

★开关电源控制环路设计

刘国 飞扬电源技术(深圳)有限公司研发部 (深圳 518000)

摘要:本文介绍了一种简单、系统的控制环路设计方法,避免使用深奥、复杂的数学公式。同时,给出了对频响要求严格的基站电源设计例子。

叙词:控制环 极点 零点 转角频率 交越频率 稳定性

Control Loop Design of The Switching Power Supply

Liu Guo Feiyang Power Supply Technique (Shenzhen) Co., Ltd. (518000)

Abstract: This paper introduces a simple, step by step method to control loop design avoiding complex, Pro-found mathematical computation, here is given a practical design example of switching power supply for GSM, which requires fast transient response characteristics.

Keywords: Control loop pole zero corner frequency crossover frequency stability

分类号: TM92 文献标识码: A 文章编号: 1561-0349(2001)08-0038-05

1★引言

控制环路设计和计算从应用电路分析的基础方法演变到应用拉普拉斯变换进行时域频域转换,到目前应用空间状态分析法、借助计算机仿真(如 Spice, Matlab)进行分析和计算。每一次数学变换,物理意义深蕴其中。某些数学运算已脱离实际物理意义,让广大初级电源设计工作者费解,对于一般的开关电源系统,仍可用传统方法进行分析 and 计算。本文以反激式电路为例,用通俗易懂的传统方法进行控制环的计算和分析。

2 几种常见的控制环

控制环的种类较多,这里仅给出图1~图4所示的四种。

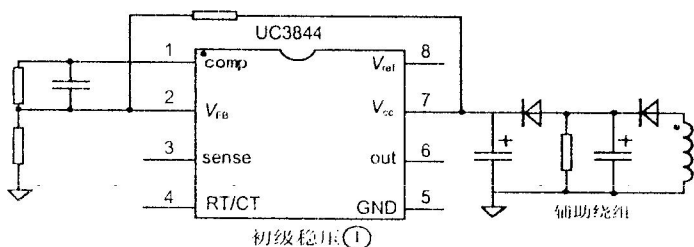


图1

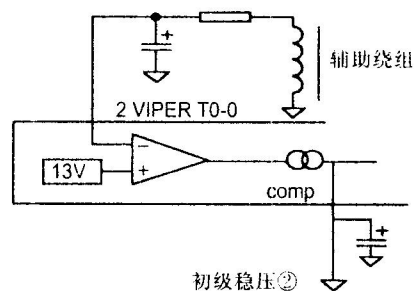


图2

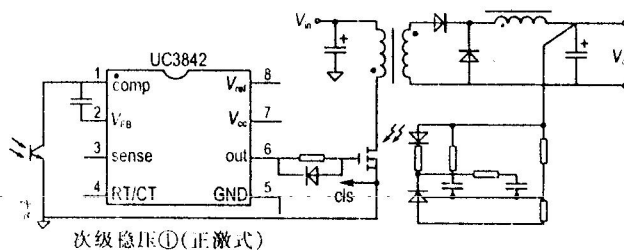


图3

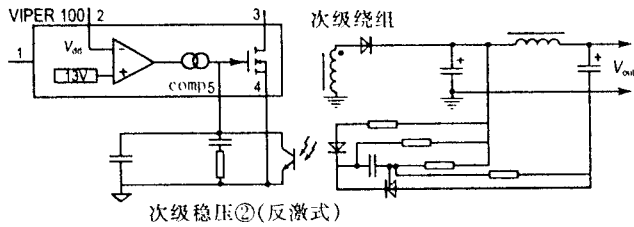


图 4

3 运放端补偿原理

理论上,可在闭环控制系统中的任一点加入补偿元件。但是,通常是在运放输入与输出端之间,光耦周围加入 RC 元件来补偿。既然补偿位置一般选在运放的输入与输出端之间,下面就来分析运放端补偿原理。

假设运放是理想的,其特性

$$V_a = V_b = 0 \quad i_1 = i_2$$

$$\frac{1}{R_2} V_{in} = - \left(\frac{1}{R_1} + j\omega C_1 \right) V_{out}$$

$$G = \frac{V_{out}}{V_{in}} = - \frac{R_1}{R_2} \left(\frac{1}{1 + j\omega R_1 C_1} \right)$$

$$\omega_1 = \frac{1}{R_1 C_1} \quad (\text{俗称在分母位置的 } \omega_1 \text{ 为极点)}$$

$$G = - \frac{R_1}{R_2} \left(\frac{1}{1 + j \frac{\omega}{\omega_1}} \right) = - \frac{R_1}{R_2} \left(\frac{1}{1 + j \frac{f}{f_1}} \right)$$

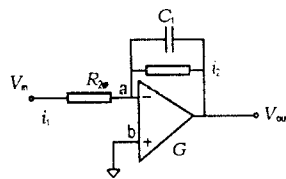


图 5

通常传递是以波特图(Bode plot)来描述。则 G 的幅频特性为

$$20 \log |G| = 20 \log \frac{R_1}{R_2} \left(\frac{1}{1 + j \frac{f}{f_1}} \right)$$

相频特性为

$$\phi = -180^\circ - \arctg \left(\frac{f}{f_1} \right)$$

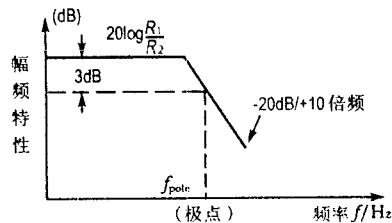


图 6

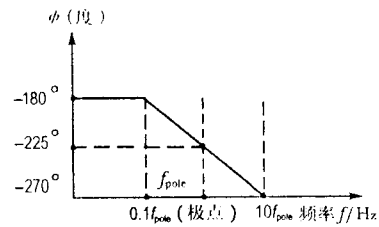


图 7

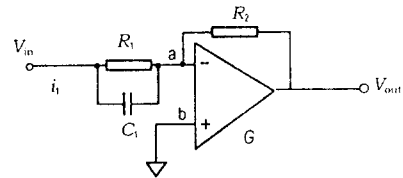


图 8

同极点分析方法一样:

$$G = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R_2}{R_1} + j\omega R_2 C_1$$

◇

$$\omega_1 = \frac{1}{R_2 C_1} \quad (\text{俗称在分子位置的 } \omega_1 \text{ 为零点})$$

$$G = - \left(\frac{R_2}{R_1} + j \frac{\omega}{\omega_1} \right), \quad \phi = -180^\circ + \arctg \left(\frac{R_1 \omega}{R_2 \omega_1} \right)$$

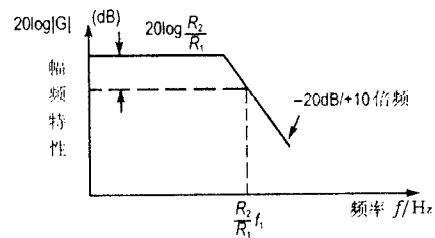


图 9

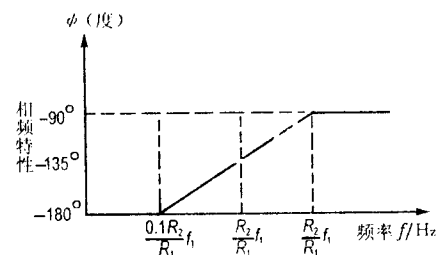


图 10

综上所述,极点代表增益和相位随频率升高而下降直至遇到零点,零点代表增益和相位随频率升高而上升直至遇到极点。

4 补偿原则

4.1 稳定性原则

- 系统总的相位移小于 -360° (大于 0°) 处的增益小于 0dB。
- 系统总的增益大于 0dB 处的相位移: $-360^\circ < \phi < 0^\circ$ 。
- 实际上必须有些裕量, 即相位移为 -360° 时增益小于 -6dB, 称为增益裕量, 增益为 0dB 时相位移 ϕ 为 $-315^\circ < \phi < 45^\circ$; 称为相位裕量。

4.2 开关电源对系统的要求

增益为 0dB 处的频率为交越频率, 交越频率不能高于开关频率的一半, 因为输出波是一个“假信息”, 不能被传至控制环路。否则, 输出涟波扭曲了电压反馈信号, 会破坏整个环路的稳定性。

另外, 开关电源对系统的要求是在设计的频带内具有高增益, 在某频率点处的增益(负反馈)代表开关电源对该种频率噪声的抑制能力。此外, 还需要有较宽的频带(即较高的交越频率), 频带代表系统瞬态响应的反应时间(恢复时间)。

5 实际例子计算和分析

以基站电源为例子, 当工作在脉冲负载情况下(瞬间从 0A 上升到 2.1A, $30\mu\text{s}$ 上升时间), 输出电压不能从常态 4.14V 跌落到 4.10V (40mV drop!)。所以必须加电压提升(输出电压随输出电流略有上升)。见图 11。电源由原来的 4.14V 提升到 4.20V, 遇到脉冲负载也保证输出始终大于 4.15V (50mV drop!)。GSM 工作时, 脉冲负载占空比为 12.5% @ 217Hz。LDEN, TDMA 工作时脉冲负载占空比为 33% @ 50Hz。为了稳定该种取样反馈, 采用较为复杂补偿以取得较快的瞬态响应。

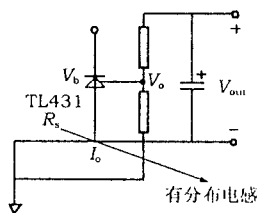


图 11

5.1 TL431 端补偿

TL431 作次级的误差比较器, 其开环频率特性示于图 12。

图 13 示出 TL431 端的补偿环路, 现分析如下。

用前述的分析方法得

$$G = \frac{V(b)}{V(a)} = \frac{-C_2}{C_1} \left(1 - \frac{C_4/C_3}{j\frac{f}{f_1}} + j\frac{f_3}{f} \right) / \left(1 - \frac{C_2/C_1}{j\frac{f}{f_2}} + 1 \right)$$

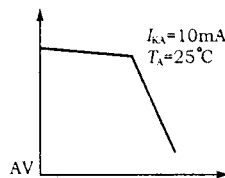


图 12

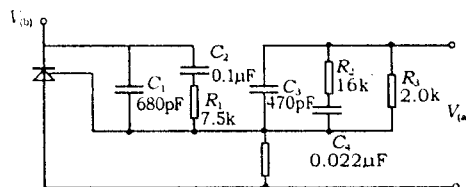


图 13

$$f_1 = \frac{1}{2\pi R_2 C_4} = \frac{1}{2\pi \times 16k \times 0.022\mu\text{F}} = 452\text{Hz}$$

$$f_2 = \frac{1}{2\pi R_1 C_2} = \frac{1}{2\pi \times 7.5k \times 0.1\mu\text{F}} = 212\text{Hz}$$

$$f_3 = \frac{1}{2\pi R_3 C_3} = \frac{1}{2\pi \times 2.0k \times 470\text{pF}} = 1.693 \times 10^5 \text{Hz}$$

$$C_4/C_3 = 46.8, C_3/C_1 = 0.69, C_2/C_1 = 147$$

求各频率点处的 $20\log|G|$ 和 ϕ :

$$20\log|G|_{(10\text{Hz})} = 38.1\text{dB} \angle -270^\circ$$

$$20\log|G|_{(100\text{Hz})} = 18.9\text{dB} \angle -244.7^\circ$$

$$20\log|G|_{(212\text{Hz})} = 15\text{dB} \angle -222.4^\circ$$

$$20\log|G|_{(452\text{Hz})} = 12.9\text{dB} \angle -201.4^\circ$$

$$20\log|G|_{(1\text{kHz})} = 12.56\text{dB} \angle -190^\circ$$

在 10kHz 和 17kHz, 100kHz 处必须考虑到 TL431 的开环特性。

$$20\log|G|_{(10\text{kHz})} = 1\text{dB} \angle -160^\circ$$

$$20\log|G|_{(17\text{kHz})} = -3\text{dB} \angle -180^\circ$$

$$20\log|G|_{(100\text{kHz})} = -15.3\text{dB} \angle -265^\circ$$

5.2 光耦端补偿

图 14 所示是光耦端补偿环路的例子。

$$i = \text{CTR} \cdot \left(\frac{1}{R_4} + j\omega C_5 \right) V(b) = \text{CTR} \cdot \frac{1 + j\omega C_5 R_4}{R_4} \cdot V(b)$$

$$f_{z10} = \frac{1}{2\pi R_4 C_5} = \frac{1}{2\pi \times 180 \times 0.2 \times 10^{-6}} = 4.4\text{kHz}$$

$$f_{pk} = \frac{1}{2\pi R_{\text{eq}} C_5} = \frac{1}{2\pi \times 10 \times 0.2 \times 10^{-6}} = 79.6\text{kHz}$$

R_{eq} 为光耦二极管的等效动态电阻, 查表知 $R_{\text{eq}} = 10\Omega$ 。

$$R_L = \frac{V_{\text{max}} - V_c}{I_c} \approx \frac{10\text{V} - 5.8\text{V}}{3\text{mA}} = 1.4\text{k}\Omega$$

参照 $R_L = 10\text{k}\Omega$ 那条线, 在 10kHz 处看作有一个极点, 不考虑单

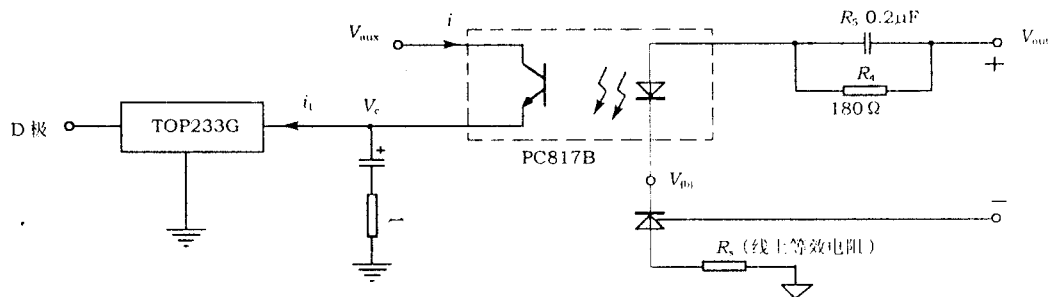


图 14

位(查表知 CTR = 2)。

$$20\log|G|_{(10\text{Hz})} = 20\log|G|_{(100\text{Hz})} = -39.1\text{dB}\angle 0^\circ$$

$$20\log|G|_{(1\text{kHz})} = -38.9\text{dB}\angle 12.8^\circ$$

$$20\log|G|_{(10\text{kHz})} = -34\text{dB}\angle 21.2^\circ$$

$$20\log|G|_{(44\text{kHz})} = -36.8\text{dB}\angle 21.3^\circ$$

$$20\log|G|_{(100\text{kHz})} = -37\text{dB}\angle -15^\circ$$

5.3 脉宽调制单元补偿

图 15 所示是脉宽调制单元补偿环路。

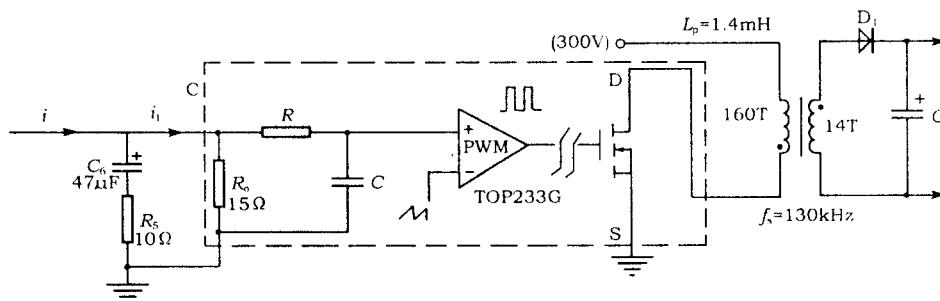


图 15

查手册可知,在 IC 内部 RC 组成的电路 $f_{\text{pole}} = 7\text{kHz}$, $R_0 = 15\Omega$, $D = -22\%/mA$ (当 $I_c = 4\text{mA}$, $T_j = 25^\circ\text{C}$ 时), $I_c = 3\text{mA}$ 时其 PWM 增益仍为 $D_{(s)} = -22\% i_2$ 。同前述分析方法一样,得

$$D = 22\% \times (R_5 - j\frac{1}{\omega C_5}) / (R_5 + R_0 - \frac{2}{j\omega C_5}) \times 1 / (1 + jf/7\text{kHz}) \times 1000$$

$$20\log|G|_{(10\text{Hz})} = 46.8\text{dB}\angle 0^\circ$$

$$20\log|G|_{(100\text{Hz})} = 45.3\text{dB}\angle -20^\circ$$

$$20\log|G|_{(1\text{kHz})} = 39.1\text{dB}\angle -19^\circ$$

$$20\log|G|_{(10\text{kHz})} = 34\text{dB}\angle -55^\circ$$

$$20\log|G|_{(1\text{MHz})} = 15.6\text{dB}\angle -90^\circ$$

5.4 变压器的传递函数

由 $P_o = \frac{V_o^2}{R}$, $P_o = \frac{1}{2} L_p I_{\text{PR}}^2 f \eta$, $I_{\text{PR}} = \frac{V_{\text{in}}}{L} \cdot \frac{D}{f_s}$, 得

$$H_{(s)} = \frac{V_o}{D} = V_{\text{in}} \sqrt{\frac{R_o \eta}{2f_s L_p}}$$

将 $V_{\text{in}} = 300\text{V}$, $R_o = 4.5\Omega$ (1A_{out}), $L_p = 4.1\text{mH}$, $f_s = 130\text{kHz}$ 代入,得 $H_{(s)} = 29.2\text{dB}\angle 0^\circ$

5.5 输出滤波器传递函数

非连续型反激式的极点实际在两倍的 $\frac{1}{2\pi RC}$ 处(恒功率负

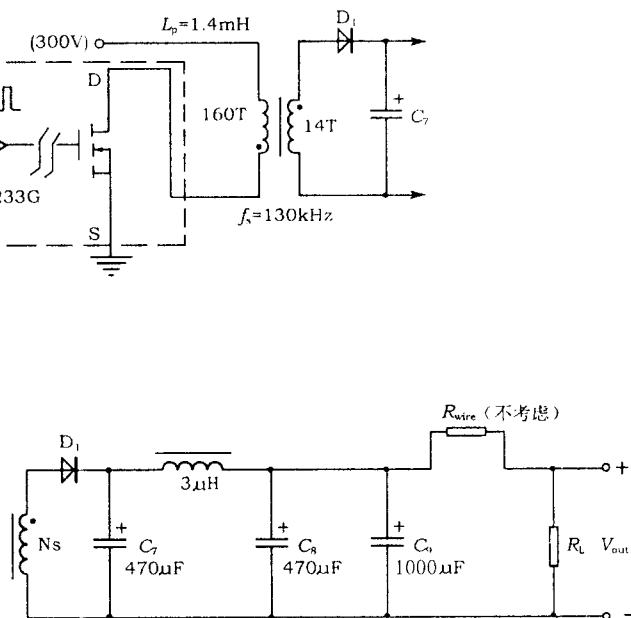


图 16

载情况):

$$f_{\text{pole1}} = \frac{1}{\pi R_o C} = \frac{1}{\pi \times 4.5 \times 470 \times 10^{-6}} = 150\text{Hz}$$

电容 C_7, C_8, C_9 与自身的 ESR 形成一个零点,其频率 $f_{\text{zero1}} = \frac{1}{2\pi \cdot \text{ESR} \cdot C} = 2.5\text{kHz}$ (一般电解电容 ESR 形成的零点均为该值)。L_p 与 C₁₁ 形成一个二阶极点,则

$$f_{\text{pole2}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{3 \times 10^{-6} \times 1470 \times 10^{-6}}} \approx 2.4\text{kHz}$$

因为 L 小, C 非常大,谐振频率处 Q 的效应可忽略,另外 f_{pole2} 可看作等于 f_{zero1} ,这样 f_{zero1} 使 f_{pole2} 从二阶变成一阶极点。

模型 方法 仿真

$$G = \frac{(1 + j \frac{f}{2500})}{(1 + j \frac{f}{150})(1 + j \frac{f}{2500})}$$

- $20 \log |G|_{(10\text{Hz})} = 0\text{dB} \angle 0^\circ$
- $20 \log |G|_{(100\text{Hz})} = -1.6\text{dB} \angle -33.6^\circ$
- $20 \log |G|_{(1\text{kHz})} = -16.6\text{dB} \angle -81.5^\circ$
- $20 \log |G|_{(10\text{kHz})} = -36.6\text{dB} \angle -90^\circ$
- $20 \log |G|_{(100\text{kHz})} = -56.6\text{dB} \angle -90^\circ$

6 系统总的电压频率响应

系统总的同频响应为各级的增益之和,相频响应为各级相位延迟之和。

- $\dot{A}_{v(10\text{Hz})} = 75\text{dB} \angle -270^\circ$
- $\dot{A}_{v(100\text{Hz})} = 52.7\text{dB} \angle -298.3^\circ$
- $\dot{A}_{v(1\text{kHz})} = 25.36\text{dB} \angle -277.7^\circ$
- $\dot{A}_{v(10\text{kHz})} = -6.4\text{dB} \angle -284^\circ$
- $\dot{A}_{v(1\text{kHz})} = -64.1\text{dB} \angle -460^\circ$

根据这些参数可画出电压的频响特性如图 17 所示。

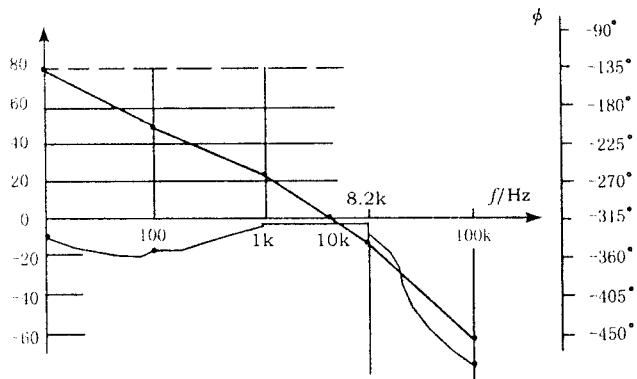


图 17

7 系统总的电压-电流频率响应

参见图 11。 R_s 作为电流取样电阻,阻值为 $10\text{m}\Omega$ (Trace 等效直流电阻)。TL431 端的电压增益(对控制电压)为

$$20 \log |G|_{(33\text{kHz})} = V_{l(\text{max})} / V_o \text{ (对于这么大的阶跃响应, TL431 饱和)}$$

$$= \frac{0.5\text{V}}{2.1\text{A} \times 10\text{m}\Omega} = 27.5\text{dB} \angle -180^\circ$$

重新计算各级在 $f = 33\text{kHz}$ 点的增益和相位移;输出滤波器传递函数为 $H_{(s)} = -50\text{dB} \angle -90^\circ$;变压器级传递函数为 $H_{(s)} = 29.2\text{dB} \angle 0^\circ$;脉宽调制单元为 $A_v = 25.2\text{dB} \angle -78^\circ$;光耦端补偿为 $A_v = -32.1\text{dB} \angle 9.3^\circ$ 。总的幅频响应为

$$\dot{A}_1 = 27.5 \angle -180^\circ + 29.2 \angle 0^\circ - 50 \angle -90^\circ$$

$$+ 25.2 \angle -78^\circ - 32.1 \angle 9.3^\circ$$

$$= -0.2\text{dB} \angle -338.7^\circ$$

$$\approx 0\text{dB} \angle -339^\circ$$

TL431 端的电压增益(对反馈回电压)为 $A = -6\text{dB} \angle 200^\circ$, $-6\text{dB} \ll 27.5\text{dB}$,说明系统对电流反馈信号是稳定的。因为回路增益为

$$\dot{A}_v = -33.5\text{dB} \angle -359^\circ (f = 33\text{kHz})$$

同理可计算出

$$\dot{A}_v = -6.3\text{dB} \angle -284^\circ (f = 10\text{kHz})$$

8 测量设置

图 18 所示是环路频响的测试建立框图。使用 AP102B 频响分析仪,当频道 A 在点①,频道 B 在点②,所测得的是系统的总的电压频率响应;频道 A 在点①,频道 B 在点③,测得的是功率级和脉宽调制单元的和频率响应。注意,由于采用的是 TOPSwitch,只有三个引出脚,无法单独测量脉宽调制单元的增益,当频道 A 在点④,频道 B 在点⑤,测得的是误差放大器增益;当频道 A 在点⑤,频道 B 在点②处测得的是光耦的频响。

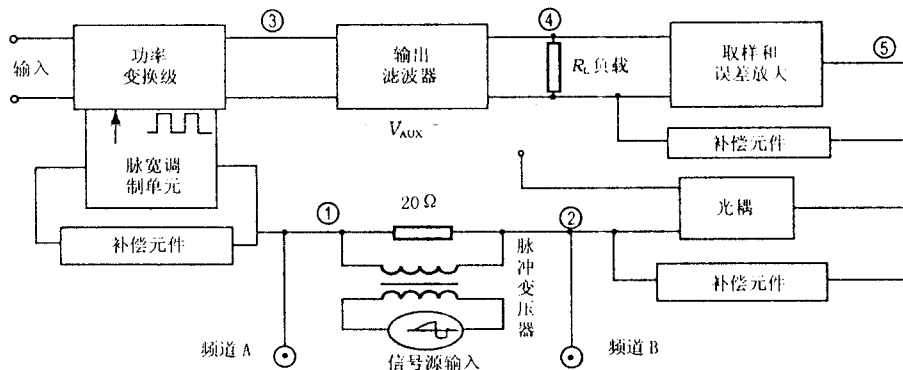


图 18

(下转第 6 页)