

彩色电视机 专用集成电路 分析

刘胜利 安永成 编著

人民邮电出版社



73 462452
D31

彩色电视机专用集成电路分析

刘胜利 安永成 编著

人民邮电出版社

内 容 提 要

本书系统地分析了彩色电视接收机专用集成电路(IC), 主要是近几年国产和进口常见机型上的模拟IC, 不包括选台和遥控系统中的数字IC。第一章介绍彩色电视机用模拟IC的常见单元电路。第二章详细分析了几种典型的彩色信号解码用IC, 是全书的重点; 第三、四、五、六章分别讨论了彩色电视机图象中频通道, 伴音通道(包括双伴音), 行、场扫描和亮度信号处理用IC的范例, 第七章简要介绍节目预选用IC。在分析中, 对电路的关键部分和难点都着重加以解释, 并作了简化分析。

本书的主要读者对象, 是具有一定电路基础和彩色电视知识的电视维修、生产和研制人员。本书也可供电视专业的大学师生参考, 对业余爱好者也有参考价值。

彩色电视机专用集成电路分析

Caise Dianshiji Zhuanyong Jichengdianlu Fenxi

刘胜利 安永成 编著

责任编辑: 沈成衡

人民邮电出版社出版

北京东长安街27号

河北省邮电印刷厂印刷

新华书店北京发行所发行

各地新华书店经售

开本: 787×1092 1/16 1987年6月第一版
印张: 26 页数: 208 1987年6月河北第一次印刷
字数: 654千字 插页: 12 印数: 1—21,000册

统一书号: 15045·总3236—无6380

定价: 5.50 元

前 言

到目前为止,除因高频、高压和高功率的限制,彩色电视机中少数电路还没有实现集成化以外,绝大部分小信号处理电路都有了相应的集成电路(IC)。集成化为电视机实现高性能、多功能、高可靠性和组织大规模自动化生产开辟了广阔前景。

随着半导体平面工艺的不断成熟,集成化程度不断提高,组成电视机的外部元器件数量和焊点、连线都越来越少,电视机调试工艺更加简化,故障也相应减少。但是,由于集成化电视机各系统电路结构与分立元件电路大不相同,IC内部的电路结构与分立元件电路的传统设计概念也不完全相同,因此在电路理论和电视原理上对技术人员提出了更高的要求。实际上,即使很熟悉分立元件电视机者,也要花不少时间来研究集成化电视机电路的设计特点。否则,不弄清IC内具体的工作原理,就不可能了解其外围电路的任务,也无法知道各引出脚信号波形和工作电压的相互关系,出了故障也难以判断是在IC内或外,不仅给维修工作带来困难,还可能损坏新换上的IC。

集成化彩色电视机不仅体积小、重量轻、功耗低、调整简便,而且不少电气性能也优于分立元件电视机。例如用低电平双差分同步检波器取代老式的高电平二极管检波器后,图象中放的增益高、频带宽、线性好,中频的高次谐波辐射也小;色度信号解调电路采用双差分模拟乘法器,其解调失真小,视频色差信号增益高,使彩色鲜艳逼真;又如行、场振荡器普遍采用高稳定度的施密特触发器;场振荡级与场锯齿波形成级分开设计,克服了分立式电路场频和场幅调节互相牵扯的弊病;伴音通道用改变直流电平的方法来控制音量,避免了电位器的接触噪声和引线感应干扰等等。

彩色电视机的集成化,主要经历了三个发展阶段。第一阶段是六十年代后期到七十年代初,当时因工艺还不够成熟,只能制成小规模IC,一个系统往往用二到四块IC才能完成其主要功能,一部整机要多达十块以上。例如最早小规模集成化的东芝20C60型机,共用十一块IC,其图象中放通道用了四块;彩色解码有4块;伴音有2块;扫描电路用1块。第二阶段是七十年代中后期。那时IC的功能和电气性能已大大超过初期的水平,内部元件数由一、二百增加到三、四百;通常一个系统只用一块IC即可完成其主要功能,一部整机只用四到六块。第三阶段是从八十年代初开始,首次出现了把几个系统的主要功能压缩在一块超中规模或接近大规模IC的新产品,如日本东芝的TA7644P/AP/BP,包括彩色解码、视频、同步分离和行场扫描几大系统,相当于700多个分立元件具有的全部功能,有42个引出脚;夏普公司的H-1X0212CE、NEC公司的 μ PC1400C等,也有相似的设计;松下公司的AN5150、AN5151,则是把图象中放、伴音和行场扫描三大系统集成在一块IC中。另据报道,美国Motorola公司新研制的chromaTV双极芯片IC,只需输入中频信号,就能送出三基色信号,包括了绝大部分小信号处理电路。这无疑将使彩色电视机的性能更好,功能更多,可靠性更高,成本却更低。此外,八十年代以来,世界上投放市场的彩色电视机,采用双伴音IC并带有立体声组合音箱的机型越来越多。

本书介绍的60余种IC,通常每一种包括三项内容:一是内部功能方框图、典型外围电路和内部等效电路;二是主要电路分析(或主要功能介绍);三是实用参数(极限参数、电气

参数、测试电路或特性曲线等)。

为简化叙述,本书常用 V_{B1} 表示 BG_1 的基极电压, I_{C6} 表示 BG_6 的集电极电流等,余类推。本书给出的东芝4块TA系列IC内部电路图,其画法按我国标准,但电路结构和电阻数值仍以无锡742厂引进图纸为准。

需要说明的是,每块IC究竟有多少功能,包括多少电路,是由设计者决定的,无统一规定,这就给对电视专用IC进行分类的工作带来困难。本书中以主要功能分类,将彩电专用IC大致分为彩色解码、图象中放、伴音、扫描、亮度信号处理和节目预选六部分。其中有些IC具有两项功能的,则列入其主要功能的类别中。

本书除第二章第十节,第三章第八、九节,第四章第八、九、十节,第五章七、八、九节,是由安永成编写外,其余部分均由刘胜利编写。本稿承蒙上海电视一厂总工程师卢树人同志审阅。在编写过程中,马桂元同志也做了部分工作。此外,作者还得到了上海电视一厂、北京电视机厂、天津无线电厂、无锡742厂和北京东风电视机厂等单位有关同志的协助,在此一并表示衷心的感谢。

作者
1984.5

目 录

第一章 彩色电视机专用模拟集成电路的常见单元电路

第一节	恒流源	(1)
第二节	稳压电路	(6)
第三节	直流电平位移电路	(9)
第四节	差分放大器	(12)
第五节	双差分模拟乘法器	(19)
第六节	运算放大器	(26)
第七节	输出级电路	(28)

第二章 彩色信号解码用集成电路

第一节	概况	(30)
第二节	TA7193AP/P	(34)
第三节	AN5620X、AN5612与TA7622AP	(65)
第四节	HA11580/ μ PC580C、TA7192P与AN380/ μ PC1380	(89)
第五节	TDA2560、TDA2522、TDA2530和TDA3560简介	(108)
第六节	LA1390C	(117)
第七节	HA11434简介	(125)
第八节	M5193P、M51394P和M51383P简介	(127)
第九节	LA7600、 μ PC1401C和H IX0212CE内部功能简介	(129)
第十节	M51393AP	(131)

第三章 图象中频通道集成电路

第一节	概况	(160)
第二节	TA7607AP与TA7611AP	(161)
第三节	HA11215A	(180)
第四节	AN5132	(190)
第五节	LA1357N	(196)
第六节	TDA4440简介	(202)
第七节	AN5151和AN5150简介	(203)
第八节	M51354AP	(204)
第九节	HA11440A	(217)

第四章 伴音通道集成电路

第一节	概况	(226)
第二节	TA7176AP、HA1124A和HA11107	(227)
第三节	AN5250	(239)
第四节	LA1320A简介	(244)
第五节	μ PC1353C	(250)

第六节	电视双伴音集成电路TA7633P.....	(257)
第七节	TBA120T和TDA1905简介	(271)
第八节	TA7243P.....	(272)
第九节	LA4265	(278)
第十节	TDA3190P	(284)
第五章 行场扫描用集成电路		
第一节	概况	(289)
第二节	TA7609P.....	(290)
第三节	HA11235	(304)
第四节	AN5435	(312)
第五节	LA1460	(319)
第六节	HA11244	(327)
第七节	TDA1170.....	(333)
第八节	AN5515	(337)
第九节	LA7801	(342)
第六章 亮度信号处理用集成电路		
第一节	概况	(356)
第二节	HA11401.....	(358)
第三节	M51381P.....	(364)
第四节	AN245.....	(368)
第五节	TA7644P/AP/BP	(374)
第六节	AN5612中的亮度信号处理电路	(385)
第七章 节目预选用集成电路		
第一节	TA7315BP	(388)
第二节	TA7177P与TA7178P.....	(392)
第三节	μ PC1009C	(393)

附录

- 一、常见彩色电视接收机专用模拟IC型号简表
- 二、1977~1982年日本十家电气公司彩色电视机用模拟IC主要型号统计表
- 三、1983年以后日本各厂家彩色电视机用IC主要型号表
- 四、几种彩色电视机整机电路

第一章 彩色电视机专用模拟

集成电路的常见单元电路

半导体集成电路平面工艺的基本特点是：容易制作硅片面积小、成本低的晶体管有源器件；较容易制作小电阻（几百 Ω ~十几 $k\Omega$ ）和小电容（几~十几 pF ），但难以制作高阻值电阻（硅片面积大、成本高），目前还不能制作大电容和电感。这些特点，决定了集成电路在设计原则和设计概念上与分立元件电路大不相同，它允许许多使用一些晶体三极管来完成电路的各项功能（这并不增加工艺上的困难，也不会提高多少成本），尽量少用电阻和电容，特别是避免使用大电阻和大电容。

在IC中常用晶体管恒流源来偏置各级的工作点，或用恒流源代替大电阻，做放大器的集电极有源负载，电路常直接接地而不用旁路电容，级间直接耦合而不用隔直电容。另外，虽然不同硅片上和同一硅片不同部位上的元件参数相差很大（绝对误差大），但同一硅片上相邻元件的参数一致性却很好（相对误差小），相邻元件的温差也很小，相邻电阻的比值很精确。因此设计电路时，应尽量选择特性只受电阻比值或其它参数比值影响的电路，以得到优良的电气性能。如运算放大器和负反馈放大器的增益主要取决于有关电阻的比值，就适于作常见单元电路。特别是差分放大器以及由它派生的双差分电路，因相邻两管的参数几乎完全一致，其对称性极好，共模抑制比很高，温漂很小，其性能只与器件比值和某几个电阻比值等有关，比其它放大器更能减少IC引出脚数目，因此更适于作基本单元电路。

虽然各种型号的彩色电视机使用的IC种类很多，但其基本电路结构都是由恒流源、稳压电路、直流电平位移电路、差分放大器、双差分模拟乘法器、运算放大器等基本单元电路组成的。本章中分别介绍这些电路的工作原理。

第一节 恒流源

在模拟集成电路中，交流阻抗较大的恒流源，常代替大电阻作放大器的有源负载，并广泛用于差分放大器、运算放大器的偏置电路。因其电流不随电压而变，故能稳定放大器的工作电流，使之很少受温度变化或晶体管参数的影响。恒流源的符号与形式如图1.1.1(a)与(b)所示，图(b)左边是采用NPN管的恒流源，恒流 I_0 从电路流向恒流源；图(b)右边是采用PNP管的恒流源，恒流 I_0 从恒流源流向电路。因从晶体管集电极流出或流进的恒流源电流，其大小是由基极偏置决定的，故可按偏置电路的不同形式来划分恒流源。

一、基本型镜象恒流源

基本恒流源如图1.1.2所示。因相邻两管的特性相同， BG_1 、 BG_2 的发射结电压 V_{BE} 相同，两管的电流也就相等，即 $I_{B1}=I_{B2}$ ， $I_{C1}=I_{C2}$ ，使 BG_1 、 BG_2 具有“电流镜象”的对称关系，故称为“镜象”恒流源。 BG_1 是偏置晶体管，接成二极管形式， BG_2 的集电极电流即为恒流

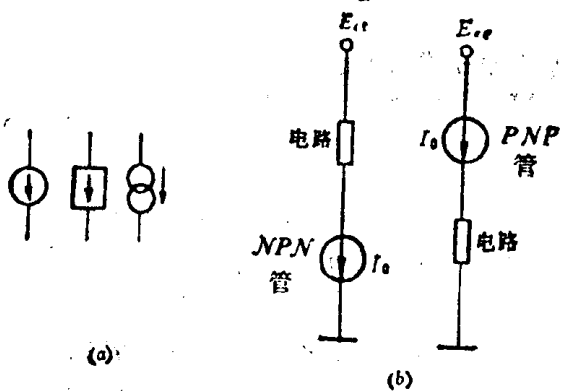


图 1.1.1 恒流源的符号与形式

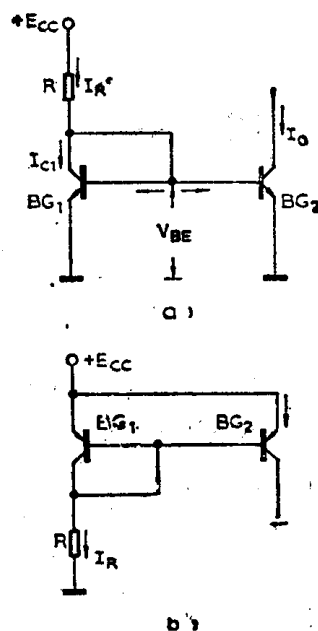


图 1.1.2 基本型镜像恒流源

源 I_0 。如不计BC结作用,晶体管发射极电流或集电极电流*与发射结正向偏压有如下关系:

$$I_E = I_S(e^{V_{BE}/V_T} - 1) \approx I_S e^{V_{BE}/V_T} \quad (1.1)$$

式中 $V_T = KT/q$ 称为热电压,室温时 $V_T = 26\text{mV}$, I_S 是发射结反向饱和电流,因工艺给定时 I_S 为常数,故 I_E 只是 V_{BE} 的函数。又因集成工艺可使相邻两管的 I_S 和 V_{BE} 相等,于是 $I_{B1} = I_{B2} = I_B$, $I_{C1} = I_{C2} = I_0$, 则参考电流为

$$I_R = I_{C1} + 2I_B = I_{C1} + 2I_{C1}/\beta,$$

由此式可求得:

$$I_0 = I_{C1} = I_R / (1 + 2/\beta) \quad (1.2)$$

当 $\beta \gg 2$ 时, $I_0 \approx I_R$ 。而 $I_R = (E_{CC} - V_{BE})/R$, 当 $E_{CC} \gg V_{BE}$ 时, $I_R \approx E_{CC}/R$, 故 $I_0 \approx I_R \approx E_{CC}/R$ 。从此式可见: 只要改变 E_{CC} 或 R , 即可改变参考电流 I_R 。也就是说, 只要确定了 I_R , I_0 的值也就确定了。因不同温度时 I_0 总是 I_R 的镜像, I_R 只取决于电源电压和 R 的值, 而与 V_{BE} 无关, 受 β 变化的影响也小, 故 I_R 的温度稳定性很高, 且 BG_2 的输出阻抗也较高。

二、与参考电流不同的恒流源

有时希望 $I_0 \neq I_R$, 而是要使 I_0 与 I_R 成一定比例关系。这样的恒流源, 可用在图1.1.2电路中 BG_1 、 BG_2 发射极处串入不同电阻的方法构成, 如图1.1.3所示。当 $\beta \gg 1$ 时, $I_{E1} \approx I_R$, $I_{E2} \approx I_0$, 且 $I_R \cdot R_{E1} + V_{BE1} = I_0 \cdot R_{E2} + V_{BE2}$, 因此可得:

$$\frac{I_0}{I_R} = \frac{R_{E1}}{R_{E2}} \left[1 + \frac{(V_{BE1} - V_{BE2})}{I_R \cdot R_{E1}} \right]$$

又因 $V_{BE1} = V_T L_n(I_{E1}/I_S)$, $V_{BE2} = V_T L_n(I_{E2}/I_S)$, $V_{BE1} - V_{BE2} = V_T L_n(I_R/I_0)$, 故

$$\frac{I_0}{I_R} = \frac{R_{E1}}{R_{E2}} \left[1 + \frac{V_T L_n(I_R/I_0)}{I_R R_{E1}} \right]$$

* 因为 I_0 只比 I_E 略小一点, 若不是很严格的地方可近似地看成相等。

当 R_{E1} 上压降 $\geq V_{BE}$ 时(硅管约为 $0.7V$, 线性工作时 $V_{BE1}-V_{BE2} \ll 0.7V$), 可忽略方括号中第二项, 于是得到

$$I_O \approx \frac{R_{E1}}{R_{E2}} \cdot I_R \quad (1.3)$$

选择不同的电阻值 R_{E1} 和 R_{E2} , 就可确定所需的比例系数, 得到不同的 I_O 和 I_R 。该电路可减小 R 的值, 从而降低 IC 的功耗。这种方法优于改变 BG_1 和 BG_2 发射区面积的方法。

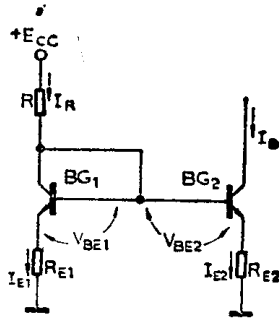


图 1.1.3 与参考电流不同的恒流源

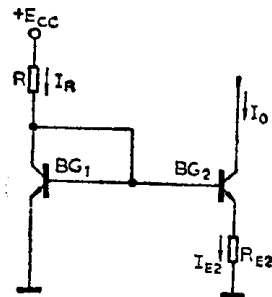


图 1.1.4 小电流恒流源

三、小电流恒流源

有时需提供微安级的恒流输出, 此时如仍用基本型恒流源, R 值必然很大。例如 $I_O = I_R = 10\mu A$, $E_{CC} = 12V$ 时, $R = (E_{CC} - V_{BE})/I_R = (12 - 0.7)/10 \times 10^{-6} = 1.13M\Omega$ 。这样大的电阻将占用很大的硅片面积, 若改用外接又增加 IC 引出脚。但如果只在 BG_2 射极串一个不大的电阻 R_{E2} , 而 BG_1 的射极直接接地, 如图1.1.4所示, 则不仅能得到小电流恒流源, R 值也可减小到允许范围。由图可得 $I_{E2}R_{E2} = V_{BE1} - V_{BE2} = V_T(\ln(I_{E1}/I_{S1}) - \ln(I_{E2}/I_{S2})) = V_T \ln(I_{E1}/I_{E2})$, 设 $\beta \gg 1$, 则有

$$I_O \approx I_{E2} \approx \frac{V_T}{R_{E2}} \ln \frac{I_R}{I_O} \quad (1.4)$$

因 I_O 与 I_R 成对数关系, 故电源电压在大范围变化时($\pm 6 \sim \pm 18V$), 恒流源偏置电路仍能正常工作。如取参考电流 $I_R = 1mA$, 恒流源仍为 $I_O = 10\mu A$, 利用(1.4)式, 可求出 R_{E2} 值:

$$R_{E2} \approx \frac{V_T}{I_O} \ln \frac{I_R}{I_O} = \frac{26mV}{10\mu A} \ln \frac{1mA}{10\mu A} = \frac{119mV}{10\mu A} = 11.9k\Omega$$

而 $R = (E_{CC} - V_{BE})/I_R = (12 - 0.7)/1 = 11.3k\Omega$, 可见 R_{E2} 、 R 的值均较为合理, 集成工艺易于实现。

四、改进偏置型恒流源

前面的讨论中忽略了晶体管基流 I_B 的影响, 故恒流源电流 I_O 与参考电流 I_R 之间差值为 $2I_O/\beta$ 。当 β 不高, 特别是用低 β 横向PNP管组成恒流源时, 恒流输出 I_O 的实际值将与计算值相差较远。当几个恒流源共用一个参考电流时, 误差会更大。因此精度要求高的偏置电路, 或恒流源作放大器有源负载时, 都应采用改进偏置型恒流源(又称补偿恒流源或反馈型恒流源)。图1.1.5(a)和(b)分别是由NPN管和横向PNP管组成的改进偏置型恒流源。如图所示, 在镜像恒流源 BG_1 、 BG_2 的基础上增加了一个 BG_3 。设图中三个晶体管特性一致, 且镜像电

流 $I_{C1} = I_{C2}$, 则有关系式:

$$I_R = I_{C1} + I_{B3} = \beta I_B + I_0 / \beta$$

$$I_{B3} = I_0 + I_{B3} = I_0 + I_0 / \beta = I_0 (1 + \beta) / \beta$$

$$I_{B3} = I_{C2} + 2I_B = \beta I_B + 2I_B = (\beta + 2)I_B$$

则
$$I_B = \frac{I_{B3}}{(\beta + 2)} = I_0 \cdot \frac{(\beta + 1)}{\beta(\beta + 2)}$$

故

$$I_R = \beta I_B + I_0 / \beta = I_0 \cdot \frac{\beta(\beta + 1) + (\beta + 2)}{\beta(\beta + 2)} = I_0 \cdot \frac{[(\beta^2 + 2\beta) + 2]}{(\beta^2 + 2\beta)}$$

当 $\beta(\beta + 2) \gg 2$ 时, 上式可简化为 $I_0 \approx I_R$, 这比满足 $\beta \gg 2$ 要容易得多。显然, 改进偏置型恒流源对 β 的要求大为放宽, 即 β 值的变化对输出恒流影响很小, 说明电路的稳流特性好、精度高。这主要是该电路具有负反馈作用带来的好处: 当某种原因使 I_0 上升时, 导致 $I_{B3} \nearrow \rightarrow I_{C2} \nearrow \rightarrow I_{C1} \nearrow$ (因 BG_1 、 BG_2 组成基本型恒流源), 而 I_R 基本不变, 因 $I_R = I_{C1} + I_{B3}$, 故 $I_{C1} \nearrow \rightarrow I_{B3} \searrow \rightarrow I_0 \searrow$, 从而稳定了工作点。

另一种改进偏置型恒流源如图 1.1.6 所示。它把 BG_1 、 BG_2 两管基流 $2I_B$ 换成 BG_3 的射流。

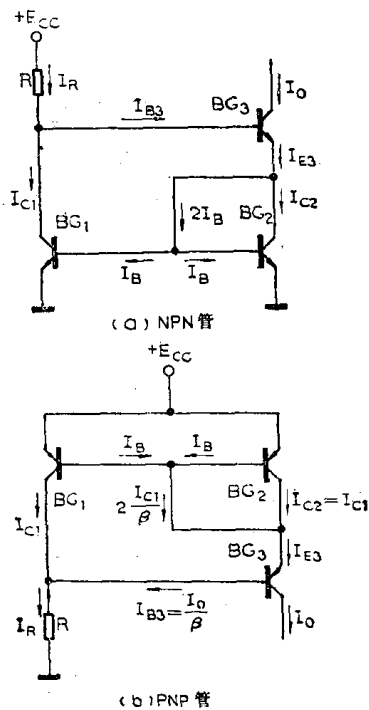


图 1.1.5 改进偏置型恒流源

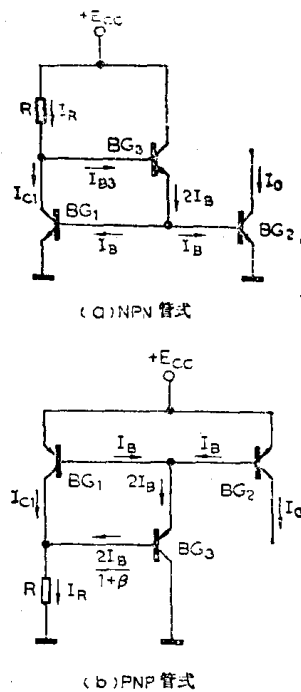


图 1.1.6 另一种改进偏置型恒流源

因 $I_{B3} = I_{C3} + I_{B3} = \beta I_{B3} + I_{B3} = (1 + \beta) I_{B3}$, $I_{B3} = 2I_B / (1 + \beta)$, 故 BG_3 的基流减小很多, 使 I_0 与 I_R 在 β 较小时也近似相等。由图 1.1.6 可得到关系式

$$I_R = I_{C1} + I_{B3} = I_{C1} + 2I_B / (1 + \beta)$$

根据 BG_1 、 BG_2 的镜像电流关系, $I_{C1} \approx I_0$, $I_B = I_0 / \beta$, 代入上式有

$$I_R = I_0 + \frac{2I_0}{\beta(\beta + 1)} = \left[1 + \frac{2}{\beta(\beta + 1)} \right] I_0 \quad (1.5)$$

当满足 $\beta(\beta + 1) \gg 2$ 时, 上式简化为 $I_0 \approx I_R$, 说明该电路的输出电流很稳定, 受 β 值影响也

很小。

五、多级恒流源

在模拟IC中，因各级之间直接耦合，故常用多级并联型恒流源，其基本形式如图1.1.7所示。设各管的 V_{BE} 、 I_0 均相同，由 BG_1 、 BG_2 到 BG_n 可输出 n 个恒流源电流；当 β 值较大时，各 I_0 分别近似等于 I_0 ，故 $I_R = I_0 + I_B + nI_B = I_0 + (n+1)I_B$ ，而 $I_B = I_0/\beta$ ，于是

$$I_0 = \frac{\beta I_R}{\beta + n + 1} = \frac{I_R}{1 + \frac{n+1}{\beta}} \quad (1.6)$$

当满足 $\beta \gg (n+1)$ 时， $I_0 \approx I_R$ 。如要求各恒流源的电流值不同，只需按图1.1.3方法在各管射极串入不同值的电阻 $R_{E1} \sim R_{En}$ 即可。当 β 值较低时， I_R 与 I_0 之差为 $(n+1)I_B$ 不能忽略，可用图1.1.8的改进偏置型多级恒流源。此时参考电流为 $I_R = I_0 + I_B(n+1)/(\beta+1)$ ， I_R 与 I_0 差值缩小了 $(\beta+1)$ 倍。代入 $I_B = I_0/\beta$ 可得到 $I_R = I_0(1 + (n+1)/(\beta^2 + \beta)) \approx I_0$ ，可见其稳流特性显著提高。

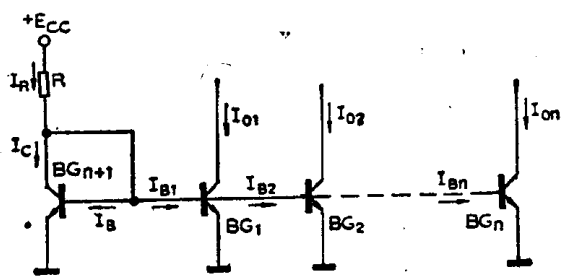


图 1.1.7 基本型多级恒流源

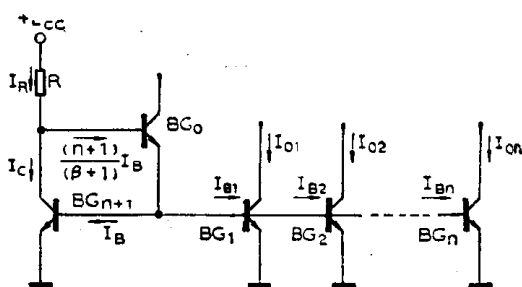


图 1.1.8 改进偏置型多级恒流源

六、二端恒流源

以上五种常见恒流源，都是电流放大型四端恒流源，另外还有接成二端恒流源的，其基本电路如图1.1.9所示。电流均由外部流过①→②两端。图(a)中，在二极管 D_1 、 D_2 作用下， V_{BE1} 与 V_{R2} 之和保持为 $2V_{BE}$ ；当电流增大时， $V_{①,②} \nearrow \rightarrow V_{R2} \nearrow \rightarrow V_{BE1} \searrow \rightarrow I_{C1} \searrow$ ，从而抵消了电流的增加，使①~②两端维持恒流 I_0 。图(b)是把(a)中 D_1 、 D_2 换成晶体管 BG_2 。其作用是： $I_{C1} \nearrow \rightarrow V_{BE1} \nearrow \rightarrow V_{BE2} \nearrow \rightarrow I_{C2} \nearrow \rightarrow V_{R3} \nearrow \rightarrow V_{BE1} \searrow$ ，从而抑制了 I_{C1} 的增大，起到恒流作用。图(c)是图(b)的改进型，其稳流原理相似。

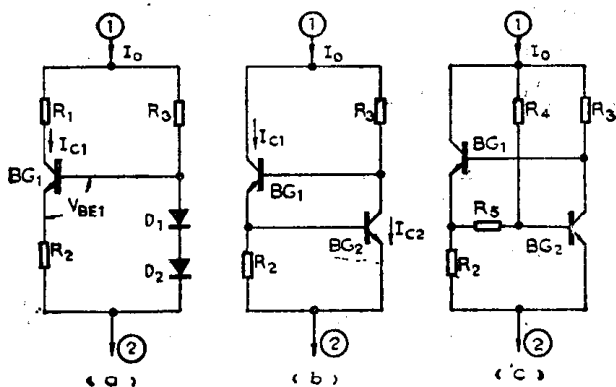


图 1.1.9 二端恒流源

第二节 稳压电路

一、PN结二极管的正、反向稳压特性

为防止IC内各级间直接耦合引起的直流工作点漂移,除用恒流源外,还需设置各种稳压电路。它一是作基准参考电压,二是作恒压源,提供独立的偏置。当外部电压 E_{CC} 、输出负载和周围温度变化时,为使输出电压稳定不变,要求稳压电路内阻低(不影响供电电路总阻抗)、噪声小、温度稳定性高。作基准电压用时偏于要求高稳定性,而在作恒压源用时则偏于低内阻。

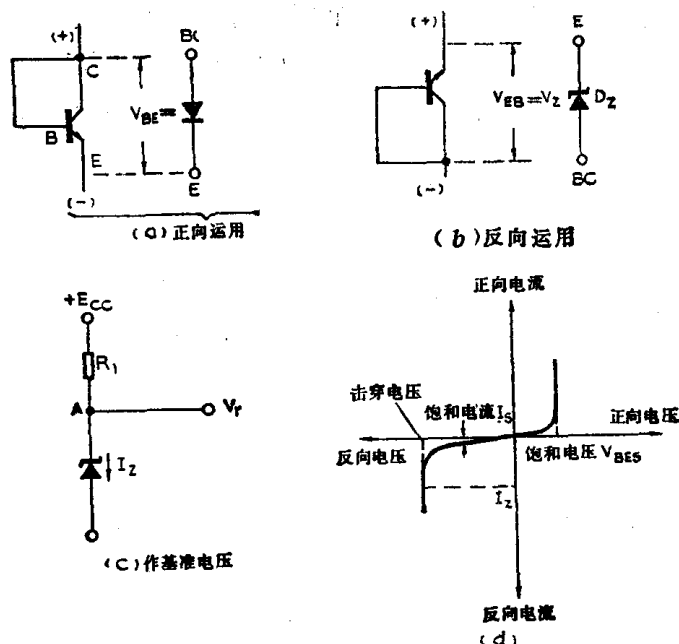


图 1.2.1 PN结二极管的正、反向稳压特性

IC中常用正向偏置的PN结二极管,即晶体管的发射结(通常把BC结短路),作为简单的稳压管,其稳压值 V_r 约为0.7伏。当二极管正向电流变化一倍时,其正向压降只改变18mV,稳压特性良好。在相同工作电流时温度每升高 1°C ,其正向压降约减小2.3mV。稳压电压较高时(5~9V),往往要用齐纳二极管。它是利用晶体管EB结(BC结仍短接)的反向击穿电压 V_z 作为基准电压,故其典型稳压值为 $V_r = V_z = V_{(BR)EB0} (BV_{EB0}) \approx 7\text{V}$ 。因齐纳特性是处于击穿状态,其噪声较大易引起振荡,故不宜用在低电平级。IC内部稳压值往往低于分立元件电路,电流也较小,不必按负载电路的状态来调整恒压输出。

二、基准电压电路

1. 齐纳二极管基准电压电路

见图1.2.1(c)。设 R_z 为齐纳二极管的齐纳阻抗,从A点向右看过去,电路的总内阻 $R_0 = R_1 \parallel R_z$,通常 $R_1 \gg R_z$ (几十欧),则 $R_0 \approx R_z$ 。 R_z 的存在使 V_r 易受外部电源变化的影响,影响值为 $\Delta V_A = \Delta E_{CC} \cdot R_z / (R_1 + R_z)$ 。为减少上述影响,可把 R_1 改为用恒流源供电。

2. 温度补偿用齐纳管电路

为使恒压输出稳定, 首先要稳定基准电压。图1.2.2是把齐纳管 D_Z 和正向二极管 D 串联起来, 其基准电压 $V_r = V_{BE} + V_{(BR)ZBO} = V_F + V_Z \approx 0.7 + 6.3 = 7V$ 。通常齐纳管具有正温度系数, 正向二极管具有负温度系数, 且温度系数与工作电流大小有关。故适当选择工作电流, 就能在一定范围内实现温度补偿。图(b)是 D_1 接射随器, 可得到稳压输出 $V_r' \approx V_Z + V_{BE} - V_{BE} = V_Z$ 。但晶体管 BG_1 在温度变化时会影响 V_r' 。图(c)是用 D_2 对 D_3 进行温度补偿, 用 D_1 对 BG_1 发射结进行温度补偿, 则 $V_r' = V_Z + V_{BE}$ 。图(d)是在输出电路中串接 D_2 、 D_3 来进行温度补偿。因 D_2 、 D_3 的温度系数对 V_r' 来说是相反的, 故适当选择 R_2 、 R_3 , 就能在温度变化时得到稳压输出。这时, $V_r' = V_{F3} + I_E R_2$, $I_E = \{V_Z + V_{F1} - (V_{BE} + V_{F2} + V_{F3})\} / (R_2 + R_3)$ 。式中, 假定 $V_{F3} \approx V_{F2} \approx V_{F1} = V_{BE}$, 故 $V_r' \approx (R_2 V_Z + V_{BE}(R_3 - R_2)) / (R_2 + R_3)$ 。但齐纳二极管击穿电压会产生波动和噪声, 不适于低压电路。

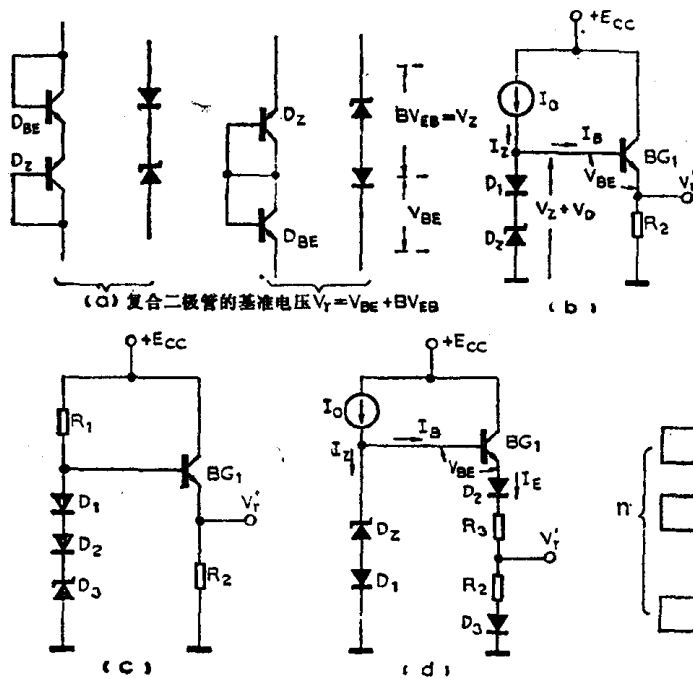


图 1.2.2 温度补偿用齐纳管电路

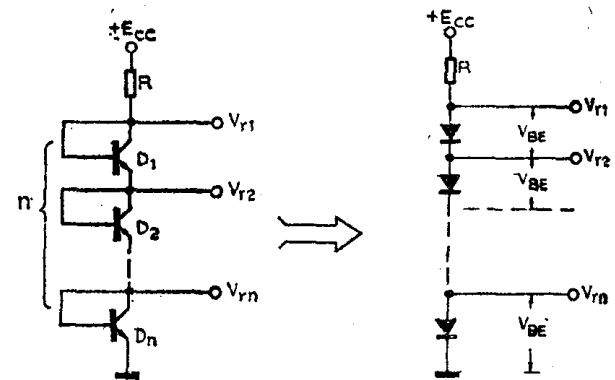


图 1.2.3 正向二极管串联型基准电压电路

3. 正向二极管串联型基准电压电路

上述两种电路的基准电压均高于6V, 如需基准电压值较低, 可用几个正向二极管串联组成稳压电路, 见图1.2.3, 稳压值为 $V_r = n \times 0.7V$ 。该电路温度系数大, 并随二极管数目增多而变大, 内阻也较大(为各串联二极管内阻之和)。若加一级射随器作电压输出级, 则可降低输出阻抗。

4. 射极输出串联二极管基准电压电路

为减小稳压电路内阻, 常使用图1.2.4的几种电路。图(a)为加射随器的 n 个发射结正偏二极管基准电压电路。此电路可用二极管数目来调整恒压输出值 $V_r' = (n-1)V_{BE}$, 当 $n=2$ 时, $V_r' \approx V_{BE}$ 。但因二极管特性受电流和温度变化的影响, 故二极管越多稳压性能越差。如把 R_1

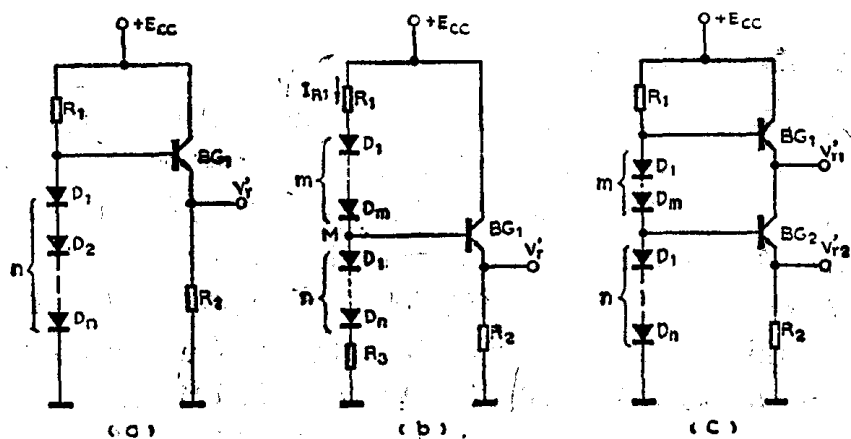


图 1.2.4 射极输出串联二极管基准电压电路

改为恒流激励，则可改善稳压效果。图(b)为小温度系数恒压电路。这里，因 m 与 n 组二极管的温度系数相反，故在不同基准电压值时适当选择二极管个数，可使温度系数最小。 $E_{CC} = I_{R1}(R_1 + R_3) + (m+n)V_{BE}$, $V_M \approx I_{R1}R_3 + nV_{BE}$ ，而输出电压为 $V'_r = V_M - V_{BE}$ 。解以上三式得 $V'_r = [R_3/(R_1 + R_3)](E_{CC} - (m+n)V_{BE}) + (n-1)V_{BE}$ 。因受温度影响的是 V_{BE} ，即 $dV'_r/dV_{BE} = -(R_3/(R_1 + R_3)) \cdot (m+n) + (n-1)$ ，选择 R_1 、 R_3 、 m 、 n 的值可使该式最小，得到温度系数极小的恒压输出。当 $R_1 = R_3$ 、 $m = n - 2$ 时，上式为零，即温度系数为零，输出电压不随温度而变，此时 $V'_r = E_{CC}/2$ 。图(c)电路可输出不同的基准电压。

三、恒压源电路

1. 电阻分压型恒压源

图1.2.5为一电阻分压恒压电路。由此电路可得到大于 V_{BE} 小于 E_{CC} 的任意稳压输出 V'_r 。图(a)是利用晶体管发射结电压 V_{BE} 作为基准电压，因 $V_{BE} = V_r = (R_2/(R_1 + R_2))V'_r$ ，故 $V'_r = V_{BE}(1 + R_1/R_2)$ 。由于 V'_r 是 V_{BE} 的 $1 + \frac{R_1}{R_2}$ 倍，该电路又称电压倍增恒压源。图(b)是用二极管 D 来补偿晶体管 BG_1 的发射结温度特性， R_3 是负载， $V'_r = E_{CC} \cdot R_2/(R_1 + R_2) - V_{BE}$ 。其缺点是输出电压受外部电源变化影响，且内阻较大($R_0 \approx (R_1 R_2 / \beta(R_1 + R_2)) + V_T/I_C$ ，室温时 $V_T = 26mV$)，故稳定性较差。如要求电压源内阻小，可用图(c)电路。它由并联负反馈电路(BG_1 、 R_1 、 R_2)和射随器 BG_2 组成，其输出电压为 $V'_r = V_M - V_{BE} \approx V_{BE} \cdot R_1/R_2$ ，与外电源无关。按有关计算方法，从 M 点看进去 BG_1 的输出电阻为 $R_M \approx R_1/\beta_1$ 。从输出电压端

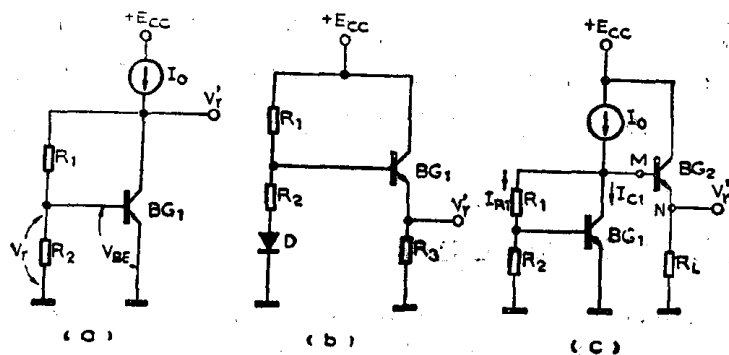


图 1.2.5 电阻分压型恒压源

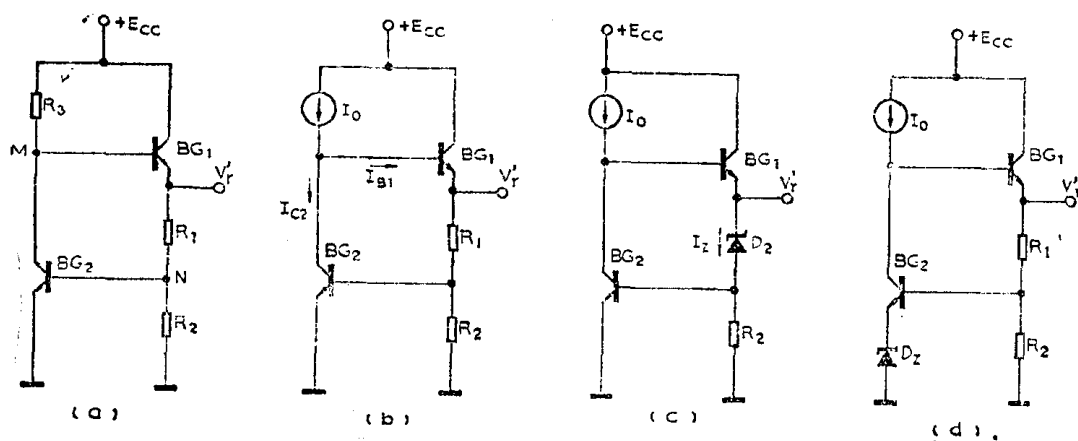


图 1.2.6 反馈型恒压电路

N 点看进去, 整个电压源内阻为 $R_0 \approx R_M / \beta_2 = R_1 / \beta_1 \beta_2$, 可见内阻较小。

图1.2.6是无基准电压的反馈型串联调整恒压电路。恒压 V' , 由 BG_1 射极输出, 故内阻较小。图(a)中 BG_1 为调整管, BG_2 为误差放大管。因 BG_1 、 BG_2 形成一个负反馈回路, 当某种原因使 V' 增大时, 将发生下述过程: $V' \nearrow \rightarrow V_N \nearrow \rightarrow I_{C2} \nearrow \rightarrow V_M \searrow \rightarrow I_{C1} \searrow \rightarrow V' \searrow$, 故输出电压受负载电流和温度变化的影响小。 $V' \approx V_{BE} (1 + R_1/R_2)$, 改变 R_1 、 R_2 值即可调整 V' 。图(b)是把(a)中 R_3 改为恒流源, 因 $(I_{B1} + I_{C2}) = I_0$ 恒定不变, 故 $V' \nearrow \rightarrow V_{B2} \nearrow \rightarrow I_{C2} \nearrow \rightarrow I_{B1} \searrow \rightarrow I_{C1} \searrow \rightarrow V' \searrow$ 。图(c)是把(b)中 R_1 换成齐纳二极管 D_Z , 它与 BG_2 进行温度补偿, 使输出电压更为稳定。这时 $V' = V_Z + V_{BE}$ 。当负载电流增加时, $V' \searrow \rightarrow I_Z \searrow \rightarrow V_{R2} \searrow \rightarrow I_{C2} \searrow \rightarrow V_{B1} \nearrow \rightarrow V' \nearrow$, 使 BG_1 流向负载的电流增加, 因而 I_Z 和 V' 回到稳定值。

图(d)是负反馈串联调整恒压源, 利用齐纳管基准电压 V_Z , 可得到较高的输出恒压 V' 。当 V' 偏离预定值时, 其变化量经分压电阻送至 BG_2 , 与基准电压进行比较、放大, 然后把误差电压送至调整管基极, 以校正串联调整管的内阻, 从而使输出 V' 不变。

2. 二端恒压电路 (并联型恒压源)

常见二端恒压电路如图1.2.7所示。

其中图(a)即为图1.2.5(a)、(c)中的基本电路。串联调整管 BG_1 集电极与发射极之间电压 V' (即端电压) 的变化反馈加到 BG_1 基极, BG_1 的工作电阻将使 V' 保持恒压。图(b)是用 n 个二极管代替 R_1 , 因 $V' \approx (n+1)V_{BE}$, 故可用不同数目的二极管来改变 V' 。但二极管数量越多温度系数也越高。如在二极管一端串接电阻 R_1 , 适当选择 R_1 、 R_2 和 n , 可使温度系数很小。图(c)是用一个齐纳管代替 R_1 , $V' \approx (V_Z + V_{BE}) > 6V$ 。

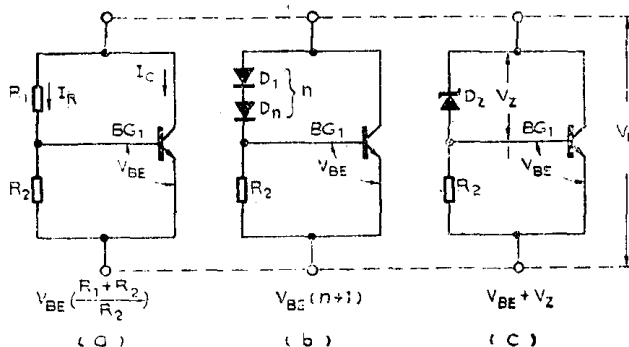


图 1.2.7 二端恒压电路

第三节 直流电平位移电路

IC内放大器常采用多级共射直接耦合, 信号总是从较低电平的基极输入而从较高电平的

集电极输出，每经一级放大后输出电平就会升高一些。如不采取措施，经几级放大后集电极直流电平就会接近电源电压，使输出电平的变化范围变小，甚至造成图1.3.1所示的限幅。为保证各级正常工作，需不断调整直流电平，这就要用各种形式的直流电平位移电路。其基本单元有电阻分压、射随器、齐纳管和串联二极管、PNP管和PNP-NPN复合管（达林顿）电路等。直流电平位移电路除要求能改变直流电平外，还要求对交流信号衰减尽量小，频响好，输入阻抗高，输出阻抗低等。

一、电阻分压和射随器直流电平位移电路

在图1.3.2(a)中的电平位移部分的最简单电路是如图(b)那样的线性分压电阻。显然，直流电平由 V_i 降到 $V_o = (R_2 / (R_1 + R_2)) V_i$ 。该方法虽简单，但交流信号 V_i 也被衰减为 $v_o = (R_2 / (R_1 + R_2)) v_i$ 。如用图(c)中射随器来作电平位移用，则输出直流电压为 $V_o = (V_i - V_{BE}) R_2 / (R_1 + R_2)$ 。射随器电压增益为1，故交流信号衰减仍同图(b)。因射随器输入阻抗高，输出阻抗低，频响好，对交流信号衰减很小，可在各级之间起匹配缓冲作用，故应用广泛。

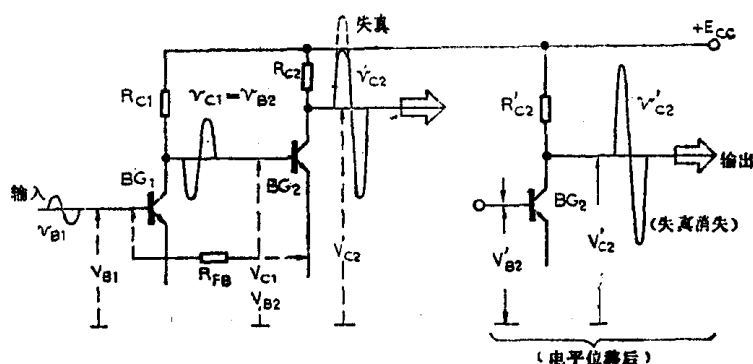


图 1.3.1 设计不当的直接耦合NPN放大器的限幅失真

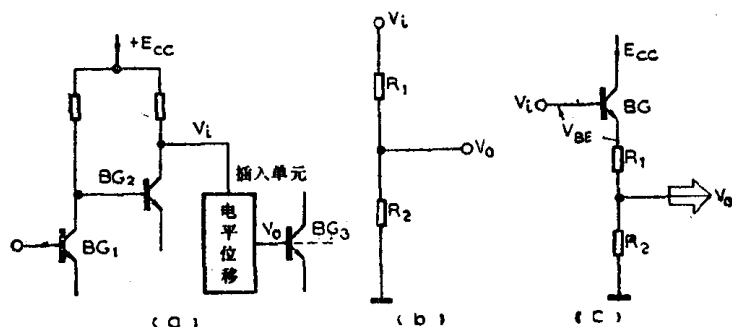


图 1.3.2 电阻分压和射随器直流电平位移电路

二、二极管直流电平位移电路

图1.3.3(a)是用齐纳二极管代替 R_1 ，其输出直流电压为 $V_o = V_i - V_Z$ 。 V_Z 为反向击穿电压(6~8V)。如用射随器输出，则 $V_o = V_i - (V_Z + V_{BE})$ 。因齐纳管阻抗 $Z_Z \ll R_1$ ，故图(b)电路的交流损耗极小。上述电路直流电平位移量较大，但受 V_Z 的限制，且噪声也大，不适于低电平信号电路(如前置放大器)。图(c)是用 n 个正向串联二极管代替 R_1 ，其输出电压 $V_o = V_i$ 。