

國外儀表電訊

晶体管电路

JINGTIGUAN DIANLU

(1)

上海市仪表电讯技术情报所

15.1010217
116,

编 者 的 话

在无产阶级文化大革命强劲东风推动下，二极管、晶体管等半导体器件已广泛地应用在工业、农业、交通运输业、医疗卫生、国防、科研、文教等部门。为了配合半导体器件在各方面的应用，我们遵照毛主席关于“洋为中用”的教导，从国外近期杂志上收集了一些有关晶体管电路的文章编译成册。我们打算今后陆续收集汇编这方面的资料，因此，本集定名为“晶体管电路(1)”。

由于我们水平有限，对国内半导体器件的产品水平和应用情况了解不深，在选题、译文质量、编排方面可能有不少的缺点和错误，希望广大读者提出宝贵意见！

编 者

1974年3月30日

目 录

电 源

连续开关式直流稳压器	(1)
用低压齐纳二极管构成的高压稳定电路	(10)
使击穿电压倍增的共射-共基晶体管电路	(12)
固体双刀双掷电流换向开关	(15)
多路电压保护电路	(18)
MOS 电源变换器	(20)
装有隧道二极管的电流开关的灵敏度	(22)

振 荡 电 路

由程序单结晶体管构成的不稳多谐振荡器	(25)
可编程序的多用多谐振荡器	(27)
电源范围宽广的稳定晶控振荡器	(30)
由廉价单结晶体管构成的振荡器	(32)
输出为 4 安的毫微秒脉冲发生器	(33)

变 换 器

用四层二极管构成的压频变换器	(35)
简单的 0.01 级压频变换器	(37)
高输入阻抗双极性压频变换器	(42)
振幅-时间变换器	(45)

放 大 电 路

增益大于 1 的反馈隔离放大器.....	(50)
场效应晶体管对的应用电路.....	(53)

其 他 电 路

由计数器改装成的电容计.....	(55)
大规模集成电路测试用的精密比较电路.....	(57)
坚固可靠的汽车点火装置.....	(61)
温度补偿用的集成晶体管电路.....	(64)
电容传感测量系统.....	(66)
场效应晶体管有源平衡混频器.....	(68)
多用同步电路.....	(83)
大功率可控矩形电流脉冲发生器.....	(88)
六路电子移相器.....	(91)
数控电子开关.....	(96)
声电平压缩用的自动增益控制电路	(101)
心电图检测器	(109)
合适的扫描电路	(112)
低频场效应晶体管电路	(117)
(88)	

器 对 变

(78)	器对变阻器10.00单高
(78)	器对变阻器10.00单高
(53)	器对变阻器10.00单高
(53)	器对变阻器10.00单高

连续开关式直流稳压器*

与连续稳压器中采用调节元件的线性工作方式一样^[1]，半导体稳压器中广泛采用开关工作方式（脉冲稳压器或开关稳压器^[2]）。在一系列质量指标方面（脉动系数、稳定系数、动态准确度和动作速度），连续稳压器优于开关稳压器；而在很多情况下起决定作用的参数方面（效率、外形尺寸、重量、可靠性等），开关稳压器却优于连续稳压器。

下面的连续开关稳压器^[3]（图1）兼有连续直流稳压器和开关直流稳压器两者的主要优点。当负载 R_H 和输入电压 U_{BX} 变化时，调节晶体管 T_P 的电流 i_1 保持最小，且恒定。负载电流 $i_H = i_2 - i_1$ ，式中的 i_1 为调节晶体管的电流平均值， i_2 为扼流圈的电流平均值。

要使负载变化时负载上的电压不变，必须将 i_H 变到值 $\Delta i_H = \Delta(i_2 - i_1)$ 。如果 $i_1 = \text{常量}$ ，则 $\Delta i_H = \Delta i_2$ 。要使调节晶体管 T_P 的电流在 R_H 或 U_{BX} 改变时保持不变，就必须使 i_H 和 i_2 的增量自动相等，这由具有一定精度的 i_1 双位稳流器通过调节 i_2 来实现。

稳压器以下述方式工作。输入电压接入时，开关 K 闭合，负载电压即增大到分压器和基准电压 U_0 所规定的值。在输出电压增长到规定值期间， T_P 截止。输出电压的继续增

* В. Е. КИТАЕВ, Б. В. ГОРБАЧЕВ: "Непрерывноключевой стабилизатор постоянного напряжения", Радиотехника, 1973, №3, стр. 85~90. 李光元译, 杨鸿君校。

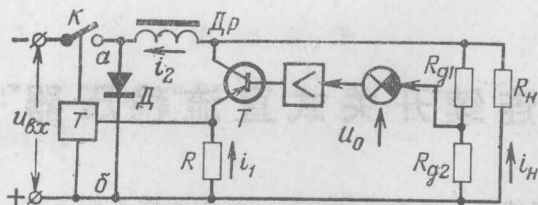


图1 连续开关式稳压器原理图

大导致 T_P 回路中 i_1 的出现和增长。 i_1 增大到 $i_1 = i_{cp}$ 时，处于稳定平衡状态的触发器 T 起动。开关 K 断开，扼流圈 L_P 通过整流二极管 D 开始对负载放电。电流 i_2 和输出电压减小， i_1 开始减小，而当 $i_1 = i_{OTN}$ 时，触发器 T 释放。开关 K 闭合， i_2 和输出电压增大。这一工作循环过程重复进行，因而在稳压器中产生稳定的自振。

i_H 和 U_{BX} 的变化由开关 K 的闭合持续时间的变化以及开关频率的变化来抵消。 i_1 的大小为触发器 T 的起动阈和释放阈所限定，实际上是固定不变的。各个电流及 U_{BX} 的曲线见图2。

分析稳压器时，假定全部晶体管（开关 K 除外）都是无惰性的； L_P 的电感是固定的； K 和 D 的电阻包括在扼流圈的有效电阻 R_{DP} 之内，而这些元件上的剩余电压与扼流圈上的电压相比，数值很小，可以忽略不计。 K 和 D 的惰性必须考虑，因为它是产生双位稳流管调节误差的原因，因而也是输出电压产生变化的原因。

用分压器-调节三极管的回路参数来表示输出电压：

$$U_{BXX} = \frac{U_0}{\alpha} + \frac{i_1}{K_i S_y \alpha}$$
。式中的 U_0 是基准电压； α 是分压器传输系数； S_y 是放大器的互导； K_i 是 T_P 的电流放大系数。

$U_{\text{ВЫХ}} = E + i_1 r_i$ 。式中的 $E = \frac{U_0}{\alpha}$ 是等效电动势； $r_i = \frac{1}{K_i S_y \alpha}$ 是其内阻。

此时，上述稳压器的等效电路如图 3 所示。

在 t_0 时，开关晶体管 K 导通，二极管 Π 截止，因而稳压管的电流 i_1 增大到触发器 T 释放时的电流值。为脉冲时间主要部分的时间间隔 $t_0 - t_2$ 列出下列方程：

$$\left. \begin{aligned} L \frac{di_2}{dt} + i_2 R_{\text{ДР}} + (i_2 - i_1) R_H &= U_{\text{ВХ}}, \\ (i_2 - i_1) R_H - i r_i &= E. \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

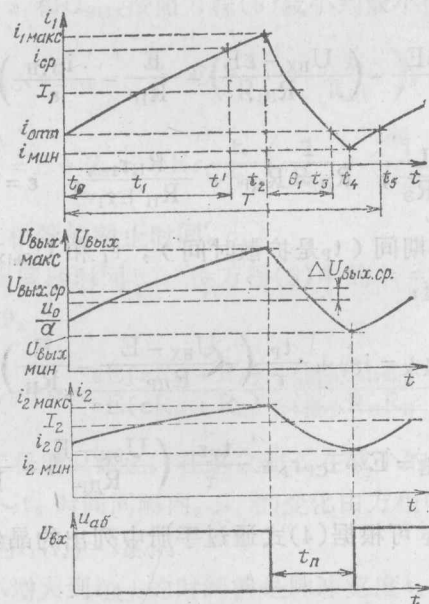


图 2 波形图

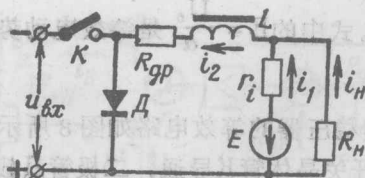


图3 稳压器的等效电路

解方程(1)得 i_1 和 i_2

$$i_1 = \varepsilon \left(\frac{U_{BX} - \varepsilon E}{R_{\Theta}} - \frac{E}{R_H} \right) \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) + i_{OTП} e^{-\frac{t}{\tau}},$$

$$i_2 = \frac{U_{BX} - \varepsilon E}{R_{\Theta}} - \left(\frac{U_{BX} - \varepsilon E}{R_{\Theta}} - \frac{E}{R_H} - \frac{i_{OTП}}{\varepsilon} \right) e^{-\frac{t}{\tau}}, (2)$$

式中, $\tau = \frac{L}{R_{\Theta}}$; $R_{\Theta} = R_{DP} + \frac{R_H r_i}{R_H + r_i}$; $\varepsilon = \frac{R_H}{R_H + r_i}$ 。

在 $t_1 + t_P$ 期间 (t_P 是扩散时间), i_1 和 U_{BbIX} 根据(2)式增大到最大值:

$$i_{\text{最大}} = i_{CP} + \frac{t_P}{\tau} \left(\frac{U_{BX} - E}{R_{DP}} - \frac{E}{R_H} \right), (3)$$

$$U_{\text{最大输出}} = E + i_{CP} r_i + \frac{t_P r_i}{\tau} \left(\frac{U_{BX} - E}{R_{DP}} - \frac{E}{R_H} \right). (4)$$

式中的 t_P 可根据(4)式通过手册中列出的晶体管参数 f_{α} 求出。

扩散结束后, 在 t_2 时晶体管 K 截止, 扼流圈上的自感电动势改变符号, D 实际马上导通; i_1 、 i_2 和 U_{BbIX} 开始减小。

在 $t_2 \sim t_4$ 间歇时间间隔内, i_1 和 i_2 的变化由下式确定:

$$\begin{cases} -L \frac{di_2}{d\theta} = (i_2 - i_1) R_H + i_2 R_{DP}, \\ (i_2 - i_1) R_H - i_1 r_i = E, \theta = t - t_2. \end{cases}$$

考虑到起始条件 $i_1(\theta=0) = i_{\text{最大}}$, 由上式得:

$$i_1 = \varepsilon \left[\left(\frac{E}{R_H} + \frac{i_{\text{最大}}}{\varepsilon} + \frac{\varepsilon E}{R_{\Theta}} \right) e^{-\frac{\theta}{\tau}} - \frac{E}{R_H} - \frac{\varepsilon E}{R_{\Theta}} \right],$$

$$i_2 = \left(\frac{E}{R_H} + \frac{i_{\text{最大}}}{\varepsilon} + \frac{\varepsilon E}{R_{\Theta}} \right) e^{-\frac{\theta}{\tau}} - \frac{\varepsilon E}{R_{\Theta}}. \quad (5)$$

在 $\theta_1 + t_B$ 时, i_1 和 U_{BbIX} 按照方程(5)减小到最小值:

$$i_{\text{最小}} = i_{\text{отн}} - \frac{t_B}{\tau} E \left(\frac{1}{R_H} + \frac{1}{R_{DP}} \right), \quad (6)$$

$$u_{\text{最小输出}} = E + i_{\text{отн}} r_i - E r_i \frac{t_B}{\tau} \left(\frac{1}{R_H} + \frac{1}{R_{DP}} \right), \quad (7)$$

式中的 t_B 是二极管的截止时间。

为了求出间歇时间 t_n , 设方程(5)中的 $i_1 = i_{\text{最小}}$, 解出方程(5)中的 θ :

$$t_n = r \ln \frac{\varepsilon E (\varepsilon R_H + R_{\Theta}) + i_{\text{最大}} R_H R_{\Theta}}{\varepsilon E (\varepsilon R_H + R_{\Theta}) + i_{\text{最小}} R_H R_{\Theta}}. \quad (8)$$

在 t_4 时二极管截止, 在这之前正在减小的电流 i_2 开始增大。在 $t_4 \sim t_5$ 时间间隔内, i_1 的变化由方程(2)求得, 设其起始条件为 $i_1(t_4) = i_{\text{最小}}$ 。

i_1 从 $i_{\text{最小}}$ 增大到 $i_{\text{最大}}$ 的时间就是脉冲宽度 t_n 。为求出 t_n , 从方程(2)中解出 $i_1 = i_{\text{最大}}$ 时的 t :

$$t_n = \tau \ln \frac{(U_{BX} - \varepsilon E) R_H - [E + (R_H + r_i) i_{\text{最小}}] R_{\Theta}}{(U_{BX} - \varepsilon E) R_H - [E + (R_H + r_i) i_{\text{最大}}] R_{\Theta}}. \quad (9)$$

$t_0 \sim t_6$ 时间间隔是自振周期 T ，可从(8)和(9)式求得：

$$T = \tau \ln \frac{\left(\frac{U_{BX} - E}{R_{ДР}} - \frac{E}{R_H} - i_{\text{最小}} \right)}{\left(\frac{U_{BX} - E}{R_{ДР}} - \frac{E}{R_H} - i_{\text{最大}} \right)} \cdot \frac{\left(\frac{E}{R_H} + \frac{E}{R_{ДР}} + i_{\text{最大}} \right)}{\left(\frac{E}{R_H} + \frac{E}{R_{ДР}} + i_{\text{最小}} \right)} \quad (10)$$

由此可见，自振频率取决于触发器的起动阈和释放阈、扼流圈的参数、输入和输出电压值和负载值。

求出电流 T_P 的平均值：

$$i_1 = \frac{1}{2} \left[i_{cp} + \frac{t_p}{\tau} \left(\frac{U_{BX} - E}{R_{ДР}} - \frac{E}{R_H} \right) + i_{отп} - \frac{t_b}{\tau} \left(\frac{E}{R_H} + \frac{E}{R_{ДР}} \right) \right] \quad (11)$$

从(11)可见， I_1 取决于所选触发器 T 的起动阈和释放阈，而在动力计算时可以认为它不受负载和电源扰动的影响，因为 $\tau \gg t_p$ ， $\tau \gg t_b$ ，即：

$$i_1 = \frac{1}{2} (i_{cp} + i_{отп}) \quad (12)$$

固定误差部分由下式求出：

$$\Delta U_{\text{ВЫХ.СР}} = \frac{r_i}{2} \left[i_{cp} + \frac{t_p}{\tau} \left(\frac{U_{BX} - E}{R_{ДР}} - \frac{E}{R_H} \right) + i_{отп} - \frac{t_b}{\tau} \left(\frac{E}{R_H} + \frac{E}{R_{ДР}} \right) \right] \quad (13)$$

从(13)式求出 U_{BX} 的绝对和相对稳定系数以及稳压器的内部阻抗:

$$G' = \frac{\partial u_{B\Delta X}}{\partial u_{BX}} = \frac{t_p}{2LS_y K_i \alpha};$$

$$G = \frac{U_{BX}}{E} \frac{\partial u_{B\Delta X}}{\partial u_{BX}} = \frac{U_{BX}}{U_0} \frac{t_p}{2LS_y K_i};$$

$$R_i = \frac{\partial u_{B\Delta X}}{\partial i_H} = -\frac{t_b + t_p}{2\tau \alpha S_y K_i}.$$

由此可得出结论, 比值 t_p/τ 总是小的, $r_i = \frac{1}{\alpha S_y K_i}$ 也小得可略去不计, 所以所述稳压器极易保证 $u_{B\Delta X}$ 有高度的稳定性。

从(4)式和(7)式求出输出电压的脉动幅度为

$$U_m = \frac{1}{2\alpha S_y K_i} \left[i_{cp} + \frac{t_p}{\tau} \left(\frac{U_{BX} - E}{R_{DP}} - \frac{E}{R_H} \right) - i_{отп} + \frac{t_b}{\tau} \left(\frac{E}{R_H} + \frac{E}{R_{DP}} \right) \right].$$

输出电压的脉动取决于触发器的起动阈和释放阈的差值以及分压器-调节元件电路的放大系数, 而与输入电压和负载无关, 因为 $i_{cp} - i_{отп} \gg \frac{t_p}{\tau} \left(\frac{U_{BX} - E}{R_{DP}} - \frac{E}{R_H} \right) + \frac{t_b}{\tau} \left(\frac{E}{R_H} + \frac{E}{R_{DP}} \right)$ 。

为稳压器反馈电路选择足够大的放大系数, 就能获得脉动很小的输出电压。为此, 按(10)式增加扼流圈以减小触发器的滞后范围的办法收效甚微。

考虑到(12)式, 稳压管的损耗可表示为

$$P_{Tp} \approx \frac{1}{2} E (i_{cp} + i_{отн}), \quad (14)$$

而效率为

$$\eta \approx \frac{P_{BЫX}}{P_{BЫX} + P_{KЛ} + P_{Tp}}, \quad (15)$$

式中的 $P_{BЫX}$ 是稳压器的输出功率， $P_{KЛ}$ 是开关稳压器的损耗[2]。

从(15)式看出， P_{Tp} 不大时稳压器的效率接近于开关稳压器的效率。由(14)式可知，当触发器的起动阈和释放阈选择适当时，低压稳压器的稳压管损耗就小。如果稳压器的输出电压很大，通常可用调节连续并联稳压器的方法来减小稳压管的电压[5]。

以上述关系式为基础，对图4稳压器进行了计算和试验检查。稳压器的输出电压为15伏，最大负载电流为10安，输出电压的脉动幅度 ≈ 0.5 毫伏，有效系数 ≈ 0.75 ，电源电压

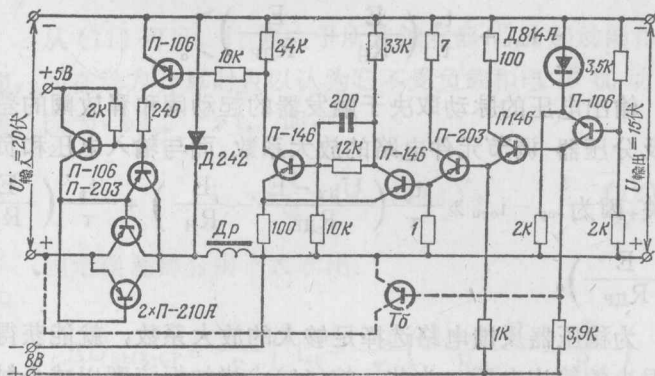


图4 连续开关式稳压电路

的变化为 $\pm 10\%$ 。接入旁路晶体管(图中虚线所示),可大大提高稳压器的动态准确性和动作速度。稳压器的计算和试验数据见下表:

I_H [安]	f [赫]		I_1 [安]		U_m [毫伏]		η		$G, R_1, U_{вых.ср}$
	计算	试验	计算	试验	计算	试验	计算	试验	
0.5	1440	1470	0.237	0.236	4.82	4.85	0.6	0.55	$G=0.16 \times 10^{-3}$ 欧(计算)
1	1420	1450	0.236	0.235	4.8	4.83	0.7	0.65	$R_1=4 \times 10^{-5}$ 欧(计算)
2	1390	1410	0.235	0.234	4.78	4.82	0.76	0.73	$U_{вых.ср}=15.325$ 伏(试验)
3	1350	1360	0.234	0.233	4.76	4.8	0.78	0.76	
4	1300	1310	0.233	0.232	4.74	4.78	0.785	0.77	
5	1253	1255	0.232	0.231	4.72	4.75	0.785	0.78	
6	1208	1210	0.231	0.23	4.7	4.73	0.785	0.78	
7	1162	1170	0.230	0.23	4.66	4.7	0.78	0.77	
8	1108	1110	0.229	0.228	4.64	4.67	0.77	0.77	
9	1052	1050	0.228	0.227	4.62	4.65	0.76	0.76	
10	998	1000	0.227	0.228	4.6	4.63	0.76	0.75	

表注: $L_{дp}=10^{-2}$ 亨; $R_{дp}=0.2$ 欧; $S_y \alpha=8.3 \times 10^{-3}$ 安/伏; $K_1 \approx 3300$; $t_p=80$ 微秒; $t_b=20$ 微秒; $i_{сp}=0.32$ 安; $i_{отп}=0.145$ 安; $U_{вх}=20$ 伏。

结论: 1. 稳压器的效率取决于开关电路的损耗,因而非常接近于开关稳压器的效率。

2. 稳压器反馈回路中的增益足以使输出端的脉动保持非常微小。

3. 负载和电源电压的变化实际不会影响输出电压。

稳压器主要要求经济、脉动小和输出功率大时,最好用连续开关稳压器来稳定直流电压。

参 考 文 献

(1) С. Д. Додик. Полупроводниковые стабилизаторы постоянного напряжения и тока. М., «Советское радио», 1962.

(下接第14页)

用低压齐纳二极管构成的

高压稳定电路*

高压电源稳压器可由用作基准电压电源的低压齐纳管制成。这种稳压电路的输出可在 50~250 伏之间调节, 调节精度可达 0.5 %。由于供给运算放大器的低压正、负馈电不易获得而不能采用运算放大器时, 这种电路格外有益。

齐纳二极管 D_1 供给基准电压。齐纳管应按要求的温度系数及所需的最大电流来选用。场效应管允许电阻 R_1 及 R_2 具有高的阻值, 从而把输出负载保持到最小值, 并可用低瓦电阻。如果这些电阻直接连接晶体管 Q_2 的基极, 则这个电路调节就差, 且因 Q_2 的低输入阻抗而有一个高的动态输出阻抗。

稳压器的输出电压可写成

$$V_0 = (V_{D1} + V_{BE} + V_{GS}) (R_1 + R_2) / R_1。$$

晶体管 Q_2 的开路增益等于 67 分贝, 它是场效应管互导与电路负载阻抗的函数。稳压器的反馈系数 β 为

$$\beta = R_1 / (R_1 + R_2),$$

式中的 $R_2 = 9 R_1$ 。

* G. COERS: "Regulating high voltages with low-voltage zeners", Electronics, Vol. 46, No. 13, pp. 113~114 (1973)。杨子梅译, 李政校。

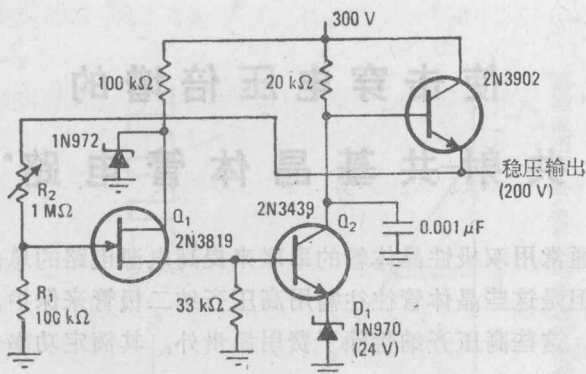


图1 稳压器。高压电源稳压器以0.5%的典型调节精度产生50~250伏的输出。低压齐纳管 D_1 提供基准电压，从而确定了电路的电流输出及其温度系数。场效应管 Q_1 允许 R_1 及 R_2 使用高阻值低瓦数的电阻器，从而把负载减到最小

稳压器的性能

输入电压	输出电压	负载电流	输出电压
270伏	199.2伏	0毫安	200.3伏
300伏	200.4伏	50毫安	200.0伏
330伏	201.2伏	100毫安	199.5伏
$\Delta=30$ 伏	$\Delta=1.2$ 伏	$\Delta=50$ 毫安	$\Delta=0.3$ 伏
$\Delta=30$ 伏	$\Delta=0.8$ 伏	$\Delta=50$ 毫安	$\Delta=0.5$ 伏

闭路电压增益等于20分贝。可表示为

$$A_{VC} = AV_0 / (1 - AV_0\beta)。$$

因而反馈增益为

$$A_{VF} = 67 - 20 = 47 \text{ 分贝}。$$

使击穿电压倍增的 共射-共基晶体管电路*

通常用双极性晶体管的串联来提高电源电路的总击穿电压,但是这些晶体管往往需用高压齐纳二极管来保护。一般的说,这些高压齐纳管除了费用昂贵外,其额定功率也是不高的。

用饱和的共射-共基开关可有效地使晶体管击穿电压倍增,而不需用昂贵的齐纳管。用了350伏晶体管共射-共基开关可产生600伏的矩形正脉冲。对于附加的负载保护来说,用并联比串联要好。

在输出电压 V_o 比电源电压的一半($V_{CC}/2$)还要大的工作区域中,该开关的工作如同一个常规共射-共基放大器,晶体管 Q_1 及 Q_2 的集电极电流相等。 Q_2 的基极电压决不会超过 $V_{CC}/2$ (除非 Q_2 的反向集电极饱和电流 I_{CBO} 影响变得很显著),这是由于用两个阻值相同的偏压电阻构成了分压器的缘故。因而每个晶体管的最大压降受到有效的限制,并省掉了齐纳二极管钳位。

当负载电流 I_{L1} 超过图示静负载线上的中点电流值时晶体管 Q_2 饱和,而晶体管 Q_1 变成唯一的控制元件。开关的负载电阻现在就是负载电阻本身与 $1/2$ 偏压电阻的并联

* T. UHLER: "Doubling breakdown voltage with cascoded transistors", Electronics, Vol. 46, No. 1, p. 102 (1973)。杨子梅译,李洪福校。

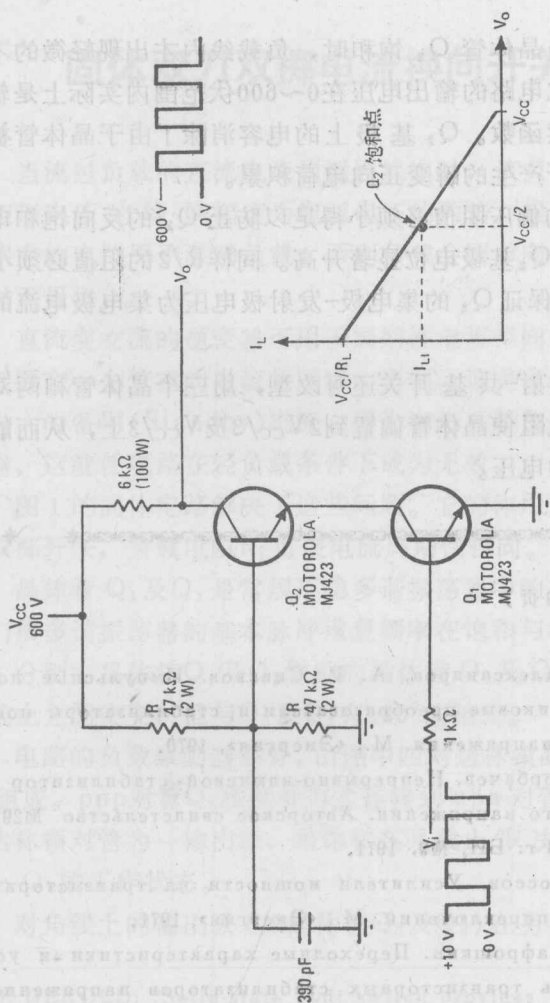


图 1 共射-共基晶体管产生 600 伏脉冲, 而无需保护用的高价高压齐纳管。偏压电阻把晶体管的端电压限制到 $V_{cc}/2$ 。 V_o 大于 $V_{cc}/2$ 时, 晶体管 Q_1 及 Q_2 的工作如同常规共射-共基放大器。 V_o 小于 $V_{cc}/2$ 时, Q_2 饱和, 只有 Q_1 决定着负载电流