的电流			
输出电阻	\downarrow	\downarrow	\uparrow	\uparrow
其它说法(个)	稳定输出电流, 减小带负载能力			
转换电路	电压-电压	电压-电压	电压-电流	电流-电流

分 类	符 号	转移特性曲线	输出特性曲线
结型场效应管	N 沟道		
	P 沟道		
绝缘栅型场效应管	N 沟道	增强型	
		耗尽型	
	P 沟道	增强型	
		耗尽型	

基本接法	共源电路	共漏电路
原理电路		
电压放大倍数	$-g_m R_d$	$\frac{g_m R_s}{1+g_m R_s}$
输入电阻	∞	∞
输出电阻	R_d	$R_s // \frac{1}{g_m}$

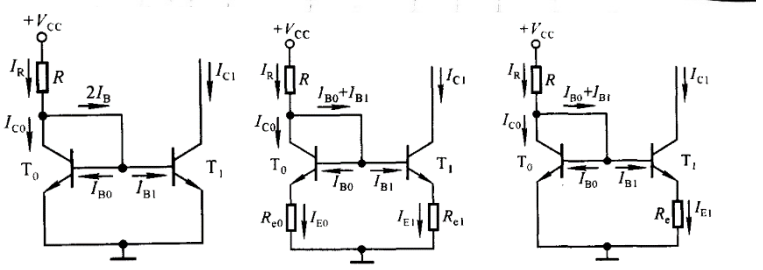


图 4.2.1 镜像电流源 图 4.2.2 比例电流源 图 4.2.3 微电流源

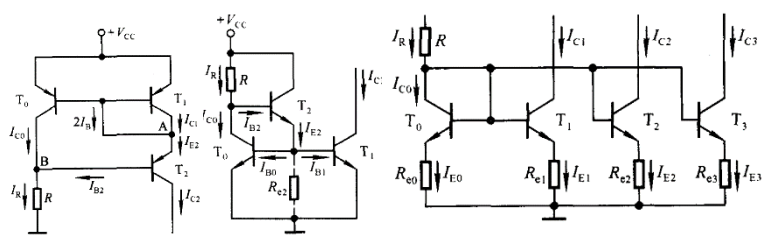


图 4.2.5 威尔逊电流源 图 4.2.4 加射极输出器的电流源 图 4.2.6 基于比例电流源的多路电流源

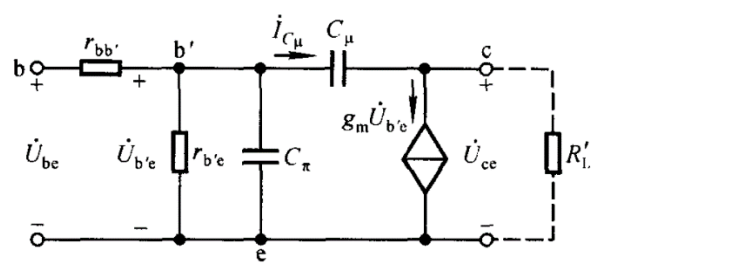


表 5.1.3 集成运放组成的四种组态负反馈放大电路

反馈组态	电压串联	电压并联	电流串联	电流并联
电路				
\dot{A}_f	$\frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$	$\frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = -\frac{R_f}{R_i}$	$\frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{R_{f1}}{R_{f2}}$	$\frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = -\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot \frac{R_{f1}}{R_{f2}}$

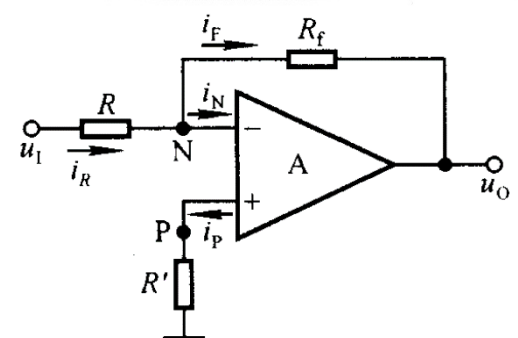


图 7.1.1 反比例运算电路

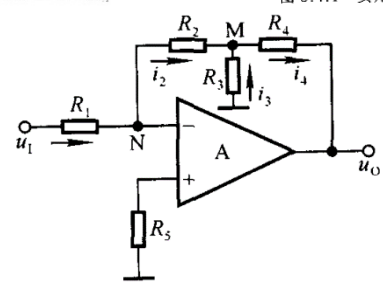


图 7.1.2 T 形网络反相比例运算电路

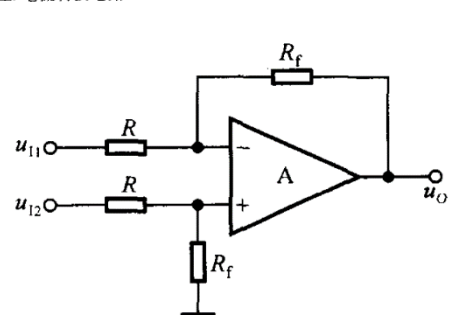
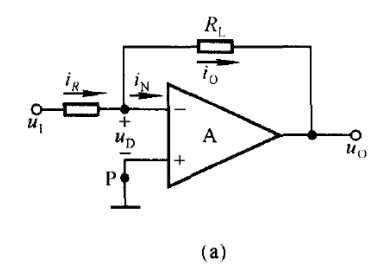
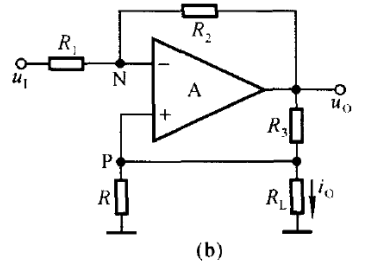


图 7.1.12 差分比例运算电路



(a)



(b)

图 6.7.1 电压 - 电流转换电路

(a) 一般电路 (b) 豪兰德电流源电路

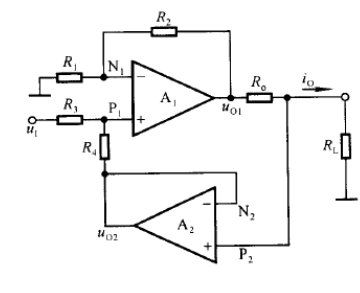


图 8.4.1 实用的电压/电流转换电路

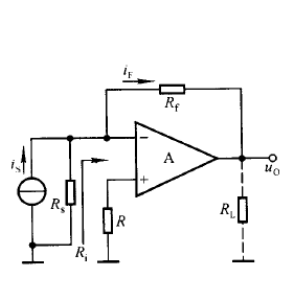


图 8.4.2 电流/电压转换电路

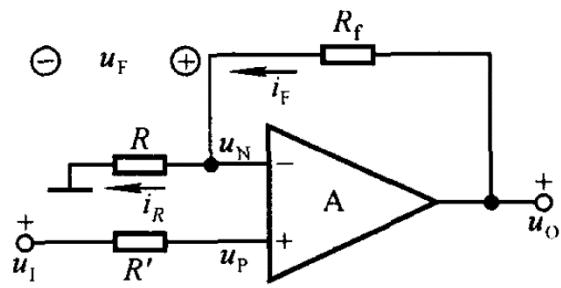


图 7.1.3 同相比比例运算电路

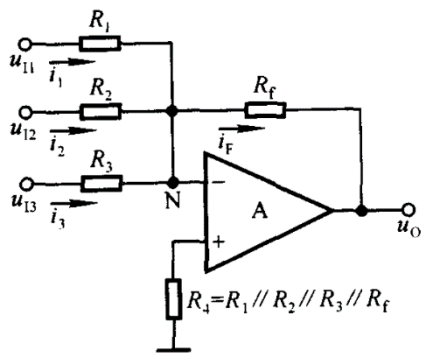


图 7.1.7 反相求和运算电路

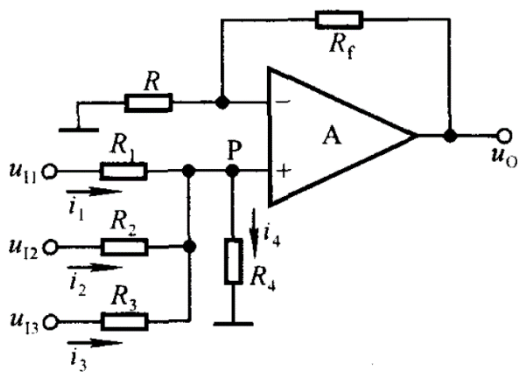


图 7.1.9 同相求和运算电路

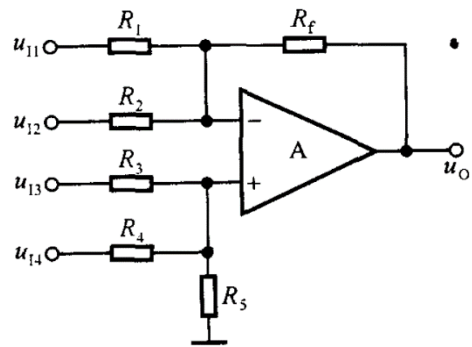


图 7.1.10 加减运算电路

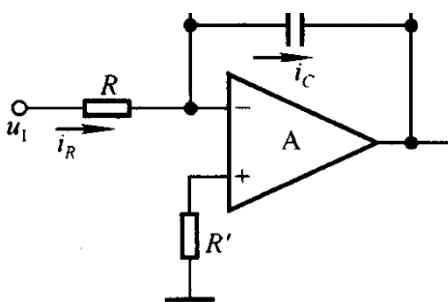


图 7.1.16 积分运算电路

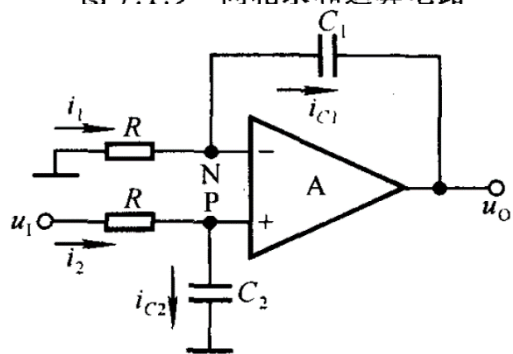


图 7.1.22 例 7.1.4 电路图

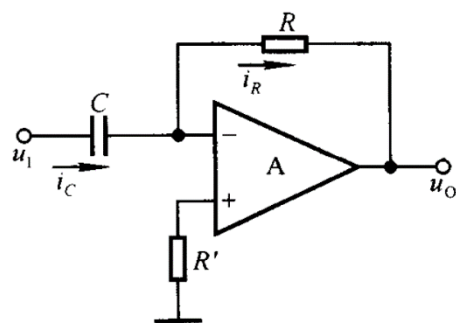


图 7.1.18 基本微分运算电路

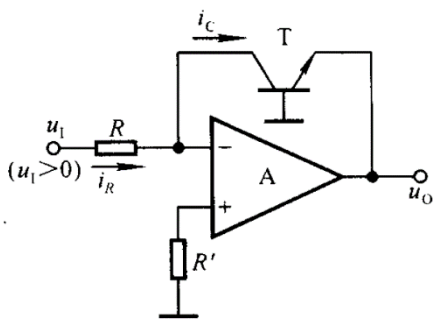


图 7.1.25 利用晶体管的
对数运算电路

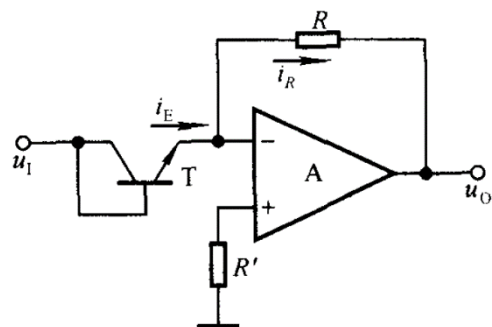


图 7.1.27 指数运算电路

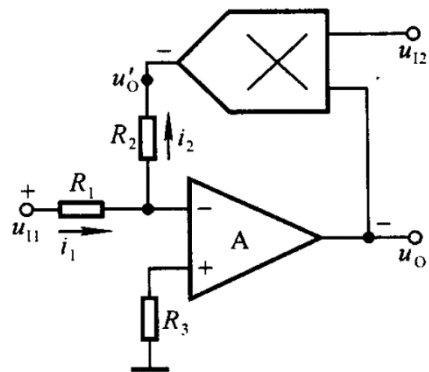


图 7.2.10 除法运算电路

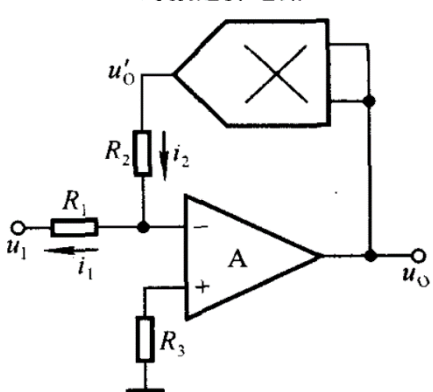


图 7.2.11 平方根运算电路

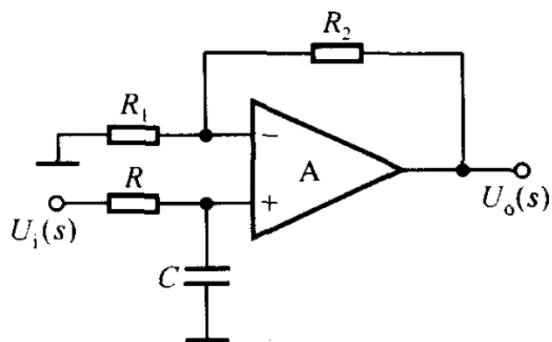
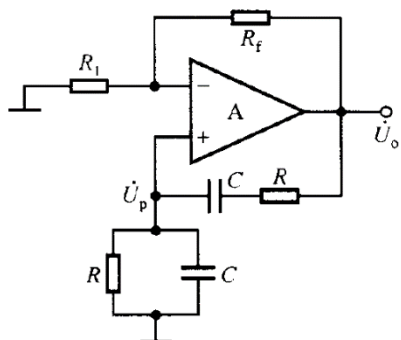
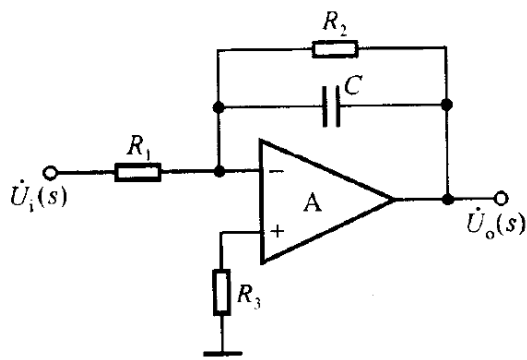


图 7.3.5 一阶低通滤波电路



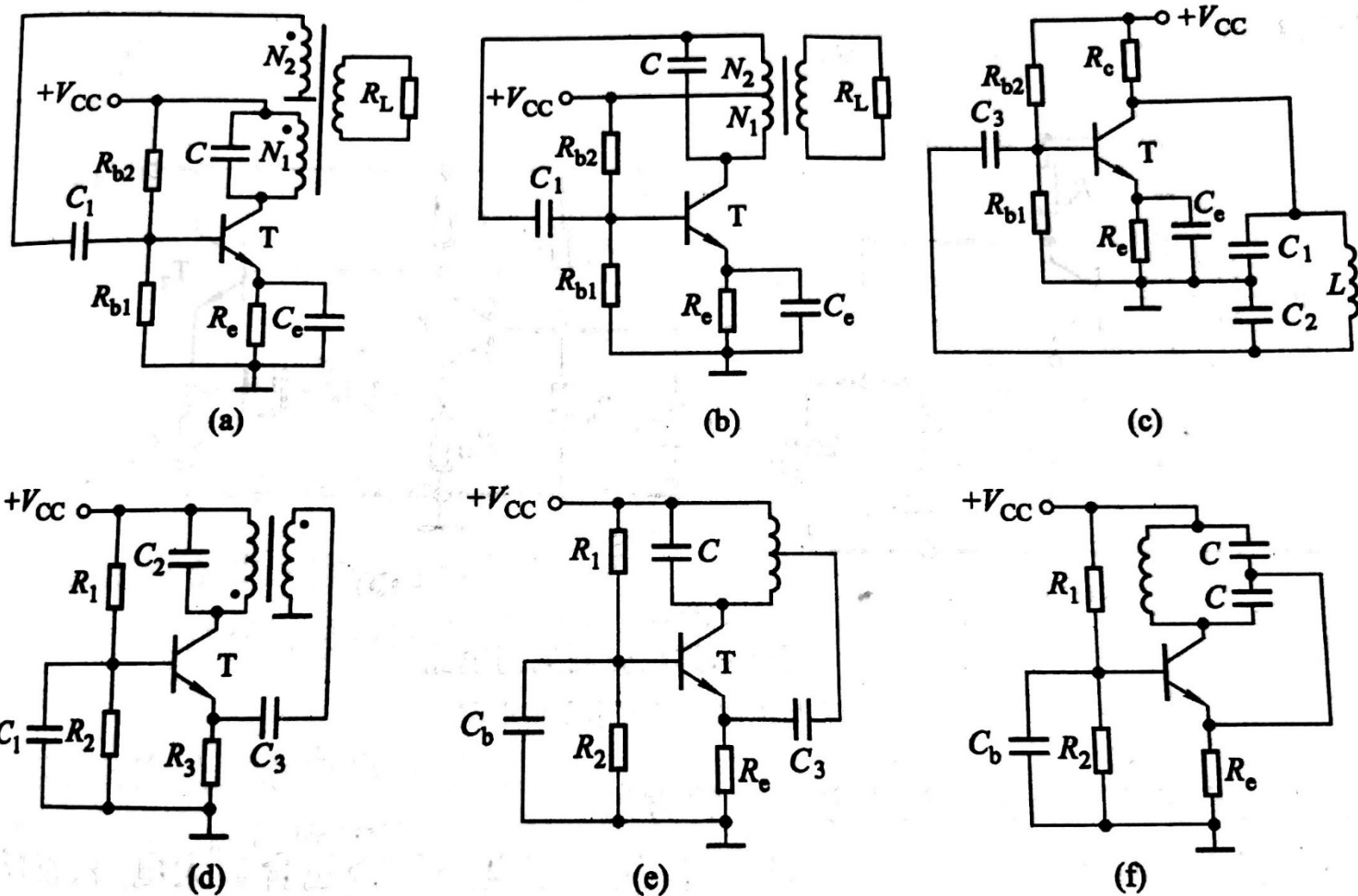


图 7.1.3 LC 桥式正弦波振荡电路

(a)(b)(c) 由共射放大电路组成的变压器反馈式、电感反馈式和电容反馈式正弦波振荡电路
(d)(e)(f) 由共基放大电路组成的变压器反馈式、电感反馈式和电容反馈式正弦波振荡电路

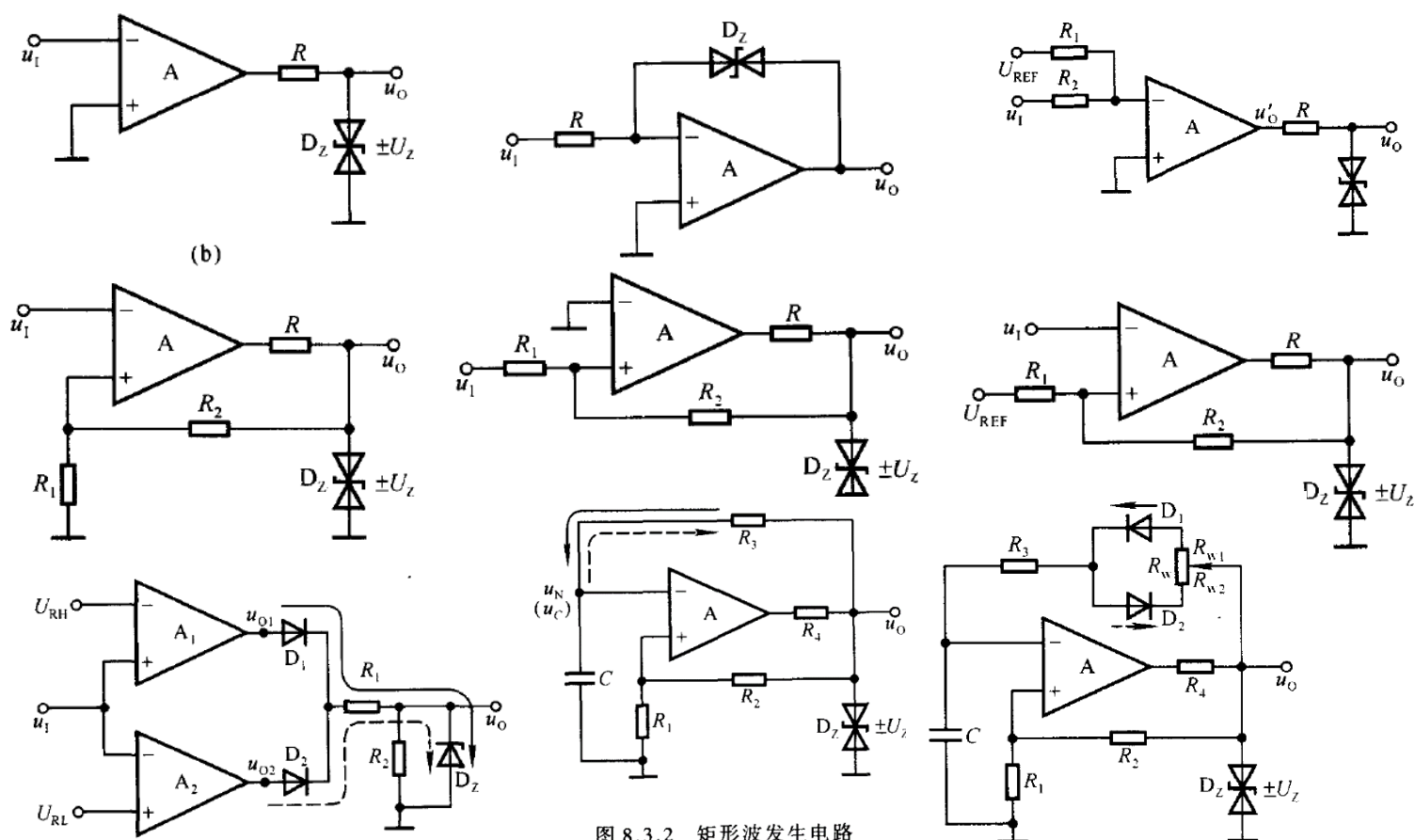


图 8.3.2 矩形波发生电路

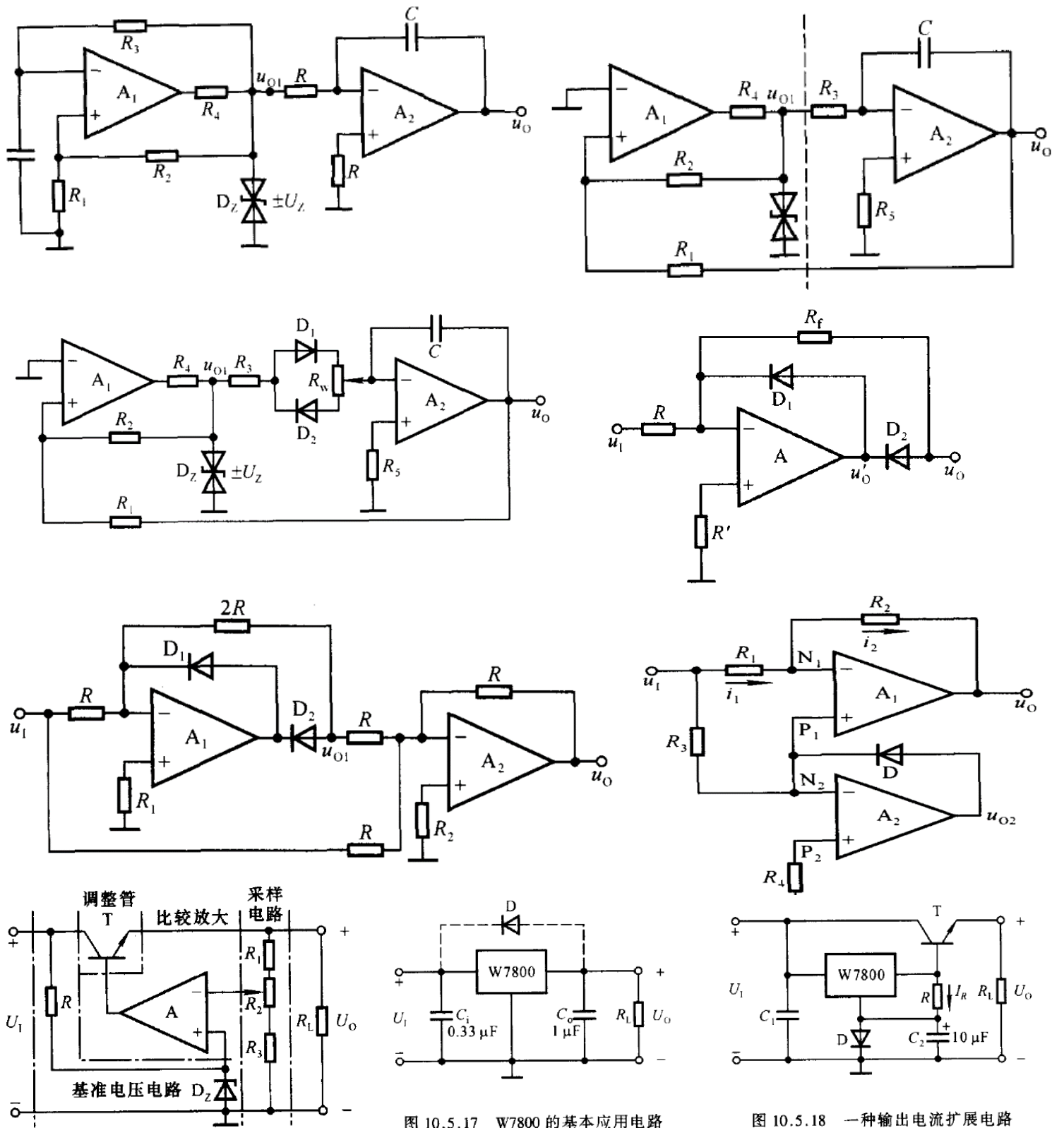


图 10.5.17 W7800 的基本应用电路

图 10.5.18 一种输出电流扩展电路

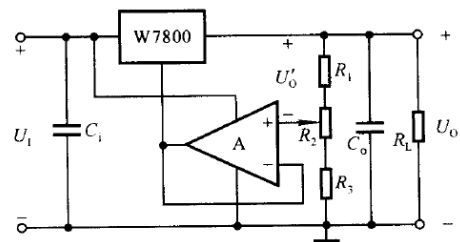
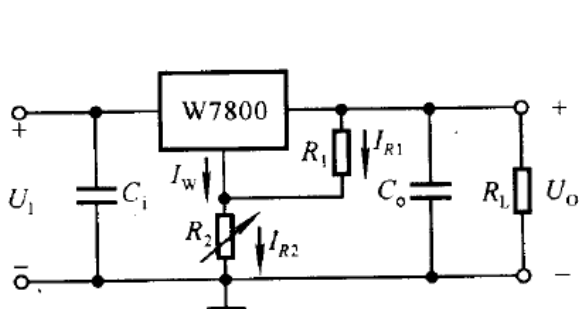


图 10.5.20 输出电压可调的实用稳压电路

图中电压跟随器的输出电压等于三端稳压器的输出电压 U'_0 ，即电阻 R_1 与 R_2 上部分的电压之和，是一个常量，改变电位器滑动端的位置，即可调节输出电压 U_0 的大小。以输出电压的正端为参考点，不难求出输出电压为

$$\frac{R_1 + R_2 + R_3}{R_1 + R_2} \cdot U'_0 \leq U_0 \leq \frac{R_1 + R_2 + R_3}{R_1} \cdot U'_0 \quad (10.5.35)$$