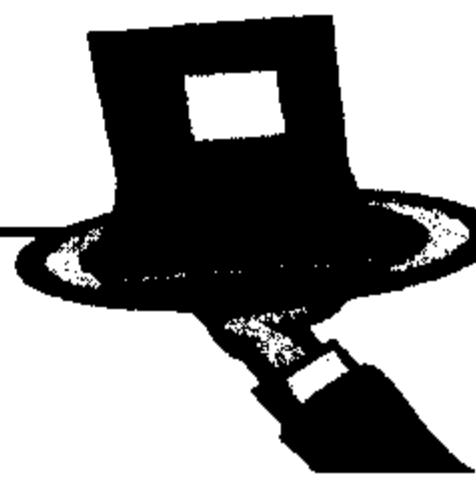


10

直流稳压电源

51 言



在电子电路中，通常都需要电压稳定的直流电源供电。小功率稳压电源的组成可以用图 10.0.1 表示，它是由电源变压器、整流、滤波和稳压电路等四部分组成。

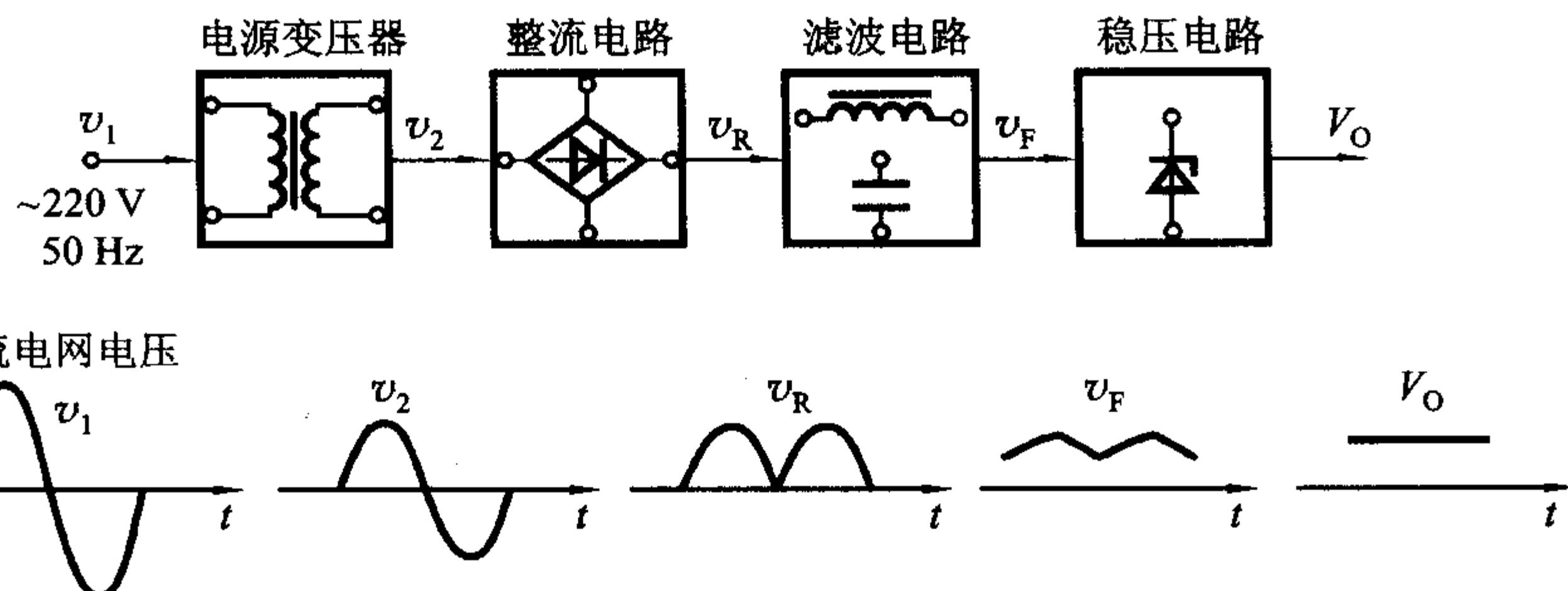


图 10.0.1 直流稳压电源结构图和稳压过程

电源变压器是将交流电网 220 V 的电压变为所需要的电压值，然后通过整流电路将交流电压变成脉动的直流电压。由于此脉动的直流电压还含有较大的纹波，必须通过滤波电路加以滤除，从而得到平滑的直流电压。但这样的电压还随电网电压波动（一般有 $\pm 10\%$ 左右的波动）、负载和温度的变化而变化。因而在整流、滤波电路之后，还需接稳压电路。稳压电路的作用是当电网电压波动、负载和温度变化时，维持输出直流电压稳定。

当负载要求功率较大、效率高时，常采用开关稳压电源。

本章首先讨论小功率整流、滤波电路和稳压电路，然后介绍三端集成稳压器和开关稳压电源的工作原理。

10.1

小功率整流滤波电路

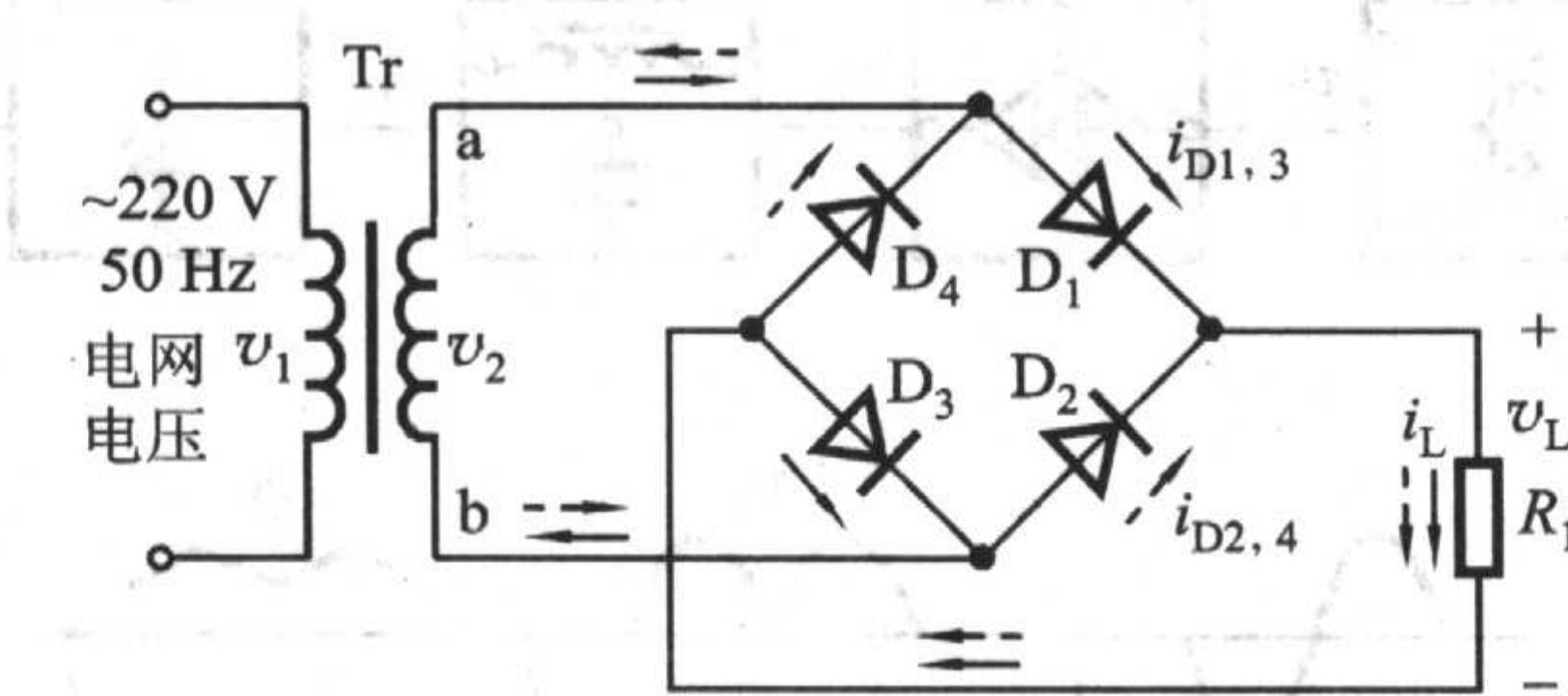
10.1.1 单相桥式整流电路

整流电路的任务是将交流电变换成直流电。完成这一任务主要是靠二极管的单向导电作用，因此二极管是构成整流电路的关键元件。在小功率(1 kW 以下)整流电路中，常见的几种整流电路有单相半波、全波、桥式和倍压整流电路。本节主要研究单相桥式整流电路和滤波电路。对全波整流电路，希望读者通过习题来掌握。

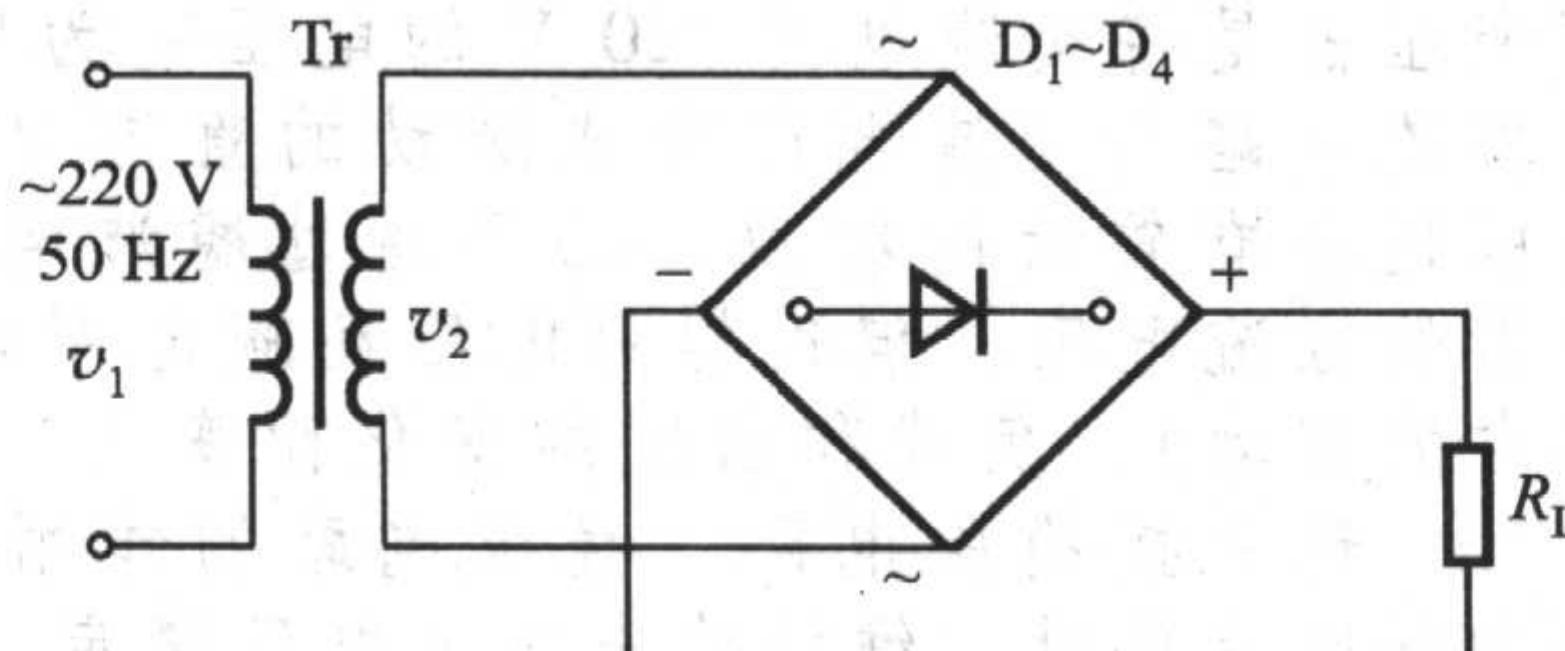
以下分析整流电路时，为简明起见，二极管用理想模型来处理(见第3章图3.4.2)，即正向导通电阻为零，反向电阻为无穷大。

1. 工作原理

电路如图10.1.1a所示，图中Tr为电源变压器，它的作用是将交流电网



(a)



(b)

图 10.1.1 单相桥式整流电路图

(a) 单相桥式整流电路 (b) 简化画法

电压 v_1 变成整流电路要求的交流电压 $v_2 = \sqrt{2}V_2 \sin \omega t$, R_L 是要求直流供电的负载电阻, 四只整流二极管 $D_1 \sim D_4$ 接成电桥的形式, 故有桥式整流电路之称。图 10.1.1b 是它的简化画法。整流桥的 D_1 、 D_2 的连接处称共阴极, 用“+”标记, 即电流从此处流出, D_3 、 D_4 连接处称共阳极, 用“-”标记, 其他两点表示接交流电源标记“~”。

在电源电压 v_2 的正、负半周(设 a 端为正, b 端为负时是正半周)内电流通路分别用图 10.1.1a 中实线和虚线箭头表示。

通过负载 R_L 的电流 i_L 以及电压 v_L 的波形如图 10.1.2 所示。显然, 它们都是单方向的全波脉动波形。

2. 负载上的直流电压 V_L 和直流电流 I_L 的计算

用傅里叶级数对图 10.1.2 中 v_L 的波形进行分解后可得

$$v_L = \sqrt{2}V_2 \left(\frac{2}{\pi} - \frac{4}{3\pi} \cos 2\omega t - \frac{4}{15\pi} \cos 4\omega t - \frac{4}{35\pi} \cos 6\omega t \dots \right) \quad (10.1.1)$$

式中恒定分量即为负载电压 v_L 的平均值, 因此有

$$V_L = \frac{2\sqrt{2}V_2}{\pi} = 0.9V_2 \quad (10.1.2)$$

直流电流为

$$I_L = \frac{0.9V_2}{R_L} \quad (10.1.3)$$

由式(10.1.1)看出, 最低次谐波分量的幅值为 $4\sqrt{2}V_2/(3\pi)$, 角频率为电源频率的两倍, 即 2ω 。其他交流分量的角频率为 4ω 、 6ω 、…偶次谐波分量。这些谐波分量总称为纹波, 它叠加于直流分量之上。常用纹波系数 K_γ 来表示直流输出电压中相对纹波电压的大小, 即

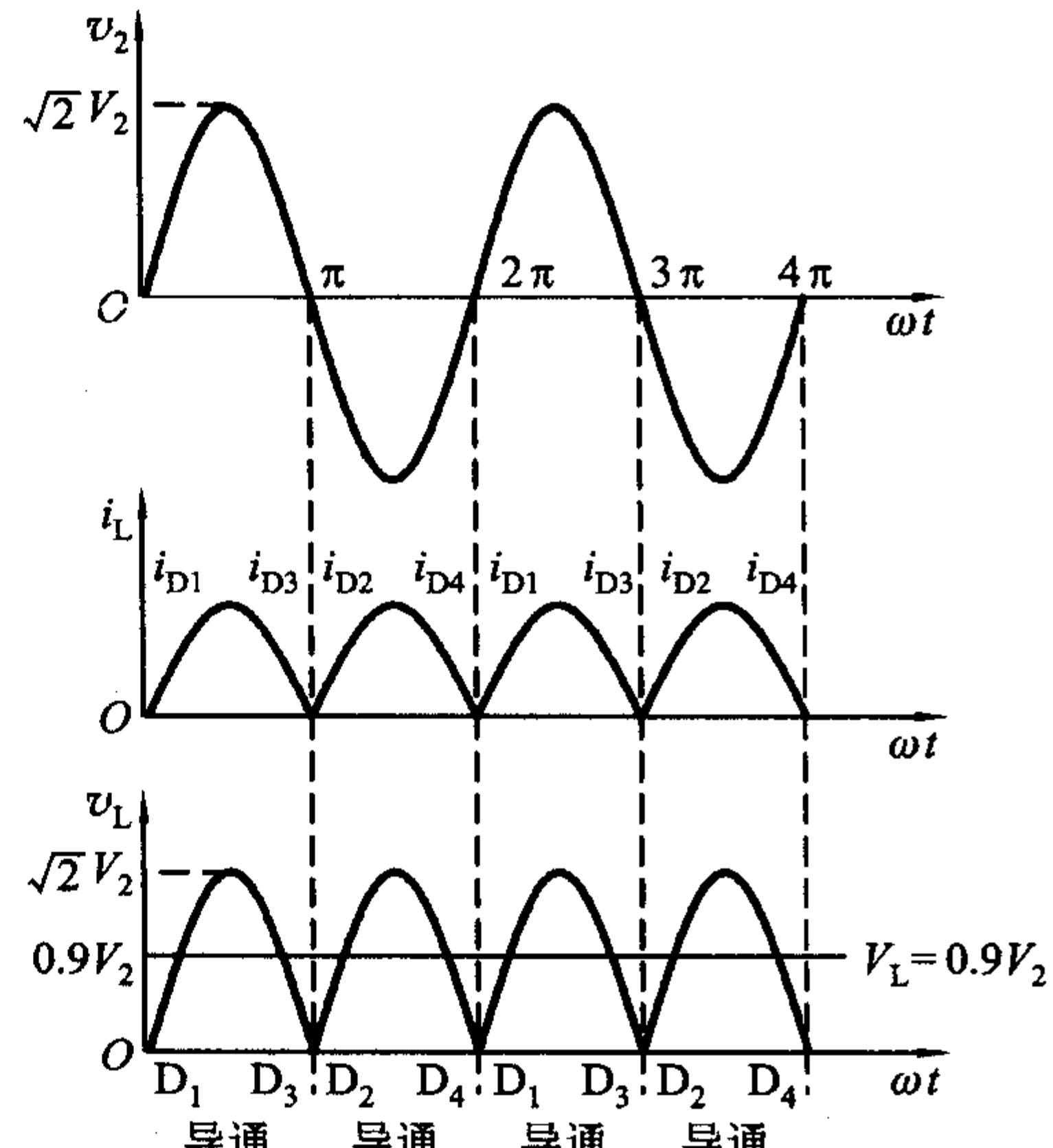


图 10.1.2 单相桥式整流电路
电压、电流波形图

$$K_\gamma = \frac{V_{L\gamma}}{V_L} = \frac{\sqrt{V_{L2}^2 + V_{L4}^2 + \dots}}{V_L} \quad (10.1.4)$$

式中 $V_{L\gamma}$ 为谐波电压总的有效值, 它表示为

$$V_{L\gamma} = \sqrt{V_{L2}^2 + V_{L4}^2 + \dots} = \sqrt{V_2^2 - V_L^2}$$

式中 V_{L2} , V_{L4} 为二次、四次谐波的有效值。由式(10.1.2)和式(10.1.4)得出桥

式整流电路的纹波系数 $K_v = \sqrt{(1/0.9)^2 - 1} \approx 0.483$ 。由于 v_L 中存在一定的纹波，故需用滤波电路来滤除纹波电压。

3. 整流元件参数的计算

在桥式整流电路中，二极管 D_1 、 D_3 和 D_2 、 D_4 是两两轮流导通的，所以流经每个二极管的平均电流为

$$I_D = \frac{1}{2} I_L = \frac{0.45 V_2}{R_L} \quad (10.1.5)$$

二极管在截止时管子两端承受的最大反向电压可以从图 10.1.1a 看出。在 v_2 正半周时， D_1 、 D_3 导通， D_2 、 D_4 截止。此时 D_2 、 D_4 所承受到的最大反向电压均为 v_2 的最大值，即

$$V_{RM} = \sqrt{2} V_2 \quad (10.1.6)$$

同理，在 v_2 的负半周， D_1 、 D_3 也承受同样大小的反向电压。

一般电网电压波动范围为 $\pm 10\%$ 。实际上选用的二极管的最大整流电流 I_{DM} 和最高反向电压 V_{RM} 应留有大于 10% 的余量。

桥式整流电路的优点是输出电压高，纹波电压较小，管子所承受的最大反向电压较低，同时因电源变压器在正、负半周内都有电流供给负载，电源变压器得到了充分的利用，效率较高。因此，这种电路在半导体整流电路中得到了颇为广泛的应用。目前市场上已有整流桥堆出售，如 QL51A ~ G、QL62A ~ L 等，其中 QL62A ~ L 的额定电流为 2 A，最大反向电压为 25 ~ 1 000 V。

10.1.2 滤波电路

滤波电路用于滤去整流输出电压中的纹波，一般由电抗元件组成，如在负载电阻两端并联电容器 C ，或在整流电路输出端与负载间串联电感器 L ，以及由电容、电感组合而成的各种复式滤波电路。常用的结构如图 10.1.3 所示。

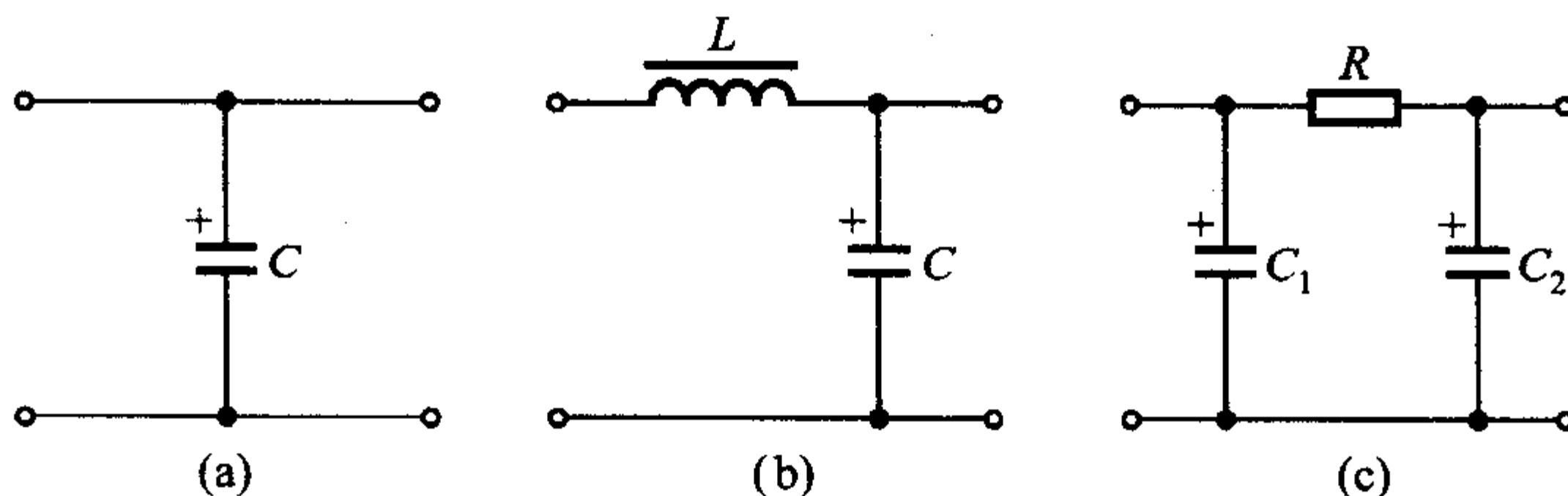


图 10.1.3 滤波电路的基本形式
(a) C 形滤波电路 (b) 倒 L 形滤波电路 (c) Π 形滤波电路

由于电抗元件在电路中有储能作用，并联的电容器 C 在电源供给的电压

升高时，能把部分能量存储起来，而当电源电压降低时，就把电场能量释放出来，使负载电压比较平滑，即电容 C 具有平波的作用；与负载串联的电感 L ，当电源供给的电流增加（由电源电压增加引起）时，它把能量存储起来，而当电流减小时，又把磁场能量释放出来，使负载电流比较平滑，即电感 L 也有平波作用。

滤波电路的形式很多，为了掌握它的分析规律，把它分为电容输入式（电容器 C 接在最前面，如图 10.1.3a、c 所示）和电感输入式（电感器 L 接在最前面，如图 10.1.3b 所示）。前一种滤波电路多用于小功率电源中，而后一种滤波电路多用于较大功率电源中（而且当电流很大时仅用一电感器与负载串联）。本节重点分析小功率整流电源中应用较多的电容滤波电路，然后再简要介绍其他形式的滤波电路。

1. 电容滤波电路

图 10.1.4 为单相桥式整流、电容滤波电路。在分析电容滤波电路时，要特别注意电容器两端电压 v_c 对整流元件导电的影响，整流元件只有受正向电压作用时才导通，否则便截止。

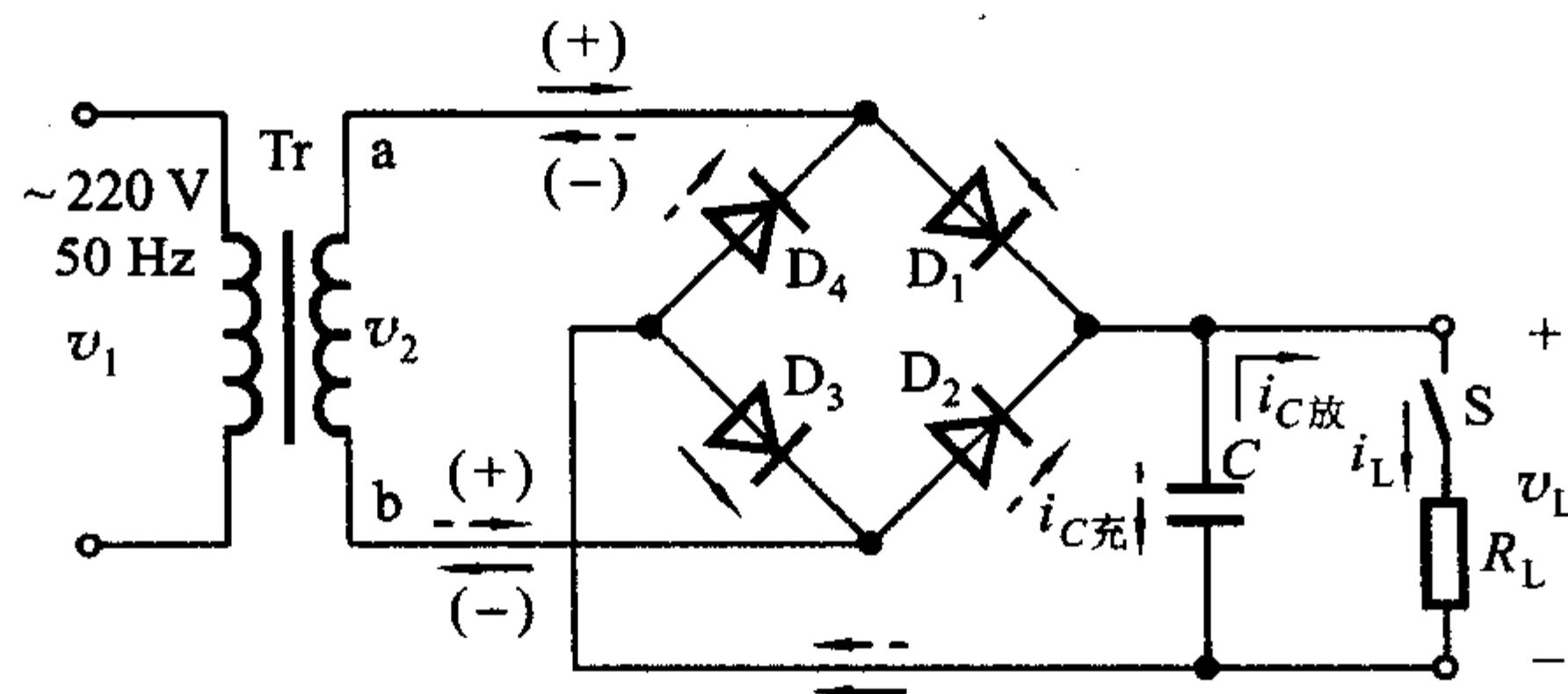


图 10.1.4 桥式整流、电容滤波电路

负载 R_L 未接入（开关 S 断开）时的情况：设电容器两端初始电压为零，接入交流电源后，当 v_2 为正半周时， v_2 通过 D_1 、 D_3 向电容器 C 充电； v_2 为负半周时，经 D_2 、 D_4 向电容器 C 充电，充电时间常数为

$$\tau_c = R_{int} C \quad (10.1.7)$$

式中 R_{int} 包括变压器二次绕组的直流电阻和二极管 D 的正向电阻。由于 R_{int} 一般很小，电容器很快就充电到交流电压 v_2 的最大值 $\sqrt{2}V_2$ ，极性如图 10.1.4 所示。由于电容器无放电回路，故输出电压（即电容器 C 两端的电压 v_c ）保持在 $\sqrt{2}V_2$ ，输出为一个恒定的直流电压，如图 10.1.5 中 $\omega t < 0$ 部分所示。

接入负载 R_L （开关 S 合上）的情况：设变压器二次电压 v_2 从 0 开始上升（即正半周开始）时接入负载 R_L ，由于电容器在负载未接入前充了电，故刚接入负载时 $v_2 < v_c$ ，二极管受反向电压作用而截止，电容器 C 经 R_L 放电，放电

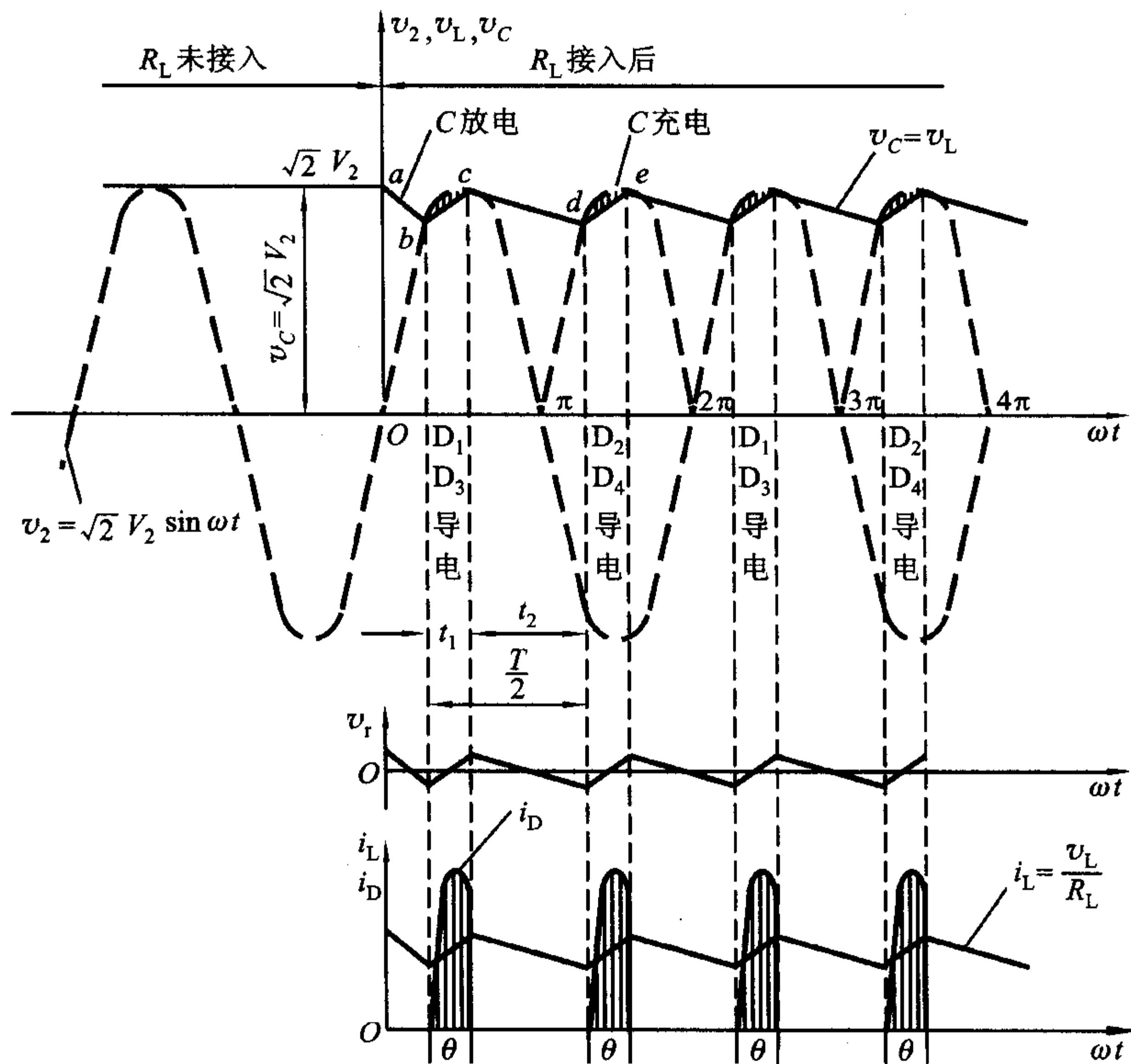


图 10.1.5 桥式整流、电容滤波时的电压、电流和纹波电压波形
的时间常数为

$$\tau_d = R_L C \quad (10.1.8)$$

因 τ_d 一般较大，故电容两端的电压 v_c 按指数规律慢慢下降。其输出电压 $v_L = v_c$ ，如图 10.1.5 的 ab 段所示。与此同时，交流电压 v_2 按正弦规律上升。当 $v_2 > v_c$ 时，二极管 D_1 、 D_3 受正向电压作用而导通，此时 v_2 经二极管 D_1 、 D_3 一方面向负载 R_L 提供电流，另一方面向电容器 C 充电[接入负载时的充电时间常数 $\tau_c = (R_L \parallel R_{int}) C \approx R_{int} C$ 很小]， v_c 升高将如图 10.1.5 中的 bc 段，图中 bc 段上的阴影部分为电路中的电流在整流电路内阻 R_{int} 上产生的压降。 v_c 随着交流电压 v_2 升高到最大值 $\sqrt{2}V_2$ 的附近。然后， v_2 又按正弦规律下降。当 $v_2 < v_c$ 时，二极管受反向电压作用而截止，电容器 C 又经 R_L 放电， v_c 下降， v_c 波形如图 10.1.5 中的 cd 段。电容器 C 如此周而复始地进行充放电，负载上便得到如图 10.1.5 所示的一个近似锯齿波的电压 $v_L = v_c$ ，使负载电压的波动大为减小。电路的电压、电流和纹波电压 v_r 波形如图所示。

由以上分析可知，电容滤波电路有如下特点：

(1) 二极管的导电角 $\theta < \pi$, 流过二极管的瞬时电流很大, 如图 10.1.5 所示。电流的有效值和平均值的关系与波形有关, 在平均值相同的情况下, 波形越尖, 有效值越大。在纯电阻负载时, 变压器二次电流的有效值 $I_2 = 1.11I_L$, 而有电容滤波时

$$I_2 = (1.5 \sim 2)I_L \quad (10.1.9)$$

(2) 负载平均电压 V_L 升高, 纹波(交流成分)减小, 且 $R_L C$ 越大, 电容放电速率越慢, 则负载电压中的纹波成分越小, 负载平均电压越高。

为了得到平滑的负载电压, 一般取

$$\tau_d = R_L C \geq (3 \sim 5) \frac{T}{2} \quad (10.1.10)$$

式中 T 为电源交流电压的周期。

(3) 负载直流电压随负载电流增加 (R_L 减小) 而减小。 V_L 随 I_L 的变化关系称为输出特性或外特性, 如图 10.1.6 所示。

当 $R_L = \infty$, 即空载时 C 值一定, $\tau_d = \infty$, 有

$$V_{L0} = \sqrt{2}V_2 \approx 1.4V_2$$

当 $C = 0$, 即无电容时

$$V_{L0} = 0.9V_2 \quad (10.1.11)$$

在整流电路的内阻不太大(几欧)和放电时间常数满足式(10.1.10)的关系时, 电容滤波电路的负载电压 V_L 与 V_2 的关系约为

$$V_L = (1.1 \sim 1.2)V_2 \quad (10.1.12)$$

总之, 电容滤波电路简单, 负载直流电压 V_L 较高, 纹波也较小, 它的缺点是输出特性较差, 故适用于负载电压较高, 负载变动不大的场合。

2. 电感滤波电路

在桥式整流电路和负载电阻 R_L 之间串入一个电感器 L , 如图 10.1.7 所示。当通过电感线圈的电流增加时, 电感线圈产生自感电势(左“+”右“-”)阻止电流增加, 同时将一部分电能转化为磁场能量储存于电感中; 当电流减小时, 自感电势(左“-”右“+”)阻止电流减小, 同时将电感中的磁场能量释放出来, 以补偿电流的减小。此时整流二极管 D 依然导电, 导电角 θ 增大, 使 $\theta = \pi$, 利用电感的储能作用可以减小输出电压和电流的纹波, 从而得到比较平滑的直流。当忽略电感器 L 的电阻时, 负载上输出的平均电压和纯电阻(不加电感)负载相同, 如忽略 L 的直流电阻上的压降, 即 $V_L = 0.9V_2$ 。

电感滤波的特点是, 整流管的导电角较大(电感 L 的反电势使整流管导电

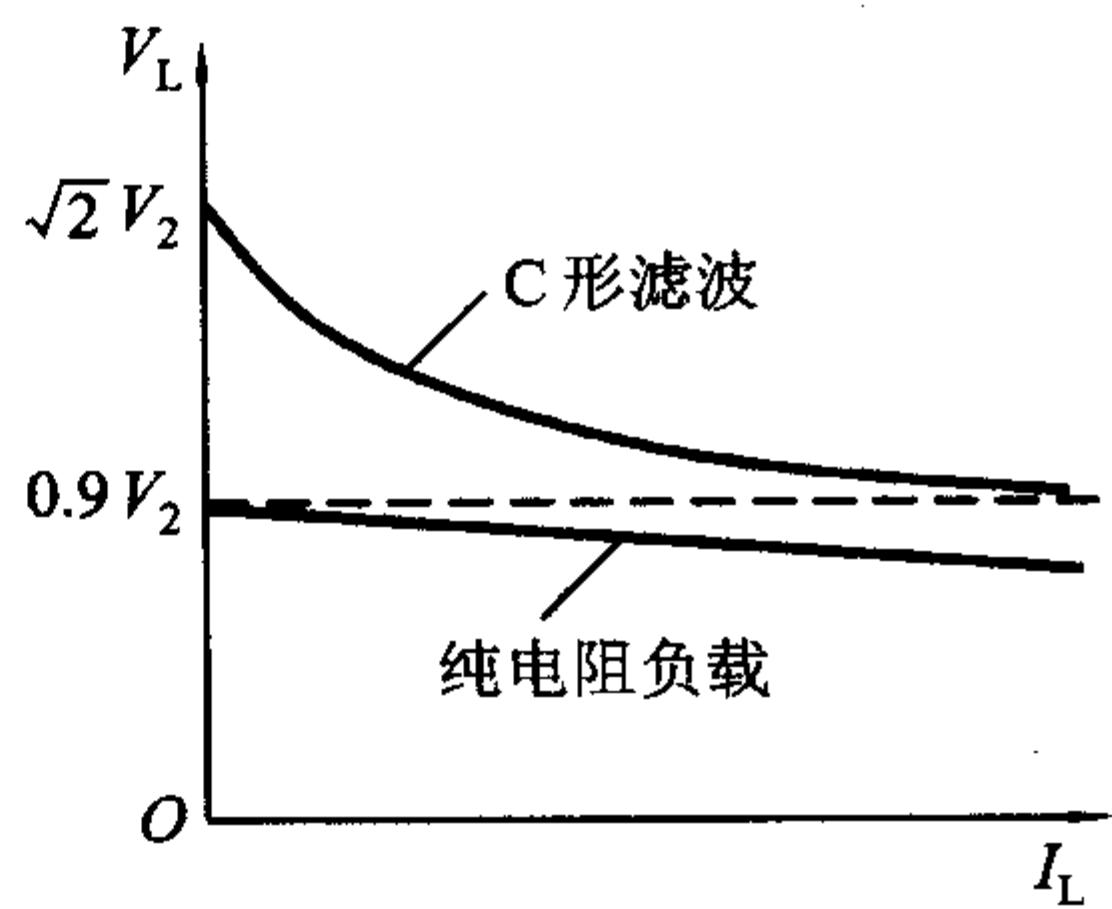


图 10.1.6 纯电阻 R_L 和具有电容滤波的桥式整流电路的输出特性

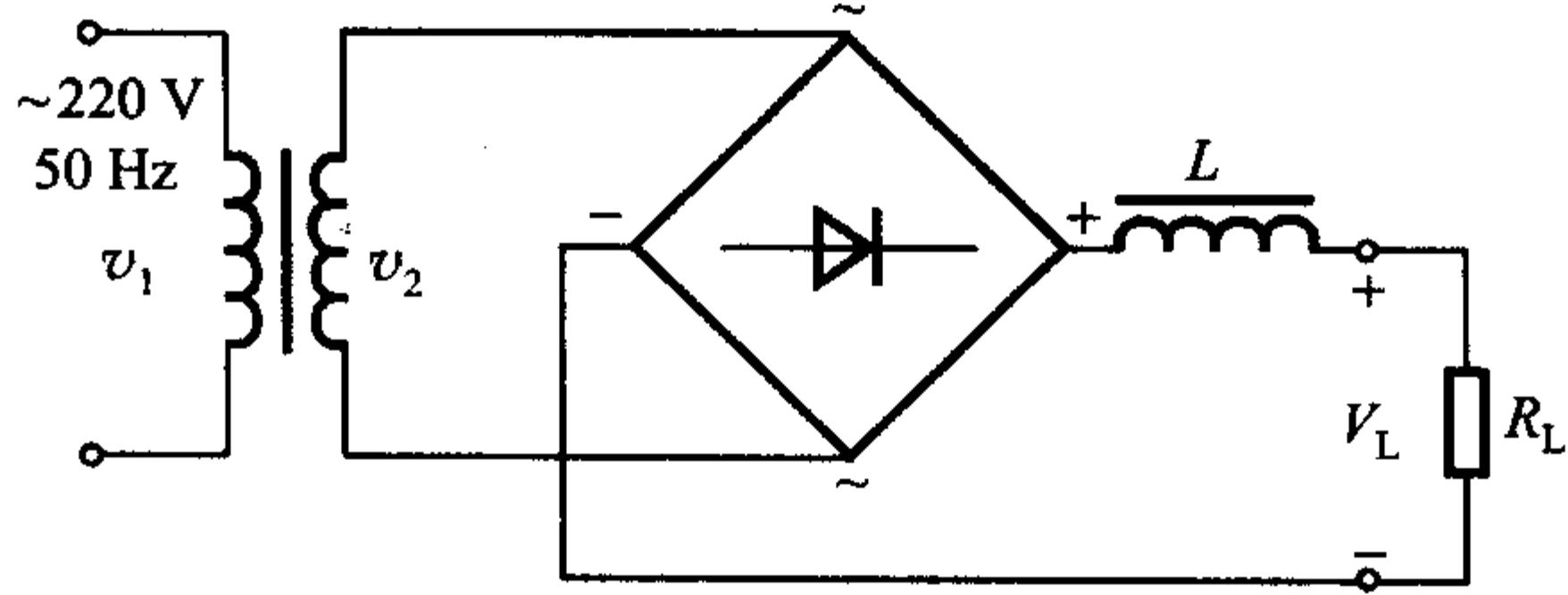


图 10.1.7 桥式整流、电感滤波电路

角增大)，无峰值电流，输出特性比较平坦。其缺点是由于铁心的存在，笨重、体积大，易引起电磁干扰。一般只适用于低电压、大电流场合。

此外，为了进一步减小负载电压中的纹波，电感后面可再接一电容或前后各接一电容而构成倒 L 形滤波电路或 $RC - \Pi$ 型滤波电路如图 10.1.3b、c 所示。其性能和应用场合分别与电感滤波电路或电容滤波电路相似。

例 10.1.1 单相桥式整流、电容滤波电路如图 10.1.4 所示。已知交流电源电压为 220 V，交流电源频率 $f = 50$ Hz，要求直流电压 $V_L = 30$ V，负载电流 $I_L = 50$ mA。试求电源变压器二次电压 v_2 的有效值；选择整流二极管及滤波电容器。

解：(1) 变压器二次电压有效值

由式(10.1.12)，取 $V_L = 1.2V_2$ ，则

$$V_2 = \frac{30}{1.2} \text{ V} = 25 \text{ V}$$

(2) 选择整流二极管

流经二极管的平均电流

$$I_D = \frac{1}{2} I_L = \frac{1}{2} \times 50 \text{ mA} = 25 \text{ mA}$$

二极管承受的最大反向电压

$$V_{RM} = \sqrt{2}V_2 \approx 35 \text{ V}$$

因此，可选用 2CZ51D 整流二极管(其允许最大电流 $I_F = 50$ mA，最大反向电压 $V_{RM} = 100$ V)，也可选用硅桥堆 QL - I 型($I_F = 50$ mA, $V_{RM} = 100$ V)。

(3) 选择滤波电容器

负载电阻

$$R_L = \frac{V_L}{I_L} = \frac{30}{50} \text{ k}\Omega = 0.6 \text{ k}\Omega$$

由式(10.1.10)，取 $R_L C = 4 \times \frac{T}{2} = 2T = 2 \times \frac{1}{50} \text{ s} = 0.04 \text{ s}$ 。由此得滤波电容

$$C = \frac{0.04 \text{ s}}{R_L} = \frac{0.04 \text{ s}}{600 \Omega} \approx 66.7 \mu\text{F}$$

若考虑电网电压波动 $\pm 10\%$ ，则电容器承受的最高电压为

$$V_{CM} = \sqrt{2}V_2 \times 1.1 = (1.4 \times 25 \times 1.1) \text{ V} = 38.5 \text{ V}$$

选用标称值为 $100 \mu\text{F}/50 \text{ V}$ 的电解电容器。

* 10.1.3 倍压整流电路

利用滤波电容对电荷的存储作用，当负载电流很小时，由多个电容和二极管可以获得几倍于变压器二次电压的直流电压，具有这种功能的整流电路称为倍压整流电路。

图 10.1.8 所示为二倍压整流电路，变压器二次电压 $v_2 = \sqrt{2}V_2 \sin \omega t$ ，当 v_2 处于正半周(a 端为正, b 端为负)时， D_1 导通、 D_2 截止， v_2 向电容器 C_1 充电，电压极性为右正左负，峰值电压可达 $\sqrt{2}V_2$ ；当 v_2 处于负半周(a 端为负, b 端为正)时， D_1 截止， D_2 导通， $v_2 + V_{C_1}$ (电容器 C_1 两端电压)向电容器 C_2 充电，电压极性为右正左负，峰值电压为 $2\sqrt{2}V_2$ ，即 $V_0 = V_{C_2} = 2\sqrt{2}V_2$ ，故图 10.1.8 为二倍压整流电路。这是因为当电路接的负载电阻 R_L 很大(负载电流小)时， C_2 的放电时间常数 $\tau = R_L C_2 \gg T$ (电源电压周期)， C_2 两端电压在一个周期内下降很小，输出电压 V_0 为变压器二次电压峰值的两倍。利用同样的原理可实现所需电源电压倍数的输出电压。分析此类电路时假设电路空载($R_L = \infty$)。

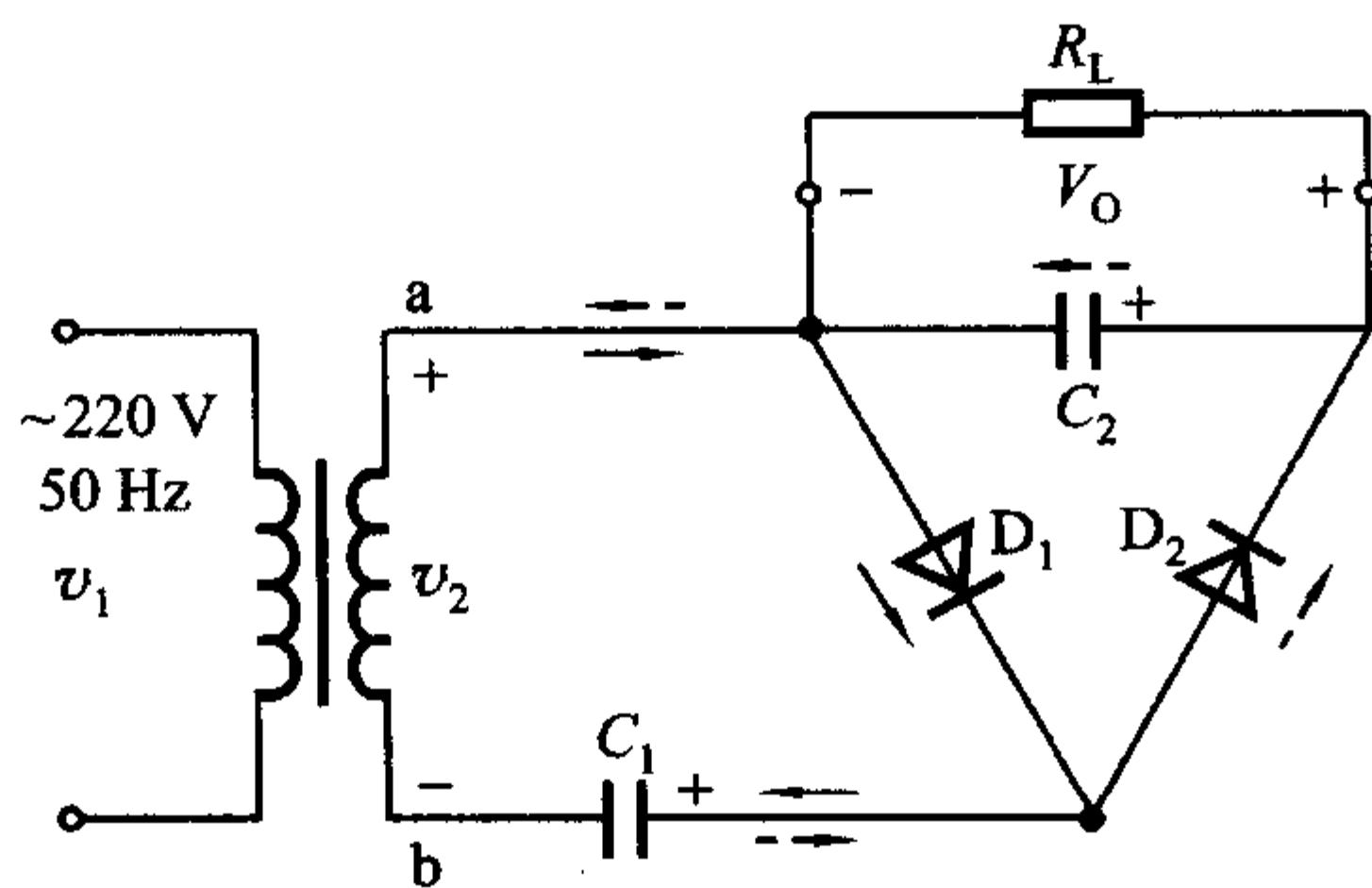


图 10.1.8 倍压整流电路

通常该电路中的二极管承受的最大反向电压 V_{RM} 大于 $2\sqrt{2}V_2$ 。 C_1 的耐压大于 $\sqrt{2}V_2$ ， C_2 的耐压应大于 $2\sqrt{2}V_2$ 。倍压整流电路一般用于高电压、小电流(几毫安以下)和负载变化不大的直流电源中。

复习思考题

- 10.1.1 整流二极管的反向电阻不够大，而正向电阻较大时，对整流效果会产生什么影响？
- 10.1.2 电路如图 10.1.1 所示，试分析该电路出现下述故障时，电路会出现什么现象。（1）二极管 D_1 的正负极性接反；（2） D_1 击穿短路；（3） D_1 开路。
- 10.1.3 在整流滤波电路中，采用滤波电路的主要目的是什么？就其结构而言，滤波电路有电容输入式和电感输入式两种，各有什么特点？各应用于何种场合？图 10.1.4、图 10.1.7 和图 10.1.3b、c 各属于何种滤波电路？
- 10.1.4 电路如图 10.1.4 所示，电路中 v_2 的有效值 $V_2 = 20 \text{ V}$ 。（1）电路中 R_L 和 C 增大时，输出电压是增大还是减小？为什么？（2）在 $R_L C = (3 \sim 5) \frac{T}{2}$ 时，输出电压 V_L 与 V_2 的近似关系如何？（3）若将二极管 D_1 和负载电阻 R_L 分别断开，各对 V_L 有什么影响？（4）若 C 断开时， $V_L = ?$

10.2 串联反馈式稳压电路

10.2.1 稳压电源的质量指标

稳压电源的技术指标分为两种：一种是特性指标，包括允许的输入电压、输出电压、输出电流及输出电压调节范围等；另一种是质量指标，用来衡量输出直流电压的稳定程度，包括稳压系数、电压调整率、电流调整率、输出电阻、温度系数及纹波电压等。这些质量指标的含义，可简述如下：

由于输出直流电压 V_o 随输入直流电压 V_I （即整流滤波电路的输出电压，其数值可近似认为与交流电源电压成正比）、输出电流 I_o 和环境温度 $T(\text{°C})$ 的变动而变动，即输出电压 $V_o = f(V_I, I_o, T)$ ，因而输出电压变化量的一般式可表示为

$$\Delta V_o = \frac{\partial V_o}{\partial V_I} \Delta V_I + \frac{\partial V_o}{\partial I_o} \Delta I_o + \frac{\partial V_o}{\partial T} \Delta T$$

或

$$\Delta V_o = K_v \Delta V_I + R_o \Delta I_o + S_T \Delta T$$

式中的三个系数分别定义如下：

输入调整因数

$$K_V = \left. \frac{\Delta V_o}{\Delta V_I} \right|_{\substack{\Delta I_0 = 0 \\ \Delta T = 0}}$$

K_V 反映了输入电压波动对输出电压的影响，实用上常用输入电压变化 ΔV_I 时引起输出电压的相对变化来表示，称为电压调整率^①，即

$$S_V = \left. \frac{\Delta V_o / V_o}{\Delta V_I} \times 100\% \right|_{\substack{\Delta I_0 = 0 \\ \Delta T = 0}} \quad (\%) / V \quad (10.2.1)$$

有时也以输出电压和输入电压的相对变化之比来表征稳压性能，称为稳压系数，其定义可写为

$$\gamma = \left. \frac{\Delta V_o / V_o}{\Delta V_I / V_I} \right|_{\substack{\Delta I_0 = 0 \\ \Delta T = 0}} \quad (10.2.2)$$

输出电阻 $R_o = \left. \frac{\Delta V_o}{\Delta I_o} \right|_{\substack{\Delta V_I = 0 \\ \Delta T = 0}} \quad (\Omega) \quad (10.2.3)$

R_o 反映负载电流 I_o 变化对 V_o 的影响。

有时也用电流调整率 S_I 表示。 S_I ^②是指负载电流从零变到最大时，输出电压的相对变化，即

$$S_I = \left. \frac{\Delta V_o}{V_o} \times 100\% \right|_{\substack{\Delta T = 0 \\ \Delta V_I = 0}} \quad (\%) \quad (10.2.4)$$

温度系数 S_T ^③ = $\left. \frac{\Delta V_o}{\Delta T} \right|_{\substack{\Delta V_I = 0 \\ \Delta I_0 = 0}} \quad (mV/^\circ C) \quad (10.2.5)$

上述的系数愈小，输出电压愈稳定，它们的具体数值与电路形式和电路参数有关。

纹波抑制比

纹波电压前已定义，是指稳压电路输出端交流分量的有效值，一般为毫伏数量级，它表示输出电压的微小波动。常用纹波抑制比 RR ^④ 表示，为

$$RR = 20 \lg \frac{\tilde{V}_{IP-P}}{\tilde{V}_{OP-P}} \text{ dB}$$

式中 \tilde{V}_{IP-P} 和 \tilde{V}_{OP-P} 分别表示输入纹波电压峰 - 峰值和输出纹波电压的峰 -

① 电压调整率也有定义为：在温度和负载恒定条件下，输入电压变化 10% 时，输出电压的变化，单位为 mV。

② 电流调整率 S_I 也定义为：在恒温条件下，负载电流变化时所引起的输出电压的变化，单位为 mV。

③ S_T 有时常用相对变化量 $\Delta V_o / V_o$ 表示，记作 $10^{-6}/^\circ C$ ，其含义是温度变化 1 °C 时，输出电压 V_o 相对变化的百万分之一时的值。

④ RR 是 Ripple Rejection 的缩写。

峰值。

应当指出的是，稳压系数 γ 较小的稳压电路，它的输出纹波电压一般也较小。

10.2.2 串联反馈式稳压电路的工作原理

1. 电路组成和稳压原理

图 10.2.1 是串联反馈式稳压电路的一般结构图，图中 V_I 是整流滤波电路的输出电压，T 为调整管，A 为比较放大电路， V_{REF} 为基准电压，它由稳压管 D_z 与限流电阻 R 串联所构成的简单稳压电路获得（见 3.5.1 节）， R_1 、 R_p 与 R_2 组成反馈网络，是用来反映输出电压变化的取样环节。

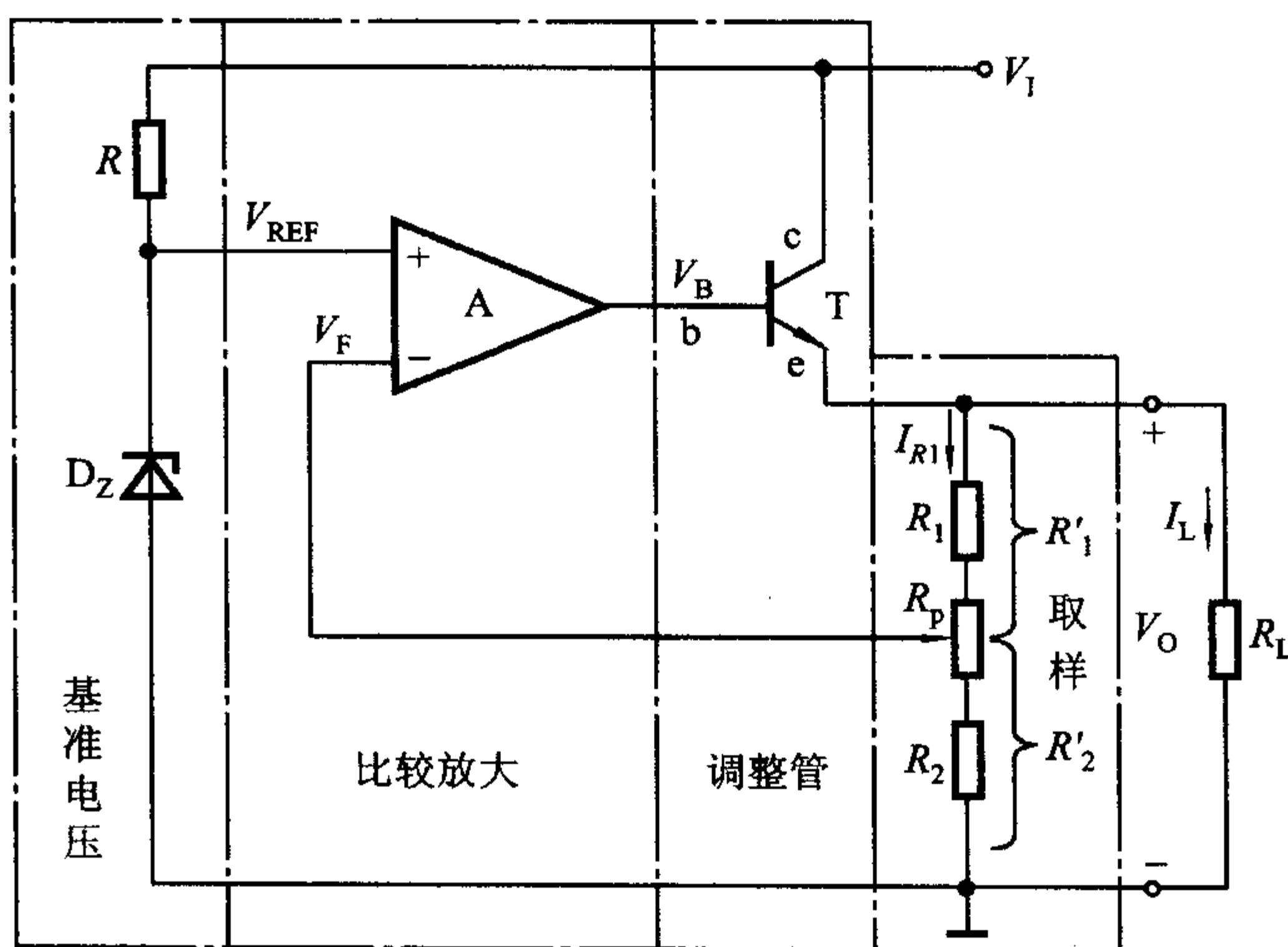


图 10.2.1 串联反馈式稳压电路一般结构图

这种稳压电路的主回路是起调整作用的 BJT T 与负载串联，故称为串联式稳压电路。输出电压的变化量由反馈网络取样经比较放大电路(A)放大后去控制调整管 T 的 c-e 极间的电压降，从而达到稳定输出电压 V_o 的目的。稳压原理可简述如下：当输入电压 V_I 增加(或负载电流 I_L 减小)时，导致输出电压 V_o 增加，随之反馈电压 $V_F = R'_2 V_o / (R'_1 + R'_2) = F_v V_o$ 也增加(F_v 为反馈系数)。 V_F 与基准电压 V_{REF} 相比较，其差值电压经比较放大电路放大后使 V_B 和 I_C 减小，调整管 T 的 c-e 极间电压 V_{CE} 增大，使 V_o 下降，从而维持 V_o 基本恒定。其稳定过程可简单表示如下：

$$\begin{aligned} V_I \uparrow \rightarrow & V_o \uparrow \rightarrow V_F (V_n) \uparrow \rightarrow V_B \downarrow \rightarrow V_{CE} \uparrow \\ & V_o \downarrow \end{aligned}$$

同理，当输入电压 V_i 减小（或负载电流 I_L 增加）时，亦将使输出电压基本保持不变。

从反馈放大电路的角度来看，这种电路属于电压串联负反馈电路。调整管 T 连接成电压跟随器。

值得注意的是，调整管 T 的调整作用是依靠 V_F 和 V_{REF} 之间的偏差来实现的，必须有偏差才能调整。如果 V_o 绝对不变，调整管的 V_{CE} 也绝对不变，那么电路也就不能起调整作用了。所以 V_o 不可能达到绝对稳定，只能是基本稳定。因此，图 10.2.1 所示的系统是一个闭环有差自动调整系统。

由以上分析可知，当反馈越深时，调整作用越强，输出电压 V_o 也越稳定，电路的稳压系数 γ 和输出电阻 R_o 也越小。

2. 输出电压及调节范围

基准电压 V_{REF} 、调整管 T 和 A 组成同相放大电路，输出电压

$$V_o = V_{REF} \left(1 + \frac{R'_1}{R'_2} \right) = \frac{V_{REF}}{F_v} \quad (10.2.6a)$$

上式表明，输出电压 V_o 与基准电压 V_{REF} 近似成正比，与反馈系数 F_v 成反比。当 V_{REF} 及 F_v 一定时， V_o 也就确定了，因此它是设计稳压电路的基本关系式。

输出电压的调节范围

R_p 动端在最上端时，输出电压最小

$$V_{o_{min}} = \frac{R_1 + R_p + R_2}{R_2 + R_p} V_{REF} \quad (10.2.6b)$$

R_p 动端在最下端时，输出电压最大

$$V_{o_{max}} = \frac{R_1 + R_p + R_2}{R_2} V_{REF} \quad (10.2.6c)$$

3. 调整管 T 极限参数的确定

调整管是串联稳压电路中的核心元件，它一般为大功率管，因而选用原则与功率放大电路中的功放管相同，主要考虑极限参数 I_{CM} 、 $V_{(BR)CEO}$ 和 P_{CM} 。调整管极限参数的确定，必须考虑输入电压 V_i 的变化、输出电压 V_o 的调节和负载电流变化的影响。从图 10.2.1 所示电路可知，调整管的最大电流应为 $I_{CM} > I_{L_{max}}$ （负载最大电流），调整管承受的最大电压 $V_{CE_{max}} = V_{I_{max}} - V_{o_{min}}$ ，故要求 $V_{(BR)CEO} > V_{I_{max}} - V_{o_{min}}$ 。当调整管 T 通过的电流和承受电压分别都是最大值 ($I_{C_{max}}$ 、 $V_{CE_{max}}$) 时，管子损耗最大， $P_{TC_{max}} = I_{C_{max}} V_{CE_{max}}$ ，即要求 $P_{CM} \geq I_{L_{max}} (V_{I_{max}} - V_{o_{min}})$ ，实际选用时，一般要考虑一定的余量，同时还应按手册上的规定采取散热措施。

4. 带隙基准电压源电路

应当指出的是，基准电压 V_{REF} 是稳压电路的一个重要组成部分，它直接影响稳压电路的性能。为此要求基准电压源输出电压稳定性高，温度系数小，噪

声低。目前用稳压管组成的基准电压源虽然电路简单，但它的输出电阻大，故常采用带隙基准电压源^①，其电路如图 10.2.2 所示。由图可知，基准电压为

$$V_{\text{REF}} = V_{\text{BE}3} + I_{\text{C}2} R_{\text{e}2} \quad (10.2.7)$$

从原理上说， T_3 的发射结电压 $V_{\text{BE}3}$ 可用作基准电压源，但它具有较高的负温度系数 ($-2 \text{ mV}/\text{°C}$)，因而必须增加一个具有正温度系数的电压 $I_{\text{C}2} R_{\text{e}2}$ 来补偿。 $I_{\text{C}2}$ 是由 T_1 、 T_2 和 $R_{\text{e}2}$ 构成的微电流源电路提供。其值为

$$I_{\text{C}2} = \left(\frac{V_T}{R_{\text{e}2}} \right) \ln \left(\frac{I_{\text{C}1}}{I_{\text{C}2}} \right)$$

故式(10.2.7)可写为

$$V_{\text{REF}} = V_{\text{BE}3} + \frac{V_T R_{\text{e}2}}{R_{\text{e}2}} \ln \left(\frac{I_{\text{C}1}}{I_{\text{C}2}} \right)$$

如果合理地选择 $I_{\text{C}1}/I_{\text{C}2}$ 和 $R_{\text{e}2}/R_{\text{e}1}$ 的值，即可利用具有正温度系数的电压 $I_{\text{C}2} R_{\text{e}2}$ 补偿具有负温度系数的电压 $V_{\text{BE}3}$ ，使得基准电压为^②

$$V_{\text{REF}} = \frac{E_g}{q} = 1.205 \text{ V} \quad (10.2.8)$$

那么基准电压 V_{REF} 的温度系数恰好为零。式中的 q 为电子电荷， E_g 为硅的禁带宽度。因此，上述电路常称为带隙基准电压源电路。这种基准电压源的电压值较低，温度稳定性好，故适用于低电压的电源中。市场上已有这类集成组件可供使用，国产型号有 CJ336、CJ329，国外型号有 MC1403、AD580 等。

这类带隙基准电压源还能方便地转换成 $1.2 \sim 10 \text{ V}$ 等多档稳定性极高的基准电压，温度系数可达 $2 \mu\text{V}/\text{°C}$ ，输出电阻极低，而且近似零温漂及微伏级的热噪声。它广泛用于集成稳压器、数据转换器、A/D、D/A 和集成传感器中。

例 10.2.1 稳压电源电路如图 10.2.3 所示。(1) 设变压器二次电压的有效值 $V_2 = 20 \text{ V}$ ，求 $V_1 = ?$ 说明电路中 T_1 、 R_1 、 D_{z2} 的作用；(2) 当 $V_{z1} = 6 \text{ V}$ ， $V_{\text{BE}} = 0.7 \text{ V}$ ，电位器 R_p 箭头在中间位置，不接负载电阻 R_L 时，试计算 A、B、C、D、E 各点的电位和 $V_{\text{CE}3}$ 的值；(3) 计算输出电压的调节范围；(4) 当 $V_o = 12 \text{ V}$ 、 $R_L = 150 \Omega$ ， $R_2 = 510 \Omega$ 时，计算调整管 T_3 的功耗 $P_{\text{C}3}$ 。

解：(1) 由式(10.1.12)可得

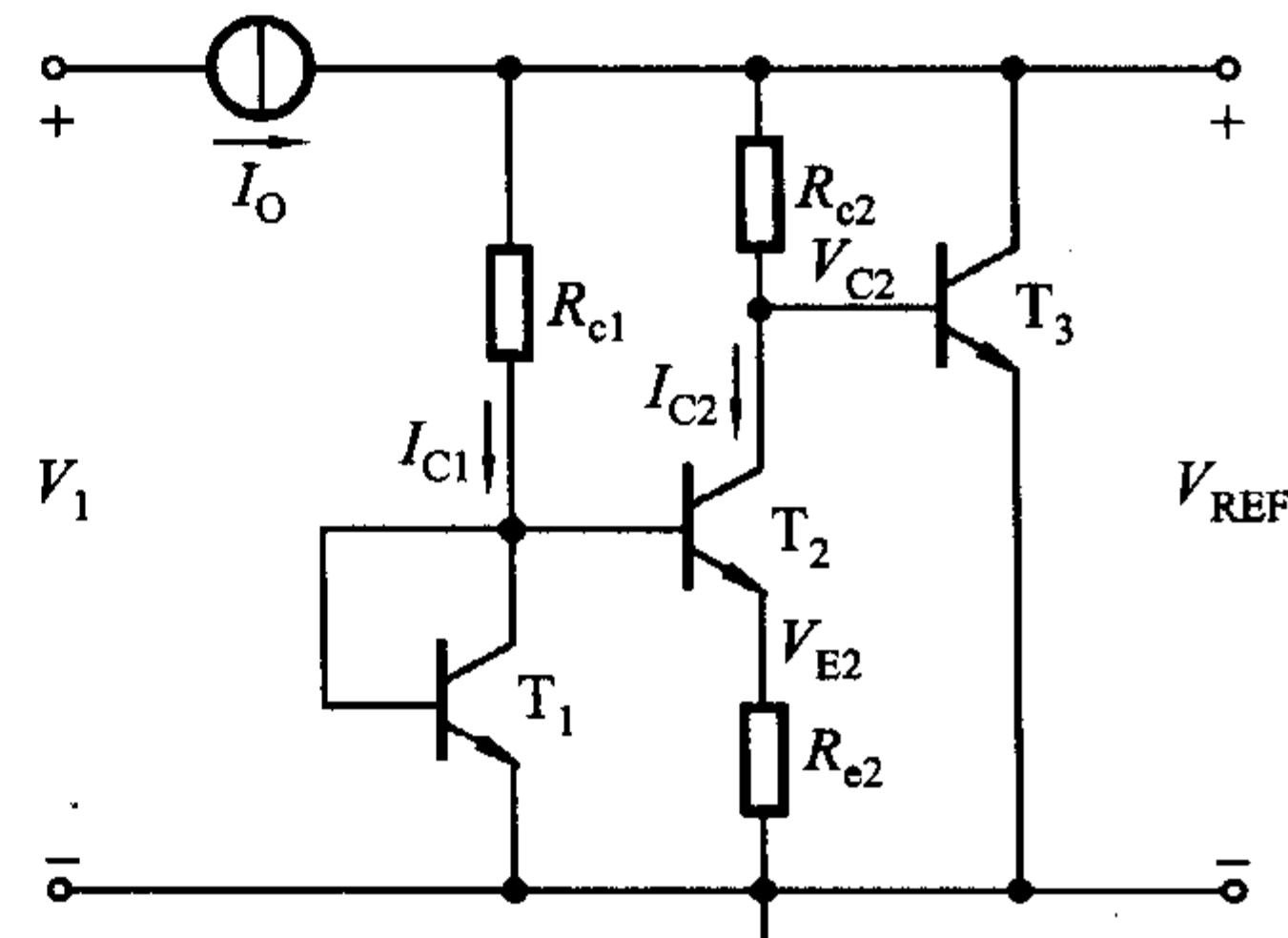


图 10.2.2 带隙基准电压源电路

① 带隙基准电压源系 Bandgap Reference 的译称。

② 见参考文献[6]。

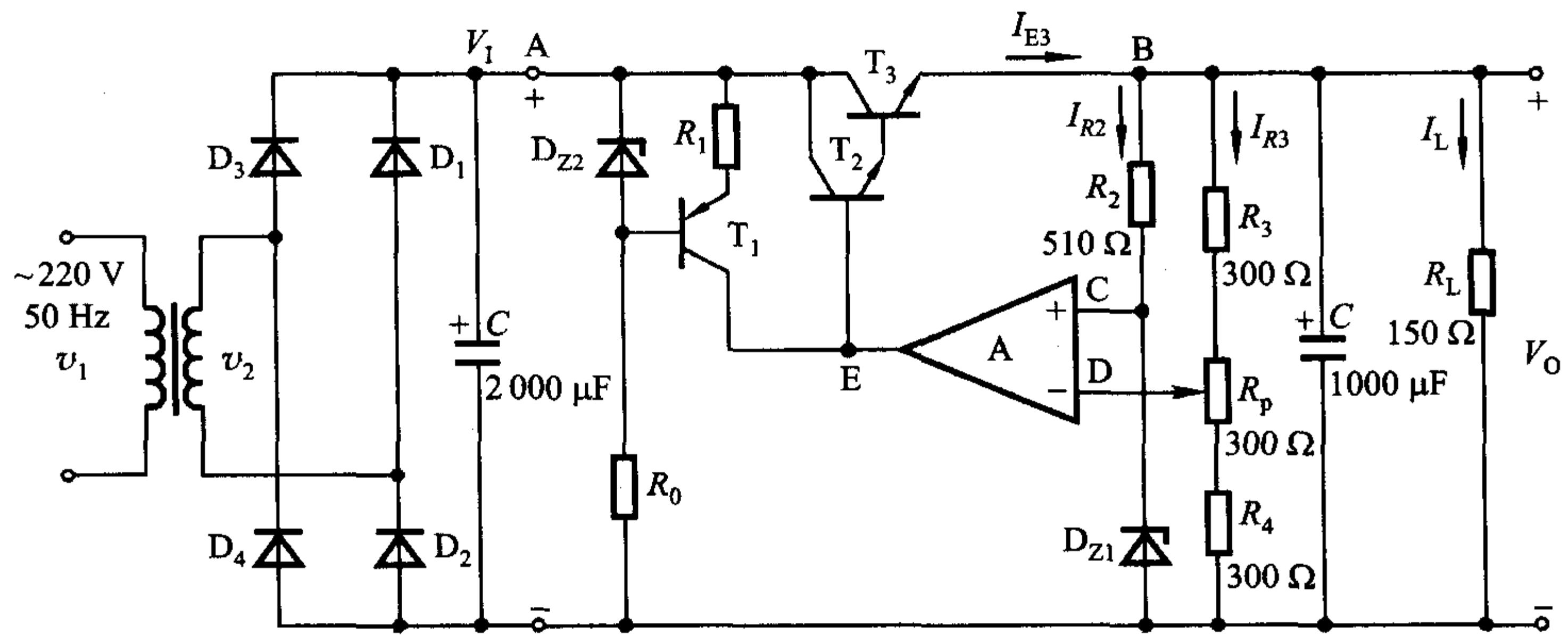


图 10.2.3 例 10.2.1 图

$V_I = (1.1 \sim 1.2)V_2$, 取 $V_I = 1.2V_2 = 1.2 \times 20\text{ V} = 24\text{ V}$ 。电路中 T_1 、 R_1 和 D_{z2} 为稳压电源的启动电路, 当输入电压 V_I 为一定值, 且高于 D_{z2} 的稳定电压 V_{z2} 时, 稳压管两端电压 V_{z2} 使 T_1 导通, 电路中 E 点电位 V_E 建立, 整个电路进入正常工作状态。

(2) R_p 箭头在中间, A、B、C、D、E 各点的电位和 V_{CE3} 的值

$$V_A = V_L = 24 \text{ V}$$

$$V_B = V_0 = \left(\frac{R_3 + R_p + R_4}{R_4 + \frac{1}{2}R_p} \right) V_{Z1} = \frac{300 + 300 + 300}{300 + 150} \times 6 \text{ V} = 12 \text{ V}$$

$$V_C = V_D = V_{Z1} = 6 \text{ V}$$

$$V_E = V_0 + 2V_{BF} = 12 \text{ V} + 1.4 \text{ V} = 13.4 \text{ V}$$

$$V_{\text{CE3}} = V_A - V_0 = 24 \text{ V} - 12 \text{ V} = 12 \text{ V}$$

(3) 输出电压的最小值和最大值分别由式(10.2.6b)和式(10.2.6c)得

$$V_{0\min} = \frac{R_3 + R_p + R_4}{R_4 + R_p} V_{Z1} = \frac{900}{600} \times 6 \text{ V} = 9 \text{ V}$$

$$V_{0\max} = \frac{R_3 + R_p + R_4}{R_4} V_{ZI} = \frac{900}{300} \times 6 \text{ V} = 18 \text{ V}$$

因此，输出电压调节范围为 9 ~ 18 V。

(4) T_3 的功耗 P_{C3}

当 $V_0 = 12$ V, $R_L = 150$ Ω, $I_L = \frac{12}{150} \times 10^3$ mA = 80 mA, $I_{R3} = \frac{12}{900} \times 10^3$ mA = 13.3 mA, $I_{R2} = \frac{12 - 6}{510} \times 10^3$ mA = 11.7 mA, 所以

$$I_{C3} = I_L + I_{R_3} + I_{R_2} = (80 + 13.3 + 11.7) \text{ mA} = 105 \text{ mA}$$

当 V_1 有 10% 变化时, $V_{CE3\max} = V_{I\max} - V_0 = 24 \times 1.1 \text{ V} - 12 \text{ V} = 14.4 \text{ V}$

$$P_{C3} = V_{CE3\max} \times I_{C3} = 14.4 \text{ V} \times 105 \times 10^{-3} \text{ A} = 1.5 \text{ W}$$

10.2.3 三端集成稳压器

1. 输出电压固定的三端集成稳压器

目前, 电子设备中常使用输出电压固定的集成稳压器。由于它只有输入、输出和公共引出端, 故称之为三端稳压器。现以具有正电压输出的 78L \times \times 系列为例介绍它的工作原理。

电路如图 10.2.4a 所示, 三端稳压器由启动电路、基准电压电路、取样比较器、放大驱动级和输出功率放大级组成。

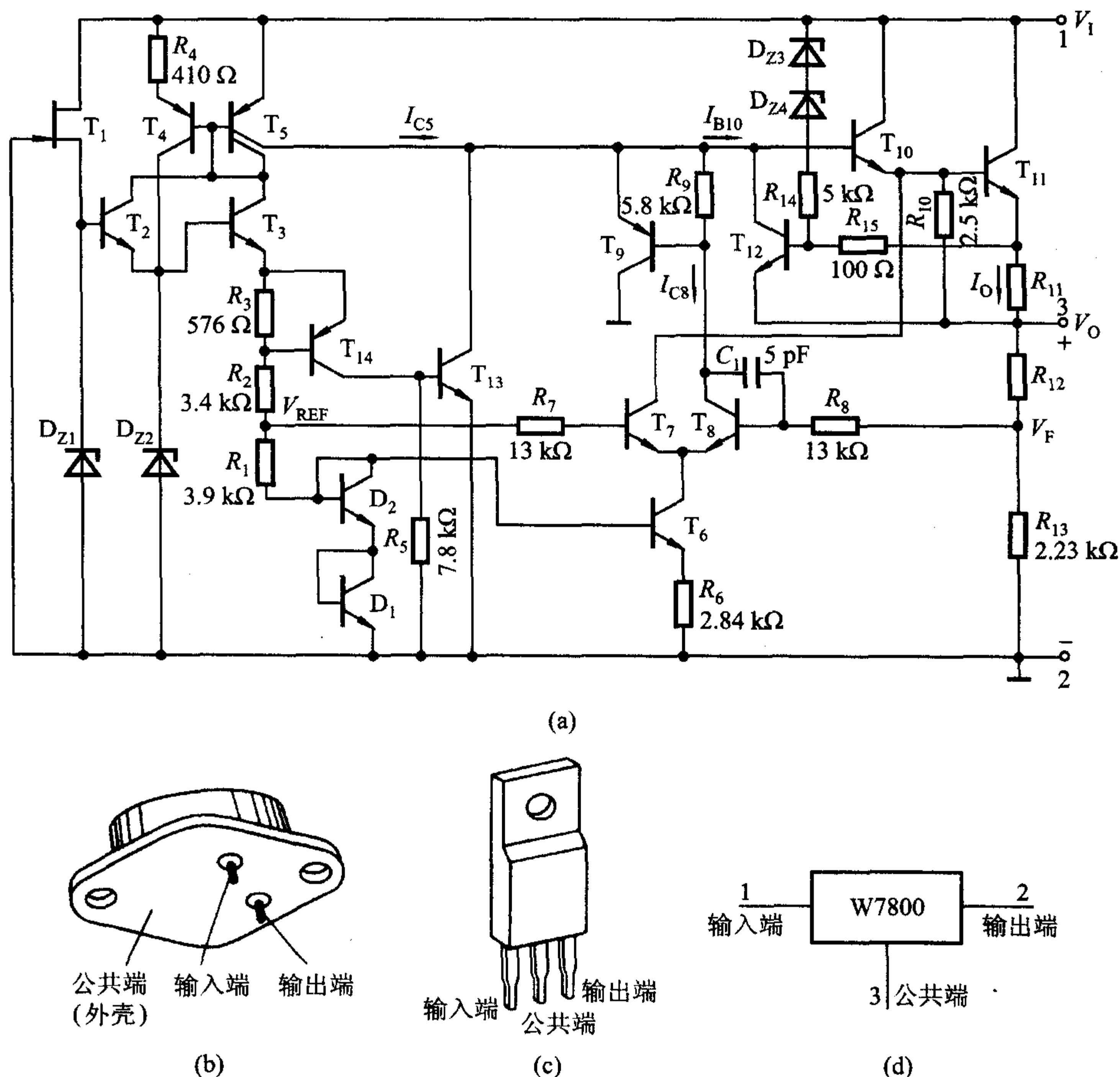


图 10.2.4 78L \times \times 型为输出电压固定的三端集成稳压器

(a) 原理图 (b) 金属封装外形图 (c) 塑料封装外形图 (d) 方框图

较放大电路、调整电路和保护电路等部分组成。下面对各部分电路作简单介绍。

(1) 启动电路

在集成稳压器中，常常采用许多电流源，当输入电压 V_i 接通后，这些电流源难以自行导通，以致输出电压较难建立。因此，必须用启动电路给电流源的 T_4 、 T_5 提供基极电流。启动电路由 T_1 、 T_2 、 D_{z1} 组成。当输入电压 V_i 高于稳压管 D_{z1} 的稳定电压时，有电流通过 T_1 、 T_2 ，使 T_3 基极电位上升而导通，同时电流源 T_4 、 T_5 也工作。 T_4 的集电极电流通过 D_{z2} 以建立起正常工作电压，当 D_{z2} 达到和 D_{z1} 相等的稳压值，整个电路进入正常工作状态，电路启动完毕。与此同时， T_2 因发射结电压为零而截止，切断了启动电路与放大电路的联系，从而保证 T_2 左边出现的纹波与噪声不至影响基准电压源。

(2) 基准电压电路

基准电压电路由 T_4 、 D_{z2} 、 T_3 、 R_1 、 R_2 、 R_3 及 D_1 、 D_2 组成，电路中的基准电压为

$$V_{\text{REF}} = \frac{V_{z2} - 3V_{\text{BE}}}{R_1 + R_2 + R_3} R_1 + 2V_{\text{BE}} \quad (10.2.9)$$

式中 V_{z2} 为 D_{z2} 的稳定电压， V_{BE} 为 T_3 、 D_1 、 D_2 发射结 (D_1 、 D_2 为由发射结构成的二极管) 的正向电压值。在电路设计和工艺上使具有正温度系数的 R_1 、 R_2 、 R_3 、 D_{z2} 与具有负温度系数的 T_3 、 D_1 、 D_2 发射结互相补偿，可使基准电压 V_{REF} 基本上不随温度变化。同时，对稳压管 D_{z2} 采用电流源供电，从而保证基准电压不受输入电压波动的影响。

(3) 取样比较放大电路和调整电路

这部分电路由 T_4 ~ T_{11} 组成，其中 T_{10} 、 T_{11} 组成复合调整管； R_{12} 、 R_{13} 组成取样电路； T_7 、 T_8 和 T_6 组成带电流源的差分式放大电路； T_4 、 T_5 组成的电流源作为它的有源负载。

T_9 、 R_9 的作用说明如下：如果没有 T_9 、 R_9 ，电流源管 T_5 的电流 $I_{C5} = I_{C8} + I_{B10}$ ，当调整管满载时 I_{B10} 最大，而 I_{C8} 最小；而当负载开路时 $I_o = 0$ ， I_{B10} 也趋于零，这时 I_{C5} 几乎全部流入 T_8 ，使得 I_{C8} 的变化范围大，这对比较放大电路来说是不允许的，为此接入由 T_9 、 R_9 组成的缓冲电路。当 I_o 减小时， I_{B10} 减小， I_{C8} 增大，待 I_{C8} 增大到 $V_{R_9} > 0.6$ V 时，则 T_9 导通起分流作用。这样就减轻了 T_8 的过多负担，使 I_{C8} 的变化范围缩小。

(4) 保护电路

减流式保护电路

减流式保护电路由 T_{12} 、 R_{11} 、 R_{15} 、 R_{14} 和 D_{z3} 、 D_{z4} 组成， R_{11} 为检流电阻。保护的主要目的是使调整管(主要是 T_{11})能在安全区以内工作，特别要注意使

它的功耗不超过额定值 P_{CM} 。首先考虑一种简单的情况。假设图 10.2.4a 中的 D_{Z3} 、 D_{Z4} 和 R_{14} 不存在， R_{15} 两端短路。这时，如果稳压电路工作正常，即 $P_c < P_{CM}$ 并且输出电流 I_o 在额定值以内，流过 R_{11} 的电流使 $V_{R_{11}} = I_o R_{11} < 0.6$ V， T_{12} 截止。当输出电流急剧增加，例如输出端短路时，输出电流超过极限值 ($I_{o(CL)} = P_{CM}/V_1 = 0.6$ V/ R_{11}) 时，即当 $V_{R_{11}} > 0.6$ V 时，使 T_{12} 管导通。由于它的分流作用，减小了 T_{10} 的基极电流，从而限制了输出电流。这种简单限流保护电路的不足之处是只能将输出电流限制在额定值以内。由于调整管的耗散功率 $P_{CM} = I_c V_{CE}$ ，只有既考虑通过它的电流和它的管压降 V_{CE} 值，又使 $P_c < P_{CM}$ ，才能全面地进行保护。图 10.2.4a 中 D_{Z3} 、 D_{Z4} 和 R_{14} 、 R_{15} 所构成的支路就是为实现上述保护目的而设置的。电路中如果 $(V_1 - I_o R_{11} - V_o) > (V_{Z3} + V_{Z4})$ ，则 D_{Z3} 、 D_{Z4} 击穿，导致 T_{12} 管发射结承受正向电压而导通。 V_{BE12} 的值为

$$V_{BE12} = I_o R_{11} + \frac{V_1 - V_{Z3} - V_{Z4} - I_o R_{11} - V_o}{R_{14} + R_{15}} R_{15}$$

经整理后得

$$I_o = V_{BE12} \frac{R_{14} + R_{15}}{R_{11} R_{14}} - [(V_1 - V_o) - V_{Z3} - V_{Z4}] \frac{R_{15}}{R_{14} R_{11}} \quad (10.2.10)$$

显然， $(V_1 - V_o)$ 越大，即调整管的 V_{CE} 值越大，则 I_o 越小，从而使调整管的功耗限制在允许范围内。由于 I_o 的减小，故上述保护称为减流式保护。

过热保护电路

电路由 D_{Z2} 、 T_3 、 T_{14} 和 T_{13} 组成。在常温时， R_3 上的压降仅为 0.4 V 左右， T_{14} 、 T_{13} 是截止的，对电路工作没有影响。当某种原因（过载或环境升温）使芯片温度上升到某一极限值时， R_3 上的压降随 D_{Z2} 的工作电压升高而升高，而 T_{14} 的发射结电压 V_{BE14} 下降，导致 T_{14} 导通， T_{13} 也随之导通。调整管 T_{10} 的基极电流 I_{B10} 被 T_{13} 分流，输出电流 I_o 下降，从而达到过热保护的目的。

电路中 R_{10} 的作用是给 T_{10} 管的 I_{CEO10} 和 T_{11} 管的 I_{CBO11} 一条分流通路，以改善温度稳定性。

值得指出的是：当出现故障时，上述几种保护电路是互相关联的。

78 × × 的输出电压分别为 5 V、6 V、9 V、12 V、15 V、18 V 和 24 V 等 7 档。

由图 10.2.4a 可知，它的输出电压由式(10.2.6)可得

$$V_o = \frac{V_{REF}}{F_V} = V_{REF} \left(1 + \frac{R_{12}}{R_{13}} \right)$$

当电路中 V_{REF} 、 R_{13} 已定时，改变电阻 R_{12} 的值即可改变输出电压的档次。改变图中电阻 R_{11} 可改变输出电流的档次，它的输出电流为 1.5 A(78 × ×)、0.5 A(78M × ×) 和 0.1 A(78L × ×) 三个档次，输出型号后面的两个数字表示

输出电压值。和 $78 \times \times$ 系列对应的有 $79 \times \times$ 系列，它输出为负电压，如 79M12 表示输出电压为 -12 V 和输出电流为 0.5 A 。这类集成稳压器的封装有金属封装和塑料封装，它的外形图和框图如图 10.2.4b、c、d 所示，应指出的是由封装方式的不同，管脚排列的序号也不同。

2. 可调式三端集成稳压器

前述的 $78 \times \times$ 和 $79 \times \times$ 系列为输出电压固定的三端稳压器。但有些场合要求扩大输出电压的调节范围，故使用它很不方便。现介绍一种外接很少元件就能工作的可调式三端集成稳压器。它的三个接线端分别称为输入端 V_I 、输出端 V_O 和调整端 adj 。

以 LM317 为例，其电路结构和外接元件如图 10.2.5 所示。它的内部电路有比较放大器、偏置电路（图中未画出）、电流源电路和带隙基准电压 V_{REF} 等，它的公共端改接到输出端，器件本身无接地端。所以消耗的电流都从输出端流出，内部的基准电压（约 1.2 V ）接至比较放大器的同相端和调整端之间。若接上外部的调整电阻 R_1 、 R_2 后，输出电压为

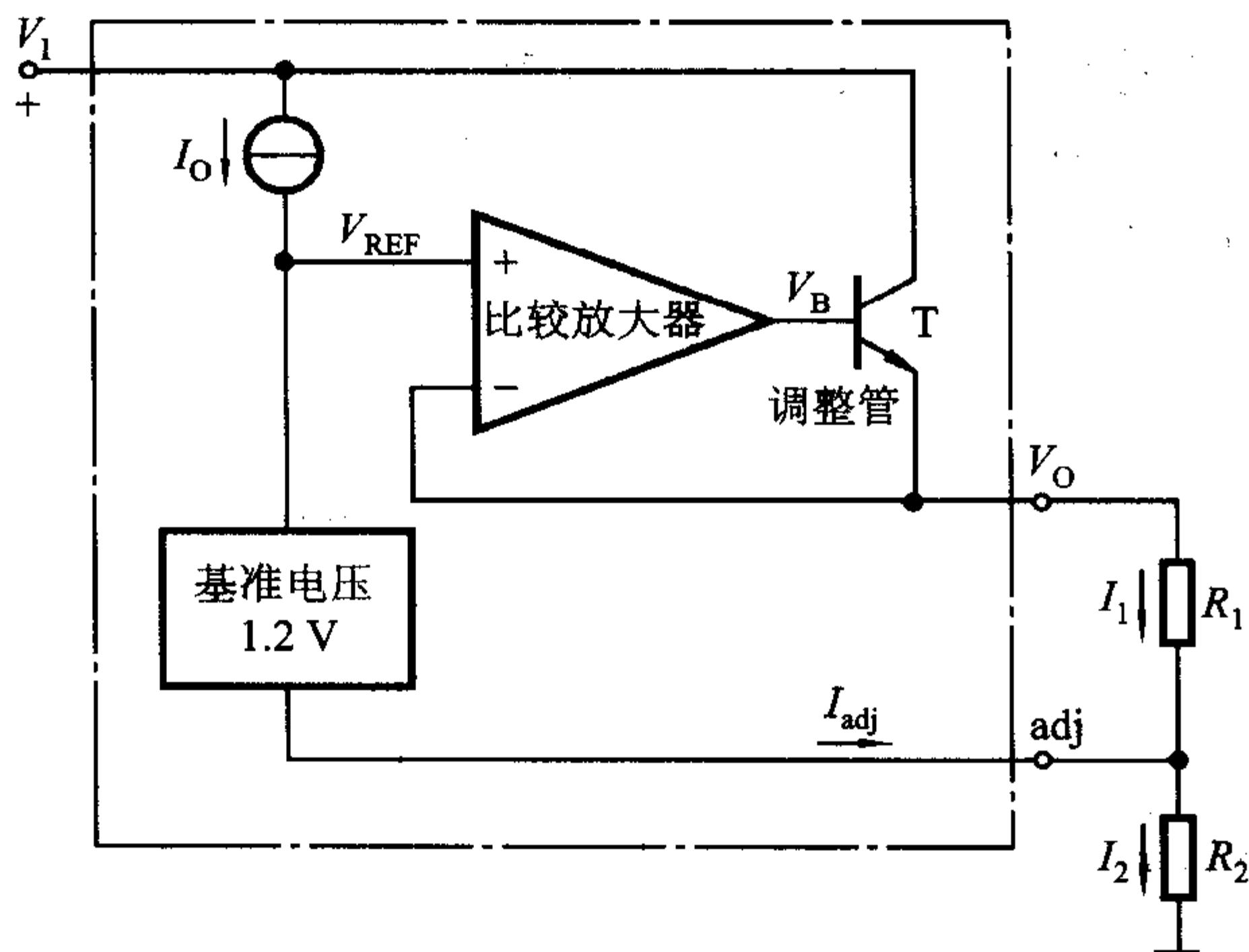


图 10.2.5 可调式三端集成稳压器结构图

$$\begin{aligned} V_O &= V_{\text{REF}} + I_2 R_2 = V_{\text{REF}} + \left(\frac{V_{\text{REF}}}{R_1} + I_{\text{adj}} \right) R_2 \\ &= V_{\text{REF}} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + I_{\text{adj}} R_2 \end{aligned} \quad (10.2.11)$$

LM317 的 $V_{\text{REF}} = 1.2\text{ V}$ ， $I_{\text{adj}} = 50\text{ }\mu\text{A}$ 。由于调整端电流 $I_{\text{adj}} \ll I_1$ ，故可以忽略，式(10.2.11)可简化为

$$V_o = V_{\text{REF}} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \quad (10.2.12)$$

LM337 稳压器是与 LM317 对应的负压三端可调集成稳压器，它的工作原理和电路结构与 LM317 相似。其电路特点是输出电压连续可调，调节范围较宽，且电压调节率、电流调节率等指标优于固定式三端稳压器。

10.2.4 三端集成稳压器的应用

1. 固定式三端集成稳压器应用举例

图 10.2.6a 是 78L $\times\times$ 作为输出电压 V_o 固定的典型电路图，正常工作时，输入、输出电压差为 2~3 V。电路中靠近引脚处接入电容 C_1 、 C_2 用来实现频率补偿，防止稳压器产生高频自激振荡和抑制电路引入的高频干扰， C_3 是电解电容，以减小稳压电源输出端由输入电源引入的低频干扰。D 是保护二极管，当输入端短路时，给输出电容器 C_3 一个放电通路，防止 C_3 两端电压作用于调整管的 be 结，造成调整管 be 结击穿而损坏（见图 10.2.4a）。图 10.2.6b 为输出电压可调的稳压电路，它由稳压器 78 $\times\times$ 和电压跟随器 A 组成。该电路用 A 将稳压器与取样电阻隔离。图中电压跟随器 A 的输出电压等于其输入电压 V'_o ，即满足 $V'_o = V_{\times\times}$ ，也就是电阻 R_1 与 R_p 上部分的电压之和为 78 $\times\times$ 的输出电压 $V_{\times\times}$ ，当调节 R_p 的动端位置时，输出电压随之变化，其调节范围为

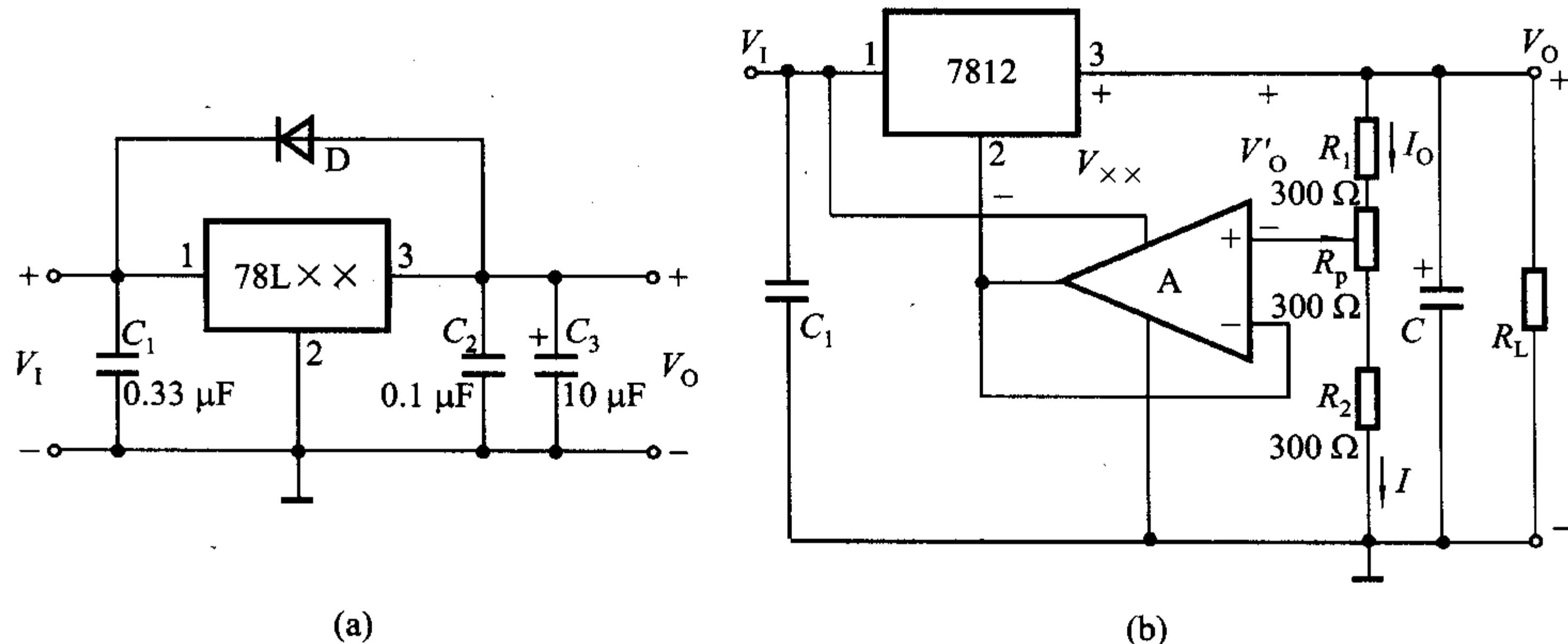


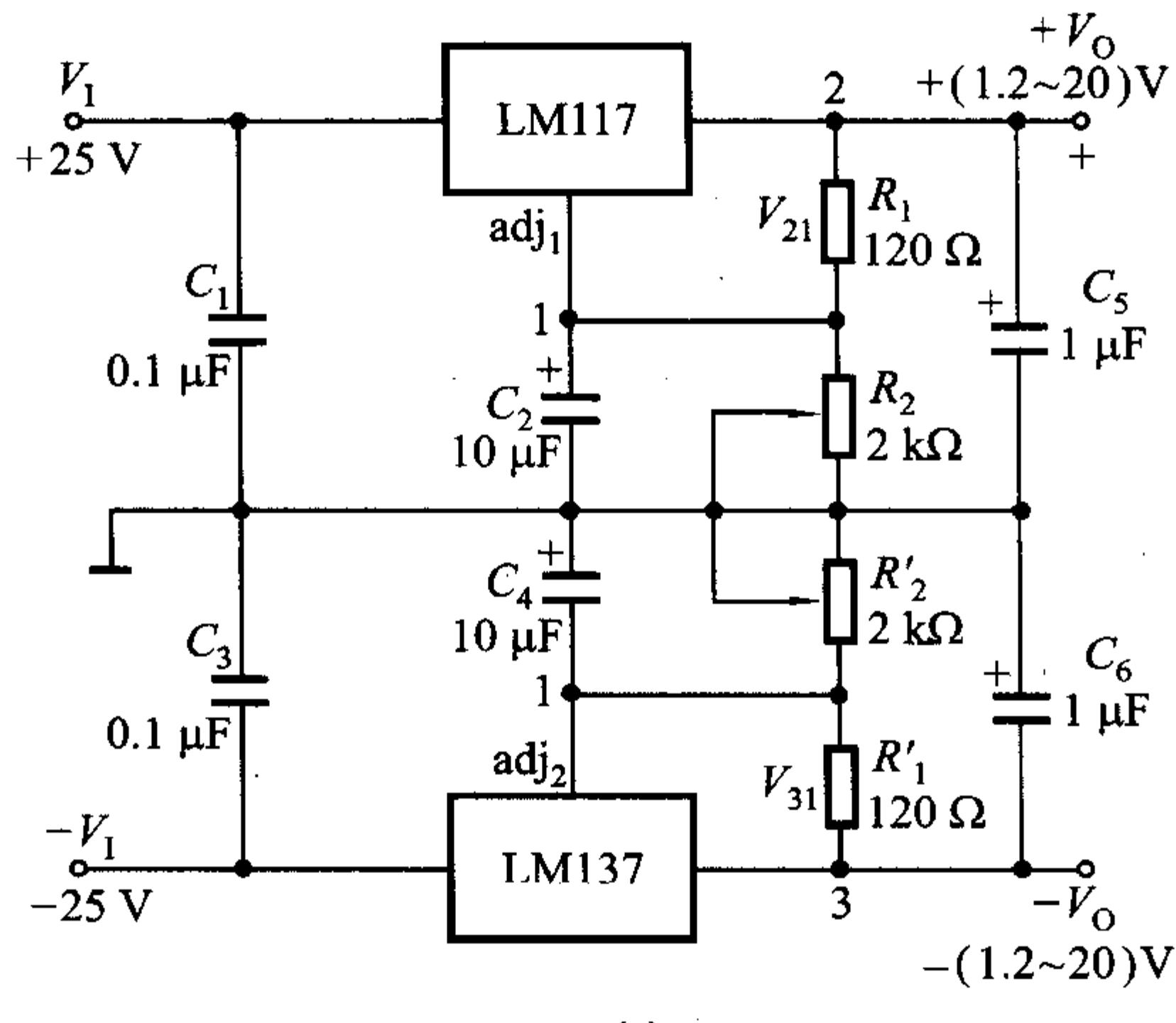
图 10.2.6
(a) 三端稳压器的典型接法 (b) 输出电压可调的稳压电路

$$V_{o_{\min}} = \frac{R_1 + R_p + R_2}{R_1 + R_p} V_{\times\times}; \quad V_{o_{\max}} = \frac{R_1 + R_p + R_3}{R_1} V_{\times\times}$$

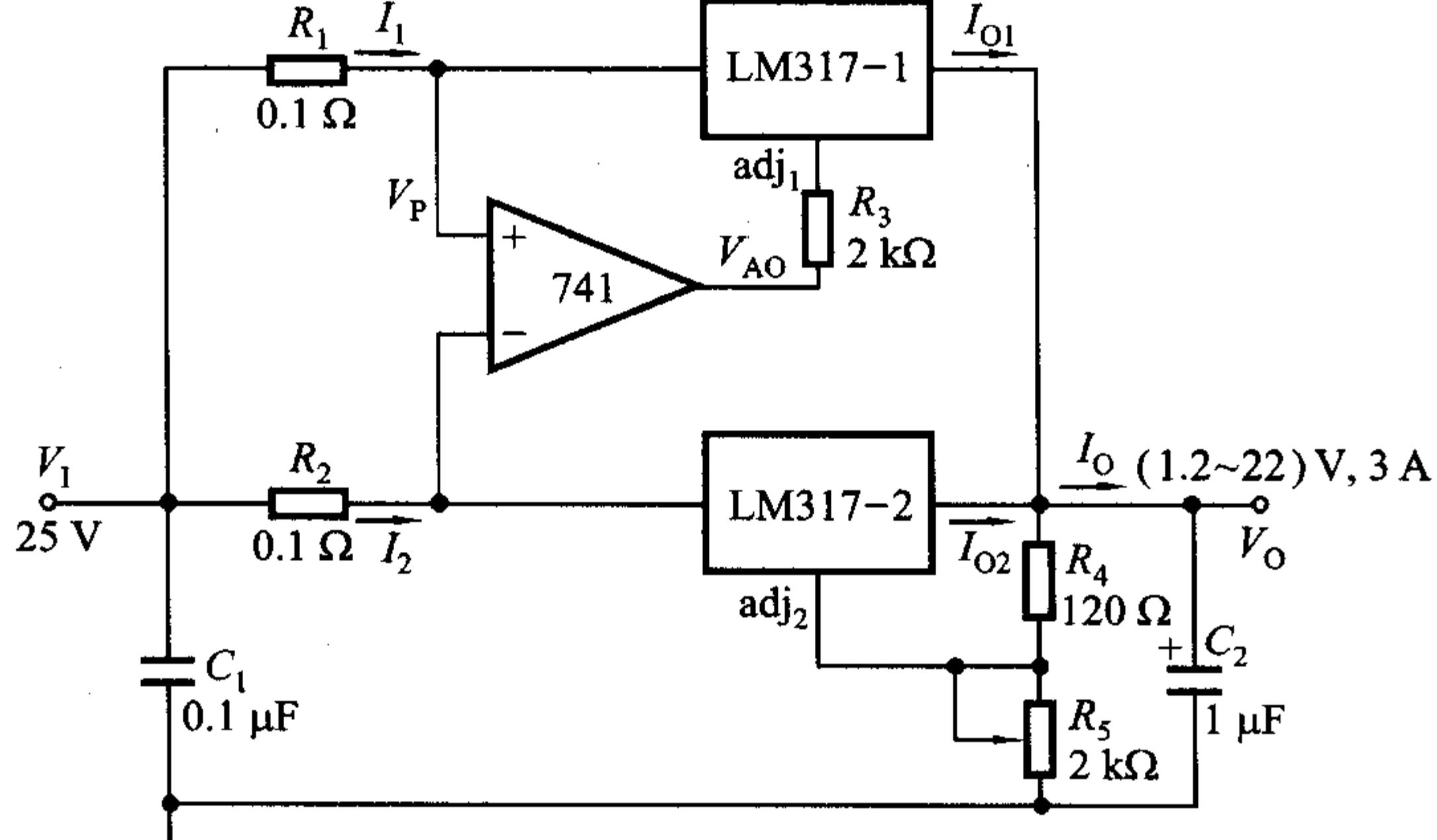
设 $R_1 = R_p = R_2 = 300 \Omega$, $V_{xx} = 12 \text{ V}$ 时，则输出电压的调节范围为 18 ~ 36 V。可根据输出电压调节范围和输出电流的大小选择三端稳压器、运放和取样电阻。

2. 可调式三端集成稳压器应用举例

这类稳压器是依靠外接电阻来调节输出电压的，为保证输出电压的精度和稳定性，要选择精度高的电阻，同时电阻要紧靠稳压器，防止输出电流在连线电阻上产生误差电压。图 10.2.7 所示为三端可调式稳压器的典型应用电路，图 a 是由 LM117 和 LM137 组成的正、负输出电压可调的稳压器。电路中的



(a)



(b)

图 10.2.7 可调式三端集成稳压器的应用电路

(a) 输出正、负电压可调的稳压电路 (b) 并联扩流的稳压电路

$V_{\text{REF}} = V_{31}$ (或 V_{21}) = 1.2 V, $R_1 = R'_1 = (120 \sim 240) \Omega$, 为保证空载情况下输出电压稳定, R_1 和 R'_1 不宜高于 240 Ω。 R_2 和 R'_2 的大小根据输出电压调节范围确定。该电路输入电压 V_i 分别为 ±25 V, 则输出电压可调范围为 ±(1.2 ~ 20) V。

图 10.2.7b 为并联扩流的稳压电路, 它是由两个可调式稳压器 LM317 组成, 输入电压 $V_i = 25$ V, 输出电流 $I_o = I_{o1} + I_{o2} = 3$ A, 输出电压可调范围为 1.2 ~ 22 V。电路中的集成运放 741 是用来平衡两稳压器的输出电流。如 LM317-1 输出电流 I_{o1} 大于 LM317-2 输出电流 I_{o2} 时, 电阻 R_1 上的电压降增加, 运放的同相端电位 $V_p (= V_i - I_1 R_1)$ 降低, 运放输出端电压 V_{A0} 降低, 通过调整端 adj, 使输出电压 V_o 下降, 输出电流 I_{o1} 减小, 恢复平衡; 反之亦然。改变电阻 R_5 可调节输出电压的数值。

可调式三端稳压器的应用形式是多种多样的, 只要能维持输出端与调整端之间的电压恒定及调整端可控的特点, 就不难设计出各种应用电路。

由于集成稳压器的稳定性高和内部电路有完善的保护措施, 又具有使用方便、可靠、价格低廉等优点, 因此得到广泛的应用。目前这种器件发展迅速, 种类很多。表 10.2.1 列出几种常用型号集成稳压器的性能指标。

复习思考题

- 10.2.1 衡量稳压电路的质量指标有哪几项, 其含义如何?
- 10.2.2 串联反馈式稳压电路由哪几部分组成, 各部分的功能如何?
- 10.2.3 试用反馈原理定性地分析图 10.2.1 所示电路的稳压原理, 分两种情况讨论:
当 V_i 波动时或当 R_L 改变时。在此系统中, $V_B = A_V (V_{\text{REF}} - F_V V_o) \approx V_o$, 说明若反馈深度($1 + A_V F_V$)愈深, 则稳定性能愈好, 何故?
- 10.2.4 在图 10.2.1 所示的电路中, 若已知电路参数和基准电压 V_{REF} 时, 求下列三种情况下的输出电压: (1) R_1 短路; (2) R_2 开路; (3) $R_1 = R_2$ 。
- 10.2.5 分别列出两种输出电压固定和输出电压可调三端稳压器的应用电路, 并说明电路中接入元器件的作用。
- 10.2.6 在 78××型三端集成稳压器电路中, 试指出减流式保护和过热保护电路, 并说明保护电路的原理。

表 10.2.1 几种集成稳压器的型号与性能指标

类 型		三 端 固 定		三 端 可 调		大 电 流 可 调		正 负 双 路		基 准 电 压 源(并 联 式)		高 压		
参 数	符 号	型 号	单位	正 压 78M	负 压 79L	正 压 LM317	负 压 LM337	LM138	CM1468	SW1568	MC1403	TL431	可 调 基 准	高 压 - 高 精 度
输入电压	V_i	V	V	$\pm (8 \sim 40)$		$\pm (3 \sim 40)$		35	± 30		4.5 ~ 15			13.5 ~ 35
输出电压	V_o	V	V	$\pm (5 \sim 24)$		$\pm (1.2 \sim 37)$		1.2 ~ 32	± 15		2.5	2.75		10 ± 0.001
最小(输入 - 输出)电压差	$(V_i - V_o)_{\min}$	V	V	$\pm (2.0 \sim 2.5)$		1.2 ~ 2		2.8			± 0.025			
电压调整率	ΔV_o	mV	% V	50 ~ 300	3 ~ 18	0.01		0.01	< 10		3			12.5×10^{-4}
电流调整率	ΔI_o	mV	%	12 ~ 15	0.1	20	0.03	0.03	< 10		0.06	0.06	0.5	5×10^{-4}
温度系数	S_T	$10^{-6}/^{\circ}\text{C}$		300		(0 ~ 75) °C			1%		10	10		
纹波抑制比	RR	dB		53 ~ 62	60	65	75	60 ~ 75						
调整端电流	I_d	μA				50	65 ~ 100							

续表

类 型		三 端 固 定		三 端 可 调		大 电 流 可 调		正 负 双 路		基 准 电 压 源(并联式)		高 压	
参 数		型 号		正 压 78M××		正 压 LM317		LM138		CM1468 SW1568		MC1403 带隙	
		符 号		Ω		mA		Ω		mA		V	
输出阻抗	Z_0											1	0.3
最小负载电流	$I_{0\min}$												
输出电流	I_0	A										0.01	0.1~0.15
最大功耗	P_{\max}											1	
输出噪声电压	V_n		μV (峰-峰值)			40~70	50				50	30	
备 注													

*10.3

开关式稳压电路

前述的串联反馈式稳压电路由于调整管工作在线性放大区，因此在负载电流较大时，调整管的集电极损耗($P_c = V_{CE}I_0$)相当大，电源效率($\eta = P_o/P_i = V_oI_o/V_iI_i$)较低，一般为40%~60%，有时还要配备庞大的散热装置。为了克服上述缺点，可采用开关式稳压电路，电路中的调整管工作在开关状态，即调整管主要工作在饱和导通和截止两种状态。由于管子饱和导通时管压降 V_{CES} 和截止时管子的电流 I_{CEO} 都很小，管耗主要发生在状态开与关的转换过程中，电源效率可提高到75%~95%。由于省去了电源变压器和调整管的散热装置，所以其体积小、重量轻。它的主要缺点是输出电压中所含纹波较大，对电子设备的干扰较大，而且电路比较复杂，对元器件要求较高。但由于工艺已经成熟，而优点又突出，已成为宇航、计算机、通信、家用电器和功率较大电子设备中电源的主流，应用日趋广泛。

开关稳压电源将来自市电整流滤波不稳定的直流电压变换成交变的电压，然后又将交变电压转换成各种数值稳定的直流电压输出，因此开关稳压电源又称为DC/DC变换器(或称直流/直流变换器)。开关稳压电路的种类很多。本节主要介绍用BJT和MOSFET作为开关管的串联(降压)型、并联(升压)型和推挽自激式变换型开关稳压电源的基本组成和工作原理。

10.3.1 开关式稳压电路的工作原理

1. 串联(降压)型开关稳压电路

串联型开关稳压电路原理框图如图10.3.1所示。它和串联反馈式稳压电路相比，主电路增加了二极管D和LC组成的高频整流滤波电路以及产生固定频率的三角波电压(v_T)发生器和比较器C组成的控制电路。图中 V_i 是整流滤波电路的输出电压， v_B 是比较器的输出电压，利用 v_B 控制调整管T，将 V_i 变成断续的矩形波电压 $v_E(v_D)$ 。当 $v_A > v_T$ 时， v_B 为高电平，T饱和导通，输入电压 V_i 经T加到二极管D的两端，电压 v_E 等于 V_i (忽略管T的饱和压降)，此时二极管D承受反向电压而截止，负载中有电流 i_o 流过，电感L储存能量，同时向电容器C充电。输出电压 v_o 略有增加。当 $v_A < v_T$ 时， v_B 为低电平，T由导通变为截止，滤波电感产生自感电势(极性如图所示)，使二极管D导通，

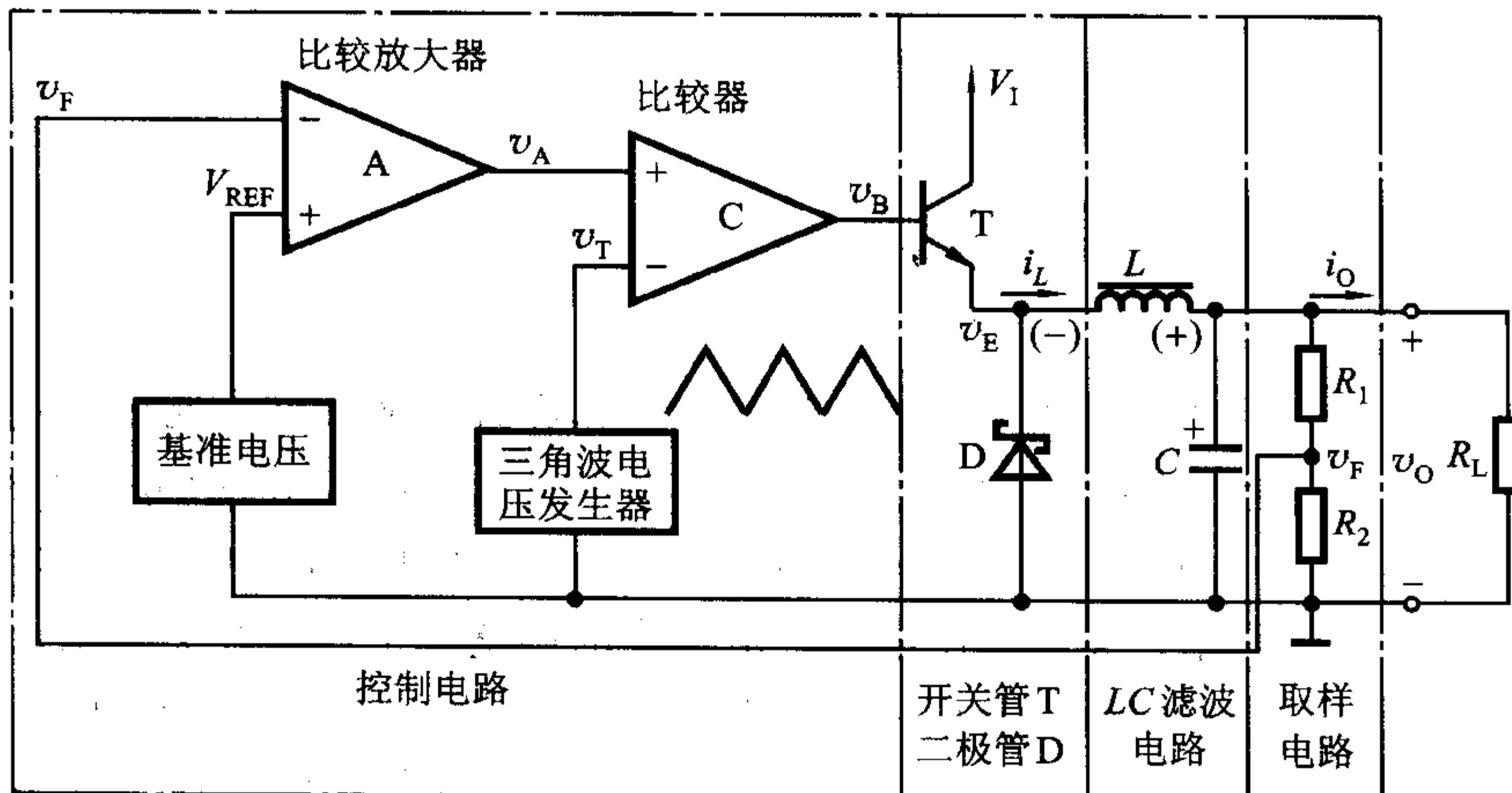


图 10.3.1 串联型开关稳压电路原理图

于是电感中储存的能量通过 D 向负载 R_L 释放，使负载 R_L 继续有电流通过，因而常称 D 为续流二极管。此时电压 v_E 等于 $-V_D$ （二极管正向压降）。由此可见，虽然调整管处于开关工作状态，但由于二极管 D 的续流作用和 L 、 C 的滤波作用，输出电压是比较平稳的。图 10.3.2 画出了电流 i_L ^①、电压 v_T 、 v_A 、 v_B 、 v_E (v_D) 和 v_o 的波形。图中 t_{on} 是调整管 T 的导通时间， t_{off} 是调整管 T 的截止时间， $T = t_{on} + t_{off}$ 是开关转换周期。显然，在忽略滤波电感 L 的直流压降的情况下，输出电压的平均值为

$$V_o = \frac{t_{on}}{T} (V_I - V_{CES}) + (-V_D) \frac{t_{off}}{T} \approx V_I \frac{t_{on}}{T} = qV_I \quad (10.3.1)$$

式中 $q = t_{on}/T$ 称为脉冲波形的占空比。由式(10.3.1)可见，对于一定的 V_I 值，在

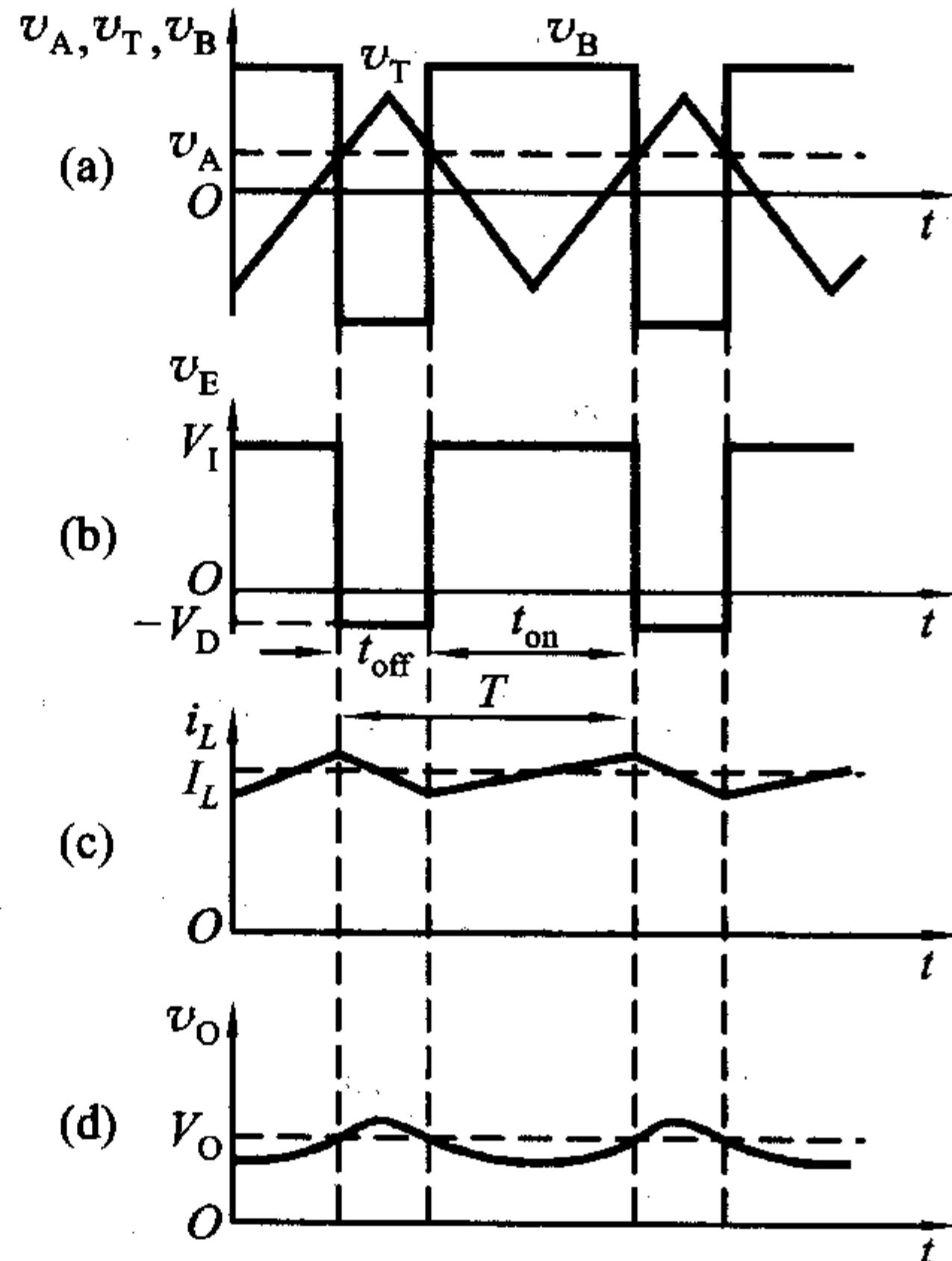


图 10.3.2 开关稳压电源的电压、电流波形图

(a) v_A 、 v_T 、 v_B 波形 (b) v_E 波形
(c) i_L 波形 (d) v_o 波形

① 在整个开关周期 T ，当电感电流 i_L 连续时的波形。电感电流 i_L 是否连续与 V_I 、 V_o 、 L 、 $f_k = \frac{1}{T}$ 和 q 有关， $f_k = \frac{1}{T}$ 越高或 L 越大、 i_L 越易连续。

开关转换周期 T (或开关频率 f_k)不变，通过调节占空比即可调节输出电压 V_o ，故又称脉宽调制(PWM)^①式降压($V_o < V_i$)型开关稳压电源。

在闭环情况下，电路能自动地调整输出电压。设在某一正常工作状态时，输出电压为某一预定值 V_{set} ，当反馈电压 $V_F = F_V V_{set} = V_{REF}$ 时，比较放大器输出电压 v_A 为零，比较器 C 输出脉冲电压 v_B 的占空比为 $q = 50\%$ ， v_T 、 v_B 、 v_E 的波形如图 10.3.3a 所示。当输入电压 V_i 增加致使输出电压 V_o 增加时， $V_F > V_{REF}$ ，比较放大器输出电压 v_A 为负值， v_A 与固定频率三角波电压 v_T 相比较，得到 v_B 的波形，其占空比 $q < 50\%$ ，使输出电压下降到预定的稳压值 V_{set} ，此时， v_A 、 v_T 、 v_B 、 v_E 的波形如图 b 所示。上述变化过程也可简述如下：

$$V_i \uparrow \rightarrow V_o \uparrow (V_o > V_{set}) \rightarrow V_F \uparrow \rightarrow v_A \downarrow \rightarrow v_B \downarrow q \downarrow (t_{on} \downarrow) \\ V_o \downarrow (V_o = V_{set}) \leftarrow$$

同理， V_i 下降时， V_o 也下降， $V_F < V_{REF}$ ， v_A 为正值， v_B 的占空比 $q > 50\%$ ，使输出电压 V_o 上升到预定值。总之，当 V_i 或负载 R_L 变化使 V_o 变化时，可自动调整脉冲波形的占空比使输出电压维持恒定。

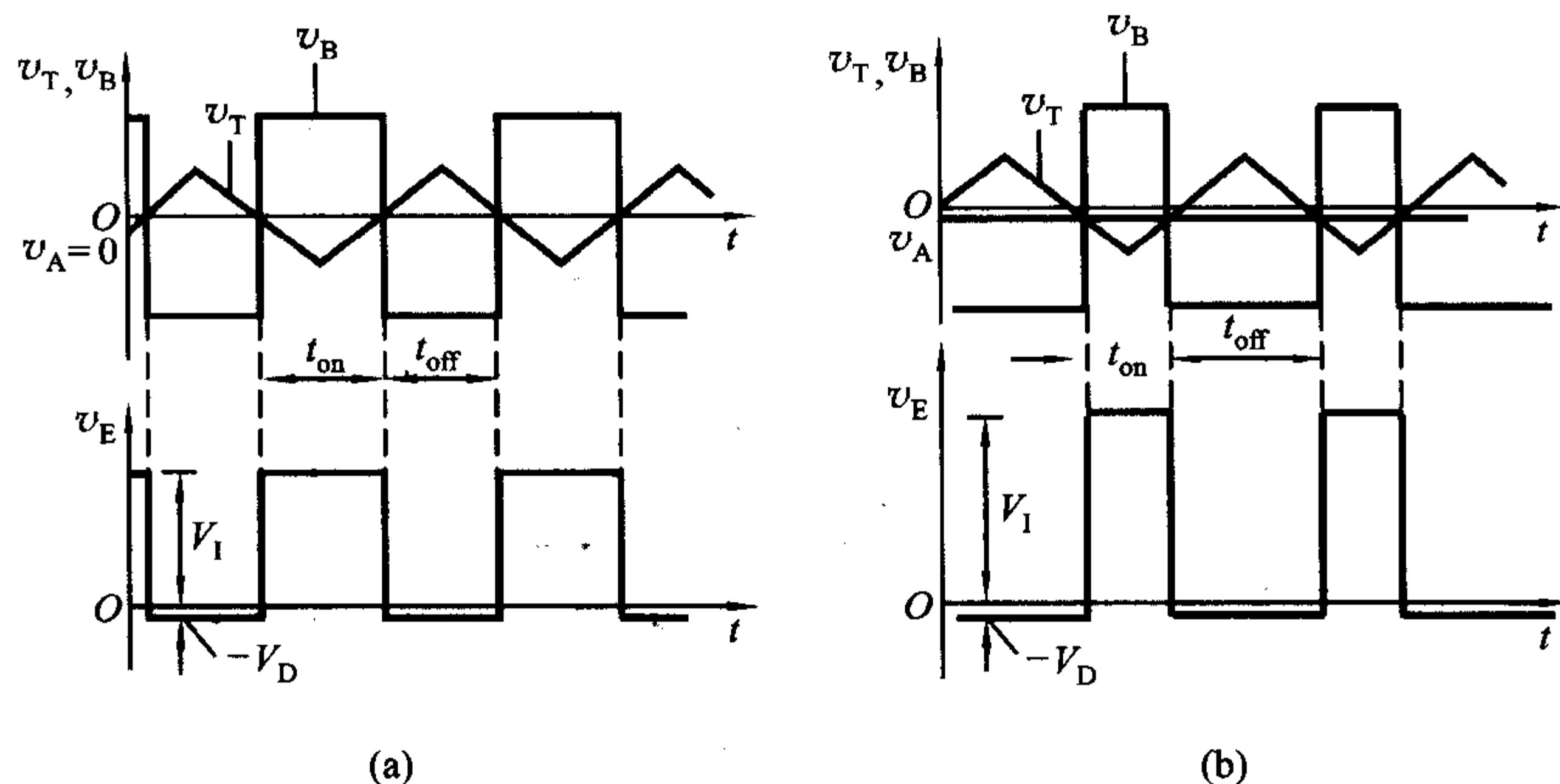


图 10.3.3 图 10.3.1 中 V_i 、 V_o 变化时 v_T 、 v_A 、 v_B 、 v_E 的波形

(a) V_i 一定， $V_o = V_{set}$ 、 $V_F = V_{REF}$ 、 $v_A = 0$ 、 v_B 的 $q = 50\%$ 时

(b) V_i 增加， $V_o > V_{set}$ 、 $V_F > V_{REF}$ 、 v_A 为负值、 v_B 的 $q < 50\%$ 时

2. 并联(升压)型开关稳压电路

并联型开关稳压电路主回路如图 10.3.4a 所示，与负载并联的开关调整管 T 为 MOSFET，电感接在输入端， LC 为储能元件，D 为续流二极管。图中控制电压 v_G 为矩形波，控制 T 的导通与截止。当控制电压 v_G 为高电平时(t_{on} 期间)

① PWM 是 Pulse Width Modulation 的缩写。

T 饱和导通，输入电压 V_I 直接加到电感 L 两端， i_L 线性增加，电感产生反电动势 $v_L = -L(d i_L / dt)$ ，电感两端电压方向为左正(+)右负(-) L ，储存能量， $v_L \approx V_I$ (T 的 $V_{DSS} \approx 0$)，二极管 D 反偏而截止，此时电容 C(电容已充电)向负载提供电流， $i_{放} = i_0$ ，并维持 V_o 不变；当 v_G 为低电平时(t_{off} 期间)T 截止， i_L 不能突变。电感 L 产生反电动势 v_L 为左负(-)右正(+)，此时 v_L 与 V_I 相加，因而输入侧的电感常称升压电感，当 $V_I + v_L > V_o$ 时，D 导通， $V_I + v_L$ 给负载提供电流 i_0 ，同时又向 C 充电电流 i_C ，此时 $i_L = i_C + i_0$ 显然输出电压 $V_o > V_I$ 称升压型开关稳压电路。T 导通时间越长，L 储能越多，因此，当 T 截止时电感 L 向负载释放能量越多，在一定负载电流条件下，输出电压越高。在控制脉冲 v_G 作用下，整个开关周期 T 电感电流 i_L 连续时的 v_D 、 v_{DS} 、 i_L 、 v_L 和 v_o 的波形如图(b)所示。

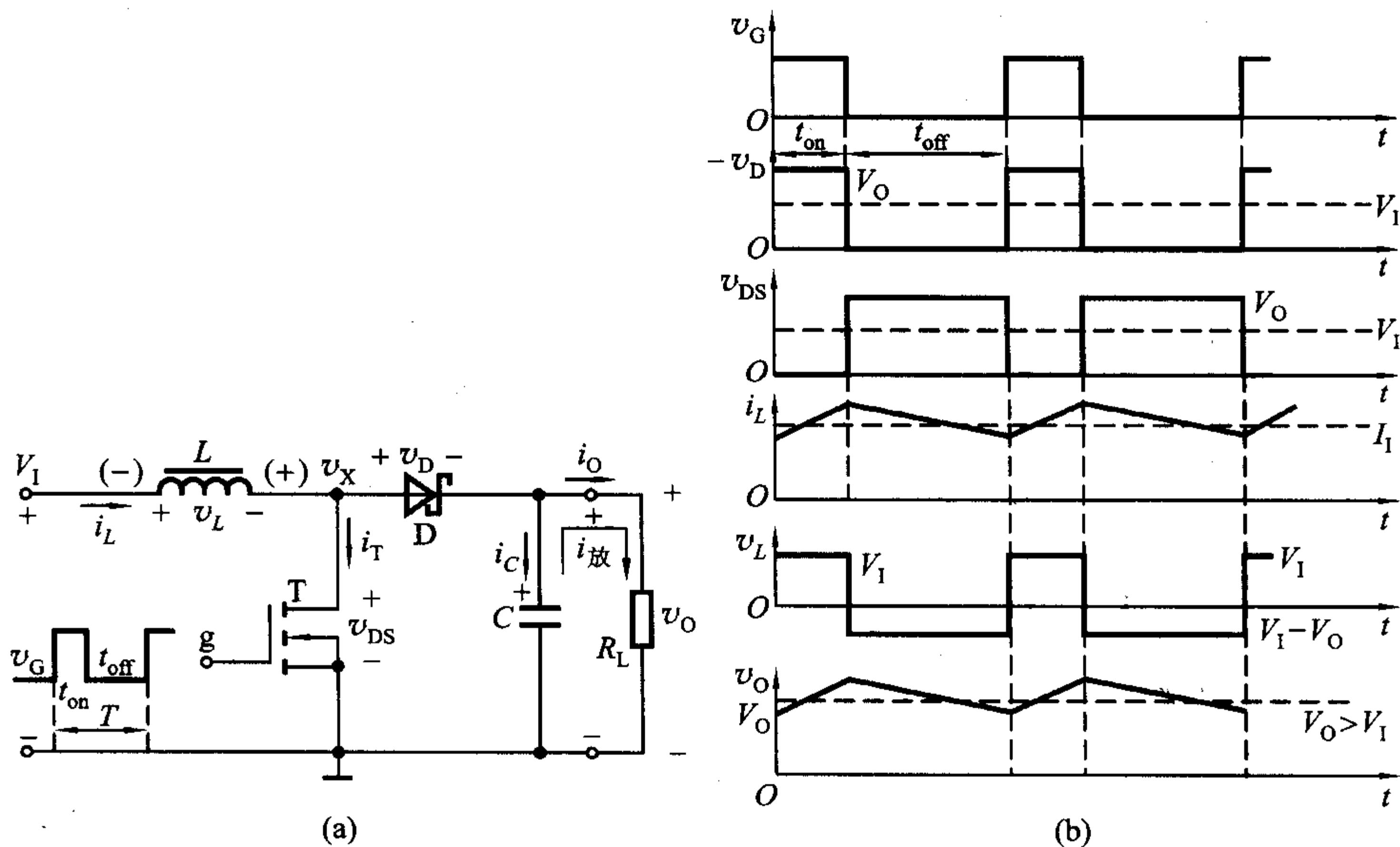


图 10.3.4

(a) 升压型开关稳压电路主回路 (b) v_G 作用在 i_L 连续条件下 v_D 、 v_{DS} 、 i_L 、 v_L 和 v_o 波形

为了提高开关稳压电源的效率，开关调整管应选取饱和压降 V_{CES} (V_{DSS}) 及穿透电流 I_{CEO} (I_{DSS}) 均小的功率管 BJT(或 MOSFET)，而且为减小管耗，通常要求开关转换时间 $t_s \leq 0.01/f_k$ ^①，开关调整管一般选用 $f_T \geq 10\beta f_k$ 的高频大功

① $f_k = \frac{1}{T}$ ， f_k 为开关转换频率， T 为开关转换周期。

率管，当 $f_k > 50$ kHz 时，可选用绝缘栅双极型功率管(IGBT)^①和 VMOS 功率管。续流二极管 D 的选择也要考虑导通、截止和转换三部分的损耗，所以选用正向压降小。反向电流小及存储时间短的开关二极管，一般选用肖特基二极管。输出端的滤波电容使用高频电解电容。

开关稳压电源的控制电路一般用得较多的是“电压 - 脉冲宽度调制器(简称脉宽调制器 PWM)”。目前产品种类很多，可参阅文献[17]。

开关频率 f_k 的选择对开关稳压器的性能影响也很大。 f_k 越高，需要使用的 L 、 C 值越小。这样，系统的尺寸和重量将会减小，成本将随之降低。另一方面，开关频率的增加将使开关调整管单位时间转换的次数增加，开关调整管的功耗增加，而效率将降低。随着开关管、电容、电感材料及工艺性能的改进， f_k 可提高到 15 ~ 500 kHz 以上。目前已有 $f_k = 2$ MHz 的 PWM 集成芯片，如 MC34066/MC33066。

实际的开关型稳压电源电路通常还有过流、过压等保护电路，并备辅助电源为控制电路提供低压电源等。

10.3.2 带隔离变压器的直流变换型电源

带隔离变压器的直流变换型电源也是一种开关型稳压电源，它主要包括直流变换器和整流、滤波及稳压电路等。直流变换器通常是指将一种直流电压转换为各种不同直流电压的电子设备。它的电路型式很多，有单管、推挽和桥式等变换器；按三极管的激励方式不同又可分为自激式和他激式两种。自激式的振荡频率及输出电压幅度受负载影响较大，适用于小功率电源，而大功率稳压电源多采用他激式。现以图 10.3.5 所示推挽式自激变换型稳压电路^②为例进行讨论。它由推挽式变换器将直流电压变成高频方波，再经过高频变压器 Tr、桥式整流、电容滤波电路和稳压电路而得到稳定的直流电压。当要求输出电压不同时，可在高频变压器 Tr 的二次侧接几组电压 v_L 不同的相同类型的电路。

当接通输入电压 V_I 后，分压器 R_1 、 R_2 上的电压使变换器启动。 R_2 上的正电压经 Tr 的 N_{b1} 、 N_{b2} 绕组同时加到 BJT T_1 、 T_2 的基极，由于电路存在微小的不对称，两管导通程度不同。假如 T_1 导通较强，那么，它的集电极电流 i_{c1} 就较大， i_{c1} 流过 N_1 绕组就使变压器磁化并在所有绕组上产生感应电势。其中绕组 N_{b1} 感生的电势使 v_{BE1} 增加，因而 T_1 导电更强；绕组 N_{b2} 感生的电势使 v_{BE2}

① IGBT 器件具有绝缘栅 MOSFET 和 BJT 相结合的等效电路，并具有两种器件的特点。

② 推挽式自激变换型电路虽有许多缺点，目前使用不多，但它是分析和设计半桥式或全桥式变换器的重要基础。

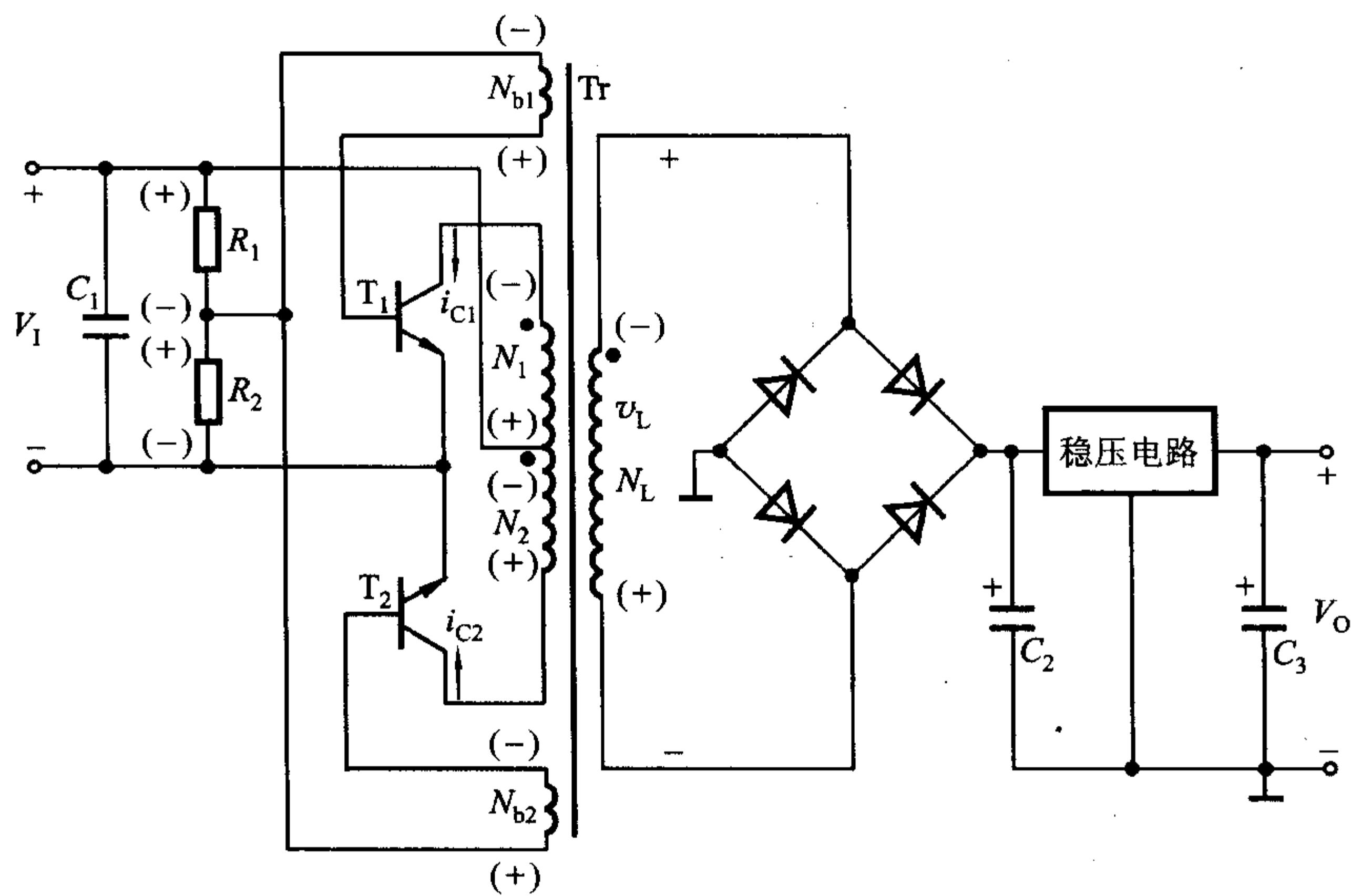


图 10.3.5 推挽式自激变换型稳压电路

减小，因而 T_2 导电更弱。经过一个正反馈过程， T_1 迅速饱和导通，而 T_2 迅速截止。此时，几乎全部电源电压 V_I 都加到一次绕组 N_1 的两端。因此， N_1 中的激磁电流与变压器铁心内的磁通近似线性地增加。当铁心磁通趋近饱和值时，磁通的变化接近于零（或很小），变压器所有绕组上的感应电势亦将接近于零。 N_{bl} 两端感应电压等于零， T_1 的基极电流 i_{b1} 开始减小， i_{c1} 也开始减小，因而所有绕组上的感应电势均反极性，铁心内的磁通脱离饱和，形成一个相反的正反馈过程，使 T_1 迅速由饱和转变为截止，而 T_2 迅速由截止转变为饱和。以后流过 N_2 的电流 i_{c2} 近似线性地增加，使铁心反向饱和，电路再次翻转。如此周而复始，循环不已。图 10.3.6 画出了各电压、电流的波形。由图可见，直流输入电压 V_I 变换成为矩形波电压 (v_{CE1} 、 v_{CE2} 及 v_L)。为了便于理解，图中也画出了磁通的波形， ϕ_s 为饱和值。直流变换器输出的矩形电压 v_L 再经整流、滤波及稳压电路得到直流电压 V_o 。如果

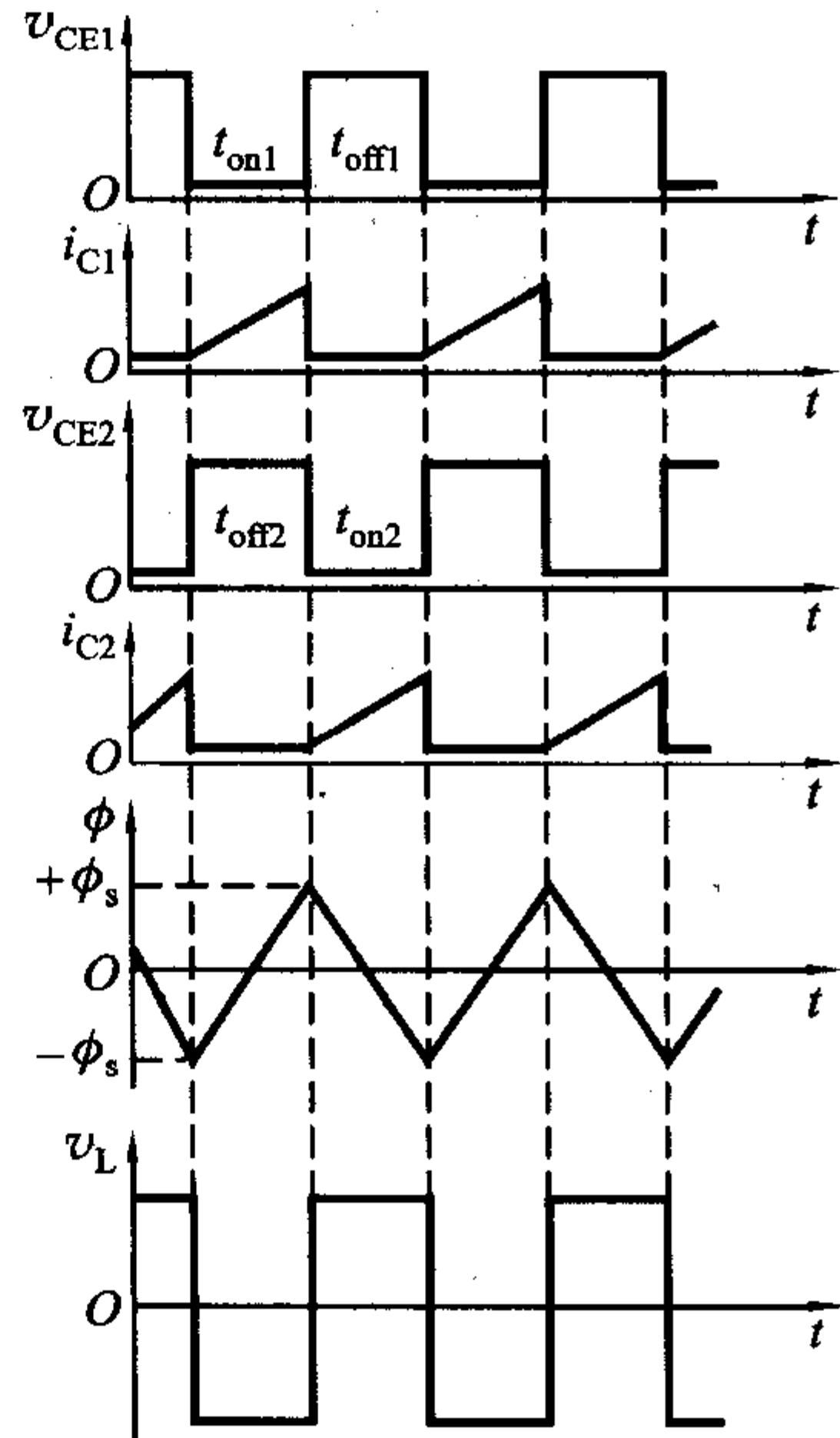


图 10.3.6 变换器各部分电压、电流磁通的波形

忽略饱和导通 BJT 的饱和压降和变压器绕组的电阻压降，则截止的 BJT 两端的反向峰值电压等于电源电压 V_t 再加上一半的一次绕组 (N_1 或 N_2) 的感应电势。若 T_1 导通，则 T_1 的集电极电流 i_{C1} 在变压器的每个一次绕组的感应电势为 $V_t - V_{CES1}$ 。因此，截止管 T_2 所承受的电压是 $V_t + (V_t - V_{CES1}) \approx 2V_t$ ，即图 10.3.6 中管子截止时的 v_{CE2} 。变换器输出的矩形波电压 v_L 决定于变压器的匝数比 $n = N_1/N_L$ 。它的频率约为几千赫。

在图 10.3.5 中，如果所需输出电压较高，电流较小，可采用倍压整流电路，有时也不再接稳压电路。

变换式直流稳压电源按调整管是否振荡分除自激式外还有他激式。按稳压的控制方式分有脉冲宽度调制 (PWM) 式 (应用较多)、脉冲频率调制 (PFM)^① 式及脉宽脉频混合调制式等类型，在这种电源中开关管 BJT、MOSFET、VMOS 工作在开关状态，使它具有体积小、重量轻和效率高等优点，因此应用日益广泛。读者可参阅有关文献^②。

变换型开关稳压器可以把不稳定的直流高压变成稳定的直流低压；还可以把不稳定的直流低压变成稳定的直流高压或者倒换极性 (反极性) 等，这些都是线性稳压电源无法实现的优点。

开关稳压电源目前正向高频、大功率、高效率和集成化方向发展，而控制电路 PWM 和 PFM 是开关稳压电源高效率、低成本、高可靠性的重要因素。目前已有集成的控制电路 PWM、PFM 和集成开关稳压电源的产品。升压型的 PWM 如 MAX731；PFM 如 LM2577；降压型的 PWM 如 MAX758 和反相型 (反极性) 如 MAX637 (见习题 10.3.4)，还有可实现升压、降压和反极性等多种形式的变换器如 MC34060。它已广泛用于电池供电系统中，如微处理器、笔记本电脑等都需要多种不同的低电压、高精度、高效率的电源，像 intel 公司设计的插入式电源模块，都是用 DC/DC 变换器，如用 MAX797 型 BiCMOS 控制器制成的。总之集成开关电源品种很多，这里就不一一介绍了。

随着集成工艺水平的提高，已将整流、滤波、稳压等功能电路全部集成在一起，加环氧树脂实体封装，利用其外壳散热做成一体化稳压电源。它的品种较多，有线性的、开关式、大功率直流变换器、小功率调压型和专用型等十多种类型，从电压和功率等级分有几百种之多。根据其性能指标即可选用，使用十分方便。其产品介绍可参阅有关文献。

① PFM 是 Pulse Frequency Modulation 的缩写。PFM 方式，即保持开关管导通时间 t_{on} 不变，改变开关频率 f_K (或周期) 调控输出电压 V_o 。

② 读者可参阅何希才编著、新型开关电源及应用，北京：人民邮电出版社。

复习思考题

- 10.3.1 串联开关式稳压电源与串联反馈式线性稳压电源的主要区别是什么？两者相比各有什么优缺点？
- 10.3.2 电路如图 10.3.1 所示，在闭环情况下，输出电压 v_o 为某一预定值 V_{set} ，当输入电压 V_i 增加（或负载电流 I_o 减小）时，使输出电压增加 $v_o > V_{set}$ ，电路如何自动稳定输出电压。
- 10.3.3 电路如图 10.3.1 所示，当 V_i 、 V_{REF} 一定时，输出电压的调节范围应由电路中哪些参数决定？若要使 v_o 增加，应如何调节电路参数。
- 10.3.4 并联型开关稳压电路实现直流升压变换 ($V_o > V_i$) 的基本原理是什么？为什么串联开关稳压电路是降压变换 ($V_o < V_i$)。
- 10.3.5 直流变换型稳压电源一般应用于什么场合？它由哪几部分组成？如图 10.3.5 所示电路，变换器中的 BJT 承受的反向电压等于多少？选用 BJT 的 $V_{(BR)CEO}$ 应如何考虑？
- 10.3.6 开关稳压电源对电路中的元器件有何特殊要求？应如何选用？

10.4 SPICE 仿真例题

例 SPE10.4.1 串联式直流稳压电路如图 10.2.3 所示，设 BJT 用 2N3904 和 2N3906， β 均为 50， $V_{BE} = 0.6$ V，两稳压管用 1N750，它的稳压值 $V_z = 6$ V， $I_{zM} = 30$ mA，二极管用 1N4148，运放 A 用 μA741。输入电压 $v_2 = 28 \sin \omega t$ (V)，电位器 R_p 处于中间位置，试运用 SPICE 分析该电路：(1) 给出 v_A 、 v_o 的波形，观察输出电压的建立和稳定的过程；(2) 输出电压稳定后，分别求 v_A 、 v_o 的直流平均值及其纹波大小；(3) 当负载电流从 0.1 A 变到 1 A 时，输出电压的变化情况，并求输出电阻 $R_o = \left. \frac{\Delta V_o}{\Delta I_o} \right|_{\Delta V_I = 0, \Delta T = 0}$ ；(4) 当输入电压 v_I (v_A) 变化 10% 时，观察输出电压的变化情况，并求稳压系数 $\gamma = \left. \frac{\Delta V_o / V_o}{\Delta V_I / V_I} \right|_{\Delta I_o = 0, \Delta T = 0}$ 的值；当温度由室温 (25 °C) 增至 50 °C 时，观察输出电压的变化情况，并求温度系数 $S_T = \left. \frac{\Delta V_o}{\Delta T} \right|_{\Delta V_I = 0, \Delta I_o = 0}$ 的值。

解：(1) 设置时域分析，得到 v_A 、 v_o 的波形如图 10.4.1a 所示。

(2) 将图 a 中波形局部放大得图 b 波形。由图中看出，输出 v_A 的直流平

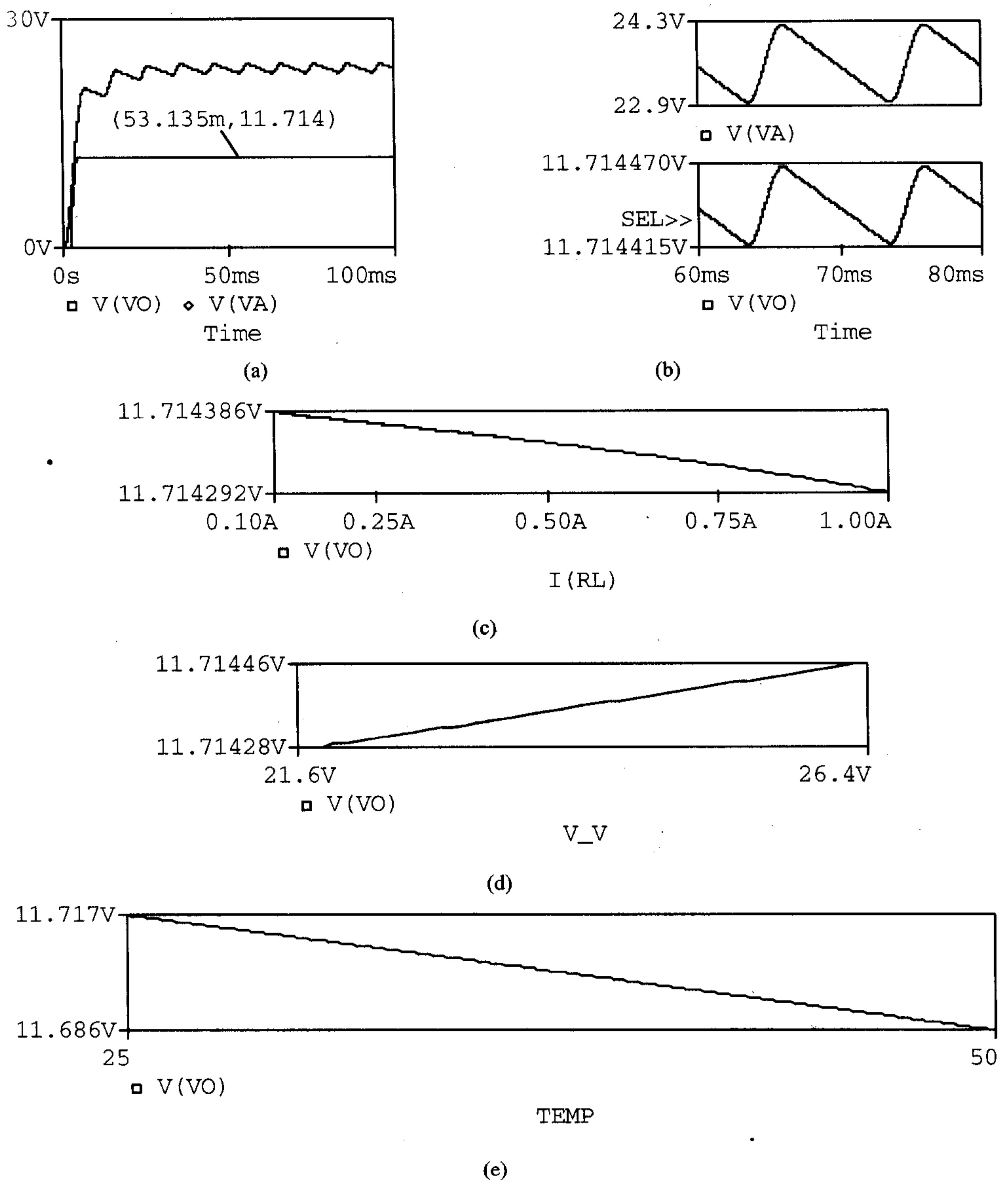


图 10.4.1 例 SPE10.4.1 的仿真结果

(a) v_A 、 v_0 建立过程的波形 (b) v_A 、 v_0 稳态时局部放大的波形

(c) 负载电流变化时 v_0 的波形 (d) 输入电压变化时 v_0 的波形

(e) 温度变化时 v_0 的波形

均值约为 23.26 V，其纹波的峰 - 峰值约为 1.4 V； v_0 的直流平均值约为 11.714 V，其纹波的峰 - 峰值约为 55 μ V。

(3) 当负载电流从 0.1 A 变到 1 A(将 R_L 从 150Ω 变到 11Ω , 作直流扫描分析)时, 输出电压变化如图 c 所示。可以看出, v_o 变化约为 0.094 mV , 则输出电阻 $R_o = \Delta v_o / \Delta i_o \approx 1.04 \times 10^{-4} \Omega$ 。

(4) 设置 v_i 直流扫描分析, 当输入电压 v_i 在 24 V 基础上变化 $\pm 10\%$ 时, 输出电压随输入电压变化情况如图 d 所示。由图中算出稳压系数 $\gamma = 7.68 \times 10^{-5}$; 设置温度直流扫描分析, 当温度由室温(25°C)增至 50°C 时, 输出电压的变化情况如图 e 所示。由图中算出稳压系数 $S_T = 1.24 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ 。

例 SPE10.4.2 电路如图题 10.3.4(见后)正电源电路所示。其中振荡电路输出的控制电压 v_c 为矩形波, 其幅值大于 T 的开启电压, 频率 $f_c = 65 \text{ kHz}$ 。基准电压 $V_{\text{REF}} = 5 \text{ V}$, 取样电阻 $R_1 = 20 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$ 。试用 SPICE 分析该电路: (1) 绘出比较器放大器 A 的输出电压 v_A 、T 的控制电压 v_c 、T 的漏源电压 v_{ds} 、二极管两端电压 v_D 、电感两端电压 v_L 、流过电感电流 i_L 和输出电压 V_{o1} 的波形; (2) 分别观察输入电压和负载变化时, 输出电压的稳压特性。

解: 为便于仿真, 将原电路中框图部分具体化为图 10.4.2 所示电路。其中 T 选用 IRF150, D 选用 1N914, 基准电压 V_{REF} 采用电阻 R_5 和稳压管 D_Z 构成的稳压电路, 且 $V_Z = 3.3 \text{ V}$ 。比较放大器由集成运放 μA741 构成。振荡器部分采用三角波电压信号 v_T 和集电极开路比较器 LM111 来等效, R_6 是 LM111 的外接上拉电阻。负载电阻 $R_L = 150 \Omega$ (输出电流为 100 mA)。

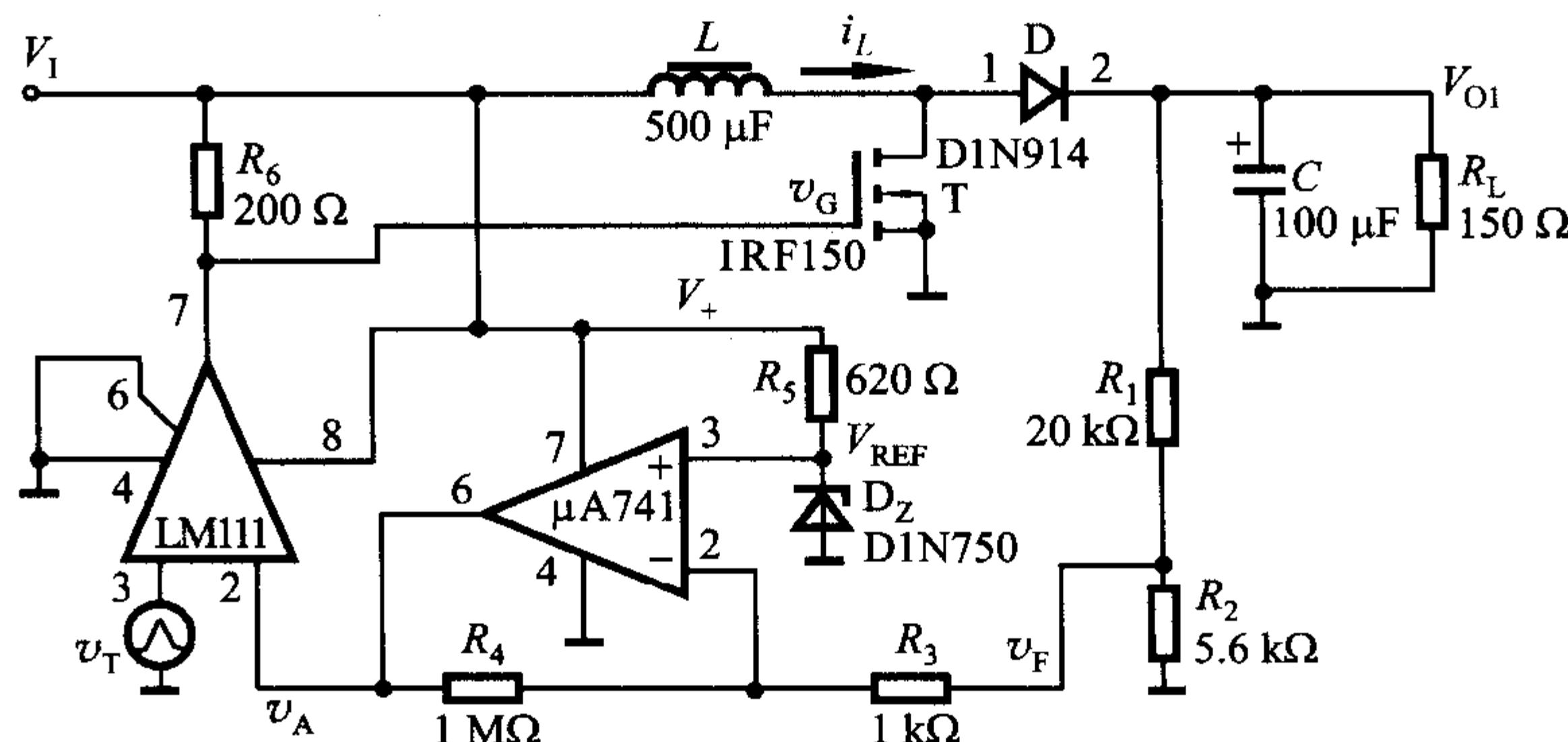
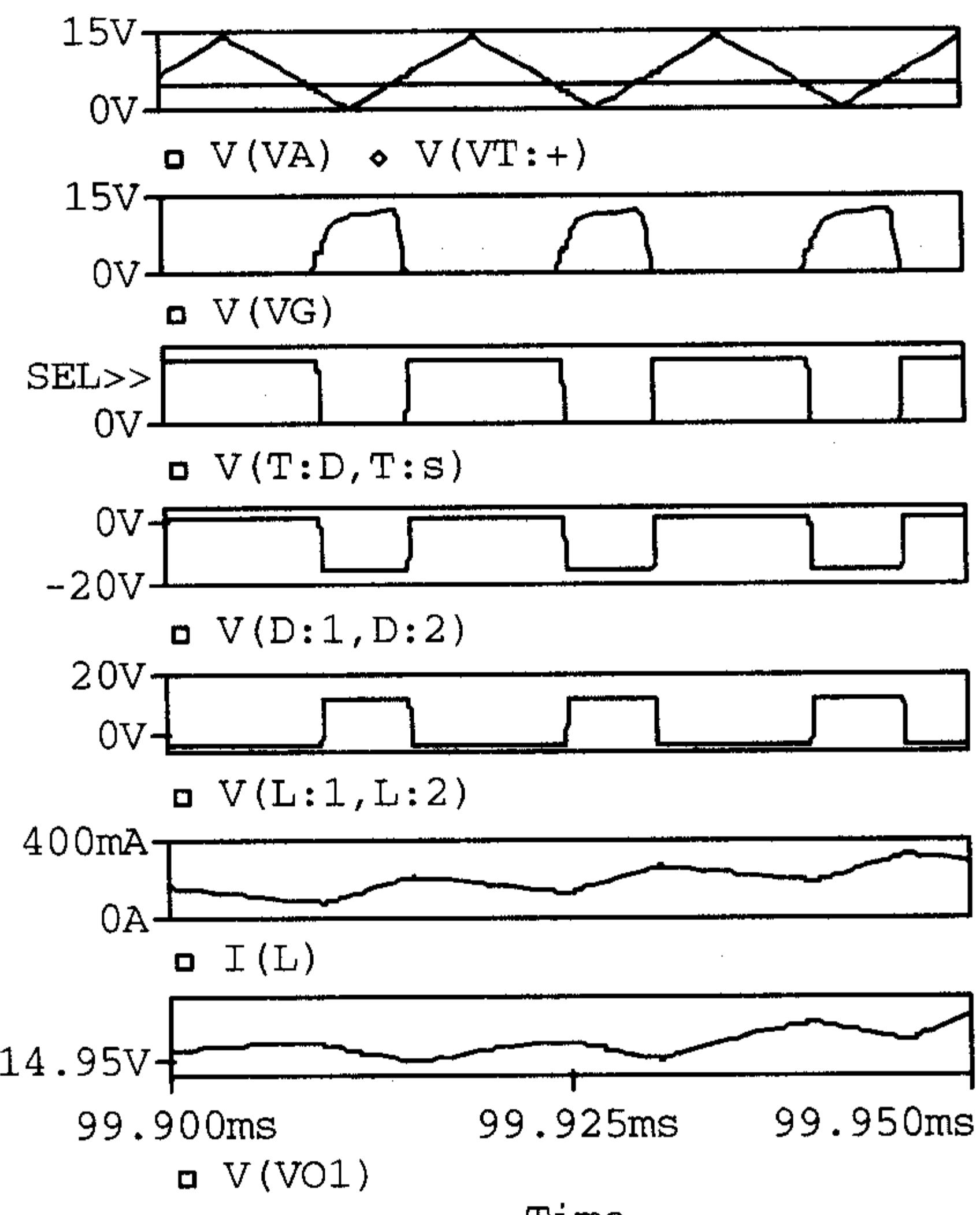


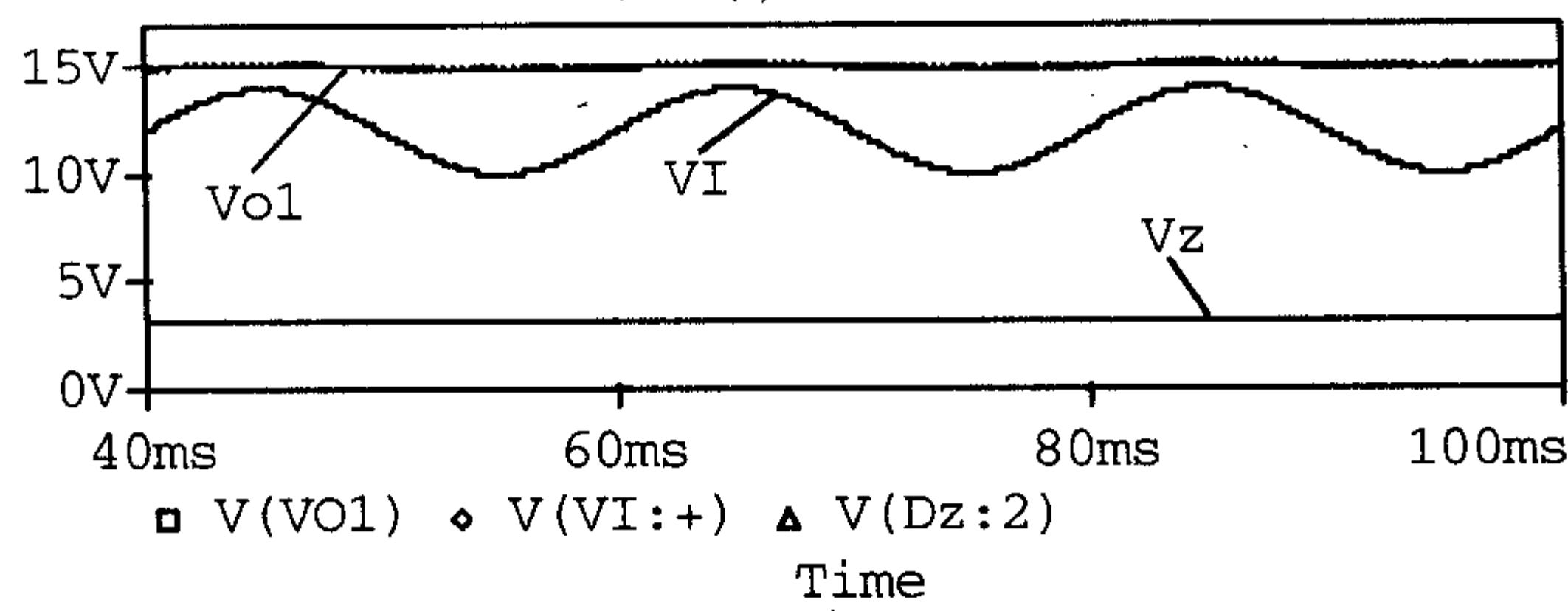
图 10.4.2 图题 10.3.4 的 SPICE 仿真电路

(1) 设置时域分析, 得到电压、电流波形图 10.4.3a 所示。从上到下依次为 v_T 、 v_A 、 v_G 、 v_{ds} 、 v_D 、 v_L 、 i_L 和 v_{o1} 。

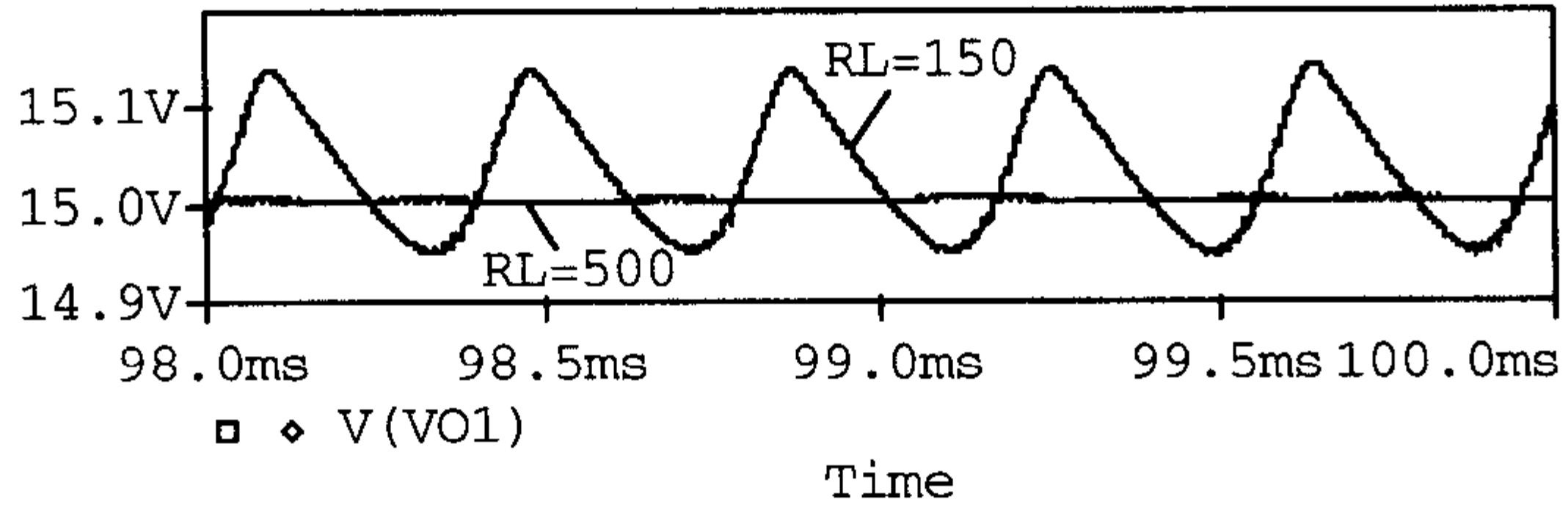
由图中看出, 当 $v_A > v_T$ 时, v_G 为高电压, T 导通, $v_{ds} = 0$, 二极管 D 截止, 其反向电压为 15 V, 此时电感充电, 电流增加。负载上的电流由电容放



(a)



(b)



(c)

图 10.4.3

- (a) 电路中电压、电流波形 (b) 输入电压波动时 v_I 、 v_Z 和 v_{O1} 的波形
 (c) R_L 分别为 150Ω 和 500Ω 时 v_{O1} 的波形

电提供，输出电压 v_{01} 呈下降趋势。而当 $v_A < v_T$ 时， v_G 为低电压，T 截止，二极管 D 正向导通，其正向压降很小，此时电感放电，向负载供电，同时也向电容充电， v_{01} 呈上升趋势，电感电流逐渐减小。 v_{01} 的幅值约为 15 V。

(2) 设置 v_1 在 12 V 的直流电压上叠加一个振幅为 2 V、频率为 50 Hz 的正弦波，其属性设置为： $V_{OFF} = 12$ V， $V_{AMPL} = 2$ V， $f_{REQ} = 50$ Hz。同样进行时域分析，得到输入电压 v_1 、基准电压 v_z 和输出电压 v_{01} 如图 b 所示。可以看出， v_1 在 10 ~ 14 V 之间变化时(波动 33.3%)， v_{01} 保持 15 V 基本不变(将波形放大后可测得约有 0.4 V 的波动，即波动 2.7%)，稳压系数 $\gamma \approx 0.081$ ，稳压效果明显。

将负载电阻作为参数，在时域分析时同时进行参数扫描，当 R_L 分别为 150 Ω 和 500 Ω 时，得输出波形如图 c 所示。由图看出，输出电压稳定在 15 V 基本不变，但负载愈重(电阻愈小)，输出电压的纹波愈大。



小结

□ 在电子系统中，经常需要将交流电网电压转换为稳定的直流电压，为此要用整流、滤波和稳压等环节来实现。

□ 在整流电路中，是利用二极管的单相导电性将交流电转变为脉动的直流电。为抑制输出直流电压中的纹波，通常在整流电路后接有滤波环节。滤波电路一般可分为电容输入式和电感输入式两大类。在直流输出电流较小且负载几乎不变的场合，宜采用电容输入式滤波电路，而负载电流大的功率场合，采用电感输入式滤波电路。

□ 为了保证输出电压不受电网电压、负载和温度的变化而产生波动，可再接入稳压电路。在小功率供电系统中，多采用串联反馈式稳压电路，在移动式电子设备中或要求节能的场合，多采用由集成开关稳压器组成的 DC/DC 变换器供电；而中、大功率稳压电源一般采用 PWM(或 PFM)集成的控制电路再外接大功率开关调整管的开关稳压电路。

□ 串联反馈式稳压电路的调整管是工作在线性放大区，利用控制调整管的管压降来调整输出电压，它是一个带负反馈的闭环有差调节系统；开关稳压电源的调整管是工作在开关状态，利用控制调整管导通与截止时间的比例来稳定输出电压，它也是一个带负反馈的闭环有差调节系统。它的控制方式有脉宽调制型(PWM)、脉频调制型(PFM)及混合调制(即脉宽-频率调制)型。

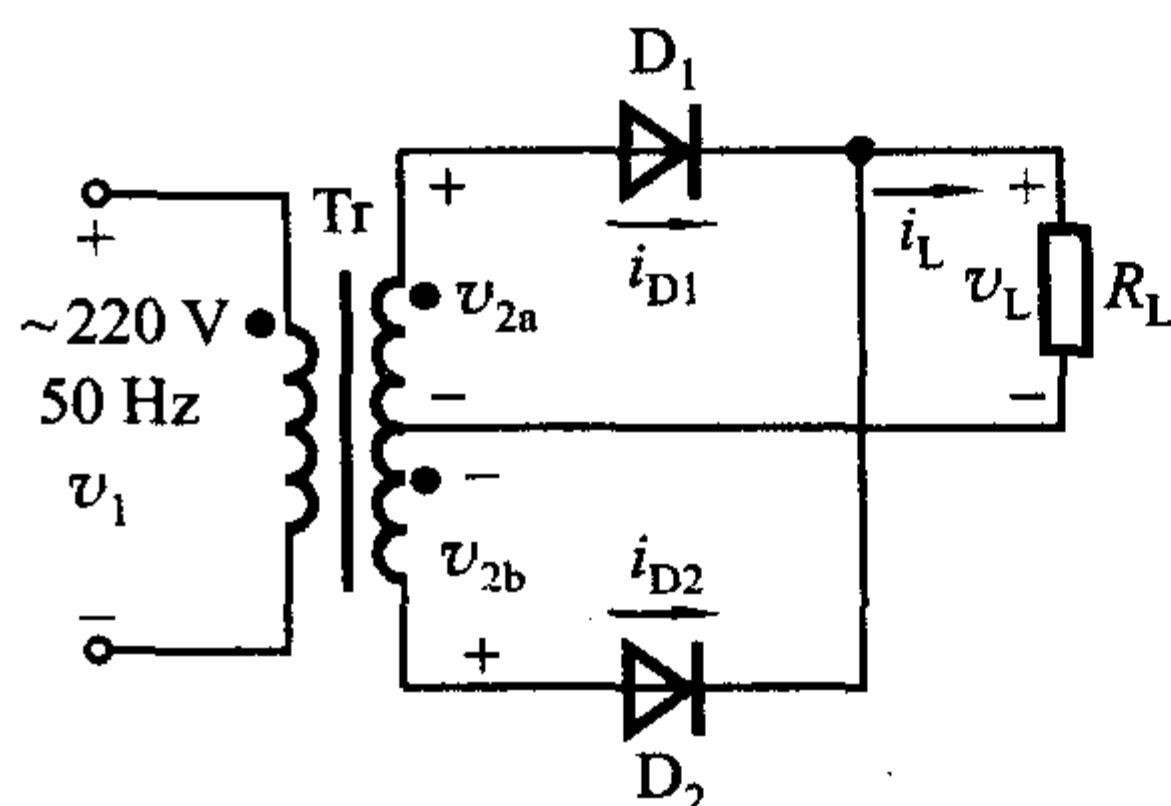


习 题

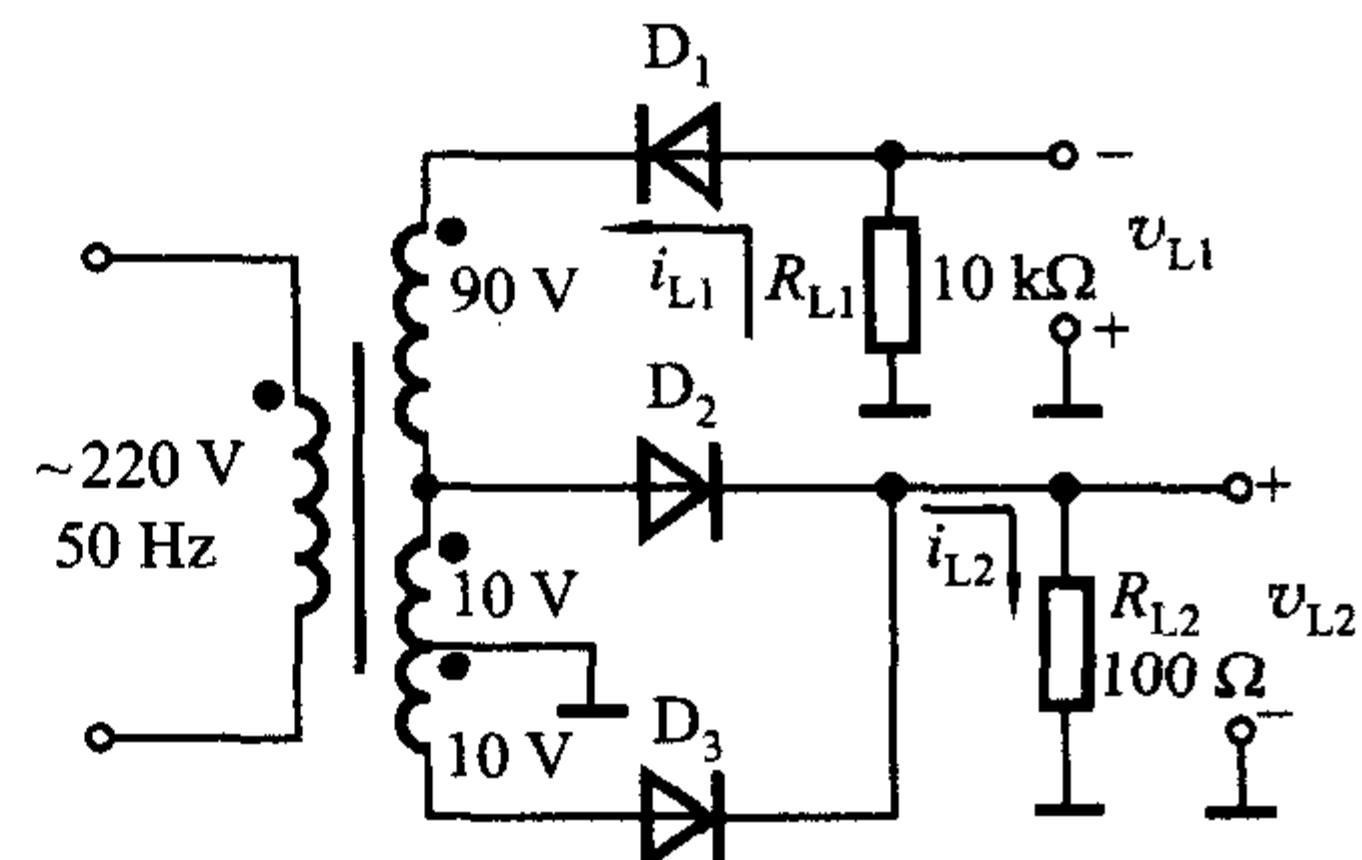
10.1 小功率整流滤波电路

10.1.1 变压器二次侧有中心抽头的全波整流电路如图题 10.1.1 所示，二次侧电源电压为 $v_{2a} = -v_{2b} = \sqrt{2}V_2 \sin \omega t$ ，假定忽略二极管的正向压降和变压器内阻：(1) 试画出 v_{2a} 、 v_{2b} 、 i_{D1} 、 i_{D2} 、 i_L 、 v_L 及二极管承受的反向电压 v_R 的波形；(2) 已知 V_2 (有效值)，求 V_L 、 I_L (均为平均值)；(3) 计算整流二极管的平均电流 I_D 、最大反向电压 V_{RM} ；(4) 若已知 $V_L = 30$ V， $I_L = 80$ mA，试计算 V_{2a} 、 V_{2b} 的值，并选择整流二极管。

10.1.2 电路参数如图题 10.1.2 所示，图中标出了变压器二次电压(有效值)和负载电阻值，若忽略二极管的正向压降和变压器内阻，试求：



图题 10.1.1



图题 10.1.2

(1) R_{L1} 、 R_{L2} 两端的电压 V_{L1} 、 V_{L2} 和电流 I_{L1} 、 I_{L2} (平均值)；

(2) 通过整流二极管 D_1 、 D_2 、 D_3 的平均电流和二极管承受的最大反向电压。

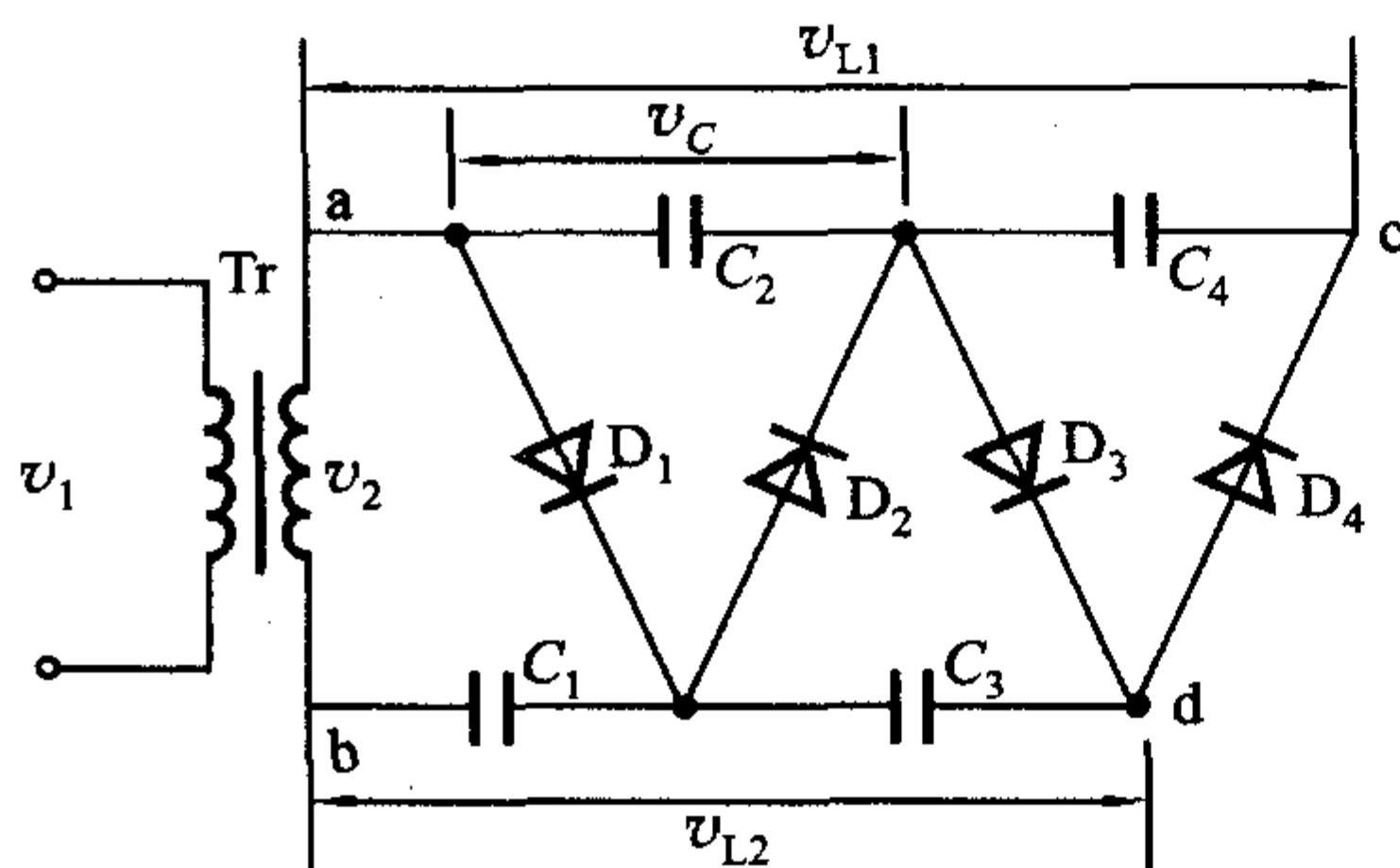
10.1.3 桥式整流、电容滤波电路如图 10.1.4 所示，已知交流电源电压 $V_1 = 220$ V、50 Hz， $R_L = 50$ Ω，要求输出直流电压为 24 V，纹波较小。(1) 选择整流管的型号；(2) 选择滤波电容器(容量和耐压)；(3) 确定电源变压器的二次电压和电流。

10.1.4 如图题 10.1.4 所示倍压整流电路，要求标出每个电容器上的电压和二极管承受的最大反向电压；求输出电压 V_{L1} 、 V_{L2} 的大小，并标出极性。

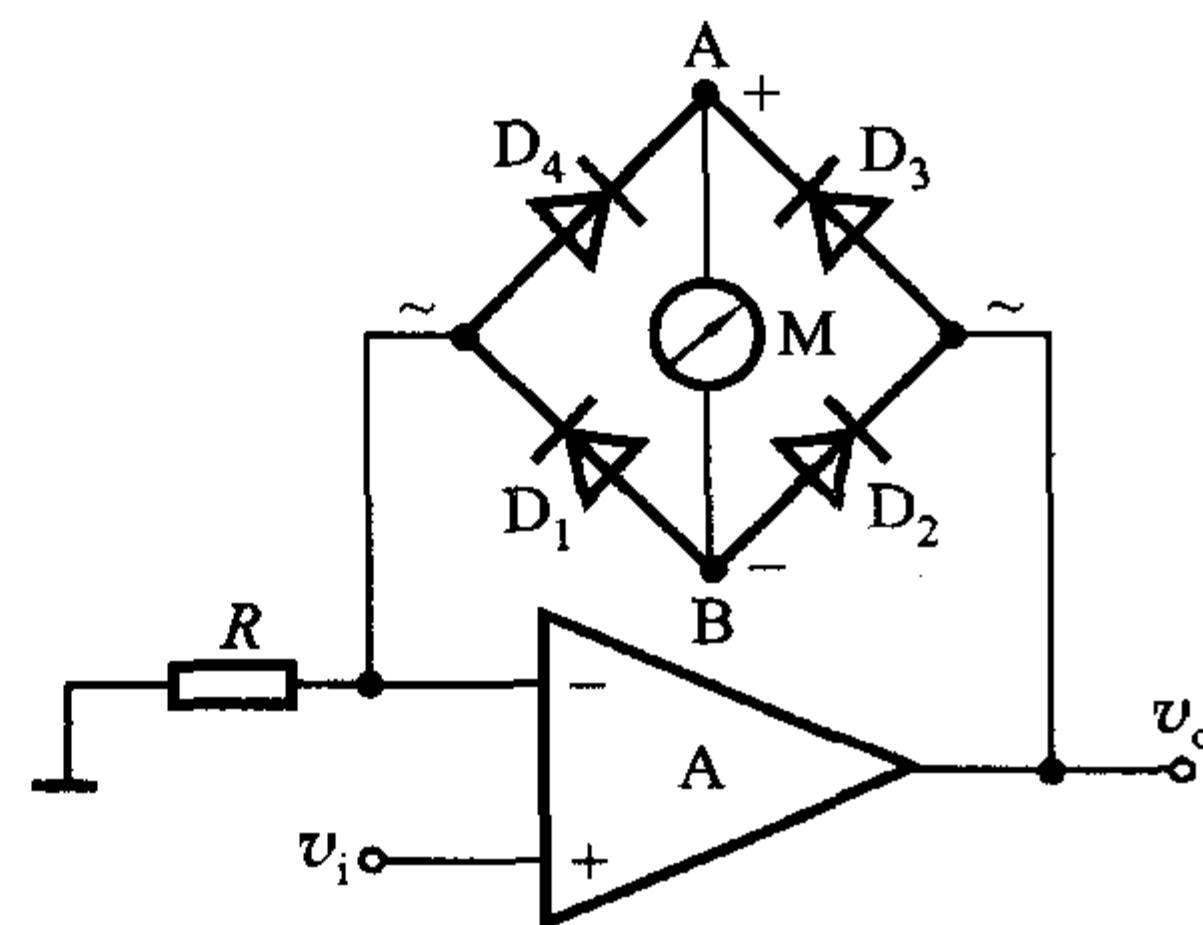
10.1.5 图题 10.1.5 是一高输入阻抗交流电压表电路，设 A、D 都为理想器件，被测电压 $v_i = \sqrt{2}V_i \sin \omega t$ 。(1) 当 v_i 瞬时极性为正时，标出流过表头 M 的电流方向，说明哪几个二极管导通；(2) 写出流过表头 M 电流的平均值的表达式；(3) 表头的满刻度电流为 100 μA，要求当 $V_i = 1$ V 时，表头的指针为满刻度，试求满足此要求的电阻 R 值；(4) 若将 1 V 的交流电压表改为 1 V 的直流电压表，表头指针为满刻度时，电路参数 R 应如何改变？

10.1.6 如图题 10.1.6 所示电路中， A_1 组成一线半波整流电路， A_2 组成一加法电路，二者构成一线性全波整流电路。(1) 试画出其输入 - 输出特性 $v_o = f(v_s)$ ；(2) 试画出 $v_s =$

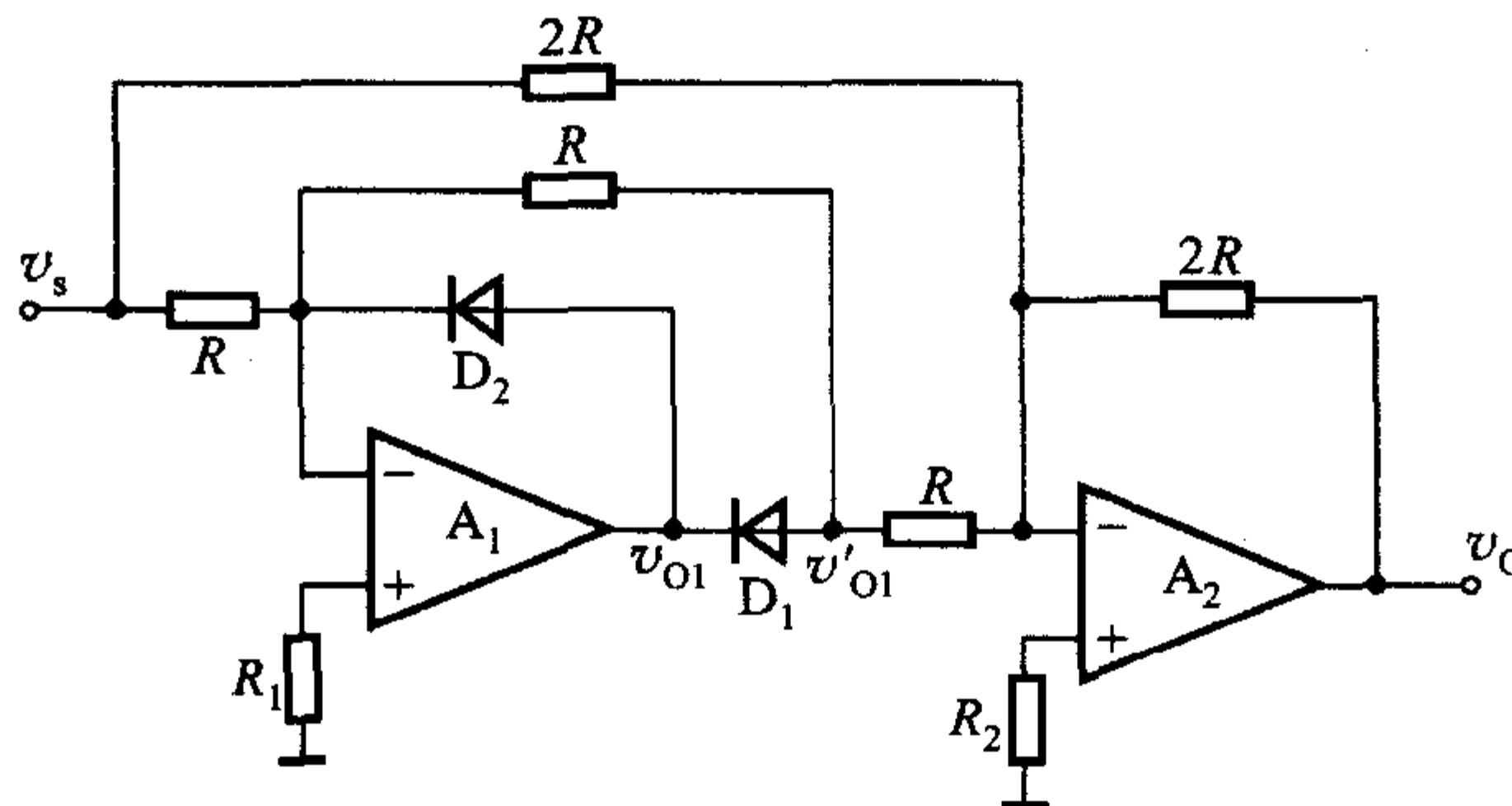
$10\sin \omega t$ (V) 时 v'_{o1} 和 v_o 波形；(3)说明此电路具有取绝对值的功能。



图题 10.1.4



图题 10.1.5



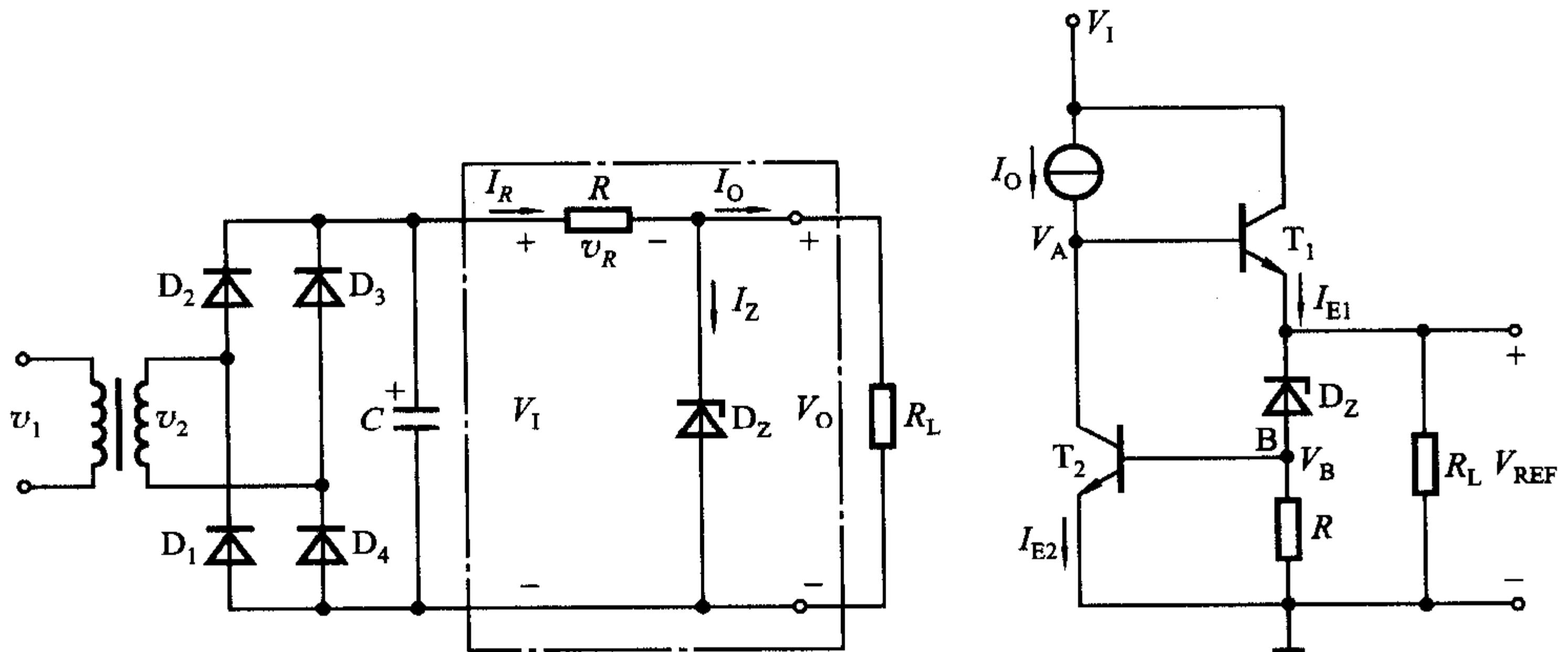
图题 10.1.6

10.2 串联反馈式稳压电路

10.2.1 并联稳压电路如图题 10.2.1 所示，稳压管 D_z 的稳定电压 $V_z = 6$ V， $V_t = 18$ V， $C = 1000 \mu F$ ， $R = 1 k\Omega$ ， $R_L = 1 k\Omega$ 。(1) 电路中稳压管接反或限流电阻 R 短路，会出现什么现象？(2) 求变压器二次电压有效值 V_2 、输出电压 V_o 的值；(3) 若稳压管 D_z 的动态电阻 $r_z = 20 \Omega$ ，求稳压电路的内阻 R_o 及 $\Delta V_o / \Delta V_t$ 的值；(4) 将电容器 C 断开，试画出 v_1 、 v_o 及电阻 R 两端电压 v_R 的波形。

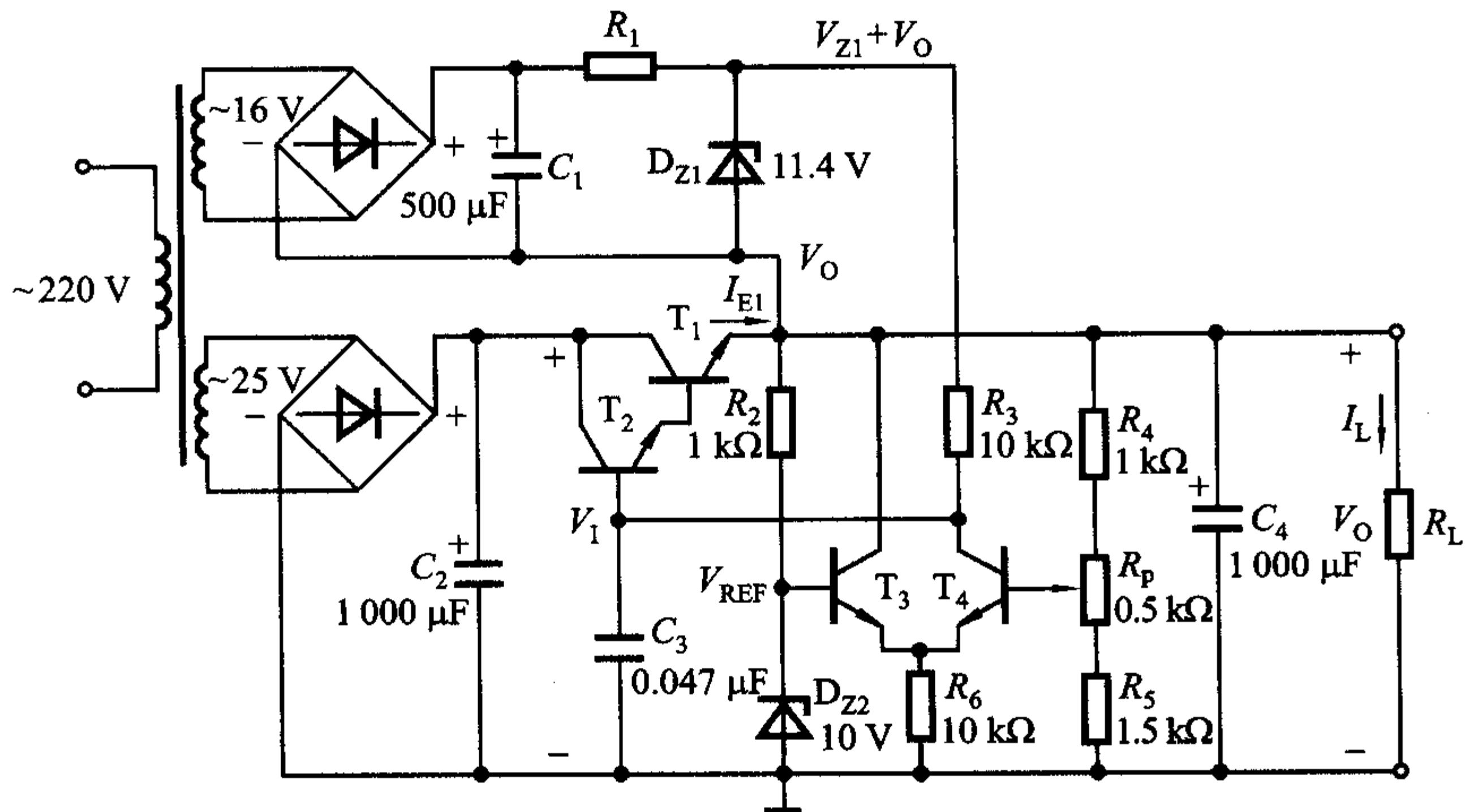
10.2.2 有温度补偿的稳压管基准电压源如图题 10.2.2 所示，稳压管的稳定电压 $V_z = 6.3$ V，BJT T_1 的 $V_{BE} = 0.7$ V。 D_z 具有正温度系数 $+2.2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ ，而 BJT T_1 的 V_{BE1} 具有负温度系数 $-2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ 。(1) 当输入电压 V_t 增大(或负载电阻 R_L 增大)时，说明它的稳压过程和温度补偿作用；(2) 基准电压 $V_{REF} = ?$ 并标出电压极性。

10.2.3 直流稳压电路如图题 10.2.3 所示，已知 BJT T_1 的 $\beta_1 = 20$ ， T_2 的 $\beta_2 = 50$ ， $V_{BE} = 0.7$ V。(1) 试说明电路的组成有什么特点；(2) 电路中电阻 R_3 开路或短路时会出现什么故障；(3) 电路正常工作时输出电压的调节范围；(4) 当电网电压波动 10% 时，问电位器 R_p 的滑动端在什么位置时， T_1 管的 V_{CE1} 最大，其值为多少？(5) 当 $V_o = 15$ V， $R_L = 50$ V 时， T_1 的功耗 $P_{c1} = ?$



图题 10.2.1

图题 10.2.2



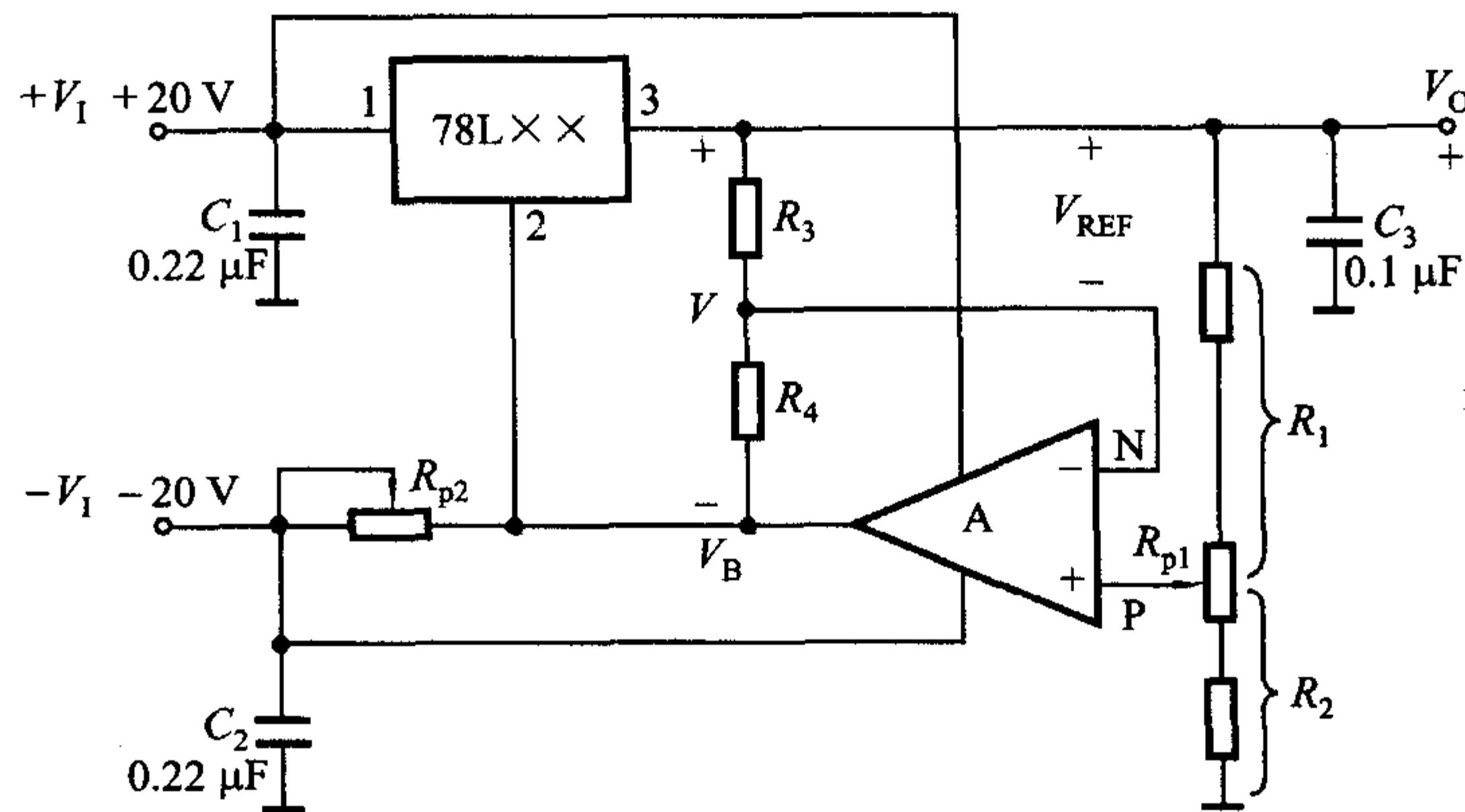
图题 10.2.3

10.2.4 输出电压的扩展电路如图题 10.2.4 所示。设 $V_{32} = V_{xx}$ ，试证明

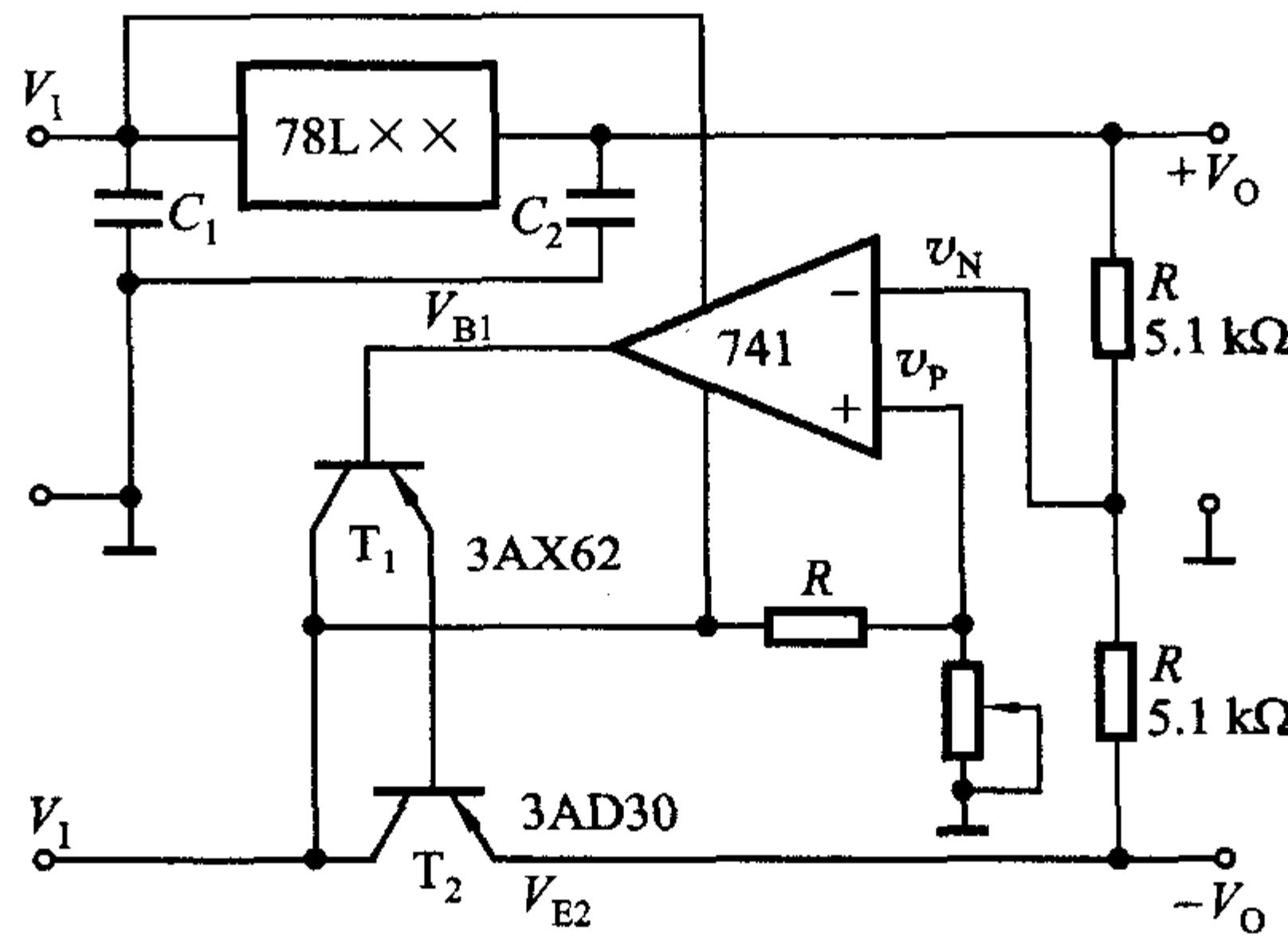
$$V_0 = V_{xx} \left(\frac{R_3}{R_3 + R_4} \right) \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

10.2.5 图题 10.2.5 是具有跟踪特性的正、负电压输出的稳压电路。78L××为正电源输出电压 $+V_0$ ，试说明用运放 741 和功放管 T_1 、 T_2 使 $-V_0$ 跟踪 $+V_0$ 变化的原理（正常时 $+V_0$ 和 $-V_0$ 是绝对值相等的对称输出）。

10.2.6 图题 10.2.6 是由 LM317 组成输出电压可调的典型电路，当 $V_{31} = V_{REF} = 1.2$ V 时，流过 R_1 的最小电流 $I_{R\min}$ 为 $(5 \sim 10)$ mA，调整端 1 输出的电流 $I_{adj} \ll I_{R\min}$ ， $V_I - V_0 = 2$ V。（1）求 R_1 的值；（2）当 $R_1 = 210$ Ω， $R_2 = 3$ kΩ 时，求输出电压 V_0 ；（3）当 $V_0 = 37$ V，



图题 10.2.4

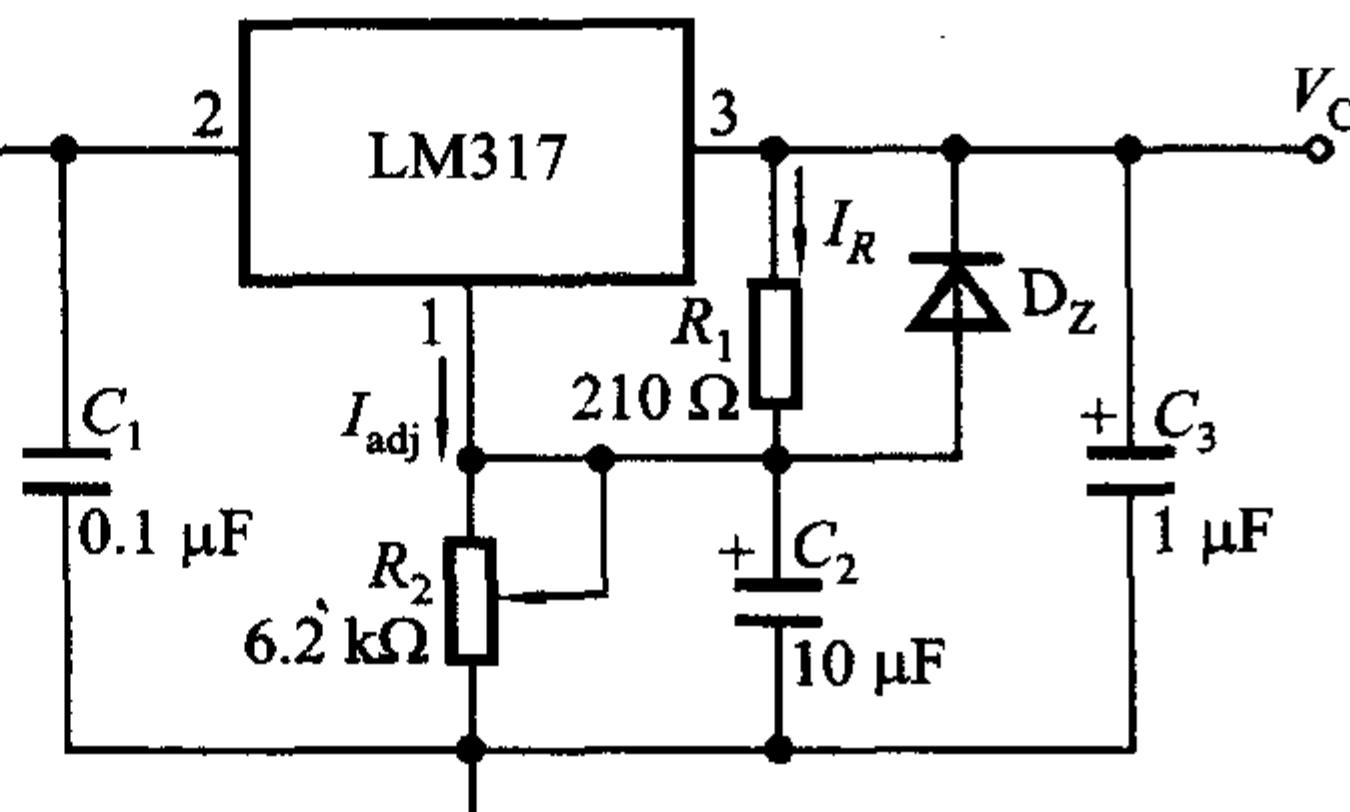


图题 10.2.5

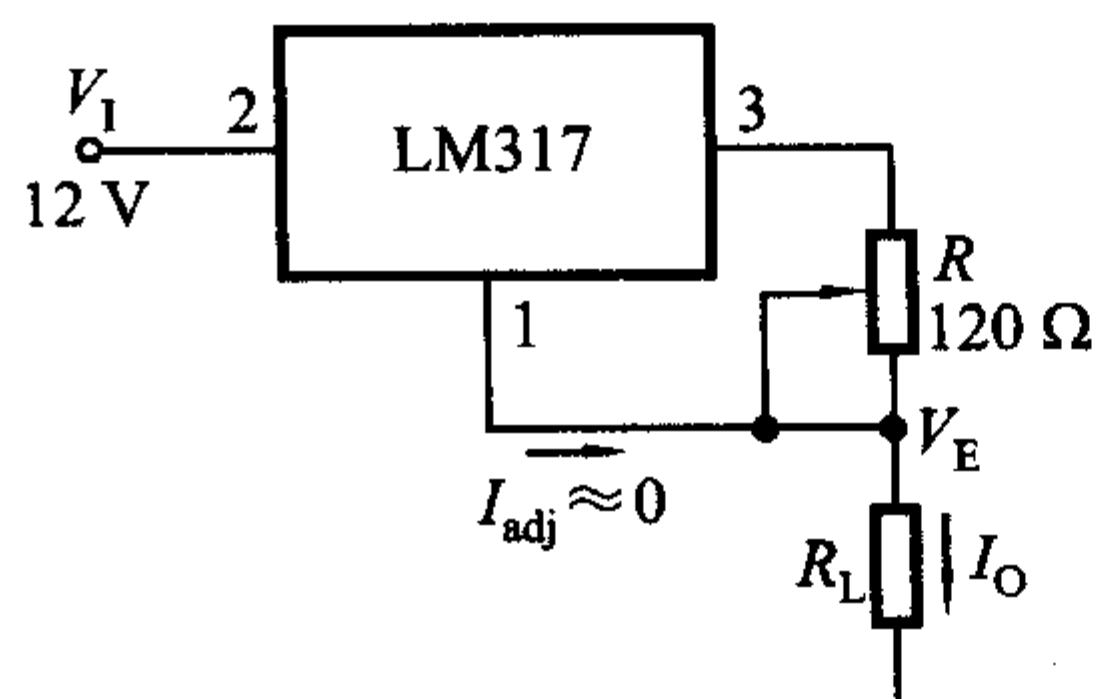
$R_1 = 210 \Omega$ 时， $R_2 = ?$ 电路的最小输入电压 $V_{I\min} = ?$ (4) 调节 R_2 从 0 变化到 $6.2 \text{ k}\Omega$ 时，输出电压的调节范围。

10.2.7 可调恒流源电路如图题 10.2.7 所示。(1) 当 $V_{31} = V_{\text{REF}} = 1.2 \text{ V}$ ， R 从 $0.8 \sim 120 \Omega$ 改变时，恒流电流 I_o 的变化范围如何？(假设 $I_{\text{adj}} \approx 0$)；(2) 当 R_1 用待充电电池代替，若 50 mA 恒流充电，充电电压 $V_E = 1.5 \text{ V}$ ，求电阻 $R_t = ?$

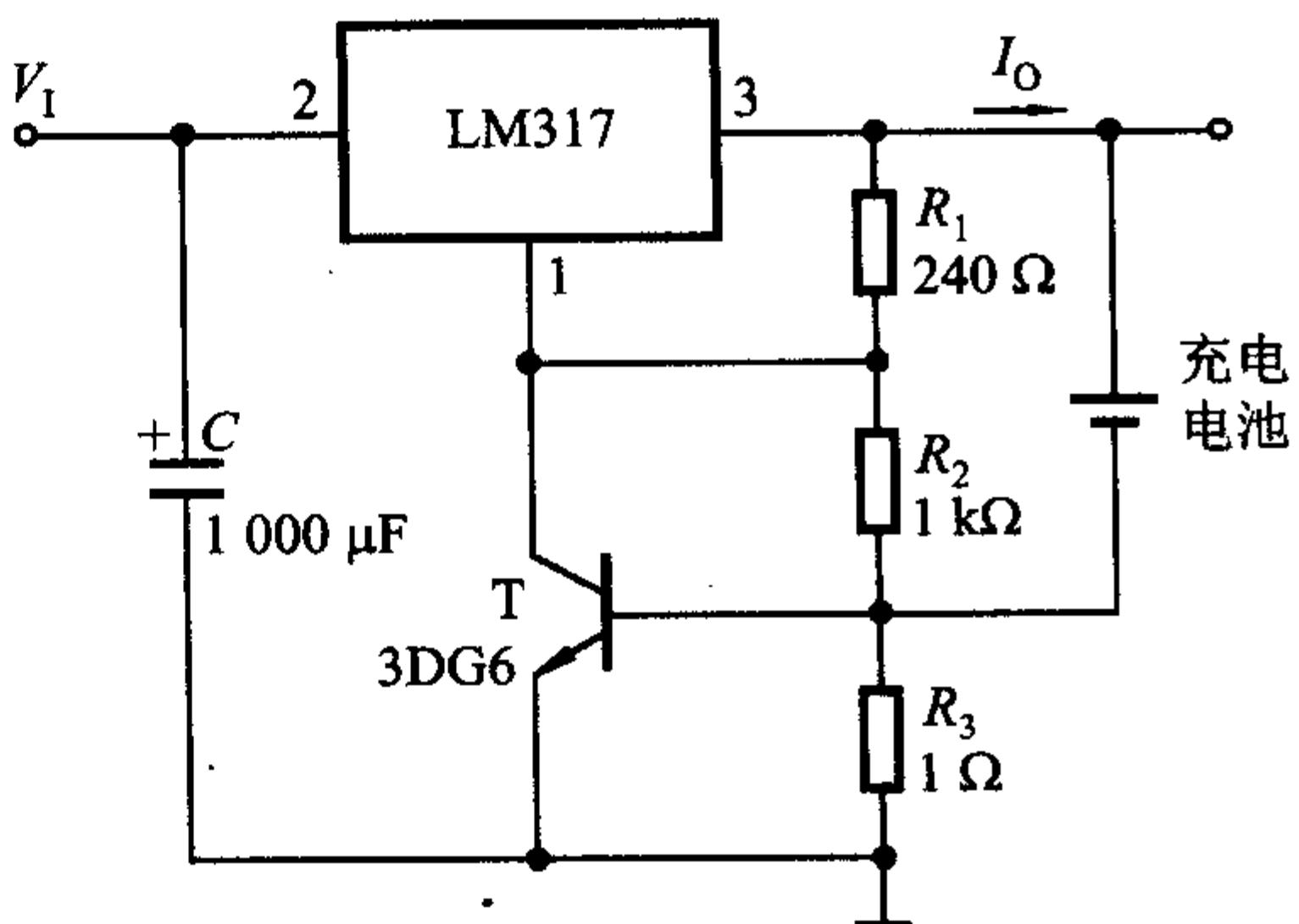
10.2.8 图题 10.2.8 是 6 V 限流充电器，BJT T 是限流管， $V_{BE} = 0.6 \text{ V}$ ， R_3 是限流取样电阻，最大充电电流 $I_{OM} = V_{BE}/R_3 = 0.6 \text{ A}$ ，说明当 $I_o > I_{OM}$ 时如何限制充电电流。



图题 10.2.6



图题 10.2.7



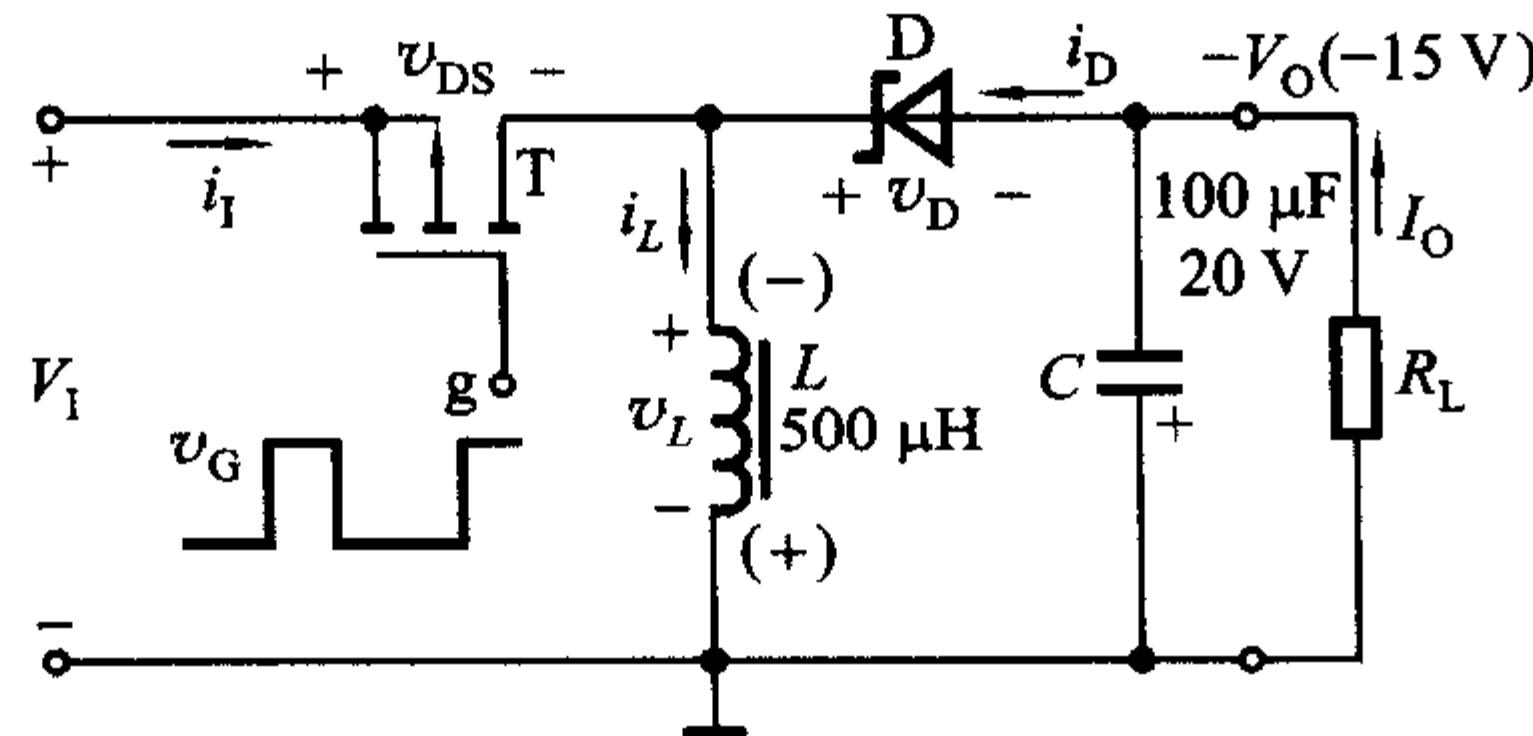
图题 10.2.8

10.3 开关式稳压电路

10.3.1 电路如图 10.3.1 所示，开关调整管 T 的饱和压降 $V_{CES} = 1$ V，穿透电流 $I_{CEO} = 1$ mA， v_T 是幅度为 5 V、周期为 $60 \mu\text{s}$ 的三角波，它的控制电压 v_B 为矩形波，续流二极管 D 的正向电压 $V_D = 0.6$ V。输入电压 $V_I = 20$ V， v_E 脉冲波形的占空比 $q = 0.6$ ，周期 $T = 60 \mu\text{s}$ ，输出电压 $V_o = 12$ V，输出电流 $I_o = 1$ A，比较器 C 的电源电压 $V_{CC} = \pm 10$ V，试画出电路中，当在整个开关周期 i_L 连续情况下 v_T 、 v_A 、 v_B 、 v_E 、 i_L 和 v_o 的波形（标出电压的幅度）。

10.3.2 电路给定条件如上题，当续流二极管反向电流很小时，试求(1)开关调整管 T 和续流二极管 D 的功耗；(2)当电路中电感器 L 和电容器 C 足够大时，忽略 L、C 和控制电路的损耗，计算电源的效率。

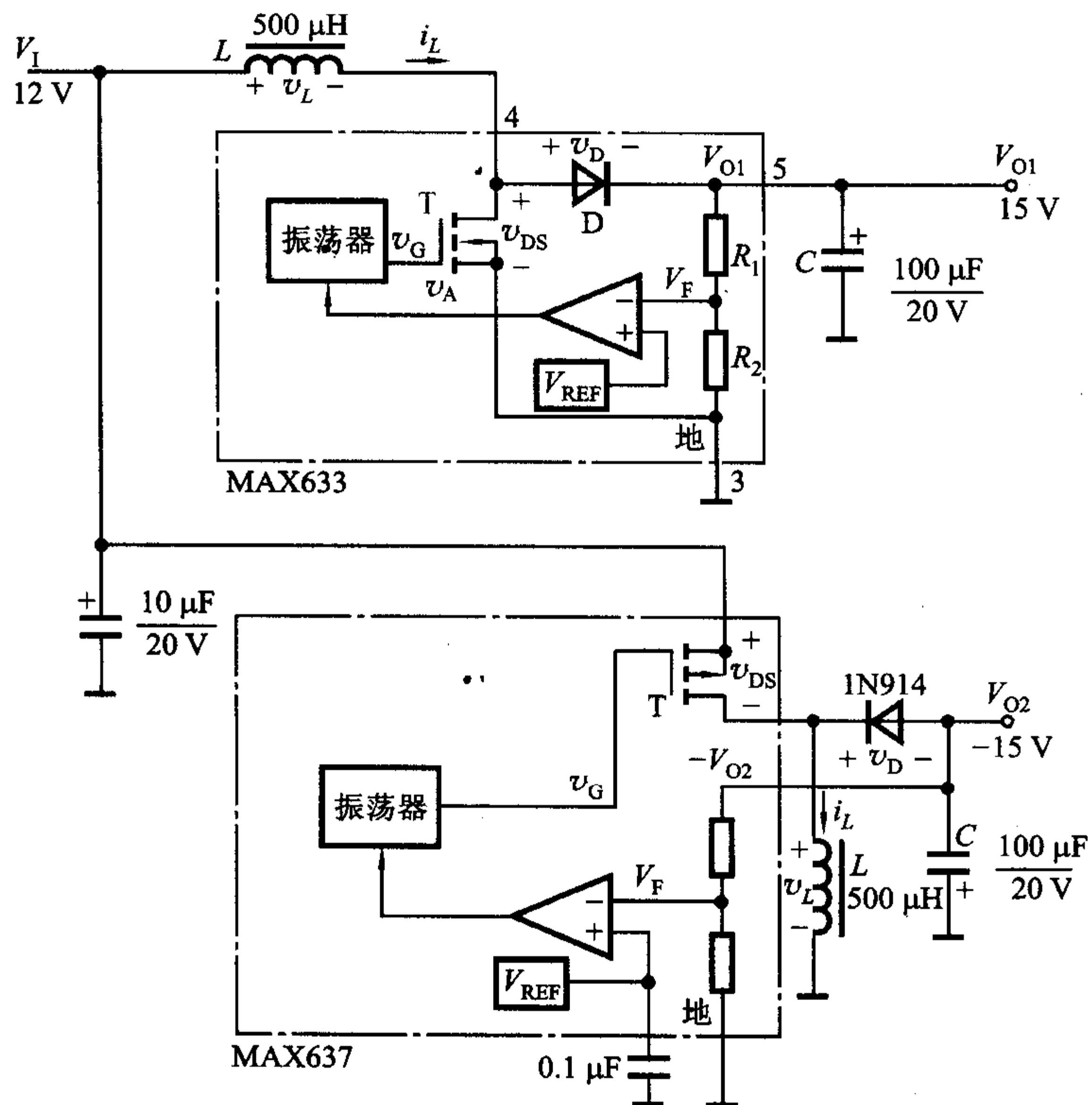
10.3.3 反相(反极性)型开关稳压电路的主回路如图题 10.3.3 所示^①，已知 $V_I = 12$ V， $V_o = -15$ V，控制电压 v_G 为矩形波，电路中 L、C 为储能元件，D 为续流二极管。(1)试分析电路的工作原理；已知 V_I 的大小和 v_G 的波形，画出在 v_G 作用下， i_L 在整个开关周期连续情况下 v_D 、 v_{DS} 、 v_L 、 i_L 和 v_o 的波形，并说明 v_o 与 v_I 极性相反。



图题 10.3.3

^① 该电路的占空比 $q < 0.5$ 时， $V_o < V_I$ ； $q > 0.5$ 时， $V_o > V_I$ ，即控制 q 可使电路用于降压或升压场合。

10.3.4 图题 10.3.4 所示是利用集成的升压型 MAX633 和反极型 MAX637，外接电感 L 电容 C 和二极管 D 组成的由 +12 V 汽车电池产生供给运放的 ± 15 V 电源的低功率开关电源，试分析电路的工作原理，当 MOSFET 控制电压 v_G 为矩形波时，在整个开关周期电感电流 i_L 连续情况下分别画出升压型和反极型两组开关稳压电路 v_D 、 v_{DS} 、 i_L 、 v_L 、 v_o 和 V_o 的波形。



图题 10.3.4

* 10.3.5 电路如图 10.3.1 所示，当电路中开关频率 $f_k = \frac{1}{T}$ 和电感 L 较小时，试分析在整个开关周期 T 电感电流 i_L 有断流条件下的工作特性，当 v_B 的波形和 V_I 已知时，画出 v_B 、 i_L 、 v_E 和 v_o 的波形。

10.4 SPICE 仿真习题

SP10.4.1 整流、滤波、稳压电路如图题 10.2.1 所示。设正弦电压 v_2 的振幅为 17 V，频率为 50 Hz，二极管采用 1N4148，稳压管用 1N750，它的 $V_z = 10$ V， $I_{Z(\min)} = 1$ mA。当负载电流为 50 mA ($R_L = 200 \Omega$) 时，试分析：(1) $C = 1000 \mu\text{F}$ ，正常稳压时， R 的取值范围，并绘出输出电压波形；(2) $R = 40 \Omega$ ，正常稳压时， C 的取值范围，并绘出输出电压波形。

SP10.4.2 绝对值电路如图题 10.1.6 所示， A_1 、 A_2 采用 $\mu\text{A}741$ ，二极管 D_1 、 D_2 用 1N4148，电路中 $R = 10 \text{ k}\Omega$ ，运放工作电压为 ± 12 V，且同相端电阻为零。试用 SPICE 分

析：(1)当输入电压 $v_i = \sin 2\pi \times 1000t$ (V) 时，绘出 v'_{o1} 、 v_o 波形；(2)求 $v_i - v_o$ 的传输特性。

SP10.4.3 串联(降压)型开关稳压电路如图 10.3.1 所示，将开关管 BJT 改为 P 沟道增强型 MOSFET，且源极接 V_1 。设电路中输入电压 $V_i = (10 \sim 15)$ V，输出电压 $V_o = 5$ V，输出最大电流 $I_{o_{max}} = 100$ mA，基准电压 $V_{REF} = 3.5$ V，三角波电压 v_T 的幅值为 0 ~ 10 V。取样电阻 $R_1 = 10$ kΩ， $R_2 = 20$ kΩ。电容 $C = 100$ μF，电感 $L = 220$ μH。试求：(1)当 v_T 的频率 $f_T = 50$ kHz 时，绘出 v_A 、 v_T 、 v_G 、 v_{DS} 、 v_D 、 i_L 和 v_o 的波形，并求 v_o 的纹波值；(2)分别观察输入电压和负载变化时，输出电压的稳压特性；(3)当 $f_T = 5$ kHz 时，观察 v_o 的纹波电压，并与(1)的结果比较。