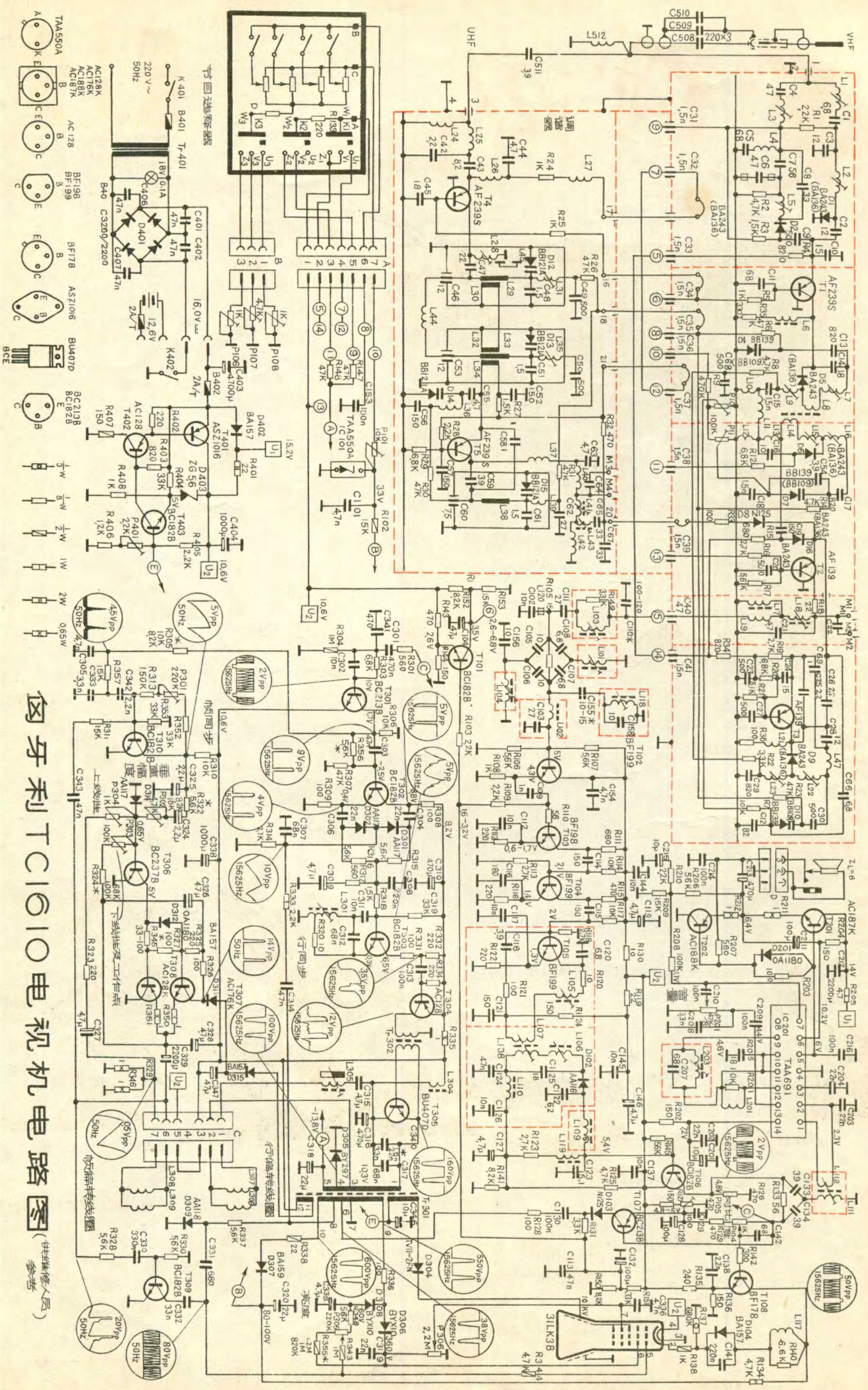


无线电

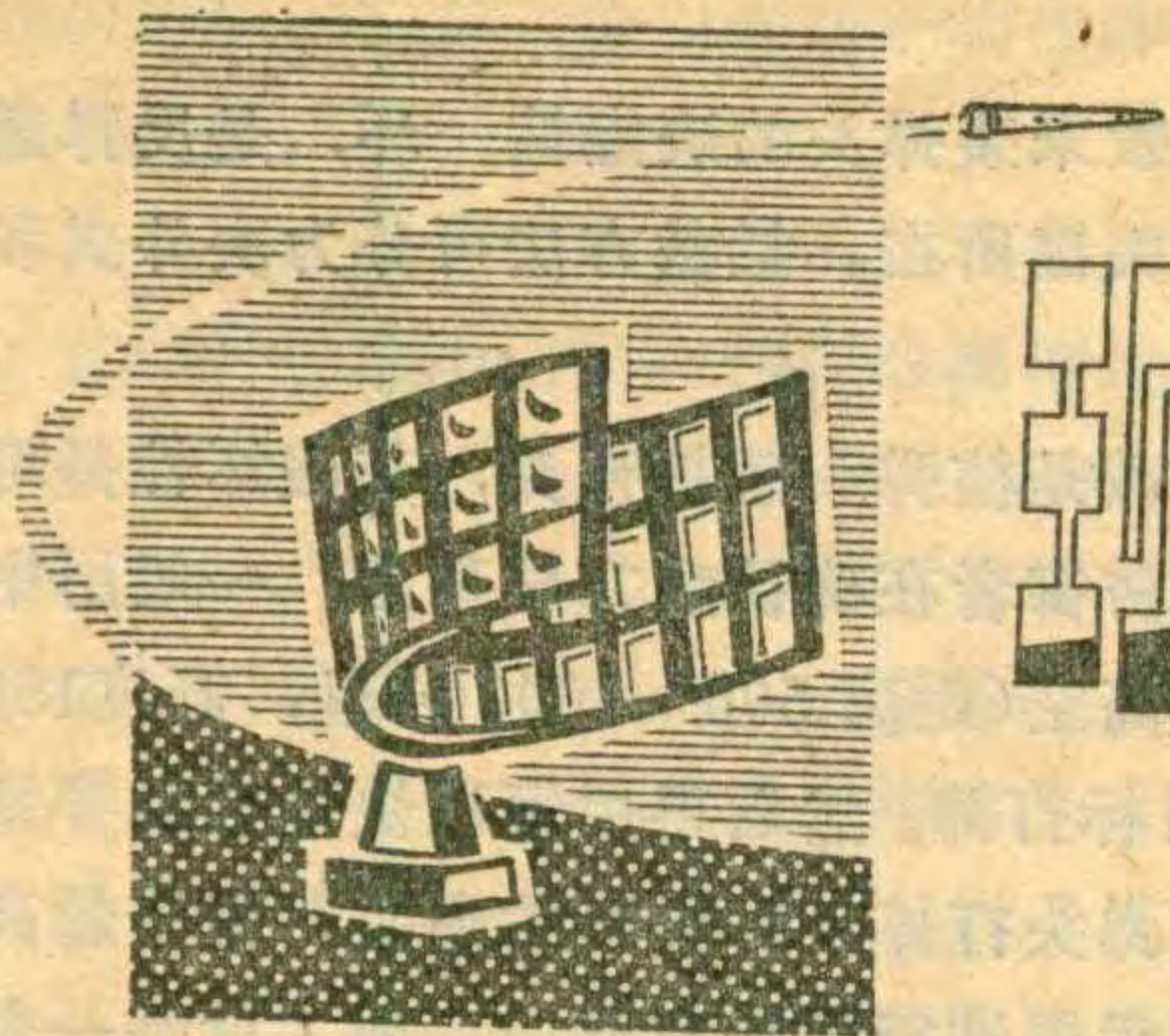
8
1979



WUXIANDIAN



匈牙利TC1610电视机电路图 (供维修人员参考)



现代战争中的电子技术

沈光铭 崔黎明

战略进攻和战略防御的方式方法，随着时代的推移有着不同的舞台和内容。在四十年代和五十年代之际，人们开始掌握原子武器时，第一线的战略武器是携带原子武器的远程重型轰炸机。当时在发展中的可携带核弹头的中、远程导弹，被某些人吹嘘为“最终武器”。而七十年代的今天，第一线战略武器已变为“多弹头分导再入飞行器”和“巡航导弹”。所谓“最终武器”的提法早被人们遗忘了。“最终”的提法不符合事物的发展规律，新的威力更大更难于防御的战略进攻武器在不断发展中，而相应的新的效率更高的防御方法也在不断发展中。有的已分不清是进攻武器还是防御武器，二者组合在一起了。本文重点结合七十年代第一线战略防御系统（即对付洲际导弹的防御系统），谈谈电子学在其中扮演的角色，从而观察和分析电子学的一些重要发展方向。

一、战略进攻

不先研究一下进攻的方式方法，讨论防御就是无的放矢。所以我们先来看看弹道导弹是如何进攻的。

一般说来，洲际导弹的进攻过程分三个阶段，即初段、中段和末段。初段是火箭带着弹头从地下井发射出来的加速段直到飞出大气层（120公里）。中段是弹头（或连同末级火箭）在大气层外的弹道飞行阶段。末段是弹头再入大气层直到目标上空的飞行阶段，常被称为“再入段”。有了反导弹系统后，洲际导弹的进攻效率必有所下降，为此采用了提高进攻效率的“突防”（突破防线）技术。“突防”技术概括起来可分为三个方面。

1. 密集攻击 从空间上来说运用许多导弹对一个目标进行群攻击；从时间上来说是一批接一批地连续进攻，使防御者应接不暇乃至被突破防线而摧毁。

2. 多弹头分导再入飞行器 洲际导弹绝大部分飞行过程是在大气层外的弹道进行。防御一方也就在这一阶段的跟踪过程中用计算机和数据处理方法测出来袭弹头的速度和飞行轨道，然后在进入大气层前后进行拦截。“多弹头分导再入器”是在一个洲际导弹上装有多多个弹头，每一个弹头分别有独立的寻的装置，能

够分别制导而进入大气层对目标区进行大规模攻击。由于弹头在进入末段前后突然改变飞行轨道，使得防御一方原有的防御程序失效而达到突防目的。

此外，把进攻型导弹基地从陆地移到海上，即发展从核潜艇上发射洲际导弹的技术，由于无法预测潜艇位置，也能大大提高导弹的突防能力。

3. 辅助技术 突防措施的第三方面是利用“诱饵”或电子对抗等辅助技术来愚弄或欺骗敌方防御系统。“诱饵”技术是在导弹头再入大气层前后大量施放金属箔条、金属丝、气球或诱惑性导弹等假目标，这些假目标的尺寸如选得与防御雷达的波长相近，就会在防御雷达的荧光屏上造成一大片回波，从而掩护弹头突防。电子对抗是一种积极的突防手段，它是在弹道导弹的再入体上携带宽频带干扰发射机，或是当弹头进入大气层时发射携有干扰机的火箭来实施干扰。

二、战略防御

近代战略防御主要是针对带有核弹头的飞行器的。它对洲际导弹的摧毁过程可分为：预警、识别、跟踪、拦截四个步骤。

1. 预警

预警系统用以探测弹道导弹的发射并发出警报。它必须提供至少10分钟的战斗准备时间。预警系统有地面的、机载的、舰载的和预警卫星四种。一个完整的预警系统可能是四者俱全、相辅相成的。地面预警设备的核心是远程警戒雷达和超地平线雷达。远程雷达能提供15分钟左右的预警时间，利用超地平线雷达可提高到30分钟。根据发展趋势来看，预警卫星可能成为主要的预警手段。

早期预警卫星上装有对红外和可见光敏感的装置。处于初段的洲际导弹的喷焰具有强烈的红外辐射，所以预警卫星上的红外装置是很理想的敏感器。但是在某些角度上，背景日照会激活红外装置而造成误警，所以在预警卫星上还配备有对可见光敏感的电视摄像机和雷达装置。

为了使监视地区能遍及全球（南北极附近除外），约需六个同步卫星组成一个早期预警卫星网。由于同

步轨道比较高，离地面约 36000 公里，为了详细侦察地面某处动态，还可不定期地发射侦察卫星。这种卫星每 10 分钟绕地球一周，离地面高度约为 137~182 公里。侦察卫星经过 10 天左右的高空侦察后，投掷出装有数千张照片的小盒，可由飞机用“空中挂钩”的方式回收。七十年代以来，侦察卫星的性能不断改进，卫星在轨道上运行 10 天后一分为二，其中一半能返回地面，照片连同昂贵的高空照象设备均可回收再用。

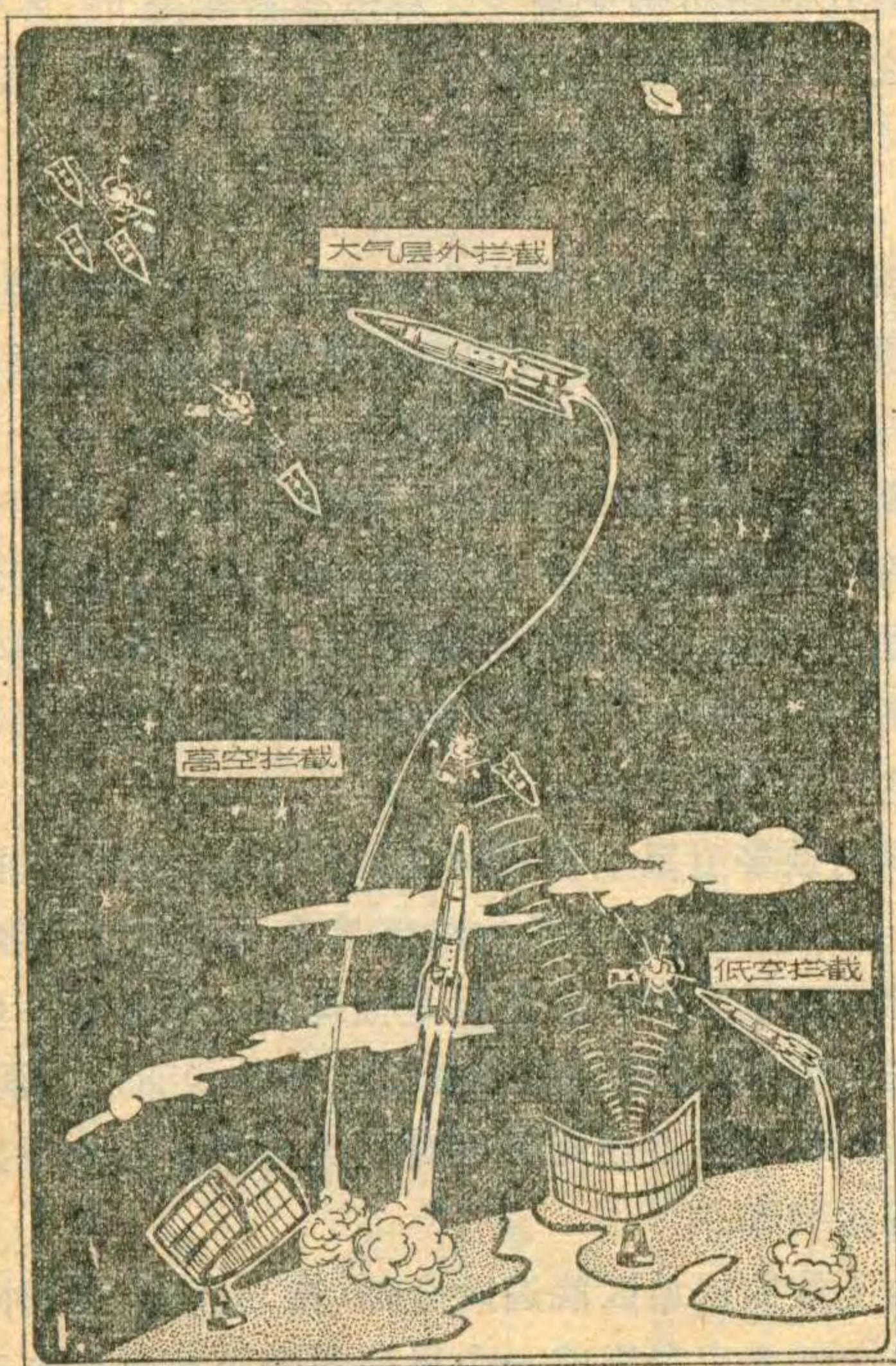
2. 识别

因为攻击导弹往往释放大量诱饵来掩护弹头突防，因此要求反导弹系统具有识别真假目标的反突防能力。对于金属丝、金属条等诱饵，可以用改变雷达波长的方法对付。而对于外形与弹头相似的诱饵，则可用“大气过滤”方法来识别。由于真假目标的重量和形状都不相同，当它们以同等速度再入大气层时，大气对它们产生的阻力、浮力也不相同，这样可参照预先的实验数据，利用雷达来识别真假目标。这种“大气过滤法”目前被认为是最有效的识别法。它的缺点是低空识别，因此要求有性能良好的低空拦截武器。

3. 跟踪

雷达的跟踪能力在反弹道导弹系统中占有很重要的位置。在跟踪中大概取 10 个相隔一定时距的数据来计算其运动轨迹，为拦截武器的引导提供依据。

目前部署的反弹道导弹跟踪系统一般分为粗跟踪（远程）和精跟踪（近程）。粗跟踪多在中段飞行中进行，并具有搜索能力。精跟踪则在再入段进行，并具有引导能力，跟踪精度高，但作用距离短。



4. 拦截

拦截是摧毁来袭弹头的决定性一环，是反弹道导弹系统成败的关键所在。拦截方法可分为决斗式和屏幕式两类。

决斗式拦截是核弹头碰核弹头，其破坏性是可想而知的。因此防御者在确认敌方导弹后，一般用中程导弹在较远的高空（距离 500~1000 公里，高度 150~300 公里）将目标打掉。然后再用短程快速拦截导弹把再入大气层的弹头打掉。对漏网的弹头，则用超高加速度的反导弹武器进行超低空拦截。图 1 就是一个分层拦截反弹道导弹系统示意图。为了对付密集、连续的多弹头分导再入飞行器的攻击，目前已在实验改装远程大炮为超级炮射导弹以进行大规模的分层拦截。

屏幕式拦截，是在弹头重入大气层区域散布一片易燃、透明的化合物，当导弹进入这种云雾时摩擦产生的热量足以摧毁导弹。此外，还有一些设想，如放置一层具有拦截能力的地球卫星群，使敌方导弹一飞出大气层就被拦截；或在敌弹头飞行轨道上爆炸大当量的核弹，由此产生的基本粒子被地球磁场吸引形成中子云，能延续几十分钟，敌弹头进入后即被摧毁。

三、头脑和神经

在军事上，侦察敌情、预报空袭、测距测高和炮瞄、全球通讯、定位导航和自动驾驶、卫星发射和回收的自动控制、以及弹道导弹航行和寻的系统等方面均有“电子”在起作用。执行这些军事任务，通常是使用多种技术装备来共同完成的。例如在反导弹战略防御系统中，要求雷达、电视、遥测遥控、数据处理等多种技术装备在计算机群的集中控制下及时完成警报、搜索、跟踪、引导和反击任务，成为一个复杂的综合性体系。总之，在现代化军事体系中“电子学”是头脑和神经，战略武器离开了电子系统的感应、跟踪、运算和制导等便成为一堆废铁。

近代战略防御系统的电子设备主要有：雷达，计算机和数据处理系统，激光设备，电视，微光和红外技术。

1. 雷达

反弹道导弹防御体系是离不开雷达的：兆瓦级的预警雷达，中远程的识别和跟踪雷达，测高雷达，制导雷达等等。雷达的发展具有如下的特点和趋向：

预警和搜索雷达多采用相控阵体制。相控阵雷达由上千个小的发射接收单元组成，在天线平面各点上，用控制射频相位的方法改变波束指向。它即可以合成一个峰值功率极大（平均功率可达数十兆瓦，峰值功率可达数千兆瓦）的波束，以搜索远程目标；又可以在近程时分成许多小波束，同时跟踪 100~1000 个飞行目标。这种雷达都是巨型的，有的甚至有三个

足球场那样大。图2为以多功能相控阵雷达为中心的反弹道导弹系统示意图。

为了提高预警时间，目前正在研制超地平线雷达。它具有更高的功率，作用距离可达18500公里。

识别雷达的频率一般较低，有的只有100兆赫（波长3米），这样可以提高识别诱饵的能力。因为要在空中均匀释放和散布二、三米长的金属切削物诱饵是很困难的，而且它们在空间停留的时间也短。

反导弹系统的雷达必须具有抗干扰能力，能够巧妙地运用波段变换、调制技术和脉冲抖动等方法，以保证雷达在核战斗和电子对抗战中连续运用。

此外，全固体化、小型化、机动性等通常电子设备的设计趋向在雷达中也不例外。美国的“骆驼”雷达就是全固体反导弹防御雷达，其相控阵面积为 18×18 平方米，由10000个射频辐射单元组成，总功率大于100千瓦。

2. 计算机和数据处理系统

从探测到敌方洲际导弹的发射到我方反导弹武器拦截，前后时间不过10~20分钟。在这样短暂的时间里要把一个庞大的防御系统网的空间与地面、地面与地面、雷达与雷达、雷达与反导阵地等等彼此联系起来，并使之“对话”、运算、制导及至完成拦截任务，我们的手、足、头脑的反应速度已不再“实时”了，需要精心设计一个“实时”指挥系统。这个实时中心控制系统的核心设备就是计算机和数据处理系统。

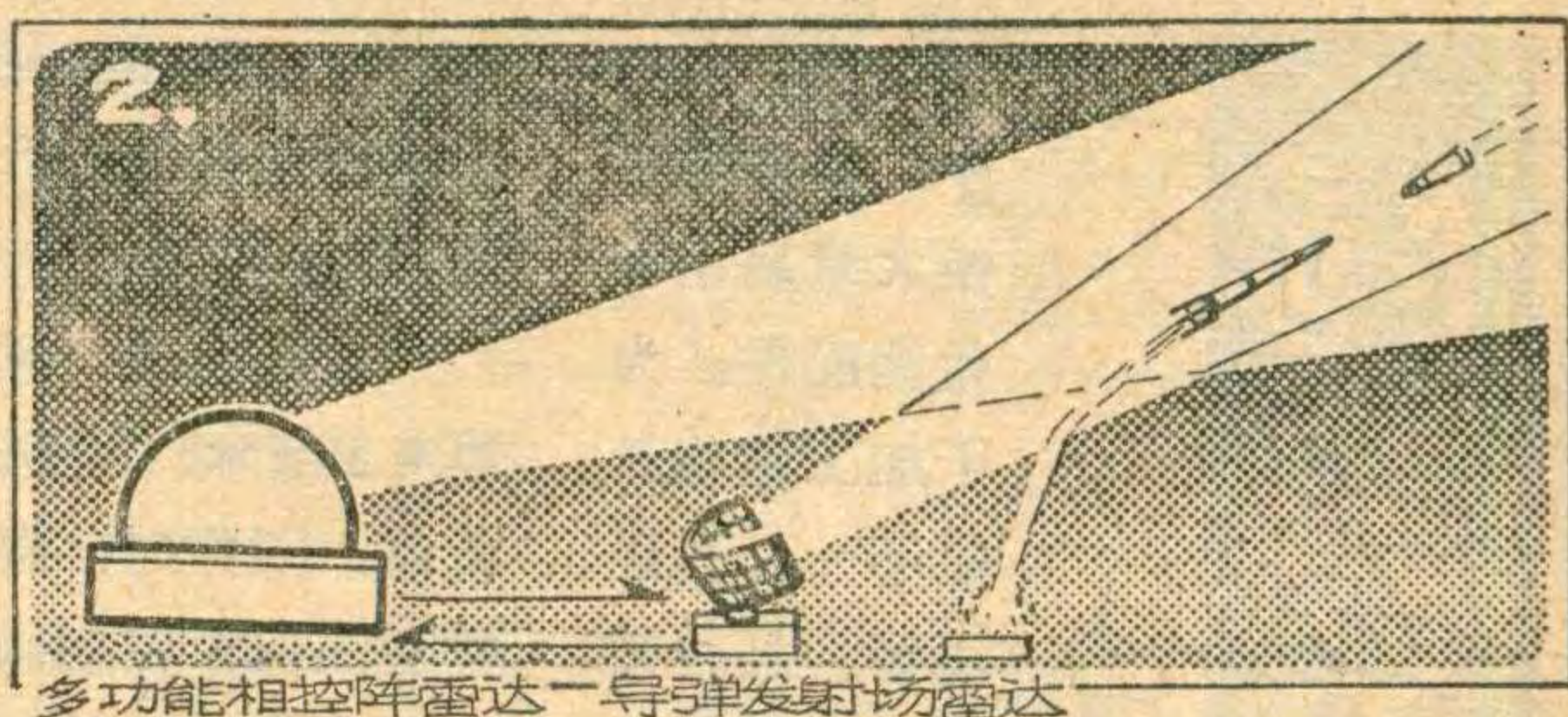
这种数据处理系统不仅必须是高速、精确、可靠的，而且必须具有“组织”能力。在实战情况下，来袭导弹群可能是从不同方向进入的连续饱和进攻，若数据处理系统只有对付一、两个弹头的组织能力，则这个防御系统是毫无用处的。一种设想是设计一种“擒敌器”。当数据处理中心确认了目标后，就组织一个擒敌器去对付一个特定的目标。擒敌器接到指令后就跟踪此特定目标并引导反弹道导弹武器进行拦截。若敌弹突然改变方向或是超出擒敌器的设计能力时，它就把信息交还处理中心，等候下一步指令。一个同时能对付100个来袭弹头的防御数据处理系统至少包括100个擒敌器和“擒敌器”系统。

提高主计算机的速度，设计轻便的“擒敌器”和提高数据处理中心的“组织”能力，是反弹道导弹实时系统的三大核心问题。

3. 激光

由于十余年来激光技术的迅速发展，并且具有良好的抗辐射能力，很适于应用到反弹道导弹系统中来。目前考虑的有：激光雷达、激光制导和激光炮等。

在核战争环境中，金属激光雷达的脉冲功率强大得足以穿透淹没期间的核爆炸云，这种雷达可以弥补一般微波雷达在核爆炸时失灵的缺陷。此外，它还具



有良好的抗干扰性能。

激光炮是一种非核杀伤的反弹道导弹武器。用激光器的强烈光束直接摧毁来袭弹头，估计每次发射能量在10亿焦耳以上。光炮速度快，是末端拦截的理想武器。已经有用激光炮击毁靶机的实验。

4. 电视、微光和红外技术

在导弹战和卫星战中，电视、微光和红外技术在预警、识别和指挥中心等场合，比雷达更为有效，因为后者不能给出目标的形象概念。目前侦察卫星上的红外探测器可以测出摄氏 0.5°C 海水温度变化，和探测下潜深度为60米的潜艇的活动。在20公里高空用红外摄像设备拍摄的照片，能辨认出汽车的牌号。

四、展望

假如说六十年代第一线战略武器是远程重型轰炸机，七十年代是洲际导弹，那末八十年代的第一线战略武器就可能是攻击卫星和阻截卫星了。后者目前正在发展之中。

加大洲际导弹的推力，使得核弹头或带有末级助推火箭的核弹头飞行器能够进入地球卫星轨道运行，在接到地面程序控制发给的指令后越出轨道飞向目标进行攻击，这就是“攻击卫星”。还有一种在地球卫星轨道上飞行距离不超过一个周期的弹头飞行器，被称作“部分轨道轰炸系统”。它的程序控制较攻击卫星要简单，但也可以从任何方向进入对方防区，给防御系统造成很大压力，缩短了防御系统的预警时间。

攻击型战略武器的卫星化，势必造成防御系统卫星化。在早期预警、识别、跟踪和拦截等方面，卫星或者已成为主角，或者即将登台表演了。理想的防御卫星应该是全能型化的。兼有识别、拦截或捕获功能。卫星上装有反导弹、雷达和计算机，兼能探测弹道导弹的发射、计算其轨道，以及对反导弹的拦截制导。

人们也在考虑有人驾驶的“战斗卫星”。有人系统使识别、截获和制导等问题大大简化。

总之，近代战略防御系统是一个实时的、复杂的，但又是用电子技术一元化了的系统。通过对这个系统的剖视，可以了解到必须用系统理论概念和系统工程方法来对待国防现代化问题。

简易数控冲剪流水线

北京二七机车车辆厂 阎恭举

在检修铁道车辆过程中，常需要更换大量扁钢和角钢配件。为了加工这些长短不一、孔距不等、品种繁多的配件，我们搞成了简易数控冲剪流水线。将原来的剪料、划线、冲孔三道工序在一台冲床上一次自动完成，加工出来的成品由机械手自动装筐。流水线的整个工作信息事先

是执行系统：包括调直送料机、冲床、冲剪模和机械手等。本文以冲剪扁钢配件为例介绍它的控制系统。

1. 穿孔带（见图2）。它是用厚0.2毫米、宽50毫米的紫铜带做成。工作时，穿孔带就像皮带一样套在两个铝制或钢制滚轮上（参看图1），下滚轮与扁钢通过摩擦保持同步转动，带动穿孔带与扁钢同步移动。穿孔带上纵向有两行孔，第一行只有一个椭圆形的孔；第二行的孔数与孔距和所要加工的配件一样，只是多一个切口孔。两行孔可组成00、01、11、10四个码，分别代表送料、冲孔、剪断、机械手装筐四个动作。

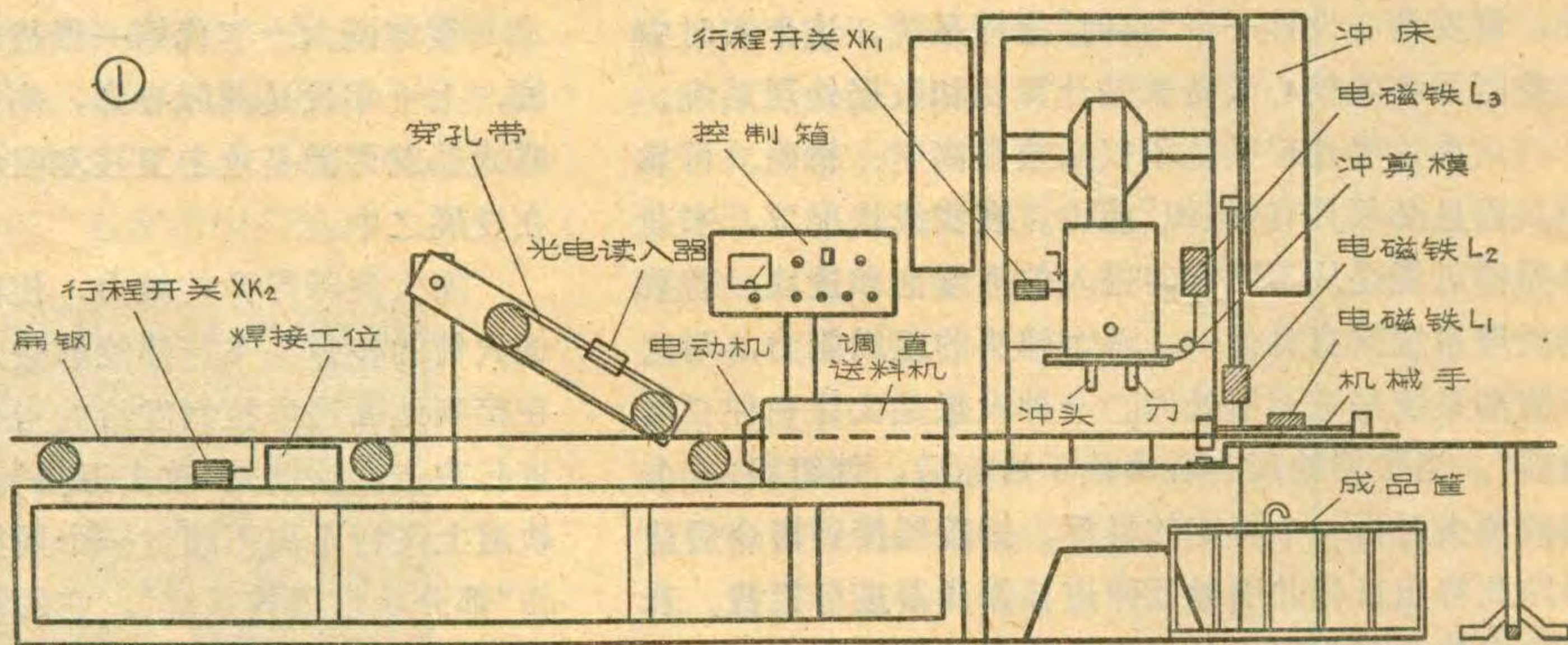
2. 光电读入器（结构如图3）。上下夹板用5毫米厚的有机玻璃制成，上夹板上面装有两个2.5V聚焦灯泡，下夹板两灯泡聚焦点上装有两个光电二极管，中间留5毫米

间隙走穿孔带。整个光电读入器用螺钉固定在滚轮架上。

3. 控制箱是全设备的指挥中心，电路见图4。它的工作过程如下：合上开关 K_2 ，光电部分开始工作。延时0.5秒后继电器 J_3 吸合，再合上开关 K_1 ， CJ_1 吸合，电动机 M 启动，调直机送料，扁钢向前走，带动摩擦滚轮转动，使穿孔带与扁钢保持同步移动。光电部分根据穿孔带上的“有孔”或“无孔”控制晶体管 BG_1 、 BG_2 导通或截止，进而控制继电器 J_1 和 J_2 吸合或释放。例如：当穿孔带没有孔时，光电读入器读出信号为“00”，表示“送料”，扁钢继续往前走；当穿孔带上有一个圆孔时，光电读入器读出信号为“01”，表示“冲孔”，继电器 J_1 吸合， CJ_1 释放，通过能耗制动使电动机瞬时停转。与此同时电磁铁 L_2 吸合，使冲床离合器“合”，冲头下冲时，碰撞行程开

做在一条环形穿孔带上，通过光电读入器输入控制箱，经译码后协同指挥各环节工作。如果产品规格变更了，只需更换穿孔带就可以继续工作。图1为流水线示意图。

简易数控冲剪流水线主要由两部分组成。一是控制系统：包括穿孔带、光电读入器和控制箱等。二



脉冲宽度数字测量前置器

朱诚仁

图1介绍的脉冲宽度数字测量前置器，可配合数字频率计进行脉冲宽度的数字测量。它由两组电路组成：一组是 BG_1 、 BG_2 和 BG_3 ；另一组是 BG_4 和 BG_5 。两组电路的输入端并联连结，而输出端分别接

在数字频率计（以PB-2型为例）的“外控”的“计数”和“停”端钮，接法如图1所示。

当接通电源后，在没有外输入信号的静态条件下， BG_2 和 BG_4 处于截止状态，而 BG_1 、 BG_3 和 BG_5

处于导通状态。当输入的被测脉冲是正极性方波时（此时开关 K 置于“ \uparrow ”位置），经过RC微分电路微分后形成正负两个尖脉冲，被测方波前沿形成的正尖脉冲使 BG_4 由截止变成导通，因而 BG_5 由导通变成截止，输出一个正脉冲至“计数”端使数字频率计开始累计计数。被测方波后沿形成的负尖脉冲使 BG_1 由导通变成截止， BG_2 由截止变为导通，则 BG_3 截止，输出一个正脉冲至“停”

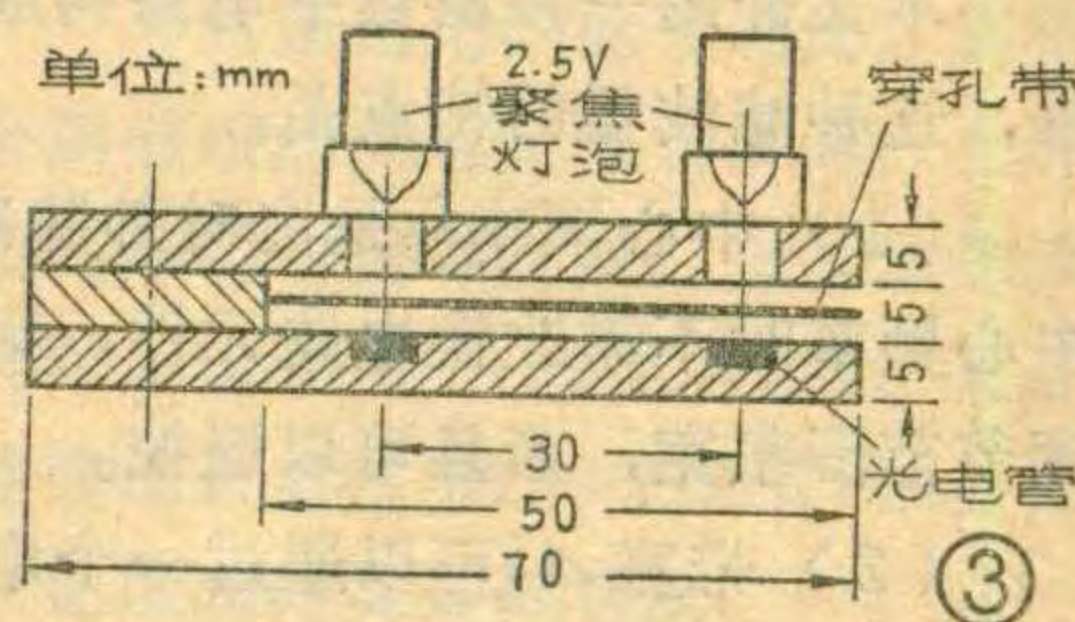
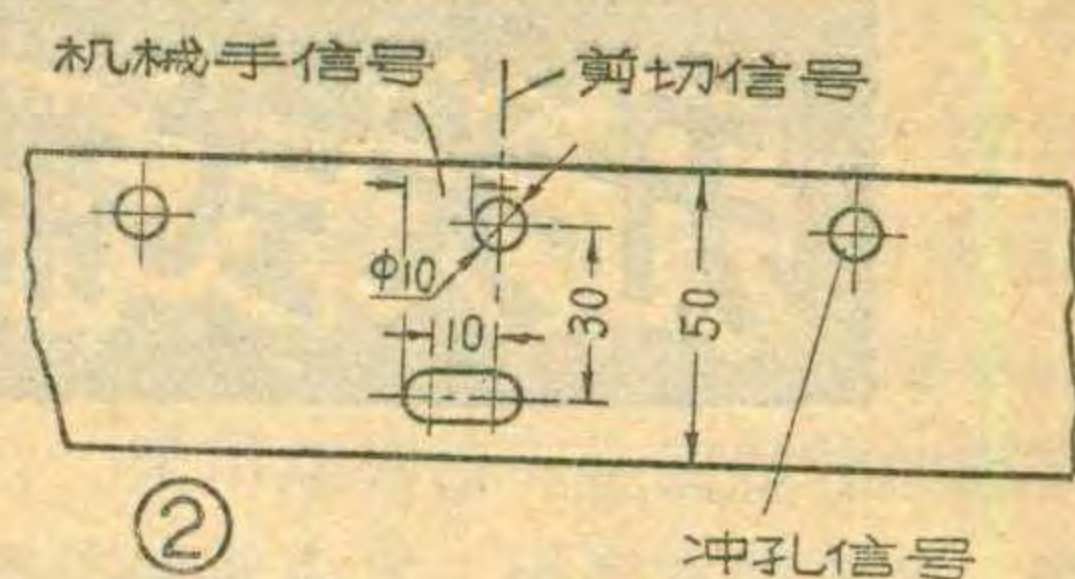
关 XK₁, 继电器 J₃ 释放, 光电管 D₁ 断电, 使继电器 J₁ 也释放。当冲头刚升起瞬间, 时间继电器 J₃ 暂时仍处于释放状态 (约 0.5 秒后才吸合)。J₁ 的常闭接点 J₁₋₁ 闭合, 行程开关 XK₁ 复原, 其常闭接点 XK₁₋₂ 闭合, 使 CJ₁ 吸合, 电动机启动, 调直机送料。等到 J₃ 吸合时, 扁钢已经向前走动, 带动穿孔带也向前移动, 光电读入器已经和这个孔位离开而准备读下一个信号了。同上原理, 当信号为“11”时, 冲床剪料。冲床剪完料后, 穿孔带虽然也往前走, 但因这时有一行的孔 (椭圆形的) 比另一行的 (圆形的) 长 10 毫米, 所以此时光电读入器读出信号为“10”, 机械手

部分动作, 将成品推入料筐。至此穿孔带正好转动一周, 下一个循环开始。

电路的工作状态经继电器译码后用一只数码管显示。开关 K₃ 和 K₄ 为手动控制冲剪模和冲床离合器的开关, 供试车检修时用。

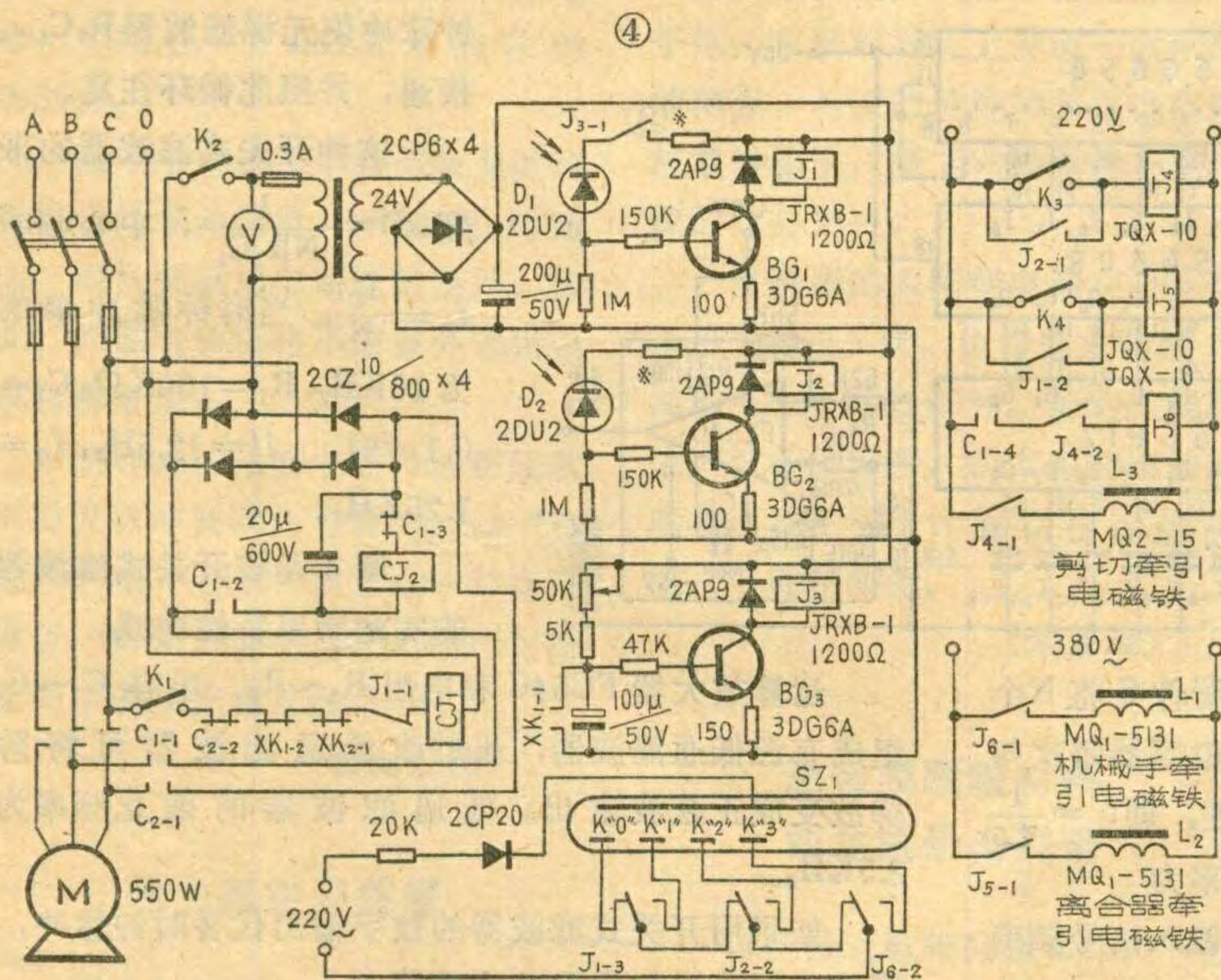
在小型直流继电器和电磁铁之间, 用了三只 JQX-10 型继电器 (图 4 中的 J₄、J₅、J₆) 做中间转换, 以防止大电流将小继电器的接点烧坏。

电磁铁 L₃ 的作用是改变冲剪模的工作状态。平时 L₃ 不吸, 冲剪模处于冲孔状态; L₃ 吸合, 冲剪模即改为剪切状态。电磁铁 L₁ 为机械手提供动力。



本系统的伺服机构采用普通交流异步电动机加能耗制动, 结构比较简单, 在冲制孔距 100 毫米、孔数 15 的长配件时, 累计误差小于 1 毫米, 可以满足车辆上应用的需要。

这条流水线在加工扁钢配件时需配上扁钢冲剪模, 加工角钢配件时则要换上角钢冲剪模。如果需要孔不在一条直线上, 可以从模具上想办法, 如设计成多头冲模等。

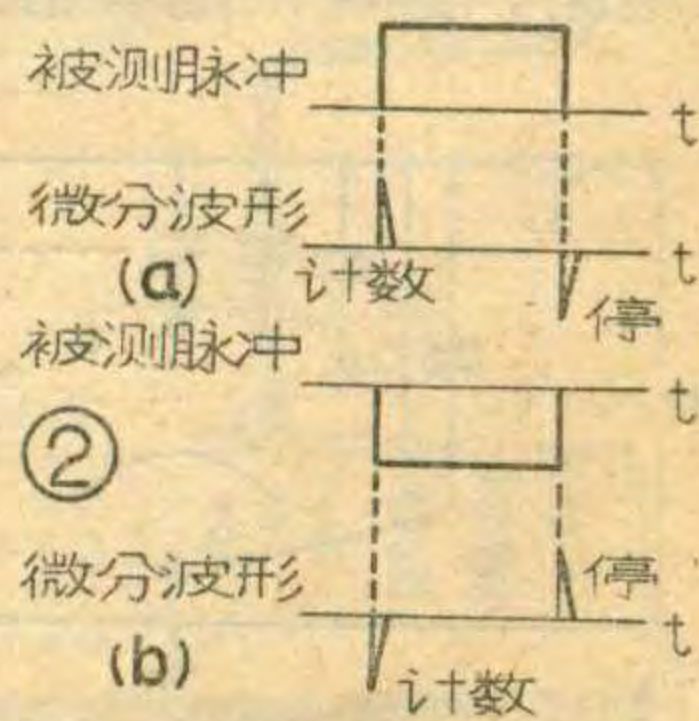
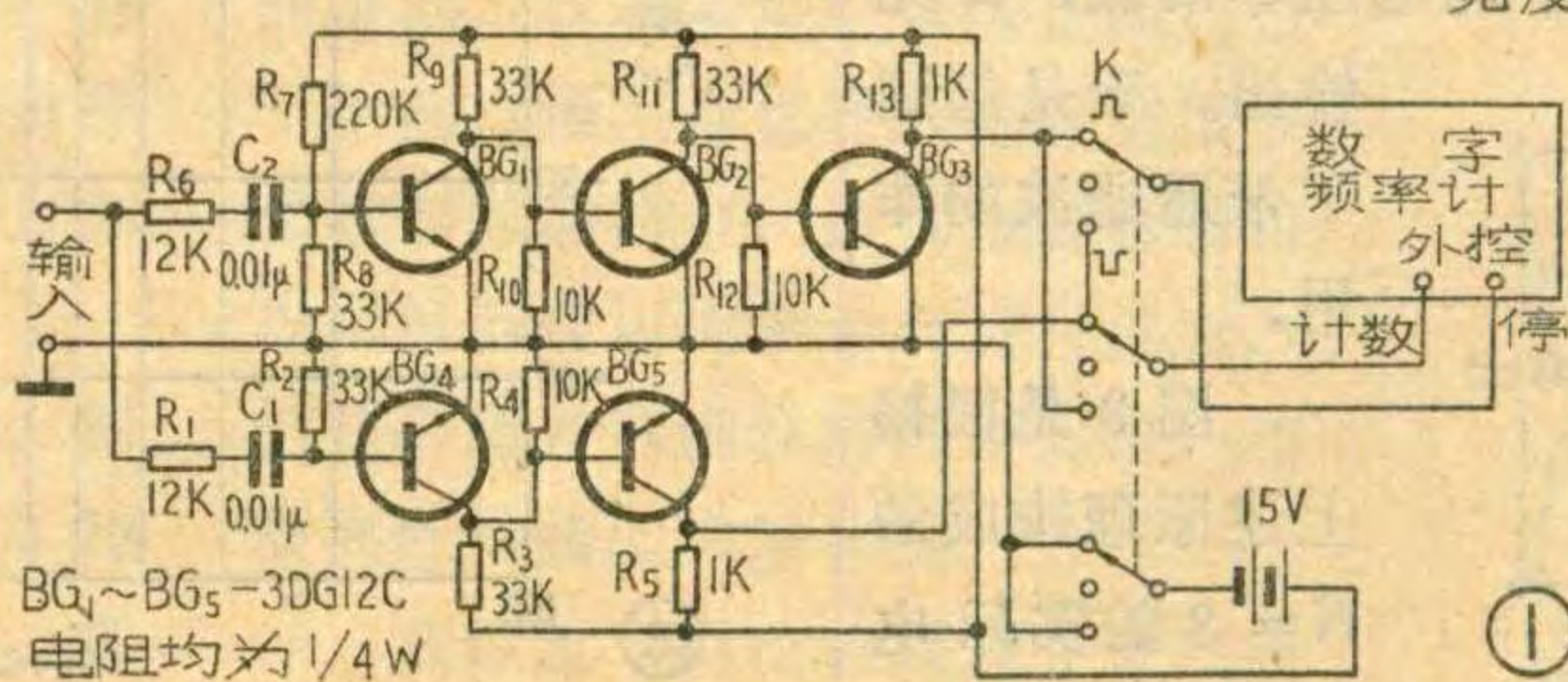


端使数字频率计停止计数。显然, 从脉冲前沿开始计数到脉冲后沿停止计数, 这段时间间隔所显示的数字读数就是被测脉冲的宽度, 其原理如图 2a 所示。

如果被测脉冲是负性的, 则将开关 K 拨在“L”位置。被测的负脉冲经微分后如图 2b 所示。其前沿负尖脉冲使 BG₁ 截止、BG₂ 导通、BG₃ 截止并

输出一个正脉冲使数字频率计开始计数, 等到后沿正尖脉冲到达时, 使 BG₄ 由截止变为导通、BG₅ 变为截止

并输出一个正脉冲至“停”端使数字频率计停止计数。从前沿开始计数到后沿停止, 正好是被测负脉冲的宽度。



开关式带通滤波器

吕广平

本文介绍一种由数字电路构成的开关式带通滤波器，这种滤波器的特点是：

(1) 中心频率 f_0 是由时钟脉冲频率 f_c 控制，改变中心频率时不需改换电路元件，因此不仅中心频率的调节范围很宽，而且可以遥控。

(2) 带宽 Δf 可以通过一个电阻很方便地调节，电路Q值可以做得很高。

(3) 因为中心频率和带宽是分别调节的，所以调节时相互不影响。

(4) 稳定性主要取决于时钟脉冲的稳定性。如果采用石英晶体时钟脉冲发生器来驱动，则滤波器的稳定性极高。

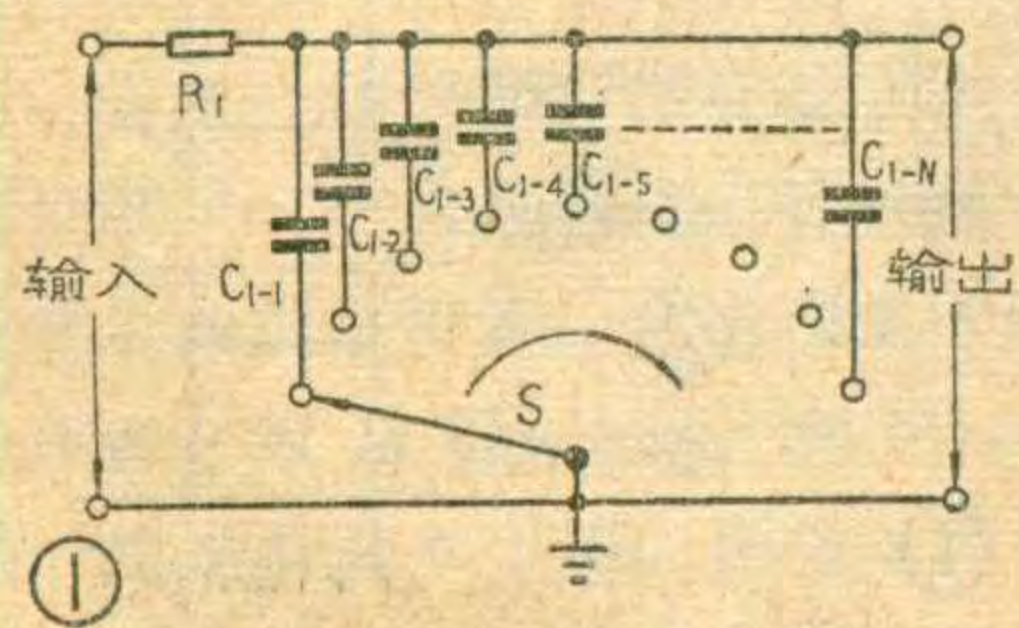
(5) 和一般滤波器相比较，在同一中心频率的情况下，可采用较小的元件值。

开关式带通滤波器的工作原理可以通过图1来说明：

由时钟脉冲驱动的开关器件S将N个无源滤波器逐个地轮流接入电路，每个电容器每次与电路相连接的时间 t_1 和时钟脉冲周期相等，即 $t_1 = \frac{1}{f_c}$ (参看图2)，而每个电容器接入电路的频率为 $f_g = \frac{1}{t_2} = \frac{f_c}{N}$ (N为开关的位数)。如果输入信号频率和电容器的接入频率 f_g (或 f_g 的谐波)相等时，则每个电容器是在输入信号波形的某个固定位置周期地接入电路，因此每个电容器是分别被充电到相应的输入电压值，所以滤波器的输出是一个类似于输入信号波形的阶梯波。如果输入信号频率高于或低于电容器的接入频率 f_g ，则电容器是在输入信号波形的不定位置接入电路。这时，电容器上的平均电压非常低，即无输出。于是起到了带通滤波的作用。

于是起到了带通滤波的作用。

图3是根据上述原理构成的N=8的实际电路。十进制计数器



5G658 构成自起动环形计数器，环形计数器的各位输出经5G605 (八倒相器) 倒相后驱动5G612 (八模拟开关)。

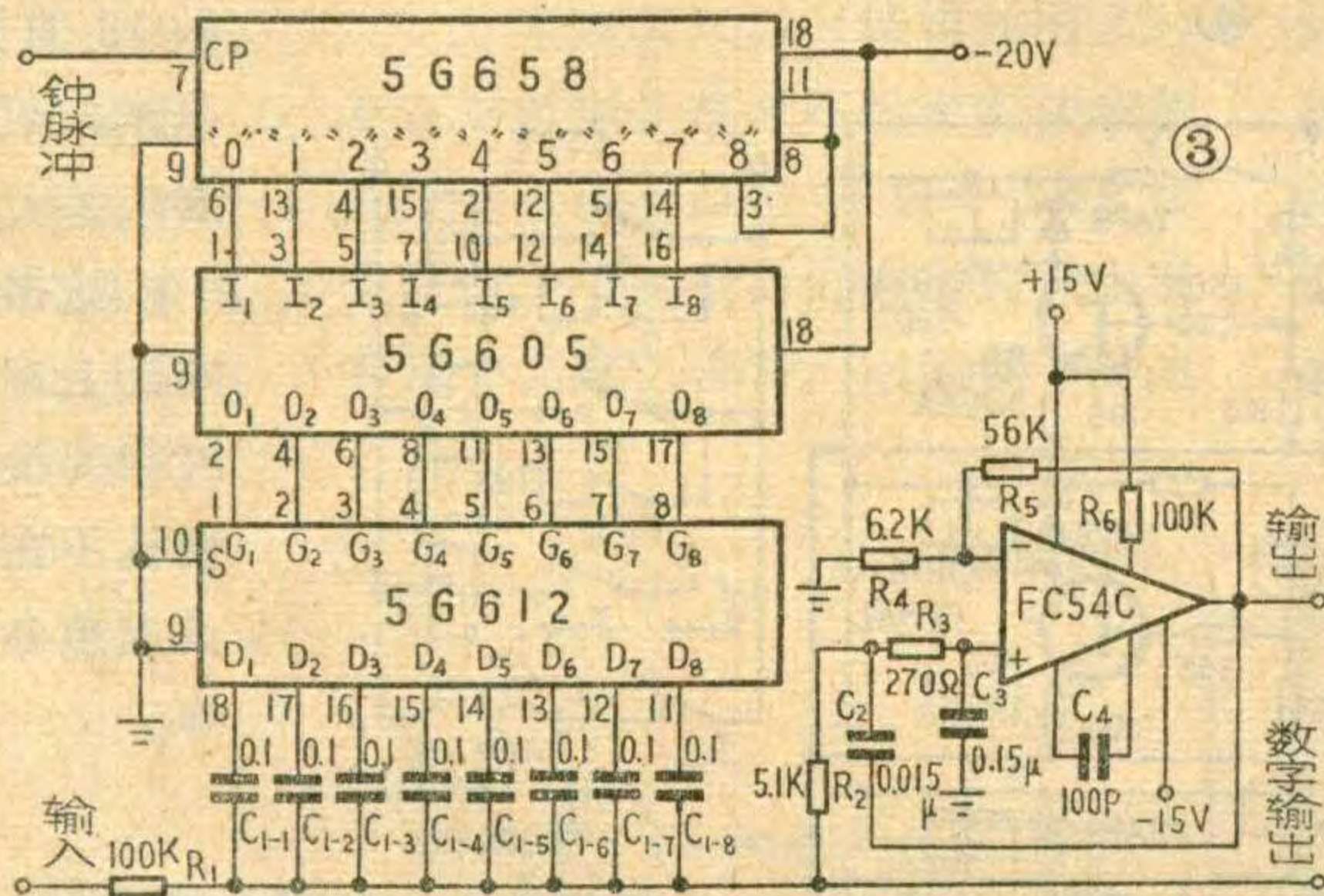
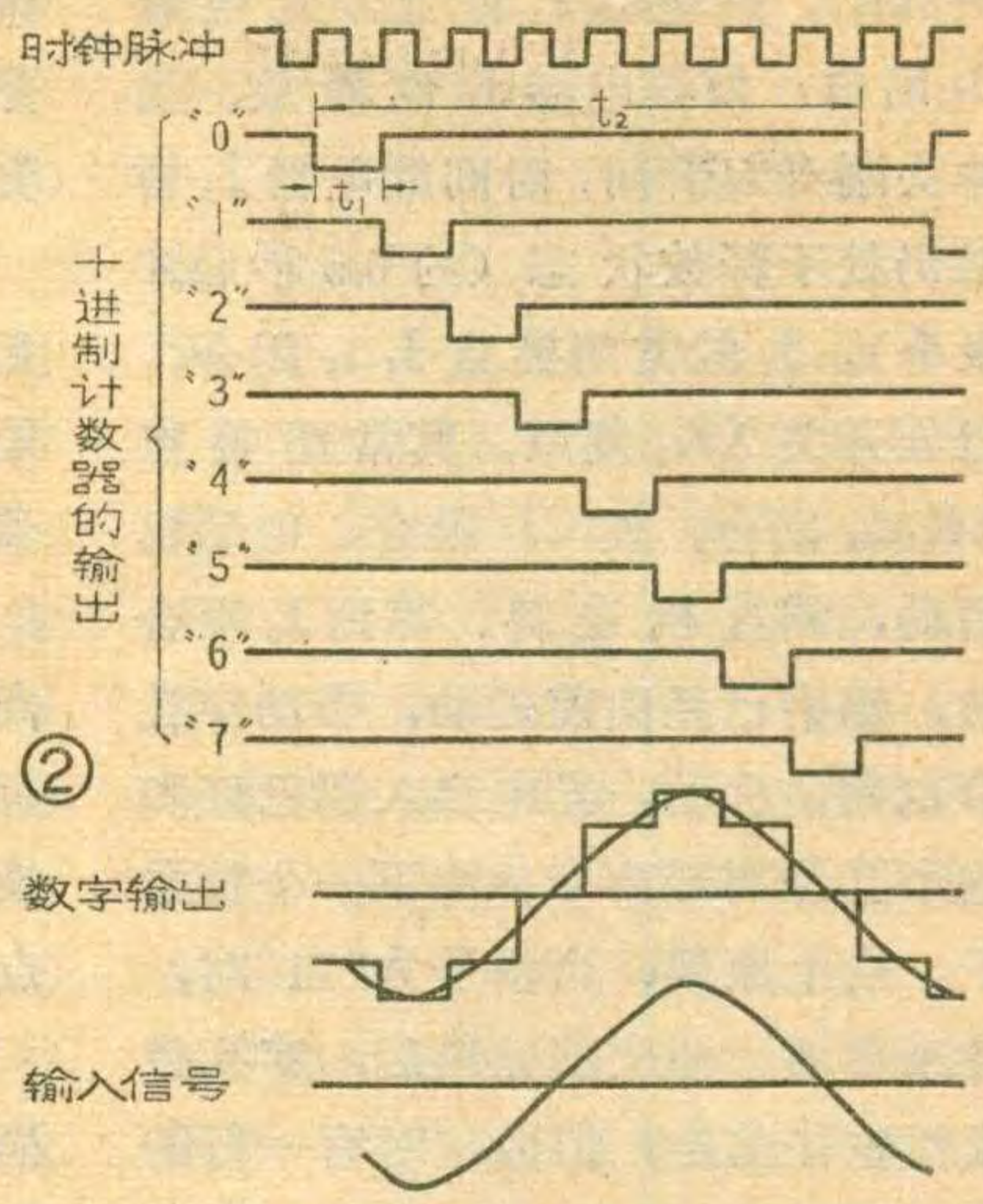
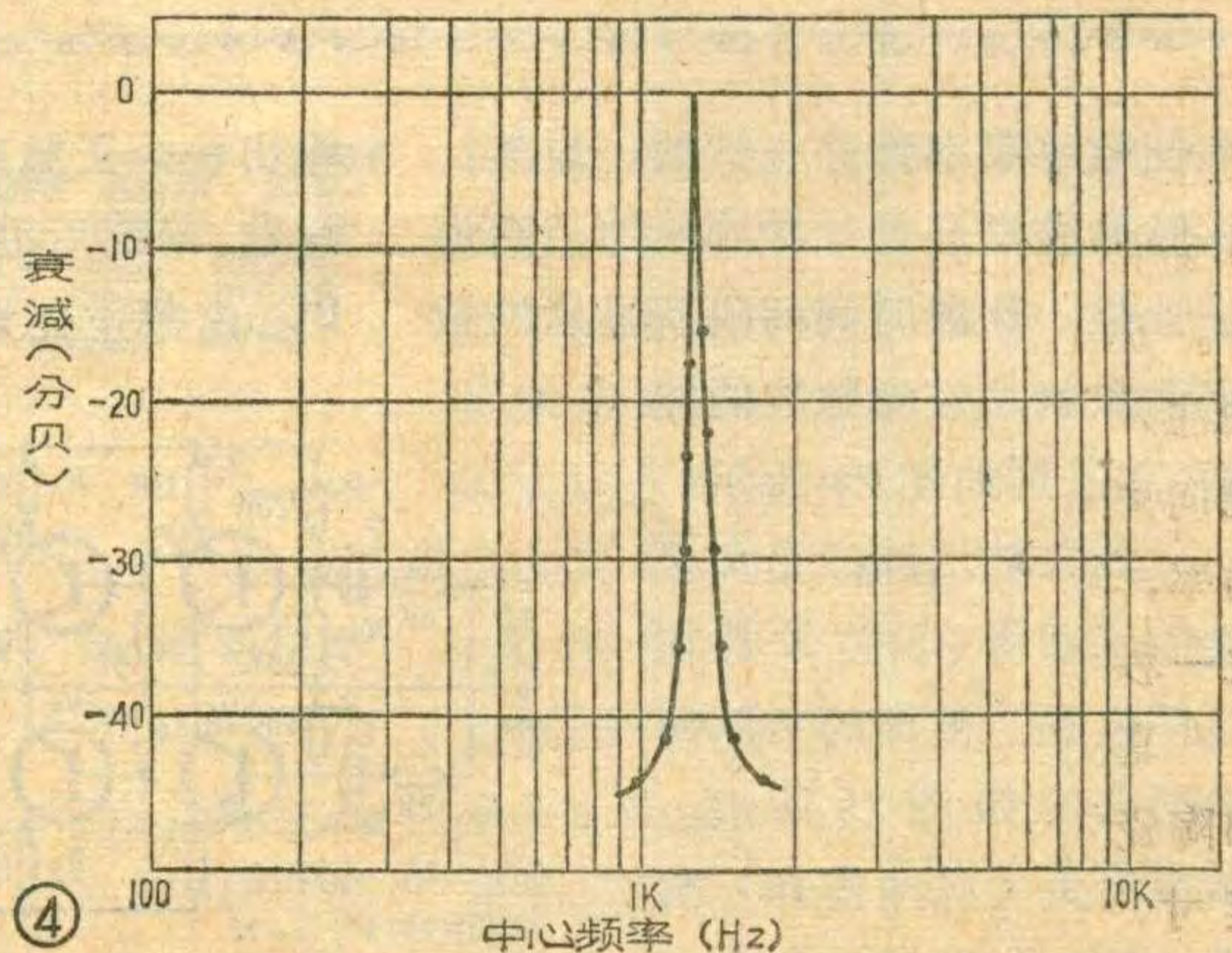
第一个时钟脉冲将使无源滤波器 R_1C_{1-1} 接通，第二个时钟脉冲使无源滤波器 R_1C_{1-2} 接通……，第八个时钟脉冲使无源滤波器 R_1C_{1-8} 接通，并照此循环往复。

这种开关式滤波器的带宽 $\Delta f = \frac{1}{NR_1C_1}$ ，中心频率 $f_0 = \frac{f_c}{N}$ 。当时钟脉冲频率为10KHz， $R_1 = 100K\Omega$ ， $C_1 = 0.1\mu f$ 时， $\Delta f = 12.5Hz$ ， $f_0 = 1.25KHz$ 。

图4是该开关式滤波器的实测频率特性曲线。

运算放大器FC54C和电阻 $R_2 \sim R_6$ 、电容 $C_2 \sim C_4$ 组成有源低通滤波器，通过该低通滤波器可将阶梯波变成正弦波输出。低通滤波器的截止频率为2.5KHz。

如果用开关式滤波器的数字输出代替时钟脉冲，则该电路可以构成跟踪滤波器。





实验光能电话

美国贝尔电话实验室设计了一种实验光能电话机，里面装置了一个通过光导纤维能够接收和发送光信号的光电探测器。光电探测器将它接收的光能的一半以上变换为电能，既用作供给电话机的电源，又传输各种电信信号。

光电探测器能够探测以一种波长输入的光脉冲，并以另一种波长的信号发出，实际的光电能转换效率，经测定，在0.81微米波长时为56%。

由于一个小型半导体激光器可以提供足够的能量，不仅可供通信，而且能驱动电话机的部件，因此，光能电话机将不需要外部供电或自备电池。

这种实验光能电话，还将间歇的激光脉冲变换为电脉冲，以“振铃”呼叫。“振铃”装置是一种电声设备，由受交变电压作用而产生振动的压电元件薄片构成。

(蒋泽仁译)

强力真空开关管

国外研制成一种最强力的真空开关管，其开关功率可达25兆瓦。这相当于同时开动300000台电视机工作时所需要的功率。这种强力真空管将用于核聚变试验反应堆中。真空开关管的功能是接入和控制注入核聚变反应堆的离子束，它能向离子束提供25000千瓦的脉冲功率，脉冲的持续时间在几百万分之一秒到几秒之间。

真空开关管由铜、不锈钢、钨和陶瓷等材料制成。其直径为22英寸，长42英寸、重320磅。真空开关管的阳极功耗为2兆瓦。仅

加热阴极就需要16千瓦。整个管体由每分钟以250加仑流量流过管子阳极部分的水来冷却。

(蒋泽仁译)

非晶体太阳能电池

国外研制成了一种新的太阳能电池，它的特点之一是用非晶硅代替单晶硅。传统的太阳能电池是从单晶硅上切下来制成的300微米厚的硅片，而新电池的制法完全不同，它用电子方法在玻璃衬底上形成一微米厚的硅薄膜。制造工艺是这样的：把一定数量的气态硅和杂质放在真空容器里，利用高频加热产生真空扩散，气态硅就变为等离子体，在玻璃衬底上形成一微米厚的薄膜。与生产传统的单晶硅太阳能电池相比，新工艺耗硅量不到传统的百分之一。

这种新的太阳能电池在日光灯下可发电0.5伏，比传统太阳能电池的0.3伏高出60%。随着大规模生产设备的完善，新太阳能电池的成本比现在用于计算器中的锂电池，可能还要低。

(木易译)

涂金属颗粒材料的盒式录音磁带

自从录音磁带问世以来，一直采用各种金属氧化物作为涂敷录音带表面的材料。现在，国外研制出一种新型录音带，它不用金属氧化物颗粒，而用精细的金属颗粒作为涂敷材料。预期这种磁带对于录音和录象技术的发展，都将给予很大的推动。这种新型磁带的性能超过了目前市场上最优质的涂有金属氧化物颗粒的磁带。这种金属磁带可以用目前通用的录音机进行放音，但是要想得到满意的录音效果，还需要配用新型的录音机。

在经过专门改装以适应金属磁带特性的录音机上进行录音、消音

和放音的实验结果表明，其最大输出较典型的氧化铬磁带好5~10分贝；较其他磁带的输出至少高两倍。不过这还要取决于所选用的频率。

采用这种涂有金属颗粒的磁带将能降低失真，展宽高频频响，改善信噪比并提高最大输出功率。

与目前通用的磁带相比，新型金属磁带还具有记录密度高，允许提高录制速度等优点。它的录制速度可以达到15~16英寸/秒，而且能够比目前常用的3英寸/秒的记录速度获得更好的音质。

(蒋泽仁译)

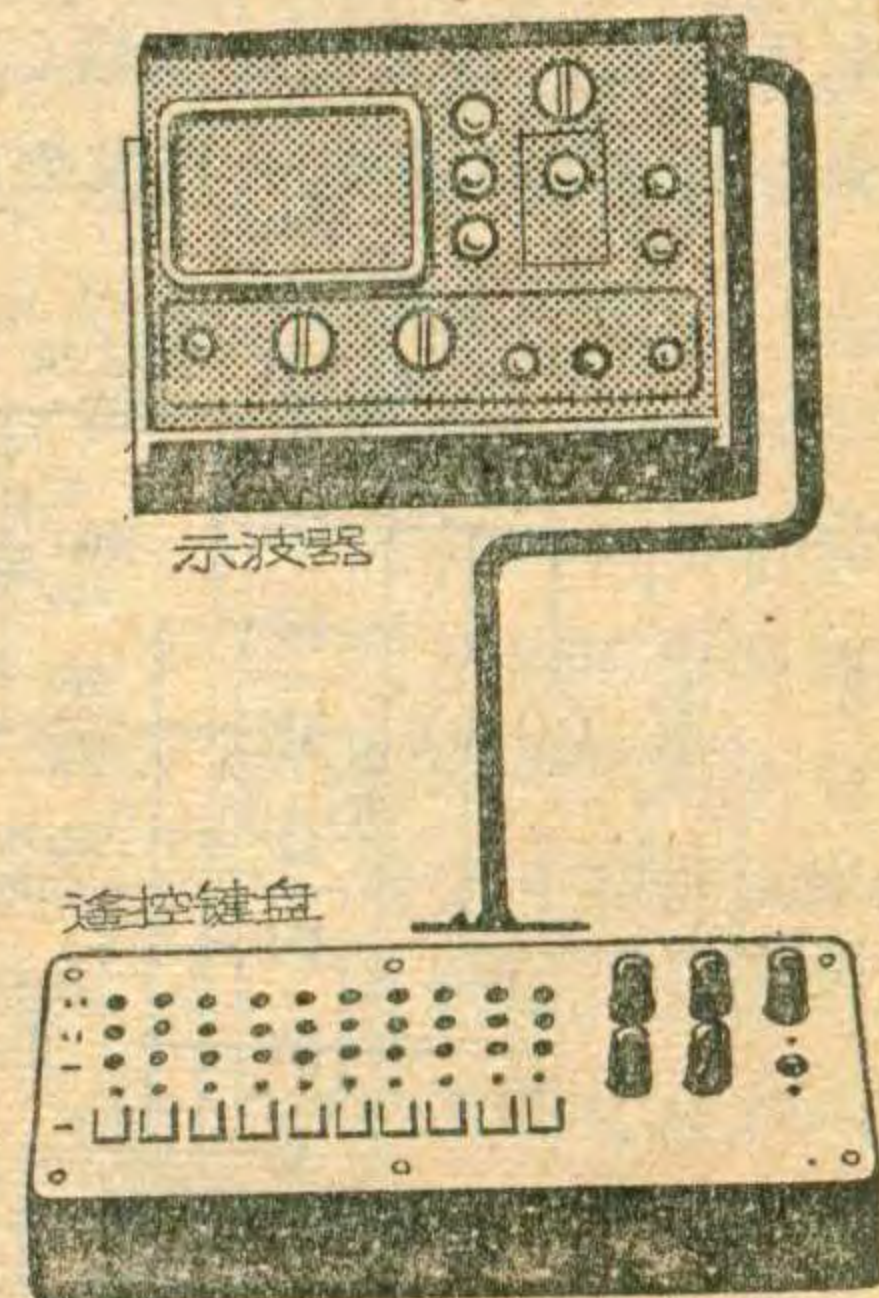
可编程序的双迹示波器

国外生产一种可编制程序的双迹示波器，这种示波器具有随机存取存储器，其中可以存储十种不同的程序，示波器的全部功能几乎都被编入了程序。因此，原来在生产线上、实验室里要旋动千百次旋钮的重复劳动，如今可以由编制的程序来一一完成。

这种示波器既可在保持程序的条件下用手工操作，也可以用附加的遥控键盘遥控操作。示波器还装有电视同步线路，可用来测量电视机和磁带录象机。

这种示波器的示波管屏幕直径130毫米，灵敏度每格5毫伏，频带宽度15兆赫，有五档可预置的垂直位置(0、±2、±4)。

(李德铝编译)



飞跃 9D3型电视机的调整

费 钢

自从本刊1977年第1、2期介绍了“飞跃9D3”型电视机以来，收到不少读者来信，要求介绍有关调试、检修方法。

这里先着重介绍使用万用表进行调试的方法，同时也对使用仪器进行调试的方法作一些必要的说明。

直流稳压电源

稳压电源是保证整机正常工作的基础。特别是在业余自制的条件下，一般是依靠本机直流稳压源作为调试其它各部分电路的供电电源。因此，首先要使它能正常工作。图①是稳压电源电原理图，其中未加括号的电压值是外接 10Ω 负载电阻时的电压值（即1.2A），它比实际工作总电流略大。括号内的数值是空载时的电压值。

调整时，在空载（即不接外负载）状态下调节取样电位器 $9W_1$ ，使A、B两点间直流电压为 $12.2\sim 12.3V$ 。有时，可能会遇到，由于基准管 $9BG_6(2CW15)$ 稳压值偏离较大，使输出电压调不到 $12.2\sim 12.3V$ ，或偏高或偏低的情况。这时，改变 $9R_6$ 的阻值，可以得到解决。

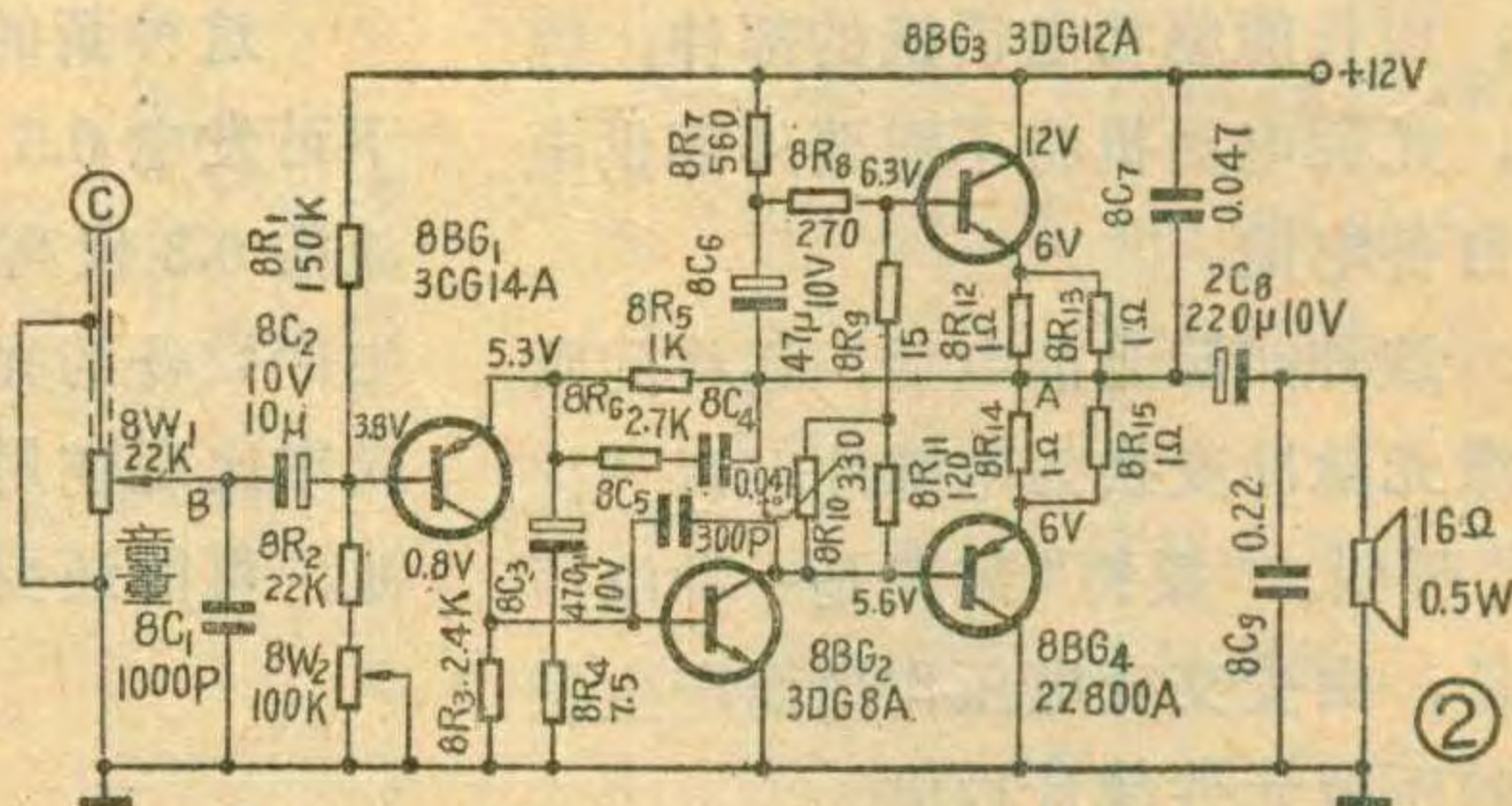
当接上 10Ω 负载电阻后，输出电压将下跌到约 $12V$ 。正常情况下，下跌值不会大于 $0.3V$ ，否则表明有故障。须说明一点，这里用的 10Ω 负载电阻功率应大于15瓦，否则长时间工作会被烧毁。假若手头只有小功率（ $0.5瓦\sim 1瓦$ ）电阻作假负载，接上该负载的时间，应尽量短。只要能观察到，输出直流电压与空载时的电压相比，有无明显跌落（ $>0.3V$ ）即可。

调整管 $9BG_3$ 集电极与发射极之间的电压降是否

正常，对稳压电路性能好坏关系很大。一般接有 10Ω 负载时为 $5\sim 6V$ ，过小会造成交流纹波增大。一般都是因整流部分或电源变压器有故障引起的，应予以排除。

经上述调整检查无误后，则表明稳压电路基本正常。

如果使用仪器进行调试、检查，则外接 10Ω 负载时，稳压电源应达到下列二项指标：（1）交流电源电压在 $220V\pm 20V$ 范围内，输出直流电压应保持在 $12V\pm 0.2V$ 。在负载两端用交流毫伏表测得的纹波电压值应小于 $2mV$ 。（2）当交流电压跌落到 $180V$ 时，输出直流电压跌落（与交流电压 $220V$ 时相比）不超过 $0.5V$ ，同时纹波电压应小于 $5mV$ 。



低频放大电路

本机低放电路和直流稳压电源电路合用一块单独的印制板。因此，稳压电源调试完毕后即可调试低放电路。低放级电原理图及有关电压值见图②。调试时，应接上喇叭（ $16\Omega 0.5W$ ）。唯一需要调整的元件是电位器 $8W_2(100K)$ 。其作用是将低放输出级中点电压（ $8R_{12}$ 与 $8R_{14}$ 连接处）调整到 $6V$ 左右。调毕用金属起子触及低放输入端B（电容 $8C_2$ ）时，喇叭发出清晰的“嘟嘟”声，表明工作正常。输出级的工作电流，由设计保证，不需要调整，正常值为 $20mA$ 左右。若元件损坏或装错（尤其是 $8R_9\sim 8R_{11}$ ），会造成末级管（ $8BG_3$ 、 $8BG_4$ ）静态电流过大。这很容易判断，此时末级晶体管发烫。

行扫描电路初调

由于显象管正常工作所需的高压、中

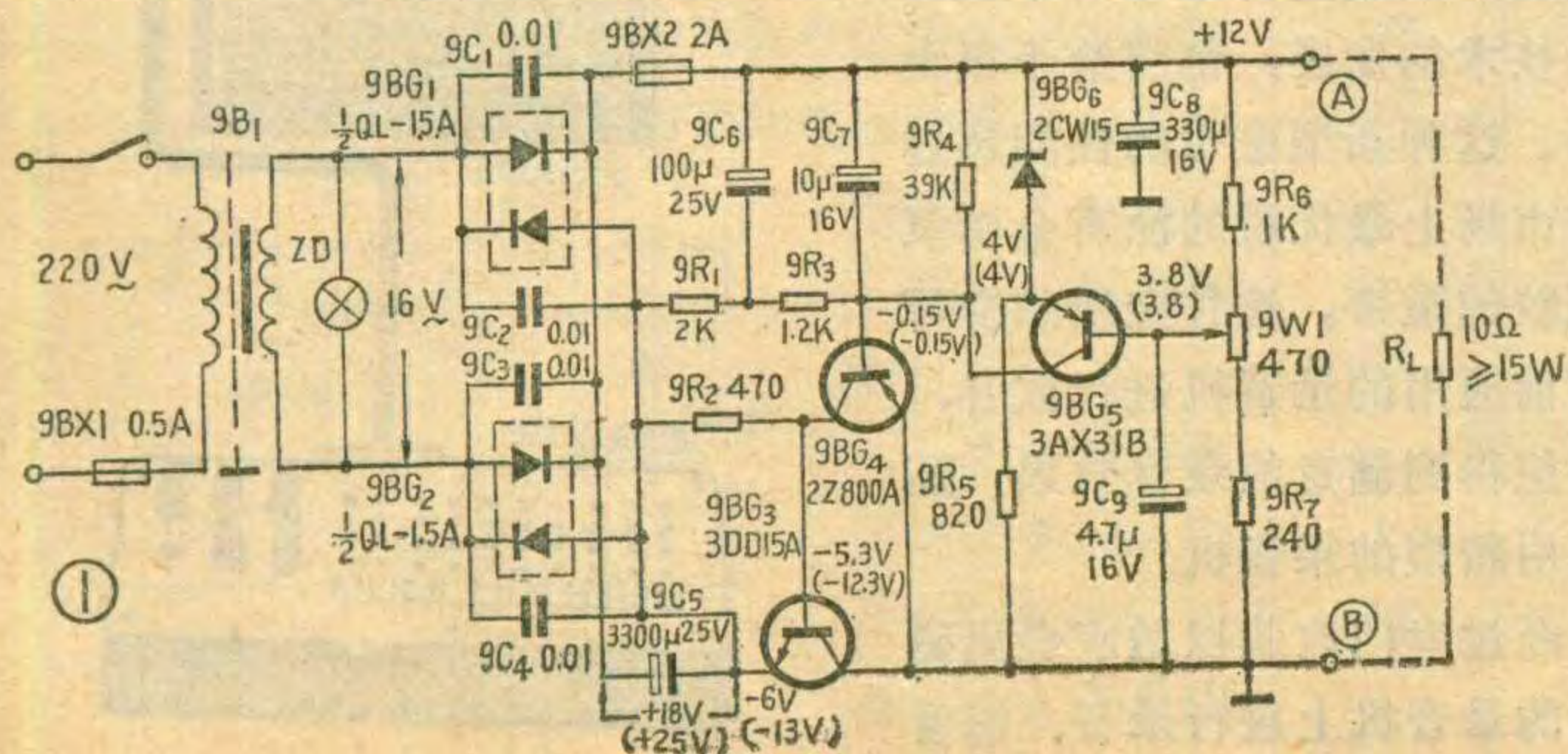
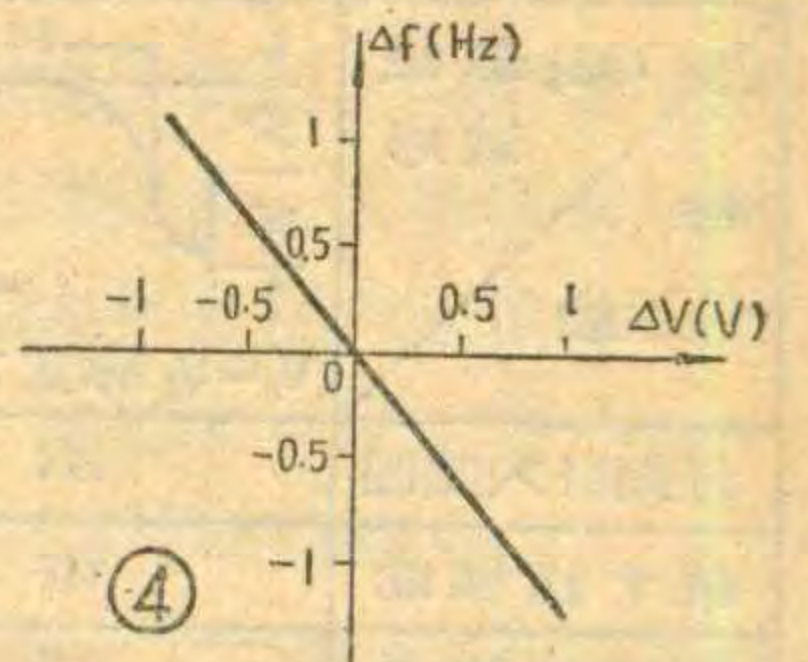


表 1

元 件 参 数	振荡频率	脉冲宽度	压控灵敏度	实 用 数 值
7L1 绕组匝数比	↑	↓	↑	530匝; 230匝
7BG4 β 值	↑	↓	↓	选用60~90
7C8 容量	↑	↓	↓	0.01 μ f
7C9 容量	↑	↑	↑	0.068 μ f
7R10 阻值	↑	↓	↑	选用 27K~43K
7R9 阻值	↑	↑	↓	选用3.9K~4.7K



冲宽度和压控灵敏度。但应注意，压控灵敏度不能调得太高，否则会带来：脉冲宽度变得太窄，容易出

压、亮度控制电压、聚焦电压以及视放末级 100V 电源电压，都由行扫描电路产生，所以先调这部分电路。图③是行扫描(包括 AFC)电原理图。在未确定整个行扫描电路能否正常工作之前，先不接入行输出管(将行输出管基极串联电感 7L5 断开即可)，以免由于行振荡或行推动级的故障引起行输出级电流过大，损坏元件。具体调整方法如下。

(1) 行振荡级。先检查它是否起振。可测量行振荡管 7BG4(3CG14A)集电极电压，正常值应为 2V 左右。然后将行振荡线圈 7L1，任意两个引出脚人为短路一下，此时 7BG4 集电极电压将升高到 4V 左右。若此电压无变化或变化异常，则说明行振荡级有故障。但须注意，人为短路动作要迅速，以免长时间电流过大，损坏行推动管 7BG5(3DG12A)。

这是一种压控式振荡电路，即振荡频率受晶体管直流偏置电压的控制。其控制特性大致如图④所示。横座标表示直流控制电压的变化量 ΔV (单位: V); 纵座标表示相应的行频变化量 Δf (单位: H_z)。特性曲线斜率约为 $1.2KHz/V$ ，即行振荡级控制电压变化 1V 时所引起的行频变化为 $1.2KHz$ 。斜率越大表明控制灵敏度越高，因此称这一斜率为行振荡器的压控灵敏度。显然，行频引入范围取决于压控灵敏度 $\Delta f/\Delta V$ 和 ΔV 两个因素，其中直流控制电压 ΔV ，由 AFC 鉴相回路决定。因此，对于同样的 ΔV ，提高压控灵敏度就可以增大引入范围。表 1 列出了有关元件参数对行振荡频率、脉冲宽度及压控灵敏度等性能的影响。

一般是采取适当选择 7R9、7R10 的阻值来调整脉

宽度和压控灵敏度。但其现象是行输出管(7BG6)功耗增大，管子发烫甚至烧毁；使 AFC 电路抗干扰能力变差，行振荡频率容易受外来干扰信号影响而变得不稳定，尤其是接收弱信号时，图象边缘出现很多毛刺。因此，调整时采取折衷的方法，即当行频引入范围(或压控灵敏度)能满足要求时，尽量将 7R10 的阻值减小，使脉冲宽度尽可能大些。尤其是当行输出管 7BG6 特性比较差(如 β 值较小)时，只能靠牺牲行频引入范围来换取脉冲宽度的增加，以保证行输出管可靠工作。一般 7R9 取为 4.7K、7R10 取为 30K 左右。此时，脉冲宽度约 $18\mu S$ 。通过测量行振荡管集电极直流电压，可以大致估计脉冲宽度，见表 2。

表 2

7BG4 集电极电压	1.8V	2V	2.2V
脉冲宽度	$16\mu S$	$18\mu S$	$20\mu S$

采用示波器观察 7BG4 基极波形，则不但能诊断行振荡级是否正常工作，同时，还可以根据波形，大致判断行振荡级的性能，见表 3。

(2) 行推动级。这一级的作用是为行输出级提供一个具有足够宽度($>17\mu S$)的负极性激励脉冲。脉冲宽度已由行振荡级确定，而脉冲极性，则取决于行推动变压器 7B1 的初、次级绕组相位关系。一般情况下，这一级实际上不必进行专门检查。但在自制行推动变压器时，初、次级绕组及起讫端，决不可弄错。否则会使激励脉冲幅度不正常或成为正极性脉冲，造成行

输出管工作不正常，功耗增大甚至损坏。可采用万用表判别行推动变压器的初、次级是否接错、相位是否正确。方法是：按照图⑤a，在 7B1 次级接上两个由普通二极管(2AP9 或 2CP10

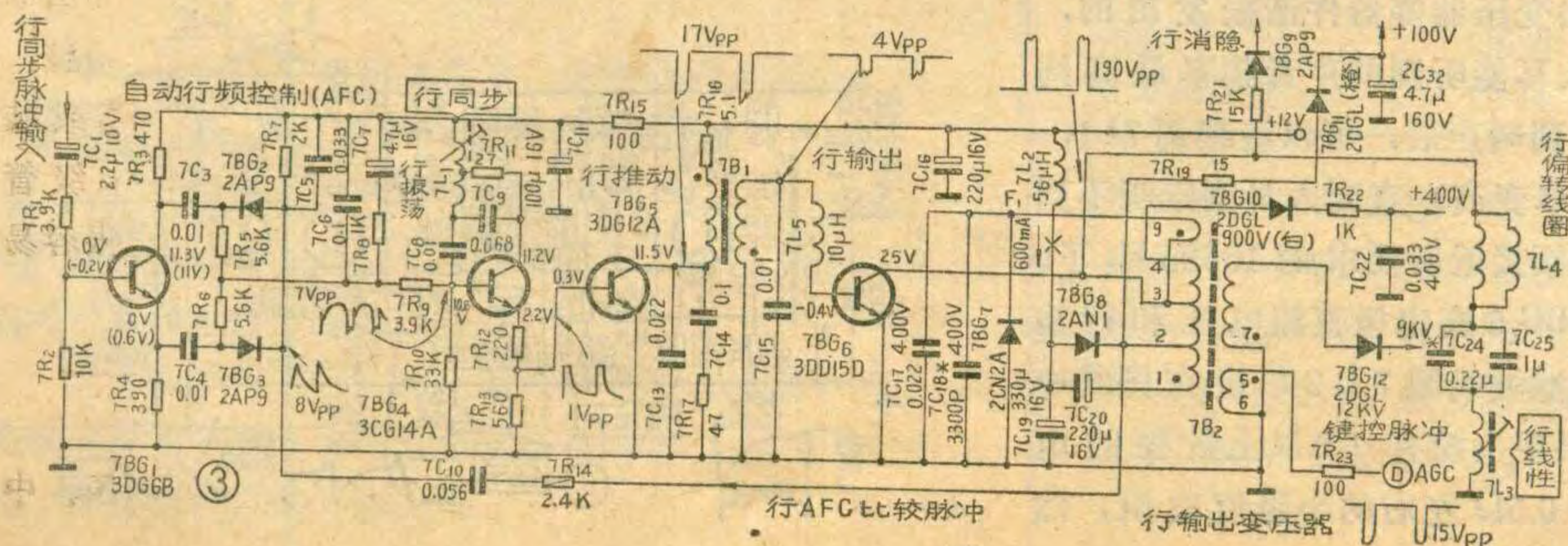
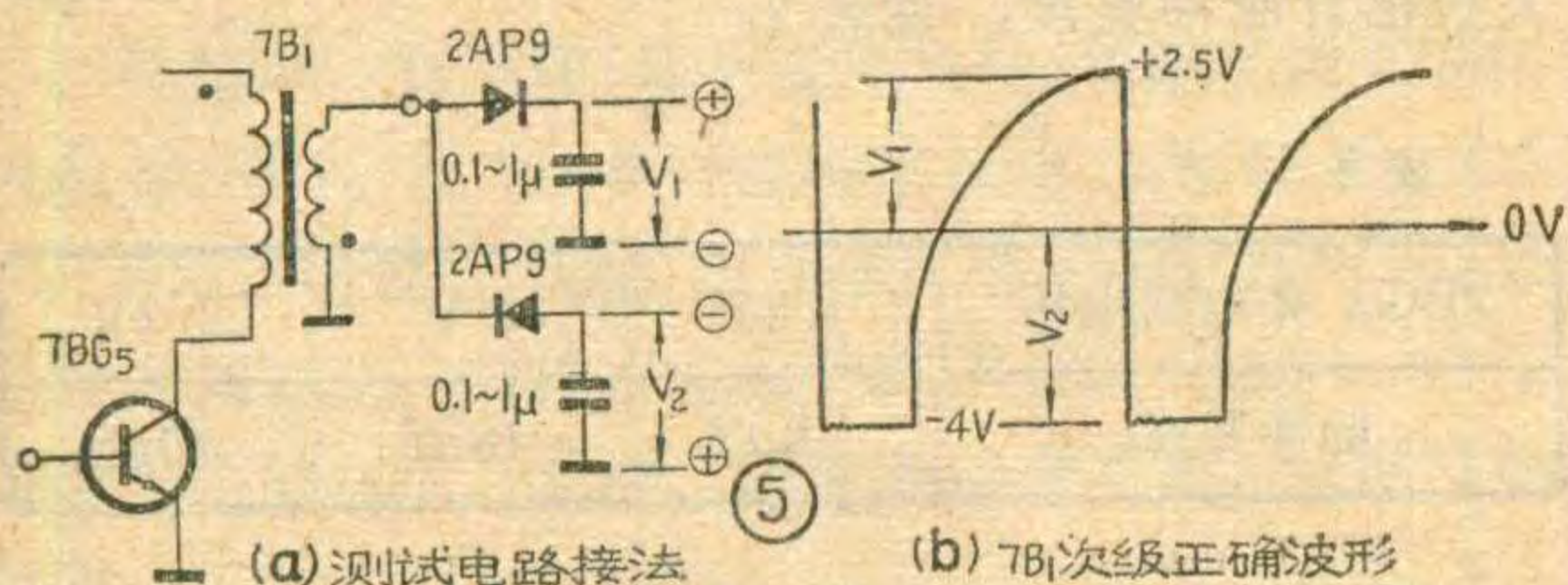


表3

性能	7BG ₄ 基极波形		
行频引入范围	小	较大	大
抗干扰性能	好	较好	差
行激励情况	好	尚可	容易出现行激励不足

等)和电容(0.1~1μ)组成的整流电路。用万用表测量电容两端的直流电压 V₁ 和 V₂, 它们的极性如图所示。①当 V₁+V₂ 超过 10 伏, 则说明初、次级接反。②若 V₁+V₂ 为 7 伏左右, 而且 V₁<V₂(一般 V₁=2.5 伏; V₂=4 伏), 则表明 7B1 接的正确。③若 V₁+V₂ 等于 7 伏左右, 但 V₁>V₂(如 V₁=4 伏; 而 V₂=2.5 伏), 则表明 7B1 相位接反, 应将次级(或初级)两个引出头交换位置。图⑤b 为 7B1 次级的正确波形。按上述方法测得的 V₁、V₂ 数值, 相当于峰值电平。若 7B1 绕组引出头接错, 则波形会发生改变, 出现①、③两点所述结果。

(3) 行输出级。前面两步工作完成后, 开始检查行输出级的工作情况。先将行输出管接入电路, 并接上偏转线圈(暂时不连接显象管)。应注意, 这一级



工作在大电流高电压状态, 最容易出故障。一旦发现异常现象如行电流过大、晶体管发烫、电阻烧毁等, 应立即切断电源。在排除故障的过程中, 开机时间不能过长, 以免引起元件损坏。这部分电路的调整关键, 是使行输出管集电极工作电压和直流消耗电流(即行电流)应接近正常值, 分别为 24 V 和 600mA 左右。由于这两个数值(特别是行电流)与行振荡频率有关, 为此先要把频率调整到行频——15625 Hz 附近。方法是: 调节行振荡线圈 7L1, 使出现尖叫声(这种尖叫声是由行输出变压器等器件谐振发出的, 不是喇叭发出的)。因人耳能听到的声音频率最高约 15KHz 左右, 所以当听到叫声后, 可以继续调 7L1, 使叫声愈来愈尖(即频率变高)直到人耳刚刚听不到为止。此时, 可以认为行频接近所要求的 15625 Hz 了。行频调好以后, 测量 7BG6 集电极直流电压和行输出级电流。电流表应与滤波线圈 7L2 串接在图③中 7L2 附近“X”处。如果手头没有 1A 以上量程的电流表, 也可以换成一个 0.5Ω 左右的小阻值电阻, 然

后测量该电阻上的直流压降, 再根据公式 $V=IR$ 计算出相应的行电流。若检查结果正常, 一般说来整个行扫描电路不会出大问题了。

400 V 电压和视放 100 V 电压分别在 7C22 两端和 2C32 两端进行检查, 误差应在 10% 以内, 为基本正常。然后, 将显象管接上, 屏幕上应出现一条水平

亮线(此时应将亮度关暗一些, 以免损坏荧光屏)。若无亮线则故障多在 +9KV 高压发生部分。尤其是自绕行输出变压器, 由于高压包与低压包相位关系容易搞错, 会无 9KV 高压, 造成“无光栅”故障。

帧扫描电路初调

帧扫描电路如图⑥。出现水平亮线以后, 将帧扫描电路(包括帧偏转线圈)接通, 荧光屏上应出现矩形光栅。否则有故障, 应予检查排除。

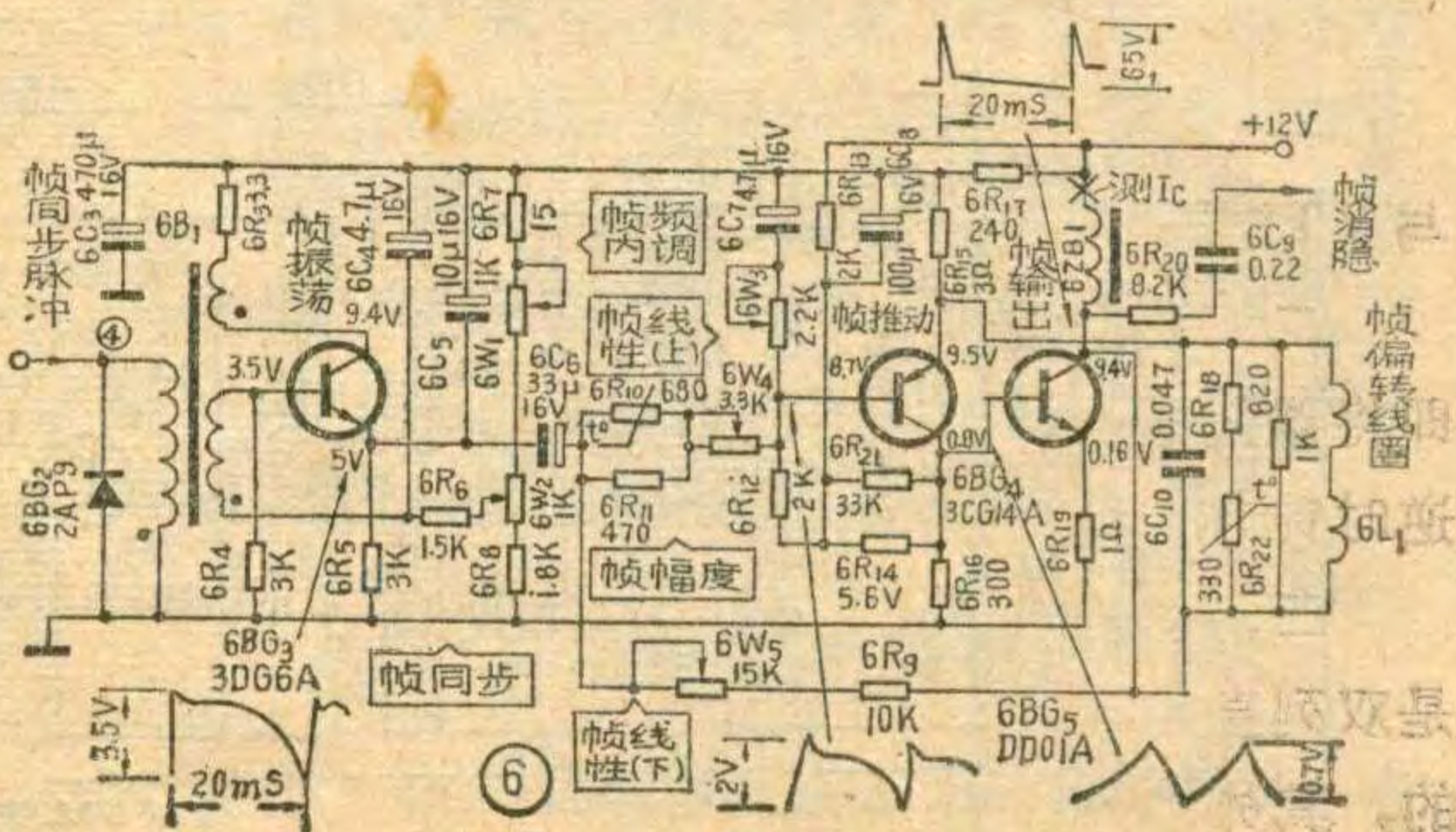
帧扫描初调, 主要是调整末级晶体管 6BG5 (DD 01A) 集电极电流 I_c。I_c 与 6BG4 和 6BG5 的 β 值以及电阻 6R21 (33K*) 有关。β 值越大(或阻值越小)则 I_c 越大。一般是选配电阻 6R21 的阻值(27K~100K 之间)使 I_c 为 150~170 mA。若嫌直接测量 I_c 不方便, 亦可改为测量 6BG5 发射极电压 V_e, 使 V_e 为 0.15~0.17V。若 I_c 偏离正常值太远, 会使帧线性变差及帧幅度不足。然后调节电位器 6W4, 使光栅垂直方向幅度(帧幅)恰好满幅。

帧幅、帧线性以及行幅、行线性的细调, 待接收到电视信号后再进行。

AFC 电路和同步电路

扫描系统正常后, 为了使通道系统的调整能顺利进行, 首先应保证 AGC 电路和同步电路基本正常。否则即使能收到电视信号, 也无法使图象稳定下来。尤其当 AGC 电路有故障时, 甚至会造成通道系统无法工作。因此, AGC 电路调整得好坏, 对图象的稳定性关系极大。图⑦是 AGC 和同步电路图。AGC 电路内需要调整的元件有三个:

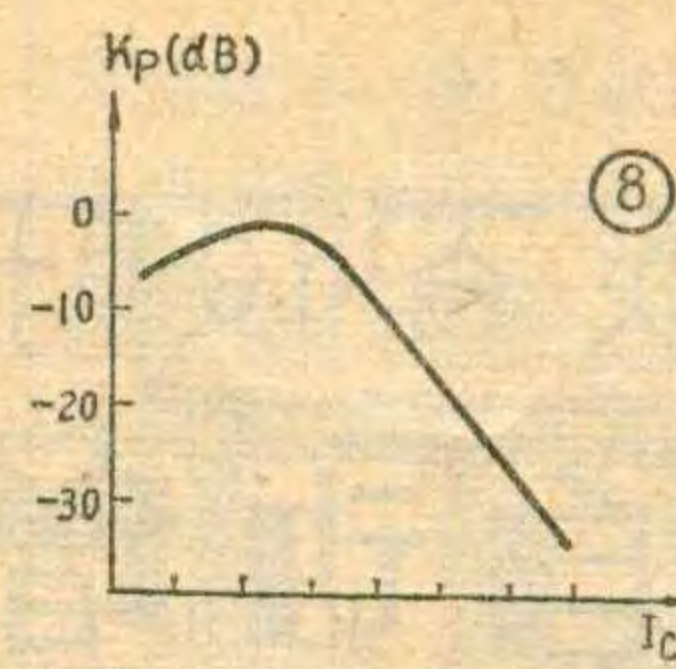
(1) 调节电位器 4W2, 使在测试点 TP5 上测



得的直流电压约为 2.8 V。该电压是一、二中放晶体管 (3 DG56) 的基极偏置电压。3 DG56 的增益 K_p 与其集电极电流 I_c 的关系见图⑧。一般说来, I_c 在 4 mA 附近增益最大, I_c 在 5 mA 左右出现增益下降的趋势, I_c 继续增长, 则 K_p 迅速下降。因此, AGC 起控点大致在 $I_c = 5$ mA 处。考虑到一、二两级中放管的发射极电阻 (2R4、2R8) 为 390Ω 及硅管基极——发射极正向压降等于 0.7V, 因此对应的发射极电压 V_e 约为 1.8~2 V, 基极电压 (即测试点 TP5 电压) 值约为 2.5~2.8V。该点电压调得过低或过高, 都会使中放增益降低, 整机灵敏度降低。

(2) 选配电阻 4R13 ($240 \Omega^*$) 使 AGC 闸门管 4BG3 (3CG14A) 发射极电压 V_e , 比基极电压 V_b 低 0.5 V 左右, 即 $V_{be} = 0.5$ V 左右。这里, V_b 是固定的, 等于视预放管 2BG5 发射极电压约 2.8 V, 若相差过多则有故障, 大多在视预放级。 V_{be} 的大小决定了视频检波后全电视信号幅度大小。 $V_{be} = 0.5$ V 时, 检波后的全电视信号幅度约等于 $1.2 V_{pp}$ 。幅度太小, 会造成图象对比度不足; 太大则容易超出中放级动态范围, 造成同步不稳定。最大不得超过 $1.5 V_{pp}$, 即反偏电压 V_{be} 不得超过 0.8 V。

(3) 调节电位器 4W1 使“延迟式”高放 AGC 放大管 4BG1 基极电压比发射极高 1~1.5 V 即 $V_{be} = 1 \sim 1.5$ V。4BG1 反偏电压 V_{be} 越大, 高放 AGC 动作



越迟。高放 AGC 起控太迟, 会使交叉调制变得严重 (图象出现扭曲、错格现象), 而起控太早会使图象信噪比变差。这里调 4W1 使 $V_{be} = 1 \sim 1.5$ V 比较适中。

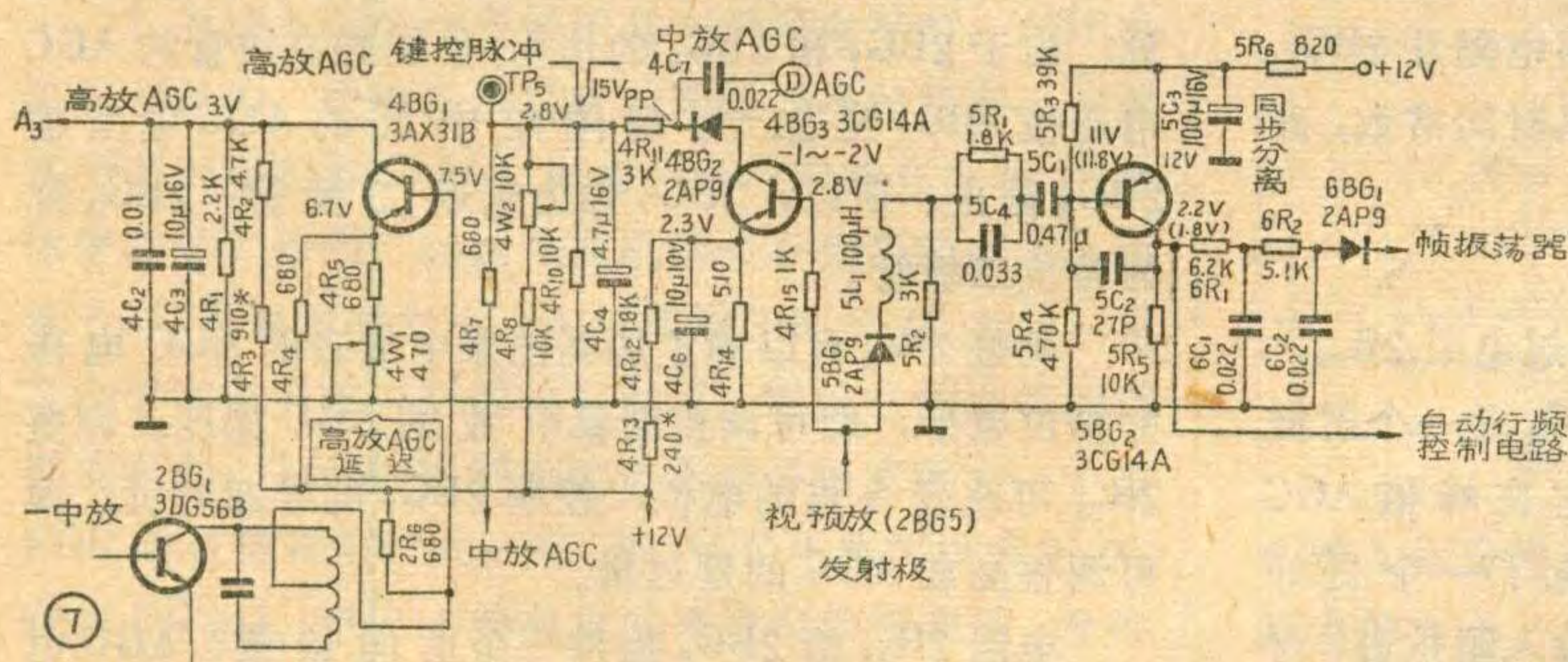
使 AGC 回路正常工作的另一个关键是 4BG3 集电极应施加一个负极性的行逆程脉冲 (即键控脉冲)。这个负极性脉冲是由行输出变压器 (7B2) 的键控脉冲绕组提供, 幅度约 $15 V_{pp}$ 。用万用表测量 4BG3 集电极直流电压, 正常值应为 $-1 \sim -2$ V, 否则表明集电极上没有负极性的脉冲。故障原因大多是二极管 4BG2 损坏 (断路或反向漏电流过大) 或行输出变压器 7B2 键控脉冲绕组断线。若是自制行输出变压器, 该绕组相位 (起讫头) 接反, 也无负极性脉冲。这里所以能测得 $-1 \sim -2$ V, 是因二极管 4BG2 实际上对键控脉冲进行了负向整流的缘故。也可以用示波器观察键控脉冲。

通过以上调整检查, 基本上能保证收到电视信号后, AGC 电路能正常工作。

同步电路主要检查同步分离晶体管 5BG2 (3CG14A) 集电极电压, 应为 2~5V。电压过低会使分离灵敏度降低, 尤其在接收弱信号时, 同步性能变差。电压过高会使图象信号与同步脉冲一起被切割出来, 使同步受到破坏。通常, 该电压值, 由电阻 5R3 和 5R4 的阻值

决定, 不需要调整。但是当 5BG2 所使用的晶体管 β 值较低时, 集电极电压可能低于 2V, 此时可适当减小 5R4 (470 K) 阻值, 使电压升高到正常值。

行 AFC 电路是否正常, 一般要在实际接收电视信号时才能发现。可先检查 7BG1~7BG3 管及电容 7C1 是否良好。收到图象后, 如有故障再进一步检查排除。 (待续)



常用 CMOS 数字集成电路 型号及外引线排列表

封三说明

一、表中所用的逻辑符号, 除四双向开关外, 均与 TTL 一致, 并且全部为部颁标准符号。

二、表中所列品种的外引线顺序与 TTL 一致, 即将器件按外壳上商标型号位置正放, 由左下角起按逆时针方向, 依次为 1、2、3……

三、表中所列各品种, 不论外壳形状是扁平的还是双列直插的, 也不论外壳材料是陶瓷的还是塑料的, 其外引线排列全部一致。

型号 / 电路名称	8V~12V	7V~15V	3V~18V
4 输入端双与门	C001	C031	C061
4 输入端双或门	C002	C032	C062
六非门	C003	C033	C063
四双向开关	C514	C544	C574

四、根据部标规定, 同一品种按电源电压工作范围分为三档, 分别给出三种型号。第一个型号对应的电源电压为 8 V~12 V; 第二个型号对应的电源电压为 7 V~15 V; 第三个型号对应的电源电压为 3 V~18 V。现举例说明如附表所示。

(黎 彤)

电视机 电路分析

联合设计 31 厘米 电视机

自动增益控制电路 续

安永成 朱德辉

要提高峰值 AGC 电路抑制低频干扰的能力，必须设法提高 AGC 电路的动态特性，一般采取以下措施：(1) 提高 AGC 系统的环路增益。(2) 选择增益衰减特性斜率较大的受控晶体管。(3) 正确地选择 AGC 电路的时间常数，使 AGC 系统的反应速度能够跟上低频调制的变化。如果充电电容 $2C_{40}$ 选得太小，就会使输出的 AGC 电压波动较大，控制通道增益的结果，容易使行同步脉冲受到压缩。这样就会产生 AGC 电路与行 AFC 电路的牵引，减小行引入范围。同时，也不容易满足峰值检波的条件。相反，如果 $2C_{40}$ 选得太大，虽然容易满足 $R_1 C \gg 64 \mu S$ 的峰值检波的条件，但是增大了 AGC 的时间常数，使反应速度变慢。为了减小时间常数，提高 AGC 的反应速度，同时也要满足峰值检波的条件，可选用 β 值较大的 AGC 直流放大管。一般 $2C_{40}$ 选 0.1μ 左右。

另外，还要求检波二极管 $2BG_{10}$ 的反向电阻越大越好，否则 $2C_{40}$ 还会通过 $2BG_{10}$ 的反向电阻及 $2BG_{11}$ 的输出阻抗放电，从而减小 $2C_{40}$ 的放电时间常数，破坏峰值检波的条件。

2. AGC 电压的放大电路

电容 $2C_{40}$ 上形成的 AGC 电压，经过电阻 $2R_{39}$ ，送到晶体管 $2BG_9$ 的基极进行放大， $2BG_9$ 是一个射极跟随器，输入阻抗高，输出阻抗低，它在峰值 AGC 检波电路与 AGC 延迟分配电路之间，起了一个良好的隔离和阻抗匹配作用。AGC 放大级输入阻抗高，对满足峰值检波条件有利，输出阻抗低有利于提高 AGC 电路的控制能力。

3. 高、中放 AGC 电压的分配和延迟电路

中放 AGC 未起控前，受控图象中放的固定偏置主要由 $2R_{36}$ 、 $2R_{37}$ 、 $2R_{35}$ 、 $2W_2$ 分压决定，调整 $2R_{36}$ ，可使中放增益为最大。因为联合设计 31 厘米电视机的中放晶体管采用的是 3DG56A，所以，最大增益（即起控点）时的电流为 3.5mA 左右。这时中放管基极的固定偏压为 $1.8 \sim 2.1 \text{V}$ 。高频放大器的固定偏置由 $2R_{29}$ 、 $2W_1$ 、 $2R_{31}$ 分压决定，调节 $2W_1$ 可使高放的增益达最大值。因为高放采用的是 3DG56B，所以，最大增益（起控点）时的电流约为 3mA （对于同一晶体管来说，起控电流随频率的升高而下降）。这时高放的固定偏压约为 3V 。

当输入信号较小时，AGC 系统不工作，没有 AGC 电压输出，通道处于最大增益状态。输入信号幅度增加到一定程度后，AGC 电路开始工作，中放 AGC 开始起控，此时，图 5 电路中的 C 点电压比 B 点高，所以， $2BG_8$ 处于导通状态。随着输入信号强度的增加，B 点电压和 C 点电压同时上升。由于 C 点电压即为中放的偏置电压，结果使中放增益下降。而 A 点电压比 B 点电压高，所以， $2BG_7$ 仍处于截止状态，此时，高放偏置固定不变，仍处于最大增益状态。

当 B 点的 AGC 电压随着输入信号强度的增加而上升到比 A 点电压高时， $2BG_7$ 导通，这时，高放 AGC 开始起控，使高放增益下降。与此同时，B 点电压高于 C 点电压， $2BG_8$ 截止。由于 $2R_{33}$ 的衰减作用，使中放 AGC 电压的上升速率减慢，所以，被箝定在某一固定电压上，从此，中放增益基本保持不变。以后 AGC 电压再增加，主要使高放增益衰减。也就是说，由于 $2BG_7$ 和 $2BG_8$ 的作用，使加到高放管的 AGC 电压被 $2BG_7$ 延迟；加到图象中放的 AGC 电压被 $2BG_8$ 截止。所以， $2BG_7$ 称为延迟二极管； $2BG_8$ 称为箝位二极管。

调整 $2W_2$ 可以确定加到图象中放去的 AGC 电压的箝位电平，即可调整图象中放的 AGC 深度。调整 $2R_{29}$ 可改变 A 点的电位，控制 $2BG_7$ 的导通时机，即可调整高放 AGC 的延迟量。

电阻 $2R_{32}$ 给 $2BG_8$ 提供一个正向偏置，AGC 电压较小时，使 $2BG_8$ 处于导通状态。电阻 $2R_{34}$ 使 C 点电压与中放固定偏置电路连接起来，目的是为了 C 点 AGC 电压上升时，中放偏压也随之上升，以便控制中放增益的衰减。其阻值的大小对图象中放的 AGC 深度也有一定的影响。电容 $2C_{39}$ 为 AGC 电压的滤波电容，起平滑 AGC 电压的作用。此电容不能选得太大，否则容易使动态 AGC 性能变差。此外，电路中还接入了热敏电阻 $2R_{35}$ 、 $2R_{10}$ ，目的是利用热敏电阻的负温度系数来补偿因机内温度上升时，引起的 AGC 系统的不稳定。

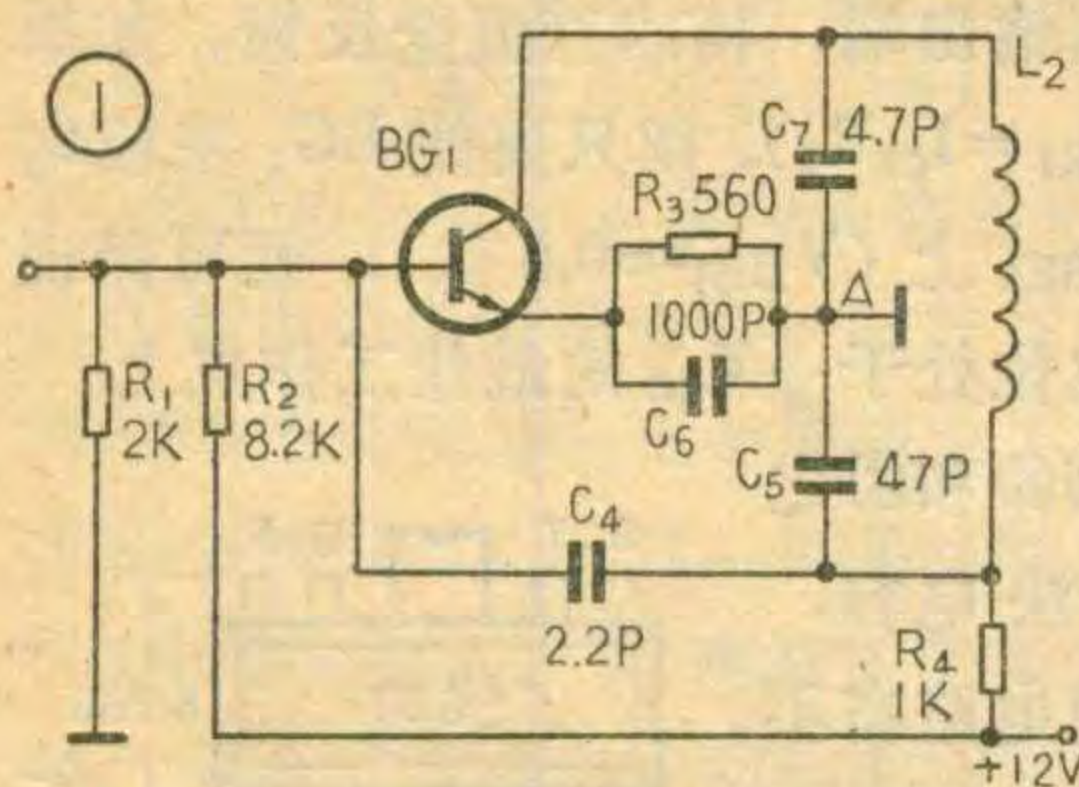
四、AGC 电路工作状态的选择原则

为了保证电视机在不同场强下，都能得到良好的信噪比，充分发挥晶体的最大增益，提高电视机的

简易高频头的一点改进

本刊1974年第9、10两期发表“混合式九英寸电视机的制作和调整”之后，许多业余爱好者仿制。实践表明，这种电视机容易制作和调整，而且性能较稳定。但是，普遍反映八频道灵敏度较低，图象对比度不够。现介绍一种改进措施，供参考。

大家知道，八频道灵敏度低的主要原因是在高频道时，高放增益下降造成的。本电视机高放级采用共发射极电路，此电路的优点是增益和输入阻抗都较高，便于和输入回路匹配。缺点是当工作频率升高时，晶体管本身的输入、输出阻抗要发生变化，从而造成高频道增益比低频道的低。而决定高频头灵敏度的



关键是高放增益。要提高高频道的灵敏度，最好是从提高高放级的增益着手。高放级的简化电路图，如图1所示。虽然C₆的

极限灵敏度，必须合理选择AGC电路的工作状态，一般应遵循以下几个原则：

1. 当输入信号电平低于某一门限电平时，AGC电路应不起控，受控各级均应处于最大增益状态，这就是所谓中放延迟式AGC电路。这样就能充分发挥晶体管的放大作用，提高电视机接收小信号的能力。中放AGC延迟量的大小，主要取决于两个因素：一是取决于图象中放末级的动态范围，图象中放末级的动态范围大，允许的视频检波输出信号幅度就大，中放AGC延迟量就可以大一些，即AGC电路可以晚起控。对于DG304、2G211等典型的末级中放管来说，允许的视频检波输出信号幅度为 $1.2V_{pp} \sim 1.5V_{pp}$ ，所以，中放的起控电平约为 $50\mu V$ 左右；二是取决于视频检波之前图象通道的总增益。总增益越大，要达到允许的视频检波输出信号幅度，要求输入的信号就小一些，即中放AGC延迟量可以小一些。

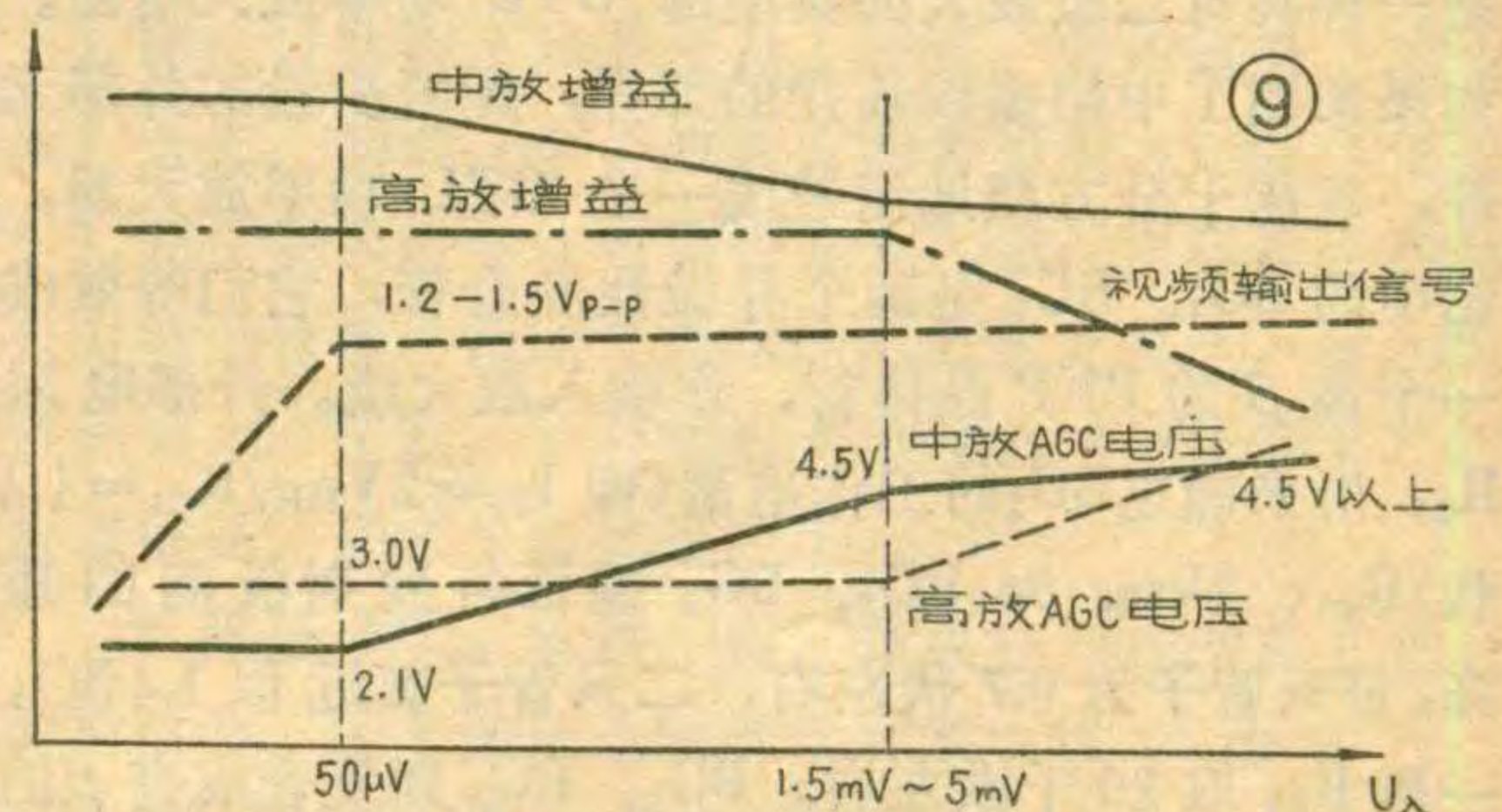
2. 当输入信号强度增加到使检波后的视频信号幅度达到 $1.2V_{pp} \sim 1.5V_{pp}$ 时，AGC应首先使图象中放起控，而高放AGC仍不起控，处于最大增益状态。在高频头电路分析中已经谈到，要降低多级放大器的噪声系数，必须提高第一级放大器的增益。高放处于最大增益状态，对降低图象通道的噪声系数有利。

3. 图象中放AGC起控后，到高放AGC起控，必须再延迟 $30 \sim 40dB$ 。如果中放AGC起控时的输入信号为 $50\mu V$ ，所谓延迟 $30 \sim 40dB$ ，就是高放AGC应

容量较小，但对电视载频来讲，高放管的发射极可看成是接地的。由图可知C₅和C₇串联后与L₂构成并联谐振回路，同时，C₅、C₇又是中和电路电桥的两臂。若考虑线圈L₂的直流电阻R，则L₂与电容 $C = C_5 \cdot C_7 / (C_5 + C_7)$ 相并联的谐振阻抗 $Z = L_2 / RC$ ，由于R很小，所以谐振阻抗很高。因为高放级发射极对电视载频来说是接地的，所以，相当于把高放管的输出阻抗并接在C₇两端。结果使高放级输出回路的交流负载阻抗小于谐振阻抗，频率越高，交流负载阻抗比谐振阻抗小得越多。这就使高放级的交流负载线发生了变化，从而减小了高频道的增益。因此，在不影响谐振回路和中和回路参数的基础上，设法提高输出回路的交流负载阻抗，是提高高放级增益的方法之一。经过试验，将C₅和C₇原来的接地端A点，不直接接地，通过一个电容C_D=10P再接地，这样可以显著提高高频道的灵敏度。如果因接入电容C_D而使电路参数发生一些变化，可适当拉伸或压缩L₂。电容C_D接入后，对二频道没有什么影响。

实践证明，经过这样改进后，即使在离电视台较远的地方收看节目，八频道也可达到较好的效果。

(施克孝)



在输入信号为 $1.5mV \sim 5mV$ 时再起控。高放AGC延迟量的大小，主要取决于两个因素：一是图象中放AGC的控制能力，主要由图象中放管的AGC控制特性决定。中放管AGC控制能力强，高放AGC的延迟量就可以大一些；二是取决于高放抗交扰调制的能力：交扰调制是由于放大器的动态范围小，当强干扰信号和有用信号同时进入它的非线性工作区时，产生组合频率造成的。因此高放的抗交扰调制的能力，主要决定于高频放大管的动态范围，动态范围大，抗交扰调制的能力就强。这样高放AGC的延迟量就可以大一些。

典型的电视机AGC性能曲线，如图9所示。当天线输入信号大于 $50\mu V$ 时，中放AGC开始起控，中放AGC电压在 $2 \sim 4.5V$ 之间变化。中放AGC延迟 $30 \sim 40dB$ 后，高放AGC电路开始起控，高放AGC电压在 $3 \sim 4.5V$ 之间变化。整机的AGC控制范围大于 $60dB$ 。



集成功率放大器

集成电路5G37的应用



王国定

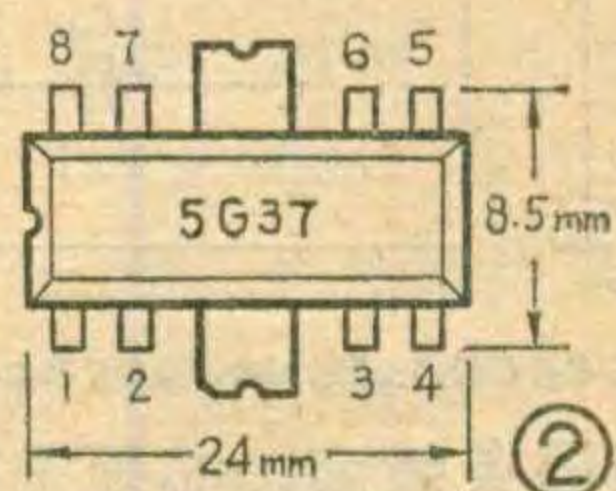
功率集成电路的出现，使历来为分立元件所独占的功率放大设备，实现了集成化。本文介绍国产集成功率放大器5G37（上海元件五厂生产）的主要特性及其一些典型应用线路，供读者选用时参考。

5G37集成功率放大器，是利用平面集成工艺技术，同时将电阻、晶体管（包括功率晶体管）制作在一块 2×3 毫米²硅片上的固体组件。它用带有散热片的塑料双列直换式封装，因而具有体积小、使用方便、调试方便等特点。在18伏电源电压下，能向8欧负载提供2~3瓦不失真音频功率，它能应用于中小型电视接收机、录音机、电唱机、台式收音机以及其他设备。由于它的售价低于由分立元件组装的电路，因而颇受用户欢迎。

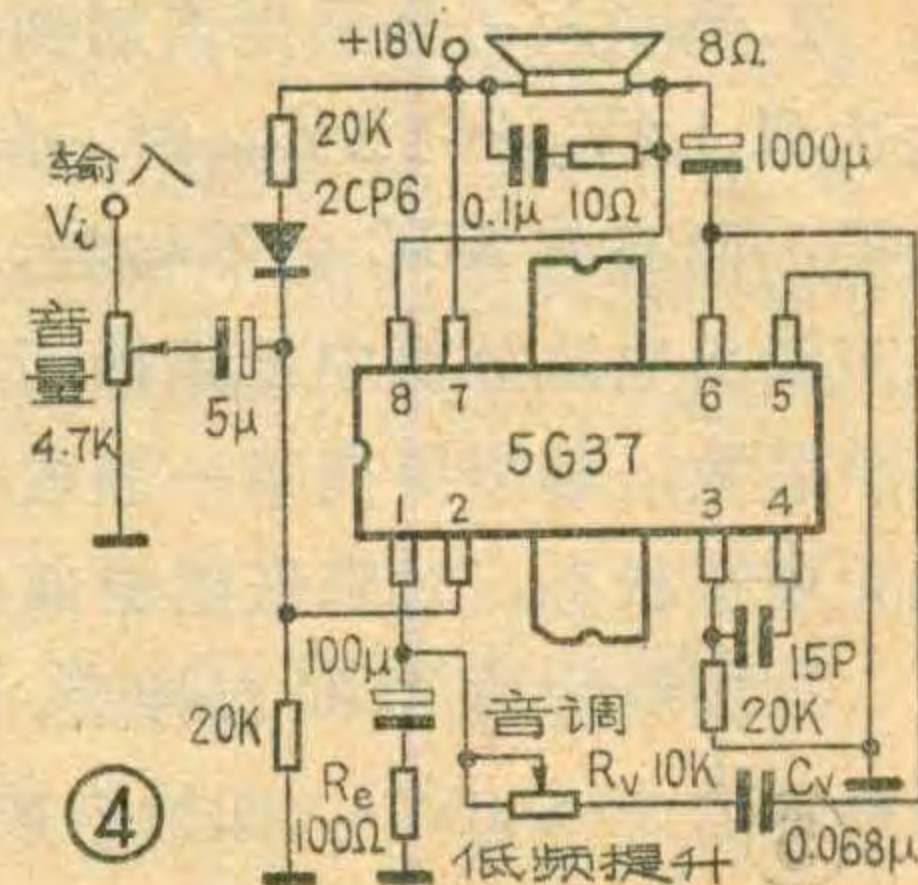
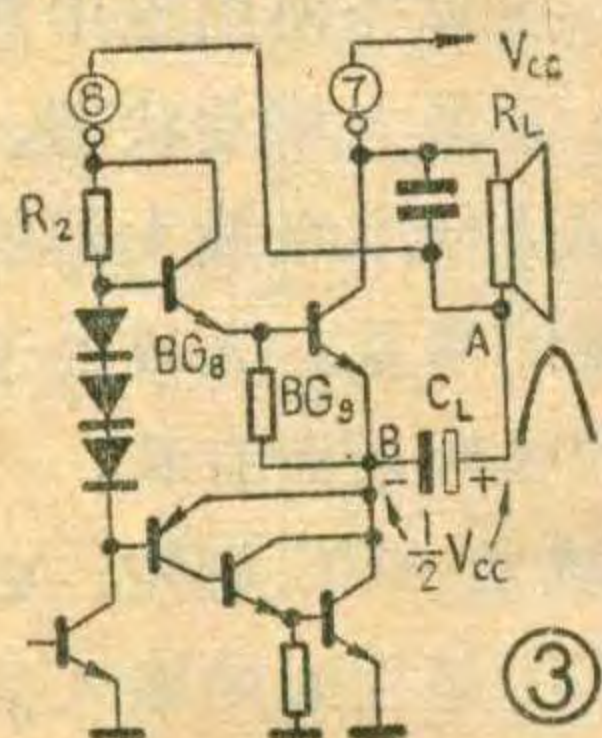
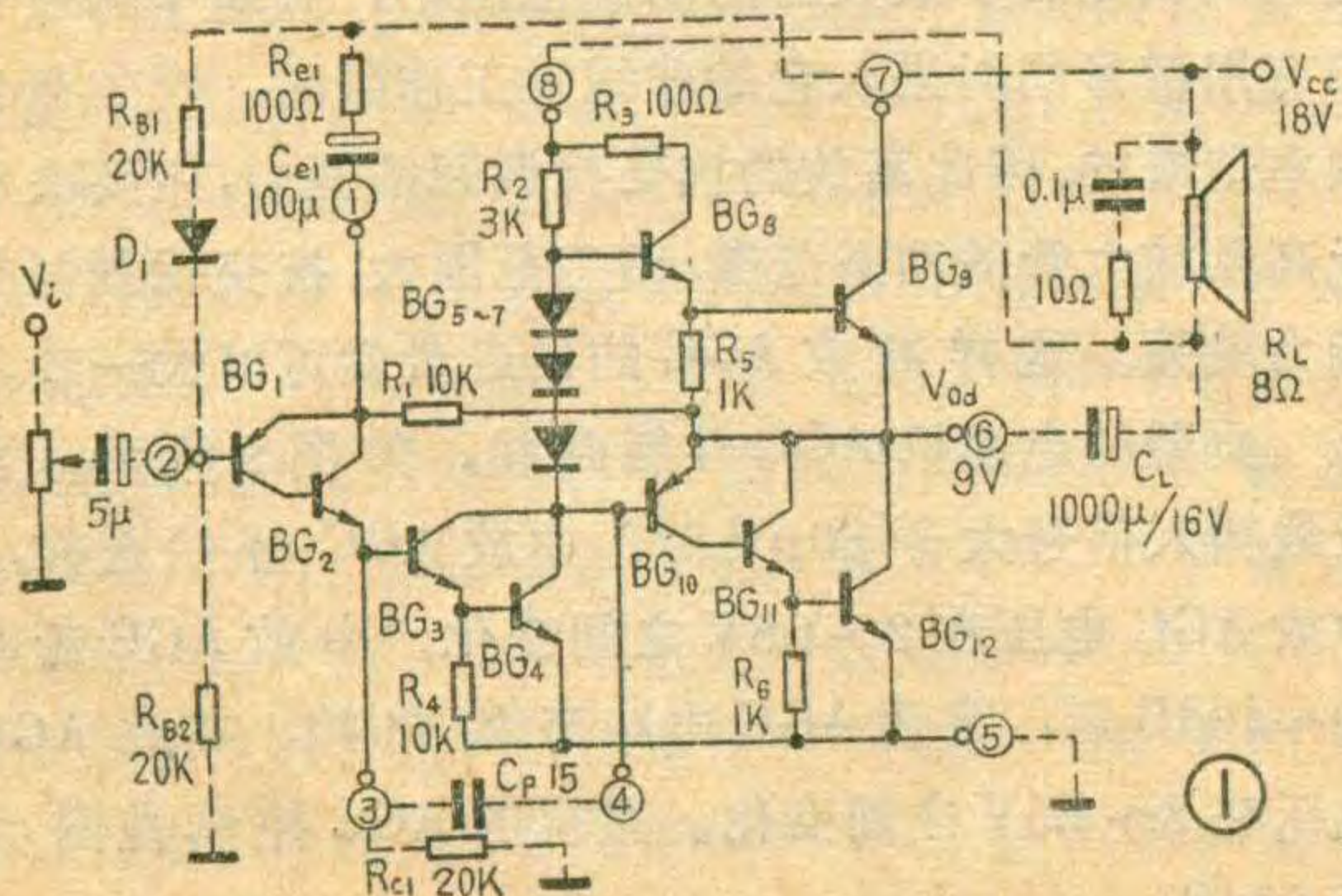
图1是5G37的内部电路图及引出线的序号位置；图2是封装外形及引出脚排列。从图1可以看出，这是一种具有二级放大的典型的OTL功率放大电路。如果象图1中用虚线连接的那样，配置少量的外部元件，就能十分方便地组装成一个OTL功率放大器。图中的BG₁、BG₂是两个异极性复合管，它们等效成一个高 β 的PNP晶体管，作输入放大级。外部电阻R_{c1}用来确定BG₂的工作电流（即 $I_{c2} \approx 2V_{BE}/R_{c1} = 1.4$ 伏/R_{c1}。2V_{BE}为BG₃、BG₄基极与发射极间的压降，每管子为0.7伏左右，二管子就近似1.4伏），一般R_{c1}取20千欧左右。BG₃、BG₄则复合成高 β 的NPN晶体管，作驱动级。内部电阻R₂作这一级的负载，并由它确定这一级的工作电流。这是因为R₂上端的电压为V_{cc}，电路输出端（第⑥脚）电位为 $\frac{1}{2}V_{od} = \frac{1}{2}V_{cc}$ ，R₂下端电位为 $\frac{1}{2}V_{cc} + V_{BE8} + V_{BE9}$ ，V_{BE8}、V_{BE9}为BG₈、BG₉的基—射极正向电压，于是R₂两端

的电压为 $V_{cc} - (\frac{1}{2}V_{cc} + V_{BE8} + V_{BE9}) = \frac{1}{2}V_{cc} - 2V_{BE}$ ，则 $I_3 + I_4 \approx \frac{\frac{1}{2}V_{cc} - 2V_{BE}}{R_2}$ 。BG₅~BG₇是二极管链，用来给BG₈、BG₉以及BG₁₀、BG₁₁、BG₁₂组成的准互补乙类输出级提供静态偏置电压（即用来确定末级静态偏流），并提供良好的偏置温度补偿。后一点是集成电路固有的优点，是分立元件电路无法比拟的。从图1还可以看到，BG₂的集电极，通过内部电阻R₁（10千欧）接到输出端，构成直流全反馈。如果忽略R₁上的压降（ $V_{R1} = I_{c2}R_1$ ），则只要使BG₁基极电位偏置在 $\frac{1}{2}V_{cc} + V_{BE1}$ 上（ $V_{BE1} \approx 0.6$ 伏），就可保证电路输出端（⑥脚）电位处于 $\frac{1}{2}V_{cc}$ 的最佳工作点上。

图1中，引出脚③和④之间外接一只15微微法电容，用来作相位校正，使电路在不同放大倍数下工作时，不会产生自激振荡。引出脚①外接一个R_{e1}和C_{e1}串联网路，作为



交流反馈网络的一部分，以改善低频响应。它的作用可以这样来分析：由于5G37集成功放的开环（即不加负反馈）电压增益很大，在2000~3000倍之间，故加上负反馈后，放大器的闭环增益 $A_{vc} \approx 1/\beta$ 。 β 为反馈系数。如果在工作频率上，C_{e1}的容抗远小于R_{e1}，则反馈系数 $\beta \approx R_{e1}/R_1$ ，此时闭环电压增益 $A_{vc} \approx R_1/R_{e1}$ 。调节R_{e1}，就能改变放大器的增益。对直流而言，C_{e1}相当于开路， $\beta = 1$ ，放大倍数也为1，故能稳定工作点。还可以看出，对于反馈系数而言，C_{e1}的取值大小能影响到电路低频响应的转折频率，如果低频转折点用f_{PL}表示，则 $f_{PL} = 1/2\pi R_{e1}C_{e1}$ 。例如，如果要求低频响应优于50赫，当R_{e1}=100欧时，则C_{e1}应等于或大于 $1/2\pi f_{PL} \cdot R_{e1} = 1/2 \times 3.14 \times 50 \times 100 \approx 30$ 微法。一般说来，C_{e1}值可在50~100微法之



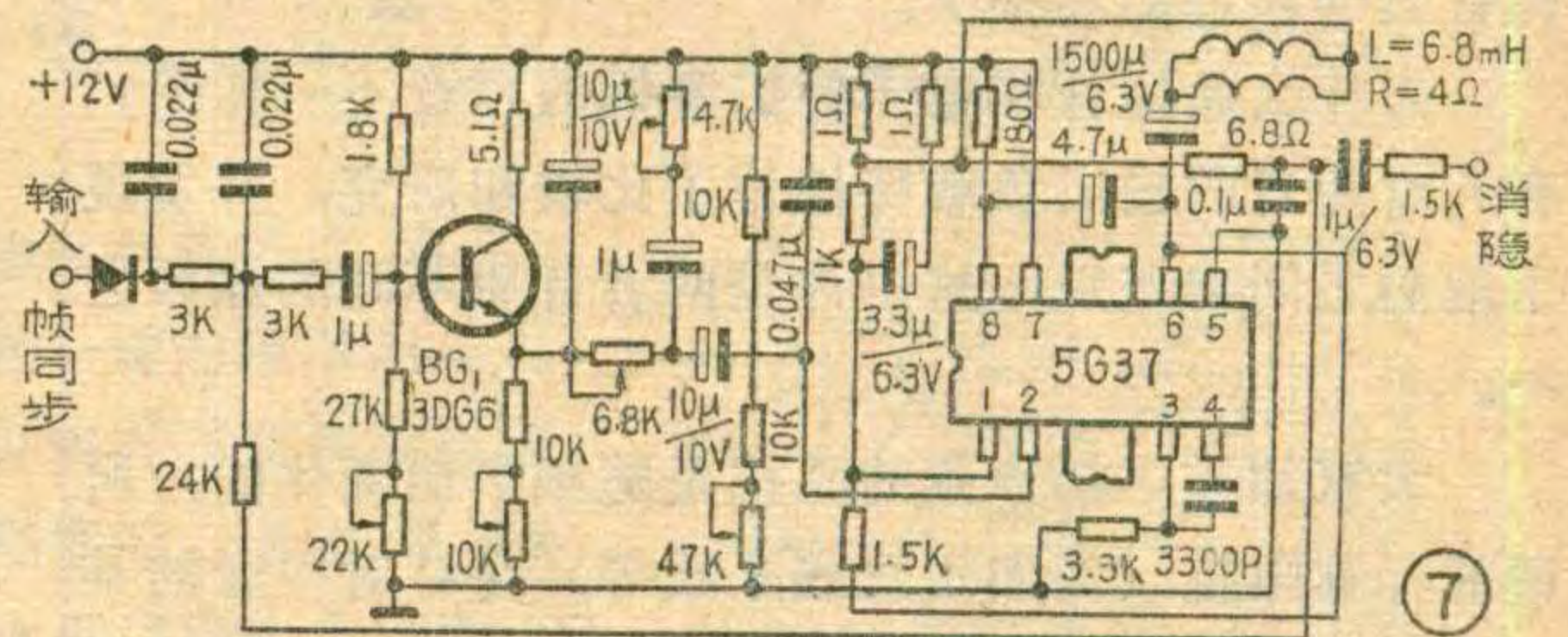
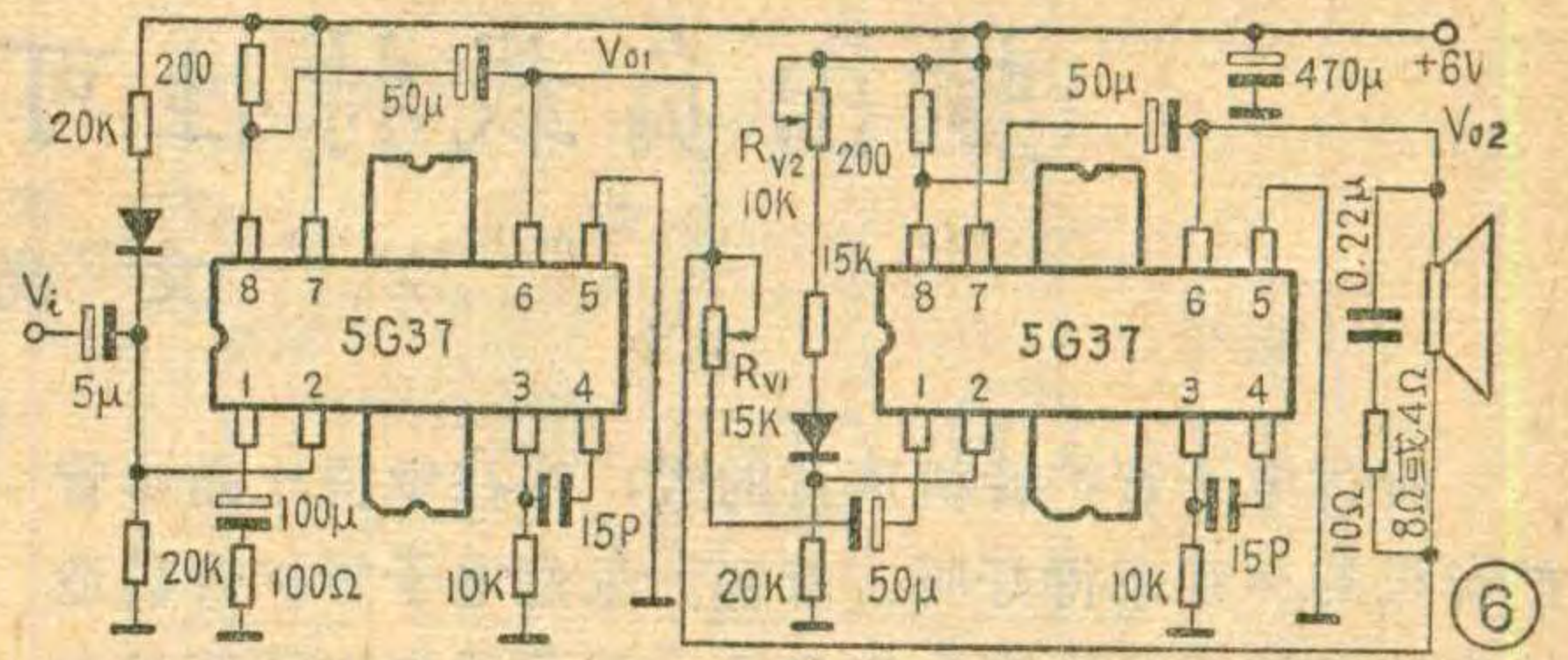
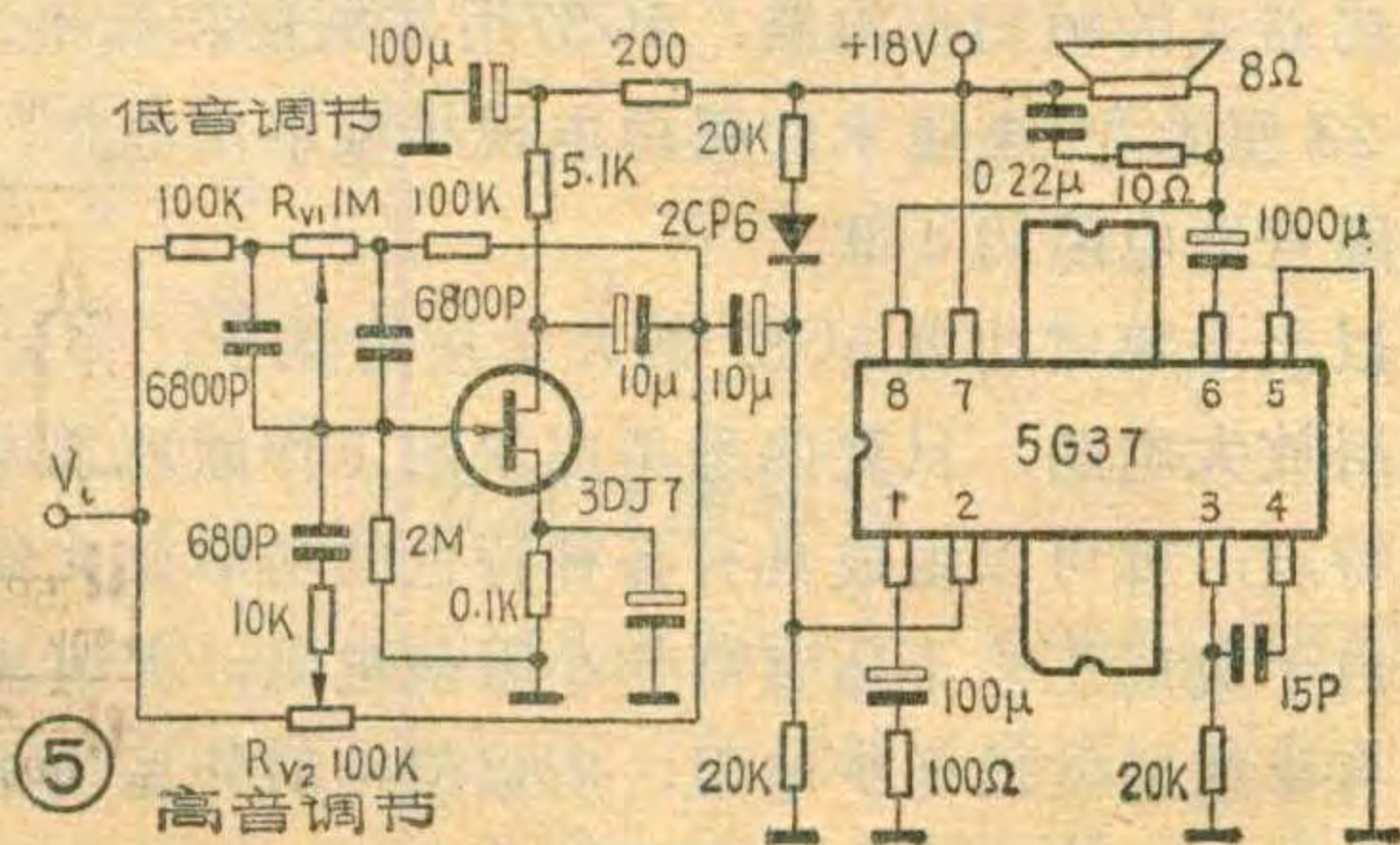
间选取。值得注意的是,在 OTL 电路中,由于负载(扬声器)阻抗很低,约 4~16 欧,所以低频转折点往往由输出电容 C_L 来确定,例如,当 $R_L = 8$ 欧时,在上述要求下, C_L 值应等于或大于 $1/2\pi f_{oL} \cdot R_L = 1/2 \times 3.14 \times 50 \times 8 \approx 400$ 微法,在图 1 中 C_L 选取 1000 微法。

采用如图 1 所示的外部接法, C_L 和 R_L 还兼作驱动级自举网络,使其在正向驱动时,保持 R_2 两端电压恒定,以增强激励效能。其道理可以用图 3 来解释:在无信号输出时,图中 B 点的电位偏置在 $1/2 V_{CC}$ 上,而 A 点电位为 V_{CC} ,故电容 C_L 上充到 $1/2 V_{CC}$ 的电压值上。由于 C_L 容量很大,可近似认为是一只击穿电压为 $1/2 V_{CC}$ 的稳压管。在输出信号的正半周期,由于电容 C_L 上的电荷来不及释放,故随着 B 点电位的正向上升, A 点电位也上升,而 A、B 之间仍保持一个 $1/2 V_{CC}$ 值的电压差,这就使③脚的电位相应提高,甚至比⑦脚电源电压还要高,这样就保证了驱动级负载 R_2 两端的电位在信号正半周期内不变,这也就达到了恒流驱动的目的。否则,如果将③脚接在 V_{CC} 上,则当 B 点电位升高时, R_2 两端压降降低,驱动能力随之下降,就会导致输出正向幅度达不到最大,这就是通常 OTL 电路要加自举网络的出发点。若 R_L 对地接,则必须另外加置一个 RC 自举网络,这就要多用二只元件。

5G37 电路能在 6~20 伏电源电压范围内正常工作。由于电路内部采用直流耦合,因而低频响应取决于外电路的配置,低频段在 -3 分贝时的频率为 $f_{oL} = 1/2\pi R_L C_L$ 。频率高端由补偿电容 C_D 决定,一般能延伸到 100 千赫,因而频响较好,能满足各种收音设备的要求。由于电路引出脚设计得较为周密,电路适应能力较强,功能较多,所以下面我们举几个例子加以介绍。

1. 具有低频提升音调网络的 OTL 功率放大器

如图 4 (并参考图 1) 所示,这种电路的实质,是在 5G37 电路的引出脚①和⑥之间外接一个 R_V-C_V 网络,此网络和内部电阻 R_1 (10 千欧) 并联来衰减高音,而在效果上起到提升低音的作用。改变 C_V 值就可改变高频转折频率,而调节 R_V 值就可改变低频提升量。一

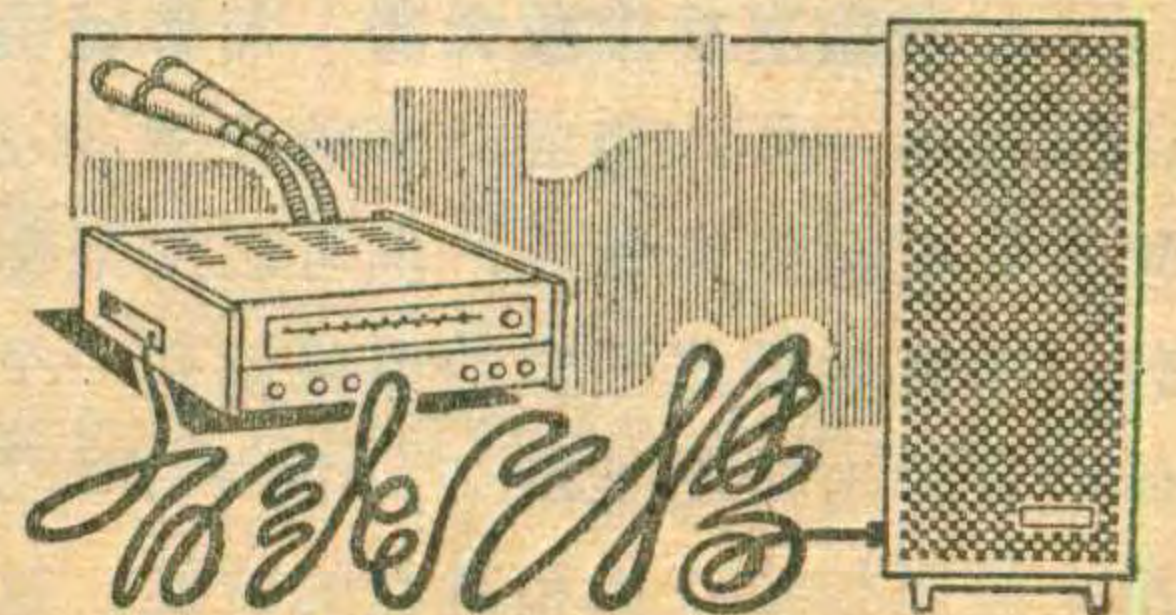


般说来,如果按图 4 中的数值装配,可获得 3~10 分贝的低频提升量。

2. 与结型场效应器件结合的音调控制放大器 如果对音质要求更高,可用一只场效应晶体管(比如 3DJ6)与 5G37 配合运用,构成一个具有高低音提升作用的音调控制电路。只要场效应器件跨导足够高 ($1000 \mu S$ 以上),就可以达到 ± 10 分贝以上的高、低音提升(或衰减)效果,构成一个音质较好的音频放大电路(见图 5)。利用场效应管作音调控制放大器,可以兼有高输入阻抗的特性。按图 5 所示的阻值配置方法,输入阻抗约为 100 千欧,可直接用于电唱机(晶体唱头)的收音电路,而省去阻抗缓冲级。

3. 低压 BTL 电路 由于集成技术在制造工艺上的局限性,为了保证电路有足够的电流驱动能力,5G37 输出级采用了复合管结构,这样做的一个缺点是导致电源电压利用率降低。一般情况下,当工作电压低于 9 伏时,输出功率急剧下降,于是限制了 5G37 在诸如 6 伏电源的录音机上的运用。补救的措施是利用二块 5G37 电路组成所谓 BTL 电路,使其在相同的电源电压下较之单块 OTL 电路的输出功率提高 4 倍。

从图 6 可以看到,第二块 5G37 是经电位器 R_{V1} 从①脚输入的,因此是一个倒相放大器,调节 R_{V1} 可使放大倍数为 1,从而减小了 V_{O1} 和 V_{O2} 的不对称性。电位器 R_{V2} 用来调节第二块 5G37 的输出直流电位,从而保证负载二端的直流电位严格相等,使流过 R_L 的直流电流为零。当 $V_{CC} = 6$ 伏, $R_L = 4$ 欧时,可输出近 2 瓦的功率,能满足一般盒式录音机的需要。



输出负载特性可变的功率放大器

文 尚 编译

听过电子管扩音机声音的人，往往觉得比晶体管扩音机的声音来得好听、舒畅。虽然电子管扩音机造价贵而又笨重，生产愈来愈少，但是爱好电子管扩音机音质的人们仍然不少。

为什么晶体管和电子管扩音机的声音不一样呢？有人对两者的输出负载特性作了比较和研究，并发现了他们之间的差别，这也许是两者音质不同的原因之一。

大家知道，扬声器的阻抗是随频率而变化的，所谓的标称阻抗（例如4欧或8欧等）是针对中音的某一小段频率而言的，而在整个频率范围内，低音和高音部分的阻抗都变大，见图1。

在晶体管扩音机中，以OTL电路而言，其输出功率 P_o 的公式为：

$$P_o = \frac{U_{ce}^2}{2R_L}$$

式中 U_{ce} 为加到每只功放管集电极和发射极之间的有

效直流电压， R_L 为负载电阻。从式中可以看出，输出功率 P_o 和负载电阻 R_L 成反比，即负载电阻增大时输出功率减小，如图2。

再看看电子管的输出负载特性，在三极管和五极管的特性曲线上，用作图法改变负载线的斜率（见图3），可求得输出功率随负载电阻变化的关系曲线（如图4）。三极管的输出功率随负载变化所受的影响不太大，开始是随负载电阻的增大而增加，过了最大点后逐渐下降。五极管的输出功率开始时随着负载电阻的增大而有较明显地增大，然后下降，也有一个最大输出点，但此处失真已经很大了。一般正常选用的负载电阻，是兼顾输出功率和失真，大致在两根虚线以内的范围。比较图2和图4可以发现，晶体管功放级的输出功率是随着负载阻抗的增大而减小的，而电子管则相反，输出功率是随着负载阻抗的增大而增大的，这就是两者输出负载特性的重要差别。

如果接上扬声器的负载，显而易见，随着扬声器在低端和高端频率处阻抗的增大，电子管扩音机比晶体管扩音机能输出较多的低音和高音功率，这就是前者比后者声音好听的原因之一。

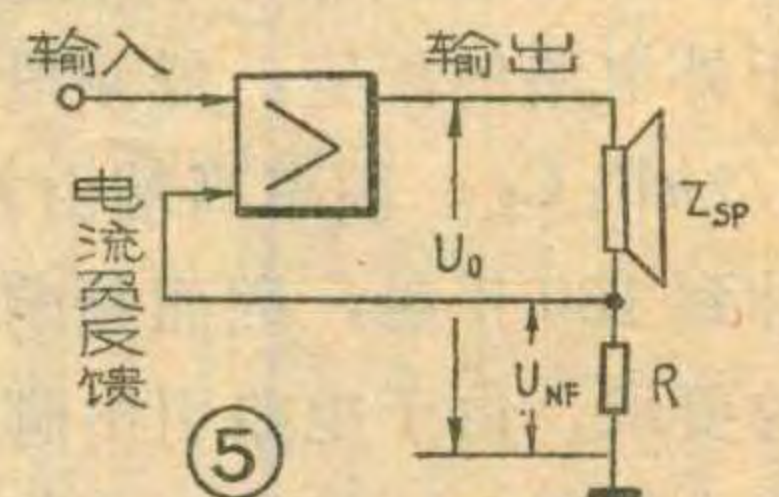
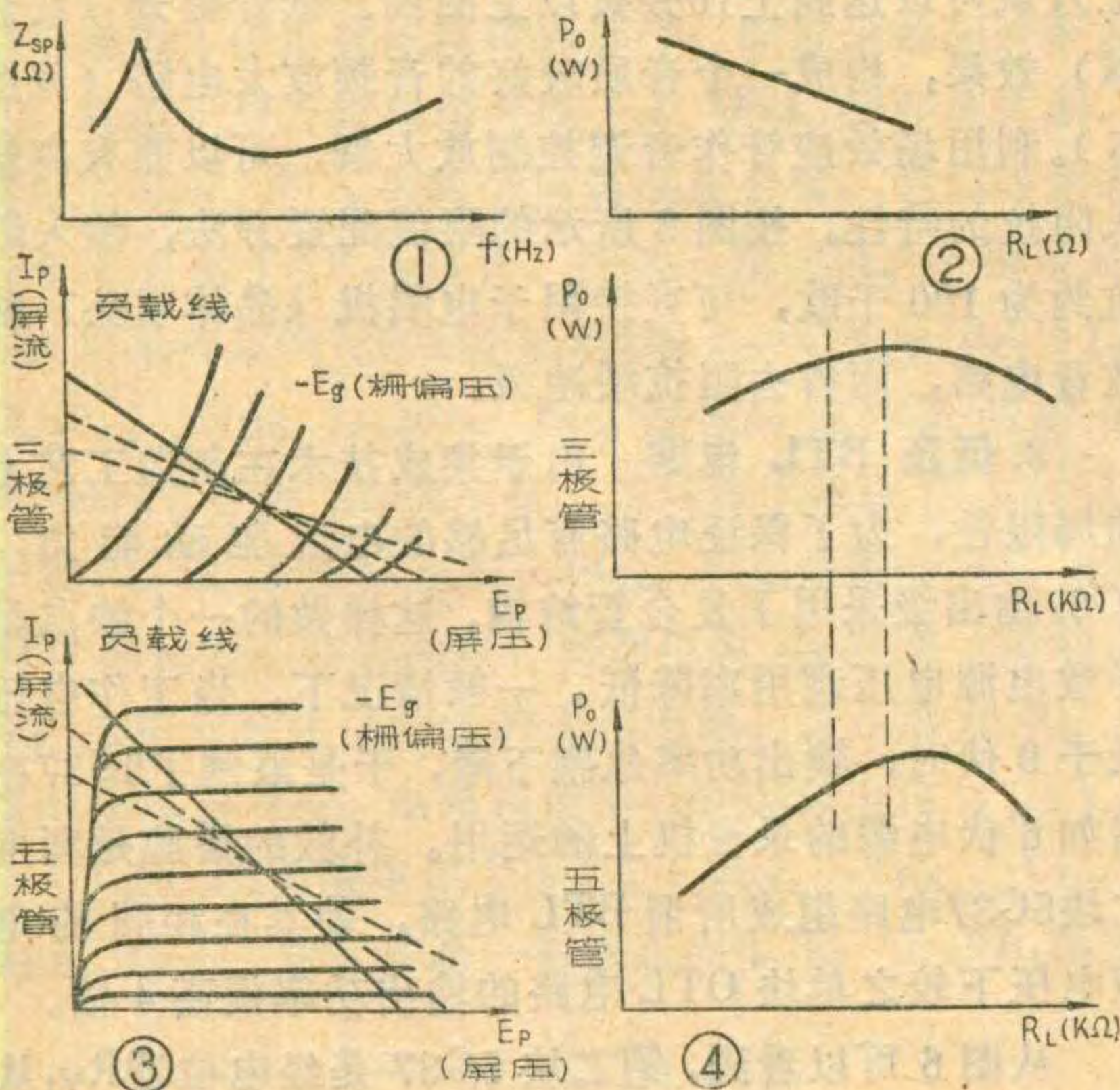
如果设想，在晶体管扩音机电路中采取一些措施，来模拟电子管的输出负载特性，是否也能改善音质呢？

图5是实现上述效果的一个原理图。在普通的晶体管扩音机中，用一只小电阻 R 和扬声器串联，这个电阻的阻值比扬声器的阻抗 Z_{SP} 要小得多，基本上不消耗输出功率，而 R 上的电压降则反馈到前面，形成一个电流负反馈回路。反馈电压 U_{NF} 是输出电压 U_o 在 Z_{SP} 和 R 两个阻抗的分压，即：

谐振器式的帧扫描电路，5G37用作振荡和输出，能用于23厘米和31厘米的黑白电视机帧输出电路，偏转线圈直流电阻约4欧。

以上是集成功放5G37的几个应用例子，作为一个通用放大电路，只要熟悉集成块的工作原理及电路内含特点，就可以组成具有各种特色的功率放大器。

由于集成工艺不适宜制作小阻值电阻，因而输出级没有串接通常的保护电阻，所以使用时切忌输出短路。一旦输出端短路，电路极易失效。



由于末级电流极限输出小于 $1.5A_{D-p}$ ，所以本文介绍的5G37构成的BTL电路不适宜在高于12伏电压下工作。

4. 帧输出功率放大器 与普通由分立元件组成的OTL电路一样，集成功率放大器5G37除用作放大音频信号推动扬声器外，也可以用来驱动低阻抗电感负载，作帧偏转线圈驱动电路就是一个典型的例子。具体电路和连接图见图7。图中 BG_1 兼用作换向开关，用来控制扫描正程和逆程的转换。这是一种典型的多

$$U_{NF} = U_0 \frac{R}{Z_{SP} + R}$$

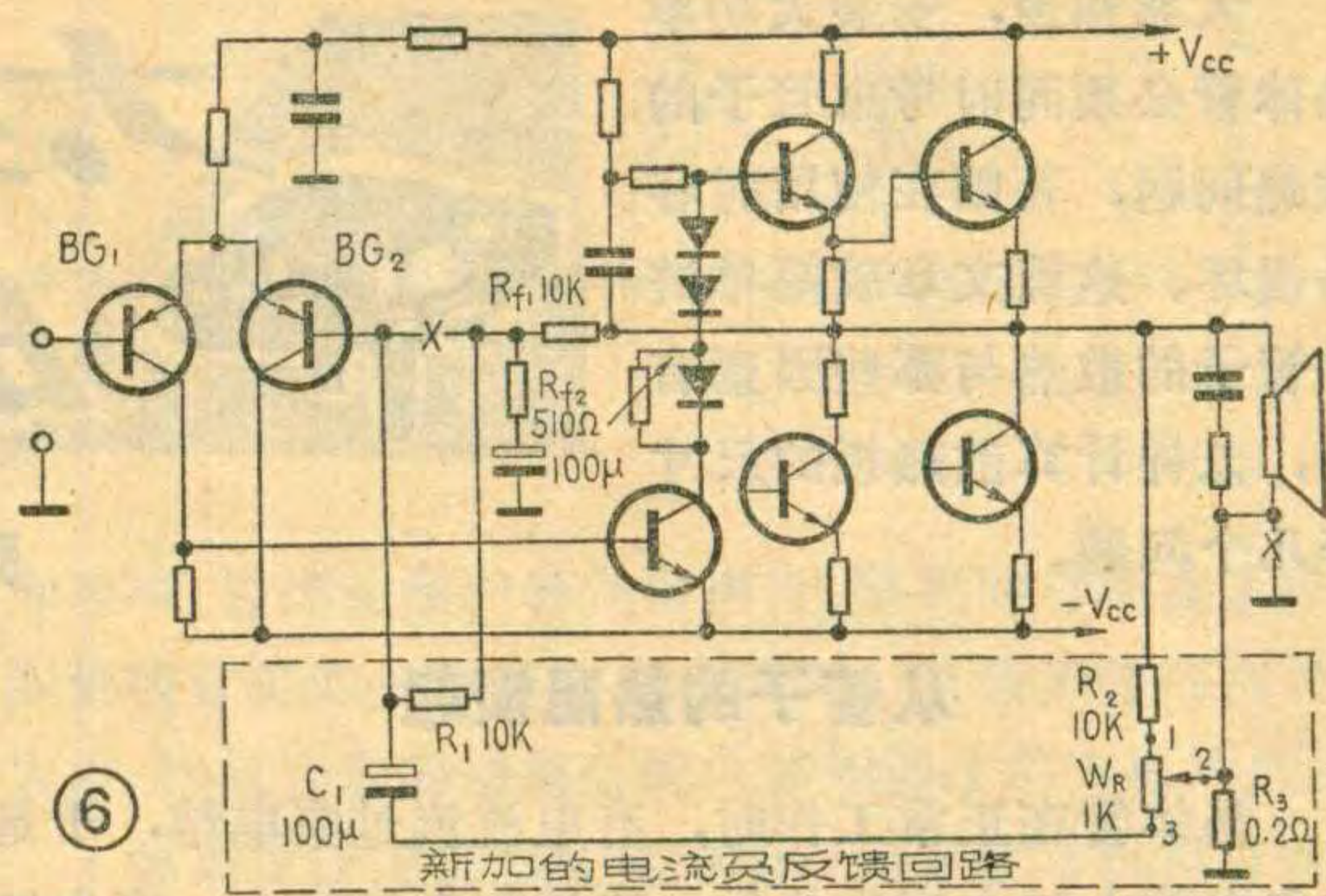
因为 $Z_{SP} \gg R$ ，故上式可简化为

$$U_{NF} = U_0 \frac{R}{Z_{SP}}$$

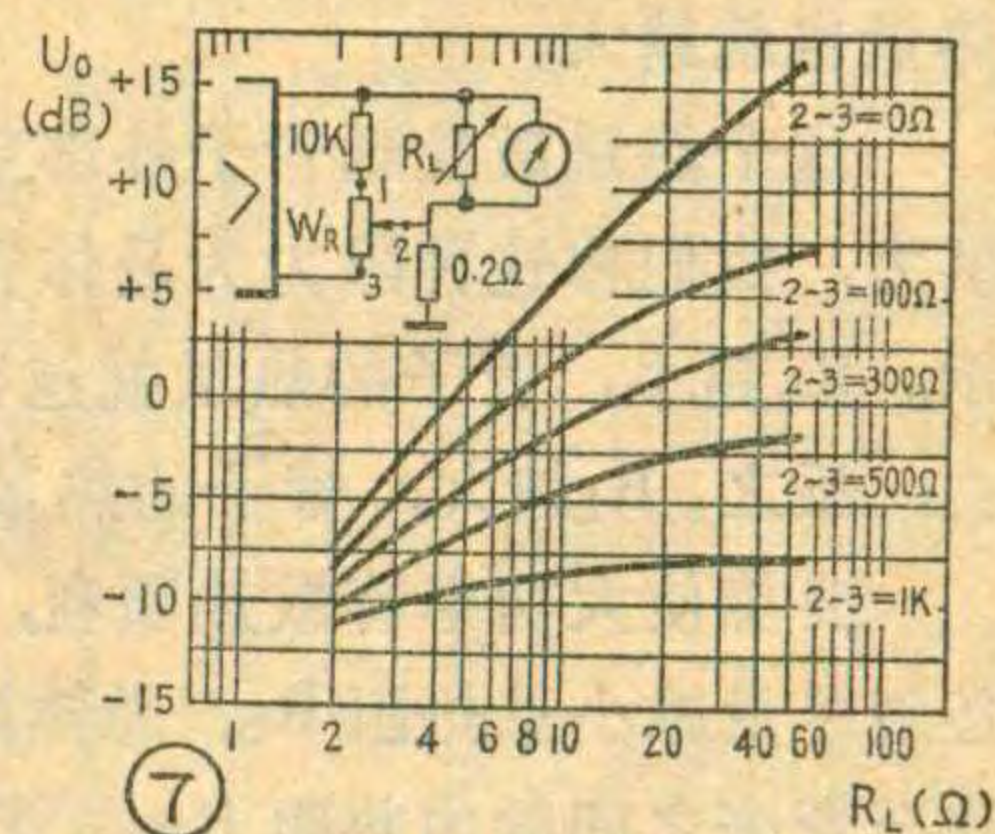
可见，反馈电压 U_{NF} 是随着扬声器的阻抗而变的。当在频率的高端和低端 Z_{SP} 变大时，负反馈电压 U_{NF} 变小，放大器的增益就变高，在同样大小的输入时，低音和高音频率的输出电压 U_0 就比中音要大，这样就达到了模拟电子管输出负载特性的目的。

图6是具体的电路，这是在普通的OCL电路上加进了一个电流负反馈回路，虚线方框内表示新添加的所有元件。将原扬声器的接地端断开，串进一只0.2欧小电阻 R_3 ，这个电阻上的功率损失是很小的。为了使负反馈量的大小可以调整， R_3 上的电压通过电位器 W_R 反馈到前面去，电阻 R_2 是隔离电阻，以免电位器中心头调到1端时扬声器被短路。反馈电压通过隔直流电容 C_1 接到 BG_2 基极。原来的反馈电阻 R_{f1} 和 R_{f2} 与 BG_2 基极的联接处断开，串入一只隔离电阻 R_1 。

当电位器 W_R 的中心抽头2调到1端时， R_3 上的电压全部反馈到前面，电流负反馈的作用最大，而原来的电压负反馈的作用经 R_1 与 R_3 的分压而减小，放大器的增益受扬声器阻抗变化的影响最大。调到3端时，因 W_R 全部加入，电流负反馈量减小，电压负反馈量增大，使放大器的增益基本上不受扬声器阻抗变化的影响。图7示出了 W_R 中心抽头在不同位置时的各种



输出负载特性，可见，在一定的范围内是可以将音质调到满意的程度的。电位器 W_R 也可用得比1千欧大一些。最好装置在面板上以便于调整。



实践证明，这个方法的确能使低音和高音得到伸展，使音质有所改善，而且电路简单，在原有的扩音机上改装也很容易。

应该注意的是，电源回路的电压调整率必须良好，在输出功率要增大时，电源电压不应有明显降低现象，否则功率不能如期增大，势必大大降低电路的效果，影响音质的改善。最好采用好一些的稳压电源。

(上接第18页)

在业余条件下，如果手头的铝板厚度不是3毫米怎么办呢？这时仍可先按3毫米铝板设计，然后再按下式计算，就可以得出任意厚的铝板的尺寸。这个公式为

$$X = \sqrt{\frac{S}{d}}$$

式中 X 为现有散热片的尺寸； d 为现有散热片的厚度； S 为按3毫米铝板设计时铝板的总体积。

例如：用3AD6做功率管，输出功率为5瓦，手头铝板厚度为2毫米，试求铝板应有多大尺寸？

设计步骤：①先求出3毫米铝板的尺寸，查表为 $60 \times 60 \times 3$ 毫米，则它的总体积为 $S = 10800$ 毫米³。②根据公式计算现有散热板尺寸为

$$X = \sqrt{\frac{S}{d}} = \sqrt{\frac{10800}{2}} \approx 73 \text{ 毫米，则散热片尺寸为}$$

$73 \times 73 \times 2$ 毫米。

安装注意事项

1. 对于一定厚度的散热板来说，当面积增加到一定值后，再继续增加面积并不能减小热阻。因此，在一定的厚度下，过分地增加散热板的面积是无用的。

只有增加散热板厚度，才能使热阻 R_H 进一步减小。

2. 如果机壳体积有限，限制散热板不能做太大，而散热板面积不够用时，可不增加散热板的尺寸和厚度，只在原散热板上均匀地钻一些小孔，也能扩大散热面积。孔的直径可大致等于铝板的厚度。

3. 当功率管为锗管时，散热板与环境之间的温差不大，主要靠对流方式散热，这时，散热板的安装位置对散热效果影响较大，最好采用垂直方式安装。

当功率管为硅管时，散热装置与环境之间温差较大，除靠对流方式散热外，热辐射散热也起较大作用。因此，散热板必须涂黑处理。

4. 对于中、小功率管的散热，可直接利用铜片卷成和管子粗细相同的圆管，套在管子上即可。

更正

①今年第4期第18页图1中的 C_4 极性画反了，应倒过来。

②同页右栏倒数第9行中，第7期应改为第9期。左栏第3行第一个字“压”应改为“化”。

③今年第6期26页右栏倒数第27行中，“毫安”应改为“微安”。

大家知道，安装大功率晶体管必须同时考虑管子的散热问题，否则在使用时容易损坏。这篇文章就简单讲讲管子的散热与哪些因素有关，怎样计算散热板的尺寸等几个问题。

大功率管的散热

张新

和散热板密贴非常必要，最好在管子和散热板之间涂上硅脂或硅油，以利散热。在条件允许的情况下，管子和散热板之间最好不用云母片绝缘，以减小 R_c 。因此，有时宁可将散热板与机架绝缘，而不采用管子与散热板

从管子的热阻谈起

晶体管在正常工作时，有电流流过集电结，于是在集电结上就会产生热量，流过的电流越大，产生的热量也就越大。

这个热量散发到管子外部空间去，要受到一定的阻力，我们称这种阻力为晶体管的热阻，用 R_t 来表示。 R_t 越小，管子的热量就越容易散发到外部空间去；反之， R_t 越大，管子的热量则越不能及时散发。

要想使大功率管散热顺利，根据前面分析可知，必须尽量减小总热阻 R_t 。总热阻 R_t 等于晶体管集电结至管壳之间的内热阻 R_T 与管壳至管外空间之间的外热阻 R_b 之和，即 $R_t = R_T + R_b$ 。 R_T 值可从晶体管手册中查到。在不加散热装置时， R_b 是较大的。当加了散热装置以后， R_b 分成 R_H 和 R_c 两项，此时 $R_t = R_T + R_H + R_c$ 。 R_H 为散热装置的热阻，应当越小越好，它完全决定于散热装置的形式、材料和总面积。 R_c 为云母绝缘片的热阻，它是考虑到功率管集电极（通常为管子的外壳）与底板之间采用云母片绝缘时引进的一个量。当云母片的面积等于功率管的底座面积，且云母片的厚度为 0.25~0.75 毫米时， R_c 为 (0.3~0.8)°C/W。可以看出，为了减小 R_c ，安装时使管子

绝缘的方式。

怎样确定散热板的尺寸？

既然安装散热板作用很大，那么，在业余条件下怎样确定散热板的尺寸呢？

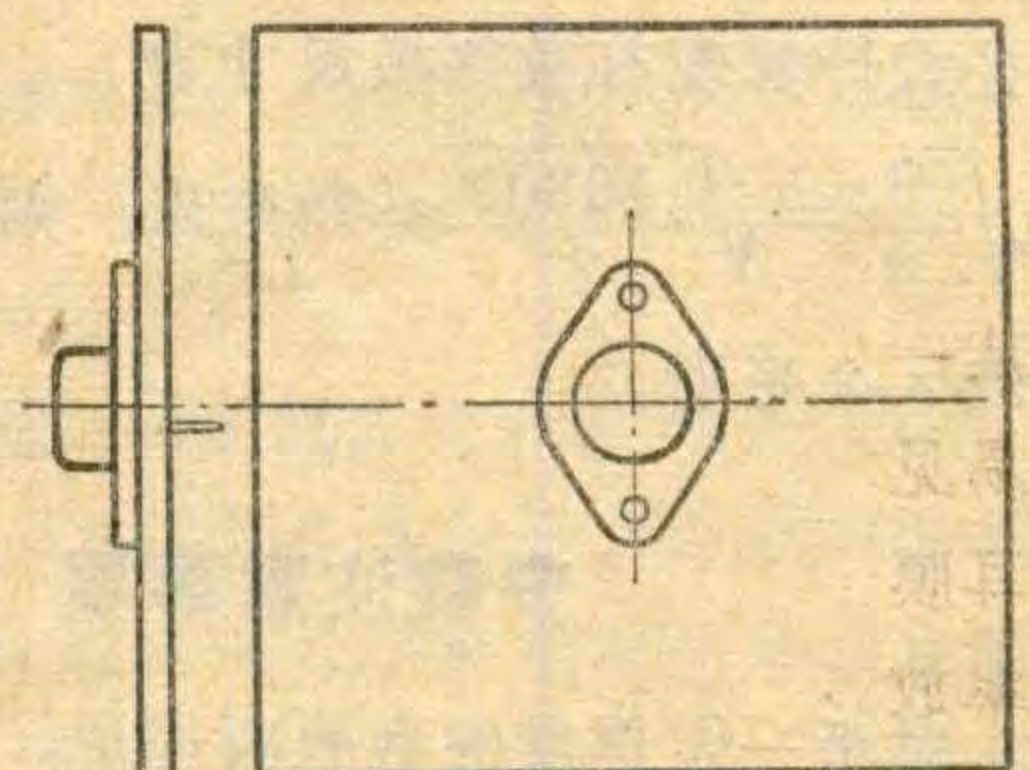
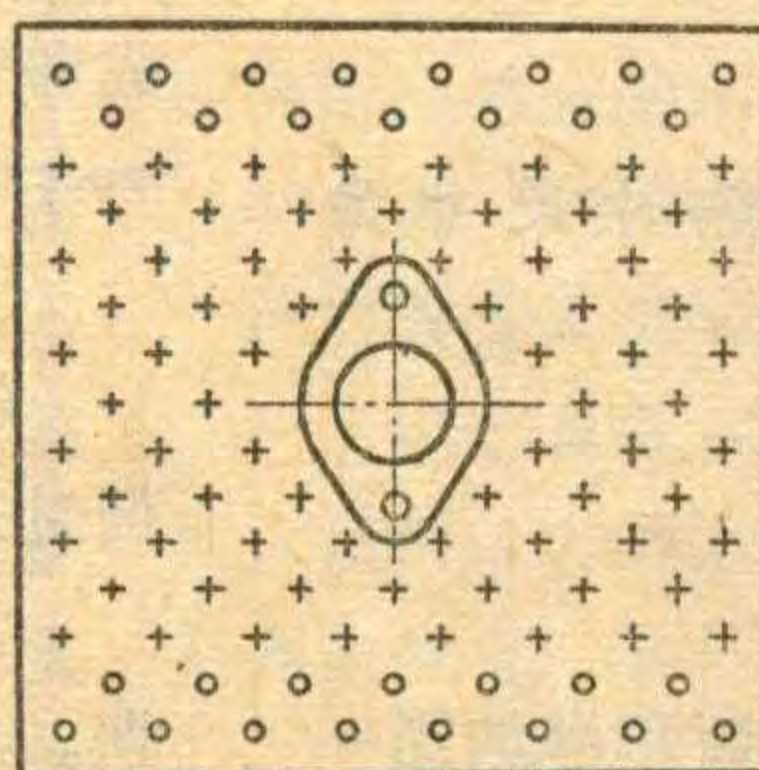
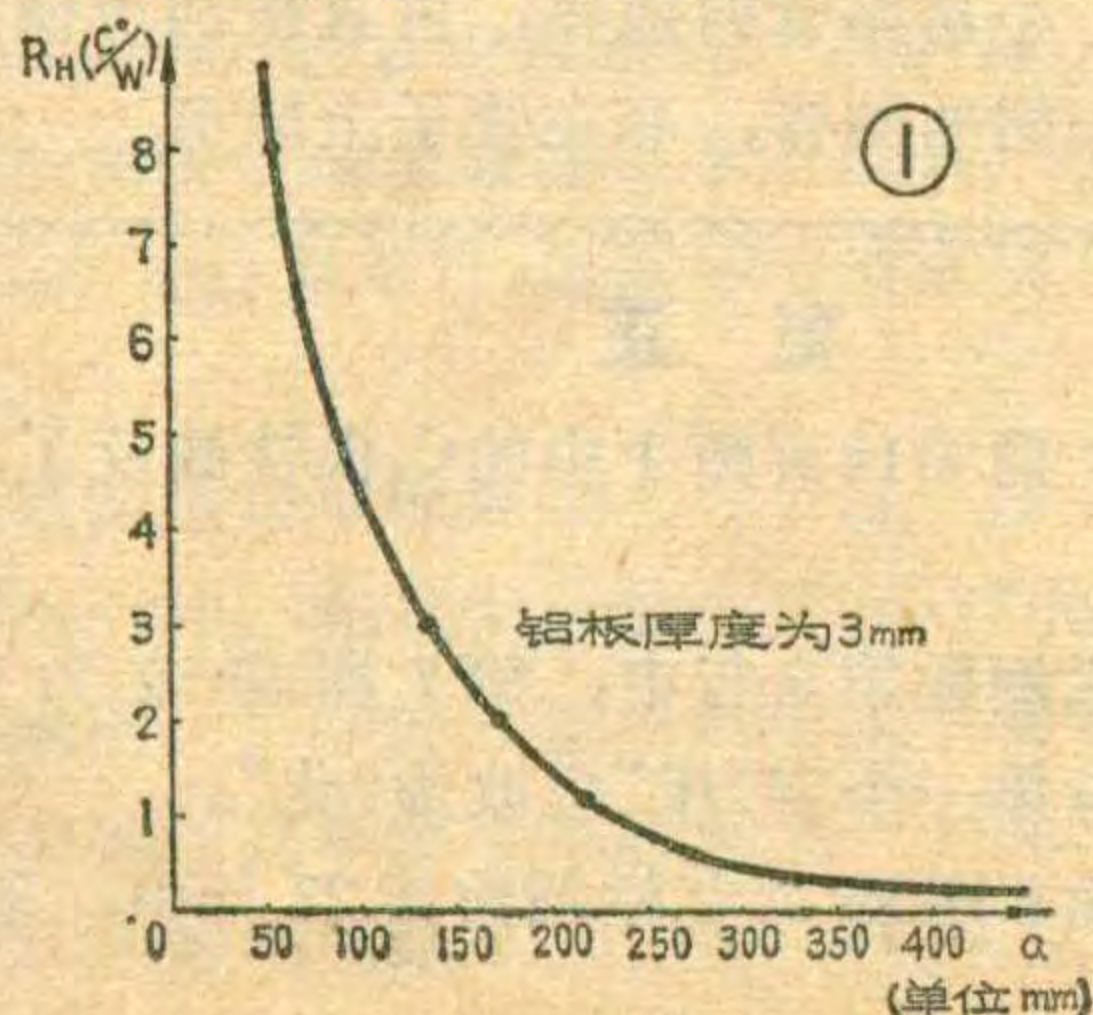
让我们先从温度关系来着手分析。晶体管从结开始到管外空间，各点的温度是逐渐下降的。即 $T_i > T_c$ (壳温) $> T_H$ (散热片温度) $> T_a$ (环境温度)。功率管的结温 T_i 可从《晶体管手册》中查到，一般锗管 T_i 为 90°C，硅管 T_i 为 175°C。环境温度 T_a 由设计要求决定，一般取 40°C。

限制功率管最大输出功率 P_{CM} 的主要因素是 R_t 、最高允许结温 T_i 和环境温度 T_a ，在分析时可认为 T_i 与 T_a 之差正比于 P_{CM} ，即 $T_i - T_a = A P_{CM}$ 。式中 A 为比例常数，它就相当于功率管的总热阻 R_t ，所以上式可写为 $T_i - T_a = R_t P_{CM}$ ，即： $P_{CM} = (T_i - T_a) / R_t$ 。根据上面公式，就可以很方便地设计散热器的尺寸了。

例如：已知大功率管 3AD6 的 P_{CM} 要求为 10 瓦，最高结温 $T_i = 90^\circ\text{C}$ ，热阻 $R_T = 2^\circ\text{C/W}$ ，并设最高工作环境环境温度 T_a 为 40°C。试设计散热片尺寸。

设计步骤：①求出 3AD6 的总热阻为 $R_t = \frac{T_i - T_a}{P_{CM}} = \frac{90^\circ\text{C} - 40^\circ\text{C}}{10\text{W}} = 5^\circ\text{C/W}$ 。②设散热片与管壳之间不加云母片，则 $R_c = 0$ 。根据 $R_t = R_T + R_H + R_c$ ，则 $R_H = R_t - R_T - R_c = 5^\circ\text{C/W} - 2^\circ\text{C/W} - 0 = 3^\circ\text{C/W}$ 。③根据 R_H 的大小查附图 (R_H 与正方形散热器边长 a 的关系曲线)，就可直接求出散热片的尺寸为 140×140×3 毫米³。附表中列出了几种常用大功率管的散热片尺寸，可供参考。
(下转第 17 页)

型号	额定输出功率 P_{CM}	不加散热片时 P_{CM}	内热阻 R_T (°C/W)	PCM 不同时		散热片尺寸 mm^3
				R_H 值 °C/W		
3AD6	10W	1W	2	5W	8	50×50×3
				10W	3	140×140×3
3AD30	20W	2W	1	15W	2	175×175×3
				20W	1.25	220×220×3



收音机的增益及其分配

程宏基

制作一台收音机，我们总希望能够收到比较多的电台，放出比较大的音量，而同时又要使噪音尽可能小。怎样才能同时达到这些目的而制作出性能优良的收音机呢？根据不同需要正确地设计整机增益并在各级合理分配是问题的关键。本文仅就半导体收音机各级电路的增益分配问题作一些简要分析。

一、什么是收音机的增益？

半导体收音机通常采用磁性天线接收由电台发射出的电磁波，其接收到的电磁波能量是十分微弱的。

由计算可知，用性能优良的MX



① 噪音太大，甚至造成自激无法收音。

—400 尺寸为 $\phi 10 \times 200$ (直径 10 毫米，长度 200 毫米) 的中波磁性天线，接收场强为 0.5 毫伏/米的信号，其输出功率约为 0.6 微微瓦；而收音机放出的音量要达到正常收听，最少也需要输出 10 毫瓦以上的功率。

由此我们可以算出收音机本身需要的放大倍数为

$$10 \text{ 毫瓦} / 0.6 \text{ 微微瓦} = 16,600,000,000 \text{ 倍}$$

也就是说，从磁性天线接收下来的信号，必须经过收音机放大 166 亿倍，才能取得足够的音量。如此庞大的数字对于运算和记忆都是极不方便的，因此通常习惯上总用对数来表示，使数字大大简化，即

$$K_p = \lg \frac{\text{输出功率 } P_{\text{出}}}{\text{输入功率 } P_{\text{入}}}$$

K_p 就是收音机对信号放大的倍数，技术术语为“增益”，它的单位是贝尔，这个单位使用起来还嫌大些，故通常用贝尔的 1/10 作为增益的单位。这个单位叫分贝，上式则需改写成

$$K_p = 10 \lg \frac{P_{\text{出}}}{P_{\text{入}}} \text{ (分贝或 dB)}$$

在前面举的例子中，其整机增益为

$$K_p = 10 \lg \frac{10 \text{ mW}}{0.6 \mu\text{W}} = 10 \lg 1.66 \times 10^{10} \approx 102 \text{ 分贝}$$

从一百六十六亿倍简化为 102 分贝，其优越性是显而易见的。此外实践证明：人耳的直观听觉是和作用到耳膜上的音频功率的对数成正比，所以用对数表示功率放大的程度更切合实际需要。

由天线接收到的微小功率，要经过变频、中频放大、检波、音频电压放大、功率放大，才能达到所需要的音

频功率，去推动扬声器发出声音。整机的总增益怎样分配到收音机的各部分才算合理呢？以最典型的六管机为例，比较合理的增益分配大体如图 1 的方框图所示。

如果设计正确和装调合理，六管收音机可以达到 120 分贝左右的增益，可以满足正常收听。在信号场强比较强的大中城市，如愿制作简易收音机，放大级数可以减少，如做一级中频放大，总增益将减少。相反，如打算制作性能更优良的收音机，则可增加一级音频前置放大。但无论哪种情况，增益不宜过低或过高，低于 90dB 时，将嫌灵敏度不够，而超过 150dB，则

二、各级增益怎样保证？

1. 变频级：变频级电路的作用是将天线收下来并经过调谐回路选出的电台高频信号与本机振荡信号相差频，得到载频为固定的 465 千赫的调幅中频信号。因为变频级晶体管处于非线性工作状态，既有差频作用，又有放大作用，所以经过变频之后的中频信号大约得到了 25dB 的增益（相当于放大了 300 倍）。变频级处于收音机的最前端，其噪声会随着信号被后面的各级放大，对整机造成极大的影响，所以必须兼顾，既要有足够的变频增益，又要使噪声尽可能小。变频级性能主要取决于下列两个因素：

① 变频管的选用——变频级的工作频率较高，应选用截止频率比较高的晶体管。对于中波收音机，3AG1B~3AG1E、3AG11~3AG14、3AG21~3AG24、3DG4、3DG6 等均可使用（有短波的收音机 3AG1B、3AG11、3AG21 不适用）。其次，要注意晶体管的高频参数 r'_{bb} （基极扩散电阻）和 C_{ob} （共基极输出电容）不宜过大。尤其在使用次品管的场合特别要注意这两个参数。如晶体管的 r'_{bb} 太大，会使变频级增益降低；如 C_{ob} 太大，会引起中波低端产生自激啸叫。一般情况下，如选择 $r'_{bb} < 100$ 欧、 $C_{ob} < 5$ 微微法的管子担任变频管是比较理想的。在业余条件下，用简单的方法可以估量 r'_{bb} 的大小，即用万用表 R×10 档测量管子的 e-b、c-b 两个 P-N 结的顺向电阻值，两个电阻值相差小，则 r'_{bb} 小。晶体管的 β 值的大小实际上对变频增益的高低关系不是很大，只要高频参数满足上

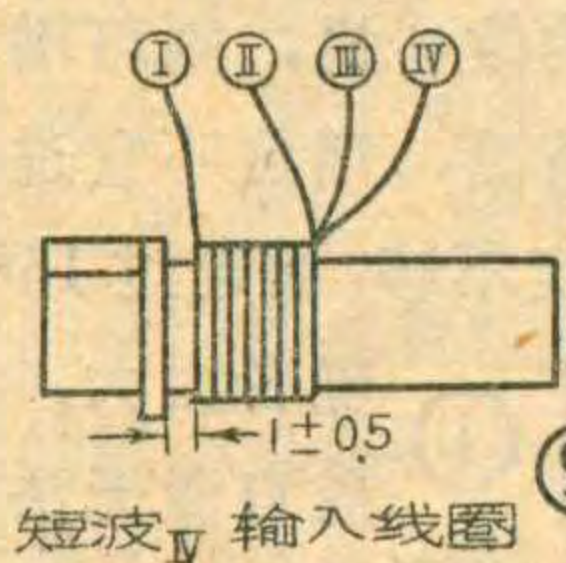
(下转第 32 页)



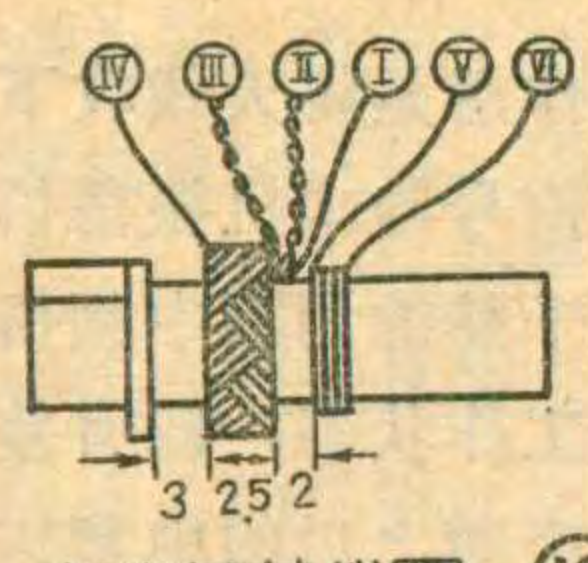
红灯 733-1 型 14管 5波段 半导体收音机 续

上海无线电二厂设计一组 王恭行

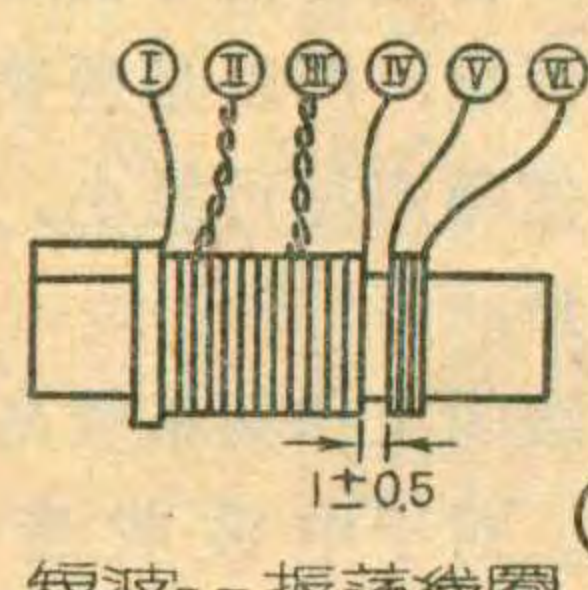
6. 低放部分: 采用典型的变压器耦合推挽功率输出。BG₁₀是前置放大器。BG₁₁是激励级。BG₁₃、BG₁₄是功放级。R₅₇、R₆₁、C₈₀、C₇₉是高频提升负反馈网络，用以改善失真，提升高音，补偿中频曲线和检波网络损失的一部分高音。C₈₂、C₈₃是高频负反馈电容，解决大信号偏调啸叫声。



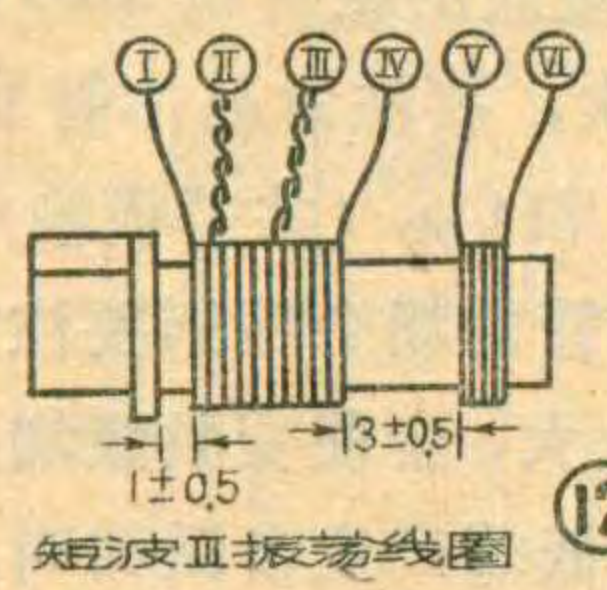
- I 0.51 漆包线 8T
- II I-II L=0.37μH Q>90
- III 0.17 丝漆包线 1T
- IV



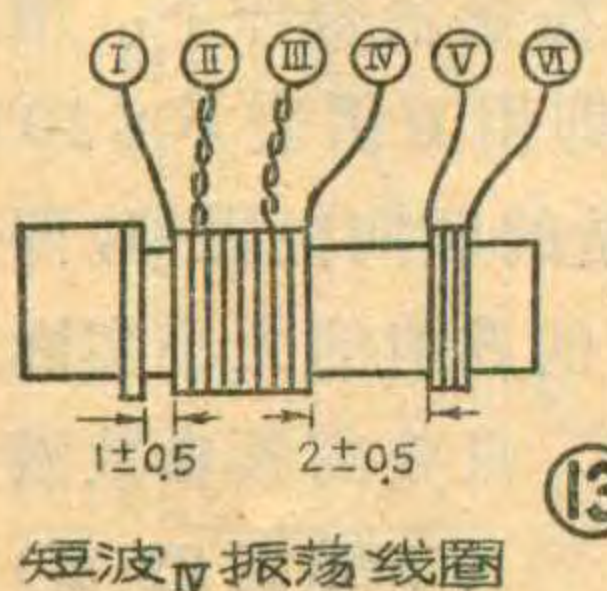
- I 12T
- II 0.12 丝漆包线 63T
- III 32T
- IV I-IV L=100μH Q>10
- V I-III L=46μH Q>10
- VI 0.17 丝漆包线 4T



- I 5T
- II 0.19 漆包线 35T
- III 20T
- IV I-V L=6.6μH Q>50
- V I-III L=4.9μH Q>40
- VI 0.17 丝漆包线 3T

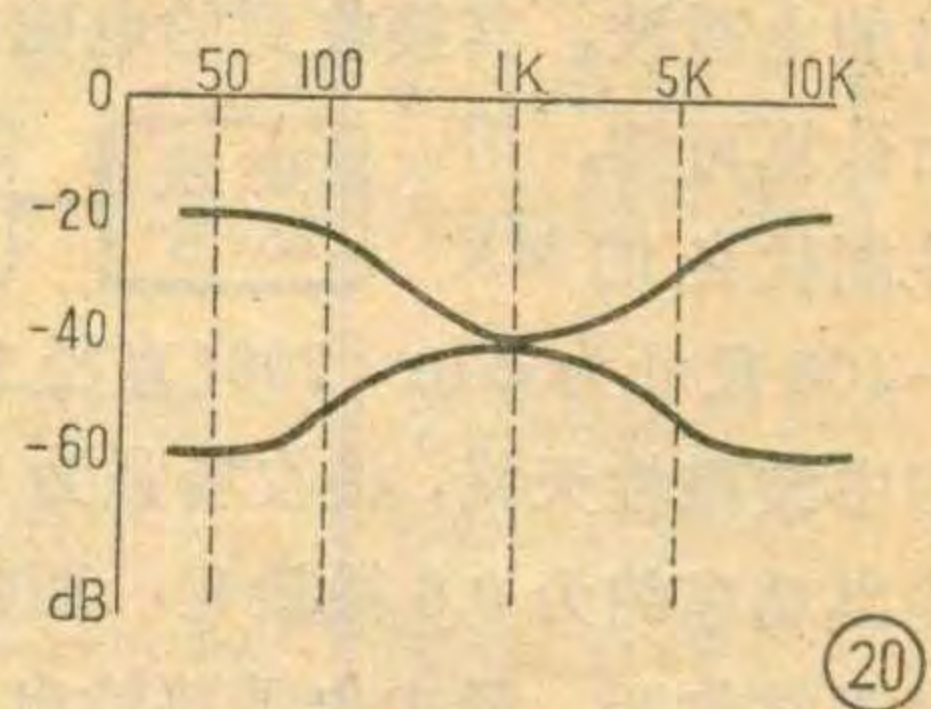
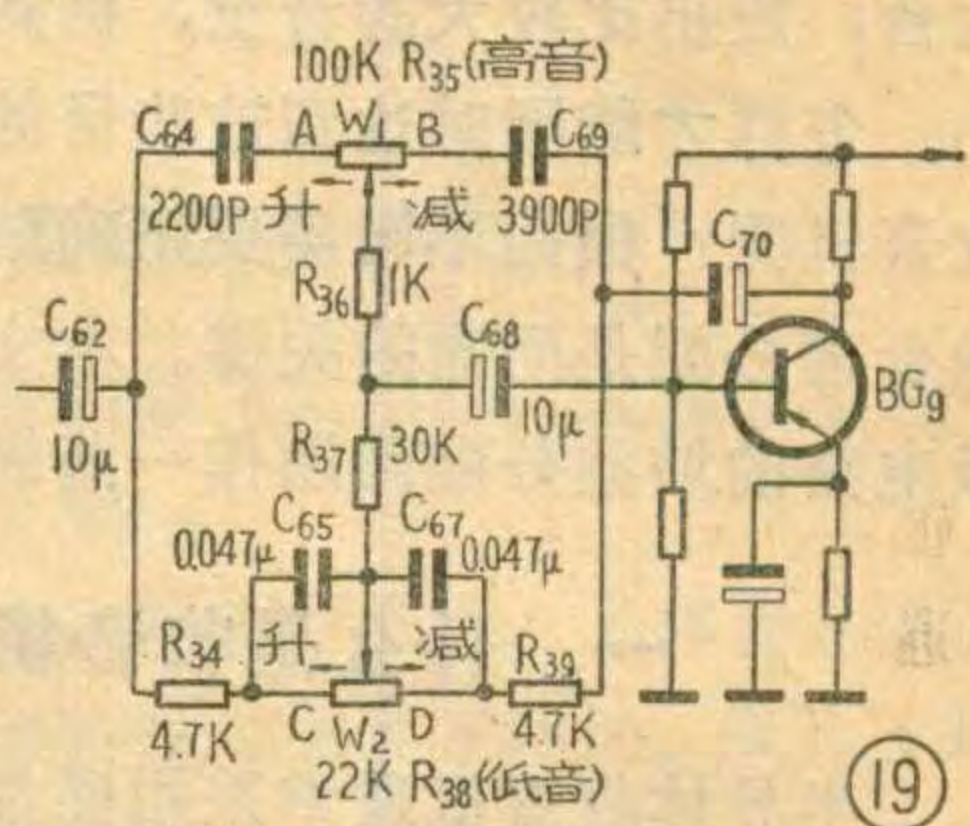


- I 2T
- II 0.27 漆包线 15T
- III 10T
- IV I-IV L=2.25μH Q>50
- V I-III L=1.24μH Q>30
- VI 0.17 丝漆包线 3T



- I 2T
- II 0.27 漆包线 8T
- III 7T
- IV I-IV L=1.27μH Q>40
- V I-III L=0.65μH Q>40
- VI 0.17 丝漆包线 2T

7. 音调控制电路: 衰减、负反馈混合式高低音分别调节，见图19。可以有较大的作用范围和较小的失真。对于任何一种音调控制电路来讲，实际上都是衰减电路，只不过是对所需要提升的频率衰减得比其他频率的衰减少而已。本电路也是如此。W₁是高音控制电位器，W₂是低音控制电位器。



先看提升情况，当W₁调到A端，W₂调到C端时，高音通过C₆₄、R₃₆、C₆₈送到BG₁₄的基极放大。由于C₆₄设计时，其数值选得使对高频的容抗很小，相当于短路，所以衰减最小，增益最高。对中、低音信号，由于C₆₄容抗增大，可视为开路，中、低音只能从R₃₄、R₃₇经衰减后加到BG₉的基极。这样，电路衰减部分R₃₄、R₃₇、C₆₄就组成了高音提升网络，对中、低音有一定衰减。

另一方面，设计时将C₆₅、C₆₇的数值选得使它们的容抗对高、中音视为短路，而对低音看作开路。因此，线路中反馈网络部分R₃₉、R₃₇对高、中音有较深的负反馈，受到衰减，而对低音则几乎无负反馈（因C₆₇对低音为开路，低音反馈信号必须通过W₂反馈，反馈量大大减少），因此R₃₉、R₃₇一路可看作低音提升线路。另一反馈支路C₆₉、W₁、R₃₆与BG₉的输入电阻并联反馈，因W₁阻抗很大，反馈量很小，可视为无反馈。

从以上分析可看出：当W₁、W₂位于提升最大(A、C点)时，低音受到R₃₄+R₃₇一次衰减，高音也受R₃₉、R₃₇负反馈的一次衰减，而中音同时受上述二次衰减，结果高、低音得到了提升。

当W₁的中心滑臂移向B点时，高音因W₁的阻值增大而衰减增大，同时C₆₉支路的负反馈也逐渐起作用变大起来（C₆₉对中、低音不起作用）。当W₁中心滑

臂移到 B 点时，高音得到最大程度的衰减，而且负反馈也最深，于是高音衰减达到最大。当 W_2 的滑臂移向 D 端时，与高音情况相反，低音受到增大的 W_2 阻值的衰减，同时低音负反馈也因 W_2 阻值的减小而逐渐大起来。高、中音因 C_{67} 的作用而保持不变。当 W_2 中心抽头移到 D 端时，低音受到最大程度的衰减，而且负反馈最深，此时便形成低音衰减最大。

总的频率响应曲线见图 20。

8. 射极跟随器与高通滤波器：见图 21。 BG_8 是射极跟随器。特点是输入阻抗高，输出阻抗低。高输入阻抗有利于接电唱机时和高阻抗唱头匹配，对检波负载影响小，使交、直流负载接近，改善调制失真。本机输入阻抗约为 100 千欧。 C_{48} 、 C_{53} 、 R_{28} 与 BG_8 接成高通滤波器，其转折频率为

$$f = 1/2\pi RC$$

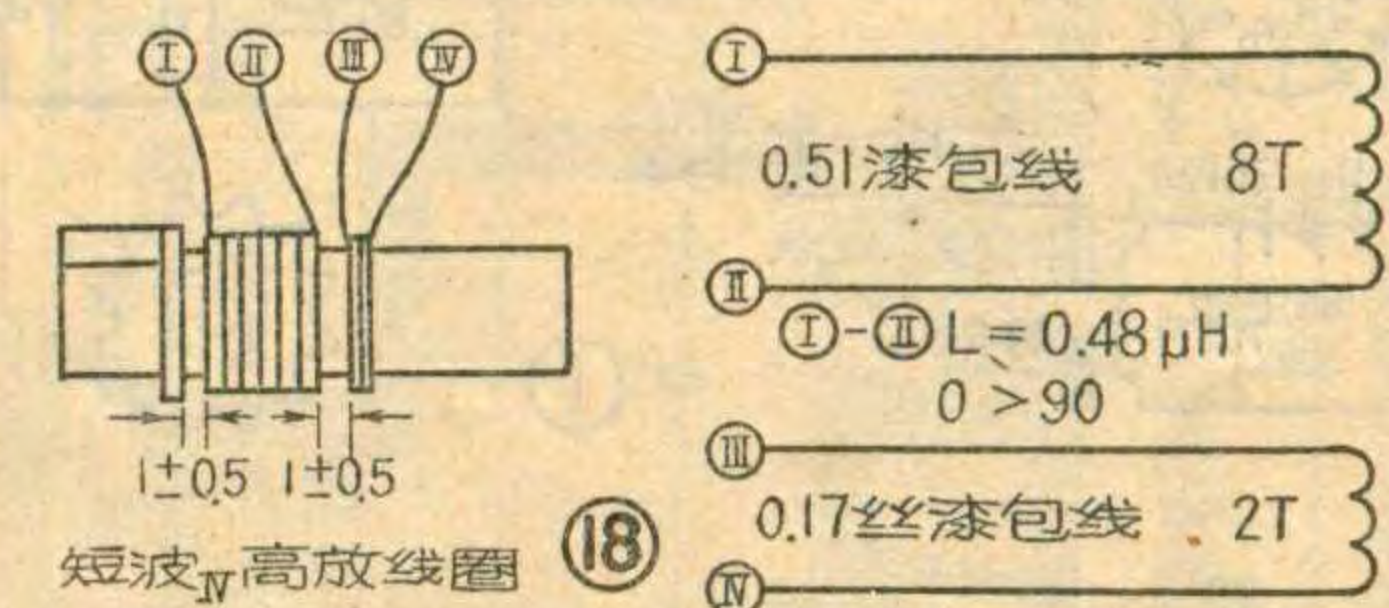
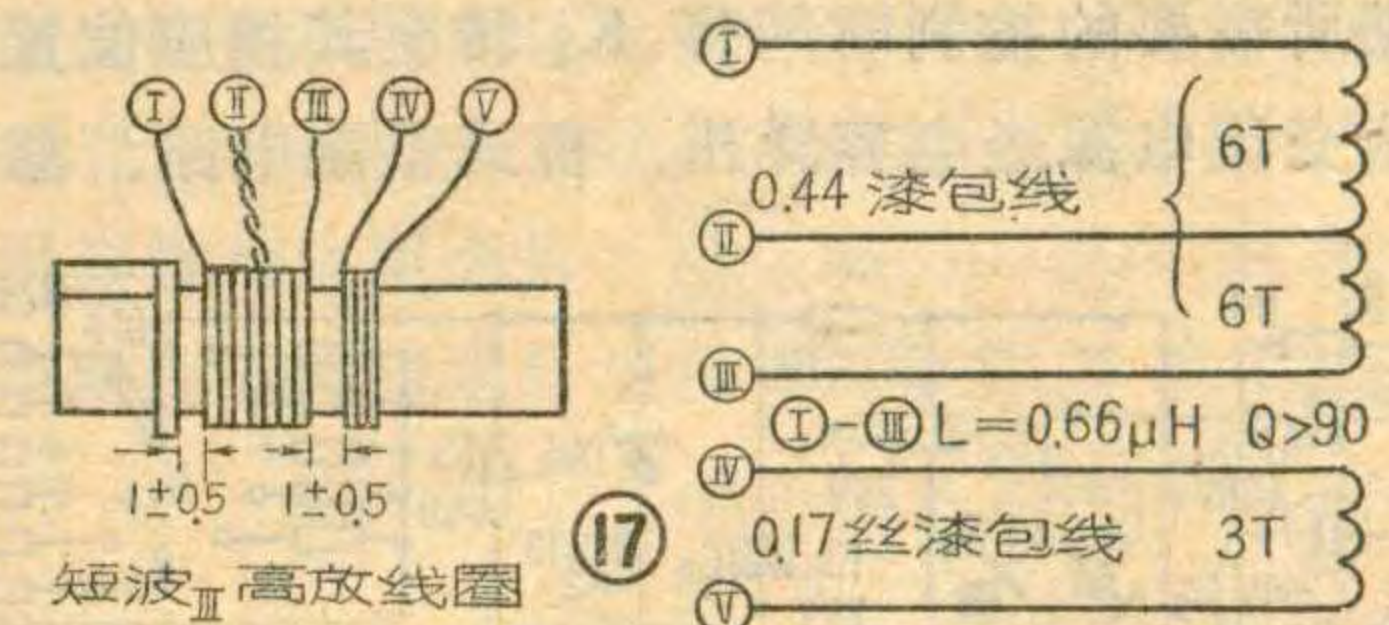
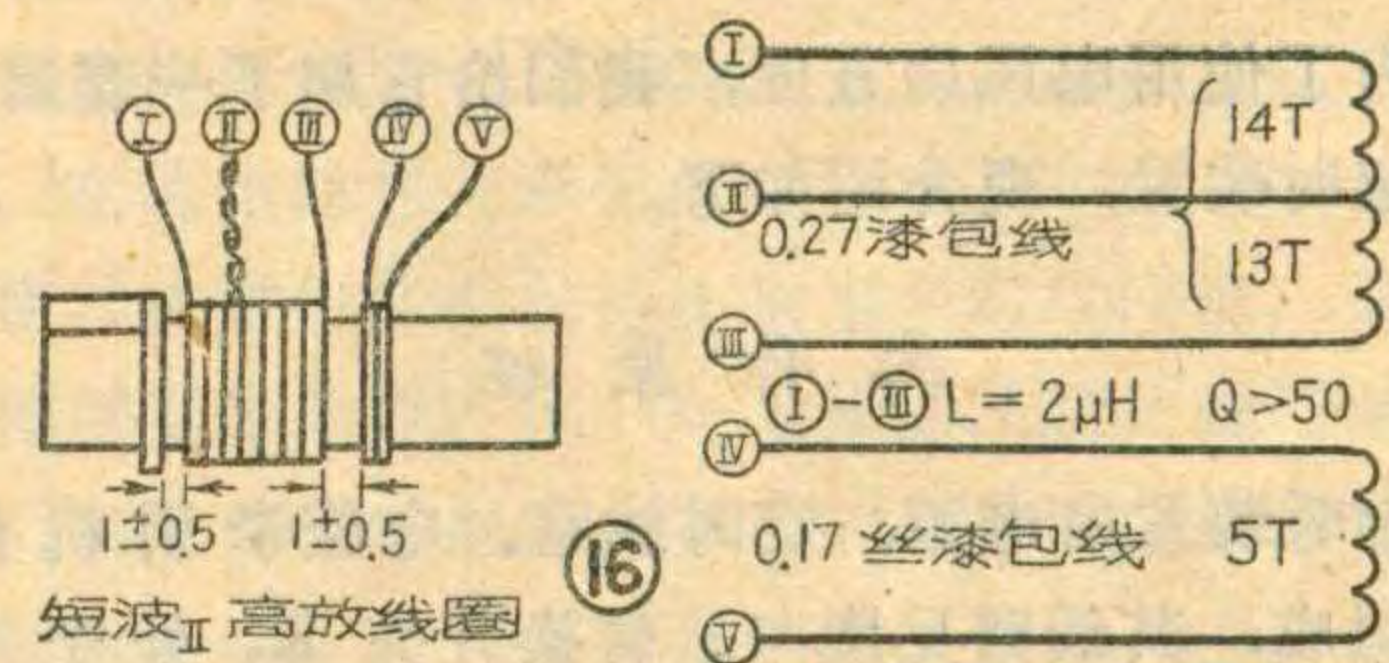
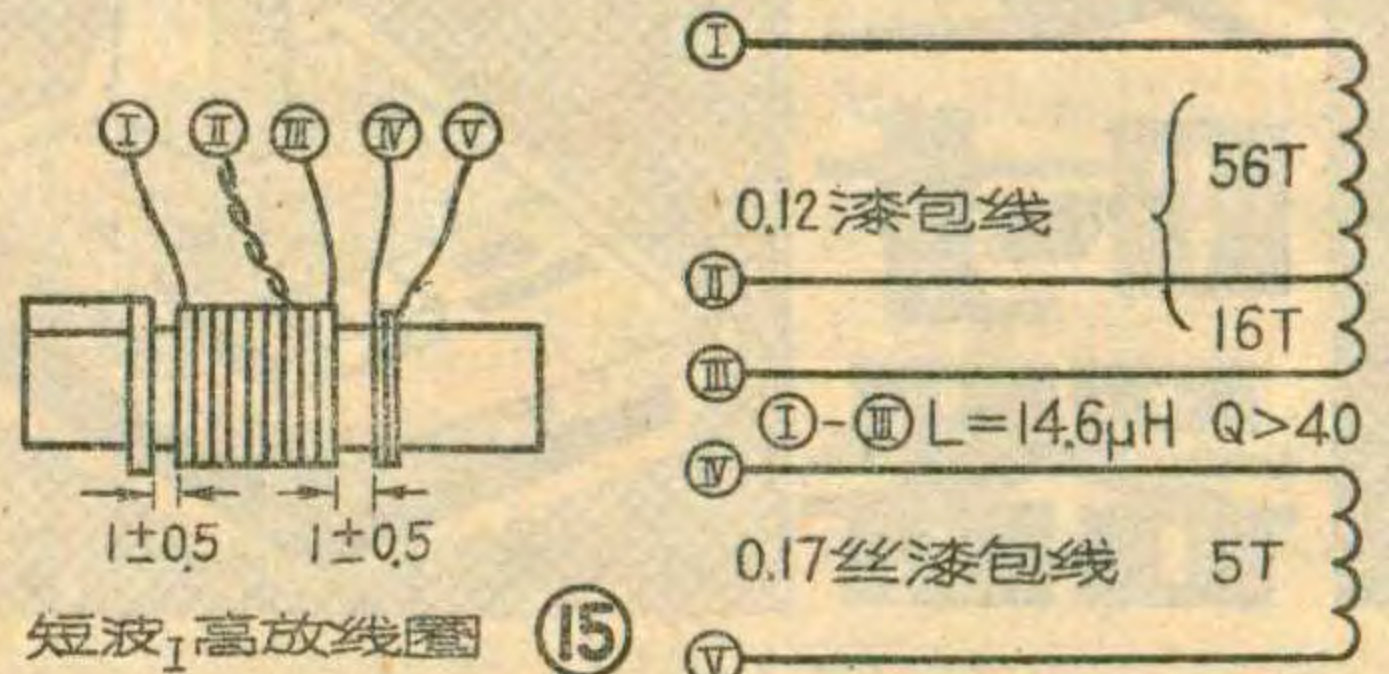
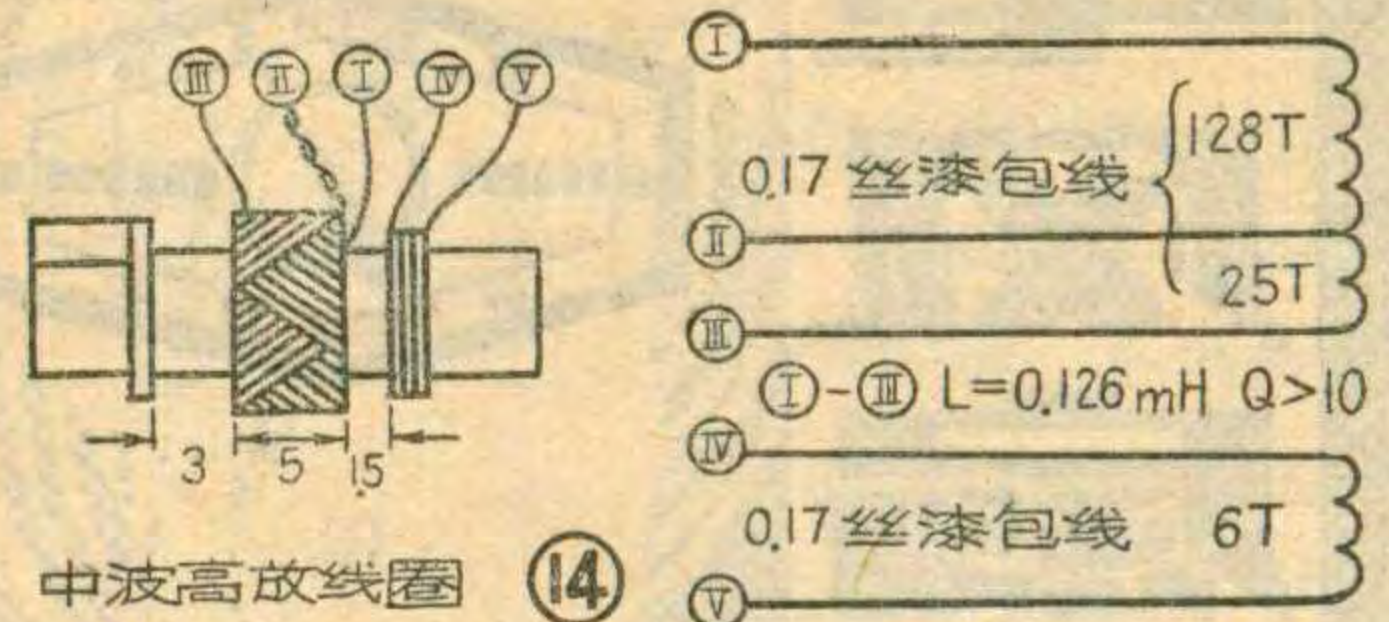
式中： $C = C_{48} + C_{53}$ ； $R = R_{28}R_{\lambda} / (R_{28} + R_{\lambda})$ ， R_{λ} 是 BG_8 的输入阻抗。代入电路元件数值计算得 $f \approx 110$ 赫。

电路中为何要加高通滤波器呢？由于本机采用 4×6 椭圆形内磁式扬声器。扬声器的谐振频率为 100~110 赫（实测），而电路中采用了高、低音提升网络，如不加高通滤波器，低频频响一直可提升到 50 赫，而扬声器在谐振频率以下的频段上声音是不能正常发出的，如果有很大分量的低音频送进扬声器，不仅发出的低音很难听，还会破坏正常的发音，带来严重失真（往往是一种破壳声）。所以收音机的电频响必须与扬声器的声频响匹配起来，并不是电频响越宽，声音越好听。所以本机加了高通滤波器，使 110 赫以下的信号被削减，和未加滤波器前相比，对 50 赫低音衰减了 10 分贝，从而得到了丰满的音质。

9. 电子滤波器：见图 22。本机电源采用了有源滤波器。由于本机输出功率有 1 瓦，在用于电池的收音机中功率是比较大的，而且低频频响较宽。考虑到降压后因干电池内阻增大而引起的啸叫声，就必须加大滤波电容。而滤波电容用得大，成本增高，所以我们采用有源滤波器，它能用较小的电容达到大电容的滤波效果，成本较低。在此电路中，将滤波电容接在 BG_{12} 的基极电路上，所起的滤波效果相当于 BG_{12} 发射极与地之间接了一个 $(1 + \beta) C_{81}$ 的电容。 C_{81} 取 500 微法，如果 BG_{12} 的 $\beta = 10$ ，则

$$(1 + \beta) C_{81} = (1 + 10) \times 500 = 5500 \text{ 微法}$$

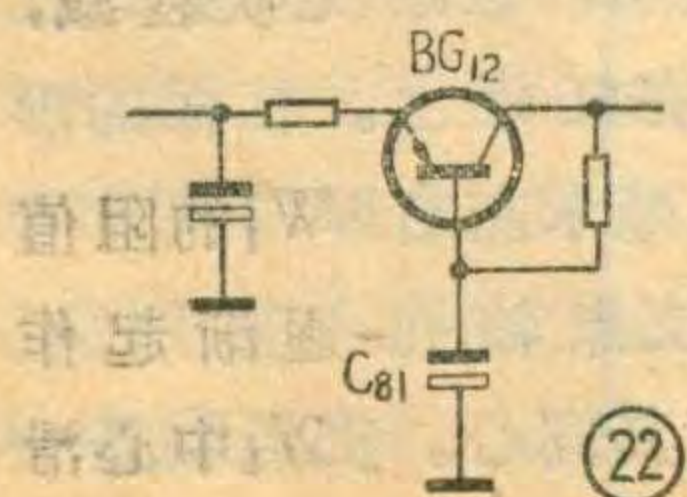
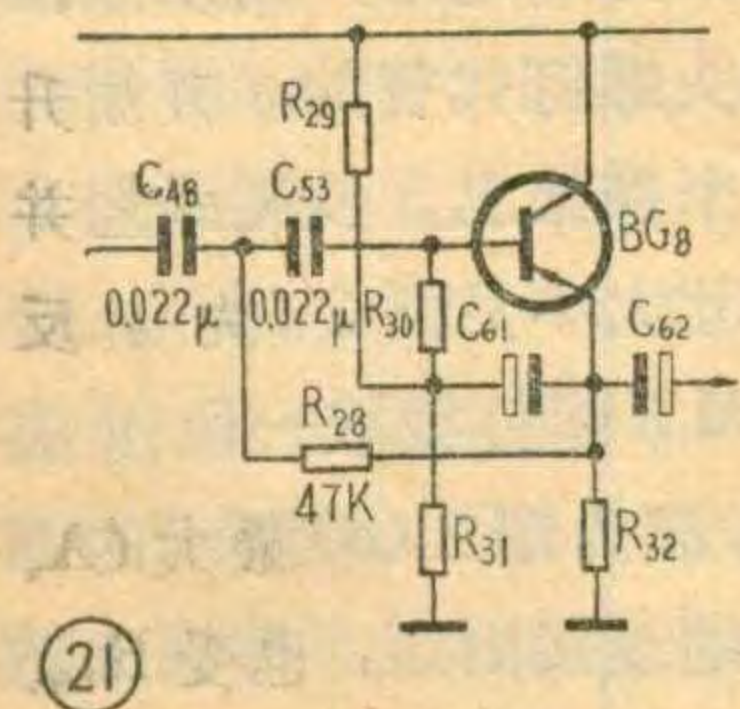
这相当于在电源上接了一个 5500 微法的大电容，因此本机具有良好的降压性能，电



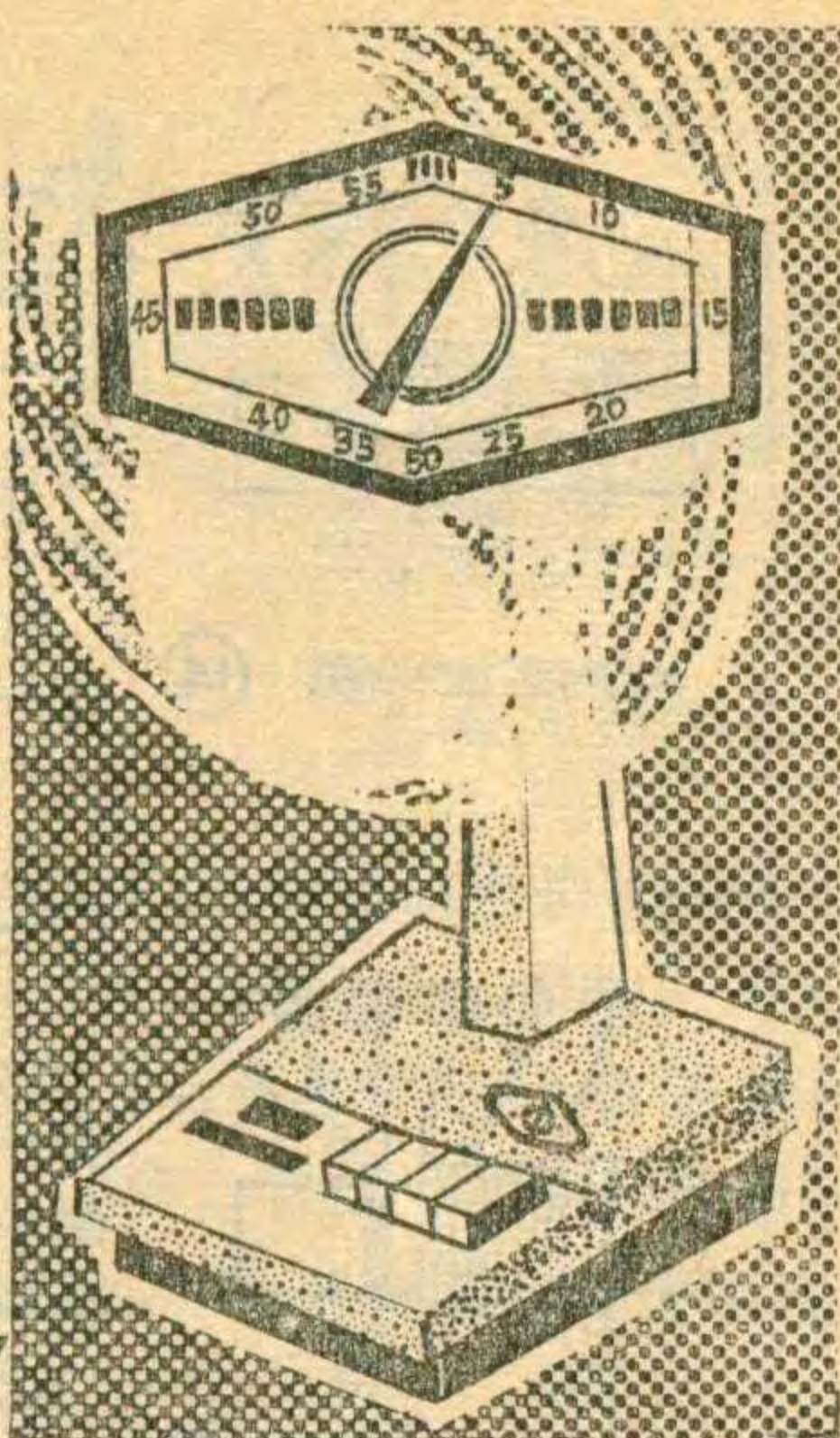
源电压从 9 伏降到 6 伏还能工作，不会发生啸叫声。

本机功放级输入变压器用 XE 6 × 10 铁心，初级用 0.1 高强度漆包线平叠绕 1900 圈，次级用同号线双线并绕 600 圈，接作两个线圈。输出变压器用 XE 6 × 10 铁心，初级用 0.27 高强度漆包线双线并叠绕 190 圈，接作两个线圈，次级用 0.35 高强度漆包线平叠绕 110 圈。

本机中波和短波 I 天线线圈套在 MX-400Y10 × 200 磁棒上调节。中振、中波高放线圈用 M 4 3 × 12 磁心调节；其他短波线圈用 NI 3 × 12 高频铁心调节。



电扇定时器



许德辉

为了使用电风扇方便，我们给它加了一套简单的电子定时装置，现介绍如下。

工作原理

定时装置由电源、定时线路、电磁牵引机构等部分组成，其线路见图1。转换开关 K_2 处于“关”位置 (OFF) 时，定时装置不工作。当按下开关 K_1 ，并根据所需要的控制时间将 K_2 转至其相应位置时，220 伏交流电源经电容降压、桥式整流电路、滤波电

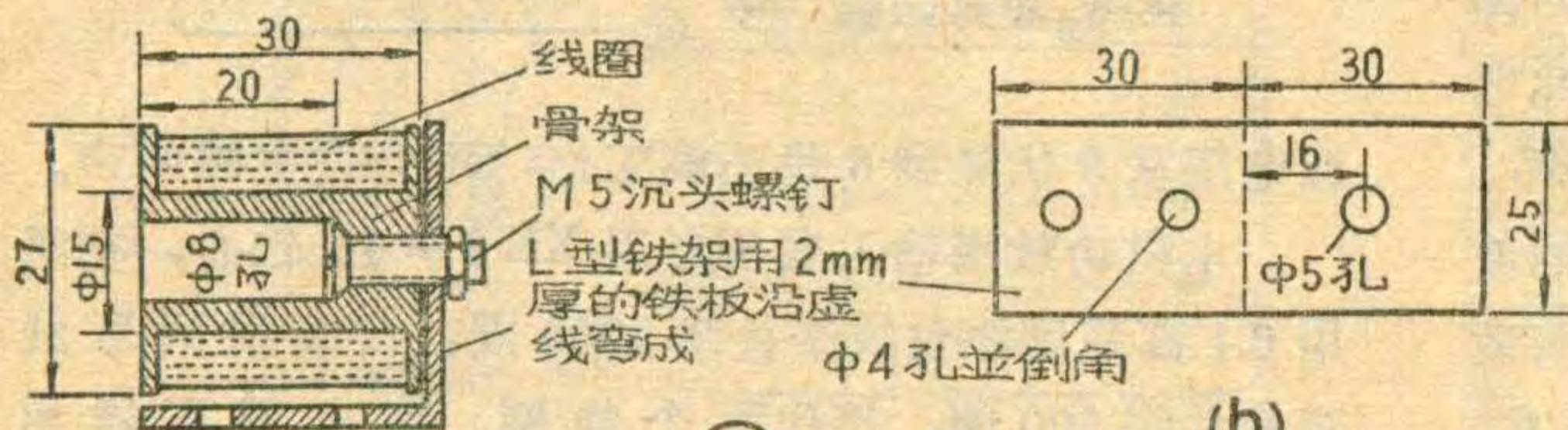
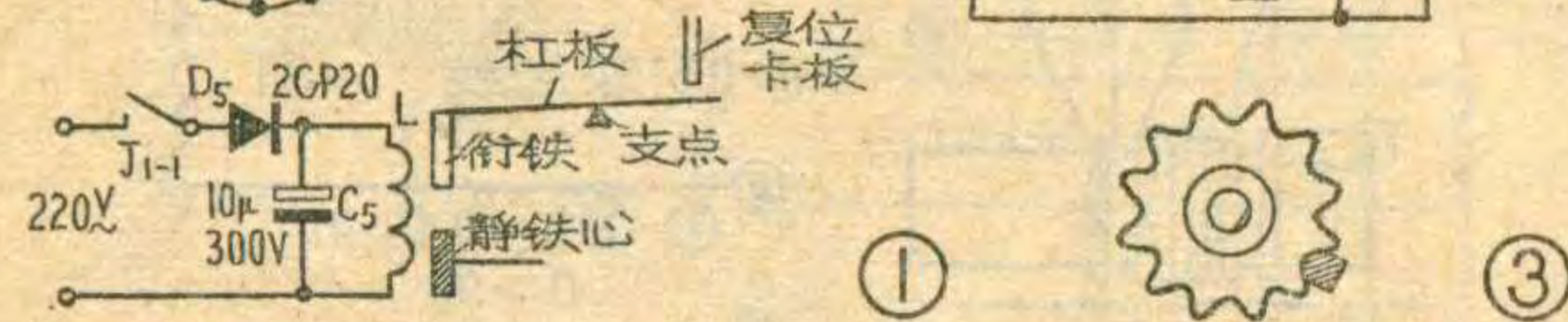
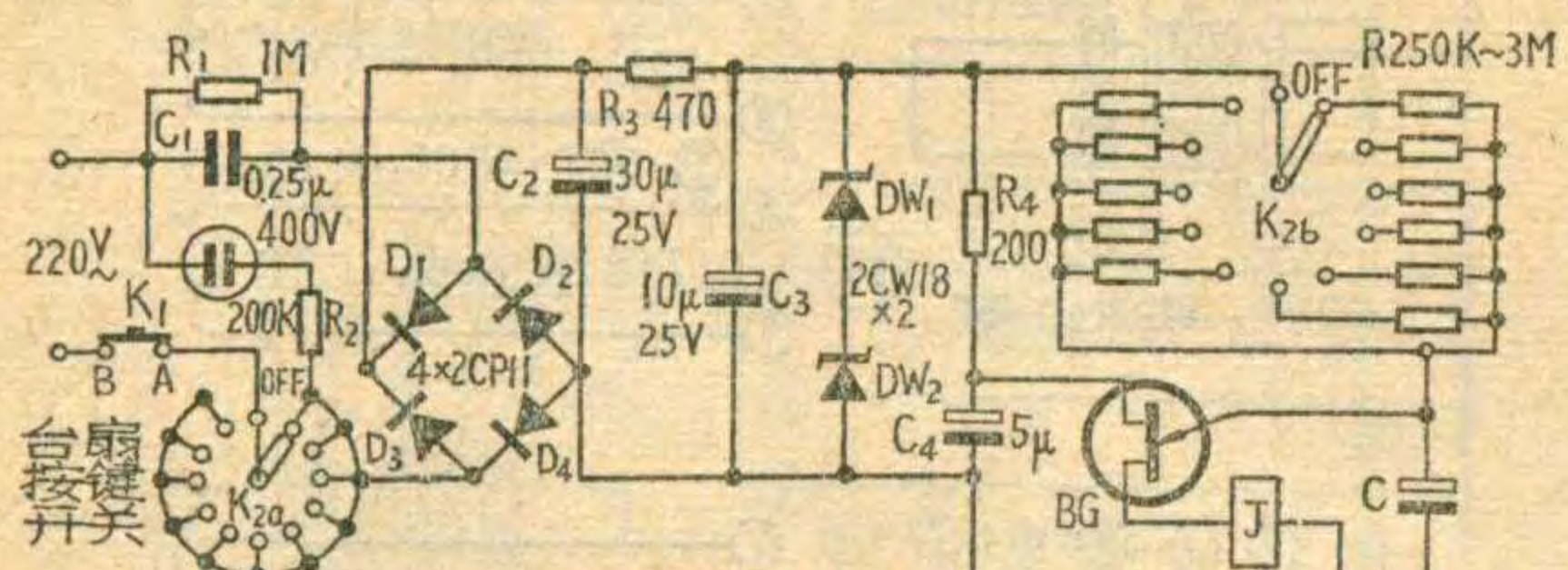
容、稳压电路后输一直流电压。这个直流电压一方面作为 BG 单结管的直流电源，另一方面通过电阻 R 向电容 C 充电。当 C 上的充电电压未达到 BG 的导通电压时，BG 不导通，流过继电器 J 的电流很小，继电器不动作。经过一定的时间 (控制电风扇工作时间) 后，电容 C 上的充电电压达到了 BG 管的峰值导通电压，BG 管导通。电容 C 就通过单结管的 E 极、B₁ 极和继电器线圈放电。因此时放电电流很大，足以使继电器 J 动作。继电器的常开触点 J₁₋₁ 闭合，将牵引电磁铁的线圈的电源接通，线圈有电流通过，静铁心被磁化，吸引衔铁。衔铁被吸动时，通过杠板带动按键开关上的复位卡板，使按键开关复位，切断电风扇的电源，电风扇停止转动。由于把电风扇上的按键开关改制过了，所以使得定时装置的电源也受它的控制，就是说在电风扇的电源切断后，定时装置也随即停止工作。

图 (1) 中， K_{2b} 各档电阻是用来选择电风扇控制时间的。因为电源通过 R 向 C 充电，当 C 上的充电电压达到一定值时，BG 管导通，所以选择不同的电阻值，就可以控制电容 C 的充电时间，达到定时控制风扇的目的。

元件选择与制作

为简化线路、缩小体积，采用电容降压电路。降压电容 C_1 用金属化纸介电容。单结管用 BT33 或 BT35，要求其分压比 $\eta > 0.5$ 。充电电容 C 尽量选用漏电流小的电解电容器，以提高定时精度。若定时时间长需要大容量的电容时，可以用几个小容量的电容并联来代替。自制或选用继电器时，要求其线圈的直流电阻为 100 到 200 欧，吸合电流小于 40 毫安，有一组常开触点。

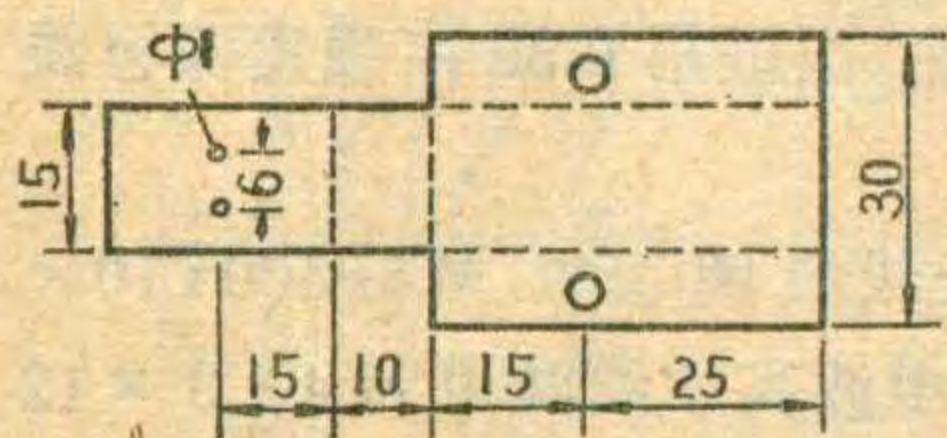
线圈 L 用直径为 0.1 毫米的高强度漆包线在骨架上绕 6000~7000 圈，直流电阻约 1000 欧。骨架可用有机玻璃、塑料、胶木或木头制作，见图 2(a)。骨架上钻了两个孔，一个孔的直径为 5 毫米，用来放入静铁心；另一个孔的直径为 8 毫米，用来放衔铁。静铁心是用 M5 沉头螺钉代替的，并用此螺钉把线圈 L 固定在一个铁架上。铁架是用 2 毫米厚的铁板作的，尺寸大小见图 2(b)。衔铁是用长约 25 毫米的 M8 螺钉截取一段制成的，并把它的螺纹锉去，成为图 2(d) 所示的圆柱形。为了便于与杠板的连接固定，衔铁上钻了个小孔，孔中穿入一细铁丝，该细铁丝穿过杠板上的两个 $\phi 1$ 小孔固定在杠板上。杠板的形状见图 2(c)，它是用 1 毫米左右厚的铁片弯成的，它上面的 $\phi 4$ 孔是支点轴孔，应在杠板弯好后再钻这两个孔，使其同心。支点轴是一



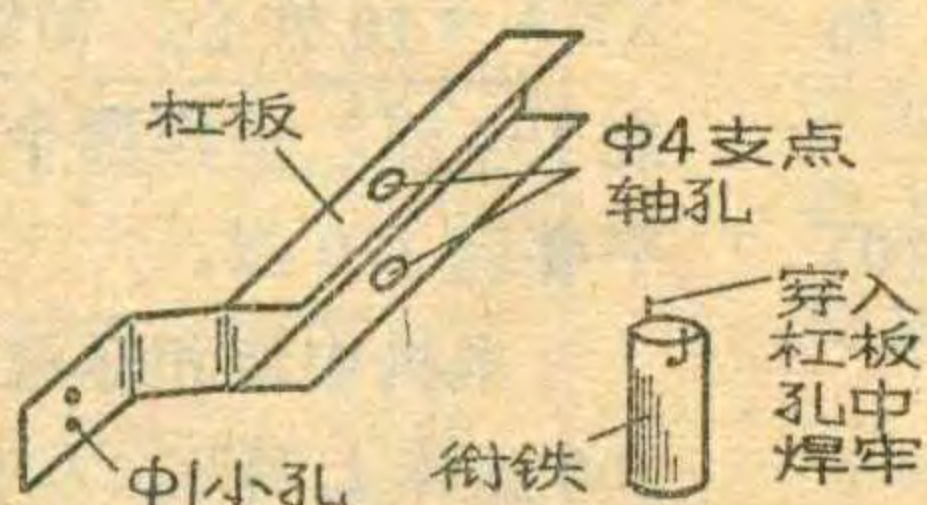
(a)



(b)

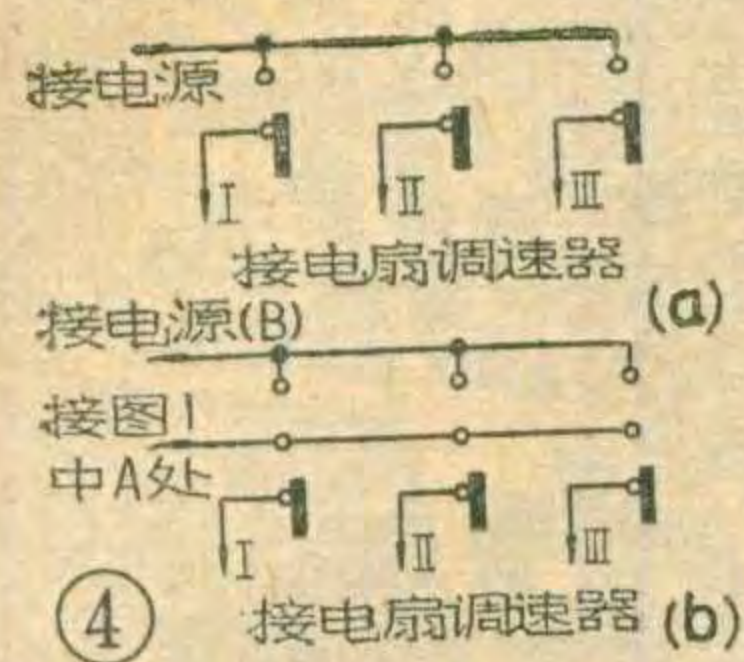


(c)



(d)

单位: mm



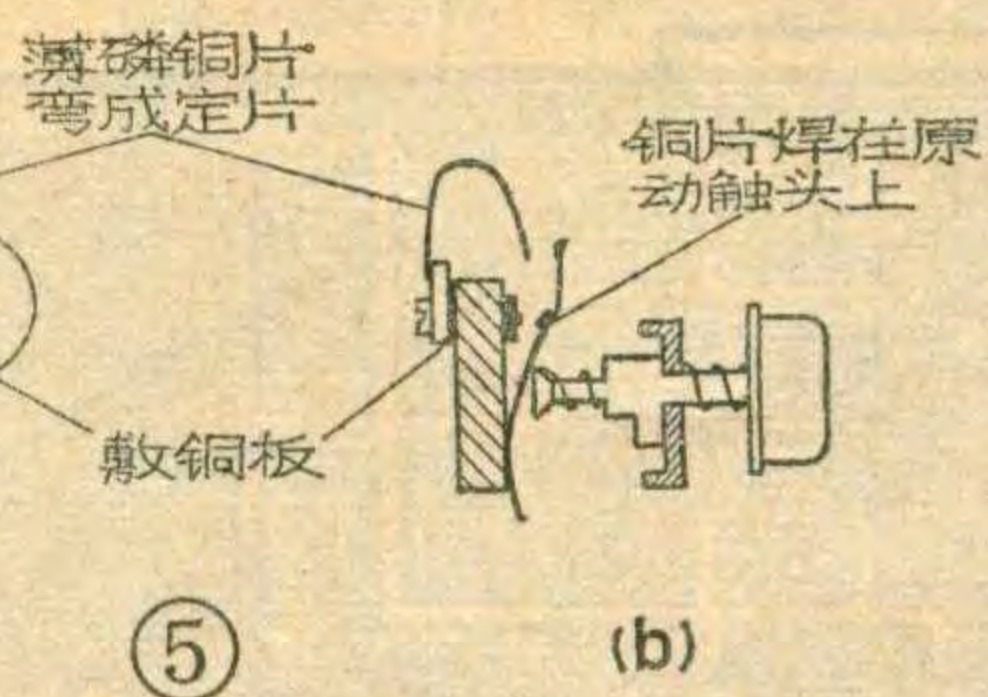
个 M4×30 的螺钉。为了提高静铁心、衔铁的导磁系数，可将它们先放入火中烧红，离火后稍等片刻再放入炉灰中任其慢慢冷却。

开关 K₂ 是用双刀 11 掷小型瓷质转换开关改制的。改制时，先将转换开关的固定件、开关片和转轴上的定位卡环拆去，取出转轴，然后用小锉刀把轴上的跳步定位凸轮的凸出部分（图 3 阴影部分）锉去，使轴能在 360° 范围内自由转动。再把安装拉簧的沟锉深些，减小弹子对跳步定位凸轮的的压力，使得转轴转动灵活。

电扇上的按键开关原来只有一组触点，见图 4 (a)。为了使这按键开关同时兼定时器部分的电源开关，又增加了一组触点见图 4 (b)，当按键开关按下时，一方面接通电扇电源，同时也把图 1 (a) 中的“A”、“B”点连接起来，接通了定时器部分的电源。改制原来按键开关时，先在一块长度和按键开关相等、宽 15 毫米的敷铜板上，钻两个直径为 3 毫米的孔，利用开关上原来的螺钉将它固定在按键开关的背面如图 5 (a) 所示。在 I、II、III 档对应的三个位置分别焊上宽 4 毫米的薄磷铜片，并弯成图 5 (b) 所示的形状，这是定片。在原来动触片的头上焊一适当长度的铜片为动片。调整定片的弹性和定、动片间的相对位置，以保证按键开关按下时，两组触点都能良好地接触和分离。印制线路板见图 6 (1:1)。

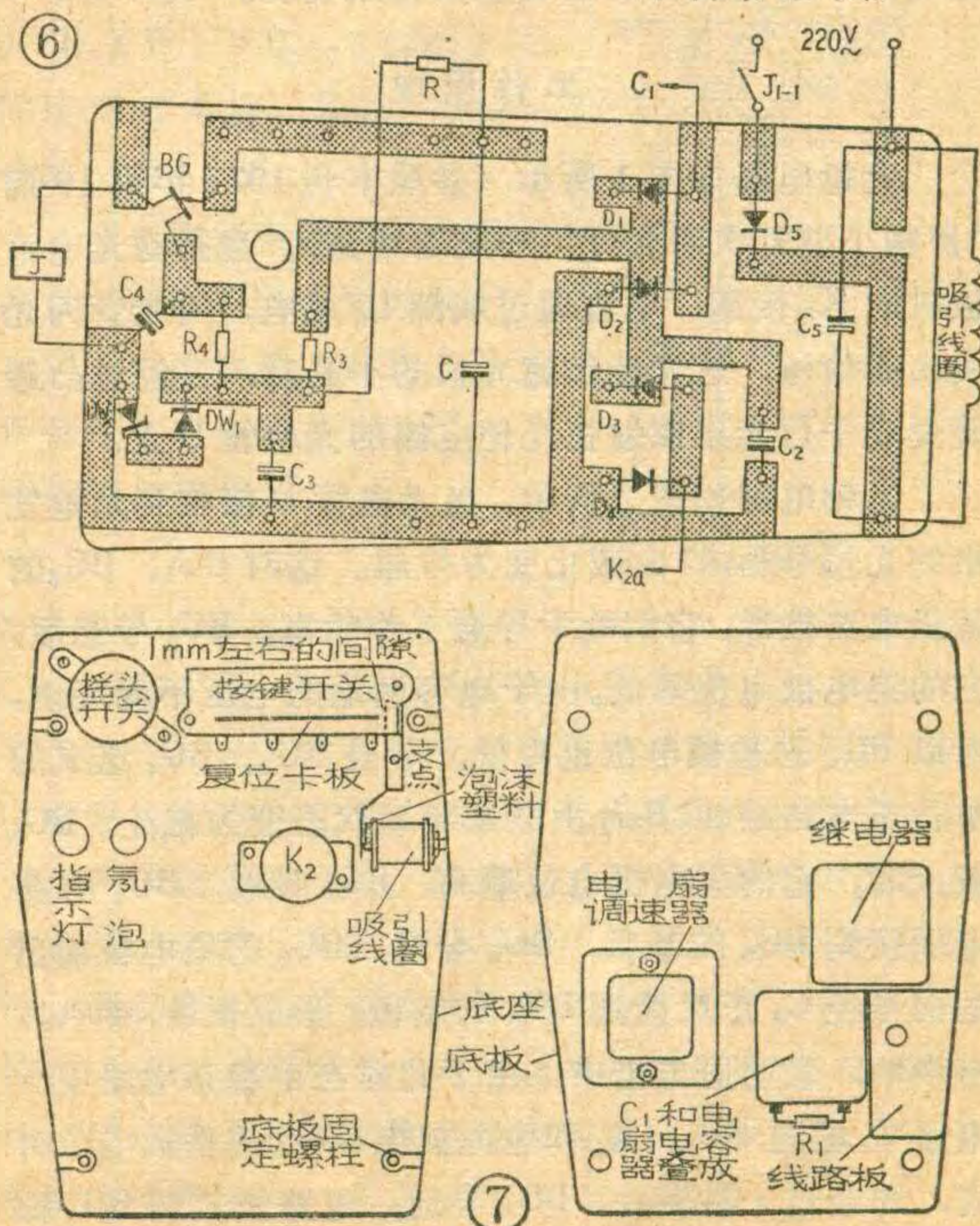
调试与安装

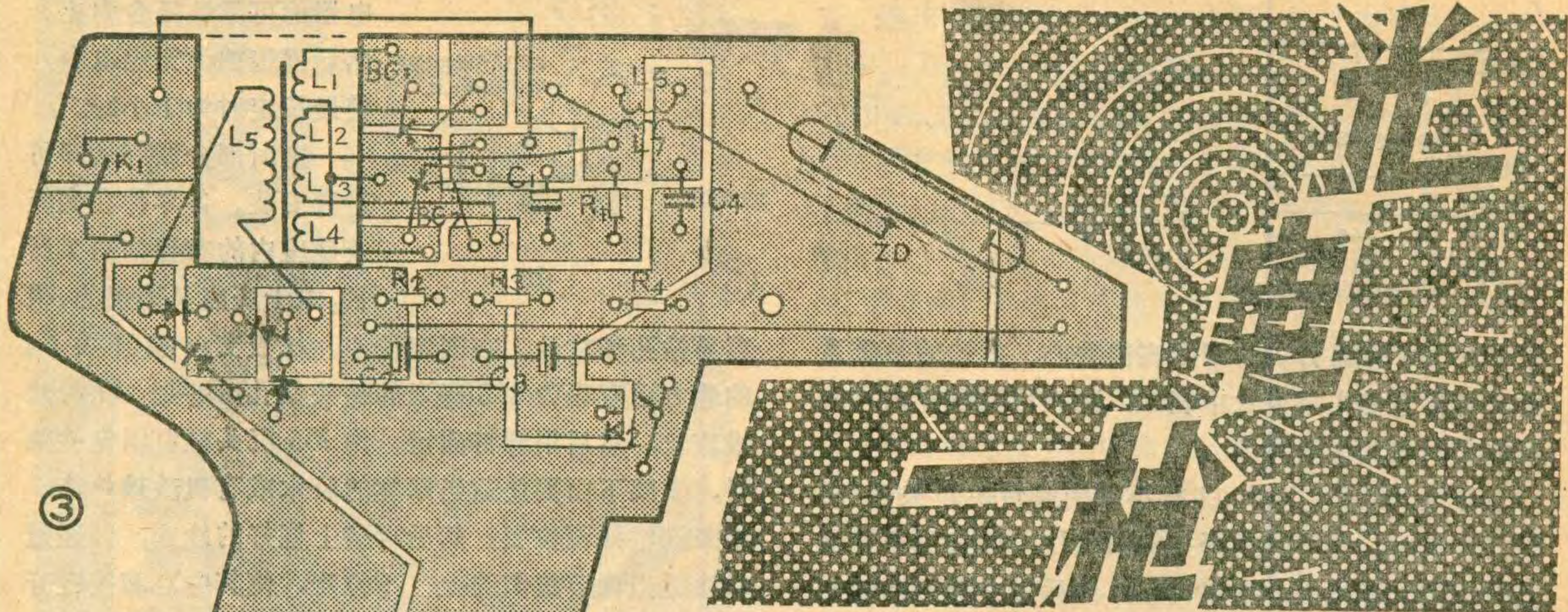
把线路接好以后（转换开关和电磁牵引部分可暂不接）即可通电试验。先在 R 处接一只几千欧的电阻，接通电源，过几秒钟应听到继电器“咔嗒”的吸合声，这说明线路工作正常。然后把这只电阻换成数百千欧的电阻 R_t，重复上述试验，记下从接通电源到继电器吸合所经过的时间 t (分)，按此次试验可大致算出定时为一小时的电阻 R₀₁， $R_{01} = (60/t) \cdot R_t$ 。找一个阻值和 R₀₁ 相近的电阻代替后再通电试验。这次试验可能会出现两种情况：第 1 种情况是继电器按计算的结果在一小时左、右吸合了，为了获得更准确的时间，可多测几次，取电阻的平均值。并且按此方法可获得 10 分、30 分、40 分、50 分等的定时电阻。第 2 种情况继电器不吸合，可能是充电电阻阻值太大，单结管不导通引起的。这时应减小它的阻值，直至继



电器能可靠地吸合为止，然后逐步加大充电电容，使最长定时为 1 小时。定时部分调好后即可进行安装。各零件在底座及底座内的布置如图 7 所示。由于底座是铸铝的，很容易钻孔和攻丝。在固定铁架、杠板支点和开关 K₂ 的地方用直径为 3.5 毫米的钻头钻孔，并用 M4 的丝锥攻丝，然后用螺钉固定。用 M5 沉头螺钉固定铁架时，铁架下面要垫适当厚度的胶木或有机玻璃垫块，用来调整线圈位置。然后再装上绕好的线圈，并通过垫块适当调节线圈的上、下位置，使其中心和按键开关复位卡板的高度基本相同。牵引电磁铁和杠板装上后，调整衔铁的长度（用锉刀锉修）和杠板的弯度，使得衔铁和静铁心相碰时，杠板另一端推动复位卡板移动到能使按键开关复位的位置。线圈架上粘上泡沫塑料，它的作用是在牵引电磁铁不工作时杠板复位后能使其和复位卡板保持 1 毫米左右的间隙，动作时杠板便对复位卡板产生一个小冲击，使按键开关复位利落。挡柱（利用底座内原有的底板固定螺柱）用来防止杠板转动。转换开关是装在一块铁片上，再用螺钉将铁片固定在底座内，这样转换开关的固定螺母就不会突出在电扇的面板上而影响美观，同时也便于拆装。所有定时电阻都直接焊在转换开关的焊片上，焊接前用套管将电阻套好，以免和另一层的开关片相碰。定时部分的指示灯用日光灯启辉器里的氖泡。

(下转第 25 页)





李文谦

光电枪是根据光电原理制作的。它分为光枪、光靶两部分。当光枪瞄准光靶时，光枪发射的光束被光靶接收，并把这个光信号变为电信号推动光靶电路工作，发出枪声响声。光电枪可用于模仿实弹射击训练及娱乐场所。

工作原理

光枪电路如图1所示（参照本刊1977年第10期“自制小型万次闪光灯”一文的线路）。当扣动光电枪扳机时 K_2 接通，电容通过线圈 L_6 放电，闪光灯闪光发出光信号，这光经过遮光板的小孔后，再经过凸透镜变成平行光束照射在光靶电路的光电管 D 上。

光靶电路如图2所示，当光电管 D 接收到光枪发出的光信号后， D 由截止变为导通。这时 BG_1 、 BG_2 的基极电路接通，它们处于导通工作状态。 BG_2 导通后，它的集电极电位降低。由于电容两端的电压不能突跳，所以 BG_4 的基极电位也降低，于是 BG_3 、 BG_4 组成的单稳态电路翻转， BG_4 由原来导通状态变为截止。 BG_4 截止时，它的集电极电位增高， BG_5 导通， BG_5 的集电极接到 BG_6 的基极， BG_6 导通， BG_6 的集电极输出的信号经 C_3 正反馈到 BG_5 的基极，形成振荡，喇叭发出声响，表明射击击中。由于此时在单稳态电路中，电容 C_2 通过 BG_3 、 R_4 和电源放电， BG_4 的基极电位升高，约经过一秒多钟， BG_4 导通，电路恢复到 BG_3 截

止、 BG_4 导通的稳定状态。调整 R_4 、 C_2 的数值可以调节声响的时间长短。由于 BG_4 导通时，它的集电极电位降低，于是 BG_5 截止，振荡器停止工作。光靶电路复原，等待下一次光束的到来。

元件选择与制作

图1中直流变换器的变压器 B_1 的铁心可用晶体管收音机的输入或输出变压器的铁心。线圈 L_2 、 L_3 用线径为0.44毫米的漆包线双线并绕各为30圈。 L_1 、 L_4 用线径为0.21毫米的漆包线也是双线并绕各为40圈。然后垫上两层电容器纸作层间绝缘再在上面用线径为0.06毫米的漆包线绕上3000圈左右为 L_5 。大家可根据窗口自己选择线圈的线径和圈数。 BG_1 、 BG_2 用3AX81， β 值大于30即可起振。 B_2 用2.5毫亨的成品空心高频扼流圈的原绕组为 L_7 ，外面再用线径为0.44毫米的漆包线绕20圈为 L_6 。闪光灯管长约4厘米。枪体是按着军用五四式手枪外形用白铁片自制的，为了提高射击难度，枪内空余之处要增加一些配重金属物。图3给出了光枪部分的电路印刷板。这种印制板制作简单，用小刀将敷铜板分割成很多小块，图4中有网纹部分为敷铜部分。为安装简单起见，闪光灯管外面套上一个用马口铁皮卷成的圆筒，在圆筒的中央钻一个直径为2毫米的透光孔，使闪光灯管发出的光通过透光孔后近似于点光源。选用的凸透镜的直径为1.5厘米，焦距在4~8厘米范围内。透镜片立着放在一个铁皮作的圆筒里，为了不让它倒，在它的两侧又放置了两个圆筒把镜片的边卡住。移动这两个圆筒就移动了镜片在枪口的位置，使它的聚焦点正好落在透光孔上。

光靶电路的光电管选取 β 值约为200的3DG或3DK型硅管代用。先将管子的铁壳顶端锉去，见到管内有晶片即可作为光电管，要求光电管在有光照射时，其集电极~发射极之间阻值约为1千欧，无光照射（室

内光线)时其阻值约为 100 千欧左右,这样光电管只对强光起作用。晶体管 $BG_1 \sim BG_5$ 用 3DG 或 3DK 型硅管, β 大于 50。 BG_6 用 3AX31。光靶部分的印制电路板见图 4, 制作方法与前述同。

调试与校准

光枪部分的电路调试见本刊的有关介绍。光枪电路工作正常后固定在枪体内, 将枪口正对太阳, 通过圆筒慢慢移动透镜在枪筒中的位置, 使光线聚焦形成的光点恰好落在闪光管的透光孔上, 这样当闪光管发出的光束通过透镜后就必然成为近似于平行光的一束光。枪筒内壁最好用无光黑漆或黑纸复盖一层以防折射光的干扰。校正光枪的准星时最好在晚间进行, 因为晚上能较清楚地观察光枪射出光束所形成的光点位置。校准时, 先将枪体固定好, 这样就可以避免因手握不稳而产生的不易校准的现象。然后使枪口距墙壁约 5 米, 扣动扳机观察光点的位置并在墙上用笔描出光点圆圈作为标记。修正准星的大小及标尺的开口位

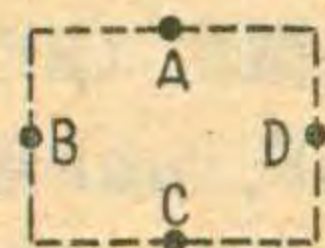
置, 使标尺、准星及光点圆圈的下沿成一直线即可。

光靶部分只要光电管 D 符合要求, 一般都能正常工作。光靶采用半身靶面, 面积 10×10 厘米², 这样在 5 米处瞄准也就相当于在 25 米处瞄准练习靶一样。靶面为黑色, 中央有直径为 2 厘米的白色圆, 中心放置光电管。

调整好以后可以进行射击练习。但光靶要放置在背光处, 不要受阳光直射。



如图所示, A、B、C、D 四点之间共有 6 只电阻, 用欧姆表测量任意两点之间的电阻都是 5 欧。这 6 只电阻应怎样连接? 阻值为多少?



本期“想想看”答案

根据题义, 我找到了图 1、图 2 两种电路。

从图 1 可以看出, 这是一个平衡电桥电路。当从 A、C 两点测试时, 由于 B、D 两点处于等电位, R_4 的存在与否对测试无影响, 因此 $R_{AC} = (R_1 + R_5) \parallel (R_3 + R_6) \parallel R_2 = 20 \parallel 20 \parallel 10 = 5$ (欧)。同理 $R_{BD} = (R_5 + R_6) \parallel (R_1 + R_3) \parallel R_4 = 5$ (欧)。当从 A、B 两点测试时, 它的等效电路如图 3 所示, 仍然为一个平衡电桥电路, $R_{AB} = (R_2 + R_6) \parallel (R_3 + R_4) \parallel R_1 = 5$ (欧)。同理对于 R_{AD} 、 R_{DC} 、 R_{CB} 也都是为 5 (欧)。

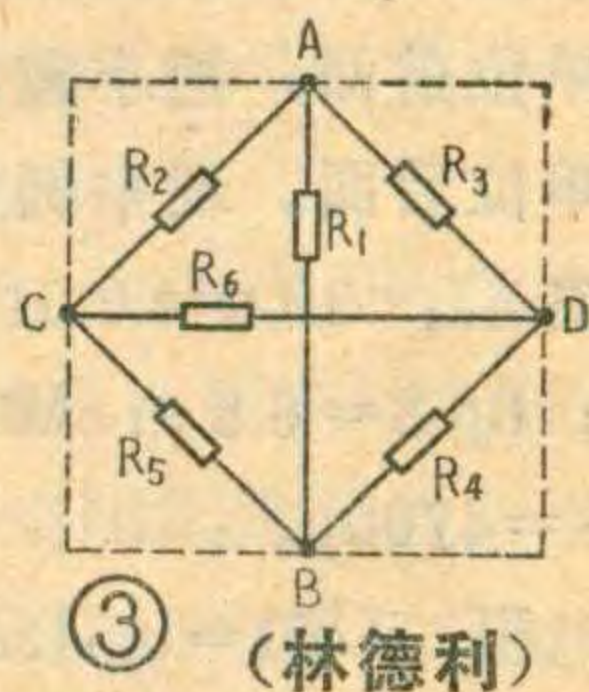
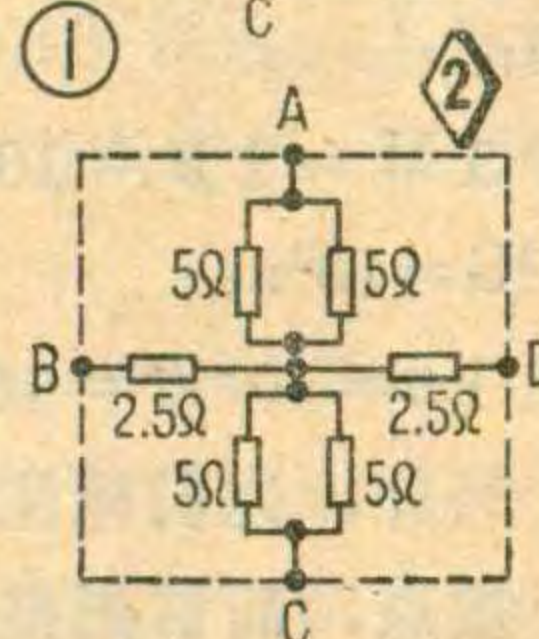
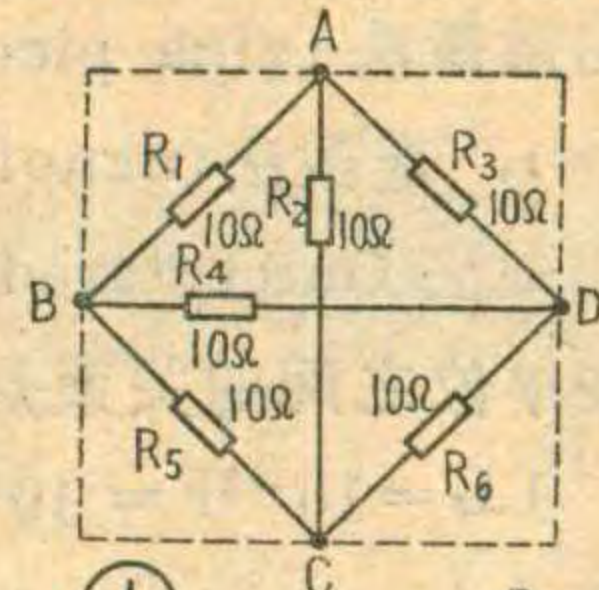
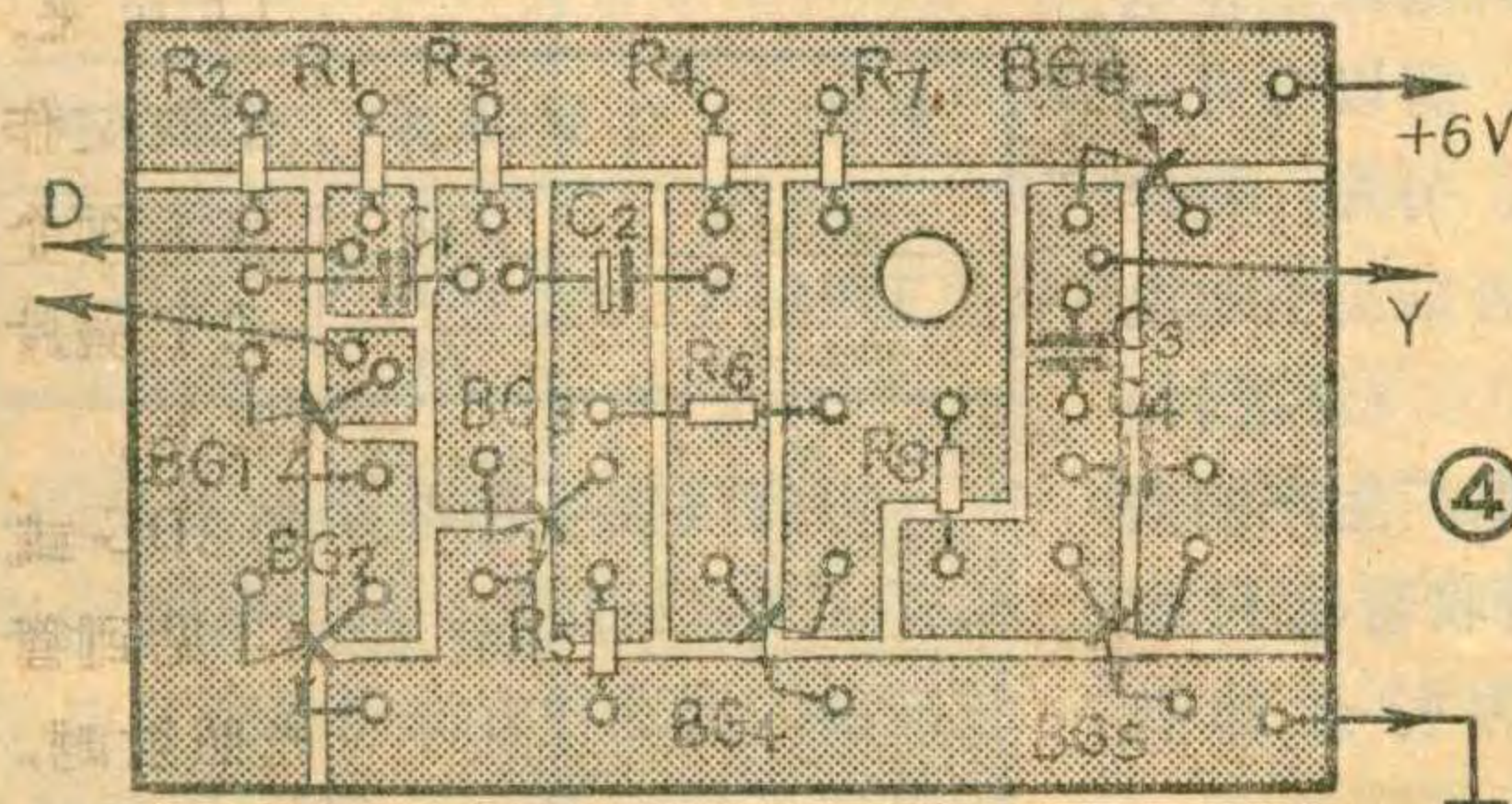
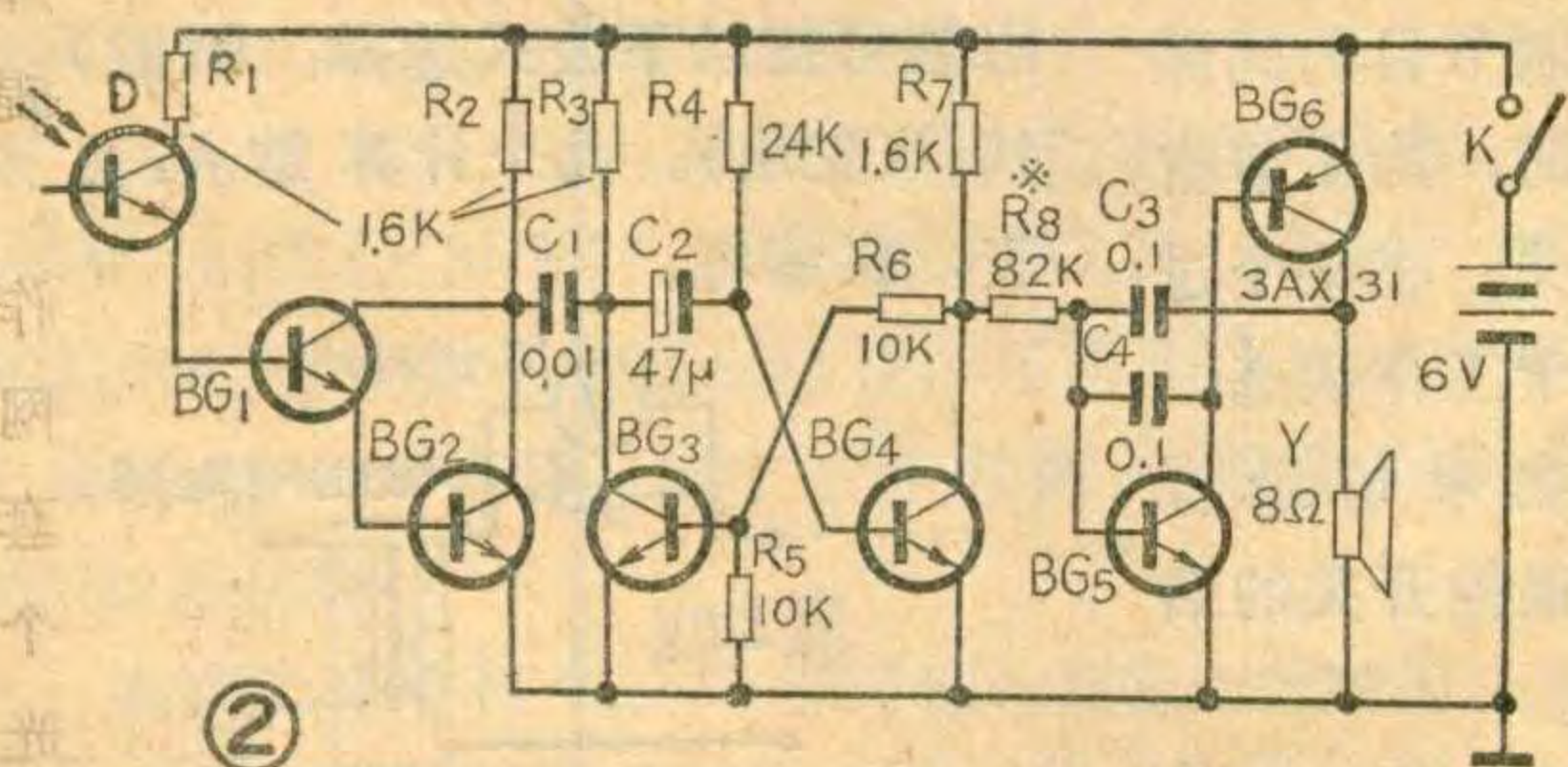
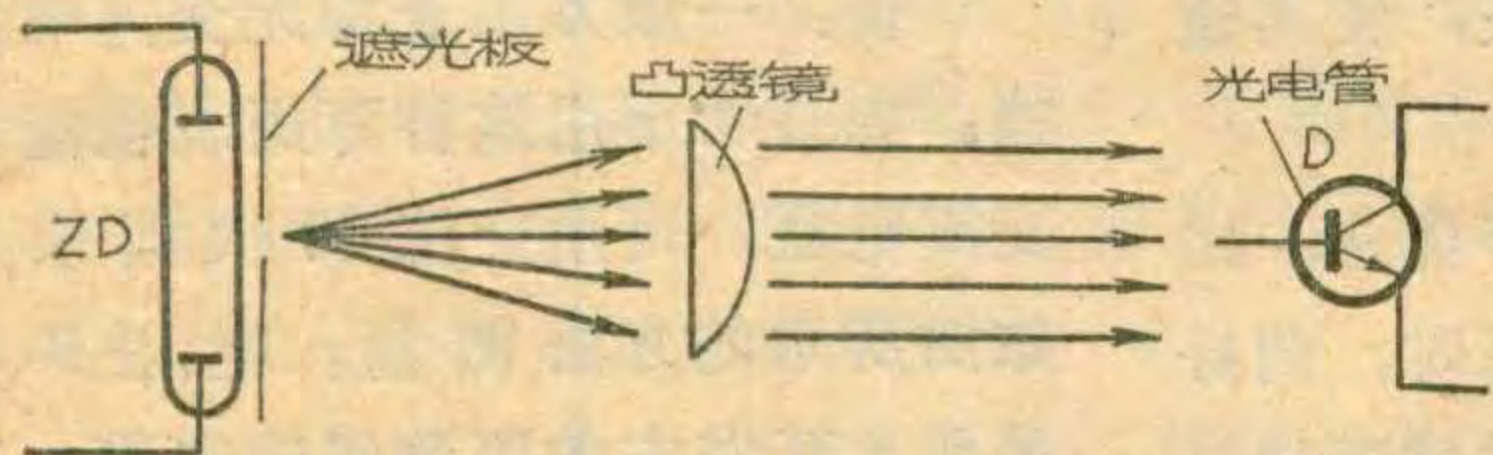
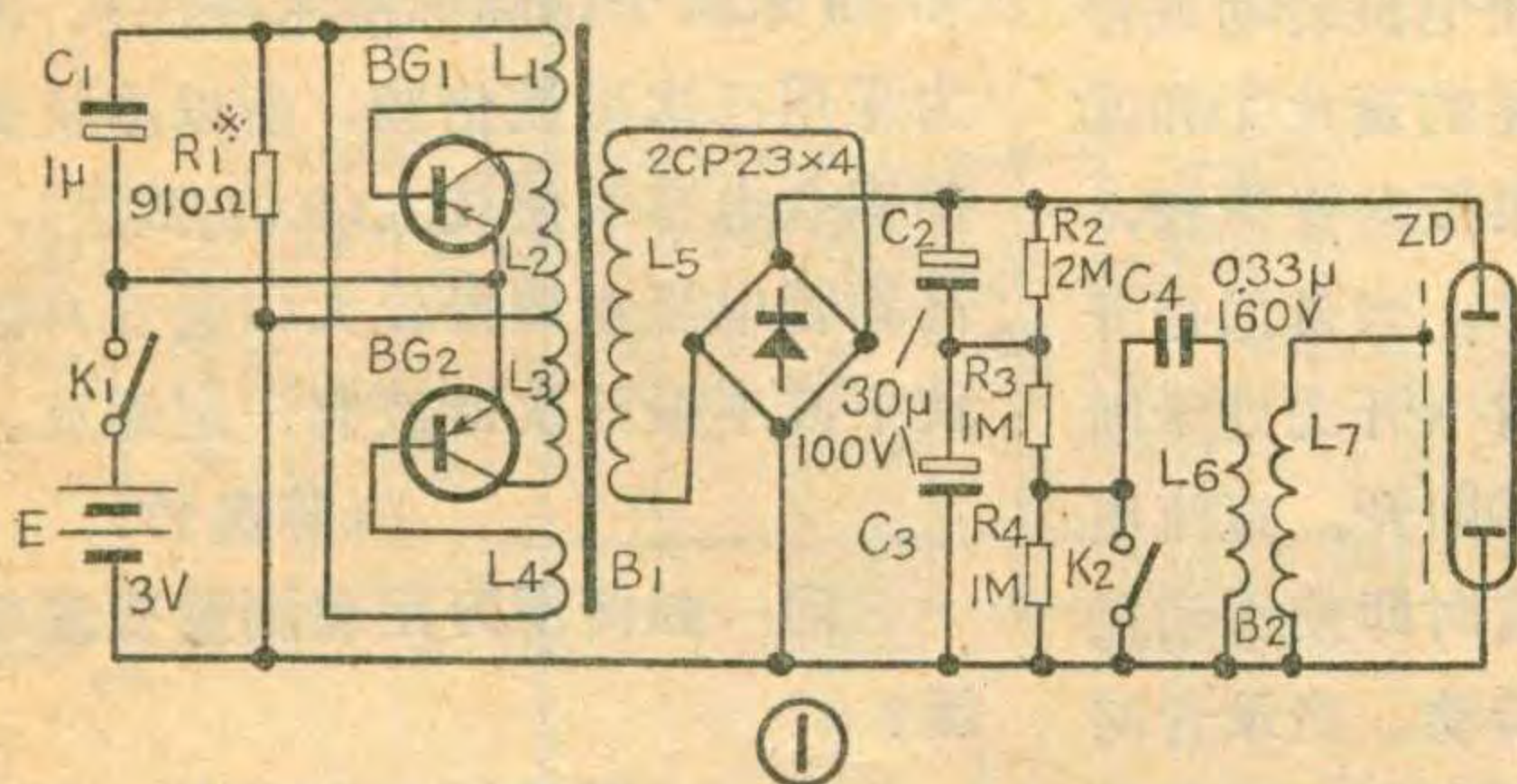


图 2 电路很简单, 任意两点之间的电阻都为 5 欧。大家还可以想想, 除此之外还有什么组合形式的电路, 符合题义要求。

(上接第 23 页) 把指示灯向一边稍移一点就可以把氖泡放入。氖泡的接线应用较粗的单股漆包线外面套上塑料套管兼作支架。转换开关拨到除“关”的任一位置, 两个指示灯都亮。拨到“关”处时, 只有电风扇指示灯亮。定时开关的面板装饰可根据个人喜爱而设计。我是用透明有机玻璃作成六边形面板, 背面用白漆写上定时时间数字, 再衬以两种颜色迭加的腊光纸, 周围镶上金属装饰条弯成的边框, 配以电视机用的频道转换旋钮, 美观而大方(见报头图)。



问与答

问：在欧洲(匈牙利、波兰等)进口的电视机电路图中，发现它们常用的电容量单位以及电阻、电容数值的标注方法与我们的习惯用法有所不同，这些字母代表什么意思？它们之间如何换算？

答：我国常用的电容量的单位是微法(μF 常写为 μ)和微微法(pF 、 $\mu\mu\text{F}$ 常写为 p)。它们与电容量的基本单位法拉(常写为 F)之间的关系是：

$$1\text{F} = 10^6\mu = 10^{12}\text{p};$$

$$1\mu = 10^{-6}\text{F} = 10^6\text{p};$$

$$1\text{p} = 10^{-12}\text{F} = 10^{-6}\mu$$

而欧洲常用的电容量的单位是千兆微微法(giga picofarad, 缩写为 G)，毫微法(nanofarad, 缩写为 n)和微法(microfarad, 缩写为 M)。这些单位之间的关系是：

$$1\text{G} = 10^{-3}\text{F} = 10^3\mu = 10^9\text{p} = 10^6\text{n};$$

$$1\text{M} = 1\mu = 10^{-6}\text{F} = 10^6\text{p} = 10^{-3}\text{G} = 10^3\text{n};$$

$$1\text{n} = 10^{-9}\text{F} = 10^{-3}\mu = 10^3\text{p}.$$

另外，他们标注数值时不习惯用小数点，而常把整数部分写在所用的单位前面，把小数部分写在所用的单位后面。现举例如下：

电容： $10\text{n} = 0.01\mu$ ； $\text{G}5 = 500\mu$ ； $6\text{p}8 = 6.8\text{p}$ ； $\text{M}1 = 0.1\mu$ ； $4\text{n}7 = 4700\text{p}$ 。

电阻： $\Omega 51 = 0.51\Omega$ ； $4\text{K}7 = 4.7\text{K}$ ； $\text{M}12 = 120\text{K}$ 。(徐雅国)

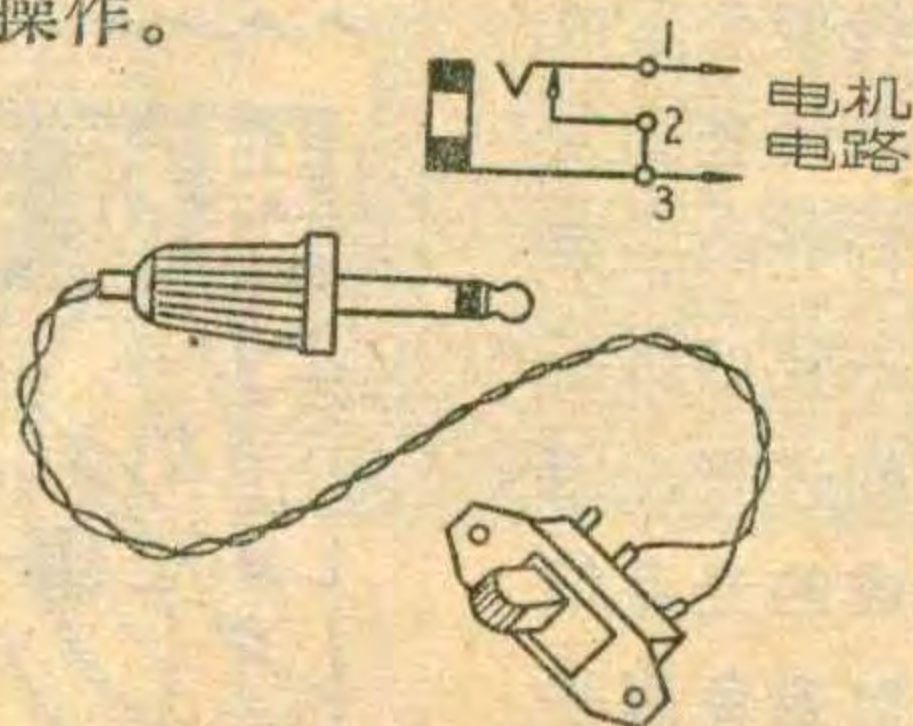
问：电子管收音机用久后只能收听本地强信号电台，在收听弱电台时就要啸叫，不知何故？

答：这是中放管 $6\text{K}4$ 衰老，屏栅极间电容加大，形成反馈而自激，当收听强信号电台时，因AGC使中放增益压低，故自激停止，能正常收听。而调到其他弱电台或无台时，AGC不起作用，中放增益

高，又开始自激啸叫。只要更换一只新的 $6\text{K}4$ 即可。(文尚)

问：环球牌701型晶体管收录两用机上的遥控插座有什么作用？怎样正确使用？

答：遥控分有线遥控和无线遥控两种，701录音机上采用有线遥控，其作用主要是为了方便录音机的操作。



在电路上，701录音机的遥控插座直接串联在直流电机(如图所示)电路中，控制簧片①和②的接通或断开，便可以使电机转动或停止。通常，遥控插座的簧片①和②是接触的，这时如果扳动操纵杆，录音机就能正常工作。当带遥控开关的插头插进插座时(开关处于断路状态)，簧片①和②断开，直流电机处于断路状态，这时即使扳动操纵杆，录音机也不转动。当录音时机到来时，扳动遥控开关，使其通路，直流电机就会转动。

这种有线遥控有许多优点，比如录音机在处于录音状态时，调好录音电平，在需要录音时只要操作此开关就行了。在录制节目的间隙或者暂时不需要录音时，为了节省磁带，可关断遥控开关。在整个过程中，放大器始终处于工作状态，所控制的只是电机。在采访录音时，如果配上一只带遥控开关的话筒，使用起来更方便。

由于在录音时电机电路工作电流较大，约180毫安，所以带开关的遥控导线不易过长。另外，簧片①和②应接触良好，否则会引起电机不转动。(许潜村)

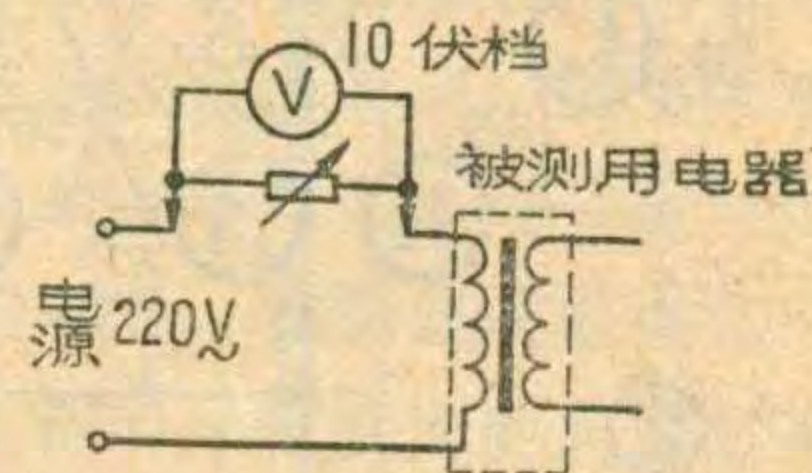
问：内蒙古无线电厂生产的向阳花4JS2型四晶体管收音机只有一个中波振荡线圈，为什么却有3.5~6.7兆赫的短波段？

答：此机的短波段是用中波振荡电路的三次谐波与外来信号进行变频的。在一般收音机中，不论是用基波或用二次谐波的变频电路，本振频率都比外来信号高一个中频。但4JS2型收音机为了尽量获得较宽的短波频带并尽量少用元件，利用了中波的三次谐波来与外来信号变频，并且使外来信号频率高于本振三次谐波的频率。我们知道，中波波段为535千赫~1605千赫，中波本振频率为1000千赫~2070千赫，它的三次谐波为3兆赫~6.21兆赫，因此短波的频率范围就为3.465兆赫~6.675兆赫。实际上中波的本振频率在高低端总留有少量富裕，所以本机的短波频率就为3.5兆赫~6.7兆赫(包括75米和49米两个国际标准米波段)。因为采用三次谐波倍频，所以本机振荡耦合电容取值较大(0.01微法)，高频管电流也调得较大(1毫安)，以使中波本振三次谐波有一定强度。

(陈良竹)

问：如何用万用表测量交流电流？

答：一般万用表均无交流电流档。如果希望用这种万用表也能测交流电流，可用交流10伏档采用如图所示的方法测量。电阻 R 可采用5瓦左右的可调线绕电阻，其阻值可按以下公式选择： $R(\text{欧}) = 10/I(\text{安培})$ 。几个计算结果见附表，供参考。



量程(I)	R(欧姆)	电阻功率
50 MA	200	$\geq 0.5\text{W}$
100 MA	100	$\geq 1\text{W}$
250 MA	40	$\geq 2.5\text{W}$

电流读数可在原表盘交流10伏刻度上直接读出。只要电阻 R 比较准确，用这种方法测量交流电流时误差可小于10%。(张季略)



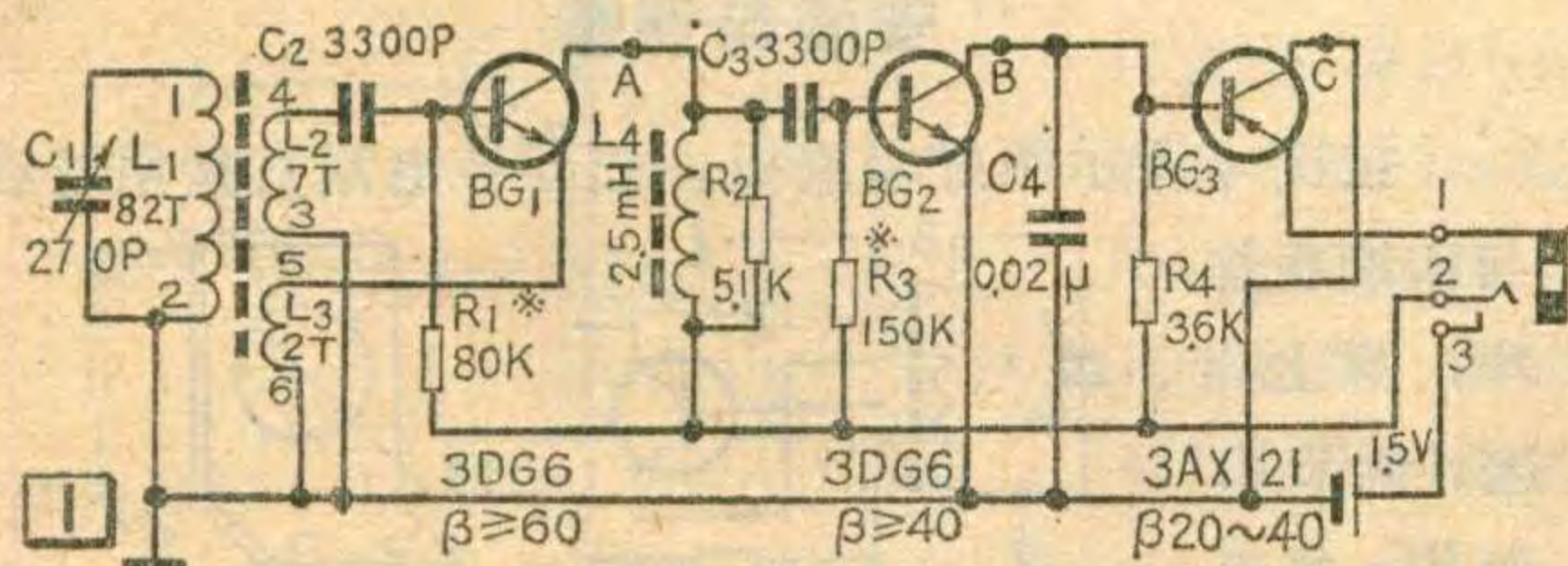
低阻耳塞三管机

永 福

这里向读者介绍一个三管机(见图1),它的特点是体积较小(用修面刀盒作机盒)、灵敏度高。此三管机电路见图1所示,其中BG₁管起高频放大作用,BG₂管起检波和放大作用。BG₃管采用PNP型低频管,并接成射极跟随器,以取得低输出阻抗,适应低阻8欧姆耳塞机的需要。

元件选择

磁性天线的磁棒采用长度为56毫米的扁磁棒。L₁用 $\phi 0.07 \times 7$ 丝漆包线绕82圈;L₂用同号漆包线绕7圈,L₁与L₂之间间隔2.5毫米;L₃也用同号漆包线绕



2圈,其位置待调整再生时决定;L₁、L₂、L₃要求同方向绕制(见图2)。磁棒也可用 $\phi 10 \times 70$ 圆磁棒,L₁可减少到80圈,L₂、L₃圈数不变。如果机壳较大,磁棒可选用长一点的,这样效果要好一些。

高扼圈L₄电感为1.5~2.5毫亨,可用市售2.5毫亨高扼圈或高频变压器初级绕组。

晶体管BG₁、BG₂采用高频小功率硅三极管,如3DG6、3DG4、3DK7、3DK2等,BG₁的 $\beta \geq 60$,BG₂的 $\beta \geq 40$ 。BG₃为低频锗三极管,可用3AX型的管子, β 值以20~40为好。BG₃也可用高频锗管3AG1、3AG21等代替。

高频耦合电容C₂、C₃和旁路电容C₄,可采用小型瓷片电容或有机介质薄膜电容等。C₂、C₃的容量范围为3300 pF~0.02 μ F,C₄的容量范围为(0.01~0.1) μ F。调谐电容C₁采用2 \times 270 pF密封小型双连电容器,只用其中的一连。当然也可用密封单联可变电容器。

电源开关由耳塞插座兼用。市售耳塞插座两个簧片是常闭结构,必须改制成

常开状态。

安装和调整

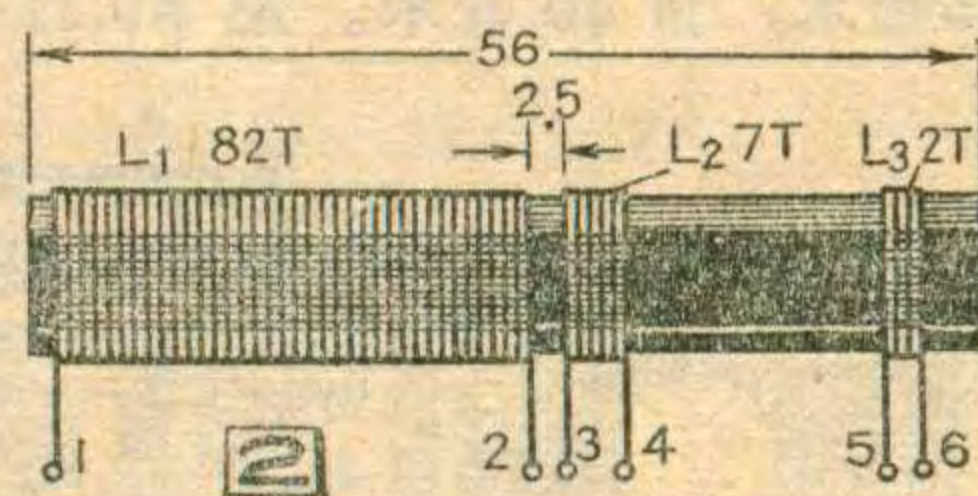
安装元件用的印刷电路板见图3。

线路安装完毕,检查无误,便可接通电源(插上耳塞插头),进行调整。

先调整高放级BG₁的偏流。调整时可将调谐电容C₁全部旋入或旋出(即无电台位置),也可将C₁暂时不和天线线圈L₁连接。同时BG₁发射极可用一短导线直接接地(即暂时不接L₃线圈)。然后,用一只100千欧电位器串接一只50千欧电阻代替电阻R₁,电表串接在A处(见图1),将BG₁集电极电流调到0.6~0.8毫安。

调整BG₂管的偏流时,可以先不焊接BG₃(或暂先不焊上基极),同样采用一只100千欧电位器串接一只100千欧电阻代替R₃,电表串接在B处(见图1),将BG₂集电极电流调到(0.1~0.2)毫安。注意BG₂的电流不能大,若BG₂的电流大了(如达1毫安),则BG₂不起检波作用,此三管机将收不到电台或灵敏度很低。

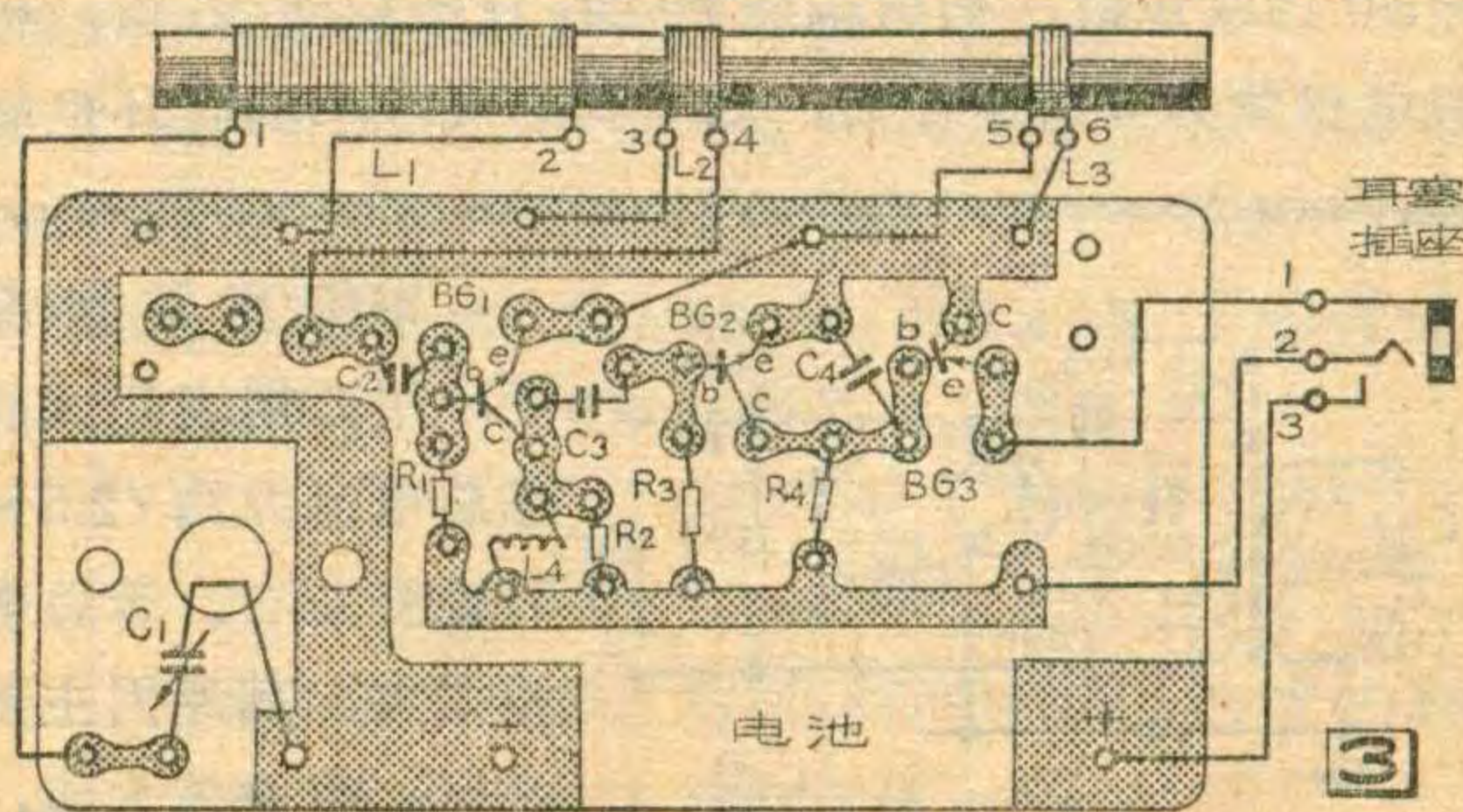
BG₃管一般不需调整,只要它的 β 值符合前述要求,在BG₂调好后,直接焊上BG₃就行了。



由于本机灵敏度高,一般偏流调好后,不用接再生线圈(BG₁发射极接地),转动调谐电容C₁,即可收到广播。

调整再生的方法是:将L₃沿磁棒向L₂移近,使耳塞中音量增大,直到整个波段内信号都比较强,但又刚好不产生自激啸叫为止,即达到所谓最佳再生。若再生不起作用,可能是L₃线圈接反,可以换一个方向试试。L₃的圈数可以适当增减。

焊上BG₃,在C点接电流表,如发现BG₃集电极电流很大(例如大于10毫安),这是由于BG₃的 β 值太大造成的,遇到这种情况,可将电阻R₄的阻值适当减小(如减小到1千欧)即可解决。BG₃集电极电流以1.5~4毫安为宜。



袖珍式两管机

王公诚

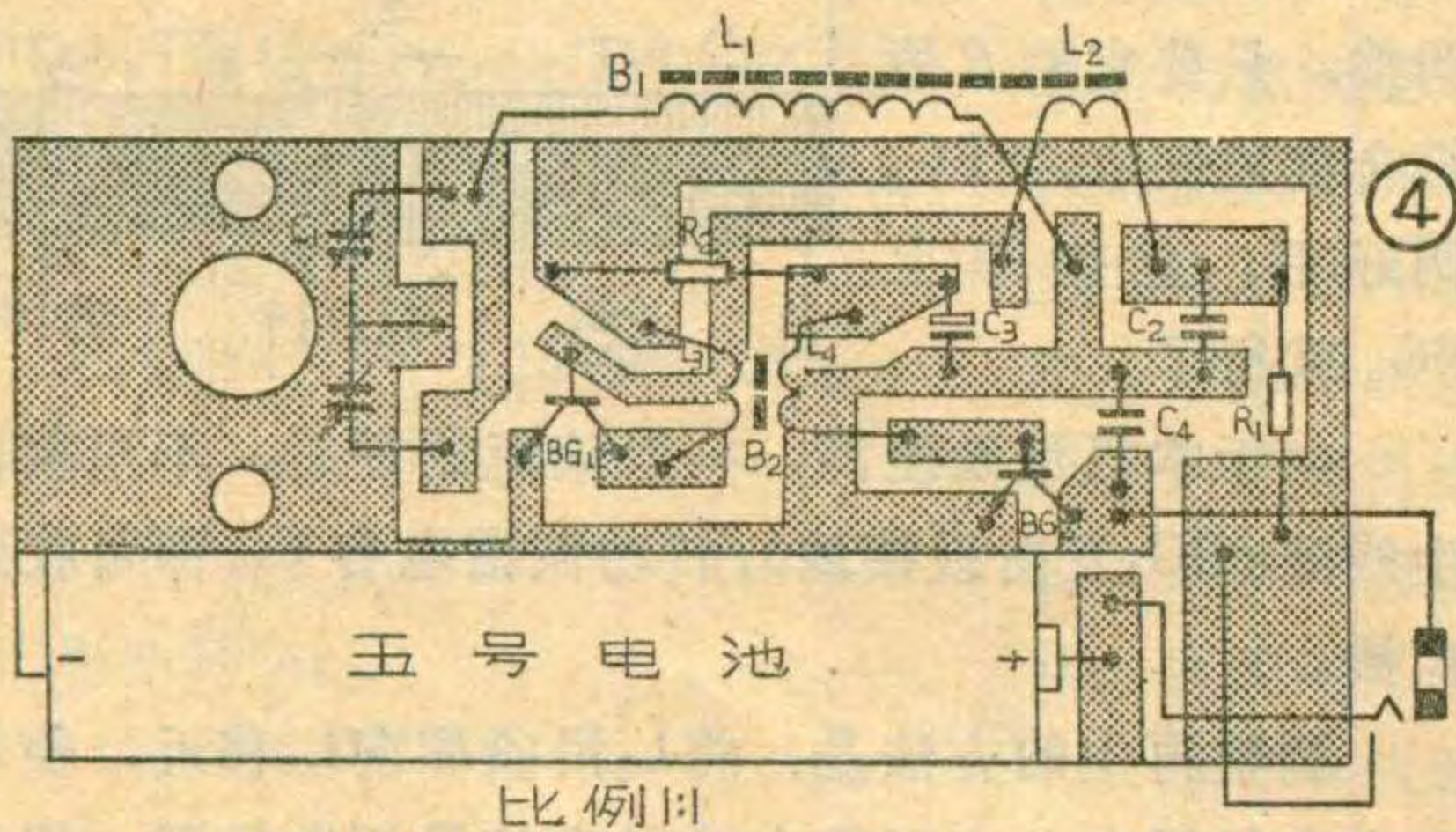
为收听外语广播讲座，我们制了一个袖珍式两管机，它装在一塑料牙签盒内，外形尺寸为 $70 \times 35 \times 15$ (立方毫米)。

两管机的电路见图1，其中 BG_1 管作高放， BG_2 管作检波和低频。由于级间采用高频变压器耦合，阻抗匹配较好，而且用三极管检波，检波效率比较高，故灵敏度比较高。在上海收听，能满意地收到英语、日语广播讲座。此两管机总电流为 $1 \sim 1.2$ 毫安，比较省电。

元件选择

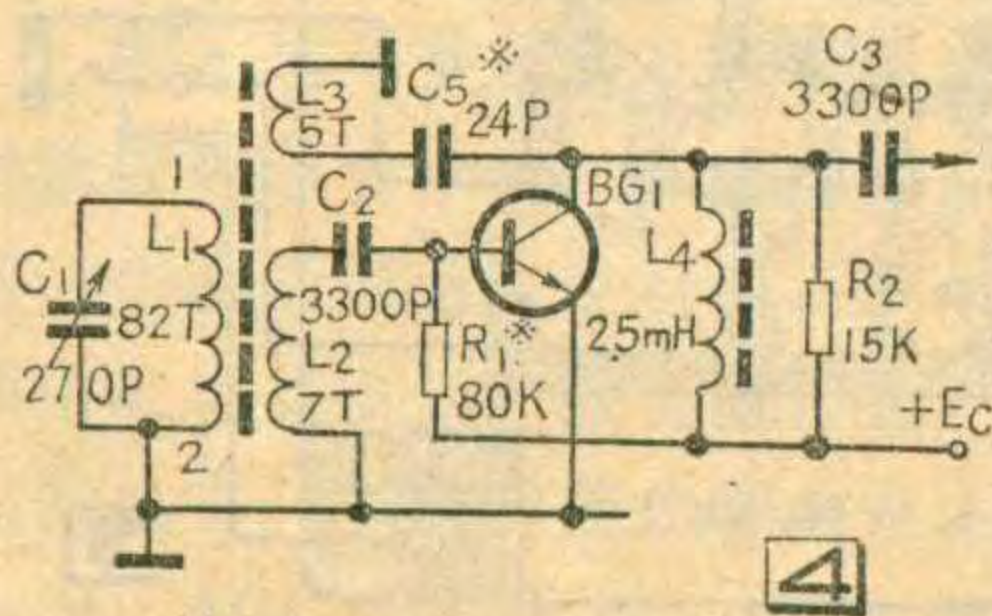
可变电容器 C_1 采用 $20 \times 20 \times 12$ (立方毫米) 超小型差容式密封双连，把二组并联起来，总容量为 190pF 。另注意把此电容顶部二个微调电容的容量调到最小(即将动片全部旋出)。

磁棒用市售 $55 \times 13 \times 5$ 的扁磁棒，在长度上截去 15 毫米，留 40 毫米。用 $\phi 0.21$ 漆包线初级绕 90 圈，

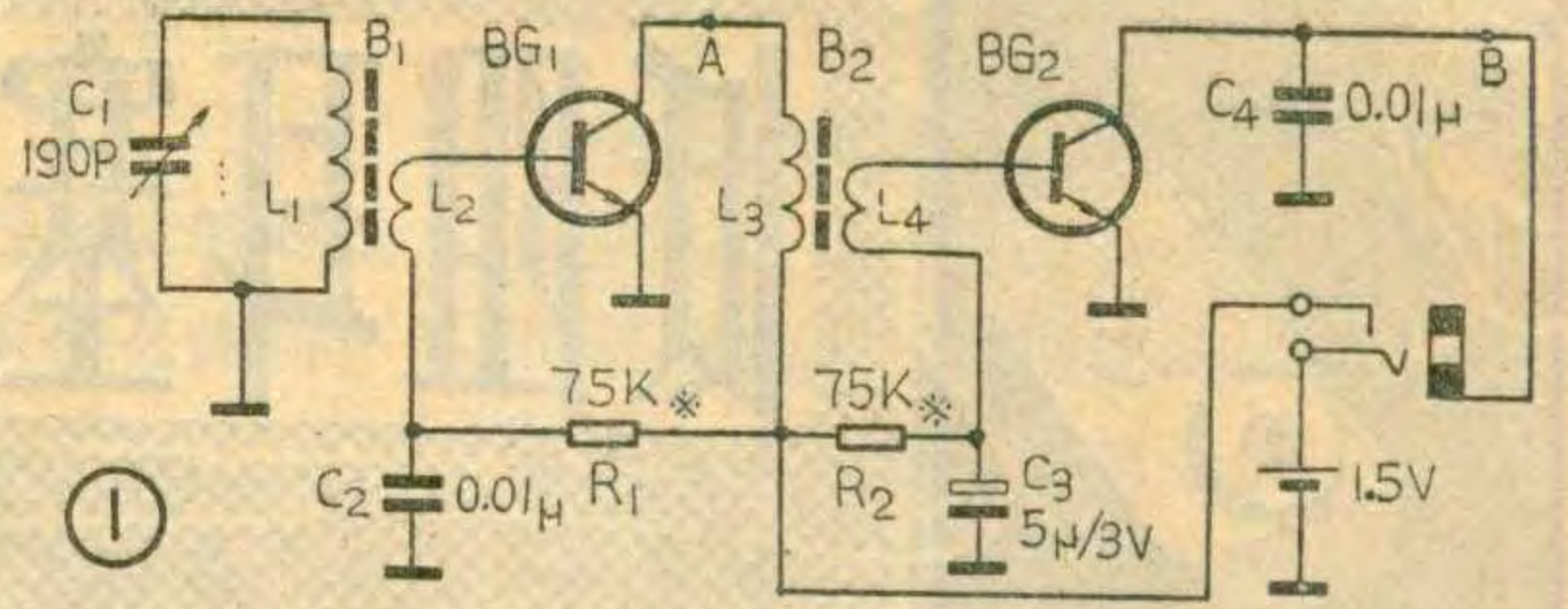


次级绕 9 圈。也可用 23 厘米电视机中 $\phi 3 \times 40$ 毫米的行线性磁棒，用 $\phi 0.15$ 漆包线，初级绕 130 圈，次级绕 13 圈，但灵敏度较前一种差。补救方法是在 BG_1 的发射极接上一个再生线圈 L_5 (见图2)， L_5 圈数为 $2 \sim 5$ 圈数，要注意绕向。

高频变压器 B_2 的磁心采用 $MX1000$ 或 $MX2000$ 的低频磁环，磁环的尺寸为 $\phi 10 \times 6$ (单位为毫米)。绕制时先用黄蜡绸或其他绝缘材料在磁环上绕一圈，再用 $\phi 0.19$ 漆包线，初级 L_3 绕 70 圈，次级 L_4 绕 35 圈，初级电感量为 3 毫亨左右，如有其它尺寸小的磁环也能



本机正常情况下，用万用表测试静态总电流大约 ($2.5 \sim 5$) 毫安左右。若总电流太大，其原因主要是 BG_2 的 β 值太大，



用，只要将圈数增加一些，但要保证初、次级圈数比为 $2:1$ 。

晶体管 BG_1 、 BG_2 可用 NPN 型小功率硅管，如 $3DG6$ 、 $3DG8$ 、 $3DG4$ 、 $3DG11$ 、 $3DK2$ 、 $3DK3$ 等， β 值在 $40 \sim 200$ 之间都可用。

耳机插座采用插孔为 3.5 毫米的那一种，要改制一下才能兼作电源开关(改制方法参见本刊 79 年第 2 期 26 页)，安装插座时要做一个固定架，如图 3 所示。

电容 C_2 、 C_4 用瓷片电容， C_3 用耐压为 3 伏或 6 伏的电解电容器；电阻用 $\frac{1}{8}$ 瓦的碳膜电阻，电池用五号电池，耳机用 800 欧姆高阻耳塞。

安装与调整

按图 4 所示制好印刷板。把五号电池直接用导线与印刷板焊牢，插上耳塞，调节 R_1

使 BG_1 集电极电流为

$0.5 \sim 0.6$ 毫安(在 A 点测电流)，调节 R_2 使 BG_2 集电极电流为 $0.3 \sim 0.6$ 毫安(在 B 点测电流)。 BG_1 和 BG_2 电流调好后在耳塞中就能听到广播声音。如果有啸叫声可将 BG_1 集电极电流调小一些，如果觉得声音不够响，可将 BG_1 集电极电流适当调大一些。如果发现低端灵敏度差，可增加高频变压器的初级圈数。

最后说明一下，如果读者所在地区的外语讲座的电台频率在中波段高端，最好采用图 5 所示再生电路。

解决的办法是减小 R_4 的阻值。但应注意电阻 R_4 不要开路，以防止 BG_2 发射极电流太大时易烧坏耳塞。

最后指出一点，若要进一步提升高端灵敏度，可将高放级改为图 4 的形式，再生线圈 L_5 圈数增至 7 圈，再生电容 C_5 的容量在调再生时决定，一般在 ($15 \sim 35$) pF 之间。

放大器静态电压估算法

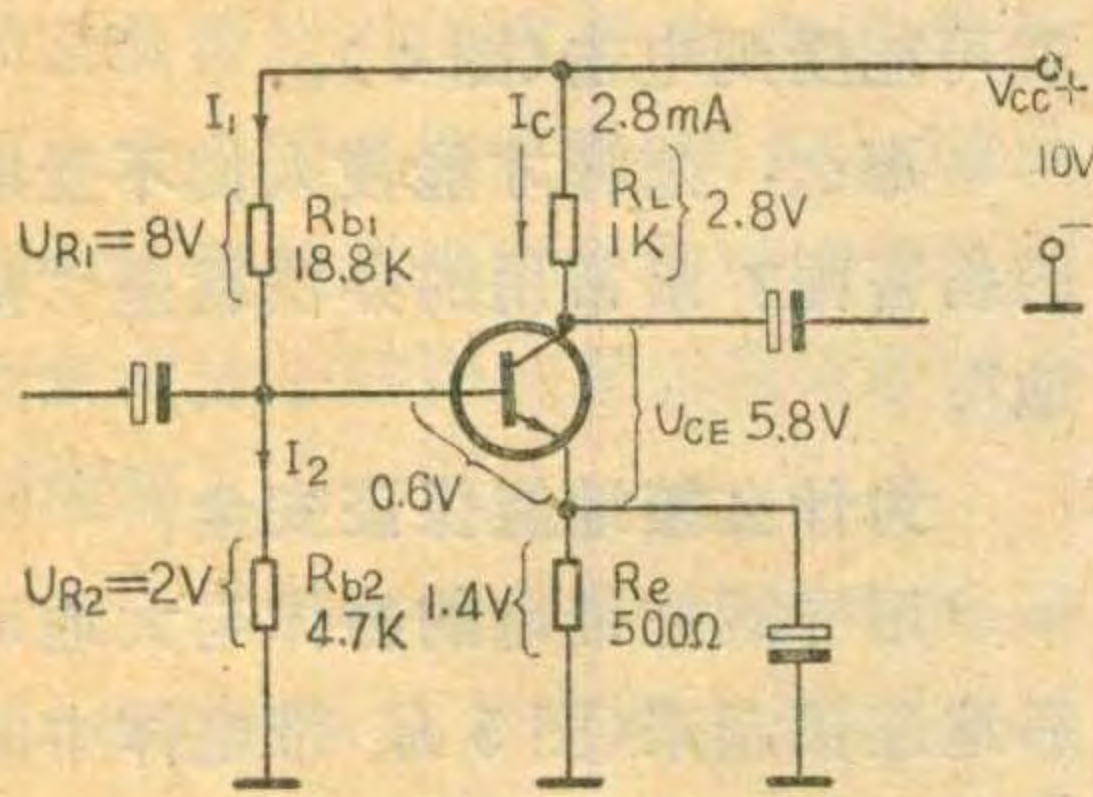
邵善之

如果在一张晶体管放大器电路图上，能标出各晶体管的正常集电极电流值及各部分的电压值，这将给检修工作带来很多方便。图1所示单管放大电路上，已标出 I_c 及各电压值，这些数据是怎样求出来的呢？下面我们介绍估算方法。

晶体管放大电路中电源电压 U_{cc} 一般是已知的，电阻 R_{b1} 、 R_{b2} 、 R_L 、 R_e 阻值也是已知的，根据这些条件就可按下列步骤来求各部分电压值。

(一) 求 U_{Re}

在典型的晶体管放大器电路中（如附图电路）， R_{b1} 和 R_{b2} 分别为上、下偏置电阻， R_{b1} 上的电压为 U_{R1} ， R_{b2} 上的电压为 U_{R2} 。由于 R_{b1} 与 R_{b2} 串联后接于电源两端，则 $U_{cc} = U_{R1} + U_{R2} \dots \dots \dots (1)$



如果下偏置电阻足够小，使 $I_2 \gg I_b$ ，则 I_b 可以忽略，流过 R_{b1} 的电流 I_1 与流过 R_{b2} 上的电流 I_2 几乎相等，因此可写出下列等式

$$\frac{U_{R1}}{U_{R2}} = \frac{R_{b1} \cdot I_1}{R_{b2} \cdot I_2} = \frac{R_{b1}}{R_{b2}} = r$$

所以 $U_{R1} = r \cdot U_{R2} \dots \dots \dots (2)$

将 (2) 代入公式①得

$$U_{cc} = U_{R1} + U_{R2} = r \cdot U_{R2} + U_{R2} = U_{R2}(r + 1)$$

$$U_{R2} = \frac{U_{cc}}{(r + 1)} = \frac{U_{cc}}{R_{b1}/R_{b2} + 1} \dots \dots \dots (3)$$

由图1可以看出 U_{R2} 就是晶体管 be 结和发射极电阻 R_e 上的电压之和，即 $U_{R2} = U_{Re} + U_{be}$ 。

如果使用硅三极管， $U_{be} = 0.6$ 伏，故

$$U_{Re} = U_{R2} - 0.6 = \frac{U_{cc}}{1 + R_{b1}/R_{b2}} - 0.6 \dots \dots \dots (4)$$

如果使用锗三极管， $U_{be} = 0.2$ 伏，

$$U_{Re} = U_{R2} - 0.2 = \frac{U_{cc}}{1 + R_{b1}/R_{b2}} - 0.2 \dots \dots \dots (5)$$

(二) 求 I_c

我们知道 $I_e = I_c + I_b$ ，在小功率晶体管中，由于基极电流 I_b 的数值在微安数量级，而 I_c 的数值是毫安数量级，因此 I_b 可以略去不计，所以 $I_c \approx I_e$ ，又因为

$$I_e = \frac{U_{Re}}{R_e}, \text{ 则 } I_c \approx \frac{U_{Re}}{R_e}$$

(三) 求 R_L 上电压 U_{RL}

$$U_{RL} = I_c \cdot R_L$$

(四) 求 U_{ce}

$$U_{ce} = U_{cc} - U_{Re} - U_{RL} = U_{cc} - (U_{Re} + U_{RL})$$

(五) 求 U_{R2}

$$U_{R2} = \frac{U_{cc}}{r + 1}$$

(六) 求 U_{R1}

$$U_{R1} = U_{cc} - U_{R2}$$

现把图1电路中所给元件和电源电压各数值代入上述各式，即可验证一下所标数值是否正确。图1电路中 $r = 18.8/4.7 = 4$

$$U_{Re} = U_{cc}/(1+r) - 0.6 = 10/5 - 0.6 = 2 - 0.6 = 1.4(V)$$

$$I_e = U_{Re}/R_e = 1.4V/0.5K\Omega = 2.8mA \quad I_c \approx 2.8mA$$

$$U_{RL} = I_c \cdot R_L = 2.8mA \cdot 1K\Omega = 2.8V$$

$$U_{ce} = U_{cc} - (U_{Re} + U_{RL}) = 10 - (1.4 + 2.8) = 10 - 4.2 = 5.8(V)$$

$$U_{R2} = U_{cc}/(r+1) = 10/(4+1) = 2(V)$$

$$U_{R1} = U_{cc} - U_{R2} = 10 - 2 = 8(V)$$

由以上计算可知，图1中所标电压数值是正确的。

在检修工作中

通过测量各部分的电压，再跟计算出来的值相比较，就可以分析故障原因。

为了迅速求出各电压值，我们还可运用公式④（或⑤）绘制发射极电压速查表。如附表所示。

表中“△”表示

必要时的临界设计，“×”表示不允许的设计；插在整数比值之间的其他比值均能正常工作。

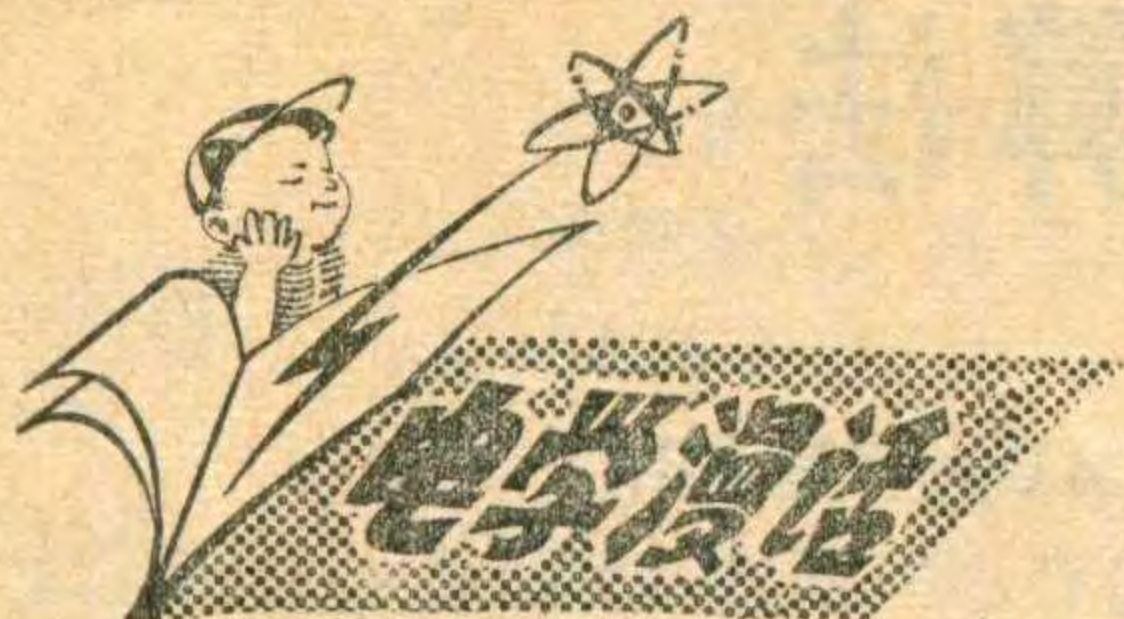
使用此表时，只要知道 r 值和电源电压 U_{cc} ，就可以直接读出 U_{Re} 值。如图1电路中的 $r = 18.8/4.7 = 4$ ，电源电压是10伏，查表得 U_{Re} 为1.4伏， U_{Re} 数值查到后，求其他电压值就方便了。

U_{Re} 速查表(硅管)

$U_{cc}(V)$ R_{b1}/R_{b2}	6	9	10	12
1	2.4	3.9	4.4	5.4
1.5	1.8	3.0	3.4	4.2
2	1.4	2.4	2.7	3.4
2.5	1.1	2.0	2.3	2.8
3	0.9△	1.7	1.9	2.4
4	×	1.2	1.4	1.8
5	×	0.9△	1.1	1.4

更正

今年第五期第27页右栏14行中3AX、16行中3AX及同页图2中3AX 31 均应改成3AG 21。



谈谈电与大地

张学志 颜超 宋东生编译

我们生活在电的包围中

任何一个带电体接近大地，但尚未接触大地时，由于静电感应的作用，大地就带上了与带电体相反的电荷(图1)。因为大地与带电体之间有一定的距离，有空气把它们隔开，所以正负电荷不能中和。这就如同一个充好电的电容器，虽然两个极板上分别带有正、负电荷，中间却隔着绝缘材料，只能“面面相觑”不能互相中和一样。这时，带电体与大地之间存在着电压，如果有人站在地面上触摸带电体，电荷就会立即通过人体流入大地，发生人身触电事故。从电本身来说，它并不是有意伤人，它无非是力图在带电体与大地之间寻找一条通路。例如雷雨云就是一种带电的云层，通过静电感应使地面上的物体带上电荷，当雷雨云与地面之间的电位差大到一定程度时，就会发生击穿空气的放电现象，这就是通常所说的落地雷。在我们的周围，不仅有自然界的雷雨云在包围着我们，而且象高压输电线、电车架空线、地下电力电缆等等，都带有很高的电压(图2)，幸而它们都在高处或地下，平时不容易被人们碰触到。就是在工作场所和日常生活中使用的各种电气设备，如电动机、电灯、电扇、电视机等等，它们的带电部分也都有绝缘物覆盖着。所以，虽然我们受到各种带电体的包围，却能避免触电的危险。只是在不小心接触带电体或者绝缘物损坏漏电的时候，我们才会受到电的伤害。

令人伤脑筋的是，尽管带电体外面包着绝缘物，电还是要辗转挣扎摆脱束缚。就是我们不去惹它，它也还是要主动地发起“进攻”的。

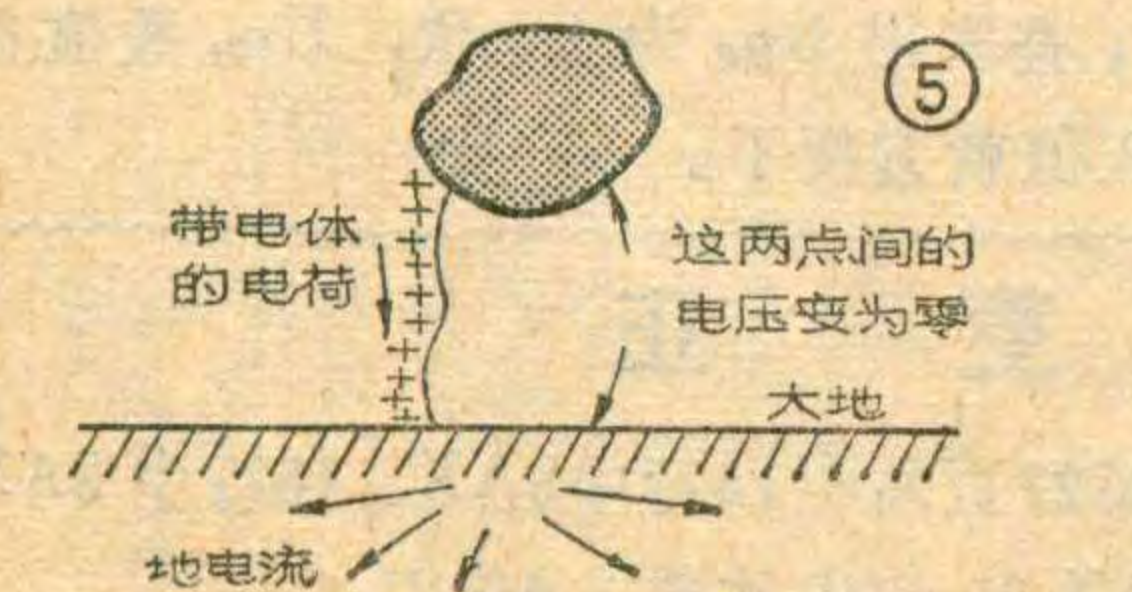
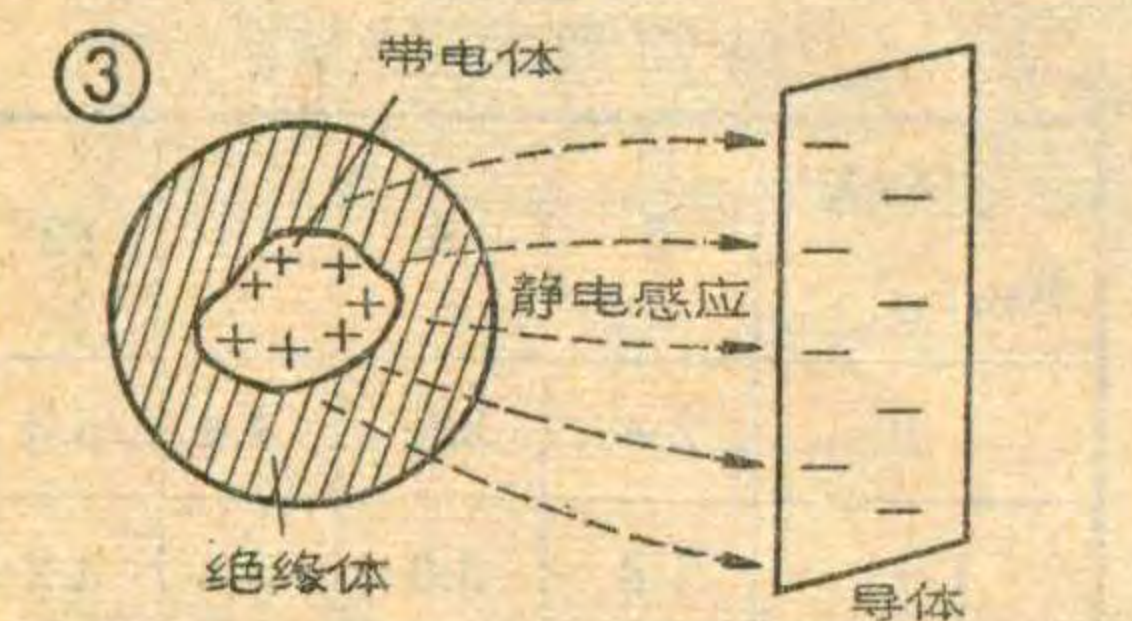
这是由于在带电体周围一定的空间里，存在着电场，处在电场内的导体，不可避免地会受到它的影响。如图3所示，虽然有绝缘体包裹着带电体，但由于电场的作用，仍然会在它附近的导体中感应出极性相反的电荷。举个例子来说，雷雨云或高压输电线就是带电体，周围的空气是绝缘体，在它们下面的用马口铁制做的屋顶，会由于静电感应而带电，这时，人手若碰触到屋顶，就可能受到电击(图4)。

那么，怎样才能使人们不受电的伤害呢？最常用的办法就是“接地”。

为什么接地能保证安全？

用导线把带电的物体与大地可靠地连接起来(图5)，带电体中的电荷就能迅速流入大地，并很快地扩散开来。这样一来，原来带电的物体与大地之间就不再电压存在了，人们靠近或接触这个物体时就不会发生危险。根据这个道理，如果把各种用电设备的金属外壳可靠接地(图6)，一旦外壳由于意外情况而带电时，它与大地之间就不会出现威胁人身安全的电压。特别是在潮湿环境中的用电设备，或是人手经常会触摸到的用电设备，更需要安上接地线。

接地不仅可以防止漏电所造成的危险，而且还能使静电感应产生的电荷或电路中的异常电荷逸散到大地。高大建筑物上安装的避雷针(图7)和配电线路上装的避雷器(图8)，就是用来把异常电荷导入大地的保安装置。你可曾注意到在油罐车后面拖着一根铁链，这也是一种接地的方法。因为汽油很容易引燃，为了避免油车在运输过程中产生静电感应火花，引燃汽油，所



以从油罐上拖下一根铁链经常保持接地，就可以把静电电荷引入大地，避免发生事故。

应当注意：绝对不能借用煤气管道做接地装置，因为在煤气管道中若出现电火花或有大电流通过，都会有引起火灾的危险。

假如电流通过人体的话……

如果通过人体的电流很微弱，例如用手去摸一节干电池的两个电极时，因为电流太小，人体不会有什么异常感觉。但是等到你感觉到身上有电流通过时，就已经触电了。电是丝毫不讲情面的，不管你是谁，只要触电就会感到全身嗖嗖发麻，这时人体就构成了电路的一部分。假如你把一节 1.5 伏干电池的正负两根引线放进嘴里品尝一下，就会感觉有涩味(图 9)。这是因为电流使舌尖肌肉收缩的缘故，就象涩柿子那样使舌尖肌肉收缩感到涩味。

一节干电池所引起的电流虽小，却能使人感觉有涩味。假如通过人体的电流加大到一定数值，就会使肌肉痉挛。实验证明，1 毫安的工频(50 周/秒)电流通过人体时就会使人有不舒服的感觉，10 毫安的工频电流通过人体时就有生命危险。电流通过心脏或大脑器官时最危险。如果通过人体的电流是从一只脚到另一只脚，那么大约只有 0.5% 的电流通过靠近心脏的部位。但如果电流的通路是从头到脚的话，那就非常危险了。不过，倘若使很微弱的电流以一定的周期在靠近心脏的部位中流过，反而能刺激失常的心脏，使它恢复正常。根据这个原理，可以制成一种医疗器械，称为心脏起搏器。

触电是这样发生的

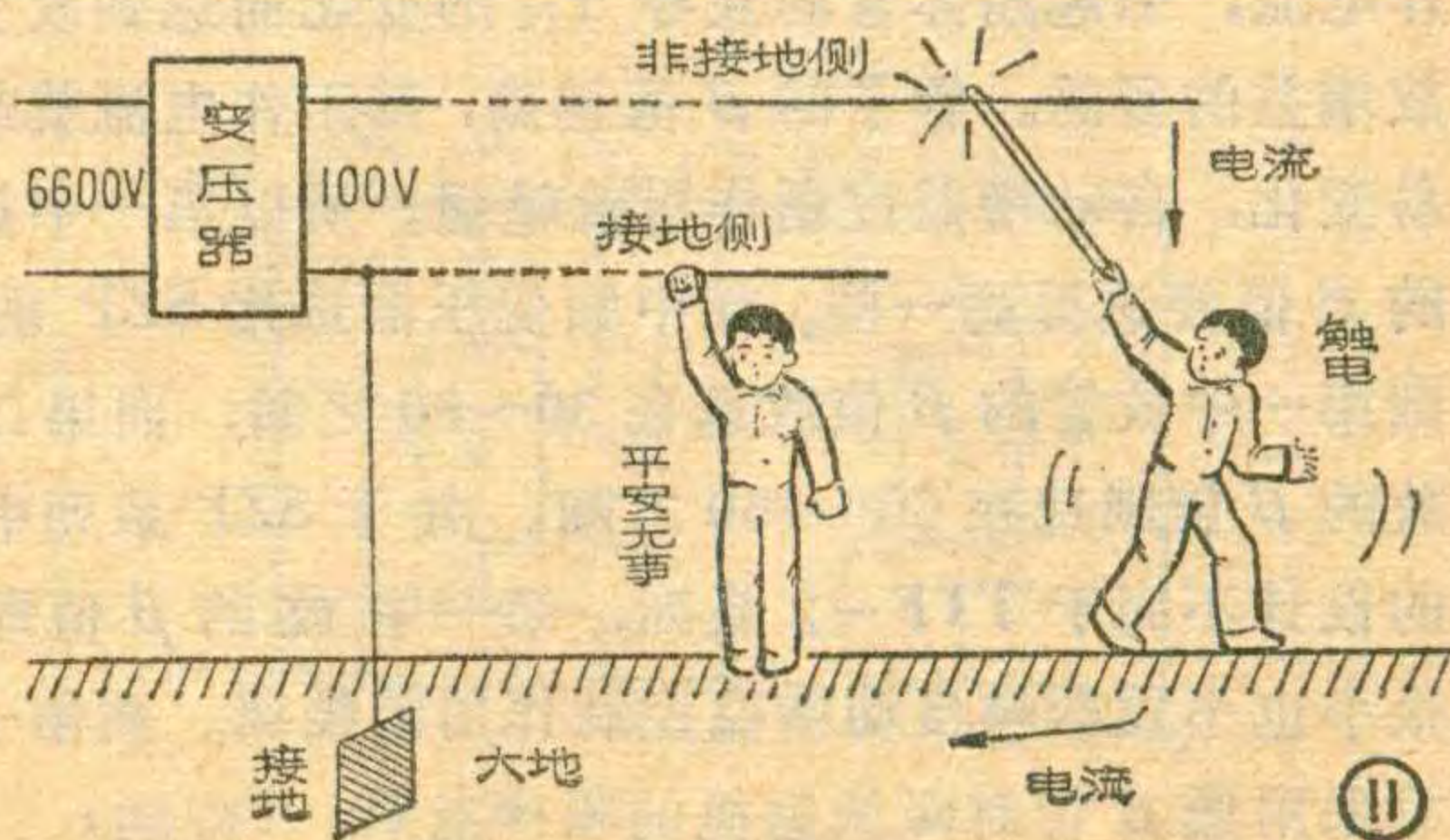
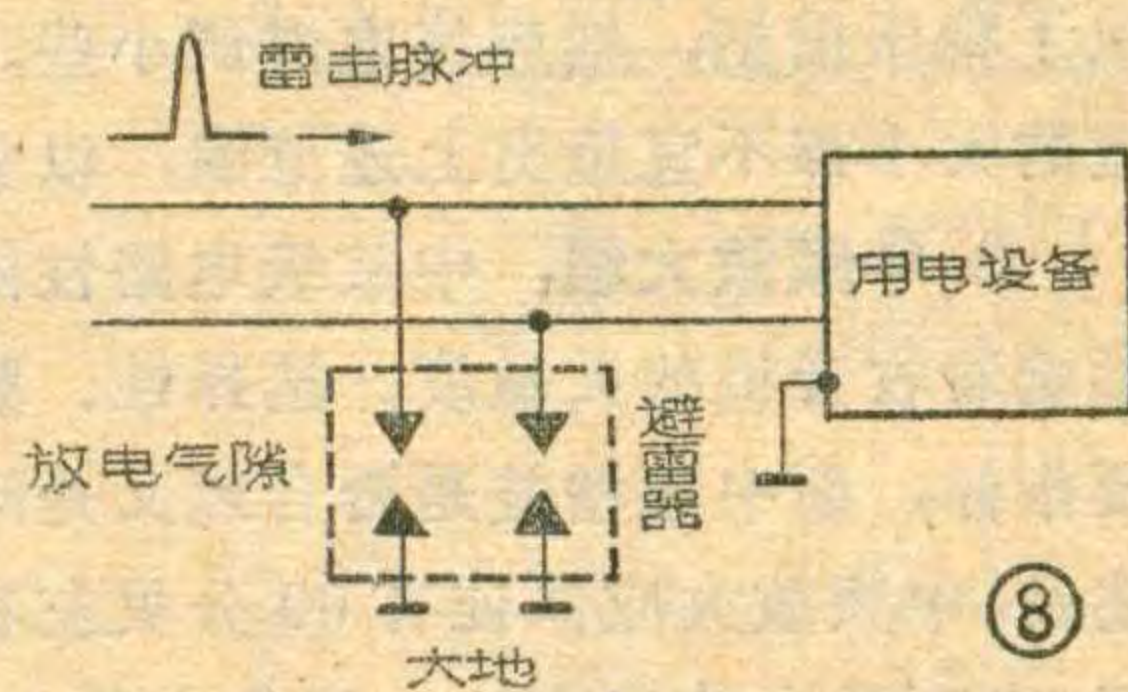
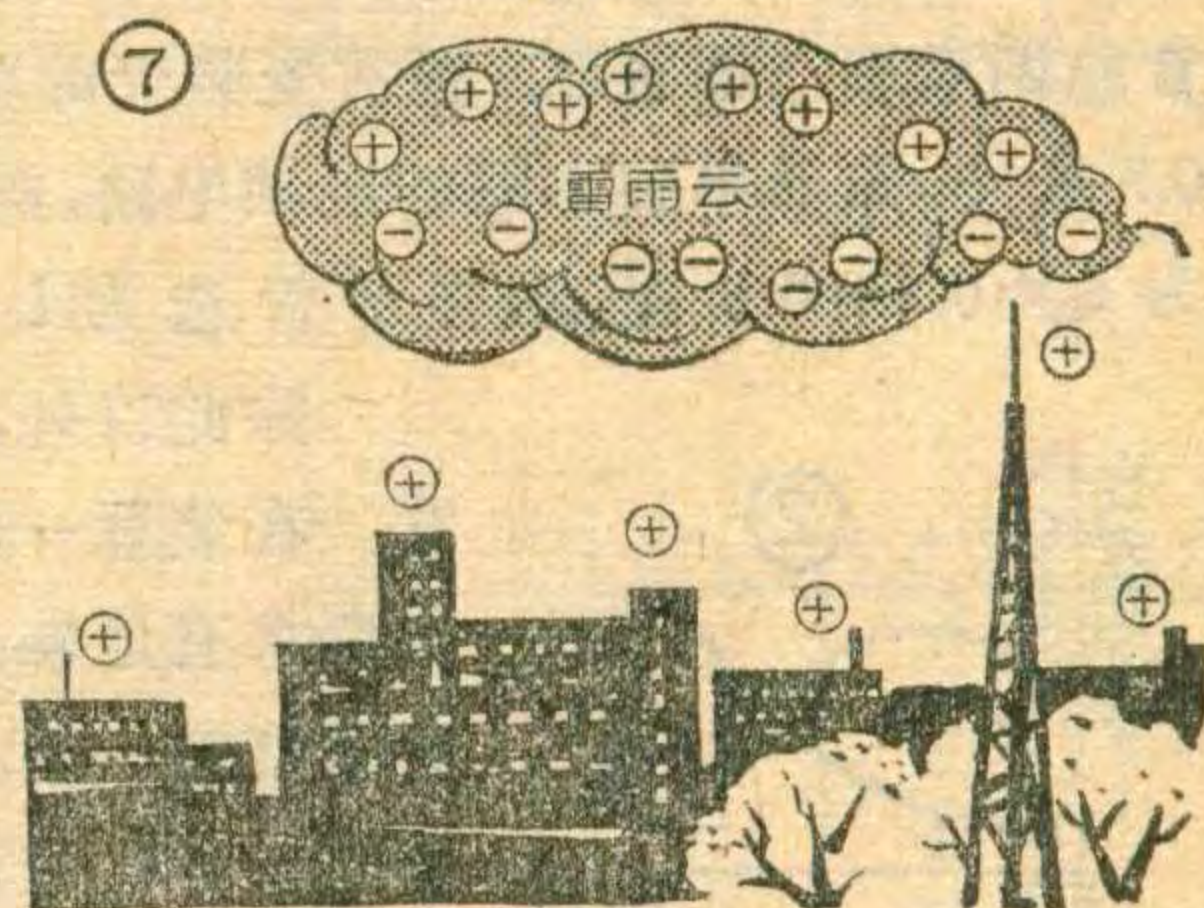
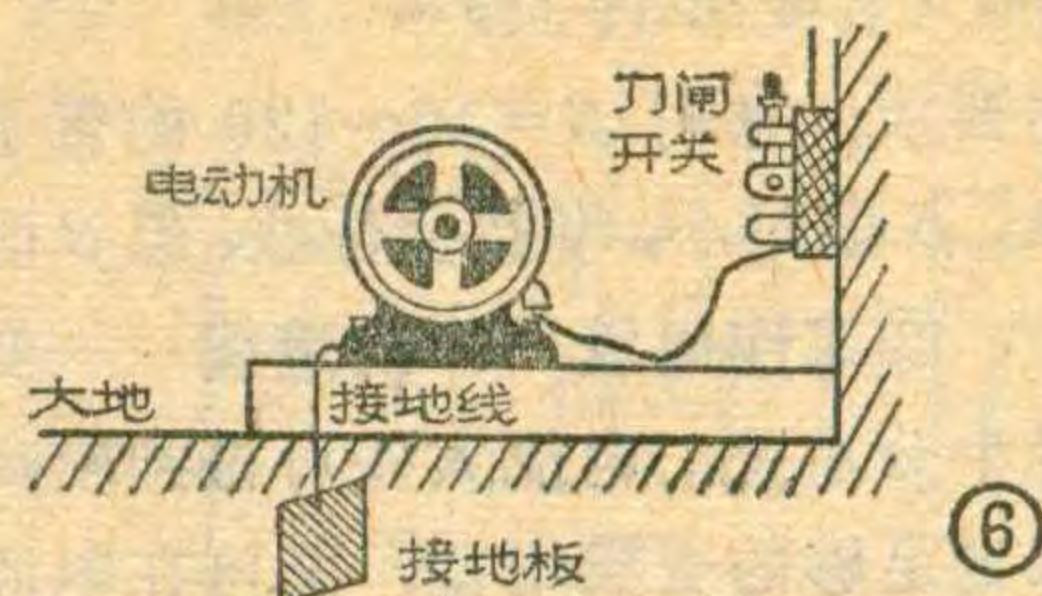
上面讲过，电流通过人体就会使人触电。那末，在什么样的情况下会有电流通过人体呢？我们可以把人体看成一个电阻，根据欧姆定律，只有当电阻两端有电压作用时，电阻上才有电流通过。如图 10

所示，如果同时接触两根电源线，人体就相当于电源的一个负载，电流从电源的一端流出，通过人体再流回电源的另一端。电源电压越高，流过人体的电流就越大。

实际上，人体的电阻数值，因各个人的不同情况而各不相同，约从几百欧姆到几万欧姆。在潮湿、出汗的情况下，人体电阻会大幅度减小。所以在潮湿的环境中，即使电压很低，也可能触电。为了保障人身安全，工作人员经常要接触到的用电设备，如行灯、机床照明灯等等，一般应使用 36 伏以下的安全电压，在特别潮湿的场所，必须采用 12 伏以下的电压。

在安装和检修电气设备时，经常要用到试电笔。就拿 100 伏的两根电源线来说，有一根能使试电笔发亮，平时管它叫“火线”，另一根不能使试电笔发亮，管它叫“地线”，这是因为“地线”在电源变压器上已经接地了(图 11)，这根线与大地之间没有电压。

如图 11 所示，倘若有人不小心接触了“火线”，那末，由于他站在地面上，因此他就相当于同时接触电源的两根线，所以还是会触电的；如果接触到的是“地线”，那就不会触电。空中的飞鸟并不知道哪根电线是“火线”、哪根是“地线”，但是常常可以看到鸟雀站在电线上却并没有触电。这是因为飞鸟只接触一根电线的缘故，假如有这么一只大鸟，它的双脚能接触到两根输电线，就算它有天大的本领，也会立刻受到电击而殒命。所以，会不会触电，关键在于人体是不是受到电压的作用。根据这个道理，假想有人悬空攀援在一根“火线”上，似乎他是不会触电的，实际上在高电压的情况下，靠近一根高压输电线也仍然会发生危险，因此绝对不能去做这种实验。



目 录

现代战争中的电子技术.....沈光铭 崔瀚明 (1)

* 技术革新 *

简易数控冲剪流水线
北京二七机车车辆工厂.....阎恭举 (4)

脉冲宽度数字测量前置器.....朱诚仁 (4)

开关式带通滤波器.....吕广平 (6)

飞跃 9D3 型电视机的调整.....费 钥 (8)

常用 CMOS 数字集成电路型号
及外引线排列表(封三说明).....黎 彤 (11)

* 电视机电路分析 *

联合设计 31 厘米电视机自动
增益控制电路(续).....安永成 朱德辉 (12)

简易高频头的一点改进.....施克孝 (13)

* 有线广播 *

集成功率放大器
——集成电路 5G37 的应用.....王国定 (14)

输出负载特性可变的功率放大器.....文尚编译 (16)

大功率管的散热.....张 新 (18)

收音机的增益及其分配.....程宏基 (19)

红灯 733-1 型 14 管 5 波段
半导体收音机(续).....王恭行 (20)

电风扇定时器.....许德辉 (22)

光电枪.....李文谦 (24)

* 初学者园地 *

低阻耳塞三管机.....永 福 (27)

袖珍式两管机.....王公诚 (28)

放大器静态电压估算法.....邵善之 (29)

* 电学漫话 *

谈谈电与大地.....张学志 颜 超 宋东生编译 (30)

* 国外点滴 *

* 问与答 *

* 想想看 *

封面说明: 我英雄的地空导弹部队, 日日夜夜百倍警惕地守卫着祖国的领空。 谢全明 胡宝玉

封底说明: 在对越南侵略者进行自卫还击的作战中, 我边防部队某炮团通信兵瞿国华同志冒着枪林弹雨, 日夜奋战在战场上, 出色地完成通信任务, 使炮兵准确地轰击敌人, 荣获一等功。

李美兴摄影

编辑、出版: 人民邮电出版社
(北京东长安街 27 号)

印刷: 正文: 北京新华印刷
封面: 北京 胶 印

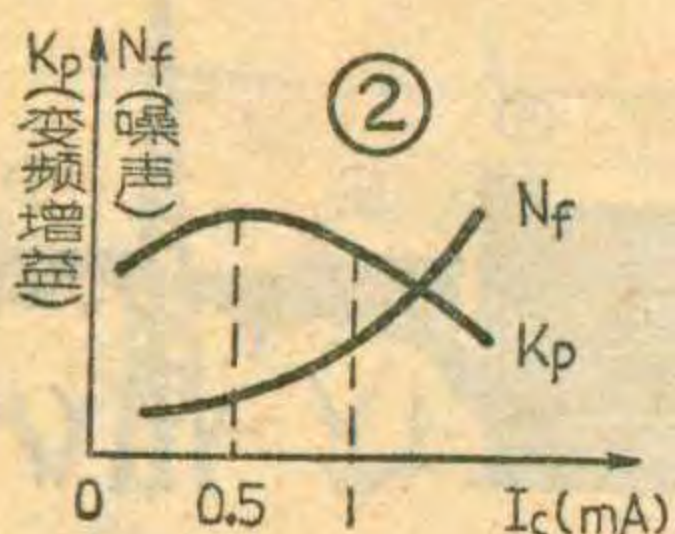
国内总发行: 北京市邮政局
订购处: 全国各地邮电局所
国外发行: 中国国际书店
(北京 399 信箱)

出版日期: 1979年8月25日
本刊代号: 2-75 每册定价 0.17元

(上接第 19 页)

述要求, 选用 $\beta=40\sim 120$ 的管子都能得到满意的结果。 β 值过小, 增益会低些, 但 β 值过大, 噪声会增大。

②工作电流 (I_c) 的选调——变频管的工作电流选择十分重要, 电流大些可得到较高的振荡电压, 既能保证足够的变频增益, 又可在电源电压降低时不致停振; 但电流过大反而会使变频增益下降, 同时造成噪声急剧增加, 如图 2。通常变频管的电流选 $I_c=0.4\sim 0.7$ 毫安; 如用单独本振的混频电路, 则混频管电流选为 $I_c=0.3\sim 0.5$ 毫安, 振荡管选为 $I_c=0.6\sim 1$ 毫安。



除此以外, 还有一点要注意: 在装置一般收音机时, 如果要求有足够的增益, 使整机灵敏度高一些, 电流应调大些; 若要设计比较高级的收音机, 各项指标要求较高, 电源又采

取了稳压措施, 则应将电流调小些。但不管如何, 电流的大小都不宜超出上述范围, 以免引起其他问题。

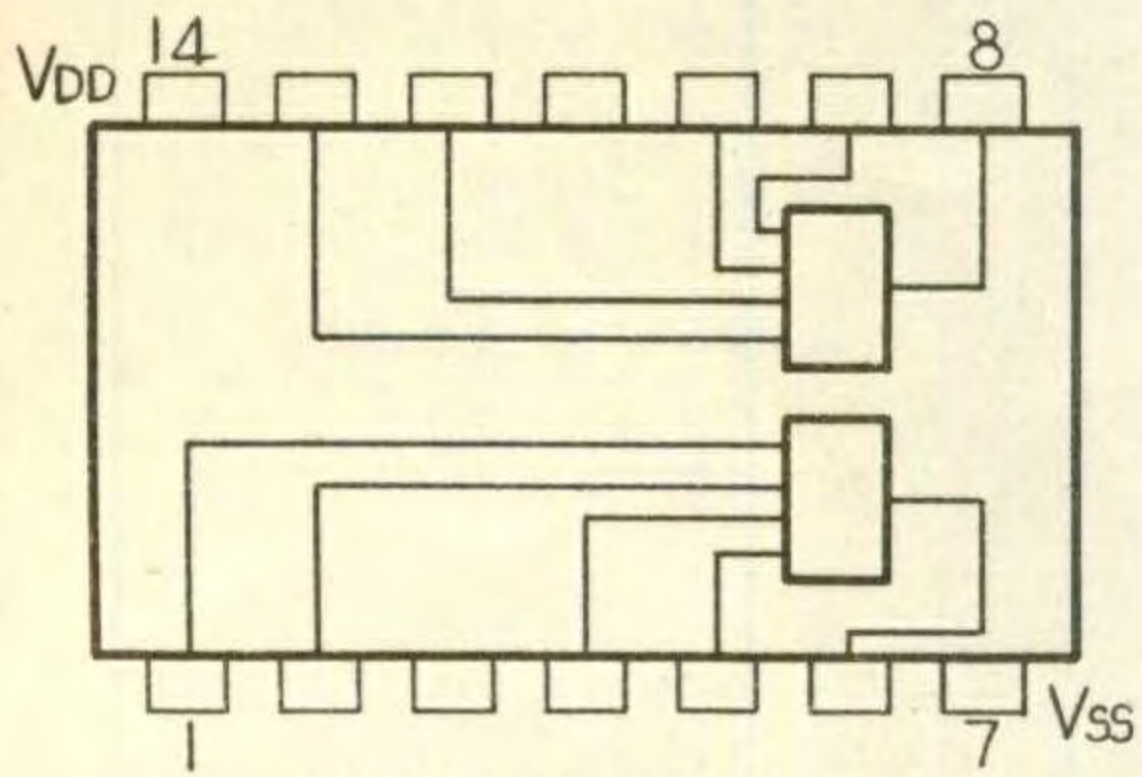
2. 中频放大级: 中放级电路性能的优劣, 极大地影响着收音机的灵敏度、选择性、频率特性等几项主要指标, 而中频增益是否合理又是问题的关键。前已述及, 中频放大应保证有 60 分贝左右的增益。实践证明, 由两级中放完成这一任务比较合理, 既能保证有足够的中频增益, 又能兼顾自动增益控制和通频带宽度。

两级中放各自的功能是不完全相同的。第一中放除完成中频信号放大任务外, 还必须保证自动增益控制的良好性能; 而第二中放则主要进行放大, 只考虑增益就可以了。怎样保证中放增益合理呢?

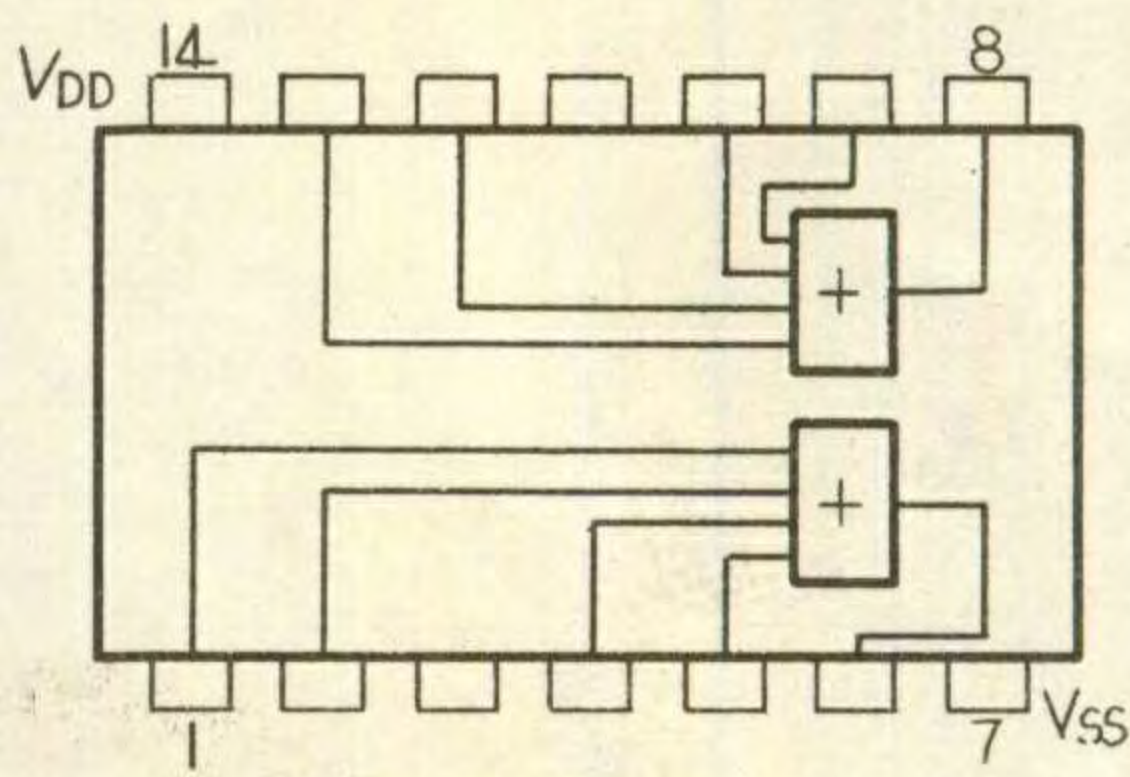
①合理选用晶体管——中频放大器所要放大的信号频率是 465 千赫, 因此也要注意晶体管的高频参数, 一般选择 $f_T > 10$ 兆赫; $r'_{bb} < 200$ 欧; $C_{ob} < 5$ 微微法就比较理想。故变频管能使用的管子中放均可使用。 β 值的大小对中频增益的影响也是很大的。中放管的 β 值是根据另外两个原则选定的。如中频变压器采用 TTF-2 系列, 则第一中放管的 β 值应选在 60~150 之间; 而第二中放管的 β 值则选在 30~60 之间。因为第一中放要兼顾自动增益控制 (AGC) 的性能。自动增益控制是通过已检波后的直流分量控制管子的工作电流, 引起晶体管的互导 Y_{fe} 的变化而达到改变中放增益的目的。管子的 β 值越高, 其工作电流就越容易变化, 自动增益控制作用就越强。所以第一中放管的 β 值要选得高一些。如中频变压器选用 SZP 系列, 则第一中放管的 β 值应选在 30~60 之间, 而第二中放的 β 值则选在 60~150 之间。由于 SZP 系列中周的设计不同于 TTF-2 系列, 第一中放的 β 值即使很小也不致影响自动增益控制作用的强弱。而第一中放采用低 β 管对降低整机的噪声有利。(待续)

无线电杂志 557614

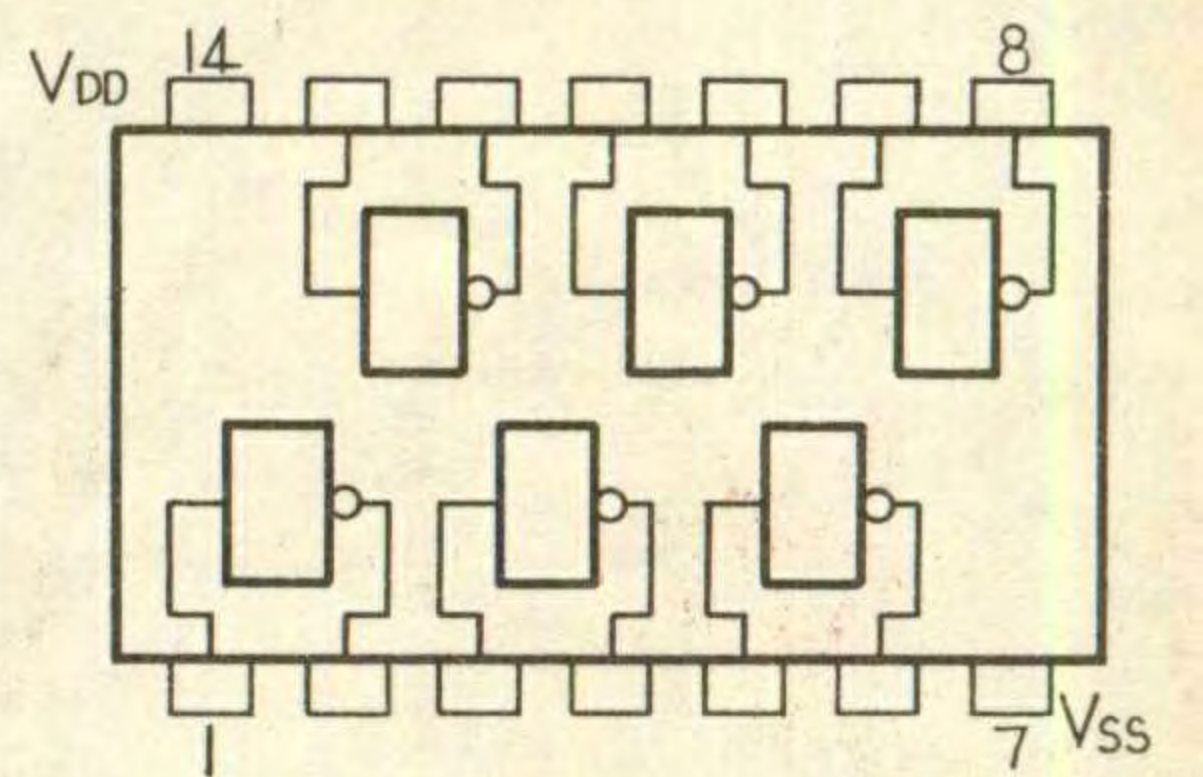
常用CMOS数字集成电路型号及外引线排列表



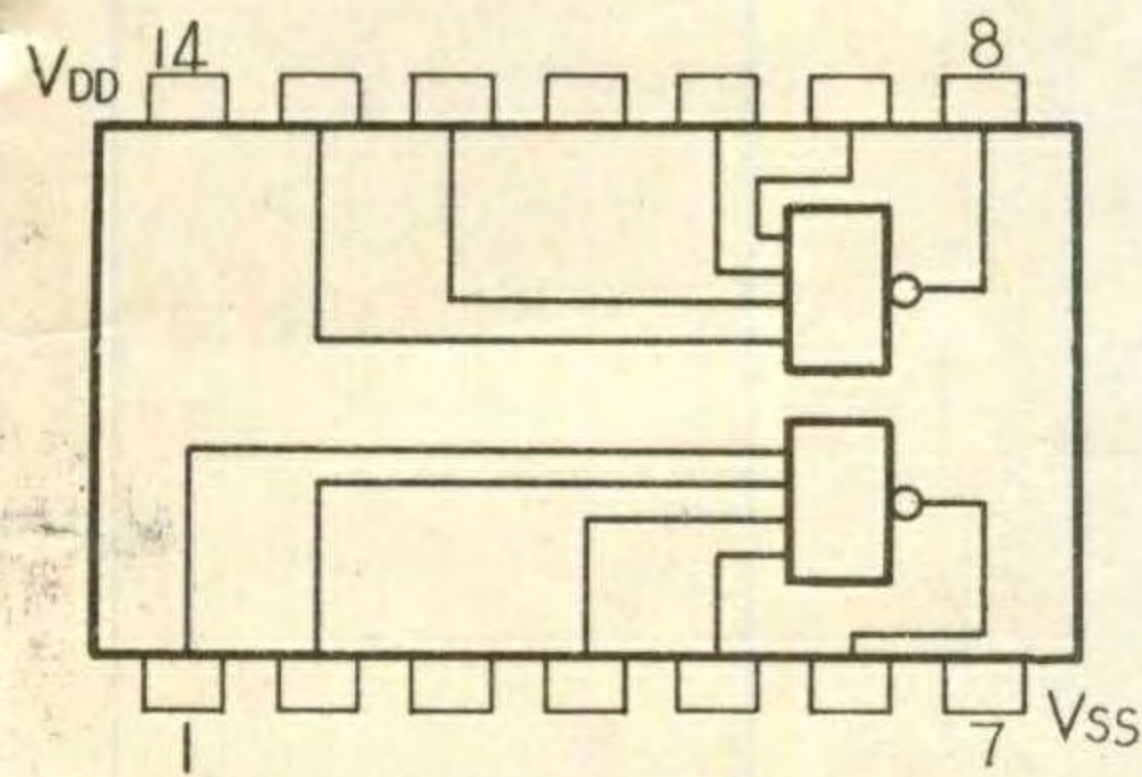
4 输入端双与门
型号: C001, C031, C061



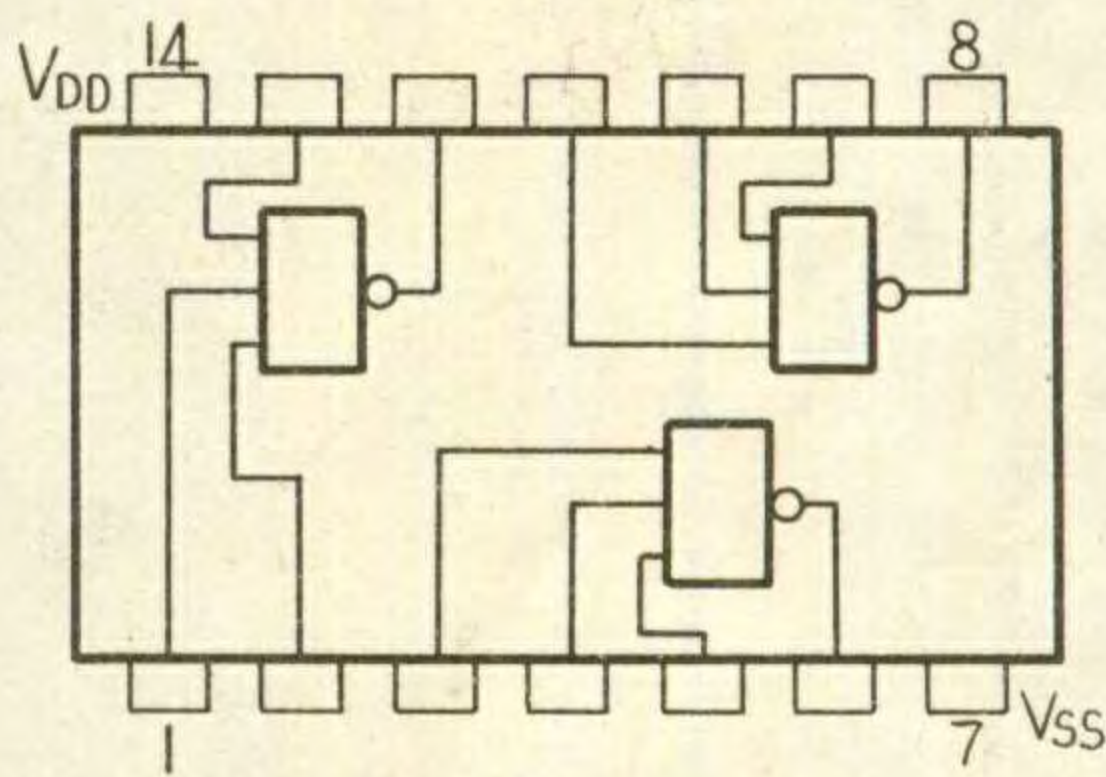
4 输入端双或门
型号: C002, C032, C062



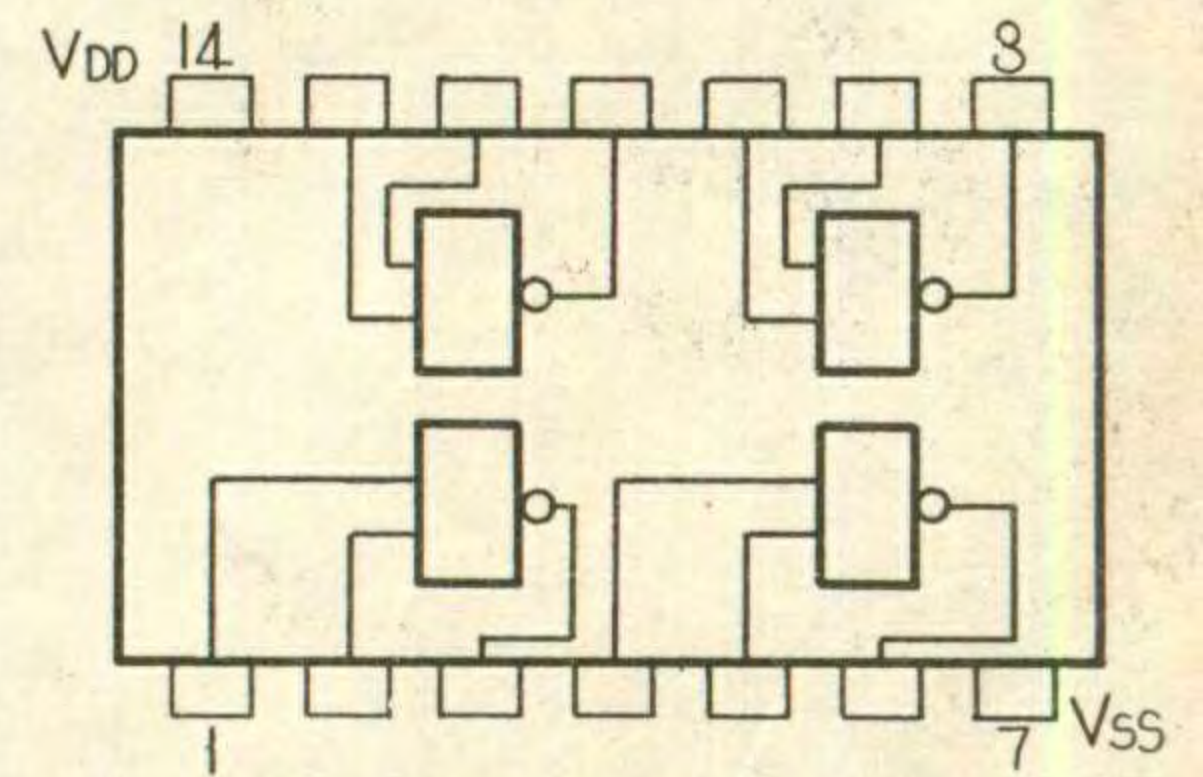
六非门
型号: C003, C033, C063



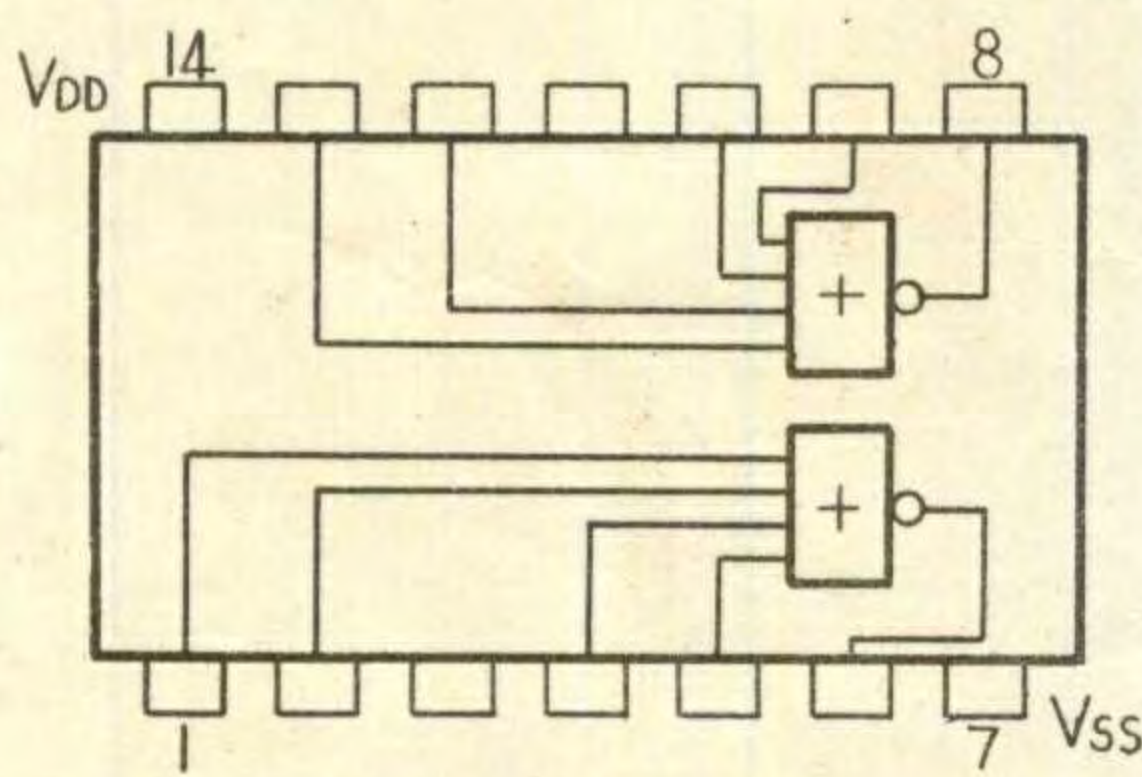
4 输入端双与非门
型号: C004, C034, C064



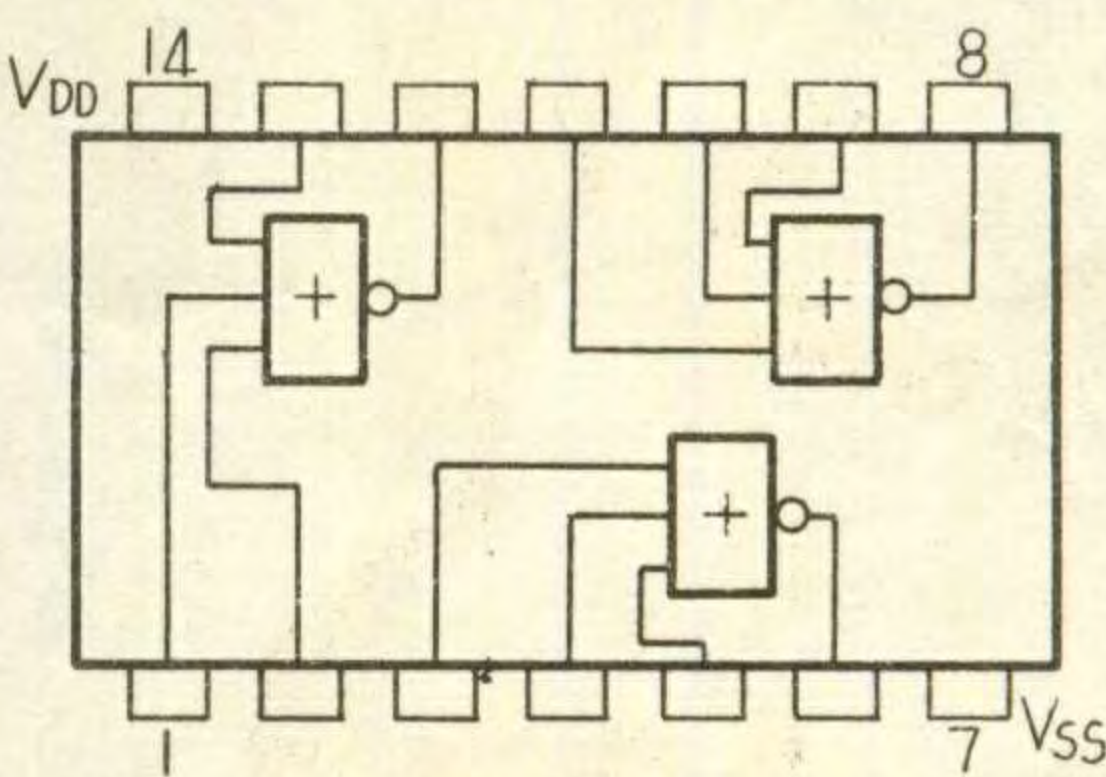
3 输入端三与非门
型号: C005, C035, C065



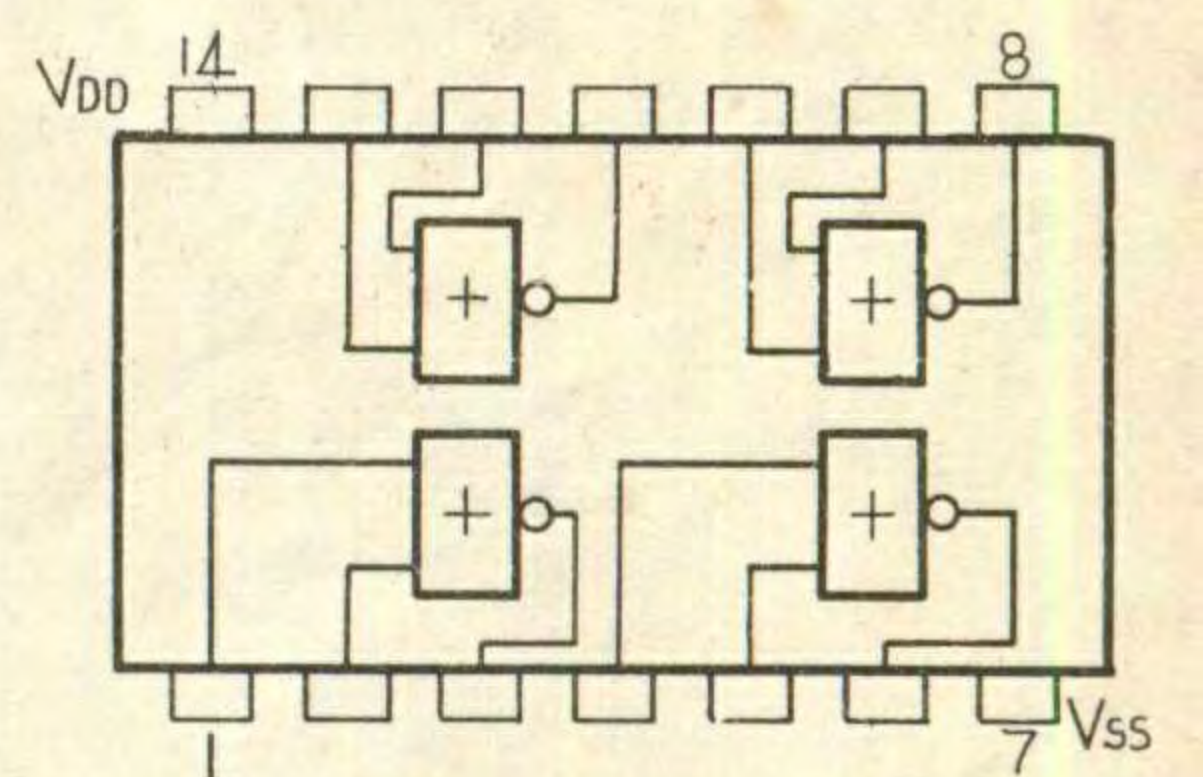
2 输入端四与非门
型号: C006, C036, C066



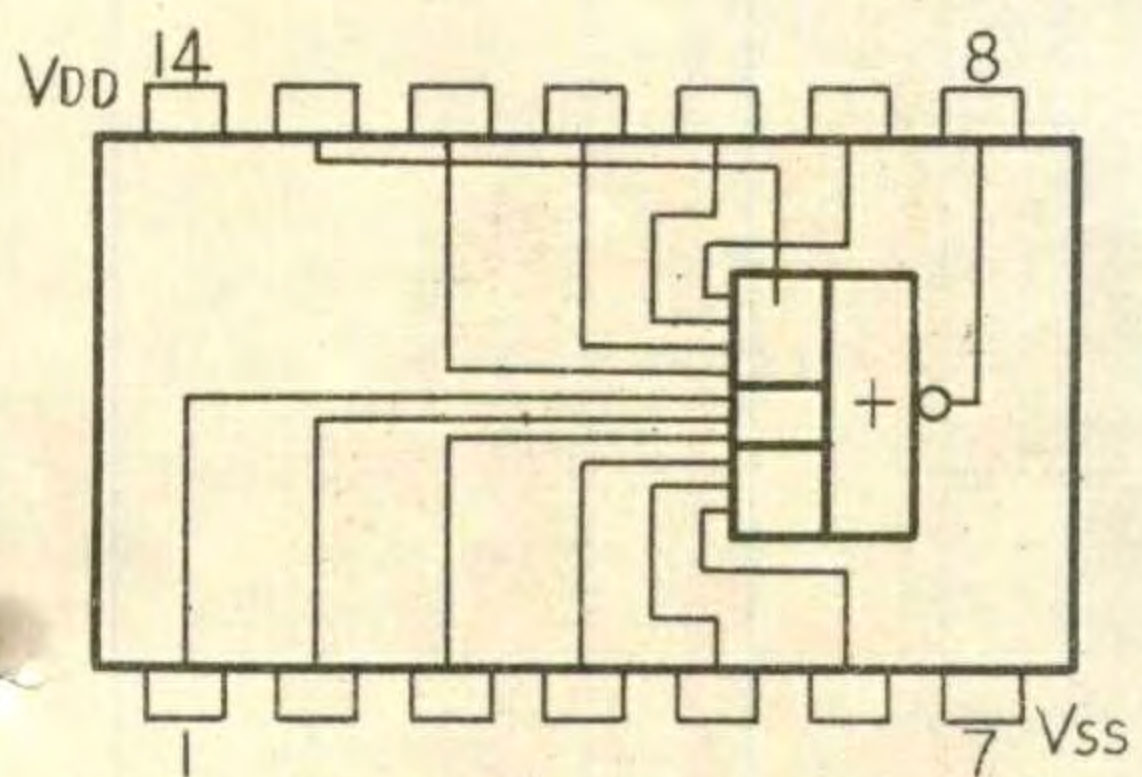
4 输入端双或非门
型号: C007, C037, C067



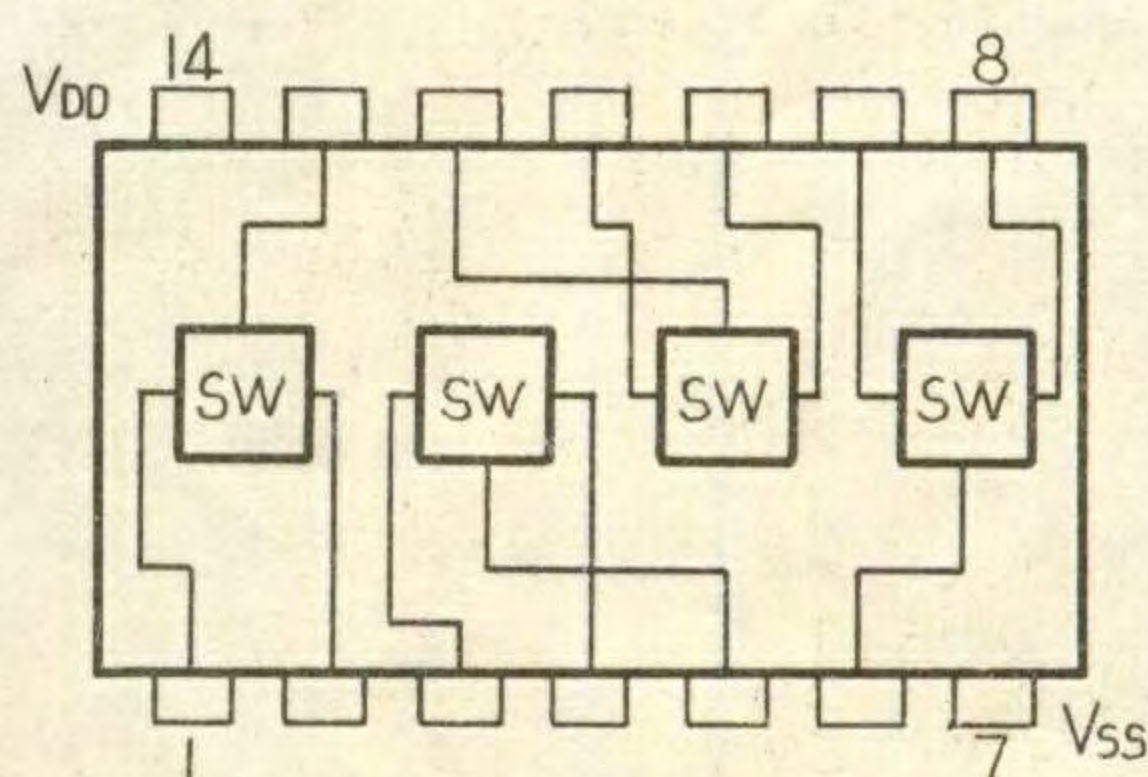
3 输入端三或非门
型号: C008, C038, C068



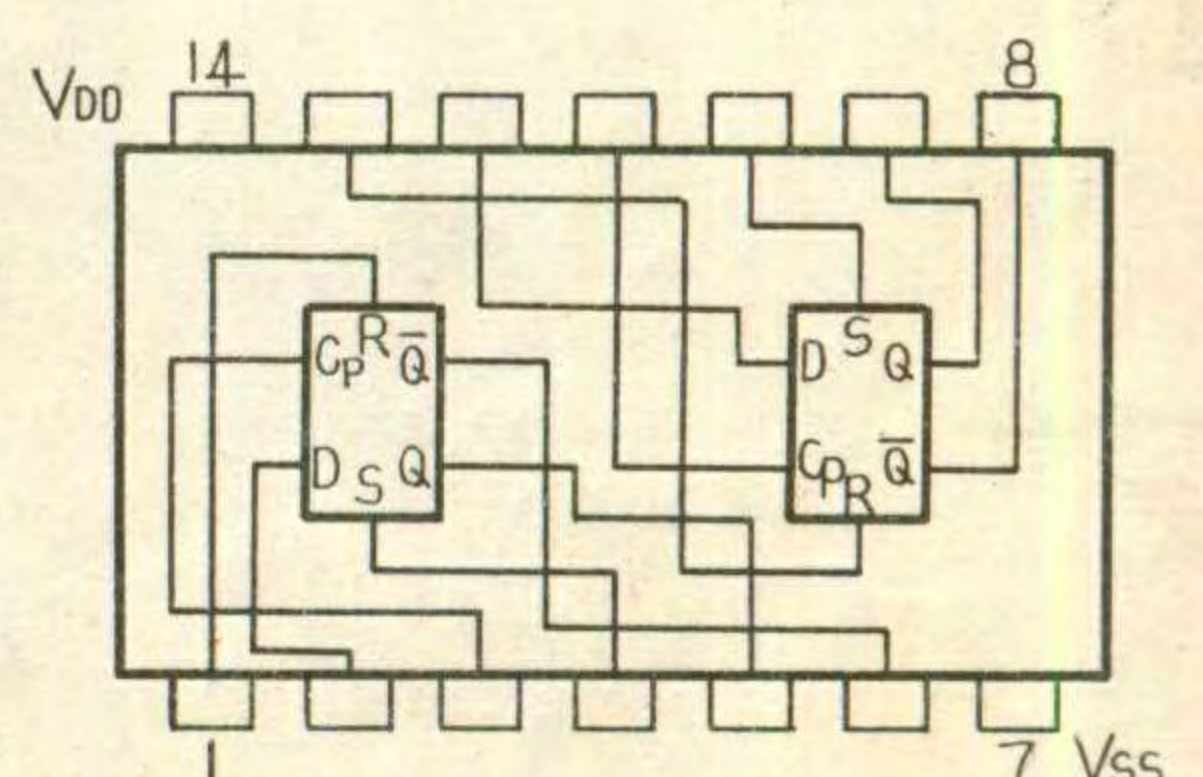
2 输入端四或非门
型号: C009, C039, C069



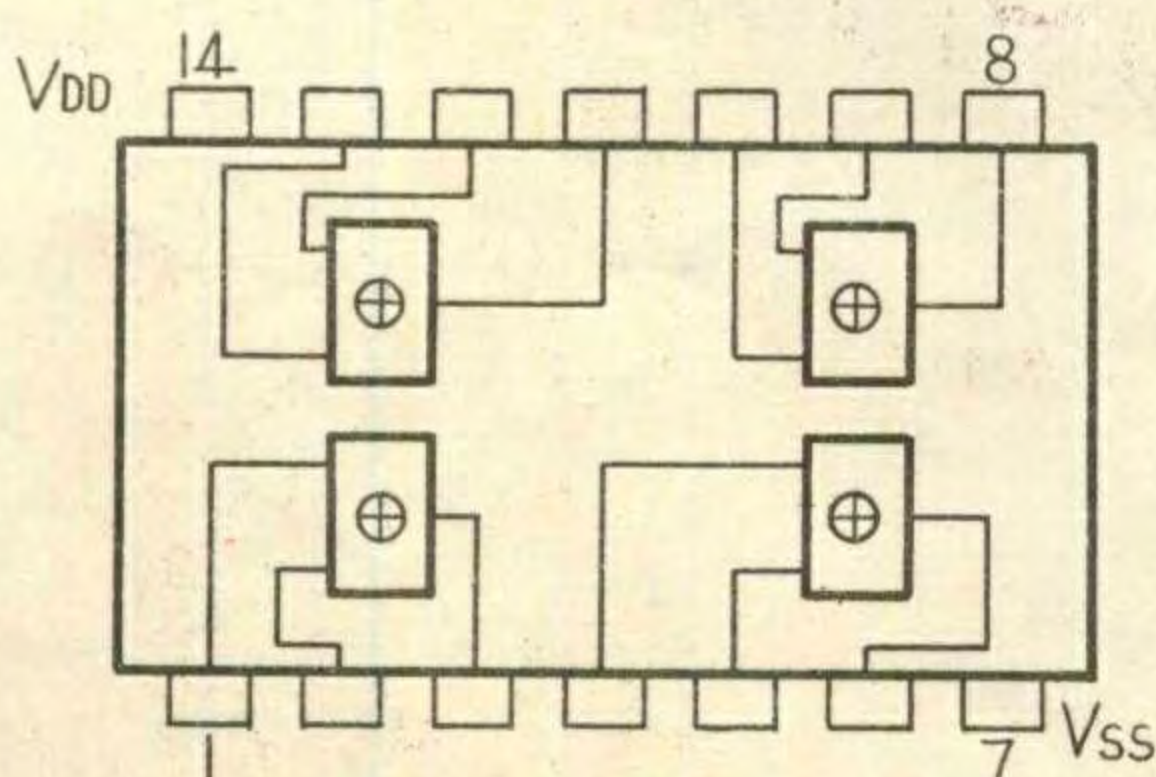
4-3-3 输入端与或非门
(带或扩展端)
型号: C010, C040, C070



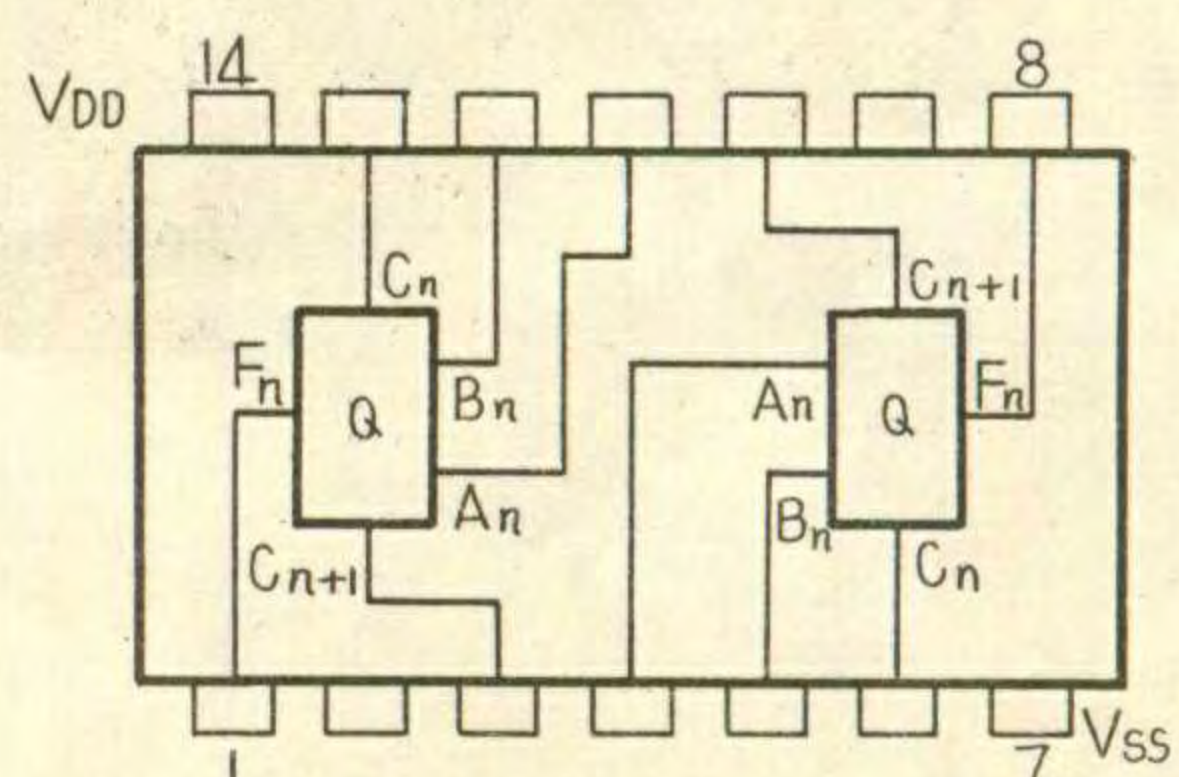
四双向开关
型号: C514, C544, C574



双 D 触发器
型号: C013, C043, C073



四异或门
型号: C630, C660, C690



双全加器
型号: C631, C661, C691

