



无线电

WUXIANDIAN

5
1976

在无产阶级文化大革命推动下,我国邮政通信向机械化自动化蓬勃发展

无产阶级文化大革命和批林批孔运动以来,我国邮电战线上的广大职工,以阶级斗争为纲,坚持党的基本路线,贯彻“鞍钢宪法”,深入开展“工业学大庆”群众运动,认真学习无产阶级专政理论,推动了人民邮电事业迅速前进。邮政通信设备的机械化和自动化,也取得了可喜的成绩。事实雄辩地证明:“革命是历史的火车头”,“无产阶级文化大革命是使我国社会生产力发展的一个强大的推动力”。下面介绍几种在邮政业务处理和营业服务方面采用电子技术的新设备。



单据三项工作。
① 包裹包裹的称重、计费 and 打印出包裹收寄机。它能自动完成



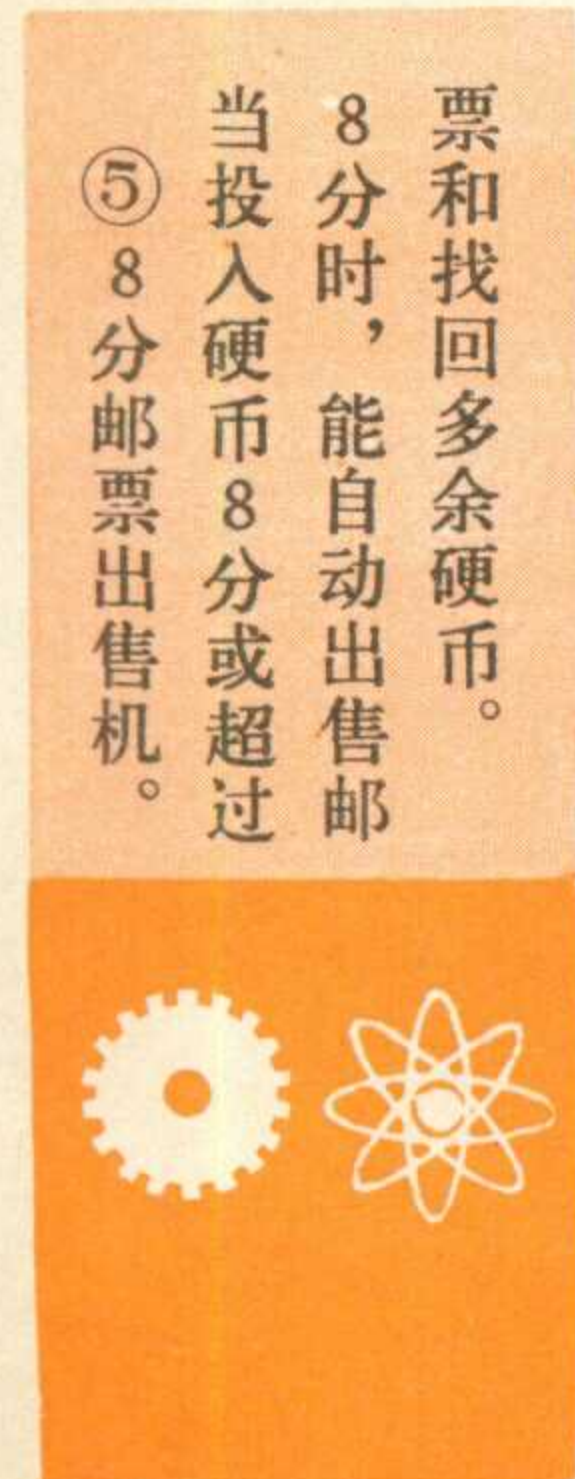
18,000件邮件的盖戳工作。
② 信函投递日戳并自动计数的信函过戳机。它是给进局邮



能送出报纸并找出多余硬币, 币值等于或超过报纸的价值时, 硬币、自动累加、显示,当投入的硬
③ 报纸出售机。它能自动鉴别



送出明信片 and 找出多余硬币。
④ 3分明信片出售机。当投入



票和找回多余硬币。
⑤ 8分,能自动出售邮
当投入硬币8分或超过
8分邮票出售机。



⑤



在毛主席和党中央的亲切关怀下

我国微波通信建设蓬勃发展

在毛主席和党中央的亲切关怀下，我国邮电部门的广大工人、干部和技术人员，以阶级斗争为纲，认真贯彻“鞍钢宪法”，深入开展“工业学大庆”的群众运动，坚持**独立自主、自力更生**的方针，冲破帝修反的技术封锁，排除修正主义路线的干扰，为加速发展我国微波通信事业做出了贡献。无产阶级文化大革命以来，我国自行研制、自行生产、自行设计、自行施工，用晶体管九百六十路和电子管六百路微波通信全套设备，建成了以首都北京为中心，连通全国二十多个省、市、自治区的微波通信干线。现在，从东海之滨到西北高原，从长白山麓到珠江之畔，许多主要城市之间都通过微波干线，开通了传送电视、各种传真、电报、电话等多种通信业务。这是无产阶级文化大革命和批林批孔运动的胜利成果，它对党内最大的不肯改悔的走资派邓小平鼓吹“今不如昔”的谬论是一个有力的批驳。

微波是一种波长很短的无线电波。微波通信是用这种电波通过每隔五十公里左右设置的微波站，象接力赛跑一样，一站一站地把各种信息传送到数千里之外。它的容量大，电路多，抗干扰性强，建设投资省、速度快，具有广泛的用途，是一种现代化的无线电通信工具。我国目前建成的微波通信干线是多波道线路，每个波道都能传送六百或九百六十个电话，或者传送一路电视。现在，北京电视台可以通过微波电路，与全国二十多个省、市、自治区电视台联接起来，传送黑白和彩色电视节目。各地工农兵群众通过微波传送的电视，能看到伟大领袖毛主席的光辉形象，看到首都节日游园庆祝活动的实况转播。广大群众兴奋地说：虽说北京千里远，却见北京在眼前。伟大领袖毛主席啊！您的光辉形象常看见。通过微波电路还可以用高速报纸传真机传送报纸版型，能够使一些边远地区的读者看到当天的《人民日报》。微波通信干线的建成，对于传播马克思主义、列宁主义、毛泽东思想，为巩固无产阶级专政服务，为社会主义革命和社会主义建设服务，为人民服务，具有重大的意义。

我国的微波通信事业，是在两条路线的激烈斗争中发展起来的。五十年代末期，邮电部门的广大职工

开始研制微波通信设备时，技术力量不足，技术资料缺乏，许多关键元件和仪表国内还不能生产。帝国主义对我国进行技术封锁，苏修叛徒集团撕毁协议，撤走专家，妄图卡我们的脖子。广大邮电职工冲破封锁，顶住逆流，打了一场政治仗、志气仗，拿下了六十路微波通信设备。一九六四年开始研制六百路微波时，刘少奇一伙拚命推行反革命的修正主义路线，鼓吹洋奴哲学、爬行主义；资产阶级反动“权威”则四处散布悲观论调，大吹冷风。广大邮电职工坚定地贯彻执行毛主席的革命路线，自力更生，奋发图强，抢时间、争速度，经过不到三年的奋斗，研制成功了电子管六百路微波通信成套设备，为发展我国大容量微波通信事业打下了基础。

无产阶级文化大革命和批林批孔运动为我国微波通信事业的发展开辟了广阔的道路。广大邮电职工遵照毛主席关于“**中国人民有志气，有能力，一定要在不远的将来，赶上和超过世界先进水平**”的教导，从一九六九年开始，进行了研制技术水平和自动化程度更高的晶体管九百六十路微波设备的会战；同时，开始大规模地建设微波通信干线。六年多以来，在研制和建设过程中，广大邮电职工在各级党委领导下，认真学习马列著作和毛主席著作，深入批判刘少奇、林彪的修正主义路线及其所推行的洋奴哲学、爬行主义、“上智下愚”等修正主义货色，进一步提高了阶级斗争、路线斗争和继续革命的觉悟。他们在电子、冶金、机械、化工等部门和中国人民解放军的支援下，充分发挥科研、生产、使用单位和工人、干部、技术人员两个“三结合”的作用，创造了研制和建设的新水平、新速度。邮电部所属的五〇六厂、五〇三厂、第四研究所和参加会战的其他单位，领导干部深入第一线，组织以工人为主体的“三结合”队伍，发扬勇攀高峰的革命精神，经过调查研究，反复试验，取得了大量的第一手技术资料，攻克了低噪音接收、宽频带放大、微波极化和分路以及自动倒换等许多技术难关，解决了高精度的制造工艺，用了两年多时间，全部采用国产元件部件，研制成功了晶体管九百六十路微波

(下转第9页)

欢呼无产阶级文化大革命的伟大胜利

坚决把反击右倾翻案风的斗争进行到底

上海市仪表电讯工业局科技组

毛主席亲自发动和领导的无产阶级文化大革命，是无产阶级专政条件下反修防修的伟大实践。无产阶级文化大革命先后摧毁了以刘少奇为头子的和以林彪为头子的两个资产阶级司令部，粉碎了他们复辟资本主义的阴谋。经过无产阶级文化大革命和批林批孔运动，经过无产阶级专政理论学习运动和评论《水浒》，我们的党朝气蓬勃，我们的人民意气风发，我们的国家欣欣向荣，无产阶级专政空前巩固。社会主义新生事物象绚丽的鲜花，开遍了祖国大地。事实充分证明：“这次无产阶级文化大革命，对于巩固无产阶级专政，防止资本主义复辟，建设社会主义，是完全必要的，是非常及时的。”

从上海市仪表电讯工业系统来看，跟全国一样，在无产阶级文化大革命推动下，也是“旧貌变新颜”，“到处莺歌燕舞”，呈现一派大好形势。无产阶级文化大革命以来，我局系统的广大职工在两个阶级、两条道路、两条路线的激烈搏斗中，深入持久地学习马列主义和毛泽东思想，阶级斗争和路线斗争觉悟不断提高，深入批判了刘少奇、林彪的反革命修正主义路线，热情支持社会主义新生事物，冲破资产阶级法权的狭隘眼界，极大地调动了社会主义积极性和创造性。十年来，上海市仪表电讯工业局系统，在毛主席的革命路线指引下，在各级党委的一元化领导下，以阶级斗争为纲，坚持党的基本路线，认真贯彻“鞍钢宪法”，深入开展工业学大庆的群众运动，全心全意依靠工人阶级，发扬独立自主、自力更生、艰苦奋斗、勤俭建国的革命精神，实行开门办科研，大力发展电子新产品，积极推广电子技术应用，努力为各行各业服务，为社会主义服务，取得了显著成绩。仅据1972年以来的不完全统计，先后共完成新产品、科研、电子技术应用项目两千多项，在冶金、石油、化工、纺织、轻工、财贸、邮电、医疗、农业等部门推广应用，收到了良好的效果，对促进各行各业技术革新、技术改造，实现生产自动化，提高工作效率，发展生产，提高质量，改善劳动条件，节约人力物力等等，发挥了很大的作用。

无产阶级文化大革命以来，特别是近几年来，我局系统成套地发展了新的电子元器件，包括各种系列的大、中、小规模集成电路，高频大功率晶体管，彩

色显象管，大功率彩色发射管，摄像管，投影管，激光管，磁控管等等。电子整机也有较大发展，例如每秒运算一百万次的大型高速电子计算机，大型数控绘图仪，彩色工业电视、彩色广播录象机，8千兆赫取样示波器，300兆赫宽带示波器，中、大规模集成电路综合测试仪，双光束原子吸收分光光度计，多用途高速液相层析仪，大庆油田成套原油计量装置，医用电子直线加速器、彩色同位素扫描仪、自动血液生化分析仪等等。以上试制成功的这些新产品，有的填补了国内空白，有的达到了世界先进水平，为加速我国社会主义经济发展，作出了一定贡献。

上海录音器材厂的同志们，狠批了“洋奴哲学”、“爬行主义”。他们为了替祖国争光，为中国工人阶级争气，积极承担了试制录象机的任务，在各兄弟单位的支持和协作下，经过几个月的艰苦奋战，就试制成功了我国第一台录放效果良好的彩色广播录象机。上海医疗器械战线的广大职工，在毛主席革命卫生路线的指引下，积极发展医疗器械新产品，试制成功了一批诊断和治疗癌症的新器械，上述医用电子直线加速器就是其中一种。电子直线加速器是医治癌症的一种重要设备，它与深部X射线机和钴60治疗机相比，具有能量高、射线剂量大、焦点小、杀伤癌细胞效率高、对好的机体组织损伤小、疗效较好等显著优点，为我国向癌症进攻增添了一种先进武器。上海仪表行业，为配合我国石油工业迅速发展的需要，争挑重担，发扬共产主义大协作精神，大搞群众运动，高质量、高速度地完成了我国第一套大口径、高压、高精度原油计量成套仪表共十五种、八十多台件，并配用了电子计算机和成套外围设备。这套装置可自动测量和显示原油的体积、密度、含水量及纯油量等数据，通过工业控制电子计算机，还可进行综合积算显示和记录。

在本行业技术革新和技术改造方面，也取得了可喜的成就。据全局不完全统计，目前已搞成数控车床、铣床、磨床、冲床、钻床，数控线切割机，数控绕线机，以及电子自动测试、分选机等等，总共近千台。上海无线电十三厂的双头磁心分选机可提高工效60倍。上海无线电十八厂与上海无线电二十七厂协作搞成的数控高压包绕线机，可提高工效10倍。上海无线电二十九厂搞成的3AD30功率管检测仪，可对

管子的七个直流参数自动进行测试分选，取代了过去五道手工操作，提高了工效13倍。在实现单机自动化的基础上，全局系统又对零部件加工、装配、工艺等方面搞成了二十余条生产自动线。如上海无线电二十七厂，采用电子程序控制，把原来小型变压器线圈生产中的十几道手工操作合并成一条自动线，提高产量25倍，工作人员从20人减少到2、3人。上海一零一厂搞成了三十多台晶体管收音机半自动插件台及波峰焊接机，使元件装插、焊接、剪脚实现了半自动生产。上海无线电三十厂，在上海无线电十三厂等单位的密切协作下，建成了一个群控注塑机车间，由一台电子计算机控制二十二台注塑机，使整个生产工序实现了自动化。上海电容器厂搞成了冲床简易程控，劳动生产率提高一倍以上，并且增强了冲床的通用性。上海仪表电讯机修厂、上海无线电十三厂、上海无线电四厂联合制成数控加工中心机床，该机床装有六十把刀，由一台计算机控制，并有机械手自动换刀，能加工任何曲线和几何形状的工件，具有铣、镗、钻、铰、绞、攻丝等多种功能，适应大件、复杂件的加工需要。

我局系统的许多工厂、研究所，坚持开门办科研路线，打破行业界限，实行元件与整机、生产与使用、行业内与行业外三结合，互相支持，密切协作，大大加快了电子技术推广应用的速度。上海电子管二厂在原订生产任务外，每年还生产黑光灯管60万只，及时地支援了各地农村普遍推广应用灭虫黑光灯的急需。上海无线电十九厂，主动与各行各业上百个单位协作，搞技术革新和技术改造，使集成电路广泛应用到各个方面。上海灯泡厂配合上海儿童食品厂试制成功微波加热干燥装置，用于烘干奶糕，干燥时间从原来八小时缩短到只要三分钟，而且产品质量有很大提高。上海调节器厂和上海工业自动化仪表研究所联合试制并投入生产的小型工业控制计算机，已在手工、轻工、纺织、冶金、石油等行业的数十个单位推广应用，收到了良好的效果。

为了支援农业，促进农业机械化、自动化，上海元件五厂、上海工业自动化仪表研究所，配合上海农业机械研究所等单位试制成功电子控制拔秧机，经市郊农场、公社使用，工作效率比原来的拔秧机提高了三分之一，并且提高了拔秧质量。

上海无线电七厂电子应用组与上海丝织一厂的工人一起，试制成功整经车三停数字控制仪，实现了断丝自动停车、车头空位自动停车、满圈自动停车以及圈数自动数字显示，不仅提高了产品质量，并可提高生产效率一倍。上海无线电十九厂电子应用组积极配合上海玻璃瓶十厂试制成功数字程序自动控制制瓶机，实现了制瓶生产自动化，彻底改变了劳动条件，深受全厂职工的欢迎。

上海气象仪器厂生产的气象仪器中有二十多个品种是为农业生产服务的。这个厂试制的地面综合遥测气象仪，是一种全晶体管的有线遥测仪器，能测量风速、风向、雨量、露点、温度、气压等多种气象要素，用数字显示，并可随时自动记录、打印气象资料。上海自动化仪表四厂，配合有关部门试制成功数字式分散目标综合远动装置，适合水井、气井、油井、泵站(压缩机站)、煤气管道、热力管道等作远距离自动遥测和遥控系统，能遥测压力、温度、电压、液位、流量等参数，遥控阀门开关、泵或电机起动和停止，并给出回答信号。上海自动化仪表六厂配合上海卷烟厂试制成功自动调节温、湿度装置，可以自动控制烟叶发酵温度。这个厂配合上钢三厂制成了锅炉燃烧温度自动控制仪，可节约重油燃料百分之二十。上海无线电二厂和十一厂，配合文艺工作单位试制成功微型无线话筒，为文艺演出提供了先进的音响设备。上海电表厂与上海新华医院协作，试制成功小儿人工心肺机，填补了我国心血管外科手术器械设备上的一项空白。

以上列举的这些成就，无不闪耀着无产阶级文化大革命的胜利光芒。事实充分说明，只有革命才能解放生产力，**无产阶级文化大革命是使我国社会生产力发展的一个强大的推动力**。党内最大的不肯改悔的走资派邓小平，代表党内外的新旧资产阶级，要翻文化大革命的案，要算文化大革命的帐，在无产阶级文化大革命的丰硕成果面前，只能彻底暴露他妄图颠覆无产阶级专政、复辟资本主义的反革命嘴脸，暴露他逆历史潮流而动的反动本质。**翻案不得人心**。阶级斗争的事实告诉我们，历史上每一个大的社会变革以后，总会有人跳出来搞翻案，搞复辟。但是，逆历史潮流而动的翻案派都是没有好下场的。这是带规律性的历史现象，古往今来，概莫能外。

当前，一场反击右倾翻案风的斗争正在深入开展。根据伟大领袖毛主席提议，中共中央政治局一致通过，华国锋同志任中国共产党中央委员会第一副主席，中华人民共和国国务院总理；一致通过，撤销邓小平党内外一切职务。这是毛主席、党中央采取的反修防修、保证我们党和国家在无产阶级专政下继续革命的重大措施，是反击右倾翻案风的伟大胜利。全国各族人民，热烈拥护毛主席、党中央的英明决策，热烈欢呼毛主席革命路线的伟大胜利。在党中央两个重要决议的鼓舞下，我们的斗志更加昂扬，决心认真学习党中央的决议，继续认真学习毛主席的重要指示，彻底批判邓小平的反革命修正主义路线，牢牢掌握斗争大方向，坚决把反击右倾翻案风的伟大斗争进行到底；加倍提高革命警惕，进一步加强无产阶级专政，粉碎一切阶级敌人的破坏活动；以阶级斗争为纲，坚持抓革命、促生产、促工作、促战备，把各项工作做得更好。

双稳态触发器的设计与调试

宋东生

双稳态触发器是最基本的脉冲数字电路，它可以对脉冲信号进行记忆和记数，也可以作为矩形脉冲发生器，因此它被广泛地应用在计算技术、自动控制装置、雷达和通信设备中。

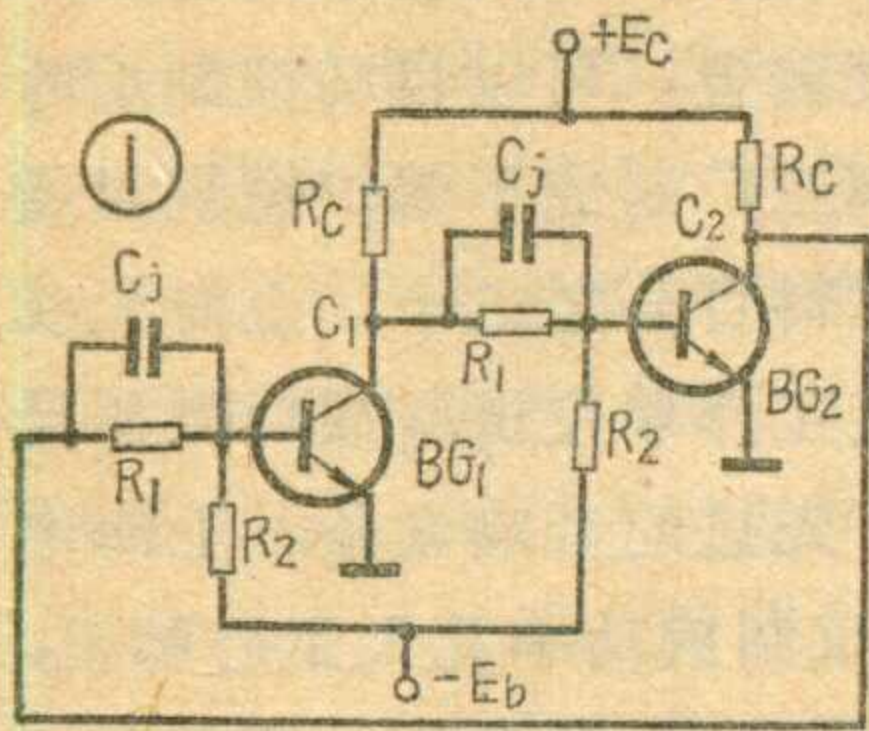


图1是一个典型的双稳态触发器的电原理图(以NPN型晶体管为例)。它实质上是由两个对称的反相器组成的两级正反馈放大器，图2是这种电路的习惯画法。

由图1可以看出，在接通电源后，若晶体管BG₁饱和，则其集电极C₁输出低电平，迫使BG₂截止，BG₂截止后，其集电极C₂输出高电平，经正反馈到BG₁基极，又保证了BG₁的饱和，于是电路处于BG₁饱和，BG₂截止的稳定状态。反之，若接通电源时BG₁截止，则BG₂必定饱和，电路将处于另一个稳定状态。

在某一稳定状态下，若在饱和管的基极引入一个负脉冲，使饱和管脱离饱和，截止管也会脱离截止，驱使两管都进入放大状态，就会在强烈的正反馈作用下，使电路从一个稳定状态迅速转换到另一个稳定状态。我们把需要记忆的脉冲一个个地依次触发双稳态触发器，使电路不停而可靠地翻转，就可以记忆脉冲的个数了。

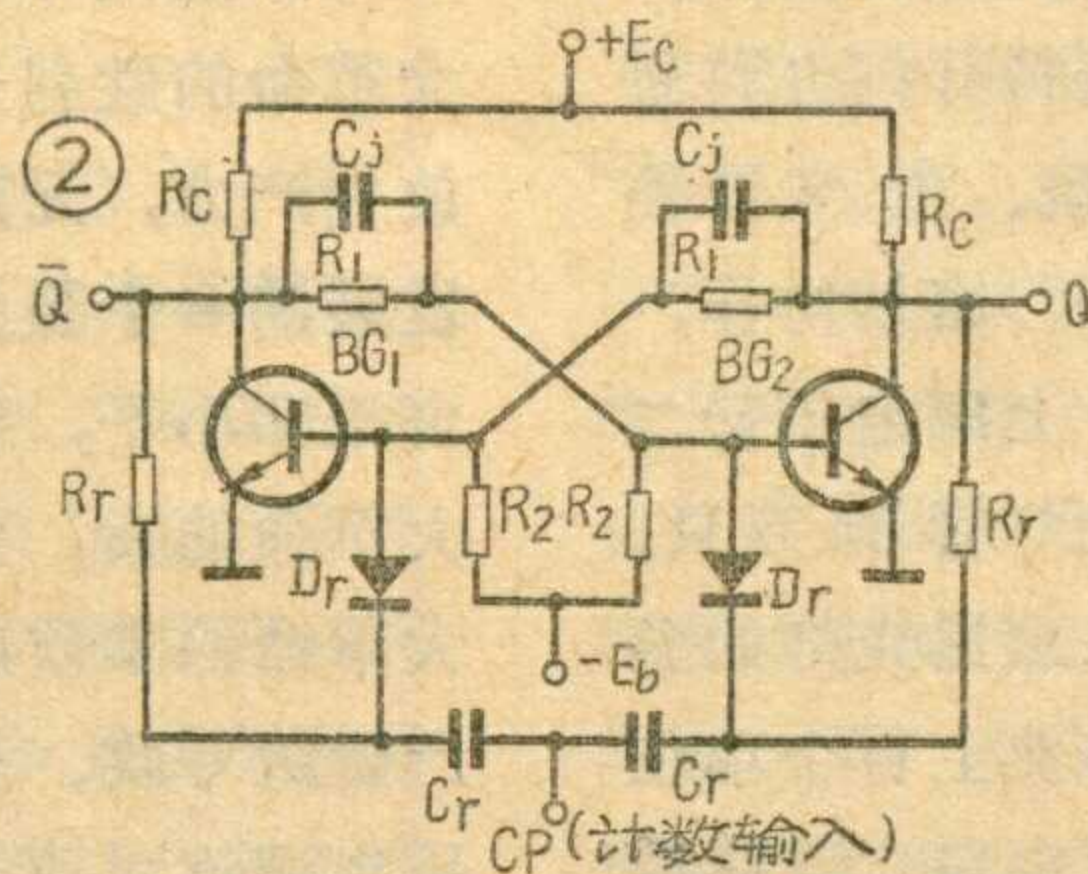
稳态条件

要准确可靠地记忆脉冲，要求触发器在没有触发信号作用时，要有良好的稳定性，不致由于外界干扰脉冲的影响使电路错误转换。为此，在设计电路确定元件参数时，要满足截止条件和饱和条件。下面就来详细地分析电路的稳态条件。

判断晶体管能否可靠截止和充分饱和关键在于它的基极。因为要使管子截止，就要在基极加上截止偏

压 U_{ber} ，所以分析截止条件时，必须从分析基极电压入手；要使管子饱和，就要从基极注入足够大的基极电流，所以分析饱和条件时，要从分析基极电流入手，满足 $I_b > I_{bs}$ 。

先分析当BG₁饱和时，保证BG₂可靠截止的电路条件。图3是BG₁饱和，BG₂截止时的简化电路。由于BG₁饱和，其集电极电位 $U_{c1} = U_{ces} \approx 0.3V$ (开关管)，所以饱和管的c、e之间相当于一个恒压电源。由于BG₂截止， $I_b \approx 0$ ，可近似认为b、e之间开路。这样，图3的电路就可以等效为图4所示的线性电路，使分析与计算大为简化。由图4可以算出BG₂截止时的基极电位 $U_{b2} = U_{ces} - IR_1$



$$U_{ces} \text{ 可忽略不计, } U_{b2} \approx \frac{-E_b R_1}{R_1 + R_2}$$

为使BG₂可靠截止，应满足 $U_{b2} \leq U_{ber}$ ， U_{ber} 是根据所需截止深度而选定的截止偏压，即

$$\frac{-E_b R_1}{R_1 + R_2} \leq U_{ber}$$

将上式整理后得出

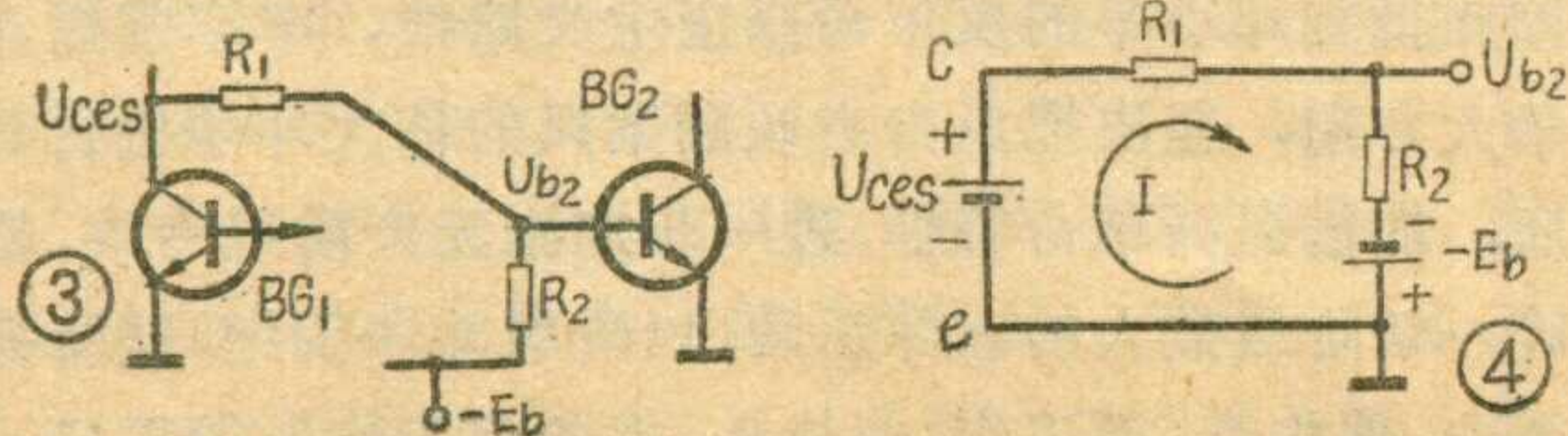
$$R_1 \geq \frac{-U_{ber} R_2}{E_b + U_{ber}} \dots \dots \dots (1)$$

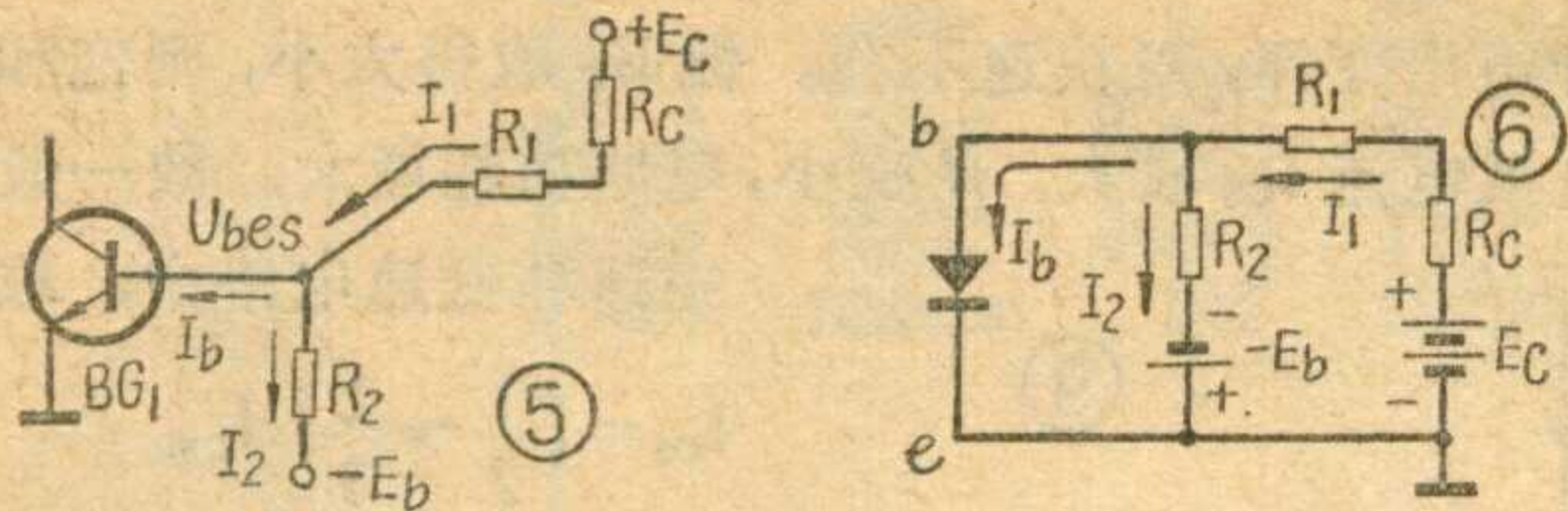
显然，当 E_b 、 U_{ber} 确定后，触发器的截止条件完全取决于 R_1 与 R_2 的数值。 R_1 越大， R_2 越小，越能满足截止条件。这是由于 $-E_b$ 在 R_1 上的分压越大， U_{b2} 越负，使管子截止越深。但是，管子截止越深，在电路转换时，要使管子由深截止变为导通，就需要加入更大的触发脉冲，而且转换的过渡时间也更长了，这就降低了触发器的触发灵敏度和转换速度。因此，截止深度应根据实际要求决定，一般取截止偏压 $U_{ber} = 0 \sim -2V$ 。

再分析当BG₂截止时保证BG₁充分饱和的电路条件。图5是BG₂截止，BG₁饱和时的简化电路。由于BG₁饱和，所以其前向压降 $U_{bes} \approx 0.7V$ (硅管)，可以把饱和管的b、e之间等效为一个导通的二极管，这样，就可把图5化为图6所示的线性电路。由图中可知

$$I_b = I_1 - I_2$$

$$\text{式中 } I_1 = \frac{E_c - U_{bes}}{R_1 + R_c} \approx \frac{E_c}{R_1 + R_c}$$





$$I_2 = \frac{U_{bes} - (-E_b)}{R_2} = \frac{U_{bes} + E_b}{R_2} \approx \frac{E_b}{R_2}$$

所以
$$I_b = \frac{E_c}{R_1 + R_c} - \frac{E_b}{R_2}$$

为使 BG₁ 充分饱和应该满足

$$I_b \geq I_{bs} \approx \frac{E_c}{\beta R_c} \quad \text{即} \quad \frac{E_c}{R_1 + R_c} - \frac{E_b}{R_2} \geq \frac{E_c}{\beta R_c}$$

将上式整理后得到

$$R_1 \leq \left(\frac{\beta}{1 + \frac{E_b \beta R_c}{E_c R_2}} - 1 \right) R_c \dots \dots (2)$$

显然，饱和条件和电路的所有参数都有关，但是在 E_c、E_b、R_c 和晶体管都已选定后，饱和条件就只决定于 R₁、R₂ 的相对大小了。R₁ 越小，R₂ 越大，越容易满足饱和条件。

比较(1)式和(2)式可以看出，要截止可靠，必须 R₁ 大、R₂ 小；要饱和充分，必须 R₁ 小、R₂ 大。截止与饱和，对 R₁、R₂ 提出了相反的要求。因此，为保证触发器稳定可靠地工作，关键在于合理地选择 R₁、R₂ 的数值。要满足稳态条件，可以把(1)式与(2)式联立，即

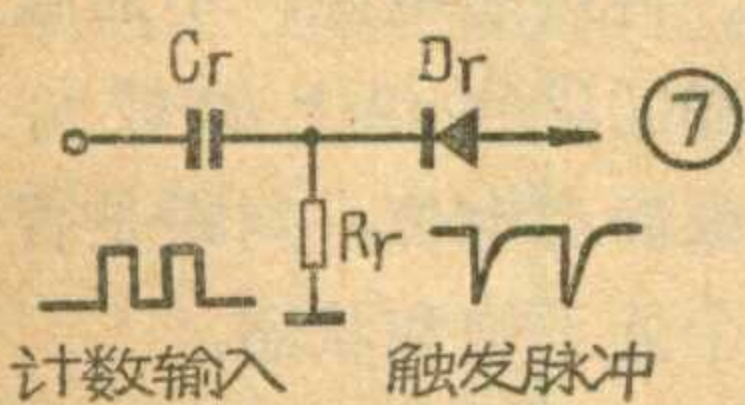
$$\frac{-U_{ber} R_2}{E_b + U_{ber}} \leq R_1 \leq \left(\frac{\beta}{1 + \frac{E_b \beta R_c}{E_c R_2}} - 1 \right) R_c \dots \dots (3)$$

然后，用图解法求出 R₁ 与 R₂ 的合适数值，具体作法将在下面的设计方法中叙述。

转换条件

双稳态触发器是两级电阻分压耦合的正反馈放大器，在外界触发脉冲的作用下，破坏了电路的稳定条件，依靠电路内部正反馈的积累过程，使电路由一种稳态迅速翻转到另一个稳态。本刊1974年第5期《双稳态触发器》一文已经分析了触发翻转过程，本文重点分析触发电路和加速电容参数选择的一般原则。

通常，双稳态触发器采用尖顶脉冲作为触发信号。它是将输入矩形脉冲通过微分电路和隔离二极管



变换而成的，触发电路的组成如图7所示。为了保证电路可靠地转换，对触发脉冲的幅度和宽度就有一定的要求。触发脉冲的

幅度太小，电路就可能转换不了或转换很慢；太大，则在其作用期间两个隔离二极管都可能导通，对转换

也不利。一般取 3~7V，通过实验决定。触发脉冲的宽度也要合适，太窄，则尖顶脉冲的持续时间小于饱和管的关闭时间 t_关，电路转换不了或转换不可靠。太宽，则尖顶脉冲的持续时间长，当原截止管向饱和转化时，它又被引导到原截止管的基极，影响触发器的转换速度，甚至使电路不能转换。

触发脉冲的宽度和幅度是由微分电路的参数决定的。构成微分电路的条件是 RC 电路的时间常数 τ 远小于输入脉冲的宽度 T_k。在触发器输入电路中，常取

$$\tau = R_r C_r < \frac{T_k}{3}$$

如果输入脉冲是对称方波，重复周期为 T，重复频率为 f，则脉冲宽度 T_k = T/2 = 1/2f，则

$$R_r C_r < \frac{1}{6f} \dots \dots (4)$$

微分电容 C_r 选得大，则触发电路供给饱和管的反向基极电流就大，使管子较快地脱离饱和，从而缩短管子的关闭时间 t_关。微分电阻 R_r 的大小主要是影响触发脉冲的宽度。所以适当地选择微分电路的参数，是使触发器可靠翻转的一个必要条件。

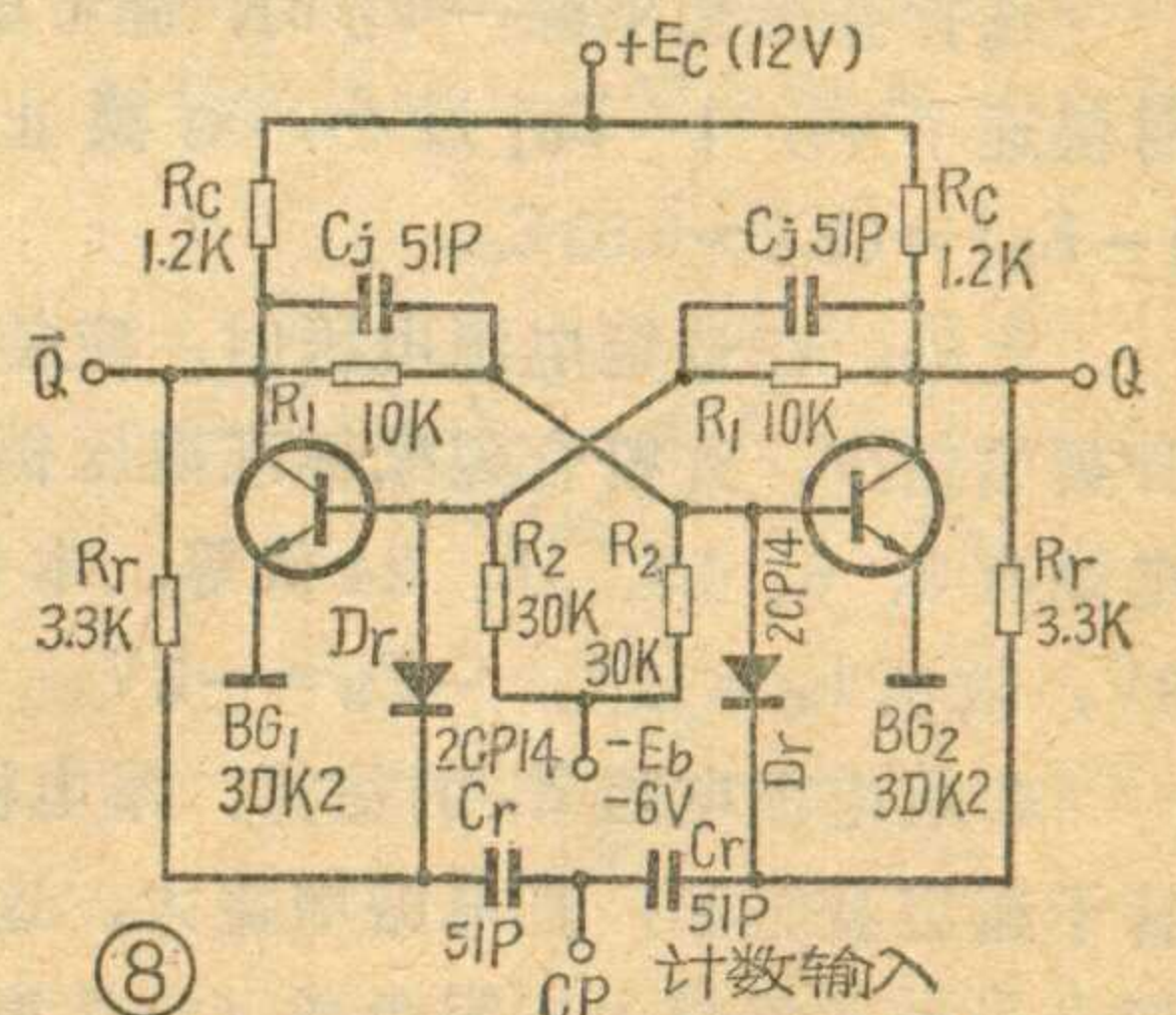
大家知道，在反相器电路中引进加速电容 C_j 以后，能够有效地缩短管子的开通时间 t_开 和关闭时间 t_关。在双稳态触发器中，加速电容 C_j 越大，集电极与基极之间的动态耦合越强，翻转的可靠性越高。特别是当集电极带上电容负载以后，会使集电极电位的变化减慢，也就延长了截止管脱离截止的时间，就有可能使本来满足翻转必要条件的电路，由于负载电容充电的延时作用，使电路在触发脉冲作用期间，不能保证截止管的基极电位上升到使管子导通的数值。在这种情况下，就可以采用较大的加速电容，提高动态耦合，缩短截止管脱离截止的时间，以补偿负载电容的影响，使电路重新满足转换的必要条件。

因此，在电路中引进加速电容，是电路内部提高翻转的可靠性的重要措施。但是，加速电容选得太大，在翻转过程结束后，电路的恢复时间就要加长，降低了电路的快

设计方法

以上分析了双稳态触发器可靠工作的必要条件，现在我们以图8所示的典型固定偏压饱和型双稳态触发器

作为例子，介绍设计这种触发器的一般原则和实用的计算方法。设计的具体步骤为：



1. 提出设计要求：双稳态触发器的技术指标是根据设备的具体工作条件提出来的，是工程设计的依据。图8所示的双稳态触发器，要求输出脉冲幅度 U_m 大于8伏，电路的最高工作频率为1MHz，最高工作温度为 55°C 。

2. 选择晶体管：晶体管是双稳态触发器的核心元件，它直接影响着电路的静态特性和动态特性。在选择管时主要考虑以下几个方面：

(1) 电路的工作频率 f_{\max} ：电路的工作频率越高，对晶体管的高频特性要求越严格。一般在工作频率大于 10MHz 时，应选用开关时间很短的开关管（如3DK、3AK系列）；若工作频率在 1MHz 左右，也可选用高频放大管（如3DG、3AG系列）；若工作频率在 100kHz 左右，可用一般的中频管或合金低频管（如3AX31等）。开关晶体管在产品目录中都已给出开关时间参数，即 $t_{\text{开}}$ 和 $t_{\text{关}}$ 。在高频运用时应取

$$t_{\text{开}} + t_{\text{关}} \leq \frac{1}{(2 \sim 3)f_{\max}}$$

即根据电路的最高工作频率 f_{\max} ，由上式提出对晶体管开关时间的要求，选择合适的管型。

(2) 两管的特性应该基本一致，其参数之差不应超过 $10 \sim 20\%$ 。

(3) 电路的最高工作电压和最大工作电流不应超过晶体管的极限参数 (I_{CM} 、 BU_{ceo} 和 P_{CM})。

(4) 温度稳定性：硅管比锗管温度稳定性好得多，目前广泛采用硅管。

本例工作频率 $f_{\max} = 1\text{MHz}$ ， $U_m \geq 8\text{V}$ ，故选用开关管3DK2，其主要参数为： $I_{\text{CM}} = 30\text{mA}$ ， $BU_{\text{ceo}} \geq 20\text{V}$ ， $t_{\text{开}} \leq 20\text{ns}$ ， $t_{\text{关}} \leq 40\text{ns}$ ， $\beta = 20 \sim 150$ ， $I_{\text{cbo}} < 0.1\mu\text{A}$ ，能够满足要求。

3. 选择电源电压：集电极电源 E_c 主要根据触发器输出幅度 U_m 来确定，并考虑到晶体管的耐压要求。在工作中一般允许电网电压有 $\pm 10\%$ 的波动，所以应该满足 $E_c(1 - 10\%) > U_m$ ， $E_c(1 + 10\%) < BU_{\text{ceo}}$ ，一般取 $E_c = (1.2 \sim 1.5)U_m$ 。

选择基极负电源 $-E_b$ 时，应考虑 $|-E_b|$ 过大，对快速不利， $|-E_b|$ 过小，对截止不利，一般取 $|-E_b| = (0.2 \sim 0.5)E_c$ 。

此外，在选定电源电压时，应使整个设备中电源种类尽量少，并符合国家标准电压档级的规定，常用电源有3、6、12、18、24伏等。本例中要求 $U_m > 8\text{V}$ ，故选 $E_c = 12\text{V}$ ， $-E_b = -6\text{V}$ 。

4. 集电极电阻 R_c 的估算：集电极电阻 R_c 越大，管子越容易饱和，且电路增益大，这是有利的一面，但是当触发器带上电容负载（包括集电极寄生电容）后，输出脉冲的上升边沿 t_r 取决于负载电容的充电时间，充电时间常数为 $\tau = R_c C_o$ ，所以 R_c 过大将使

上升边沿变坏，对快速不利。但 R_c 取得太小，则饱和集电极电流 I_{cs} 较大， β 变小，电路功耗增大。故一般中速和低速电路中，取

$$I_{\text{cs}} = \left(\frac{1}{2} \sim \frac{1}{3}\right) I_{\text{CM}}$$

$$\text{则 } R_c = \frac{E_c - U_{\text{ces}}}{I_{\text{cs}}}$$

本例已选晶体管3DK2，其 $I_{\text{CM}} = 30\text{mA}$ ，故取 $I_{\text{cs}} = 10\text{mA}$ ，于是

$$R_c = \frac{12\text{V} - 0.3\text{V}}{10\text{mA}} = 1.17\text{K} \text{ 选系列值 } 1.2\text{K}.$$

5. 设计分压电阻 R_1 、 R_2 ：前面已经推导出满足截止条件的公式(1)以及满足饱和条件的公式(2)，本例中选截止偏压 $U_{\text{ber}} = -1\text{V}$ ， $\beta = 20$ （注意，要用 $I_c = I_{\text{cs}}$ 时的 β 值）， E_c 、 E_b 均为已知数，将这些已知数代入式(1)、(2)中，得出

$$R_1 > \frac{R_2}{5} \text{ (截止条件)}$$

$$R_1 < \frac{24R_2}{R_2 + 12} - 1.2 \text{ (饱和条件)}$$

然后将每一公式求出一定个数的 R_1 、 R_2 对应值，用座标纸描绘成两条曲线，如图9所示。显然，两条曲线中间的区域既满足饱和条件，又满足截止条件，故称为“双稳区”， R_1 、 R_2 就可以在其中选择。本例选择 $R_2 = 30\text{K}$ 、 $R_1 = 10\text{K}$ ，它对应于图9中的M点。

6. 选择加速电容 C_j ：对高频管一般取 $C_j = 20 \sim 200\text{PF}$ ，低频管取 $C_j = 200 \sim 1000\text{PF}$ 。本例取 $C_j = 51\text{PF}$ 。

7. 隔离二极管 D_r 的选择：在高速电路中宜选用开关二极管，如2CK、2AK系列。工作频率小于 1MHz 时，可用普通点接触型二极管。本例选用2CP14型。

8. 微分电路参数的确定：分析转换条件时已知

$$R_r C_r < \frac{1}{6f} = \frac{1}{6 \times 1 \times 10^6} = 0.16\mu\text{s} \text{ (微秒)}$$

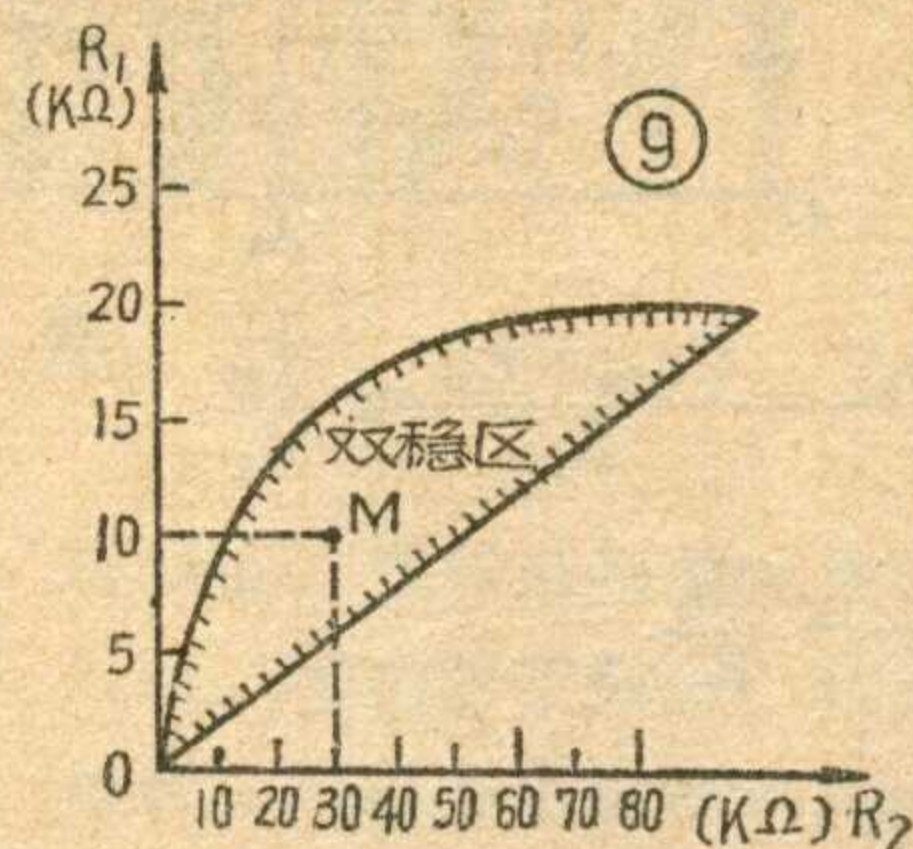
取 $C_r = 51\text{PF}$ ，算出 $R_r \leq 3.3\text{K}$ 。

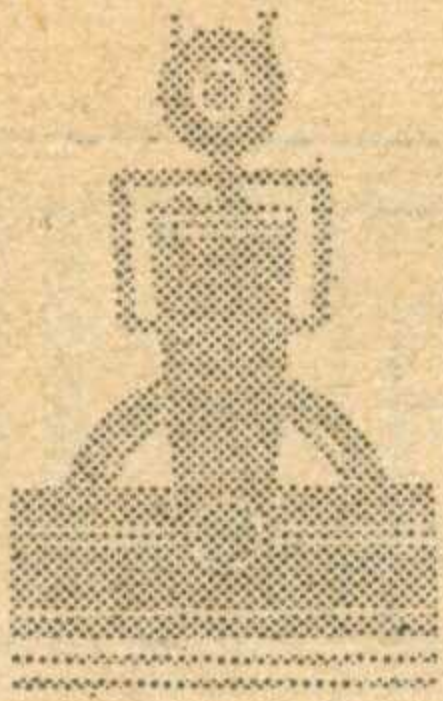
测试与调整

上面估算得到的数据还必须通过实验调整才能最后确定下来。下面简单介绍调试的方法。

1. 静态测试：首先检查搭好的电路接线是否正确，有无短路或虚焊等情况。再接通电源，不加触发信号，用万用表（灵敏度 $20000\Omega/\text{V}$ 以上的较好）测量两只管子的集电极与基极静态电位，判断是否一个管子处于截止状态，另一个处于饱和状态。

然后用改锥将饱和管基极碰“地”（即 b 、 e 间短路），看集电极电压有无跳变，说明电路能否翻转。翻转后，重复测量两管的集电极和基极的静态电（下转第29页）





起重电磁铁可控硅控制器

鞍山市无线电五厂

在冶金、造船、机械等部门中，装卸钢材、钢锭、生铁、铸件、废钢等铁磁性物体时，常常使用起重电磁铁。起重电磁铁安装在吊车上，当需要吊装物体时，在磁铁线圈上加上 220 伏直流电压（称为激磁电压），使产生一强力磁场，借以吸起欲吊运的物体。吊运到指定地点后，再加以一定时间一定量值的反向电压（称为退磁电压）来抵消正向激磁的剩磁，达到迅速释放被吸物体的目的。起重电磁铁控制器就是要起到保证电磁铁能吸得多、放得快，正向激磁和反向退磁按照规定程序进行的作用。

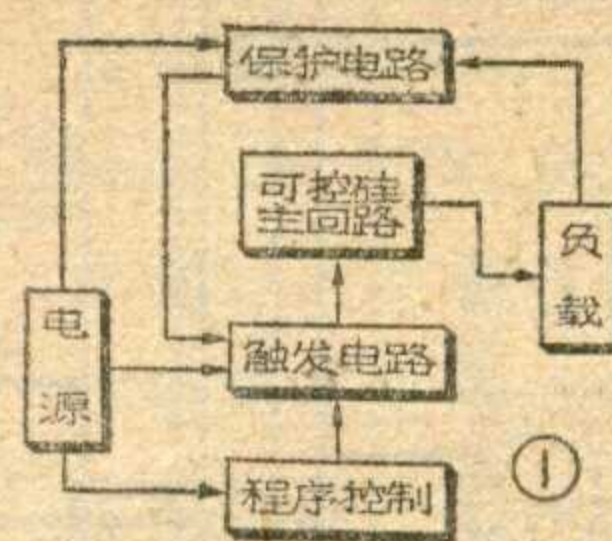
在“鞍钢宪法”的光辉照耀下，我厂广大职工遵照毛主席“独立自主、自力更生”的教导，实行科研、生产、使用和工人、干部、技术人员两个三结合，成功地解决了可控硅在大感性负载下可靠关断等问题，生产了 KGYA 型起重电磁铁可控硅控制器。它是由可控硅整流电路、晶体管触发电路和程序控制电路等组成。实现了无触点控制，具有体积小、节约用电、维修方便等优点。可控硅控制器与配用电磁盘型号对照表如下。

电路原理

本文以 KGYA-2 型控制器为例，来说明起重电磁铁可控硅控制器的电路原理，其方框图见图 1，电路原理图见图 2。

1. 可控硅主回路

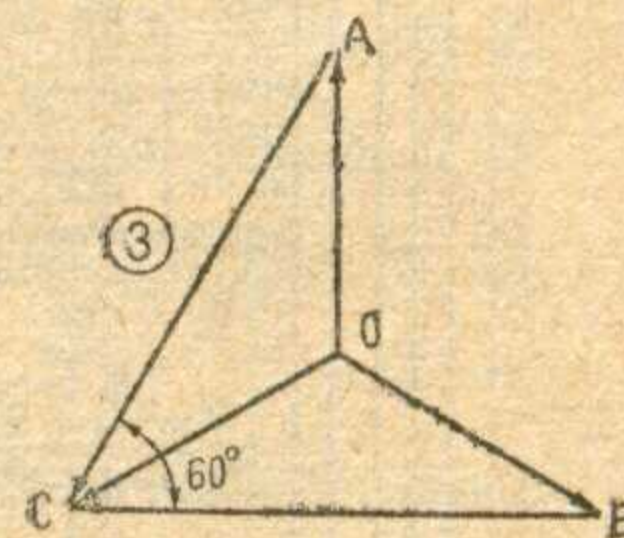
主回路直接用三相 380 伏交流电源供电。对电磁铁正向给磁采用二相式整流电路，反向退磁采用单相半波整流电路。可控硅 SCR_1 、 SCR_2 为正向给磁整流管， SCR_3 为正向续流管； SCR_4 为反向退磁整流管， SCR_5 为反向退磁续流管。



回路中的硅整流元件 SCR_2 的作用是：当正向给磁时， SCR_2 不导通，使 R_1 不消耗电能；当 SCR_3 关断后为电磁铁提供放电回路。 R_1 为放电电阻， R_2 为退磁限流电阻。

从图 3 可以看出，在二相式整流电路中， V_{AC} 和 V_{BC} 相差 60° ，波形如图 4a。

用程序控制部分控制 SCR_2 在 t_1 时刻触发导通，则当在 t_0 到 t_2 间隔时间中触发 SCR_1 ，就可得到不同的输出电压，整流输出波形如图 4b 所示。虽然整流输出电压是一个不连续的脉动直流电压，但由于起重电磁铁本身的电感量很大，又由于设置了续流管 SCR_3 ，控制使在 t_2 时刻触发 SCR_3 导通，因此当电磁铁两端电压过零时，电磁铁通过续流管 SCR_3 放电，使电磁铁中的电流保持恒定。



反向退磁电压波形如图 5 所示，反向退磁时间，即 SCR_4 的导通时间，是由程序控制电路来控制的。

在给磁、退磁换向时，为防止正反向可控硅同时导通而造成短路现象，在正向给磁完了时，先将 SCR_2 、 SCR_3 的触发脉冲撤掉，同时向 SCR_1 加上触发脉冲，利用 SCR_1 继续导通迫使 SCR_2 、 SCR_3 承受反向电压而可靠地迅速关断。然后撤掉 SCR_1 的触发脉冲，再使 SCR_4 导通。因 SCR_1 和 SCR_4 是在同一相上，故不会发生短路现象。

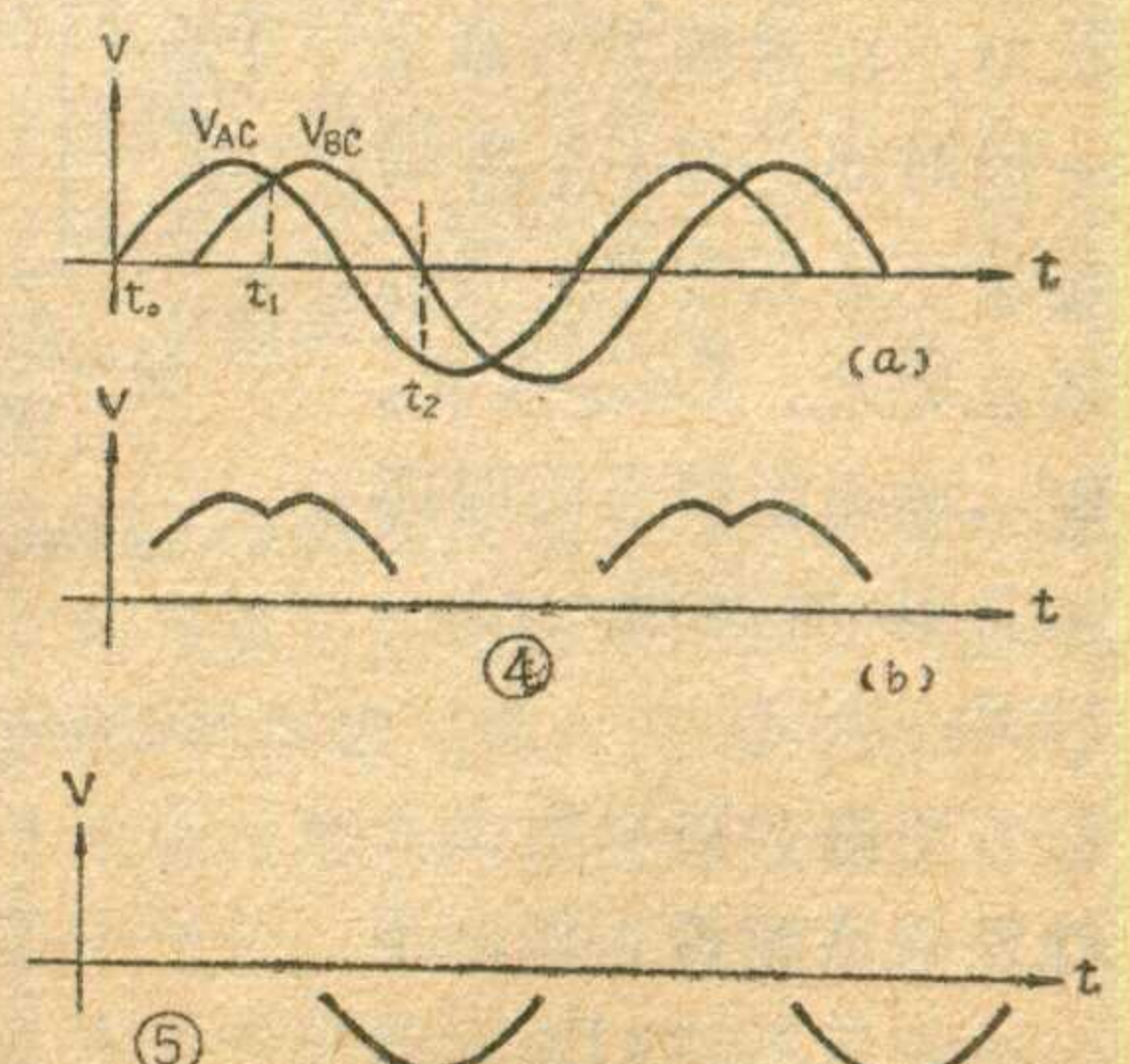
2. 晶体管触发电路

控制器共有四组触发电路，现以 SCR_1 的触发电路为例，说明它的工作原理。

SCR_1 的触发电路受与电源同步的同步电压 ($E_{同}$)、直流移相控制电压 ($E_{控}$) 和程序控制系统的控制。

(1) 同步电压 ($E_{同}$) 是由同步变压器次级提供的与电源电压同步的正弦波信号。

(2) 直流移相控制电压 ($E_{控}$) 是将同步变压器次级提供的正弦波信号经二极管 $D_{47} \sim D_{50}$ 整流、稳压管 DZ_1 稳压、 $R_{64} \sim R_{66}$ 和 W_2 分压取得的直流电压。 $E_{同}$ 和 $E_{控}$ 叠加后，加到晶体管 BG_1 的基极与发射极

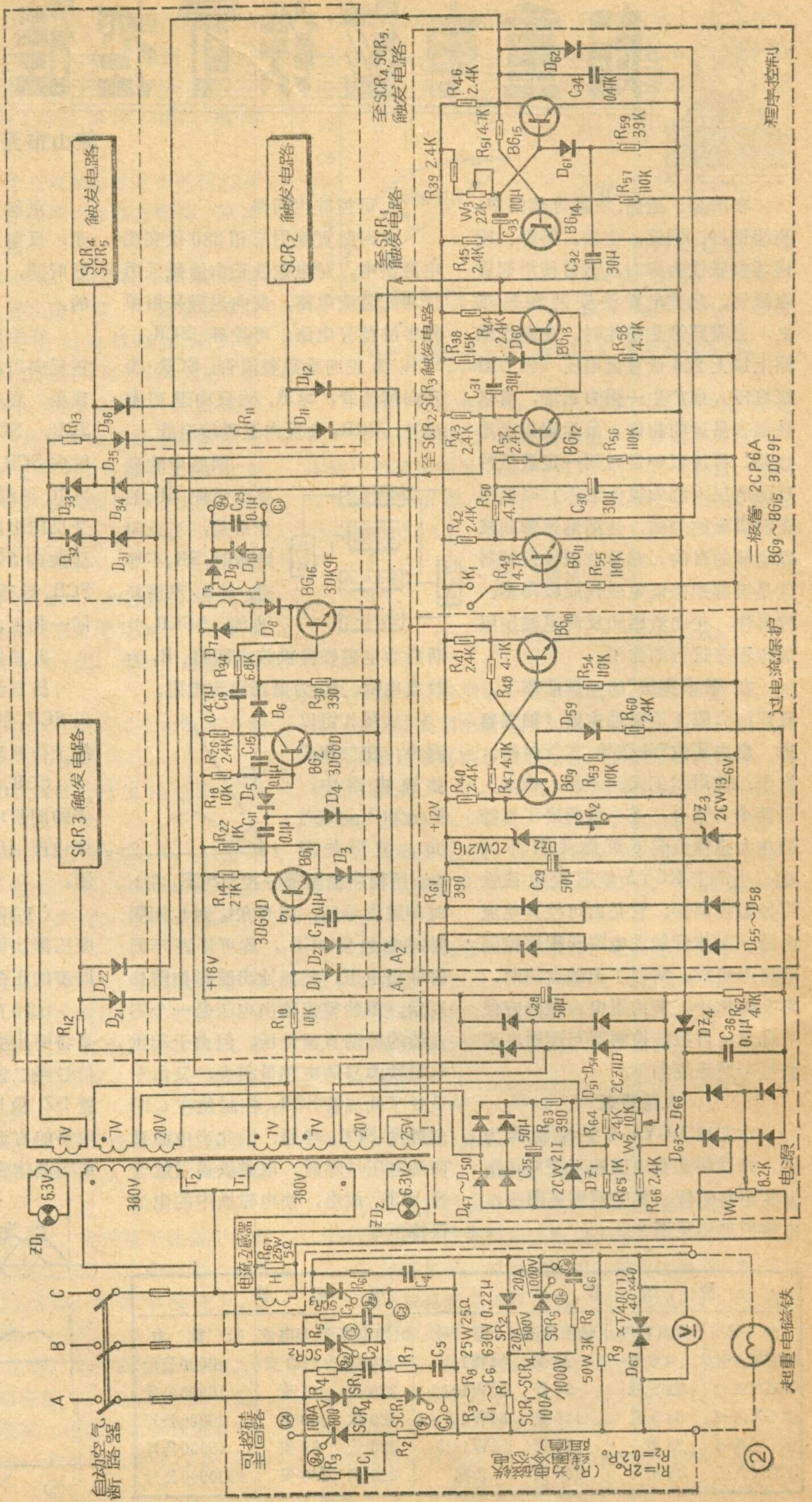


控 制 器			电 磁 铁			
型 号	输出功率	输出电流	型 号	额定电压	冷态电流	吸 重 力
KGYA-1	4.6 瓩	20 安	MW1-6	220 伏	13.2 安	6000 公斤
KGYA-2	11.5 瓩	50 安	MW1-16	220 伏	41 安	16000 公斤
KGYA-3	34.5 瓩	150 安	MW2-5×4	220 伏	100 安	20000 公斤
KGYA-4	23 瓩	100 安	MW1-45	220 伏	80 安	45000 公斤
KGYA-5	46 瓩	200 安	非标	220 伏	200 安	约 60000 公斤

间。当 BG_1 基极电位由负变正时， BG_1 由截止变导通， BG_1 基极电位由正变负时， BG_1 由导通变截止。因此只要调节 W_2 来改变 $E_{控}$ 的大小，就可改变 BG_1 的导通时刻，实现移相控制的目的。

(3) 输出脉冲形成：当触发电路加上直流电源而没有 $E_{同}$ 和 $E_{控}$ 时， BG_1 、 BG_{16} 处于截止状态， BG_2 由于 R_{18} 提供足够的偏流而导通，电容 C_{11} 经电阻 R_{14} 及二极管 D_4 充电至电源电压（左正右负）。 C_{19} 经脉冲变压器 T_3 初级、 D_8 、 R_{34} 、 D_5 、 D_4 充电至电源电压（左负右正）。来自同步变压器的正弦波信号 $E_{同}$ 与控制信号 $E_{控}$ 叠加后，加到 BG_1 基极与发射极之间。当此电压由负变正时， BG_1 导通，其集电极电位突降为零。电容 C_{11} 右端电位向负跳变，通过 D_5 加在 BG_2 的基极，使 BG_2 截止， BG_{16} 立即导通，其集电极电流流经脉冲变压器初级，相应地在副边绕组感应出一个跳变电压，即触发脉冲。与此同时 C_{19} 通过 R_{34} 、 BG_{16} 、 R_{18} 放电，以维持 BG_2 截止一段时间。当 C_{19} 两端电压下降到零时， BG_2 恢复导通， BG_{16} 截止。 BG_{16} 导通到截止的时间就是脉冲宽度，由 C_{19} 和 R_{34} 决定。

从图 2 可以看出，触发电路能否工作，不仅决定于 $E_{同}$ 和 $E_{控}$ ，而



且和二极管 D_1 、 D_2 负极 A_1 、 A_2 点的电位有关,当 A_1 、 A_2 中任意一点的电位为零时, BG_1 基极电位也为零,触发电路不工作。 A_2 点接自程序控制电路 BG_{13} 的集电极, A_1 点接自双稳态保护电路 BG_{10} 的集电极。

其余四只可控硅的触发电路原理相同,由于它们都是在固定时间导通所以不需要加上 $E_{控}$ 。

3、程序控制

程序控制系统由 $BG_{11} \sim BG_{15}$ 等组成。 BG_{11} 、 BG_{12} 为反相器, BG_{13} 为延时器, BG_{14} 、 BG_{15} 为单稳态电路, K_1 为操作开关。方框图见图 6。当 K_1 在不同位置时,工作状态如下:

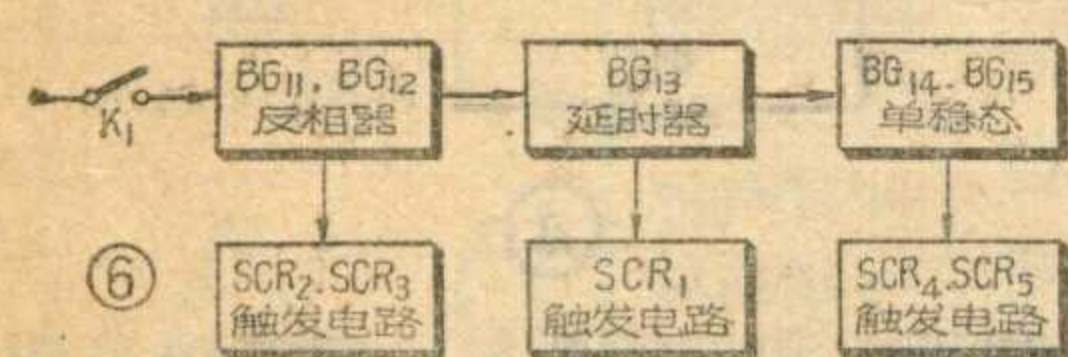
(1) 当 K_1 闭合时:

BG_{11}	BG_{12}	BG_{13}	BG_{14}	BG_{15}
导通	截止	截止	截止	导通

(2) 当 K_1 打开时:

BG_{11}	BG_{12}	BG_{13}	BG_{14}	BG_{15}
截止	导通	导通	截止	导通

(3) 当 K_1 从闭合状态打开时, BG_{13} 由于 C_{31} 的作用, 导通时刻比



K_1 打开时间延迟 0.5 秒左右。由于 BG_{13} 由截止变为导通时,其集电极电位发生负跳变,经 C_{32} 、 R_{59} 微分电路产生负脉冲通过 D_{61} 加给 BG_{15} 基极,使 BG_{14} 、 BG_{15} 组成的单稳态电路翻转,即 BG_{14} 导通、 BG_{15} 截止, BG_{15} 集电极为高电位。经一段时间后,单稳态重新恢复到稳定状态。

4、可控硅控制器整个工作过程概述

(1) 当给磁开关 K_1 打开时, BG_{12} 、 BG_{13} 、 BG_{15} 处于深度饱和状态,其集电极电位接近于零,这时触发电路中的 BG_1 (SCR_2 的触发电路为 BG_3 、 SCR_3 的为 BG_5 、 SCR_4 和 SCR_5 的为 BG_7 , 图中简化未画) 的基极电位被箝于零伏,触发电路不工作,没有脉冲输出。此时电磁铁不工作。

(2) 当 K_1 闭合时, BG_{12} 、 BG_{13} 截止,集电极电位为 +12 伏, SCR_1 、 SCR_2 、 SCR_3 触发电路工作,控制器有电压输出,电磁铁正向激磁。 BG_{15} 仍然导通,所以 SCR_4 此时不工作。

(3) 当 K_1 由闭合打开时, BG_{12} 由截止变为导通, SCR_2 、 SCR_3 失去触发脉冲。 BG_{13} 由于 C_{31} 的作用,延迟 0.5 秒左右才由截止变为导通,所以 SCR_1 在 SCR_2 、 SCR_3

失去触发脉冲之后,继续导通 0.5 秒左右,以保证 SCR_2 、 SCR_3 可靠关断。当 BG_{13} 由截止变为导通时,其集电极的负跳变通过微分电路 C_{32} 、 R_{59} 的作用使单稳态电路翻转, BG_{15} 集电极为高电位, SCR_4 、 SCR_5 在触发脉冲作用下导通。此时电磁铁在反向电压作用下退磁。当单稳电路自动恢复稳定状态时,电磁铁退磁完毕。整个电路恢复原始状态,等待下一次工作。

5、保护电路

(1) 过电压保护: 交流侧采用阻容吸收, 直流侧采用硒堆。

(2) 过电流保护: 除用保险丝外, 还加上了电子保护电路, 它包括电流互感器 H 、电位器 W_1 、二极管 $D_{63} \sim D_{66}$ 以及 BG_9 、 BG_{10} 组成的双稳态电路等部分。正常工作时, 电路稳定在 BG_9 导通、 BG_{10} 截止的状态。当主电路输出电流超过额定值或输出端短路时, 电流互感器 H 取得的电压信号经 $D_{63} \sim D_{66}$ 整流后使稳压管 DZ_4 击穿, 致使 BG_9 基极电位变负, BG_9 截止, 双稳态翻转, BG_{10} 导通, BG_{10} 集电极电位变为零。这时 BG_1 、 BG_3 、 BG_5 、 BG_7 的基极电位被箝于零伏, 触发电路不能工作, 因而保护可控硅不被过电流烧毁。

(上接第 1 页) 全套设备, 为建设高质量的微波电路创造了良好的条件。

各省、市、自治区党委和革委会在建设微波通信干线的过程中, 都加强了对工程的领导。他们坚持无产阶级政治挂帅, 大搞群众运动, 动员工程沿线的广大群众同邮电部门的职工一起, 集中力量打歼灭战, 各地出现了“千军万马建微波”的壮观局面。广大职工和工程沿线群众发扬一不怕苦, 二不怕死的革命精神, 战严寒, 斗酷暑, 忘我地劳动。有些微波站地处高山, 他们克服各种困难, 把成千吨的建筑器材搬运上山, 保证了工程的需要。邮电部第二工程公司职工打破常规, 连续作战, 苦干加巧干, 出色地完成了施工任务。邮电部门的勘察、设计、施工、维护和物资供应等单位的广大职工发扬社会主义协作精神, 加快了工程进度。批林批孔和学习无产阶级专政理论运动进一步推动了各地的微波通信工程建设, 充分显示了革命是推动社会主义建设的强大动力。

随着微波通信建设的发展, 一支又红又专的微波技术队伍正在成长壮大。参加微波通信建设的有关科研、生产、设计、施工、维护、教学等单位大办七二一工人大学, 举办各种短训班, 紧密结合实际, 边学习, 边实践, 大大提高了职工的政治思想觉悟和技术水平。战斗在微波站第一线的广大维护人员, 努力学习马克思主义、列宁主义、毛泽东思想, 以站为家, 以苦为荣, 服从统一指挥调度, 密切协作配合, 努力加强电路的维护管理, 不断提高通信质量, 保证了微波通信电路协调畅通。

目前, 在党中央的两项英明决议鼓舞下, 邮电部门的广大职工决心在各级党委的领导下, 以“可上九天揽月, 可下五洋捉鳖”的英雄气概, 把批判邓小平、反击右倾翻案风的斗争进行到底, 为多快好省地建设我国现代化的邮电通信事业, 巩固和发展无产阶级文化大革命和批林批孔运动的胜利成果, 奋勇前进。

(新华社 1976 年 5 月 12 日讯)

压床安全装置控制器

第一汽车制造厂车身分厂 技术安全科



我厂曾试制过光电式和人体感应式两种压床人身防护安全装置控制器，经装用，证明人体感应式具有防震耐用、安装简单等优点。本文对这种控制器的电路原理、安装调试等问题作一介绍，图1是方框图，图2是控制器电路图。

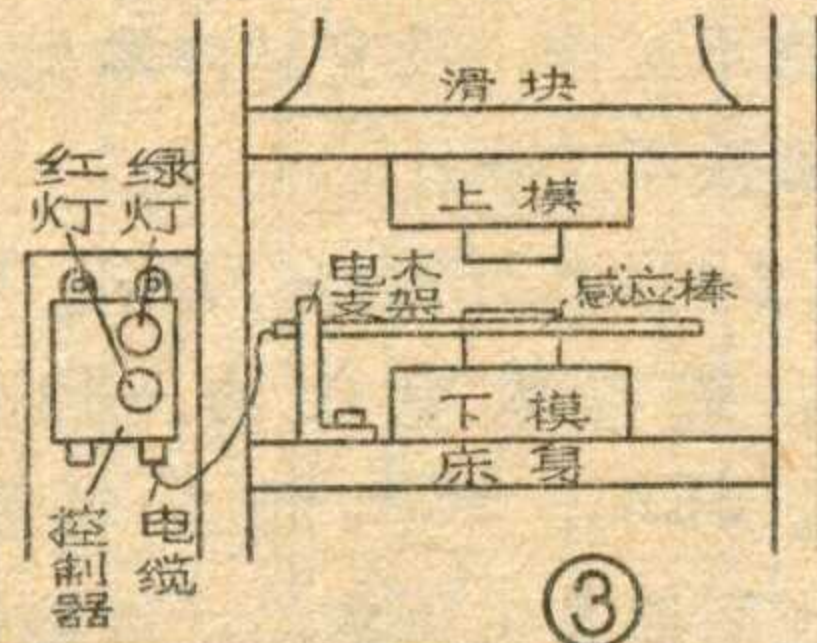
工作原理 在压床下模刃口的前方装置一根感应棒，感应棒的对地电容 C_x 和电容器 C_2 、线圈 L_1 构成LC电桥的一臂，另一臂由 L_2 、 C_3 、 C_1 构成。调整单连空气可变电容器 C_1 ，使 C_1 等于 C_x ，此时LC电桥处于平衡状态，振荡器停振，无输出信号，继电器J释放，绿灯亮。当操作时，如手伸进冲模，即手靠近感应棒一定距离，则使 C_x 增大。由于 $C_x > C_1$ ，LC电桥平衡状态被破坏，由 BG_1 、 B_2 等组成的振荡器起振，振荡电压由 B_2 的耦合线圈 L_4 加到 BG_2 基极进行放大，然后经由 D_1 、 D_2 组成的半波倍压整流电路进行检波，在电位器 W_1 上取出直流成分送至由 BG_3 、 BG_4 组成的反相器。调整 W_1 使反相器饱和导通，继电器J动作，其常开触点吸合，红灯亮，并控制压床刹车，实现人身防护安全的作用。

电路中 B_2 采用 $\phi 18$ 毫米左右的罐形磁心，用 $\phi 0.14$ 毫米漆包线在磁心上绕 L_1 、 L_2 、 L_3 各为60匝， L_4 为15匝。感应棒用 $\phi 13$ 长600毫

米的铁管，感应棒与控制器之间的引线用SYV50-2-2同轴射频电缆，继电器J采用JRX-2型，吸合电流大于20毫安。 C_4 是补偿电容，其数值可在调试时选定。

安装调试 控制器安装位置示意图见图3。将感应棒固定在下模刃口前方，使感应棒略高于刃口，将控制器安装在配电箱上，注意使操作者能看到红绿灯指示灯以便于调整。

控制电路安装完毕，先将电位器 W_1 旋至中间位置，然后接通电



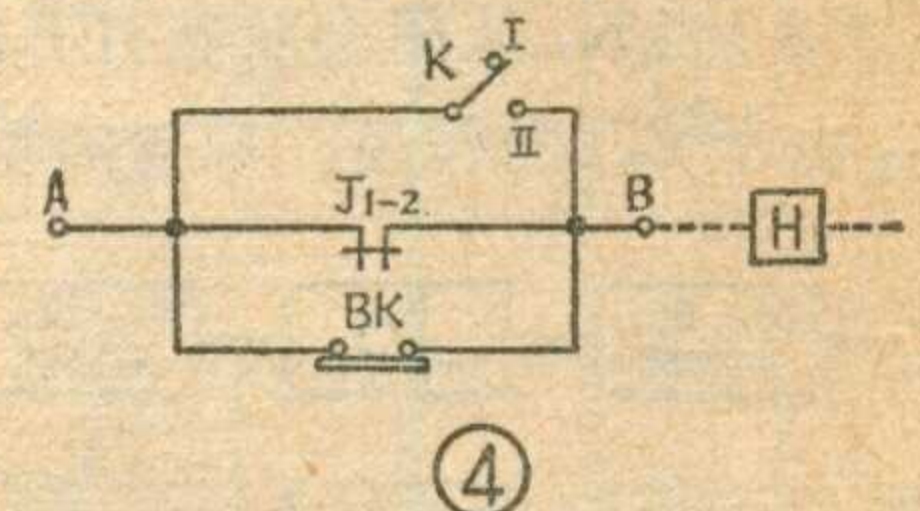
源，缓慢转动 C_1 （电容量由小向大变化），开始时应为红灯亮，当转动到红灯刚灭绿灯刚亮的位置时，LC电桥电路处于临界平衡状态，这时用手靠近感应棒，应是绿灯灭、红灯亮，说明此时 C_x 增大， $C_x > C_1$ 破坏了电桥的平衡，电路开始振荡并已有输出信号。在每次使用前，都要按上述步骤试用一下，然后再开车生产。如果感应棒位置有变动， C_x 值随之改变，必须重新调整 C_1 。

如果转动 C_1 ，红绿灯不按上述顺序变化，而是调到绿灯刚灭、红灯刚亮时，手靠近感应棒红灯灭、

绿灯亮。出现这种情况时，如果感应灵敏度较低，那是 L_3 的5、6两端接反了；如果感应灵敏度仍很高，那是 L_1 、 L_2 的1、4两端接反了。

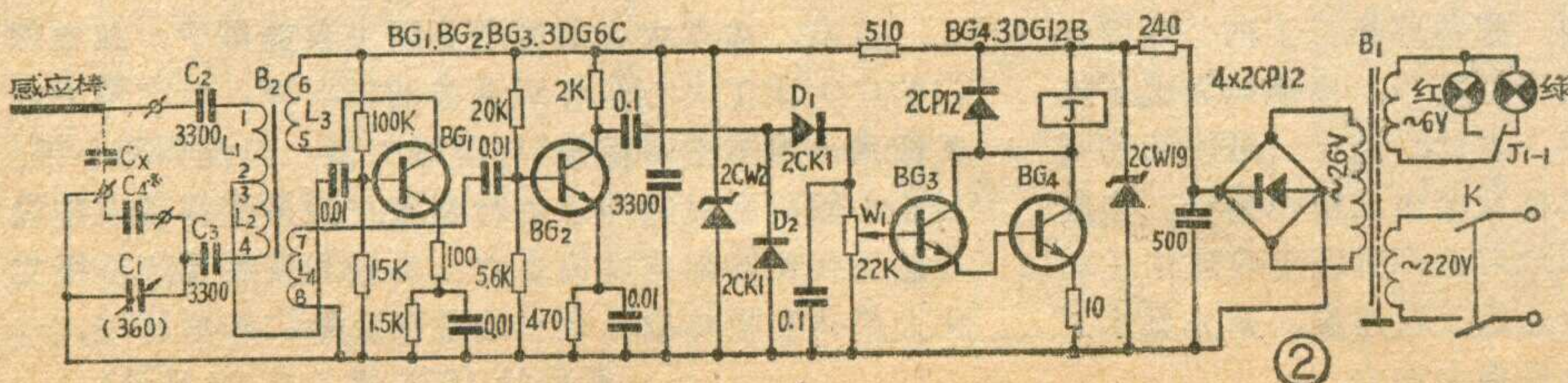
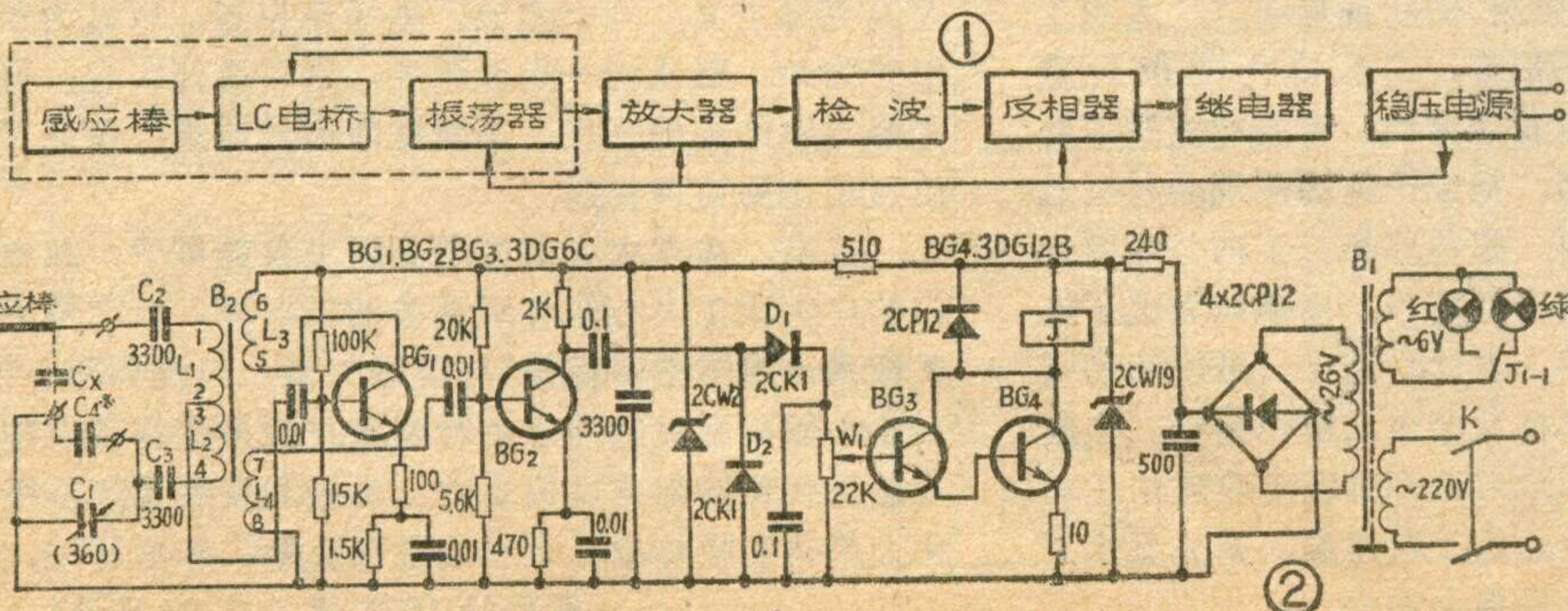
这个电路的灵敏度和可靠性稳定性是相互有关的，调整 C_1 使电桥越是接近临界平衡，或适当调整 W_1 增大输出信号幅度，电路的灵敏度就越高（离感应棒约0.5米电路就动作），但其可靠性稳定性也随之下落。在实际使用时，将电路灵敏度调在手离感应棒几十到三百毫米之间电路动作，可以满足使用要求。在这样范围内，电路的可靠性稳定性也是较高的。

为了保证只有在滑块下行至危险区时，手接近模具控制器才起作用使压床刹车，在压床上加装一个



行程开关和转换开关，示意图见图4。将A、B两点间线路串接入继电器H线路内（H为控制压床离合器电磁阀的继电器），当转换开关K扳在位置I时安全装置投入使用；当K扳在位置II时，将继电器接点 J_{1-2} 短路，安全装置不起作用。图中BK是行程开关的常闭触点，行程开关

由装在压床曲轴上的凸轮推动，调整时应保证当滑块下行至危险区时凸轮将行程开关压上，其常闭触点BK打开，过了危险区BK复位。这样就使控制器只有在滑块下行至危险区时才能起控制压床刹车的作用，不影响正常生产。



图象检波电路

电视接收技术讲座编写组

图象检波电路在电视接收机的中放电路后面，它的主要作用是把调制在高频信号上的图象电信号分离出来，经视频放大器放大后，送到显象管，在荧光屏上重显出电视图象。电视图象信号是采用调幅方式传送的，因而图象检波电路在原理上和一般收音机中的检波电路是一样的。但是考虑到电视信号的特点，图象检波电路应满足以下几点要求：

1. 分离出的图象电信号（常叫作全电视信号）极性应当正确。全电视信号是一种单极性信号，如图1。图象信号电平的高低，直接反映了景物的亮暗程度。因此，如果将这样的信号送到显象管上去，只有极性合适，才能获得正确的电视图象。

若极性相反，显象管屏上便会出现黑白颠倒的“负象”，好象照片底版上的影象一样。单极性电视图象信号，分“正”、“负”极性两种：通常规定全电视信号的同步脉冲顶端处在信号电平最低的位置时（如图1a）叫作“正极性电视信号”，即同步头朝下的全电视信号；相反，对于同步头朝上的全电视信号（如图1b）就叫作“负极性电视信号”。

至于对检波电路的极性要求，应从放大器和显象管的连接方式上统一加以确定。

2. 要有足够的频带宽度。我国

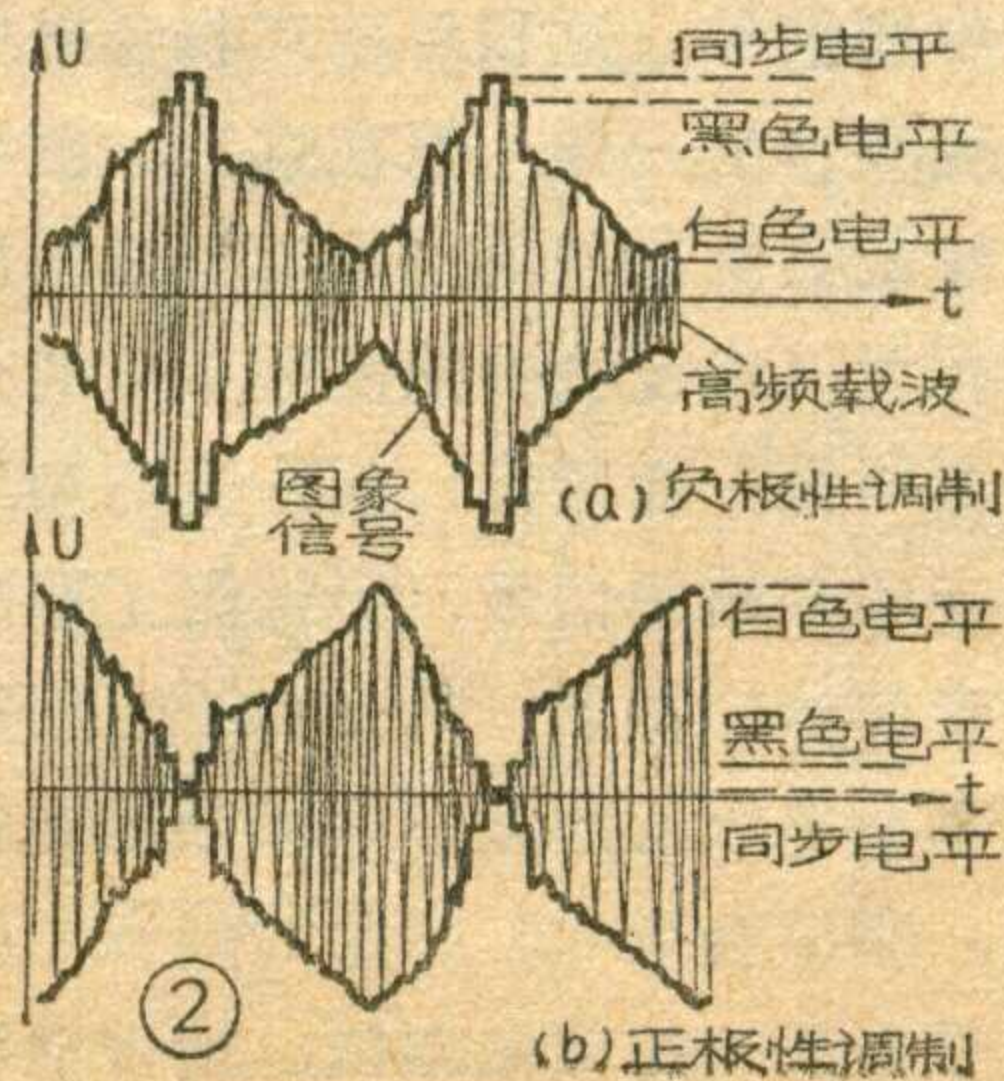
现行电视标准规定，电视图象信号约占6兆赫的带宽。图象检波电路的频带不能低于这个标准。

3. 取出第二伴音中频信号。由于目前的电视机均采用内载频式电路，图象及伴音信号共用同一套高、中放电路，因此要在图象检波电路中把它们区分开。

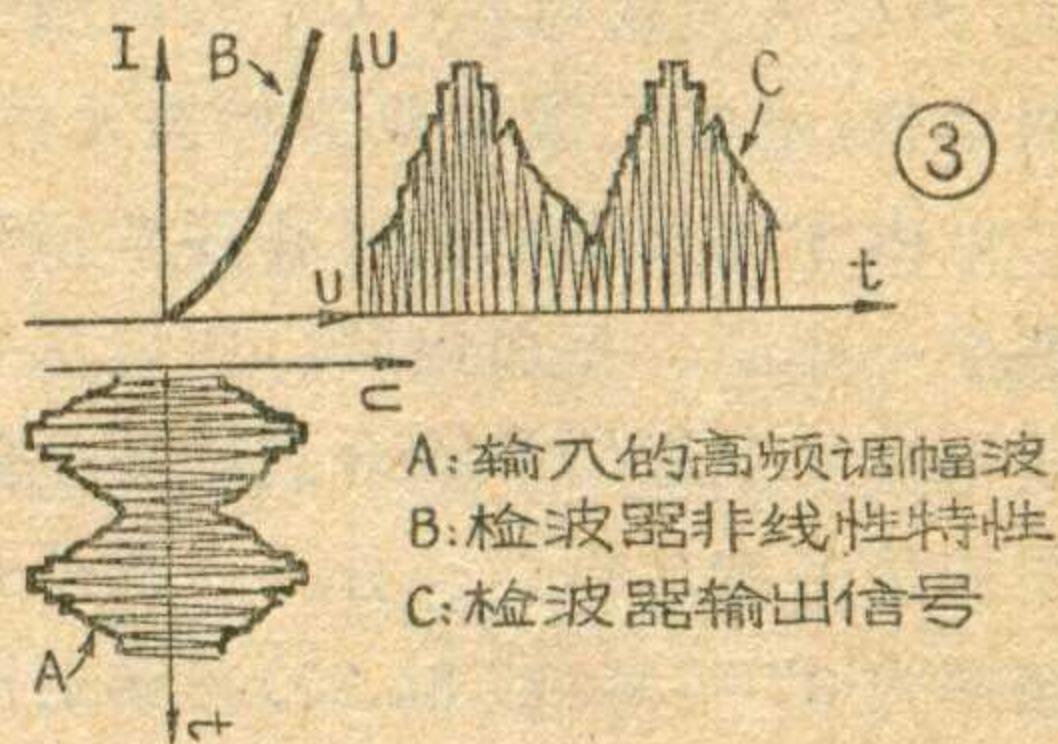
除上述要求外，还必须注意提高检波效率，尽量减少非线性失真以及对中频载波应有充分的抑制等等。

图2为经过图象信号调制以后的高频信号波形。中间部分为高频载波，其频率由电视台所用的频道决定。在图2a中由于反映图象黑色部分的黑色电平相应于信号电压幅度的最大值，而反映图象最亮的部分（白色电平）却处在信号电压幅度的最小值，对这样的调制方式叫作负极性调制，与这种调制方式相反的调制，叫正极性调制，如图2b。目前我国和其它许多国家都采用负极性调制方式。

由图2可以看出：已被调制的图象载频是上下对称的，即载波频率每一个周期的平均值等于零，这样的信号直接加到显象管中不能重现图象。必须从高频调幅信号中分离出单极性的电视图象信号，然后



才可能在显象管上获得正确的电视图象。这个分离的过程就是检波。



视频检波器的工作原理及组成

检波电路的工作原理和普通放大器不同。在放大电路中，总是希望把加到放大器输入端的信号不失真地放大或缩小，这就是常说的线性放大，被放大的信号无论在信号的形状或频率成分上都不应有任何变化。作为检波器，却正要利用电路的非线性这个特点，使输入的信号产生某种程度的失真，例如在检波电路中，这种失真表现为将高频调幅波的正半周或负半周切除（或切除一部分）。图3为将负半周切除后的波形，对这个波形进行分析的结果表明，在它里面除包含许多高频分量外，还包含了电视图象信号的“低频”分量（这里所谓“低频”实际上包括0~6兆赫的视频信号，只是相对于高频载波而言频率较低），如果设法将波形中的高频成分全部滤除，那么便得到所需要的电视图象信号了。由此不难看出，对任何检波电路来说，它都应由以下三部分电路组成：

1. 高频信号输入电路。在电视接收机中，它是中频放大器的末级输出电路，包含高频载波的图象电信号一般是通过中频谐振变压器耦合到检波器的输入端。

2. 检波元件。由于二极管检波器简单、可靠，目前大都选用结电

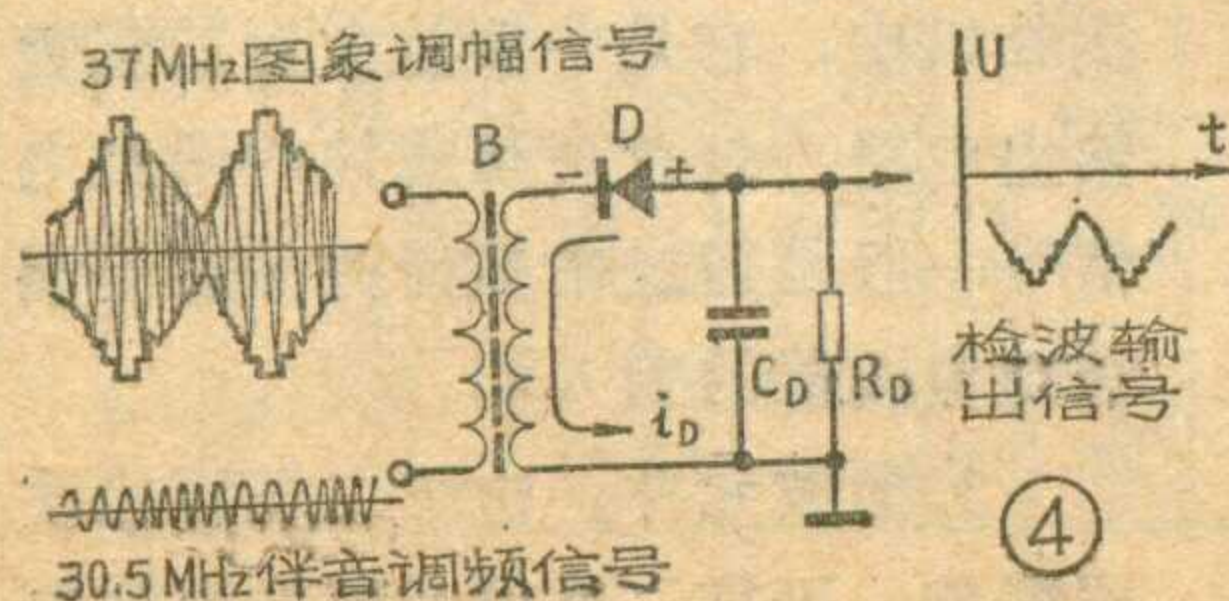
容小、工作频率高的晶体二极管（如2AP9等）作检波元件。

3. 检波负载及滤波电路。一般常用电阻、电容组合的电路来取出视频信号及滤除高频成分，有的电视机还采用 LC 滤波电路或加入补偿电感来提高检波电路的质量。

图 4 为视频检波器的简化电路，其中 B 为中放末级输出变压器； R_D 为检波负载电阻； C_D 为高频旁路电容；晶体二极管 D 为检波元件。

由于电视图象信号和伴音信号共用一套高、中放电路，所以从中放输出经变压器 B 耦合到检波电路中的信号就包括两部分：一部分是频率为 37 兆赫（或 34.25）兆赫的图象中频调幅信号；另一部分是频率为 30.5 兆赫（或为 27.75 兆赫）的伴音调频信号。其中伴音信号的幅度仅为图象信号幅度的 5% 左右。由此可以看出，检波电路的工作原理可分下面两种情况来说明。

首先，当电路作为图象检波器工作时，我们主要考虑图象中频信号在电路中的作用，而把幅度很小的伴音调频信号当作干扰来处理，并尽量消除它对图象的影响。由图 4 可见，图象中频信号加到检波电路输入端后，由于二极管的单向导电作用，只有高频载波的负半周才会在电路中出现如图所示的回路电流 i_D 。这个电流流过电阻 R_D 及电容 C_D 组成的并联电路时，中频载波成分被电容 C_D 滤除，在负载电阻 R_D 两端便产生了需要的视频图象信号。对于图 4 的电路，负载电阻 R_D 两端得到的是同步脉冲顶向下的正极性全电视信号。对于大多数只有一级视频放大的晶体管电视机来说，由于显象管阴极需要注入负极性的全电视信号，因而要求检波器

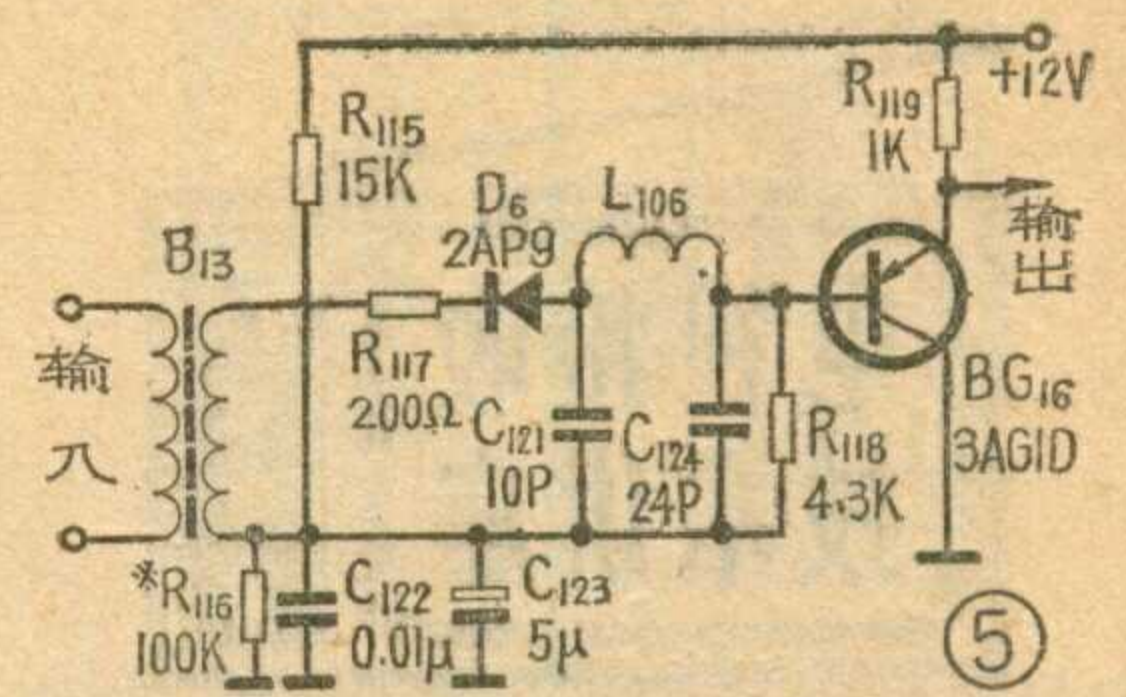


输出正极性全电视信号。如果需要检波器输出负极性的全电视信号，只要把检波二极管 D 的正负极性交换一下就行了（在具体电路中这时还应注意保持二极管 D 的正向偏置）。

从对检波二极管的进一步分析说明，当输入的图象中频信号幅度较小时（如小于 0.5 伏峰—峰值），会由于二极管 D 固有的非线性特性而使检波后的信号产生失真，这种失真叫作小信号非线性失真。为了克服这种失真，除了要求二极管 D 在大信号状态下工作外，还采用了给二极管 D 加正向偏置的方法来减小这种失真。此外，选用高频锗二极管作检波元件，也对减小非线性失真有好处，因为锗二极管的正向管压降较低，输入信号电压超过 0.3 伏就能使管子工作在特性曲线的直线区。

在检波电路中，由负载电阻 R_D 和电容 C_D 确定的放电时间常数 $\tau_{放}$ ，决定了中频载波信号通过电容 C_D 放电的速度。若时间常数 $\tau_{放}$ 选得过大，也会使得检波后的信号产生失真。反之若时间常数 $\tau_{放}$ 过小，又会使输出信号变小，降低了检波效率。通常根据计算，当负载电阻 R_D 选为 4.7 千欧时，电容 C_D 的数值约为 10~15 微微法左右效果较好。

其次，在检波电路中还必须把输入的伴音中频调频信号分离出来，也就是使伴音中频信号和图象中频载频发生差拍，产生一个 37 兆赫 - 30.5 兆赫 = 6.5 兆赫的第二伴音中频信号。这和外差式收音机中的变频作用一样，但在这里，图象中频载频就起着第二本地振荡电压的作用（电视机中把高频头里的变频器叫第一变频器）。新产生的第二伴音中频调频信号，仍保留了原来伴音信号的特点，只是由于担任第二本振电压的图象中频载频是调幅波，所以会给 6.5 兆赫的伴音中频信号带来一些寄生调幅，使得电视



伴音中出现特有的行频（15625 赫）及场频（50 赫）干扰声，其中尤以 50 赫的哼声较显著。不过因为在电视机中放电路里，已将伴音信号放大量减小到图象信号的 5% 左右，同时在伴音电路中又采用了限幅等措施，这种干扰哼声已不显著了。

图 5 为一种实际的视频检波电路原理图。检波二极管选用 2AP9 型锗高频管。为了使电路具有宽频带特性，不损失视频信号的低频及平均分量，检波输出和视放输入（即视放前级）之间采用直流耦合。电阻 R_{115} 及 R_{116} 为视放前级直流偏置电阻，调整 R_{116} 的数值就能改变视放前级 BG_{16} 管的直流工作点。 R_{118} 为检波负载电阻，当 BG_{16} 管基极偏流 I_b 经 R_{118} 时，又会在它上面产生 0.2~0.4 伏的直流电压，这个电压恰好给检波二极管以正向偏置，使检波器的非线性失真得到改善。电容 C_{122} 、 C_{123} 为高低频旁路电容，使检波负载电阻 R_{118} 下端交流接地。 R_{119} 为视放前级射极输出电阻。电感 L_{106} 及电容 C_{121} 、 C_{124} 组成低通滤波器，它将检波后剩余的中频载频及高次谐波全部滤除，以消除这些频率分量对图象信号的干扰。电阻 R_{117} 串接在检波回路中，它也起减小电路非线性失真的作用， R_{117} 的数值不应选得过大，阻值太大会使输出信号变小，降低检波效率。

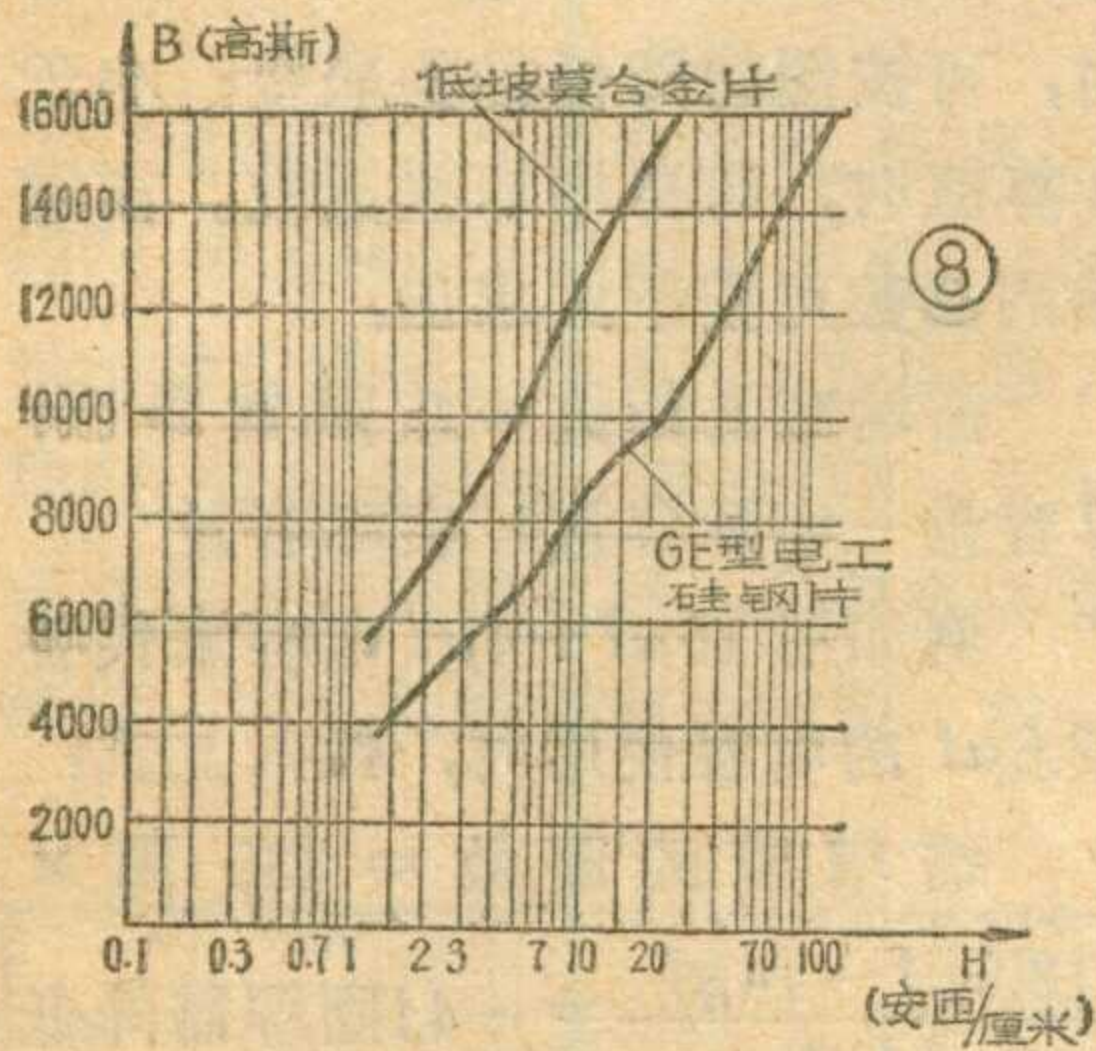
为了防止中频载频和高次谐波在电路中产生的辐射干扰，应将检波电路的主要元件，如检波二极管及相应的电阻、电容等都装在金属屏蔽罩内加以隔离，以保证电路稳定地工作。

一种灯丝供电方案(续)

谈电感负阻补偿的应用

南京木器厂电视车间技术组

图⑧是常用的两种铁磁材料的磁化曲线，为了绘制方便，磁场强度H是按对数排列。



设计举例

例如设计供给 6F3、6P15、6P1、6N1、6A2、6N2，六只电子管的灯丝电源。要求电源电压在180~240伏之间供电时，灯丝电压稳定在±10%以内。

由电子管手册中查到：上述各电子管的灯丝电流依次分别为 0.9、0.8、0.65、0.6、0.3、0.3 安。

按照尽量减少电流差别的原则，确定采用串并联混合形式。故六只电子管接成如图⑨形式。

图⑨中灯丝电流各不相等，由于采用电感抽头的方法，使电感各抽头之间的磁化电流也不相等，总磁场强度等于各组的安匝数之和。为计算简便，可将图⑨a画出图⑨b的等效电路图。取各灯丝电流 I_G 的平均值，故电感L的磁场强度等于流经电感L的平均电流 I_C 与匝数的乘积。总电流 $I_{总}$ ，由电感支路的电流 I_L 和灯丝支路电流 I_G 两个电流分量组成。 U 、 $I_{总}$ 、 I_G 和 I_L 的值均为变量。主要需求出，在电源电压 U 变化下，流经电感L的变化电流 ΔI_L 及确定串联电容的容量C的值。

求解的顺序为：灯丝总端电压

和灯丝平均变化电流→应补偿的灯丝电流→确定最小磁化电流→最小总电流→最大总电流→最大磁化电流→求出 $\Delta B \sim \Delta H$ 的比值→确定工作段→求出磁化安匝→铁心截面积→导线直径→串联电容。

下面按照这一顺序进行计算。

(1) 求解灯丝总端电压 U_G 和平均灯丝电流 I_G 及平均灯丝电流变动范围 ΔI_G 。

$U_G = U_{G1} + U_{G2} + \dots + U_{Gn}$ 即总端电压 U_G 为各组电压之和。将各组灯丝电压代入上式得：

$$U_G = 6.3V + 6.3V + 6.3V + 6.3V + 6.3V + 6.3V = 31.5V$$

平均灯丝电流：

$$I_G = \frac{I_{G1} + I_{G2} + \dots + I_{Gn}}{n}$$

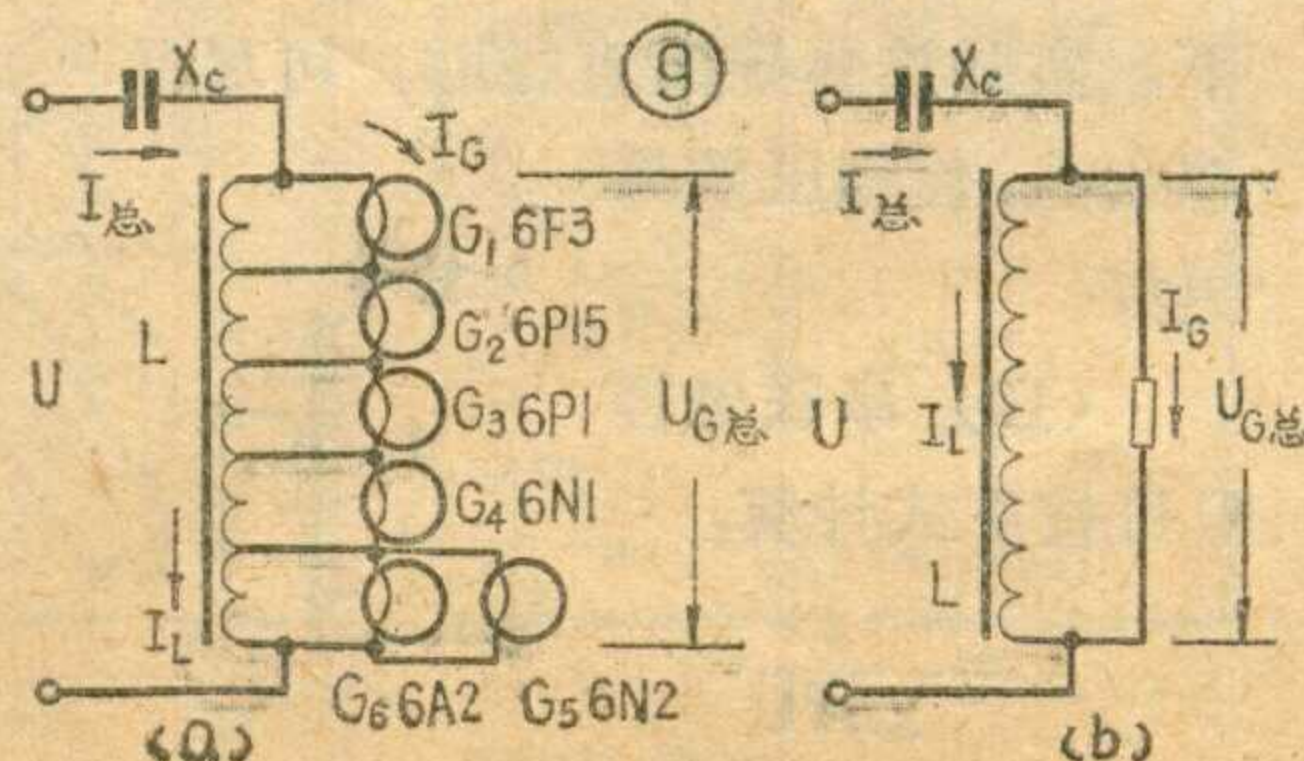
式中 $I_{G1} \dots I_{Gn}$ 为各组电流；n为组数。将各组灯丝电流代入上式得： $I_G =$

$$\frac{0.9A + 0.65A + 0.8A + 0.6A + 0.6A}{5} = 0.71A$$

$$\Delta I_G = I_G \pm I_G \frac{\Delta U_G \%}{2}$$

式中 $\Delta U_G \%$ 为灯丝电压的变动率。因灯丝电流变动率为灯丝电压变动率的1/2，所以灯丝电流变动率为 $\frac{1}{2} \Delta U \%$ 。代入上式 $\Delta I_G =$

$$= 710mA \pm 710mA \times \frac{1}{2} \times 10\% = 710mA \pm 35.5mA = 674.5mA \sim 745.5mA$$



(2) 求不加电感补偿时，灯丝最大电流 $I_{G \text{不max}}$ 和应补偿的灯丝电流 $I_{G \text{补}}$ 。

$$I_{G \text{不max}} = I_{G \text{min}} \frac{U_{\text{max}}}{U_{\text{min}}}$$

式中 $I_{G \text{min}}$ ：灯丝平均最小电流； U_{max} ：电源最高电压； U_{min} ：电源最低电压。将数值代入上式得：

$$I_{G \text{不max}} = 674.5mA \times \frac{240V}{180V}$$

$$= 899mA$$

加电感补偿时，使原最大灯丝电流 $I_{G \text{不max}}$ 降至灯丝允许的最大电流 $I_{G \text{max}}$ ，它们的差值，就是由电感应补偿的电流 $I_{G \text{补}}$ 。

$$\begin{aligned} I_{G \text{补}} &= I_{G \text{不max}} - I_{G \text{max}} \\ I_{G \text{补}} &= 899mA - 745.5mA \\ &= 153.5mA \end{aligned}$$

(3) 求最小磁化电流 $I_{L \text{min}}$ 。为了使电感补偿取得一定的稳定性，最小磁化电流 $I_{L \text{min}}$ 可取为应补偿的电流 $I_{G \text{补}}$ 的1—1.5倍。若最小磁化电流选得过低时，会使电源电压超过最低允许值时，无稳定作用。若选得过大，使空载电流过大。这里取1.5倍为宜。

$$\begin{aligned} \text{即：} I_{L \text{min}} &= 1.5 I_{G \text{补}} \\ I_{L \text{min}} &= 1.5 \times 153.5mA = 230mA \end{aligned}$$

(4) 求最小总电流 $I_{总 \text{min}}$ 和最大总电流 $I_{总 \text{max}}$ 。总电流由电阻分量电流和电感分量电流 I_L 组成。因为交流电流的合成，不仅与各电流大小有关而且与各电流的相位(方向)有关，因此用矢量图表示如图⑩。既表示出大小，又表示出方向。所以它们合成的总电流值 $I_{总} = \sqrt{I_G^2 + I_L^2}$ 。

现已知最小磁化电流 $I_{L \text{min}}$ 和最小灯丝电流 $I_{G \text{min}}$ 数值，故可求

出最小总电流 $I_{\text{总min}}$

$$I_{\text{总min}} = \sqrt{I_{G\text{min}}^2 + I_{L\text{min}}^2}$$

所以 $I_{\text{总min}} =$

$$\sqrt{(674.5\text{mA})^2 + (230\text{mA})^2}$$

$$= 713\text{mA}.$$

由最小总电流求出最大总电流

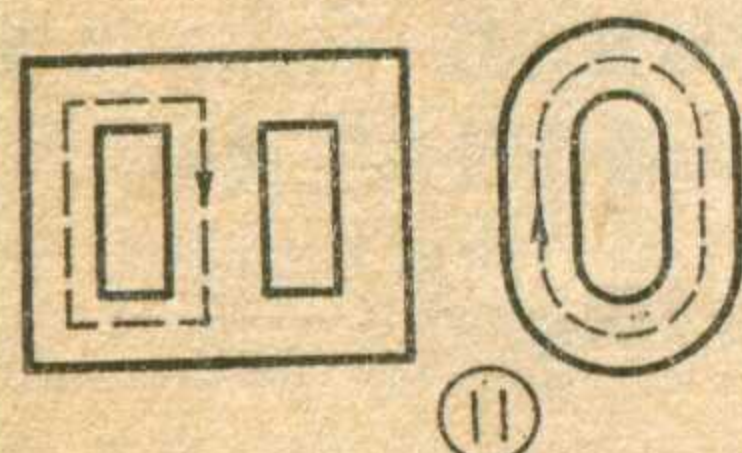
$$\text{因为: } I_{\text{总max}} = I_{\text{总min}} \frac{U_{\text{max}}}{U_{\text{min}}}$$

$$\text{所以: } I_{\text{总max}} = 713\text{mA} \times \frac{240\text{V}}{180\text{V}}$$

$$= 950\text{mA}.$$

(5) 求最大磁化电流 $I_{L\text{max}}$ 。

已知最大总电流和灯丝最大电流, 按图⑩最大



磁化电流应是最大总电流 $I_{\text{总max}}$ 和最大灯丝电流 $I_{G\text{max}}$ 的矢量差值。

$$\text{所以: } I_{L\text{max}} = \sqrt{I_{\text{总max}}^2 - I_{G\text{max}}^2}$$

$$I_{L\text{max}} = \sqrt{(950\text{mA})^2 - (745.5\text{mA})^2} = 589\text{mA}.$$

(6) 求 $\Delta B \sim \Delta H$ 的比值和确定工作段。

$$\Delta H = \frac{I_{L\text{max}}}{I_{L\text{min}}} \quad (\Delta H \text{ 为最大磁化电流与最小磁化电流之比})$$

所以: $\Delta H = \frac{589\text{mA}}{230\text{mA}} = 2.56$

ΔB 为磁感应强度的变动值, 等于电感线圈的磁感应电压最大和最小值之比, 其值等于灯丝总端电压 U_G 的最大和最小值之比。

$$\text{所以 } \Delta B = \frac{U_{G\text{max}}}{U_{G\text{min}}} = \frac{U_G + U_G 10\%}{U_G - U_G 10\%}$$

$$\Delta B = \frac{34.65}{28.35} = 1.22.$$

如用普通硅钢片作为电感的铁心, 可在图⑧ $B \sim H$ 曲线中求出工作段。

$$\Delta H = 2.56:1 = 25.6 \sim 10 \text{ 安匝/厘米}.$$

$$\Delta B = 1.22:1 = 10600 \sim 8700 \text{ 高斯}.$$

(7) 求总圈数 N 。由于 H 的单位是安匝/厘米, 表示每长一厘米的磁路, 需 $10 \sim 25.6$ 安匝。因此总磁化安匝等于 H 和磁路总长 L 的乘积。磁路总长可按图⑪所示测

量(图中虚线长度)。

这里所谓磁化安匝即电流与线圈的圈数乘积。所以圈数 N 等于磁化安匝除以电流。计算时, 取最小或最大磁化安匝和磁化电流均可。这里取最小值。

$$N = H_{\text{min}} L / I_{L\text{min}}$$

如用 GEI-14 型硅钢片, 磁路总长为 10 厘米。代入上式

$$N = \frac{10 \text{ 安匝/厘米} \times 10 \text{ 厘米}}{0.23 \text{ 安}}$$

$$= 434.8 \text{ 圈}.$$

为了使各组抽头圈数相等, 总圈数取组数 n 的倍数。这里取 435 圈, 每组为 87 圈。

(8) 求平均每伏圈数和铁心截面积 S 。平均每伏圈数等于总圈数 N 除以灯丝端电压 U_G 。灯丝端电压应和磁感强度 B 相对应, 计算时取最大或最小值均可, 这里取 U_G 的最小值。

$$N_0 = N / U_{G\text{min}}$$

$$N_0 = \frac{435 \text{ 匝}}{28.35 \text{ 伏}} = 15.3 \text{ 匝/伏}$$

铁心截面积可按电磁感应公式求出。

$$S = \frac{4.5 \times 10^5}{B \times N_0}$$

式中 B : 磁感强度, 单位是高斯。这里取与最低灯丝端电压 $U_{G\text{min}}$ 所对应的最小磁感强度 B_{min} 。代入上式:

$$S = \frac{4.5 \times 10^5}{8700 \times 15.3} = 3.4 \text{ 厘米}^2$$

(9) 导线直径按下式求出:

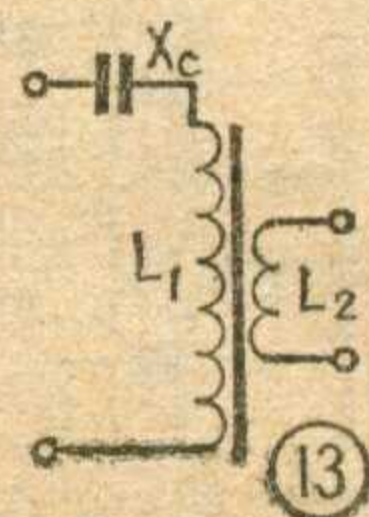
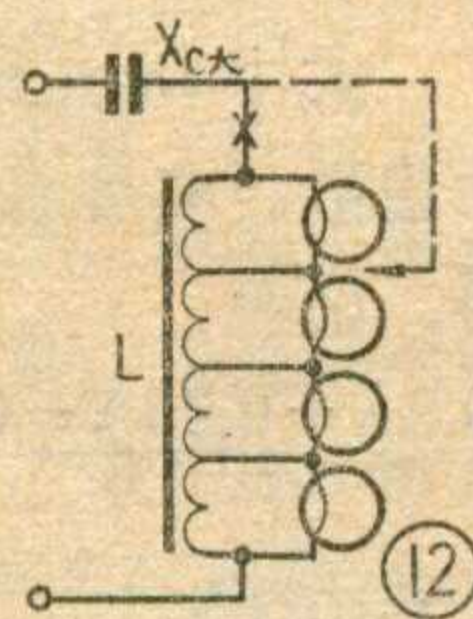
$$d = 0.8 \sqrt{I_{L\text{max}}} \quad I_{L\text{max}}: \text{ 为线圈最大磁化电流, 单位为安培}.$$

$$d = 0.8 \sqrt{0.589} = 0.61 \text{ 毫米}.$$

在铁心窗口面积允许的情况下, 实际选择导线直径时, 可尽量取大些, 使稳压效果更好。

(10) 串联电容 C 可按下式计算:

$$C = \frac{I}{2\pi f U}$$



$$C = \frac{10^6}{314 \times U_{\text{min}}} \times I_{\text{总min}}$$

$$\text{所以 } C = \frac{10^6}{314 \times 180} \times 0.7\text{A} = 12.5$$

微法

关于电感补偿器的调整

采用电感补偿后, 降压电容 C 的选择也比较方便, 可以按电容的产品系列选取, 尽量减少并联电容数。如实际选用容量大于计算值时, 可按图⑫降低抽头联接; 小于计算值时, 可再增加些圈数。需增减的圈数可按下式求出:

需增减的圈数 = 总圈数 N (计算容量 - 实际容量) / 实际容量

例如用 $10\mu\text{f} + 4\mu\text{f}$ 电容来代替 $12.6\mu\text{f}$ 的电容使用时, 代入上式:

$$\text{需增减的圈数} = 435 \text{ 圈} \times \frac{12.6\mu\text{f} - 14\mu\text{f}}{14\mu\text{f}} = -44 \text{ 圈即需降低 44 圈处抽头联接}.$$

如用 $10\mu\text{f}$ 电容来代替 $12.6\mu\text{f}$ 电容使用, 代入上式为 113 圈。则需增加 113 圈后联接, 但增加部分的圈数导线直径应按总的最大电流 $I_{\text{总max}}$ 来计算。

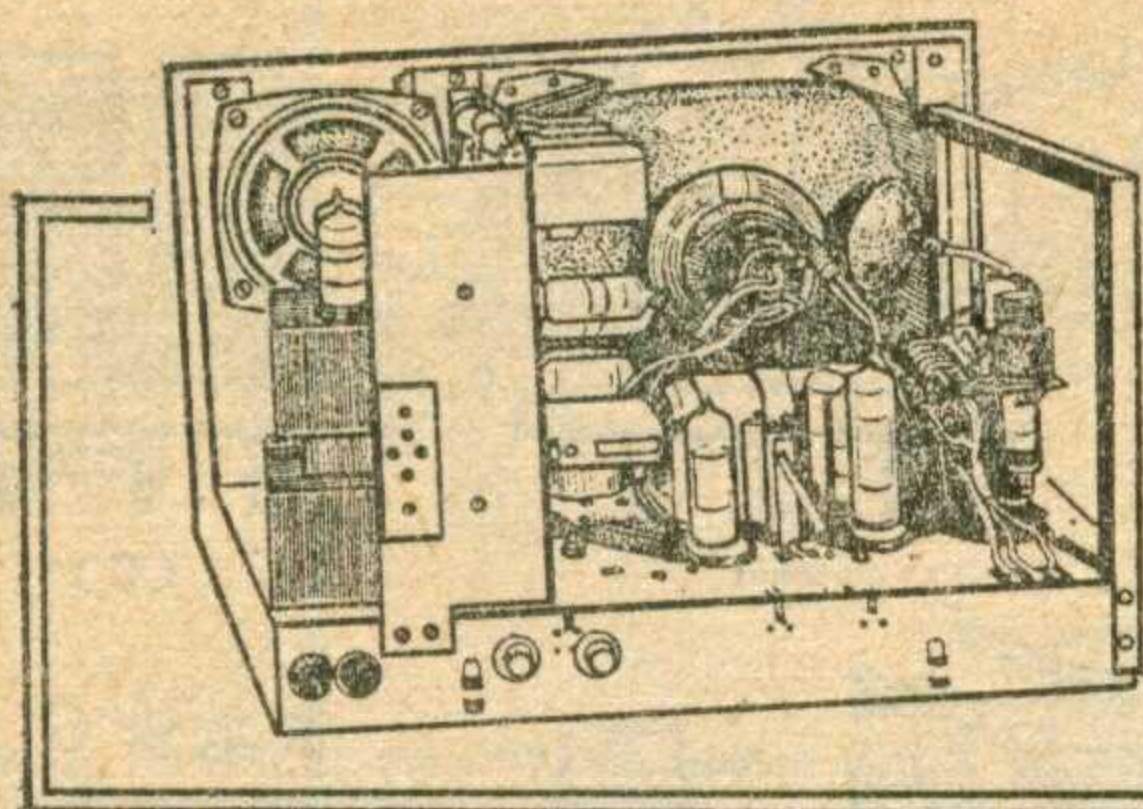
电感补偿元件接入线路时, 如稳定电压范围过高, 可拆去几片硅钢片或降低抽头位置联接, 如过低时, 可在电容 C 上, 再并联一个小容量电容, 使稳压范围合适。这种调整, 对于按一定工艺生产的批量产品, 稳定性能无明显差别, 不必逐个进行调整。

此外, 电感补偿器还可以采用绕制次级线圈, 供给整机的安全参考点使用, 如图⑬ L_2 。一般该绕组, 可供的功率等于初级线圈的 $I_{L\text{min}} \times U_{G\text{min}}$ 的 20~25% 时, 不影响稳压性能。

电感补偿元件, 用材料少, 体积小, 具有稳定容量大等优点。在稳压比与变压器相同时, 其体积为相当的稳压容量变压器体积的 1/30。若采用高导磁材料(如坡莫合金片)来制作电感补偿元件, 体积更小。

(完)

(郑诗卫 韩惠仁)



小型 电子管电视机简介

南京木器厂电视车间 郑诗卫 韩惠仁

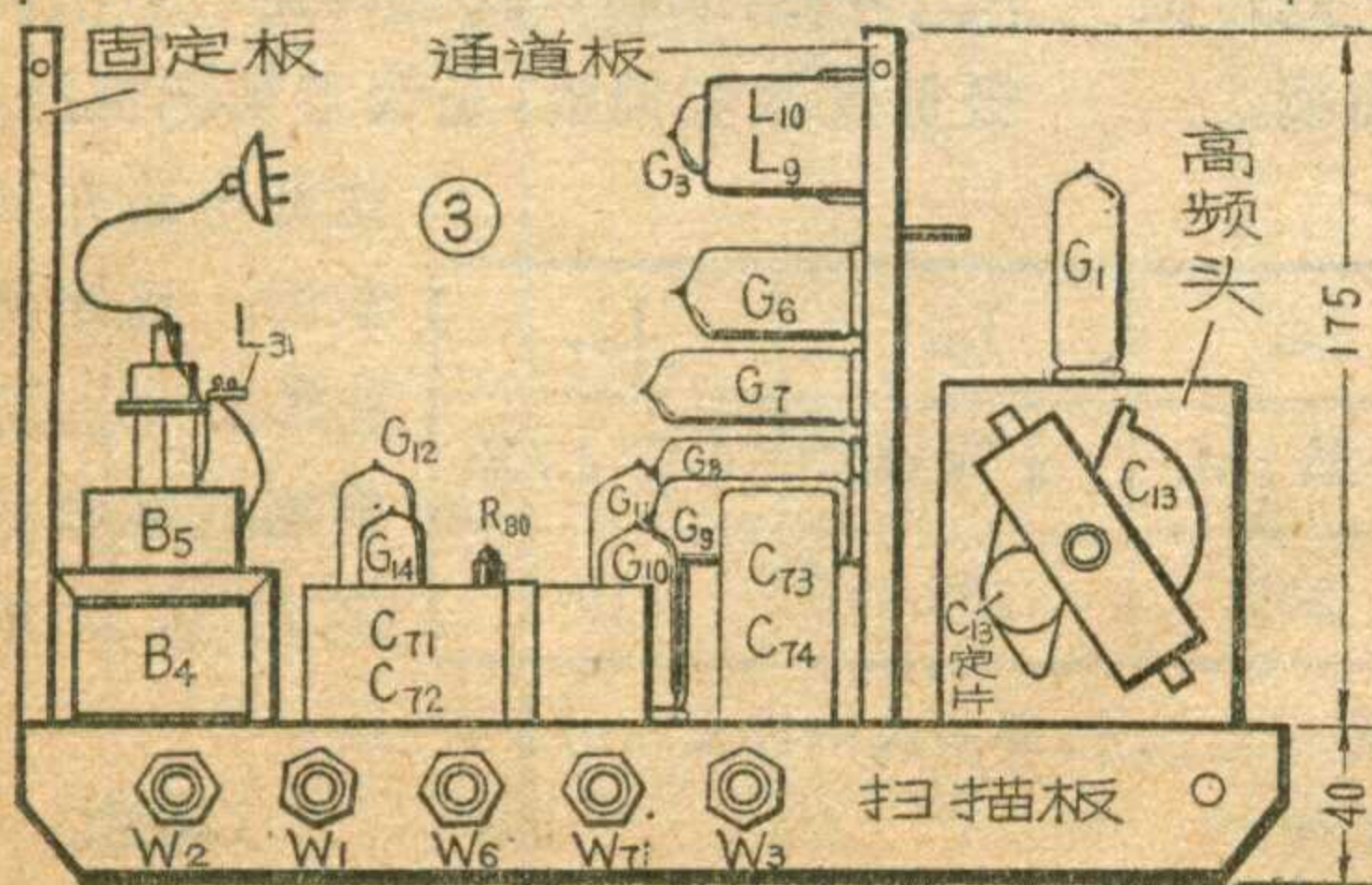
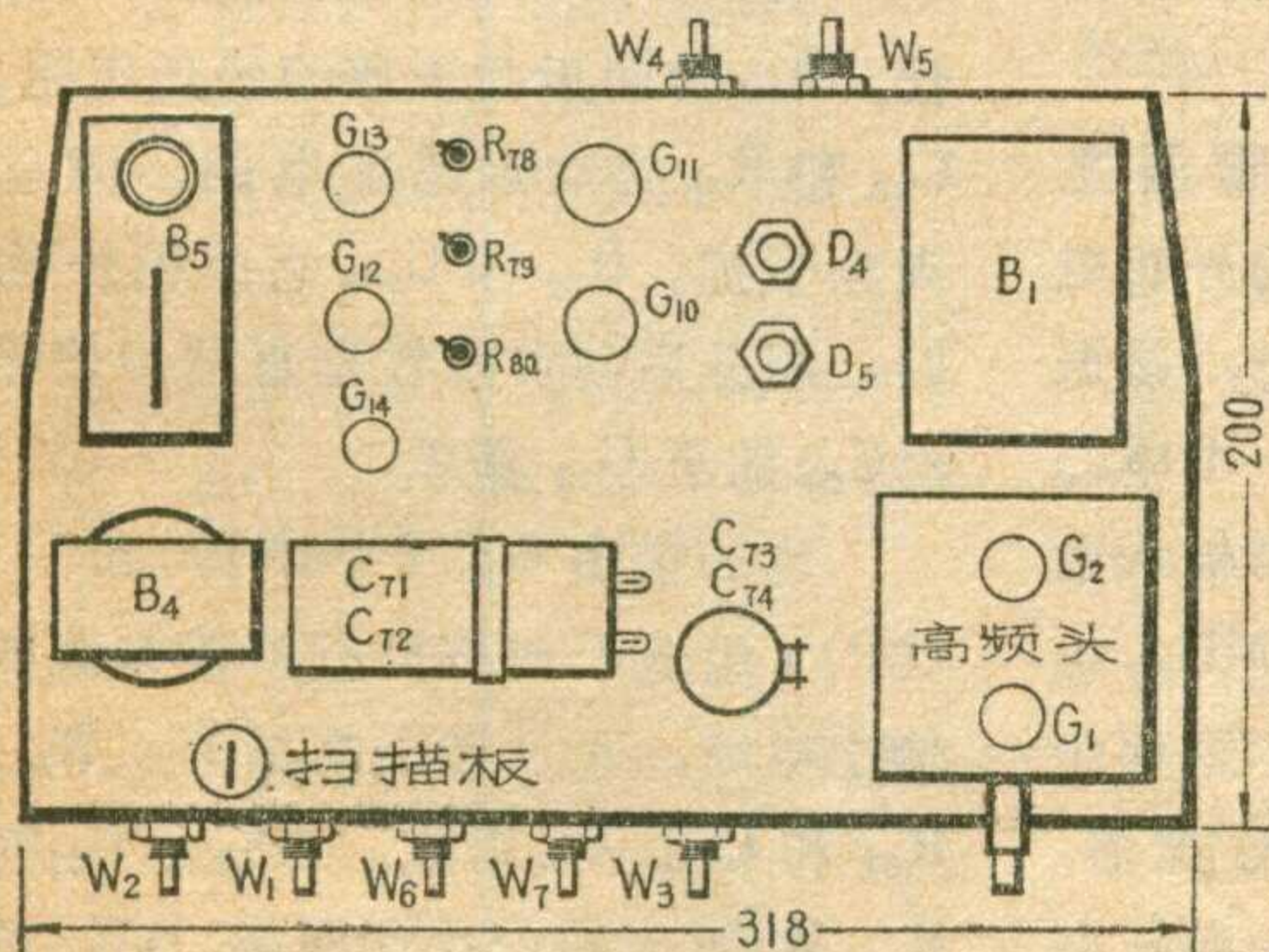
南京牌 703 型电视机是我厂 1974 年试制成功的全电子管 23 厘米小型电视机。本刊 1975 年第 7 期《小型电视机电子管选用》一文中已介绍了它的线路图，现根据读者来信，对它的装置有关问题，作一

表 1

名称	代号	频道					线径 (毫米)	线圈内径 (毫米)
		5	4	3	2	1		
混频线圈	L ₅	9	3.5	5.5	5.5	7.5	φ0.64	φ5
屏极线圈	L ₄	12	4.5	7.5	7.5	11	φ0.64	φ5
本振线圈	L ₆	10.5	3.5	5	4.5	5.5	φ0.64	φ5

注：均为空心线圈。

些补充说明。为了缩小整机体积，底板由二块金属板组合成 L 式结构。大底板为卧式、安装扫描和电源等部分，高频头也安装在这块底



板的右前方，见图①。通道、伴音等部分安装在另一块铁板上，见图②，它直立在大底板的右侧，见图③。

高频头

高频头（调谐器）采用波段开关式，结构和排列图见图④、⑤。频道的转换是由波段开关逐段短路电感来实现的，在第一频道时各开关片子不短路，使用全部线圈，当转向较高频道时，开

表 3

名称	代号	圈数	线径(毫米)	骨架直径(毫米)	磁心外形
混频回路	初级 L ₇	10	φ0.31 漆包线	φ18	螺纹磁心 M6×1×12 MXO-400
	次级 L ₈	2	φ0.31 丝漆包线	(见图 6a)	

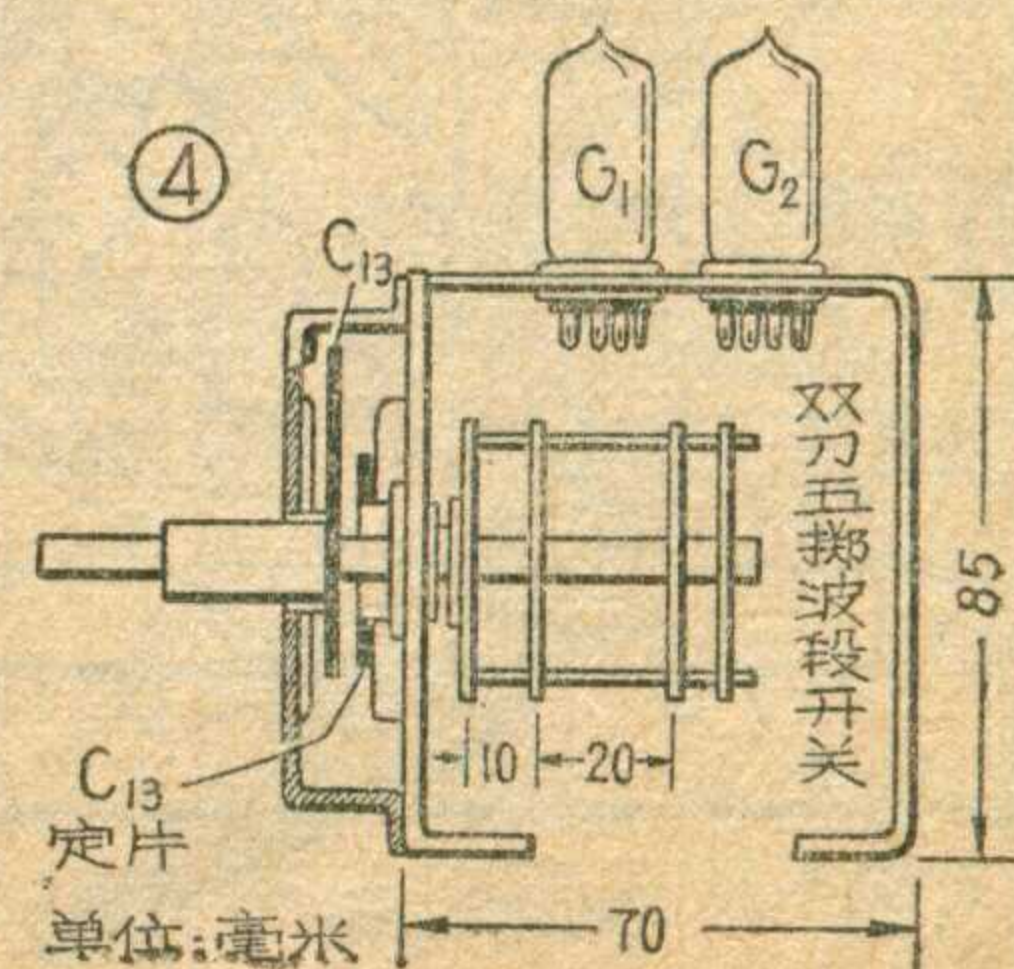
圈 L₅ 和振荡线圈 L₆ (请参看 1975 年第 7 期第 15 页电路图)。

高频放大由 G₁ (6N3) 担任，采用阴地一栅地式电路。天线信号经 G₁ 放大后送到混频器栅极，其耦合回路采用电容耦合双调谐网络，故为双峰频率特性，改变耦合电容的容量即可改变高放的带宽。为了使高低频道有一致的带宽，采用了两个耦合电容。当开关拨至 5、4 频道时，用上端的耦合电容，当开关拨至 3、2、1 频道时，下端的耦合电容也接入线路，增加了耦合电容的容量，使低频道的带宽得到保证。耦

表 2

名称	代号	圈数	线径(毫米)	线圈内径(毫米)
扼流圈	L ₁	20	φ0.44	φ4
扼流圈	L ₃	20	φ0.44	φ4
高频阻流圈	L ₂	19	φ0.44	φ4

注：均为空心线圈。



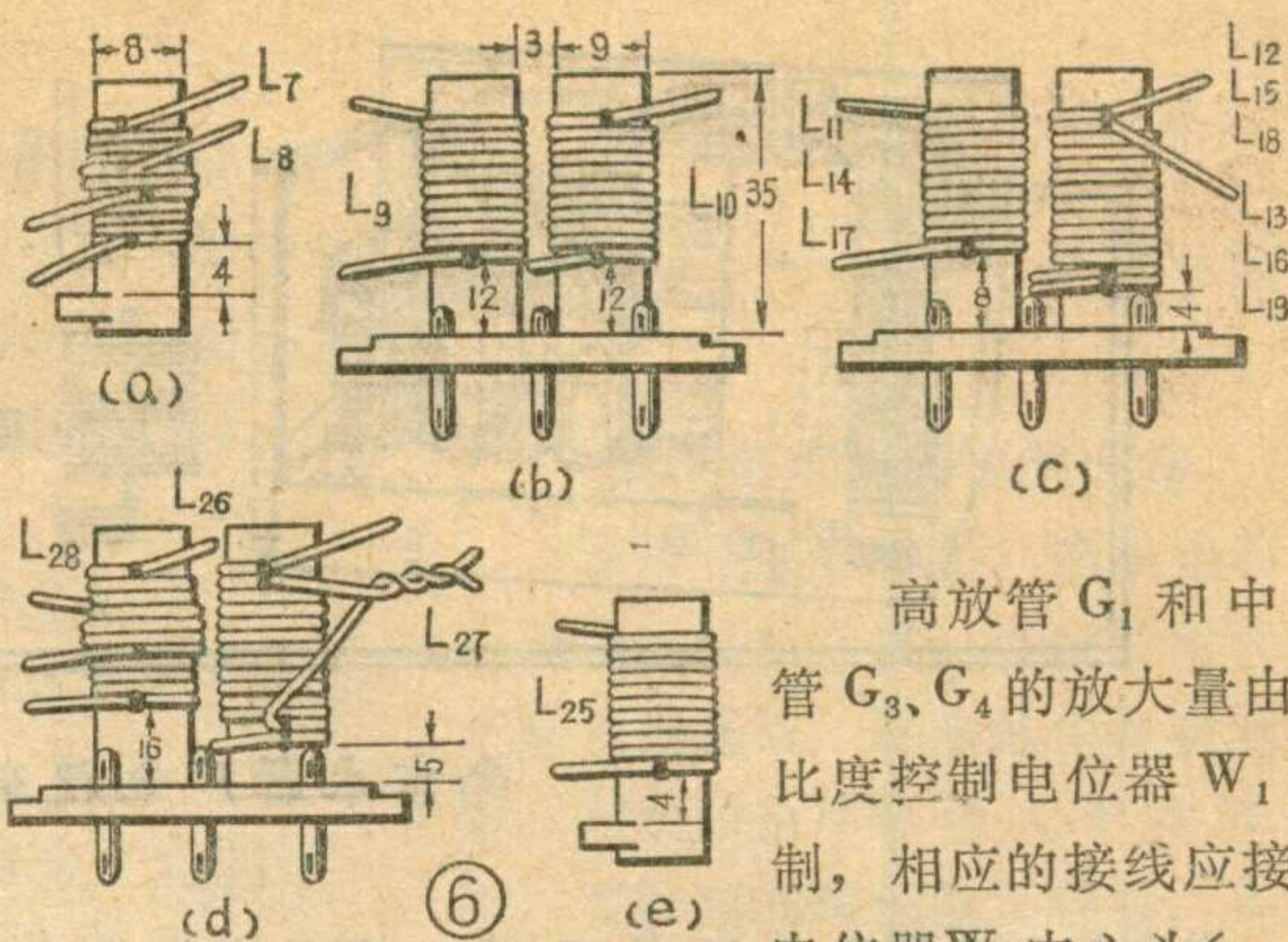
合电容的容量约为0.5~2P,可用 $\phi 0.31$ 毫米丝漆包线在 $\phi 1.2$ 毫米漆包线上绕3~7圈而成,两根线的线头各为电容的一端,分别焊接在开关片上,调试时可增减圈数,调好后用胶粘牢。

振荡级采用三点电容反馈式。 L_6 为本机振荡线圈。 R_8 (3.3K)为阻尼电阻(原图误为33K),使振荡稳定和不致太强。 C_{15} 是本振和混频器栅极的耦合电容。高频头线

圈数据见表1、2、3。

通道

通道共有三级中放,采用参差调谐式,三个调谐回路依次调谐于30MHz、33.25MHz、32MHz。级间耦合采用双线并绕紧耦合回路,由于初次级直流电位很高,



高放管 G_1 和中放管 G_3, G_4 的放大量由对比度控制电位器 W_1 控制,相应的接线应接至电位器 W_1 中心头(-C)

上。

表 4

代号	L_6	L_{11}	L_{14}	L_{17}	L_{26} L_{28}	L_{25}
导线	$\phi 0.64$ 丝包	$\phi 0.64$ 丝包	$\phi 0.64$ 丝包	$\phi 0.64$ 丝包	$\phi 0.15$ 漆包线	$\phi 0.15$ 漆包线
圈数	6	8	19	19	45 9.5	30
磁心	注1	注1	注2	注2	注2	注2
绕线方法	单线密绕	单线密绕	单线密绕	单线密绕	单线密绕	单线密绕
代号	L_{10}	L_{12} L_{13}	L_{15} L_{16}	L_{18} L_{19}	L_{27}	
导线	$\phi 0.31$ 丝包	$\phi 0.31$ 丝包	$\phi 0.31$ 丝包	$\phi 0.31$ 丝包线	$\phi 0.15$ 漆包线	
圈数	15	19	14	21	34	
磁心	注1	注1	注1	注1	注2	
绕线方法	单线密绕	双线密绕	双线并绕	双线并绕	双线并绕17圈	
外形	图6b	图6c	图6c	图6c	图6d	图6e

- 注 1. 采用镍锌铁氧体NXO-40~60, M6×1×12螺纹磁心或用TYL-9, P4-1 碳基铁粉心均可。
 2. 采用锰锌铁氧体MXO-400, M6×1×12螺纹磁心。
 3. 线圈管骨架外径均为 $\phi 9$ 毫米。导线直径单位为毫米。

L_{20} 和 C_{26}, C_{27} 是中频滤波网络,为防止中频谐波辐射,应装置在屏蔽盒内。 L_{20} 的数据和绕制方法与 L_1 相同。电路图中的“ ϕ ”符号为测试点。

视频放大由 G_6 ($\frac{1}{2}$ 6N2)和 G_7 (6J5)组成,6J5也可用6J9代替,不必变更元件数据,只须将管座和接线作相应变动。 G_8 是伴音中放管。由于检波器采用比例鉴频器,具有一定的限幅性能,因此省去了限幅级,采用一级中放。

通道部分各回路的线圈数据见表4。视频补偿线圈绕在碳膜电阻上,数据见表5。

扫描

场同步分离由 G_{10} ($\frac{1}{2}$ 6N1)担任。 R_{35} 为同步与视放的隔离电阻。 C_{48} 和 R_{50} 为高频滤波电路,滤除高频干扰。 R_{52} 和 C_{105} 组成积分电路,积分后的负极性垂直同步信号经 C_{54} 加至 G_{11} 栅极。

场扫描由 G_{10} ($\frac{1}{2}$ 6N1)和 G_{11} (6P1)组成不对称屏栅多谐振荡兼输出电路。正反馈网络由 R_{58}, R_{54}, R_{57} 和 C_{50}, C_{70} 组成。由 C_{53}, C_{52} 和 R_{60}, W_5 组成积分反馈网络,从 G_{11} 屏极负反馈至栅极,是改善场线性的。

这种电路在调试时,反复调整 R_{58}, R_{60} 可使场线性和稳定都达到最佳。

采用丝漆包线绕制。为了获得所需的频率特性,用四个吸收回路,分别调谐于37、35.75、26、27.75MHz。

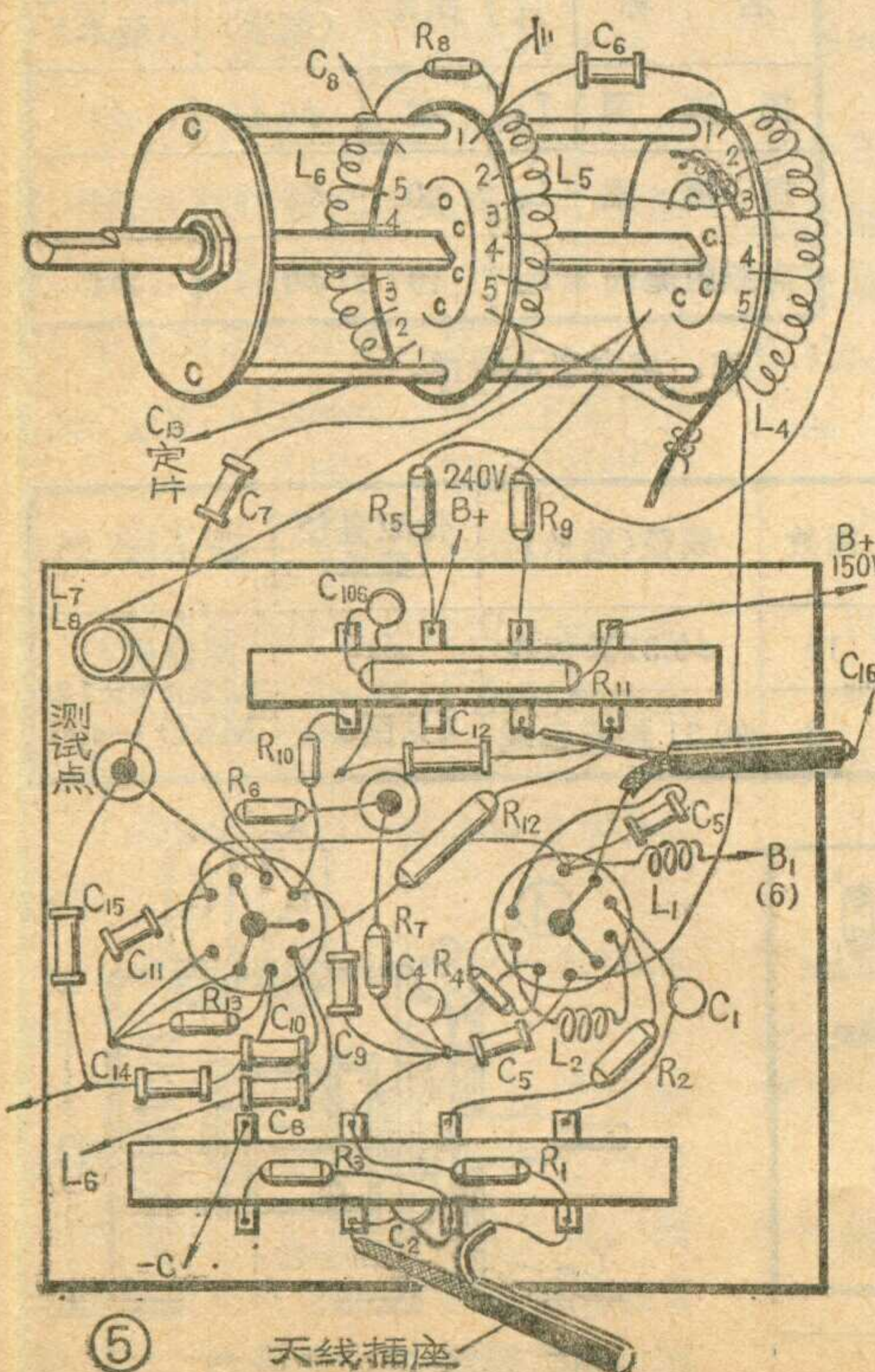
第一中放与混频器之间,用 L_{10} 和 G_2, G_3 的分布电容组成一个 π 式网络,谐振于34.25MHz,给出一个单峰特性, G_2 混频级的屏极调谐回路 L_7, L_8 调谐于30MHz,也给出一个单峰特性。这两个回路组成一个带通滤波器,它和三级中频回路一起,决定中放的总合特性曲线。

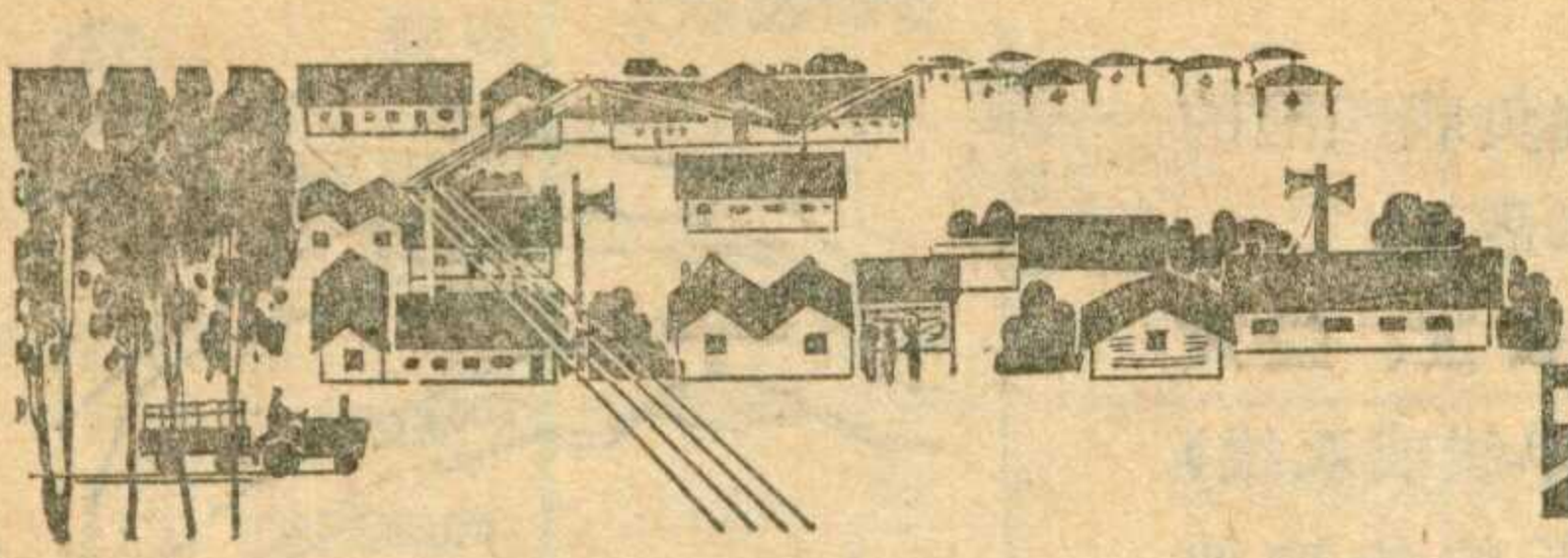
表 5

代号	L_{21}	L_{22}	L_{23}	L_{24}
电阻	$\frac{1}{4}W$ 100K	$\frac{1}{4}W$ 1M	$\frac{1}{4}W$ 1M	$\frac{1}{4}W$ 4.7K
圈数	190	200	165	210

注:均用直径0.1毫米丝包线。蜂房式绕法或改用 $\frac{1}{2}W$ 电阻分三段乱绕。

(待续)





农村有线广播

关于地下广播线几个技术问题的探讨(续)

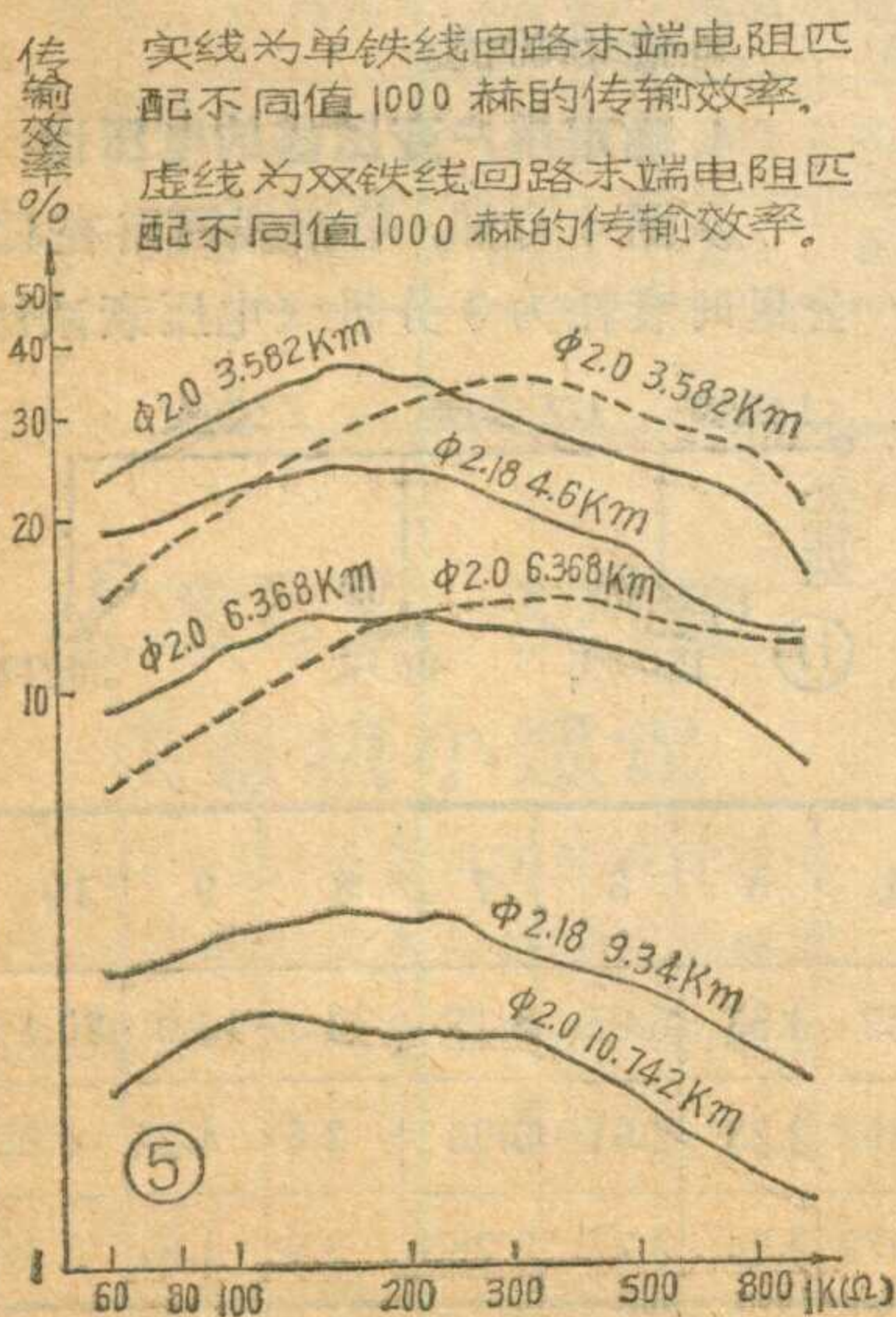
山东省广播事业局广播网处 代 言

三、地下线末端匹配阻抗的选择

地下线与架空线一样，如果匹配不当，线路的传输效率就大为降低。随着频率的变化，线路末端最佳负载的阻抗值也不一样。通常都以1000赫作为测试有线广播传输线的基准频率。现在就把频率为1000赫，末端为纯电阻负载时，对不同型式、不同长度的地下线所测得的传输效率示于图5、图6。

从图中可以看出，同型式的线路，长度尽管不同，但它们在传输效率最高时，末端负载电阻的阻值范围基本是一致的。可以认为以下电阻值都在匹配范围：

- 单铁线回路：120~180Ω
- 双铁线回路：300~400Ω
- 单铝线回路：120~140Ω



双铝线回路：150~250Ω

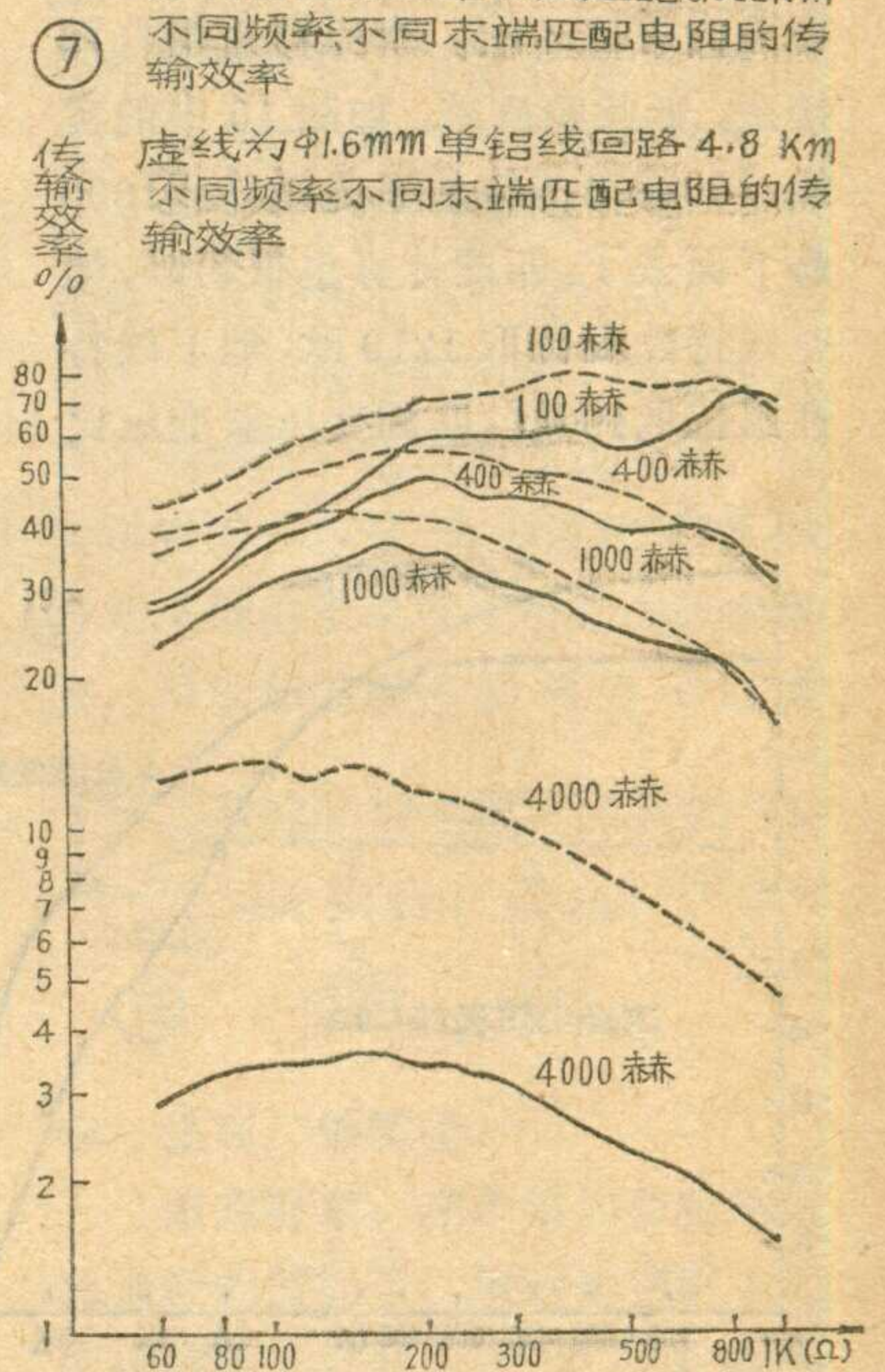
但是，匹配电阻偏大点好，还是偏小点好呢？我们以单铁线回路3.582公里和单铝线回路4.8公里为例，作出在100赫、400赫、1000赫、4000赫时，随着末端负载电阻的变化，线路传输效率随着变化的关系曲线。见图7。

从图中可以看出，随着频率升高，最佳传输效率时的匹配电阻，是向数值小的一侧偏移的。还可以看出，100赫、400赫时的线路传输效率，即便在不匹配状态下，都比1000赫的传输效率高。而4000赫时线路传输效率则比1000赫时低很多，而它的最佳负载电阻偏小，这是由于频率升高线路特性阻抗降低的缘故。为了使高频得到较好的传输，在选择匹配阻抗时，单铁线回路取150欧，单铝线回路取120

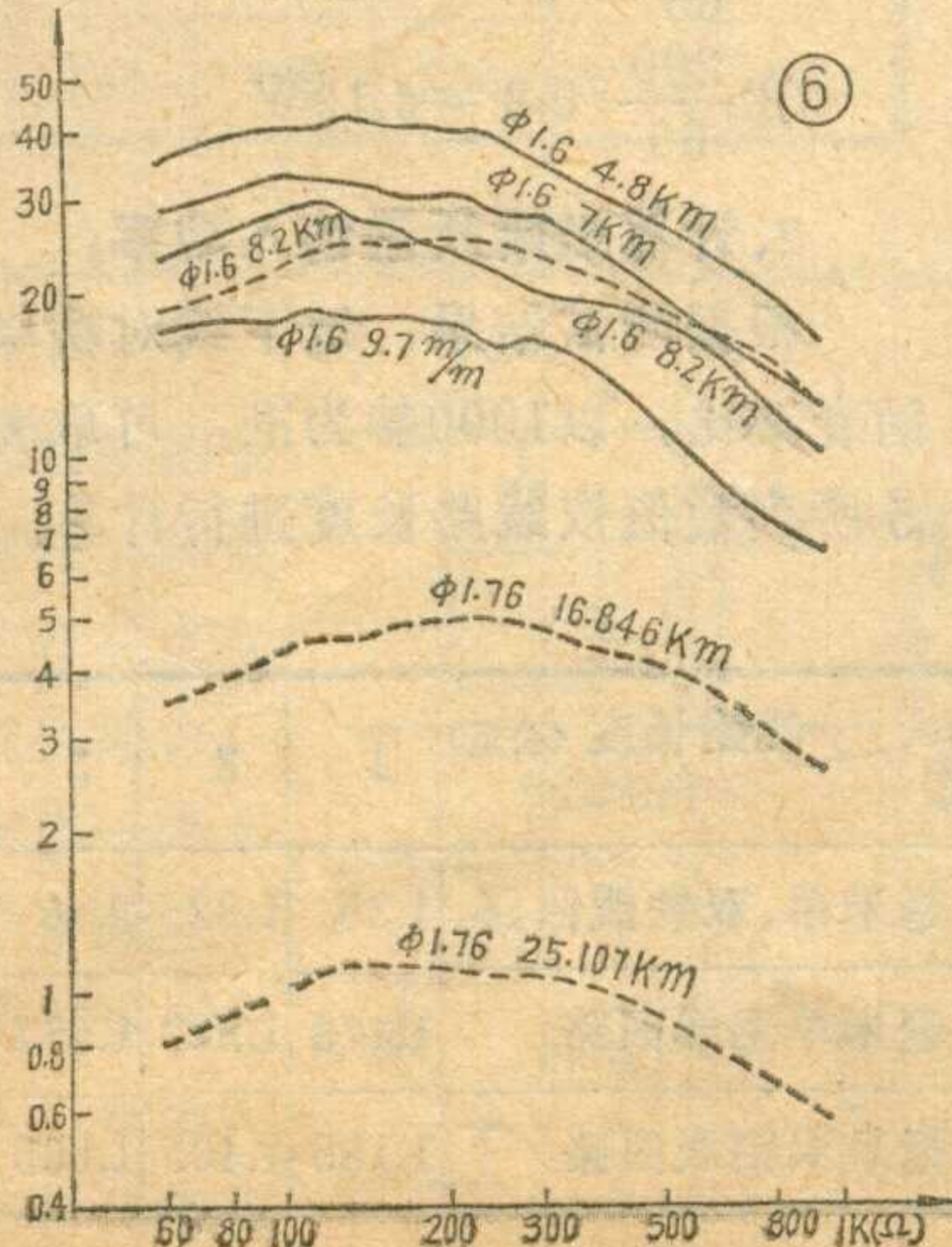
欧为宜。

实线为φ2.0mm单铁线回路3.582Km不同频率不同末端匹配电阻的传输效率

虚线为φ1.6mm单铝线回路4.8Km不同频率不同末端匹配电阻的传输效率



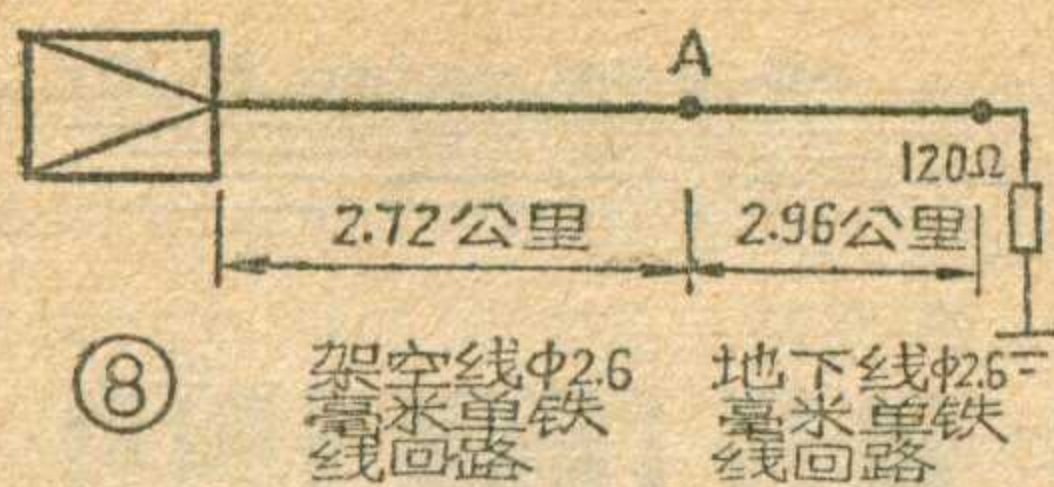
实线为单铝线回路末端电阻匹配不同值1000赫的传输效率
虚线为双铝线回路末端电阻匹配不同值1000赫的传输效率



四、架空线与地下线的配接

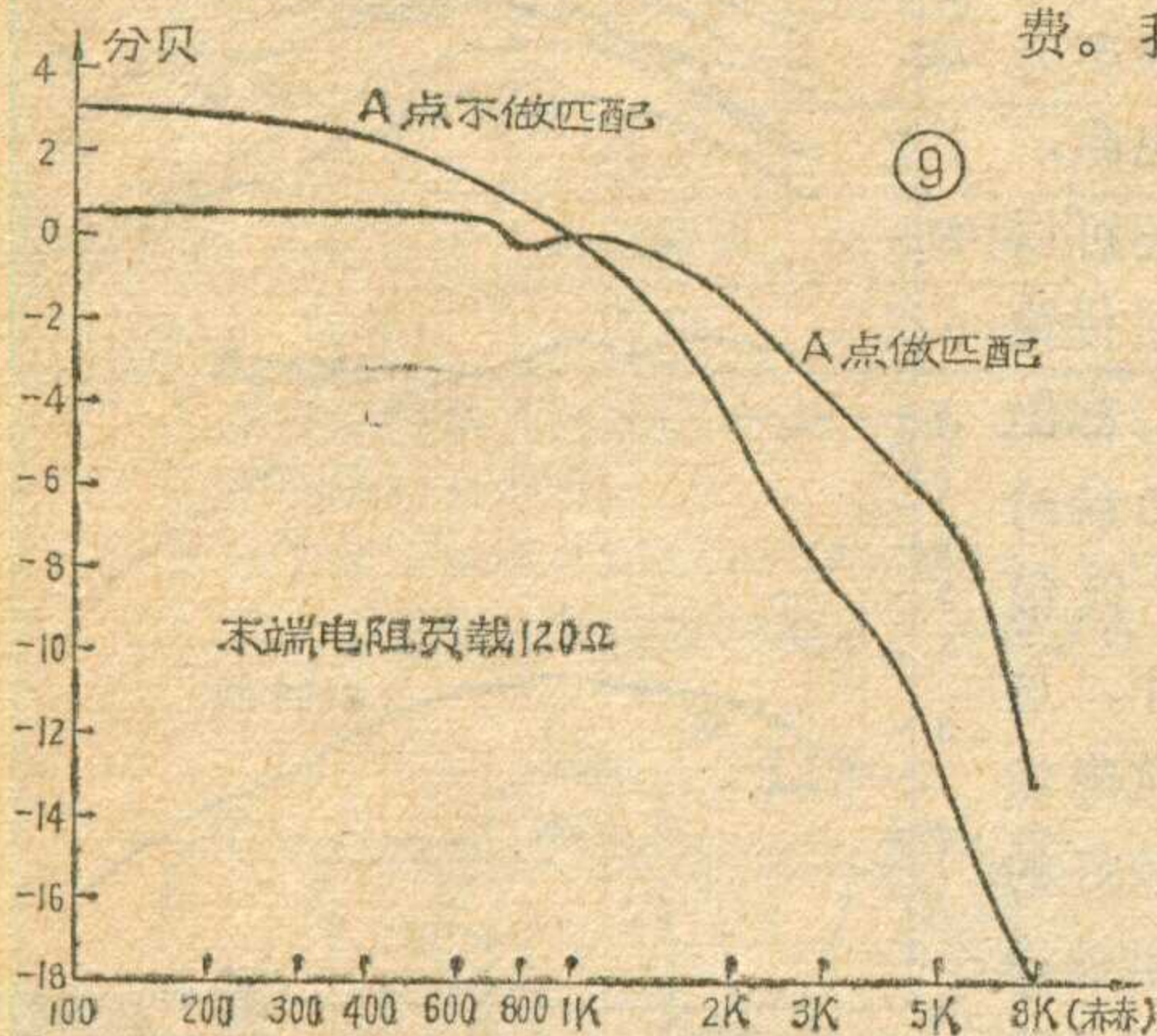
有的广播线路，采取了先经过一段架空明线又转为地下线的传输方式。这种线路，在架空线转为地下线的转接点，必须作好匹配。否则，不仅传输效率降低，频响也会变坏。我们曾在图8所示的一条线上做了测试。

A点不做匹配和做匹配测出的频响曲线见图9。可以看出，A点做匹配后频响曲线有很大的改善。在100赫、400赫、1000赫、4000赫时，测试线路在不同末端负载电阻情况下的传输效率，并将它们作成曲线，如图10。图中，虚线代表A点



不作匹配的情况；实线代表A点作匹配的情况。对于虚线和实线可以看出，A点作匹配后，1000赫线路传输效率由26%上升为31%；4000赫线路传输效率由3.8%上升为7.5%。

上述匹配测试是很粗略的，如A点埋设的临时地线不够好，接地电阻尚有11.4欧。变压器采用自耦接法，低频响应差，如图10中的实线，100赫时传输效率曲线移到1000赫下面去了。匹配计算也很粗略，架空线特性阻抗取1210欧，地下线特性阻抗取160欧，匹配变压器变压比



应为：

$$n = \sqrt{\frac{1210}{160}} = 2.75,$$

实接100伏:40伏，即2.5:1。如把地线埋好，匹配变压器的绕制做一些改进，选择几种变压比配接反复测试，会找到更恰当的匹配方法，使线路的传输效率和频响进一步改善。但从上述粗略的测试已说明做匹配的重要性了。

表5

五、关于地下线短馈线匹配计算的探讨

从上述测试材料中分析，地下线短馈线具有以

线质和型式	线路长度(公里)	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
线径2.0毫米单、双铁线回路		1.35	1.82	2.46	3.32	4.53	6.05	8.17	11.	14.9	20.1
线径1.6毫米单铝线回路		1.173	1.377	1.617	1.898	2.23	2.61	3.06	3.6	4.22	4.95
线径1.6毫米双铝线回路		1.185	1.405	1.665	1.972	2.34	2.77	3.285	3.9	4.61	5.48

下规律：

第一，只有在末端负载匹配的条件下，线路传输效率最高；

第二，地下线的长度、线质(铁线或铝线)、型式(单线或双线)一定，最佳负载条件下的传输效率也就确定了。按我们通常采用的最高馈送电压240伏，一条线路(单线或双线)的容许负荷量是很大的。

第三，地下线的馈送电压必须根据线路所接负载轻重合理选择。如采用高馈送电压，加大用户变压器的电压比来限定喇叭的工作电压，地下线的传输效率将大大降低，特别对高频成分是这样。

所以，必须解决地下线的匹配计算问题，才能合理地规划一个公社或一个县的地下线网路。不然就达不到预期的效果，甚至造成浪费。我们提出初步计算办法，和同志们共同研究。

1. 确定用户点的负载功率：

按每瓦电力带喇叭60只来计算所需功率(喇叭工作电压为12伏，喇叭阻抗为1000赫9000欧)，用户变压器效率按80%计算。如图11所示线路，铝芯线径为1.6毫米，单线回路，各点所需功率如下：

- ① $\frac{150}{60} / 0.8 = 3.12W$
- ② $\frac{80}{60} / 0.8 = 1.67W$
- ③ $\frac{200}{60} / 0.8 = 4.12W$

2. 计算送端所需输入功率：

根据测试结果，地下线对功率的衰减比，以1000赫为准，可取表5所列数值依线路长度进行计算。

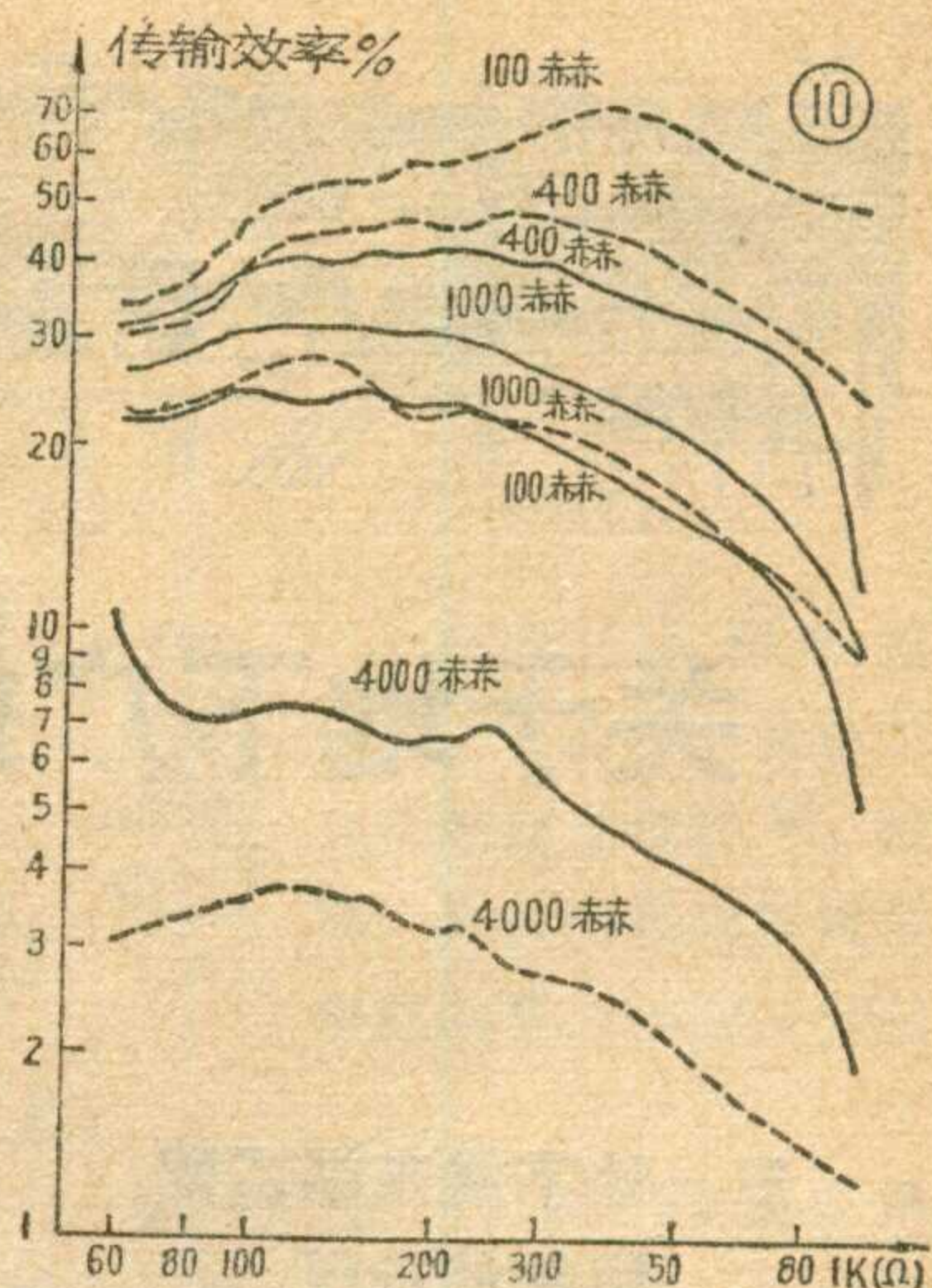


表5中列出的是送端功率与末端功率之比。按表5列出的功率衰减比画出曲线如图12。

如图11所示线路，可根据喇叭配接点与线路始端距离(公里)，查表5(或图12)查出功率衰减比，乘以喇叭配接点所需功率，即线路始端输入功率。各点计算结果之和，即该线路总馈送功率。图11所示线路计算结果如下：

$$P_s = (3.12 \times 1.173) + (1.67 \times 1.45) + (4.12 \times 1.96) = 14.16W$$

3. 计算馈送电压：

在1000赫时，各种线路的特性阻抗 Z_c 列于表6。

则馈送电压为

$$U_s = \sqrt{P_s Z_c} = \sqrt{120 \times 14.16} \approx 41 \text{伏}$$

可选用40伏。

4. 确定用户变压器的电压比：

从图4可知，单铝线回路在4.2公里时衰耗为3分贝(电压衰减比

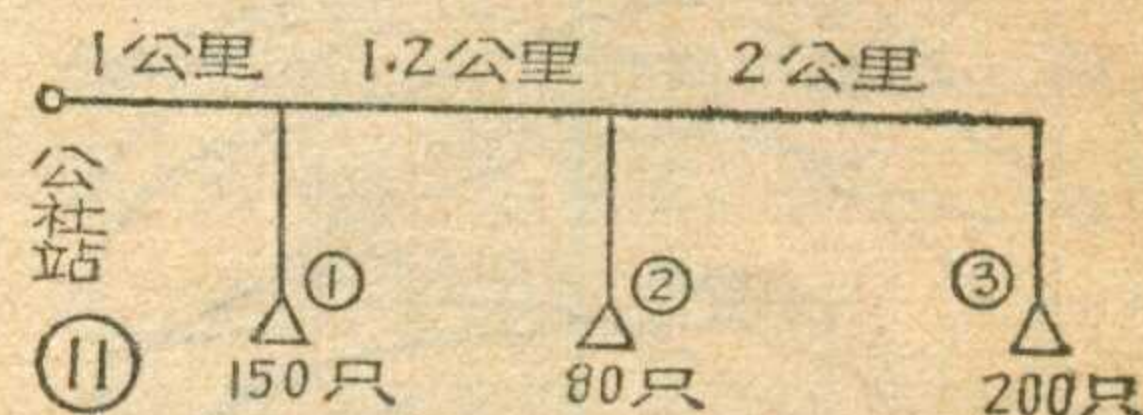
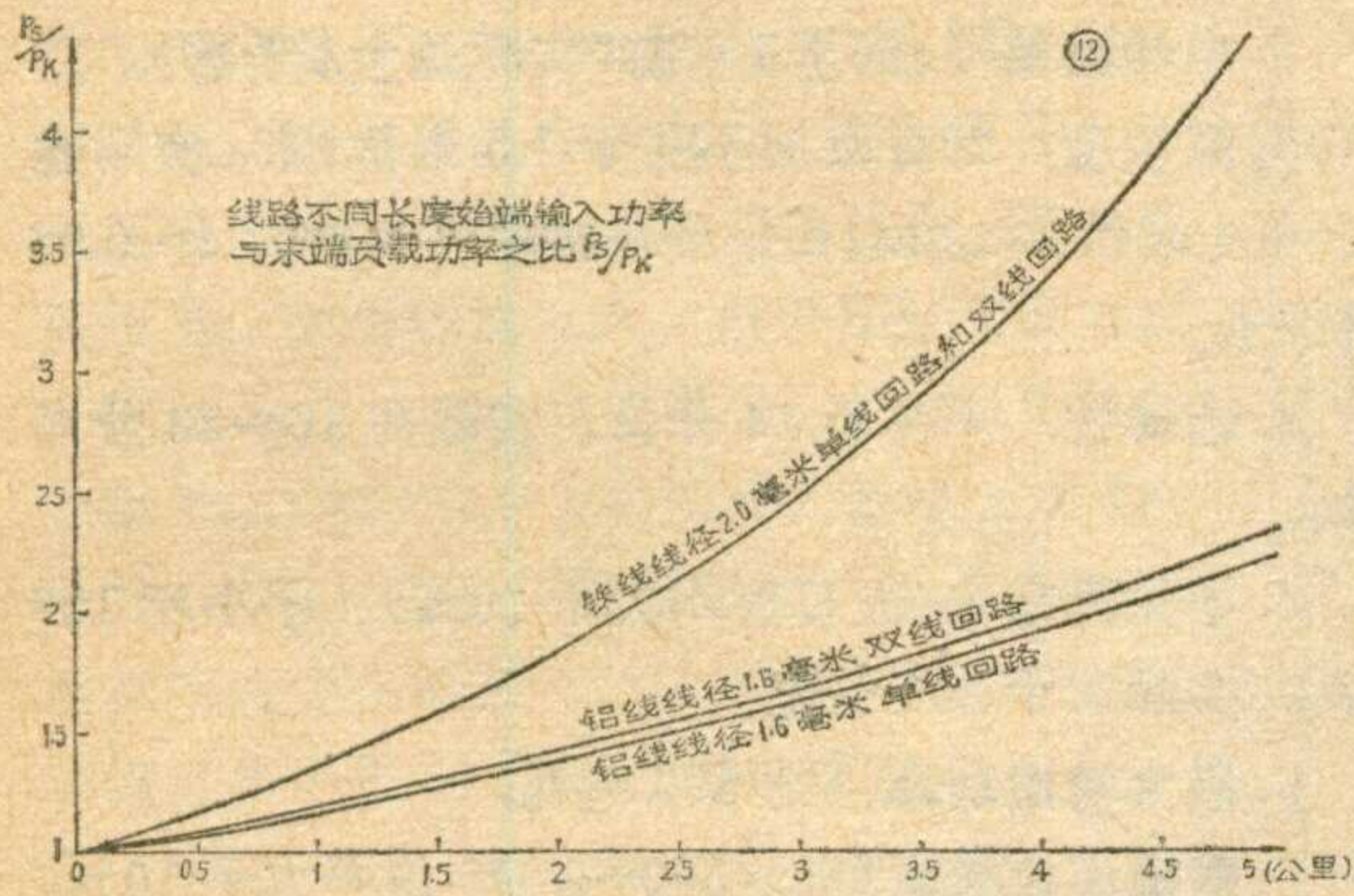


表 6

线路类别	φ 2.0 mm 单铁线	φ 2.0 mm 双铁线	φ 1.6 mm 单铝线	φ 1.6 mm 双铝线
特性阻抗(Ω)	180	350	120	180

为1.41), 则末端电压不低于 $\frac{40}{1.41} = 28.4$ 伏。如果要求用户电压为12伏, 用户变压器的电压比就应为:

$$n = \frac{28.4}{12} = 2.37$$



可取2.5:1, 匹配后的线路如图13。

5、关于扩音机保留功率储备的问题:

由于地下线在频率升高时输入阻抗降低, 输入功率增大, 为防止扩音机过载, 在配接地下线时应保留必要的功率储备。看来, 按地下表7

线路型式 线质	线径 (毫米)	长度 (公里)	送 端			末 端			效率 %
			电压 V	电流 A	功率 W	电压 V	负载 Ω	功率 W	
双线回路 铝芯	1.6	8.2	220	0.8	176	170	230	125	71
双线回路 铁芯	2.0	6.368	220	0.64	141	125	200	78.3	55.5

线的馈送功率加馈送变压器的损耗, 不应大于扩音机实际输出功率的百分之七十。

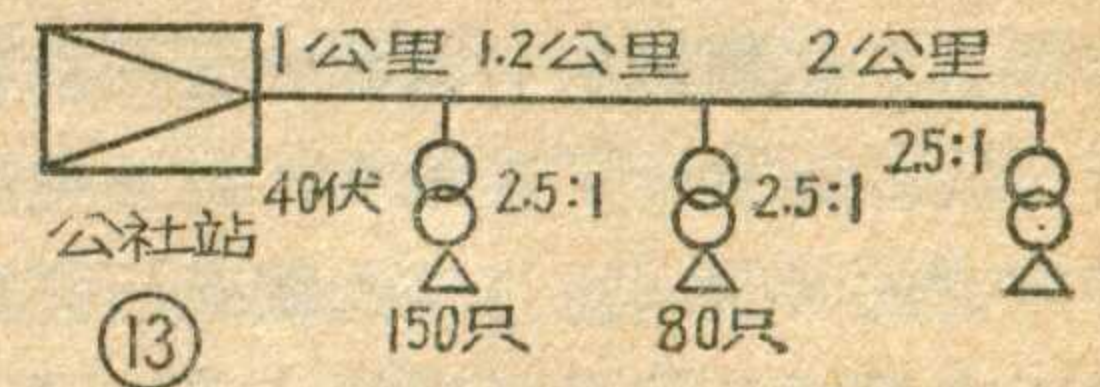
六、利用地下线输送50赫交流电源的试验

地下线由于对音频功率衰耗大, 限制了它的使用长度, 不能满足一个公社广播放大站服务范围的需要。主要原因是地下线对地电容太大。当频率低的时候, 线路的传输效率会大大提高, 这是因为容抗与频率成反比的缘故。比如, 在表二、表三中, 对于单铁线回路、线径为2.0毫米、长度为6.368公里、频率为1000赫、最佳负载时的线路传输效率是13.9%, 而100赫时可达50%; 对于单铝线回路、线径为1.6毫米、长度为8.2公里、频率为1000赫、最佳负载时的传输效率是30%, 而100赫时可达65%。可以断定, 用输送

50赫交流电源的办法可以使线路的传输效率更高。

基于上述考虑, 我们进行了利用幻线输送50赫交流电源的试验。测试结果如表7。

利用地下线输送220伏50赫交流电源, 沿途是可以保证人身安全的。因此, 可以设想把扩音机的功放级安装到生产大队。我们算了这样一笔账: 用双铝线回路8.2公里, 末端获得电源功率125VA, 可供输出60瓦的晶体管功放级电源, 公社只消耗电源141VA。如从公社输送音频功率使末端获得60瓦, 按线路传输效率为30%计算, 公社就需有180瓦的馈送功率。180瓦的功放消耗电源将需360VA。末端获得同样的音频功率, 电源消耗减少到40%。利用幻线送电源, 可利用实线送信号(音频或载频), 对于地下线由于电容大引起的频率失真, 可以加频率补偿网路予以改



善, 提高广播质量。

由此看来, 在不增加公社站电源消耗的前提下, 用输送交流电源把功放级下放到生产大队去的办法, 保持应有的频响指标, 延长地下线的使用长度, 满足一个公社服务范围的要求, 是有希望的。

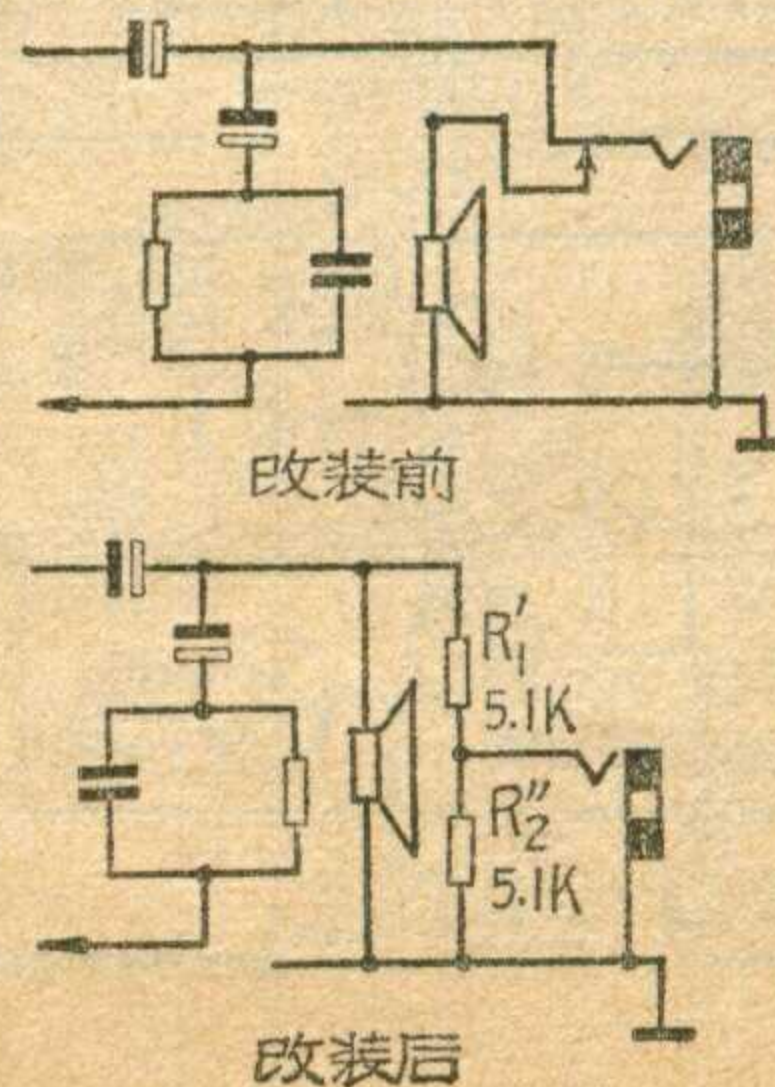
(续完)

改革LY—321型录音机小建议

LY—321录音机的原设计没有信号电压输出插孔和外接直流电源线接线柱, 我们在不影响原机性能的条件下, 作了如下适当改革, 使用很方便。

1、加装直流电源线接线柱。在

录音机的变速开关和电源开关之间的空地方, 安装一个小接线柱, 把正极引线就近接地, 而将负极引



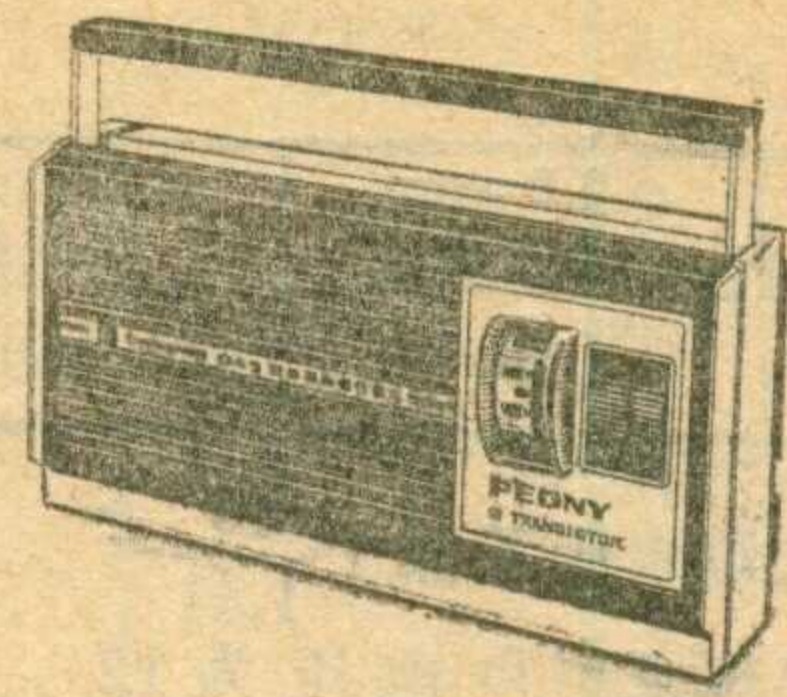
线接到电源开关的进线点上。

2、改加信号电压输出插孔。利用原机上的外接喇叭插孔, 将原来插孔的常闭接点锯掉, 用原来焊片作支架片, 接上外加的分压电阻。这样改变后, 输出电压可达1伏, 而失真度在搞流动广播的情况下还是允许的。具体接线见附图。

(济南汽车制造厂广播室)

牡丹牌 942型

半导体收音机



北京无线电厂产品组

这是一种普及型的四级便携式收音机。采用 9 个三极管和 2 个二极管组成超外差式电路，有两级中放并加有二次自动增益控制电路，因此具有较高的灵敏度，而且对一般较强信号也都能得到满意的收听效果，不致产生阻塞。低放部分由于采用了无变压器的复合互补对称推挽电路，以及使用 $\phi 130$ 毫米的较大口径扬声器，使音质得到了改善。

一、设计主导思想

牡丹 942 型机的设计，是贯彻“鞍钢宪法”，坚持工人、干部、技术人员三结合，实行开门搞设计的成果，在我厂党委领导下，在各车间工人同志的大力支持下，我们经过四个月的奋战，设计试制成功三台样机。为了满足广大工农兵的要求，我们采取走出去、请进来的方式广泛征求工农兵和商业部门的意见，并将样机拿到偏僻的农村和收音环境较差的山区去试听，同时还召开了座谈会，讨论电路形式、外形结构等方面的问题。通过这些调查研究活动，加深了我们为工农兵服务的思想感情，了解了工农兵的需要，明确了设计的方向，努力满足贫下中农提出的大机壳、大电池、大喇叭、低成本等要求。

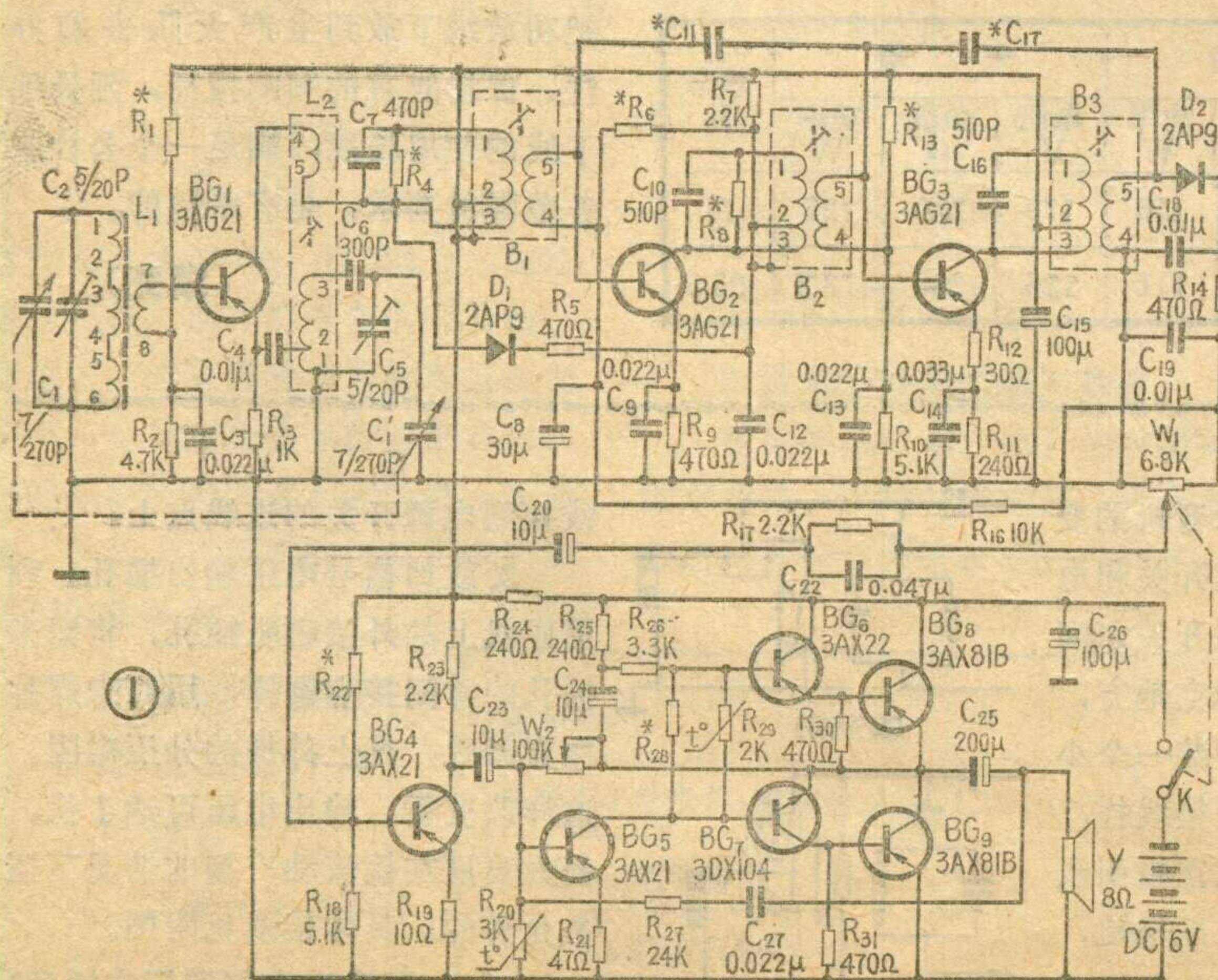
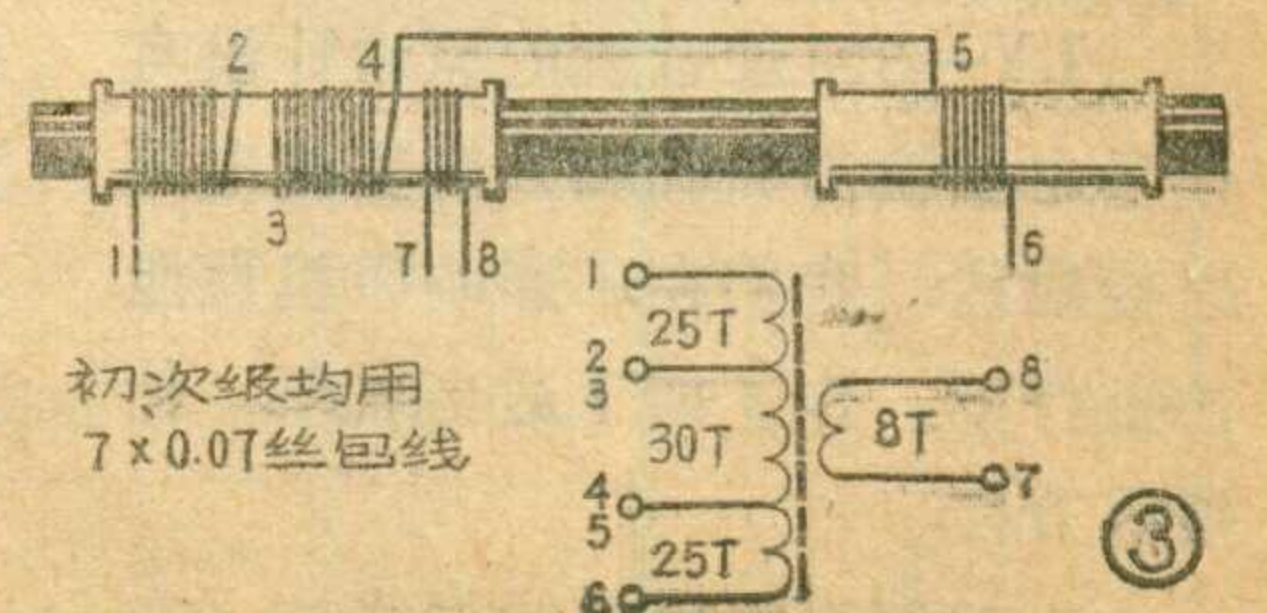
二、主要电性能

1. 频率范围：535~1605 千赫。
2. 中频频率：465 \pm 5 千赫(实际是 \pm 3 千赫)。
3. 灵敏度：20分贝时不劣于 1.5 毫伏/米，实际在 0.2~0.4 毫伏/米之间；6 分贝时实际可达到 0.04~0.08 毫伏/米。
4. 选择性：不劣于 14 分贝，实际在 16~23 分贝之间。
5. 不失真功率(失真度不大于 10%)：不小于 150 毫瓦，实际大于 300 毫瓦。
6. 最大输出功率：约 500 毫瓦。
7. 整机谐波失真(电)：300~3000 赫不大于 10%。
8. 电源电压：直流 6 伏(1 号电池四节)。
9. 耗电量：无信号时约 18 毫安；额定功率输出时不大于 80 毫安。

三、电路简介

整机电路见图 1。印刷电路见图 2。本机输入调谐回路由 L_1 、 C_1 、 C_2 等组成。本振回路由 L_2 、 C_1' 、 C_5 、 C_6 组成。输入回路采用 MX-400 Y- $\Phi 10 \times 200$ 毫米磁棒。调谐线圈采用 7×0.07 毫米丝包线，并分三段绕制，以提高回路 Q 值(见图 3)。

变频管 BG_1 采用 3AG21~3AG24。为了得到较高的信噪比和降压特性，选用管子噪声比在 4.5 分贝以内，并将 BG_1 集电极电流 I_c 控制在 0.4~0.6 毫安左右。这时的晶体管噪声较小，增益也较高，使接收弱小信号时能得到清晰的效果。第一中频变压器和第二中频变压器 1、3 端并联有 100~130 千欧电阻 R_4 和 R_8 ，这样不但使

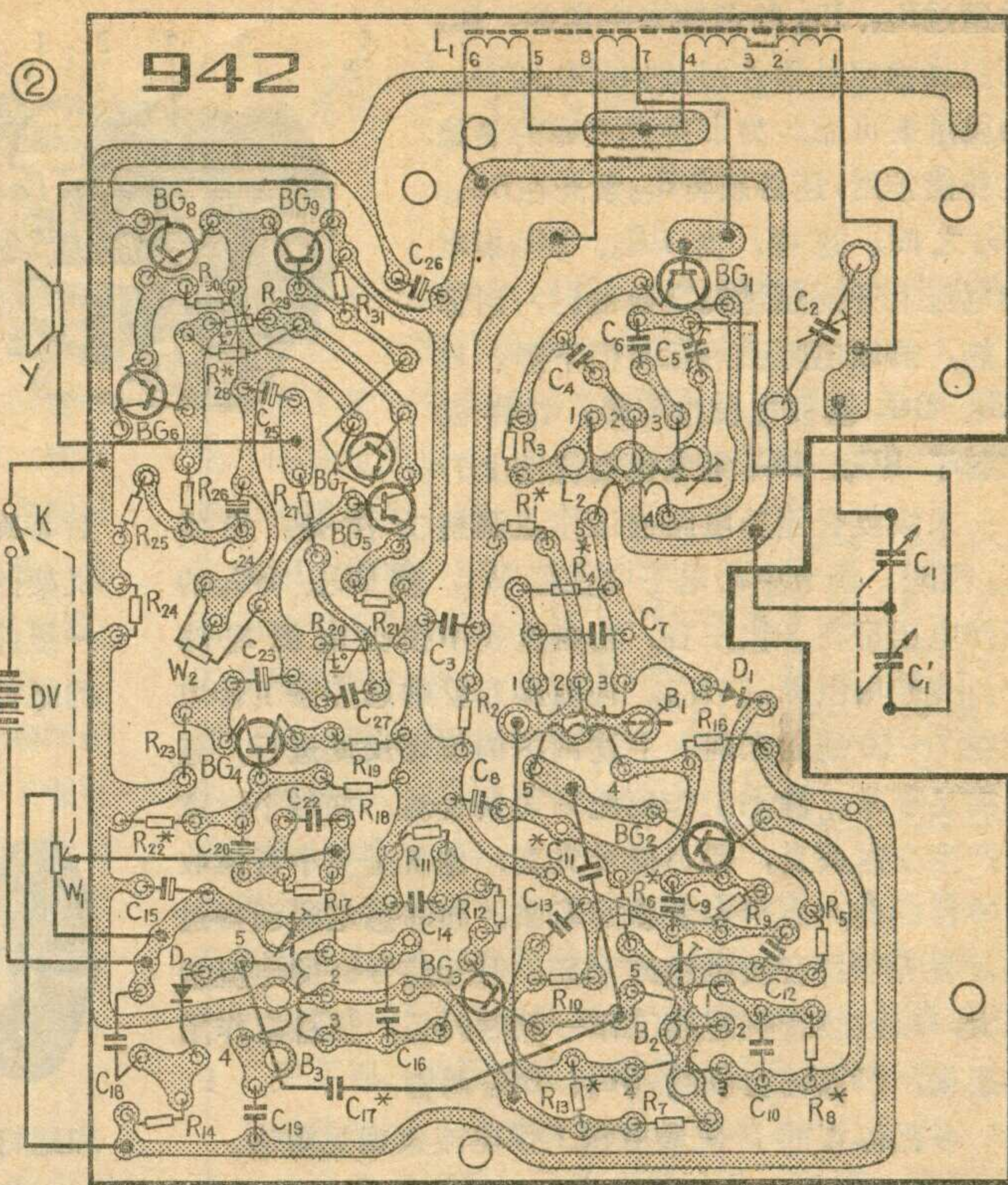


中频更为稳定，同时还展宽了通频带。第一中放管 BG_2 的集电极电流 I_c 控制在 $0.3 \sim 0.4$ 毫安，以防止中频增益过低或产生自激等现象。

R_{16} 、 C_8 是起自动增益控制作用。由于本机灵敏度较高，为了防止接收强信号时产生阻塞和自激现象，还加了二极管 D_1 和 R_5 ，起二次自动增益控制作用，并使中放级的工作更为稳定。

为了得到足够的低频增益，低放部分由 6 只管子组成。检波后的音频信号经由音量控制电位器 W_1 送入前置低放管 BG_4 作前置放大，放大后的信号由 C_{23} 耦合到 BG_5 作末前级放大。为了使 BG_5 工作稳定，下偏流电阻 R_{20} 采用热敏电阻。由于 BG_5 的集电极电流 I_c 稳定，而且在电阻 R_{28} 上并联了热敏电阻 R_{29} ，使 BG_6 、 BG_7 两管的基极之间（图中 R_{28} 两端）的电压稳定不变，不受 BG_5 集电极电流变化的影响，从而使末级推挽功放级集电极电流 I_c 得到较好的稳定。

BG_6 、 BG_8 和 BG_7 、 BG_9 四管组成复合互补推挽电路。当负半周信号输入 BG_6 、 BG_7 的基极时， BG_6 导通， BG_7 截止，信号经过 BG_6 、 BG_8 复合管放大后，通过电容器 C_{25} 加到扬声器上；当正半周信号输入 BG_6 、 BG_7 的基极时， BG_6 截止， BG_7 导通，信号经过 BG_7 、 BG_9 复合管放大后，通过电容器 C_{25} 加到扬声器上。结果在扬声器上就得到被放大的全波的音频信号。一个信号周期内，上两管和下两管各进行一次放大。为了得到足够的输出功率，末级采用复合管的形式，构成了复合互补推挽功放。由于复合管 BG_6 、 BG_8 的总放大倍数，是组成复合管的 BG_6 和 BG_8 两管的放大倍数的乘积，即上两管的总放大倍数等于 $\beta_6 \cdot \beta_8$ ；同样下两管 BG_7 、 BG_9 组成的复合管的总放大倍数等于 $\beta_7 \cdot \beta_9$ 。因此，这样的组合，不但提高了输出功率，而且便于选管，只要上两管的总放大倍数和下两管的总放大倍数基本相等，即能满足互补推挽的要求，而不必要求 BG_6 和 BG_7 两管的 β 一定要相等，这就给选配管子带来了方便。但在计算上、下两边管子的 β 值时，由于 BG_6 与 BG_8 、 BG_7 与 BG_9 加了分流电阻 R_{30} 、 R_{31} ， BG_6 、 BG_7 的有效 β 值已经下降， R_{30} 、 R_{31} 阻值越小，分流越大，有效 β 值下降得越多。所以在计算时应把这方面的因素考



虑进去。

此外，在选管时仅仅注意管子的电流放大系数 β 还是不够的，还要考虑这四个功放管的其他参数，如集电极与发射极的穿透电流 I_{CEO} 、集电极与基极的穿透电流 I_{CBO} 、发射极与基极的穿透电流 I_{EBO} 。 BG_6 的直流参数 I_{CBO} 和 I_{EBO} 一般不要大于 12 微安； I_{CEO} 不要大于 550 微安。 BG_7 用 3DX 104，它的 I_{CBO} 、 I_{EBO} 、 I_{CEO} 都小于 1 微安，指标远远低于锗管，所以问题不大，在维修时也可以用 3DG6 系列的管子代用。 BG_8 、 BG_9 的 I_{CBO} 和 I_{EBO} 都不要大于 15 微安； I_{CEO} 不要大于 700 微安。这些管子的穿透电流越大，管子的静态电流消耗也越大，工作的热稳定性也越差，所以穿透电流太大的管子不宜使用。

C_{25} 是音频输出耦合电容器。这个电容器的容量越大，低半功率点的频率 f_D 越低；容量越小则 f_D 越高。本机负载为 8 欧，低半功率点的频率要求能达到 100 赫，所以

$C_{25} = 1 / (2\pi f_D R_L) = 1 / (6.28 \times 100 \times 8) = 200$ 微微法。

为了使音质更好听些，由 R_{17} 、 C_{22} 组成高音提升网络；由 R_{27} 、 C_{27} 组成提升低音的负反馈电路，这样可减小失真，改善了音质。

复合管的工作点

	BG_1	BG_2	BG_3	BG_4	BG_5	BG_6	BG_7	$BG_{8,9}$
β	80~200	25~80	150~300	20~60	50~150	15~60	15~60	20~80
I_c (mA)	0.4~0.6	0.3~0.4	0.8~1.2	1.1~1.8	五管共 7~10 毫安			

是通过 R_{28} 、 R_{29} 的调整来决定的。 R_{29} 还起热稳定补偿作用,热敏电阻 R_{29} 的质量要可靠。为了得到可靠的热稳定补偿作用,还必须将 R_{29} 紧夹在 BG_8 、 BG_9 集电极电流上升到超过规定数值时,两管发热,热敏电阻受热后阻值下降,使 BG_8 、 BG_9 基极电位也下降,这样就控制了 BG_8 、 BG_9 集电极电流的上升。

末级复合互补电路的工作点调整方法是:先将 R_{24} 挑开。调节中心电平电位器 W_2 ,使 BG_8 、 BG_9 的工作电压都在3伏左右。将电流表串接在电源电路中,变换电阻 R_{28} 、 R_{29} ,使输出五管的总静态工作电流在7~10毫安之间。上述两项调节需反复进行,直到满足要求。静态工作电流调得要合适,如过小,就会产生交越失真,即小信号失真,也就是关小音量收听节目时会产生声音发憋的现象。如静态电流调得过大,收听节目音质虽然比较好,但无信号时的电流消耗大,以致收音机连续工作一段时间后,热稳定作用要恶化,严重时烧毁 BG_8 、 BG_9 两管。

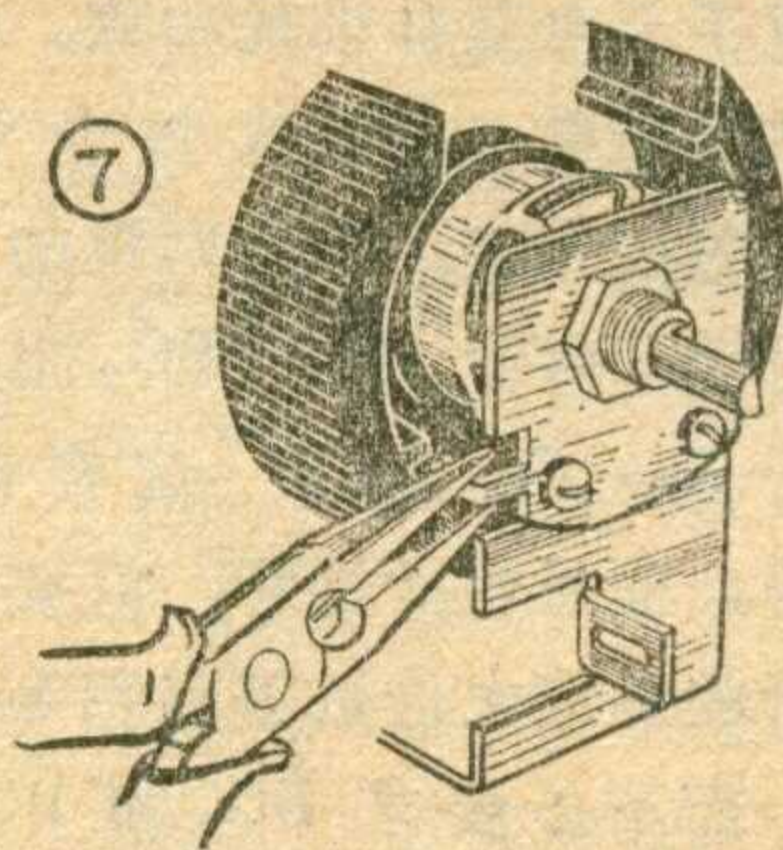
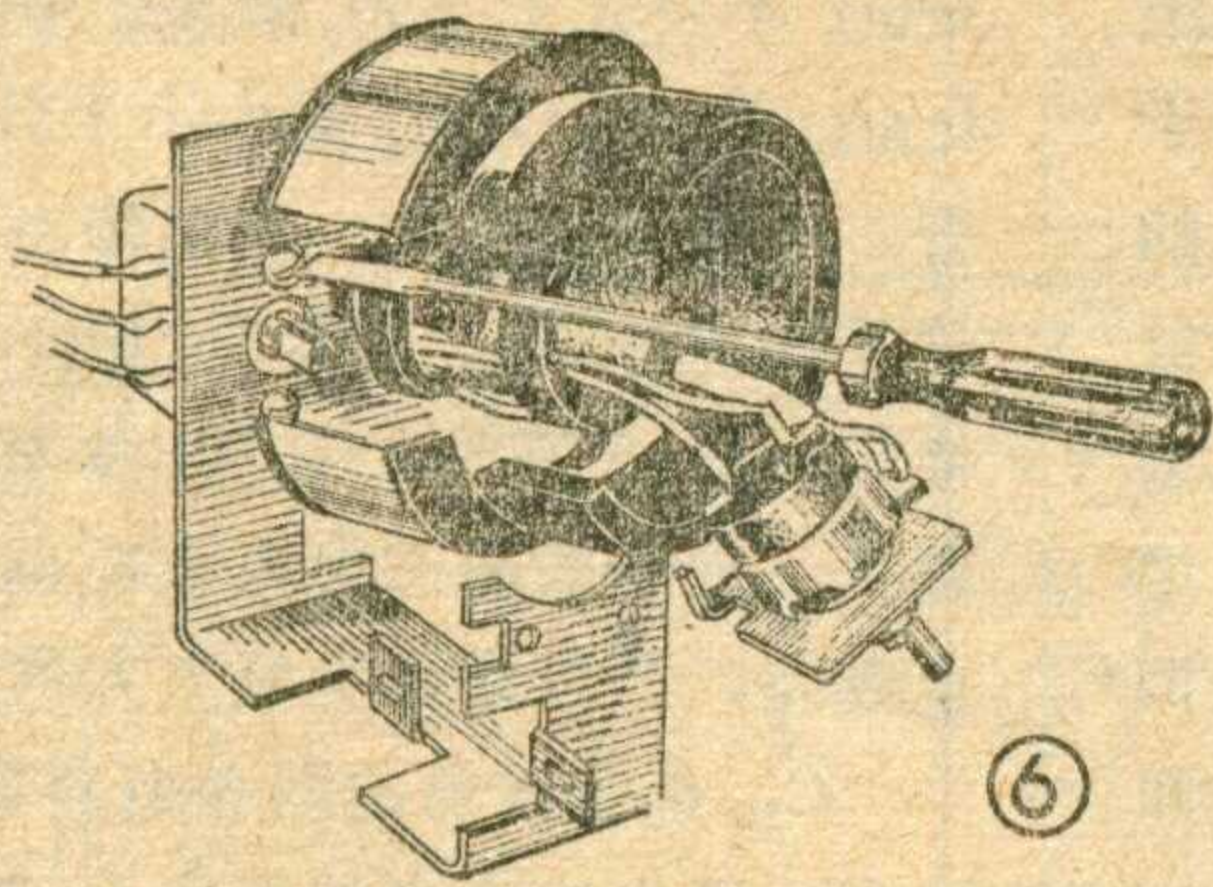
各晶体管的 β 值选用和工作电流数据见附表。

四、线圈特性和数据

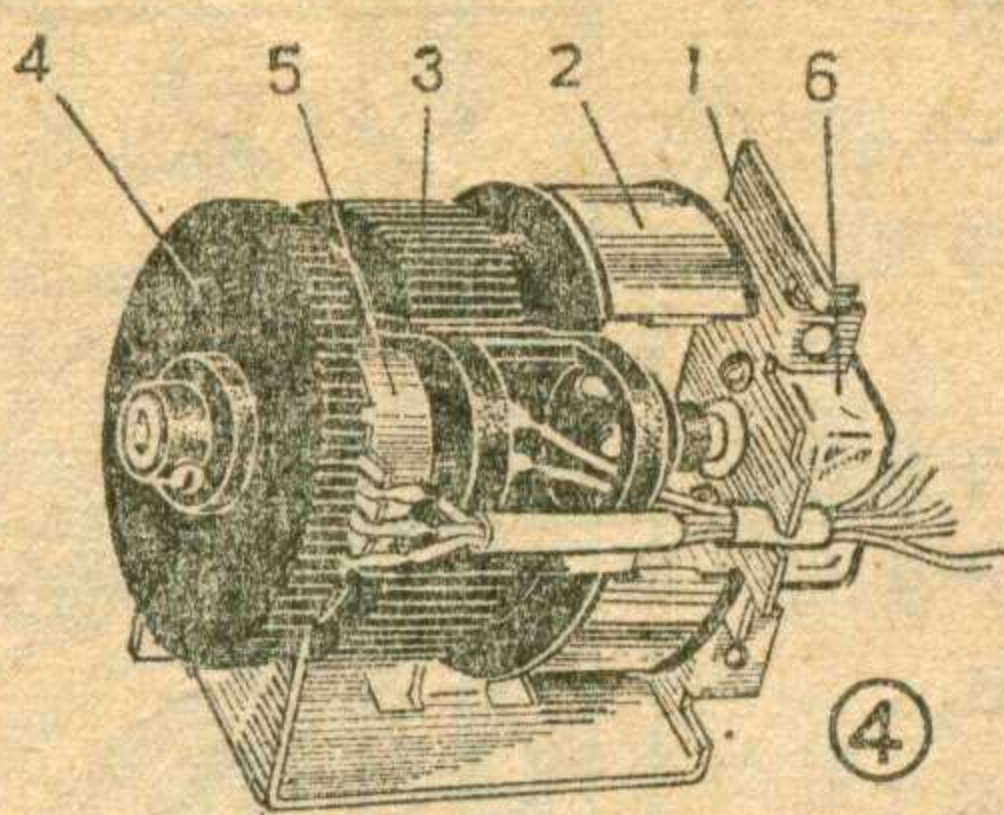
中波天线线圈 L_1 的绕制数据见图3,其初级电感 ≥ 260 微亨, $Q \geq 150$ 。中波振荡线圈 L_2 采用北京海淀电器厂SZZ₁型振荡线圈, $Q \geq 100$ 。中频变压器 B_1 、 B_2 、 B_3 分别采用该厂SZP₁、SZP₂、SZP₃各型,其 Q 值均为80~120。

五、结构特点

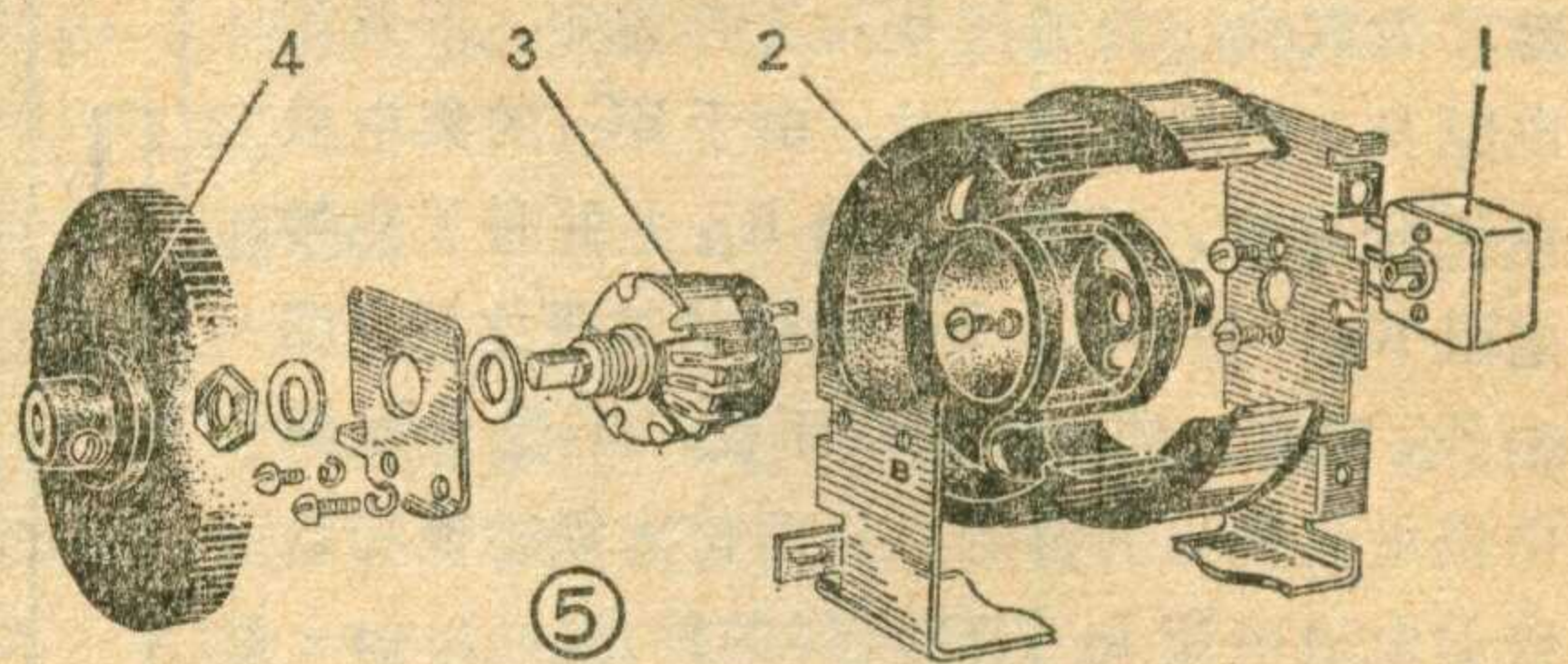
本机的调谐机构设计成直拨式,且调谐旋钮与音量调节旋钮装在一处,结合成为一整体,因此使用方便,灵活。这种结构比较新颖,具有独



特风格。图4是它的全貌。它是由机架1、刻度盘2、频率调谐旋钮3、音量及电源开关旋钮4、附电源开关的音量电位器5、小型薄膜双连电容器6等件组成。安装次序见图5。安装时双连电容器有引出线的一面应向机架的平直边,不然整个组件安装后刻度盘位置就反了。调谐旋钮安装时应将双连旋向容量最小的一端,然后将旋钮的开口处向下,与双连轴插接。电位器装在机架的一个附片上,拆卸时应连同附片一起拆下。这一组件固定在机架上,其中有一固定孔使用的是较长的螺钉(M3×8),在固定电位器时应使它的接地焊片和螺钉接触,以作定位。最后装音量旋钮。



性。CR1-1、CR1-3、CR1-4是电容式传声器,是一些高保真度传声器,具有较高的灵敏度、较平直的频响,指向性有O型和“心”型(参看封三表中所绘)两种,常用于剧场及要求较高的语言、音乐播送的场合。由于性能优越,对保管和使用的要求就较高。



封三还列出了各种形式的支架,可与各种传声器配合使用。

机架附片上的限位销的作用,是防止双连受到过大力量旋动过头而损坏。可用尖嘴钳拨动调整,使它在双连旋至高、低两端极限位置时都能和调谐旋钮上的两处限位突起楞接触,如图7所示。

几种国产广播传声器的特性参数

封三说明

传声器(通称“话筒”)是广播录音设备中不可缺少的声电换能器件。这里介绍的是目前常用的几种传声器。CD3-11、CD1-2、CDZ1-1是动圈式传声器,由于它们使用时要求简单,所以广泛地用在国民经济各部门。其中CDZ1-1型传声器是一种性能比较优越的新型动圈式传声器,它是由两个动圈话筒组合而成,因此频带较宽,频响较平直,有较好的指向

(北京第一无线电器材厂)

怎样使波段高低端本振电压均匀?

杨锡福

超外差式收音机的本机振荡输出必须足够强,以保证有适当大小的中频输出信号。但是输出太强也会产生不良后果。因为振荡太强,谐波频率的电压也相应增大,当这些谐波与外来信号的谐波差拍后,这个差拍信号有可能通过中频放大级,产生啸叫。在波段的高频段,这种现象尤其明显。此外,振荡过强,会使变频增益减小,噪声增加,降低了收音机的灵敏度,还能通过输入电路向外发射,影响邻近的收音机。

以上这些现象,在同一波段内,都是随着频率的升高而增加的。这是为什么呢?大家知道,为了保证变频级工作正常和稳定,以及有足够的增益,一般都选用其截止频率是实际工作频率的三倍以上的晶体管。所以振荡器的效率在很大程度上取决于振荡回路的谐振阻抗 Z_0 , Z_0 值越大,在其他条件不变的情况下,振荡器的效率就越高。我们知道

$$Z_0 = 2\pi f L Q,$$

其中: L 为本振线圈电感,一般收音机在同一波段内 L 多为固定的; Q 为振荡线圈的品质因数,在同一波段内 Q 的数值一般变化不大;只有式中的 f 在波段内是变化的。因此从上式可以看出,在使振荡回路频率 f 从较低频率(低端)调到较高频率(高端)选择电台时, Z_0 的数值将随着频率 f 的增高而增大,这就使得振荡器的效率在波段高端比波段低端高一些,也就是说本振的输出电压随频率的升高而增大。

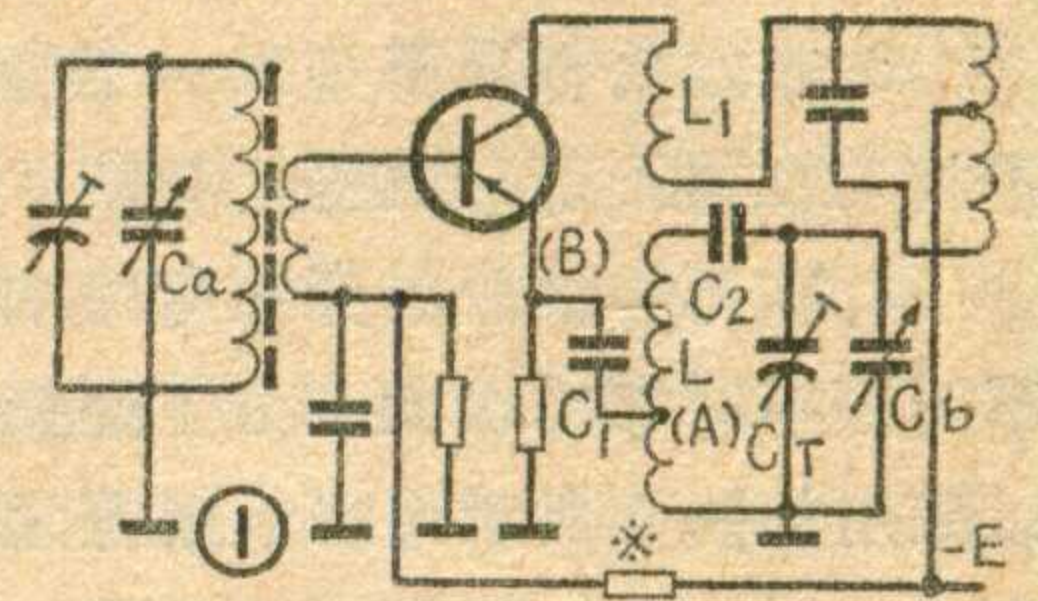
这种振荡电压的不均匀,造成一部分频段增益高,一部分频段增益低;并且使得啸叫、噪声大等现象多半出现在同一波段的高频段,严重时会影响正常收听,若使高频段的振荡强度恰到好处,则低频段将会振荡微弱,甚至不振。

毛主席教导我们:“矛盾着的对立的双方互相斗争的结果,无不在一定条件下互相转化。在这里,条件是重要的。没有一定的条件,斗争着的双方都不会转化。”

振荡电压的均匀和不均匀是一对矛盾,存在这种矛盾是由于收音机在工作中调动可变电容器引起回路谐振阻抗 Z_0 变化这样的条件下造成的。因此,如果我们改变这种条件,创造另一种条件,设法使 Z_0 随频率升高而降低,就能促使矛盾转化。从 $Z_0 = 2\pi f L Q$ 可知,我们是在其中的 Q 值不变的条件下, Z_0 才随着 f 的增高而增高。如果我们设法使 Q 变化,并且让它随着 f 的增高反而降低,这样就能抵消 f 变化所产生的影响,使振荡电压均匀。

怎样解决这个问题呢?我们需要对具体事物进行具体分析,才能找出办法来。

图1是一个典型的发射极注入式晶体管变频电路。本振电压由 L 、 C_2 、 C_b 、 C_T 和 L_1 组成的电感反馈式电路产生。从 L 的抽头引出,经过耦合电容器 C_1 注入变频管发射极。据经验,加到 B 点的振荡电压,中波约 150~200 毫伏;

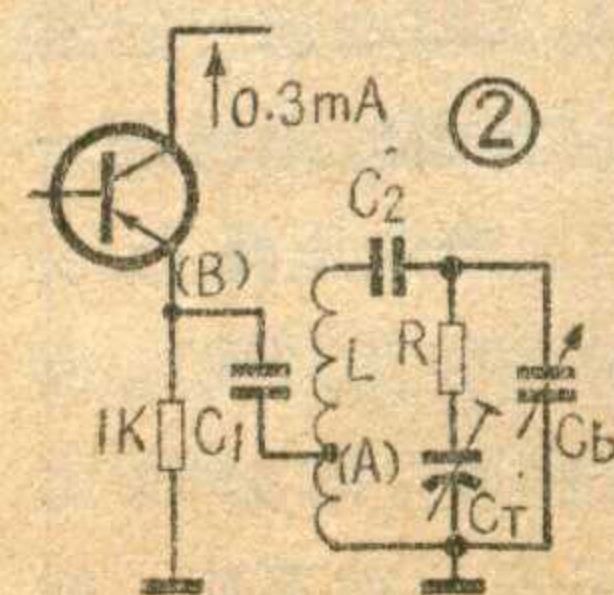


短波 200~300 毫伏为宜。调整振荡电压的高低,主要是靠增减 L_1 的圈数和改变 L 上抽头 A 的高低来实现。但是这个调整仅在装机或修理时调整一次以后就不动了,并不解决波段高低端振荡电压均匀的问题。

如前所述,改变 Q 值可以影响 Z_0 的变化。本振回路的 Q 值与回路的交流损耗有关。如果在回路内加入适当的电阻会使 Q 值降低,从而使 Z_0 降低。但是据试验,在本振回路内串联一个电阻或在 L 两端并联一个电阻并不解决问题,因为对低频段的影响也很显著。

进一步分析可知,回路中的电容 C_b 的容量是在数百微微法至几微微法之间变化,借以改变振荡频率。 C_T 是用来调高端同步跟踪和拉覆盖用的,收音机调好后,它的容量是不变的。这个电容为几微微法至数十微微法。当在低频段, C_b 的容量为数百微微法时, C_T 的容量仅是 C_b 的百分之几,它的影响可说是微乎其微;但当 C_b 逐渐向高频段调动,即片子大部旋出,容量逐渐变小时, C_T 的影响就成了不可忽视的因素,甚至成为决定性的因素。利用这种因素,我们在 C_T 的支路内串联一个电阻,如图2,就可收到随着回路振荡频率的升高而降低回路的 Q 值的效果。实验证明,这个办法是有效的。在一个波段内,可以使回路的谐振阻抗 Z_0 大致不变,因而振荡电压在波段内比较均匀。

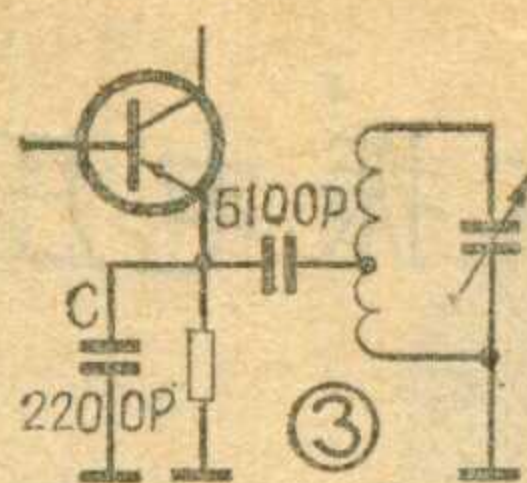
R 的阻值在中波约为 300 欧; 2~6 兆赫约为 50 欧; 6~12 兆赫约为 25 欧合适。



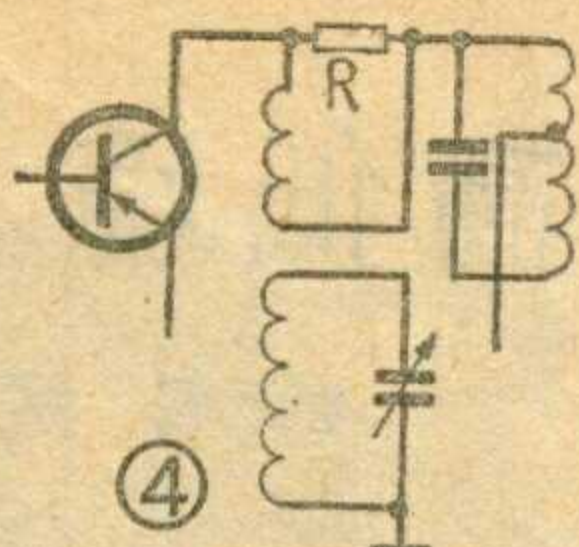
在业余条件下,要想了解振荡输出的强弱,可用万用表测量发射极对地电压来检查。附表就是一些实测数据,可作对比来观察波段内振荡电压稳定的情况。

除了上述措施外，以下几种办法也是有效的。

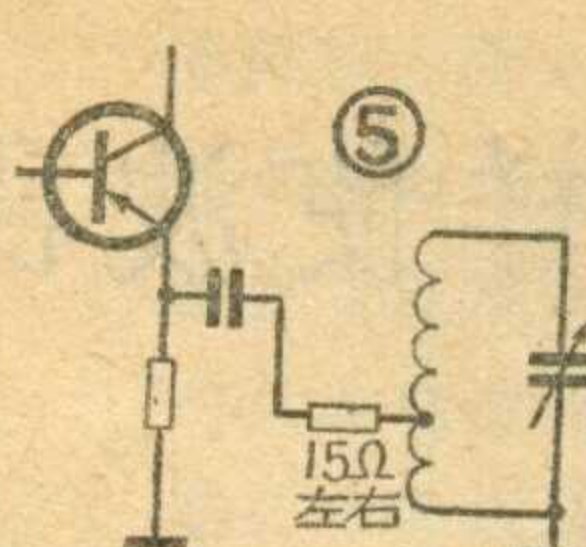
1、在振荡管发射极电阻上并联电容 C，如图 3。因为随着频率的升高，电容 C 的容抗将降低，这就使得高频段的振荡电压能得到较多的旁路，所以整个波段内振荡电压较为均匀。



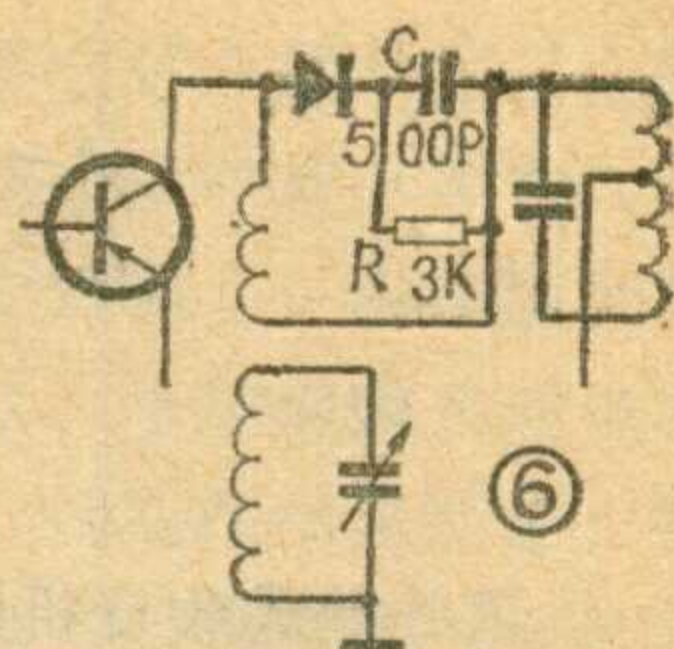
2、在反馈线圈的两端并联电阻 R，如图 4，阻值约为数千欧（一般多为 2 千欧），可由试验决定。



3、在发射极回路串入一个电阻，可使振荡电压的不均匀性得到部分改善，如图 5。



4、在有短波段的变频电路中，其本机振荡电压在不同频率时相差较大，为了使振荡电压保持恒定，可以采用如图 6 所示用二极管等元件组成的电路加以稳定。当振荡电压正常时，由于二极管的整流作用，在电阻 R 上产生电压降，并使电容器 C 充电。若 RC 时



间常数选用得当，RC 两端就会出现一个对二极管而言的反向偏压，使二极管内阻增高，振荡电能被旁路较少。但当振荡电压过强时，由于线圈两端的振荡电压高于 RC 电路的反向偏压，于是二极管导电，内阻变低，使过强的振荡电能受到一定衰耗，从而保持振荡电压均匀。

笔者认为，图 6 与图 2 结合是效果最好的，值得推荐。

为了使振荡电压均匀，还要注意选用质量较高的振荡回路垫整电容器，以提高本振回路在低频段的 Q 值，否则会加大振荡电压的不均匀性，甚至造成停振。此外，在多波段的收音机中，划分波段时不要使覆盖系数过大，也就是不要使每个分波段的频率范围过宽，特别是频率较高的短波部分。因为这样不但调谐容易，而且振荡电压在波段内也较为均匀。

条件	频率	6 MHz	9 MHz	12 MHz
	V_B			
C_T 支路不串接 R		0.31 V	0.34 V	0.39 V
C_T 支路串接 R		0.3 V	0.33 V	0.3 V

低频放大电路

(续)

金国钧

二、怎样使低放部分稳定工作？

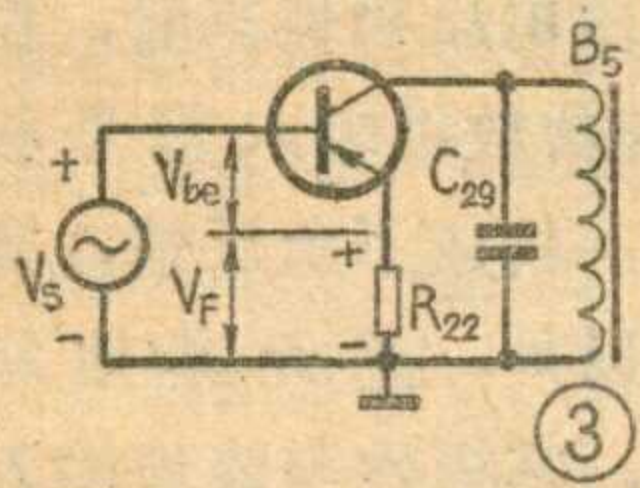
低放部分要有足够的功率增益，但必须稳定，不能因环境温度变化或放大器输入电平的变化使输出受到很大影响，为此，图 1（参看上期 27 页）电路中采取了两个措施。

1. 采用电流串联负反馈提高放大器的稳定性：以推动级为例，在静态（即无信号输入）时，低放管 BG_4 发射极的旁路电容 C_{28} 相当于开路（直流电流不能通过 C_{28} ），而发射极电阻 R_{21} 又远大于 R_{22} ，所以只要先确定 R_{20} 、 R_{21} ，然后调整 R_{19} ，就可确定该级直流工作点，使 $I_{C4} = 1.1 \sim 1.3$ 毫安，其中 R_{21} 就起到稳定直流工作点的作用。譬如，当环境温度升高时，引起 BG_4 管集电极电流增加一个 ΔI_{C4} （即增加一定数值），发射极电流可近似为 $I_{E4} \approx I_{C4}$ ，也将相应地增加一个 ΔI_{E4} ，并自下而上流过 $(R_{21} + R_{22})$ ，产生压降 $\Delta I_{E4} (R_{21} + R_{22})$ ，电压极性是下正、上负，使发射极电位 V_{E4} 下降；而基极电位 V_{B4} 是由 R_{19} 和 R_{20} 的分压比所确定的，一旦直流工作点调定，分压比就不变，即

V_{B4} 亦稳定不变，故当 V_{E4} 下降时，相当于发射结 $b-e$ 间的正向偏压 V_{eb} 减小，引起基极电流 I_{B4} 减小，而 $I_{C4} = \beta I_{B4}$ ，所以 I_{C4} 也减小，结果就被拉了回来，起到了温度稳定作用。

在动态（即有信号输入）时，旁路电容 C_{28} 相当于短路（信号交流电流通过 C_{28} 遇到的阻抗很小），故 R_{21} 被短路不起作用，只有 R_{22} 仍串在 BG_4 管发射极，我们可将该级电路交流工作状态简化成图 3 所示。其中 V_S 为这一级的输入信号，即检波级送来的音频信号，管子的工作状态相当于在直流上叠加了一个交流信号，譬如当信号正半周时，使基极电位往正向升高，相应地发射结正向偏压减小，发射极电流随之减小，在 R_{22} 上的压降也就减小，发射极电位往正向升高；反之，当信号负半周时，发射极电位则降低。换句话说，在共 e 电路中，发射极输出电压与基极输入电压是同相的。图 3 中表明，在某一瞬间，输入电压 V_S 的极性是上正、下负，经放大后信号电流在 R_{22} 上产生的压降 V_F 的极性也是上正、下负的。对放大器输入端来说， V_F 与 V_S 是反相串接加到输入端 $b-e$

间的，即真正的输入电压 $V_{be} = V_S - V_F$ ，因而 V_F 的作用是使输入信号减小，从而使放大器增益下降，我们叫这种反馈为电流串联负反馈。负反馈的作用虽然使放大器增益下降，但能使增益稳定。譬如，若有某种原因使 V_S 增加，则经放大后，在 R_{22} 上产生的反馈电压 V_F 亦相应增加，由于两者极性相反，抵消了 V_S 的增加，使输入电压 V_{be} 保持不变，起到了稳定增益的作用。显然，反馈电阻 R_{22} 越大，负反馈就越深，增益就越稳定。当然增益也就更低了。所以一般 R_{22} 取得较小，稍微加上一点负反馈就可以了。



同样，推挽功放管 BG_5 、 BG_6 共用的发射极电阻 R_{27} (10 欧)，也兼有稳定直流工作点和稳定交流增益的作用，因功放级的静态和动态工作电流

都较大，故 R_{27} 不宜用得过大，一般总选用 5 欧或 10 欧电阻，否则将使放大器的功率增益下降太多。

2. 采用热敏电阻进行温度补偿，以稳定直流工作点：由于推挽功放工作在大信号状态，其工作点的温度稳定性就特别重要，因而图 1 电路中除了采用上述 R_{27} 的电流串联负反馈外，还采用热敏电阻 R_T 并联在偏置电阻 R_{25} 两端，进行温度补偿。

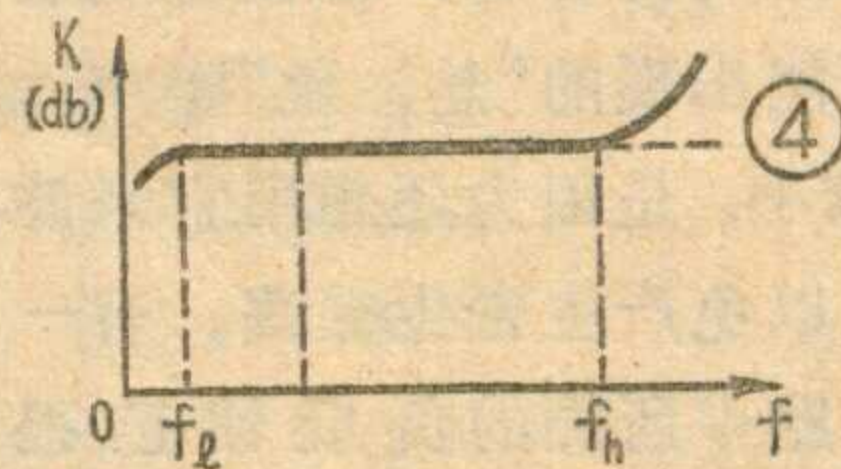
热敏电阻 R_T 具有负温度特性，其阻值随温度升高而减小。所以当环境温度升高，引起推挽管集电极电流 I_c 增大时，由于 R_T 减小，使 R_T 与 R_{25} 的并联值也随着减小，改变了偏置电路的分压比，使基极电位 V_b 向正方向升高，即发射结正向偏压 V_{eb} 相应减小，从而将 I_c 拉了回来。如果环境温度升高， R_T 减小的作用能抵消 I_c 的增大，这就实现了温度补偿。热敏电阻一般根据环境温度的要求，用实验的方法确定。由于热敏电阻的一致性较差，在大批生产中又不便仔细选配，因而很难百分之百地实现温度补偿，只能说对直流工作点的温度稳定性有所改善。在图 1 电路中， R_T 可在 150~360 欧之间选配。

三、怎样使声音好听？

收音机的声音是否好听？主要取决于两个因素：第一是放大器的失真要小。因为从检波级送来的音频信号，其频率范围是很宽的，尤其在收听音乐时，低到几十赫，高到十几千赫，对于频率范围这样宽的音频信号，放大器的增益 K 应该是一致的，即对不同频率的信号都给以同样的放大，通常用所谓频率响应曲线来表示放大器的这一特性，如图 4 所示，这条曲线应该是平坦的；第二是喇叭的电声转换特性要好，即它的声压失真要小，无论低音、中音、高音都要能清晰地放出来。一般在便携式晶体管收音机中，由于所用喇叭口径较小，受到制作工艺方面的限制，其声压

特性总不易做好，对于 200~3000 赫的中音区放音较好，而对低于 200 赫、高于 3000 赫的音频信号，放音就较差。因而一些高传真度的扩音机中，除了对放大器的失真要求较高外，还要求使用大口径的喇叭，以减小声压失真。此外，收音机的声音是否好听，与外壳的设计也有很大关系。那么为什么我们听一般便携式收音机时，对低音、高音的不足感觉并不十分明显？这是因为人的耳朵对中音最敏感，只要中音丰满一些，对高、低音的感觉就不会很灵敏。基于这种情况，便携式晶体管收音机的低放部分，其频响能做到 200~3000 赫就很不错了。

图 4 频响曲线的低端 f_l 处，是靠输入、输出变压器的初级电感来保证的。初级电感越大，对低音频 f_l 的感抗也就越大，放大器的增益 K 也就越高，当然低音 f_l 就显得丰满。一般晶体管收音机用的输入、输出变压器，其初级电感可用公式 $L_1 = R_o / 4f_l$ 近似计算。譬如前面已计算得到，功放级的负载阻抗 $R_o = 120$ 欧。若放大器低端频响要做到 $f_l = 100$ 赫，则要求输出

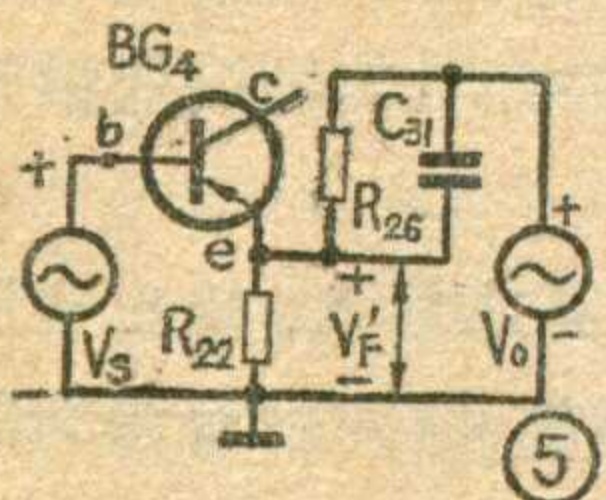


出变压器初级电感做到 $L_1 = 120 / (4 \times 100) = 0.3$ 亨，即要求 B_6 的初级电感 $L_1 \geq 0.3$ 亨才行。同样也可算出输入变压器的初级电感 ≥ 2.5 亨。两个变压器的

铁心均用截面积 5×7 毫米² 的 D44 号硅钢片。

由图 4 曲线可以看出，在频率高端 f_h 处，曲线开始往上翘，即产生了失真。这一方面是因为变压器初级感抗随频率升高而增大之故；另一方面是变压器漏感随频率升高其影响也越来越严重，使得漏感与线圈电容串联谐振，从而增益显著上升，产生严重失真；再加上用的喇叭口径小，声音本来就较尖，所以使收音机的高音较刺耳、难听。为此，图 1 电路中采用了两个措施来改善高频响。其一是采用电压串联负反馈来削减高音：如图 1 中用 R_{26} 与 C_{31} 并联，从喇叭音圈非接地端接到 BG_4 管发射极电阻 R_{22} 上，与 R_{22} 构成分压器，以产生反馈电压 V'_F 。我们可将这一反馈电路的交流工作状态简化成图 5 形式。其中 V_o 为喇叭输出信号， V_S 为推动级的输入信号。如果输出 V_o 与输入 V_S 是同极性（即同相位）的，则分压的结果 V'_F 与 V_S 也是同极性的，但对放大器输入端 $b-e$ 间来说， V'_F 与 V_S 又是反相串联的，因而叫做电压串联负反馈。对输出 V_o 中的低音频来说， C_{31} 的容抗远大于 R_{26} ，两者并联值取决于 R_{26} ，故与 R_{22} 分压的结果，得到 $V'_F = [V_o / (R_{22} + R_{26})] \cdot R_{22}$ ，而 R_{26} 又远大于 R_{22} ，所以从 R_{22} 上取得的低音频反馈电压是很小的；对 V_o 中的高音频来说， C_{31} 的容抗就远小于 R_{26} 了，两者并联值就取决于 C_{31} 的容抗，它与

R_{22} 分压的结果,就使得一部分高频得到反馈,因而削减了高音增益,使音质得到改善,如图4中虚线所示,将 f_h 处上翘的曲线拉平下来。显然,要使 V_F' 与 V_S 反相串联后加到放大器输入端,就必须注意接到喇叭上的那个头,一定不能接错,否则从输出端反馈回来的信号非但不能抵消了 V_S ,而且反而更加强了 V_S ,即构成了正反馈,这就容易引起高音啸叫。碰到这种情况,只要将音圈接地头与音圈接反馈电路的头互倒一下就行了。



另外,图1电路中,还在 B_5 和 B_6 的初级,分别并联电容 C_{29} (3300微微法)和 C_{32} (0.01微微法)。这两个电容都叫做高音补偿电容。这是改善高频响应的又一措施。

当频率升高时,变压器初级感抗逐渐增大,而并联电容的容抗却逐渐减小,补偿的结果,使高音处频响曲线稍为平坦些。如果我们让并联的电容与初级电感谐振在所要求的频率高端以上,就可利用谐振特性,使谐振频率以上的高音噪声都被急剧衰减,从而大大减小喇叭中可能出现的“丝、丝”噪声。并联在 B_5 初级的 C_{29} 用得较小,是因为还想用它来滤除从检波过来的残余中频,以免产生寄生振荡。有一点要说明的是,如果低放电路中所加的负反馈已很深,这种高音补偿电容就不一定要加。有些低放电路中,在所加负反馈不很深的情况下,还加有像图1电路中虚线所示的两个数千微微法的电容,它们都分别从推挽管的集电极接到基极,使高音噪声直接反送到基极,因为相位与输入信号是相反的,所以这种负反馈对抑止高频噪声,改善非线性失真也很有效。

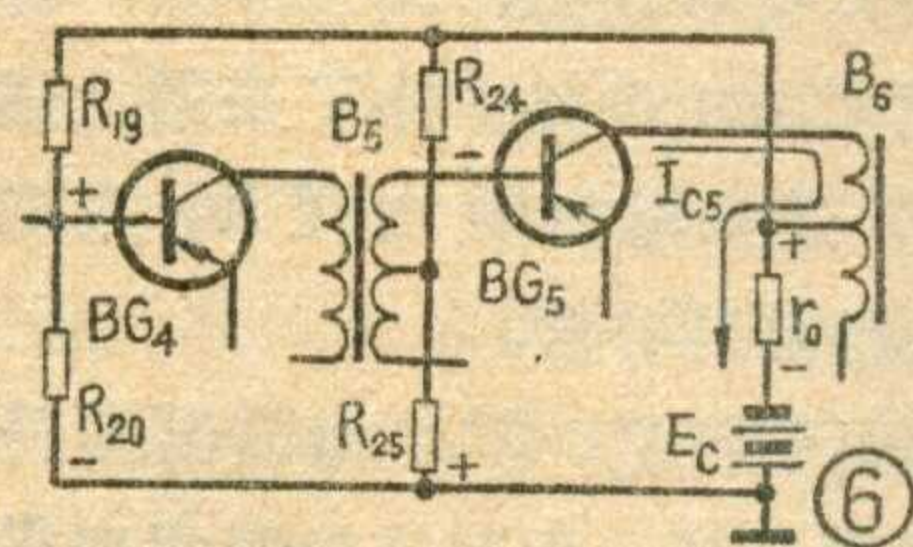
图1电路采取了上述措施后,其低放非线性失真可以控制在4%以内,因而保证最大不失真功率输出时,非线性失真要求小于10%是不成问题的。

四、电源滤波电路有什么用处?

我们知道,在整流电路中,滤波电路是不可缺少的,必须用它将谐波成分滤掉,以减小整流输出的脉动。在收音机电路中,供电用的是干电池,应该说是较平稳的直流,为什么还要加滤波电路?例如图1电路中,不但在电池两端并联有大电容 C_{33} ,还加有 R_{23} 、 C_{30} 组成的滤波电路。这主要是为了消除寄生反馈的影响而加的。

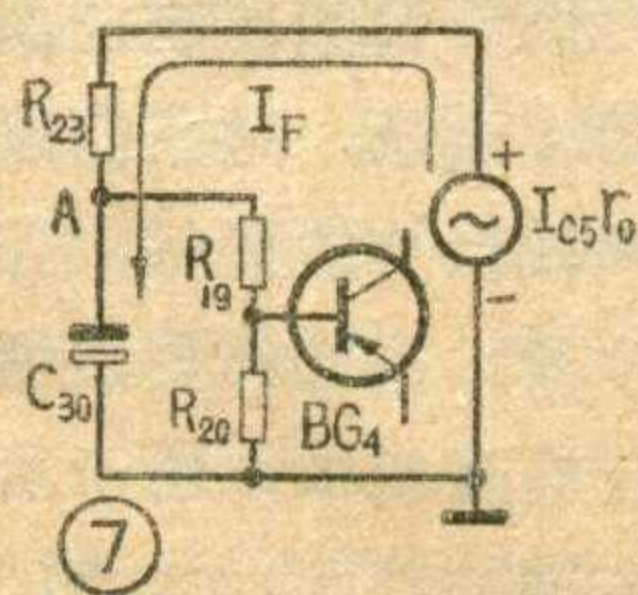
以前,我们在分析放大器交流工作状态时,总是将电池内阻忽略的,即认为它是个理想电源,其内阻 $r_0=0$,因而当交流信号通过它时并不产生压降,电池正、负两端可以看作是交流同电位的。但实际上,任何一个电源都不可能没有内阻的,干电池也不例外,

而且它的内阻随电池容量减小而增大。由于电源内阻的存在,在供电过程中,就要产生寄生反馈。我们可用图6对这一反馈过程作一简单说明:图中把内阻 r_0 画了出来。这样电池 E_C 便仍可作为理想电源考虑。当某一瞬间,功放管 BG_5 有输出 I_{C5} 时,在电池内阻 r_0 上就要产生交流压降 $I_{C5} \cdot r_0$,其极性如图所示上正、下负。这一交流电动势叠加在一个理想的直流电源上,相当于都并联跨接到前面各级放大器输入端(图中仅画出了推动级和功放级),这种反馈叫做“寄生反馈”。图6中,各放大器输入端所标的电压极性是输入信号在这一瞬间的极性。由电压极性来看,由电池内阻产生的反馈电压 $I_{C5} r_0$ 与功放级输入信号极性是相反的,因而对功放级来说,构成了负反馈,其作用除了使放大器增益有所下降以外,并无其他坏处,只有好处。但对推动级来说,其极性与该级输入信号相同,构成了正反馈,这就要促使放大器工作不稳定,尤其当 r_0 随电池容量减小而增大时,寄生反馈加大,很易使放大器自激,在喇叭中出现“扑、扑”叫声。这是我们不希望有的,要想法排除。最简单的办法就是加电源滤波器,图1中 C_{33} 的作用除使供电电压更平稳些以外,还使输出端



有个交流通路,因为对音频交流电流来说, C_{33} 容量大,其容抗很小;如果还产生些寄生反馈,则可借 R_{23} 、 C_{30} 滤波电路给予消除。 R_{23} 、 C_{30} 加在推动级与功放级之间,可以消除电源内阻 r_0 产生的寄生反馈对推动级或推动级以前各级放大器的影响。如图7所示,我们可将 R_{23} 、 C_{30} 看作是个分压器,对寄生反馈电流 I_F 来说, C_{30} 的容抗 X_{C30} 很小,只要它的容抗远小于 R_{23} ,分压的结果,在A点对地间的交流电压成分,即 $[I_{C5} \cdot r_0 / (R_{23} + X_{C30})] \cdot X_{C30}$ 就很小了,亦即消除了这一寄生反馈对推动级的影响。在实际电路中,滤波电阻 R_{23} 也不能用得太大,因为它串联在供电回路中,太大了产生的直流压降也增大,电池损耗增加、效率降低,并使前级放大器工作电压降低,一般这一电阻在100~200欧间选用,滤波电容 C_{30} 则尽可能用大些好,一般用50~100微微法。

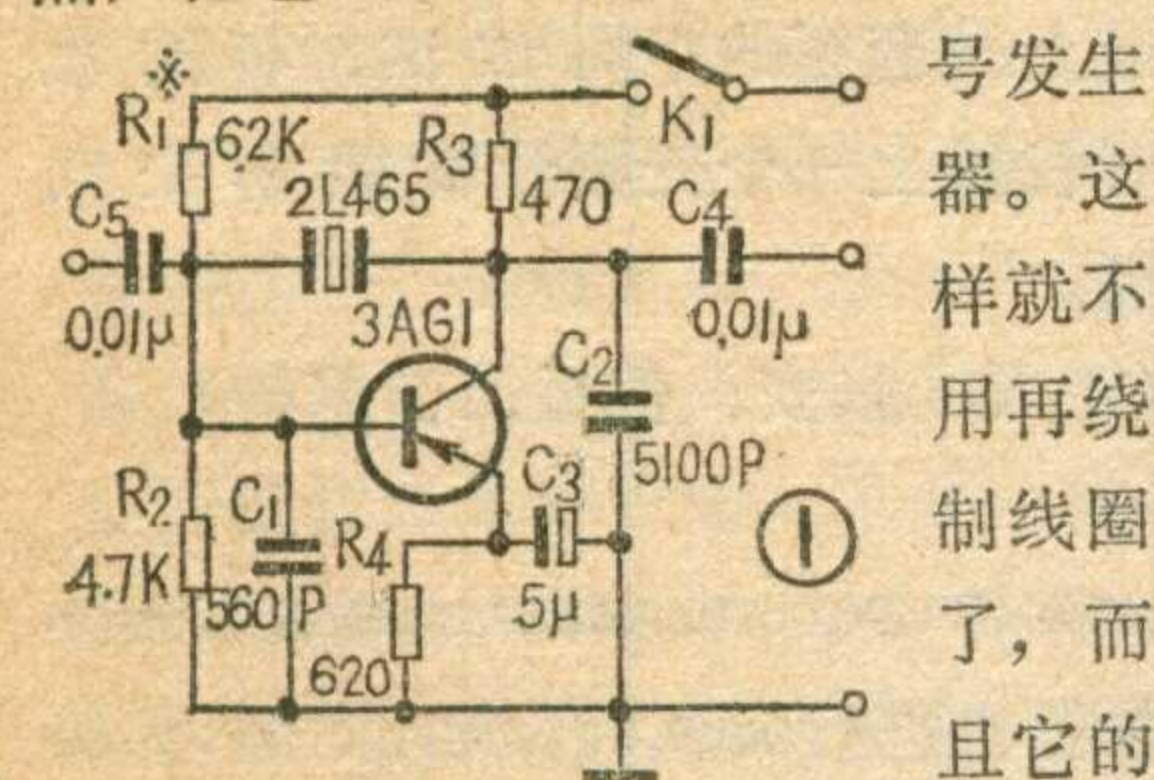
在六管以上的多波段收音机中,为了更好地消除这一寄生反馈,除了在功放级与推动级之间加有滤波



电路外,在前级放大器间,根据需要还可以再加一节滤波电路,其作用原理是一样的。所有滤波电容器的耐压应根据电池电压 E_C 来确定,一般只要 $\geq E_C$ 就不致击穿。

用 2L465A 作信号发生器

我试用 2L465A 作的信号发生器线路图见图 1。2L465A 是两端陶瓷滤波器，图 2 画出了某个陶瓷滤波器在 465 千赫附近的等效阻抗和频率的关系曲线。曲线上标明了它的两个谐振点，在 465 千赫处呈串联谐振，在 495 千赫处呈并联谐振（每个 2L465A 的并联谐振频率不太一样）。我们利用它在串联与并联谐振点之间呈电感性这一特点，把它当作一个线圈用，作信

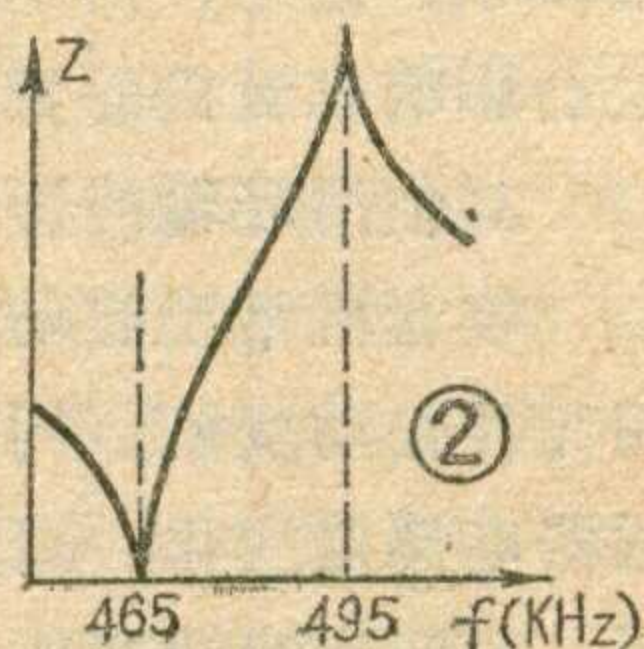


号发生器。这样就不用再绕制线圈了，而且它的 Q 值又很高。图 1 中，C₁、C₂ 与 2L465A 组成振荡电路，振荡频率稍高于 465 千赫。适当地选择 C₁、C₂，使振荡频率接近 465 千赫；适当选择 R₄、C₃，以控制三极管的导通与截止时间，从而对产生的中频振荡信号进行自调制，从 C₄ 输出一个已调制的中频及它的二次、三次谐波信号，供业余调试收音机用。

电路原理

2L465A 和 C₁、C₂ 组成电容三点式振荡回路。C₁ 接在三极管的基极与发射极之间，并从 C₁ 上取出反馈信号加到基极。反馈电压的大小与 C₁、C₂ 的数值有关，适当选择这两个电容值，可取得较强的反馈量，维持振荡。振荡频率取决于 2L465A 与 C₁、C₂ 组成的振荡回路。我用的这个 2L465A 配用图中 C₁、C₂ 数值，振荡频率略高于

465 千赫。振荡的建立是由于电源接通瞬间，线路中便有一个电冲击，三极管输入端有了输入信号，经放大加在振荡回路，振荡回路产生的振荡信号又经 C₁ 加在基极进行放大，于是集电极上又输出了较强的振荡电



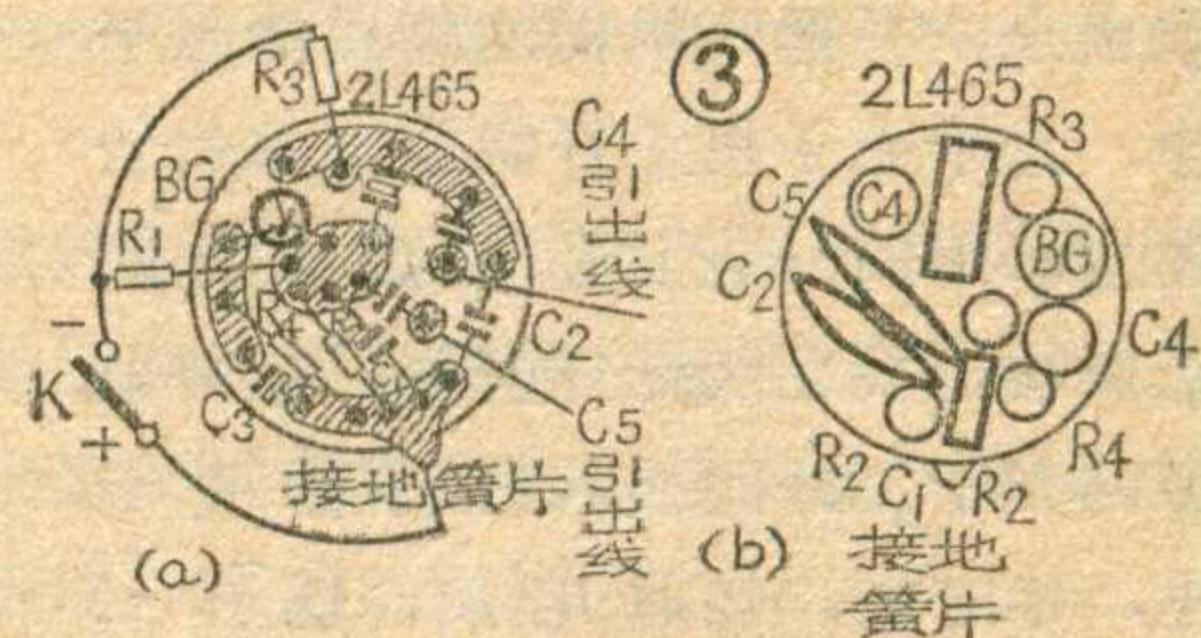
压，然后再反馈、再放大，直至建立起稳定的振荡。所以集电极的振荡信号一部分经 C₄ 输出，一部分用来补充振荡回路的损耗，以维持等幅振荡。

怎样对这个振荡信号进行调制呢？我们来看看三极管的输入电路部分。C₁ 上的中频振荡信号相当于一个信号源加在三极管的基极、发射极、R₄、C₃ 组成的电路上。当 C₁ 上的反馈信号为下正上负时，当作二极管的发射结导通，此时信号电流给 C₃ 充电，C₃ 上的充电电压方向为下正上负，把信号的这个半周叫正向半周。在信号的另半周，即反向半周时，如果振荡幅度足够大，那么在反向半周中就会有段时间发射结截止。因此，正、反向两个半周内，C₃ 充电不相等，正向半周充电时间较长。如果 R₄、C₃ 足够大，在 C₃ 上就会有电荷积累，电压不断升高，其方向在 C₃ 上是下正上负。可以看出，这个电压与三极管的原基极偏置电压方向是相反的。当这个电压足够高时，相当

于三极管加上截止偏压，就会使三极管截止。这时，C₃ 通过 R₄ 放电，C₃ 上电压下降，使三极管重新导通。以后又重复上述过程。因此三极管输出的振荡信号不断发生间歇，间歇的频率与 R₄、C₃ 的数值有关。适当地选择 R₄、C₃ 数值，可使该间歇频率在几百赫范围内，其效果相当于几百赫的音频对中频调制，得出一个音频调制信号。

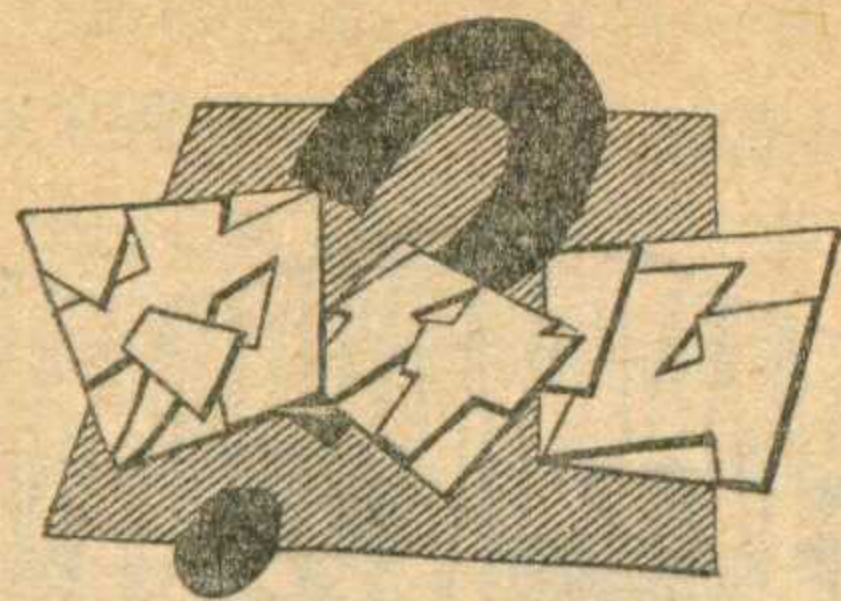
制作与调整

为了便于携带且使用方便，我把这个信号发生器作成了测试棒形状。制作时，先找一个废日光灯启辉器，把原底座锉小，在上面钻好孔如图 3a 所示。为了节省地方，用超小型元件，元件排列的大致位置见图 3b。由于排列紧密，焊接时要防止碰线以免把元件短路，要小心，不要烫坏元件。找一个耐压 450 伏的 10μ 废铝壳电解电容器，把封口锉掉，取出里面的盖板并在



盖板上钻两个孔，把信号发生器的 R₃、R₁ 电阻接电源的那两个头穿过孔后再互相焊牢。这个接头跟电池负极接触。再在焊接元件的底板处焊一条簧片，簧片与启辉器内壁接触通电池正极，为了保证接触良好，要用砂纸把启辉器内壁的氧化层打光。在启辉器的壳顶上打两个洞，让电容 C₄、C₅ 的引出线穿过





为什么有的收音机使用一段时间后 灵敏度会降低?

有的晶体管收音机使用一段时间后灵敏度降低的原因大致有以下几种:

1. 使用不当而造成的人为故障。

收音机在出厂以前,都经过仔细调整与测试,有些可调元件上都封上蜡或用漆点上色点。我们在使用收音机时不要随意变动它们的位置。如果我们随意移动磁棒上的天线线圈,或者变动振荡线圈、中周的磁心位置,以及变动微调电容器、微调电阻的数值,这些都会破坏收音机原来调试好的性能。

2. 元器件自然损坏。

收音机中磁性材料元件,电阻、电容、晶体管等元器件,有一定的寿命。当收音机使用或存放日久,元

器件会自然老化。尤其是一些磁性材料的元件,例如磁棒,扬声器、中频变压器及振荡线圈中的磁心,如果质量不佳,使用一段时间后导磁率降低,或者受温度、湿度的影响使线圈Q值降低;这些都会引起收音机灵敏度下降。有些电解电容器质量不好,使用一段时间后,容量减小、漏电、内部接触不良等,也会影响收音机的音量与灵敏度。

去。信号发生器的元器件装好后,用涤纶胶布等把它的四周包好,并把底板焊接处也用绝缘纸贴好,以防与外壳短路。然后把这个心子推入到启辉器的壳子里,并检查是否放好。把废电解电容器加热,使里面的蜡质填料熔化后,把它的心子取出来,并把壳里面的蜡质清除干净,这个壳子里正好能放下本信号发生器用的一节五号电池。电池的正极插进后应能抵住壳底。电解电容的壳子正好能插入启辉器壳子里,推进去,接通电池,仪器工作。若要断开,只要把这电容器壳子拉出点就可以了,起开关作用。为了增加两只壳子的磨擦力,可用1毫米直径的铜丝或钢丝作一个小弹簧,套在电解电容器壳子颈部的凹陷处,整个装配见图4。

电路起振时总电流约为0.6毫安。 C_1 、 C_2 及 R_4 、 C_3 要

注意选值合适,因它们的数值大小直接影响振荡及调制。可用一部标准收音机放在旁边,把电流表接在仪器的电源间,让仪器工作,调整 C_1 、 C_2 、 R_4 、 C_3 ,使起振后电流足够大且使仪器的二、三次谐波与收音机上的相应频率点重合即可。

3. 使用环境的影响。

收音机常受震动和碰撞会使可调元件松动变值。例如引起中频变压器电感量变化,造成中频回路失谐,微调电容器变值,破坏收音机的统调,这些都会造成收音机灵敏度下降。在高温和潮湿的环境下使用收音机,会加快元器件的老化、变质,以及使线圈Q值下降,影响整机灵敏度。另外,如果收音机内进

入了许多灰尘,或电池用旧电解液渗出,会降低线路板各引线间的绝缘程度,严重时也会造成音量减小,灵敏度降低。

在修理灵敏度降低的收音机时,首先要了解该机的使用环境、地点,使用时间长短等等,以便作到心中有数,然后着手修理。可先检查变频、中放、前置低放等各级晶体管的工作是否正常,如测量集电极电流、基极偏压,发射极电压等,如发现不正常,即要找出原因,根据具体情况来解决。如果各级晶体管工作都正常,但灵敏度还很低,那就要重调中周和统调。另外还可换上一套新的中周试试。有的收音机换上一个变频管就能解决问题。

(工人 张安、倪振加、赵楠)

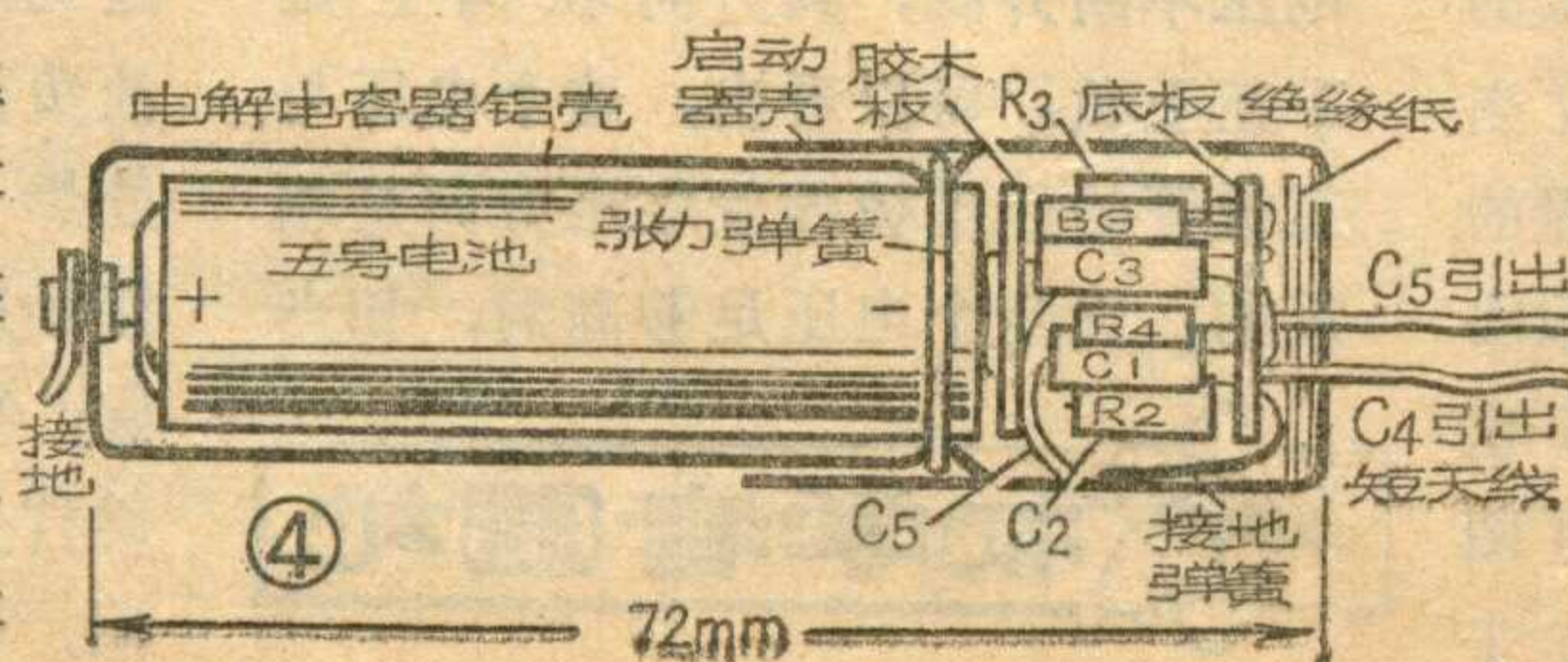
收音机进行调试时,如信号不够强,可把仪器的发射短天线(C_4 引出线)绕成环形接到壳体上,输出信号就更强且有方向性。若还感到不够强,可把这根天线直接接触收音机的各管基极或栅极。

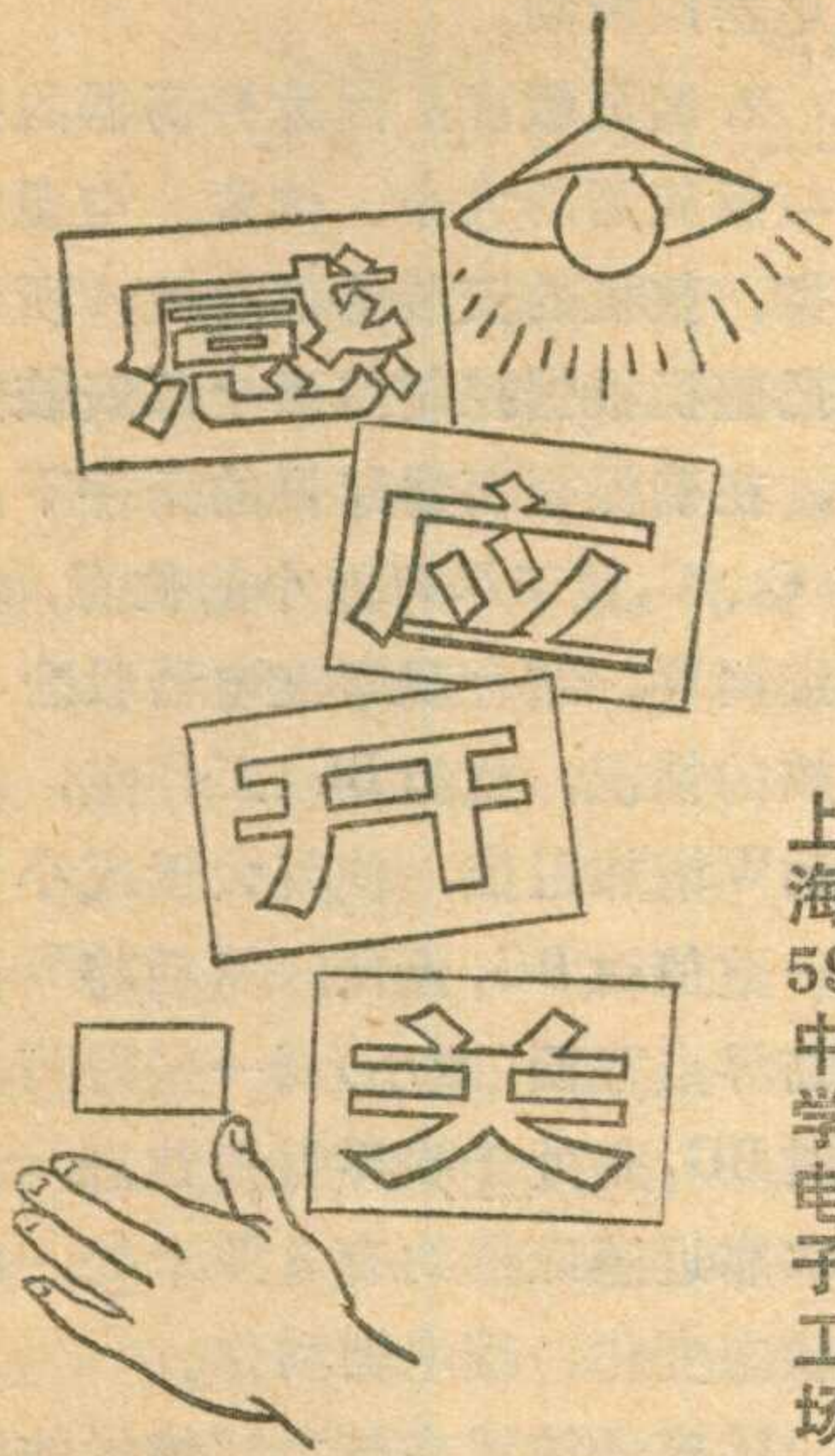
另外,本仪器接有电容 C_5 ,当把电唱机插头的心线引出线接至 C_5 ,外皮线和 C_4 接地(可根据自己使用情况),使唱片的信号作为振荡信号的调制信号,通过辐射,从收音机可收听唱片了,解决了晶体管收音机无音频输入插孔无法收听唱片的问题。我用的是中华牌唱机,它的唱头上并有6800P的电容,读者可根据自己唱机情况,并上几千Pf的电容试用。若专门为放唱片用,可以把 R_4 、 C_3 去掉或大大减小 C_3 的数值,使它们不起间歇振荡作用。

(工人 傅保全)

使用方法

调试收音机时,先把收音机从检波级断开,把仪器的地端与收音机地端用导线连接,用 C_4 输出端的引线去接触低放各级的基极,从收音机是否放音,检查各级好坏。若靠仪器辐射能力对晶体管或交流





上海59中学电子工场

感应开关是一种利用人体感应来控制的晶体管电子开关。把它安置在某些禁止人们进入的非安全区的通道或入口处，当人们靠近它时，感应开关就开始动作，接通报警器或关门执行机构，告诫人们不要进入或把门自动关上。如果用感应开关代替电源开关，只要人的手靠近感应器，即可接通或断开电源，使用起来既方便又安全。本文结合一种简单的控制小电动机的感应开关，说明它是如何把人体感应转变为电控制的过程。

工作原理

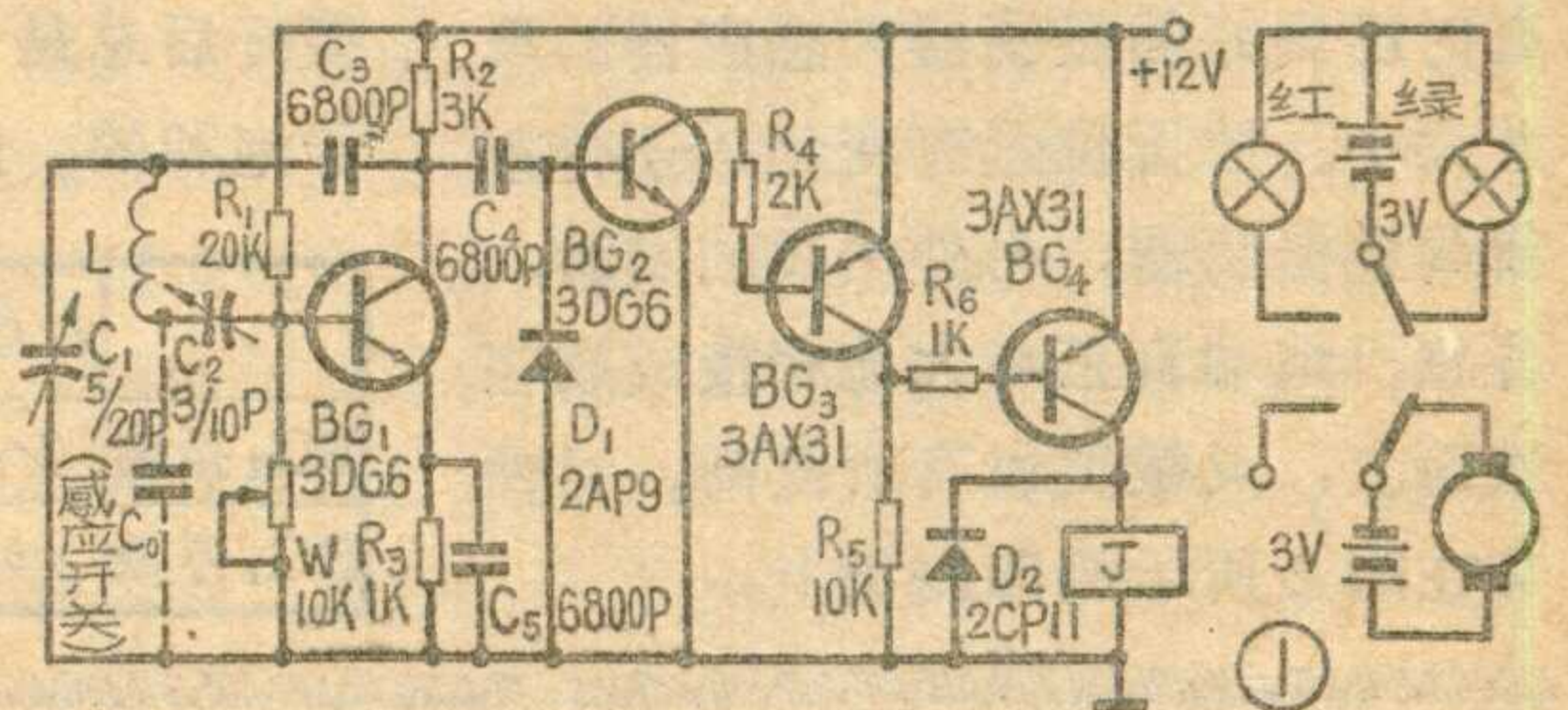
图1是感应开关的线路图。 BG_1 、 L 、 C_1 、 C_0 组成电容三点式振荡器。 C_0 为感应器对地的分电容。 R_1 、 W 、 R_3 是决定 BG_1 直流工作电流的偏置电阻， R_2 为 BG_1 的负载电阻。 C_0 、 C_1 与 L 组成振荡槽路。当接通电源时，如果正反馈电容 C_0 取值合适，会使 BG_1 建立一个稳定的振荡。当人体的某一部分靠近感应器时，人体对地的分布电容与 C_0 是并联的，因此相当于 C_0 变大，使正反馈量变小，以至不足以维持振荡而被迫停振。 BG_2 、 BG_3 、 BG_4 三个管子组成晶体管开关电路，带动继电器动作。工作过程是这样的：当接通电源后， BG_1 开始工作，输出振荡电压，振荡电压的负半周由 D_1 回至地端，而正半周送到 BG_2 的基极。因为 BG_2 没设偏置电路，所以无振荡信号时 BG_2 是截止的，当有振荡信号输入时，在信号的正半周 BG_2 导通，集电极输出了一个被放大的信号。在信号负半周，由于信号从 D_1 到地，使 BG_2 处于截止状态。

被放大的正半周信号经电阻 R_4 耦合到 BG_3 的基极，使 BG_3 导通，且由于基极电流较大而使 BG_3 进入饱和工作状态，于是集电极与发射

极间的电压 $U_{ce3} \approx 0$ ，而使 BG_4 管的发射结正向偏压 $U_{eb4} \approx 0$ ， BG_4 处于截止状态，集电极没有电流，继电器 J 不动作，它的两组触点仍处于常闭状态，而绿灯与电池接通，绿灯亮；202电动机回路与3伏电池接通，小电动机转动。当人体某一部分靠近感应器时，振荡器停振，无信号输出， BG_2 处于截止状态， BG_3 也处于截止，管压降 U_{ce3} 较大，使 BG_4 的正向偏置电压增大，使 BG_4 进入饱和状态，继电器绕组里有电流，继电器动作，断开了绿灯、电动机回路，接通了红灯回路，红灯亮，电动机停止运转。

元件选择与制作

三极管 BG_1 、 BG_2 可采用3DG6、3DG8、3DK4等高频小功率管或开关管，要求 β 在50—120之间，



$I_{ce0} \leq 5\mu A$ ， $BV_{ce0} \geq 25V$ 。 BG_3 、 BG_4 可用3AX31、3AX81等低频小功率管， $\beta \geq 30$ ， $I_{ce0} \leq 400\mu A$ ， $BV_{ce0} \geq 25V$ 。电容 C_3 、 C_4 、 C_5 也可

(上接第6页)

位，两次测出的静态电位应该有很好的对称性。

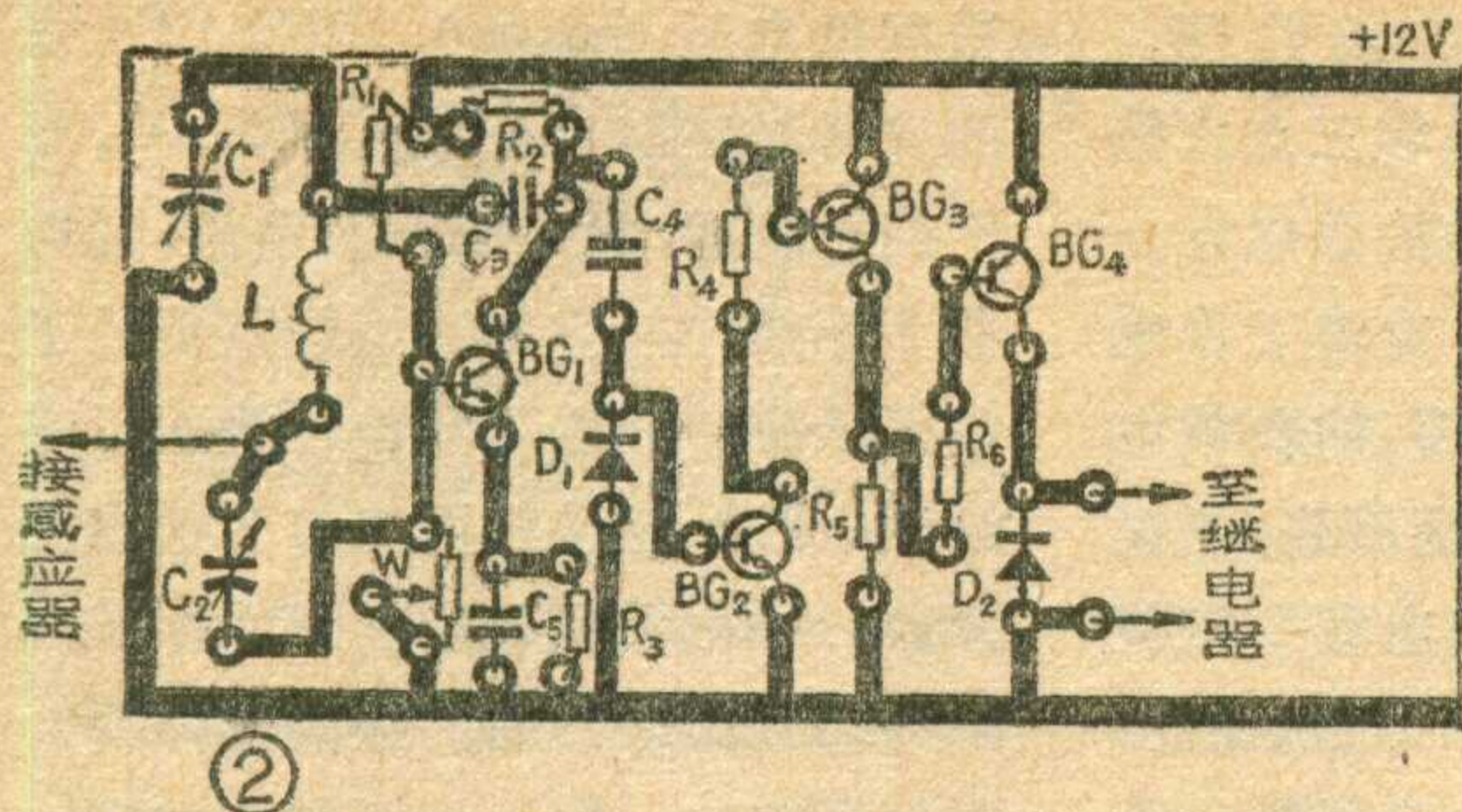
2. 动态测试：用脉冲发生器或多谐振荡器给双稳态触发器输入触发信号，用脉冲示波器（最好是二踪示波器）进行观察，其内容有：

- (1) 集电极输出波形的频率是否为输入的一半；
- (2) 前后沿时间是否符合要求，波形是否正常；
- (3) 测定触发灵敏度：把电源电压向着有利于饱和的方向变化10% [$E_c(1+10\%)$ 、 $-E_b(1-10\%)$]，此时，将触发脉冲幅度由小逐渐调大，能够使触发器可靠转换的触发脉冲幅度的最小值，就是触发灵敏度。
- (4) 测定抗干扰能力：把电源电压向着不利于管子饱和的方向变化10% [$E_c(1-10\%)$ ， $-E_b(1+$

10%)]，改变触发脉冲幅度，能够保证触发器原始稳定状态不变的触发脉冲幅度的最大值，即抗干扰能力。

在测试和调整的过程中，有时会出现触发器不翻转或误动作等情况，可能的原因是：

1. 若静态测试发现两晶体管不符合一管饱和、另一管截止的关系，可能是管子和元件有短路或虚焊点。
2. 触发器不翻转时，可能是两管参数很不对称，使触发器有较强的倾向性。有时分压电阻阻值不对或搭配不合适也会使触发器不能翻转，可以将 R_2 适当增大或 R_1 适当减小再行调试。
3. 加速电容 C_j 和微分电容 C_r 有断线、脱焊等情况，也会造成触发器不能翻转。
4. 隔离二极管 D_r 的内阻不合适，或极性接反。



用 5100Pf 的电容。继电器可以用 JWX-1、JRC-5M、JRX-11F、JRX-13F 等，可根据作实验的需要选用有一组触点或两组触点的继电器。L 可用 0.05 毫米的漆包线在直径为 8 毫米的骨架上密绕 30 匝即可。感应器可用铜质或铁质薄片，尺寸在 200×120 (毫米)² 左右，一般来说尺寸大些灵敏度高些，但应注意感应器与整机的相对位置、距离等对整个感应开关的灵敏度有影响，有时已调好的振荡器因感应器的尺寸大小、放置位置有变化，还得重新调整振荡器。另外据我们实验，若整机地端真正与大地相接或放在地面上，灵敏度也有所提高。元件装在图 2 所示的印刷板上。

调试

调试时可分为两步：

1. 调整振荡器与开关电路：先把两只微调电容 C_1 、 C_2 都置于数值最小位置，调节 W 使 BG_1 的集电极

电流为 1 毫安左右，电路即能起振，一般来说此电流在 0.3—2.5 毫安范围内电路均能起振。至于 BG_1 的工作点暂时用不着仔细调整，留在第二步解决。若不起振可逐渐增大 C_1 、 C_2 。开关电路部分基本上不用调整，装好后用万用表测量一下各级集电极电压，只要与表中所列的数据基本相符就可以了。如果各级电压与表中数值相差很多，可能有错焊或晶体管有问题。一般开关线路部分接好后总是一个管子截止、一个管子饱和的。此时用手触及感应器，

继电器应吸动。

2. 调灵敏度：因为振荡器的振荡与感应器的大小、位置、电源的种类、整机的安装等都有关，所以应把整机根据控制需要全部安装好后，在确保振荡器起振的条件下，将 C_1 、 C_2 置于尽可能小的位置，然后细调 W ，结合观察继电器吸合与释放的情况，找出 BG_1 工作点，即旋动 W 增加阻值，使其大于或小于某一数值时 BG_1 停振，然后将 W 再从临界点往回(减小)调一些即可。这时 BG_1 是处于临界振荡状态，当手掌靠近感应器约有 5 厘米处，电路状态变化，继电器动作。

感应器放置在与“地”绝缘的地方。由于振荡器处于临界状态，为了避免误动作，感应器不要与线路板靠得太近，调试时还应注意分布电容、仪表接入、电源电压等对振荡器的影响。

	A点电压	B点电压	C点电压	BG_2	BG_3	BG_4	继电器	整机总电流
BG_1 振荡	3~5V	≈12V	≈0V	导通	饱和	截止	释放	4—5 mA
BG_1 停振	≈12V	≈8V	≈12V	截止	截止	饱和	吸合	12 mA



1. 用 MF—30 型万用表的 $R \times 10K$ 档 (中心值为 250 K、电池电压为 15 伏) 测 $20\mu f$ 、300V 的

电解电容器，指针偏转很大且能摆回原处；但用同样方法测 $2000\mu f$ 、50V 的另一只电解电容，摆针偏转后没摆回原处，为什么？

2. 在半导体收音机线路中，为什么通常调上偏置电阻改变偏流，而不调下偏置电阻呢？

上期想想看答案

1. 电烙铁与白炽灯泡串联后，由于总电阻加大了，所以电路电流小，使烙铁与灯泡得到的实际功耗

都小于原来的标称功率。又由于 40 瓦灯泡的电阻比 75 瓦的电烙铁的电阻大，串联时，大部分功率消耗在灯泡上 (经实验约有 17 瓦)，电烙铁上获得的实际功率很小 (实验中约小于 10 瓦)，因此远小于它的标称功率 75 瓦，产生的热量少，加之烙铁头的散热面积较大，不能积累足够的热量熔化焊锡。经实验，若改串一个 100 瓦的白炽灯泡，因它的内阻较小，电烙铁上约有 30 瓦左右的功率，可以用来焊接晶体管的管脚了。

(孙心若)

2. 不能。我们知道，收音机中的中频变压器通常是用来组成中频 (465 千赫) 谐振回路选出中频信号，并有足够的通频带以保证音质好，同时它又要把前、后两级连接起来，起传输信号的作用。由于电

子管收音机与晶体管收音机中中周所处的情况不同，如电子管的屏流通常都比晶体管的集电极电流大，因此电子管收音机的中周变压器用的漆包线与晶体管的不一样，电子管中周用的漆包线的线径粗些，或者用多股。更主要的是电子管的输入阻抗要比晶体管的输入阻抗高得多，所以用中周把前、后级连接起来时，应能满足前、后级阻抗匹配的要求，以获得高的增益。为此两种收音机上用的中周的阻抗变换是不同的。加之，不同的收音机的线路、电气指标不同，所配用的中周也不一样，所以不仅电子管与晶体管收音机中的中周不能互相代用，就是对于不同的产品收音机，为了保证其电气性能，在修理时也不宜换用其它型号的中周。

(陈鹏飞)

问与答

问：有一晶体管两用电视机，收看第2频道黑白节目效果良好，在收看第8频道彩色节目时（这时天线、频道微调均调好），当人体靠近鞭状天线时，图象扭曲、伴音有“沙沙”杂音，不知什么原因？

答：根据无线电波传播的特性可知，凡与无线电波波长相近或比波长还长的物体，如房间中的暖气管片、烟筒、钢管家具、铁纱窗、墙壁、人体等都会影响无线电波的传播。第2频道，波长约为5米。第8频道波长约为1.6米，与人体及周围导电物体的尺寸更接近，而且第8频道彩色试播节目的发射台的功率也较小，所以第8频道受到的影响更大、更显著。克服的方法只有将天线远离这些物体，选择最佳放置电视机的位置。由于房间内的设施不一样，所以放置位置要通过实验来决定。

（张家谋答）

问：有一部金星牌晶体管电视机，原来工作正常，现在发现方格上部垂直变长、下部垂直变短，调整“垂直线性”旋钮也不行，怎么解决？

答：这是帧线性不好。可能是由于使用时间长，一些元件变质引起的。可以先调整帧幅度电位器W₅₋₂，调到幅度正好满框，再调帧线性电位器，若仍旧调不好，则调节电位器W₅₋₄，它主要是用来调整上部帧线性的。如果几个电位器调整后仍不好，可能是反馈电阻R₅₋₁₅~R₅₋₁₇有的变质，阻值不对或交连电容C₅₋₈绝缘不良造成的，可酌情更换元件。

（曾来顺答）

问：用半导体二极管代替检波电子管时，发现把半导体二极管方向接反了，但仍有声音，为什么？

答：虽然方向接反了，但并不影响它的检波作用，只是检波后输出的音频信号相位与原来用电子管时相差180°。但由于原电子管检波时所产生的负电压，作为自动增益控制电压，分送到各被控制的电子管的栅极上，以调整电子管的栅负压，使得音量大小的差别不太明显。当把半导体二极管方向接反后，检波后加到各被控制的电子管的栅极上的是正电压，因此，就失去了自动增益控制作用，在强信号时，容易使后级管子发生过荷失真。

（田孝宏、王抗答）

问：用平绕法自制高压包时，想用透明涤纶胶布作层间绝缘，可以吗？

答：用平绕法绕制高压包时，层间绝缘材料的选择，必须满足耐压等要求。如一只高压包，绕2000匝，输出10千伏的高压，则相邻匝间耐压为5伏。若每层按50匝平绕，那么，上一层的第一匝至下一层的最后一匝共100匝，此处对耐压要求最高，约为500伏，所以要选用耐压大于500伏的绝缘材料，当然，还要考虑到材料的耐温、防潮、机械强度、厚度等性能。一般可用黄蜡绸、电容器纸、电缆纸、黑蜡绸（丝绸浸过沥青）等作层间绝缘，用涤纶胶布也可以。绕好的高压包要用地蜡、或合成石蜡、沥青等浸渍，有条件地要灌环氧树脂或硅橡胶。另外，可按本刊1974年第1期和1975年第7期介绍的分段绕法进行绕制。

业余绕制高压包若出现打火现象，多是因为绝缘材料不清洁或绕制过程未保持清洁，以及浸渍或烘干不彻底等原因引起的。

（东风答）

问：密封双连可变电容器的定片有铝片和铜片之分，为什么？

答：我们知道，晶体管收音机由于体积小等原因，机震现象较为严重。在实践中发现改变密封双连的材料是克服机震的一种方法。在通常的安装条件下，用铜定片的密封双连在350多赫附近有谐振现象。小口径的喇叭的谐振频率一般为200—400多赫。这两个频率接近，加之由于机壳体积小，它们之间距离较近，很容易造成双连的片子抖动，引起高频机震，尤其短波段更为严重。若把振荡连的定片改为铝片，因铝片轻，安装条件也有不同，其谐振频率约为1000多赫，接近喇叭的三次谐波频率，因此机震现象大大衰减了。有的产品的定片都用铝片，但为了克服接触电阻大而造成高频频段停振，每连的最上面的一片或两片使用铜片；也有的密封双连的定片采用一片铝片与一片铜片交替使用。

（赵楠答）

问：我用的一块有机玻璃表壳的U—10万用表，使用一段时间后，发现指针回不到零位，使用时指针还会停在某个位置上不动了，为什么？怎样排除此故障？

答：因为这一类万用表是用有机玻璃作表壳的，使用时经常用手或其它物品擦拭表壳，用一段时间后，由于经常摩擦，使表壳上产生了静电，于是吸住了指针，使它回不到零位，在测试中还会停止在某位置上不动。有时用手摸表壳，指针还跟着手动。

遇到这类故障，可用5%的新洁尔灭溶液（一般医院都有）加上30%的蒸馏水，然后用毛笔蘸上配好的溶液在表壳的里、外面均匀地刷上一层，放在温度约为40°C左右的地方，等几个小时晾干后即可使用。

（沈长生答）

自制喇叭纸盆

无线电

1976年第5期(总第164期)

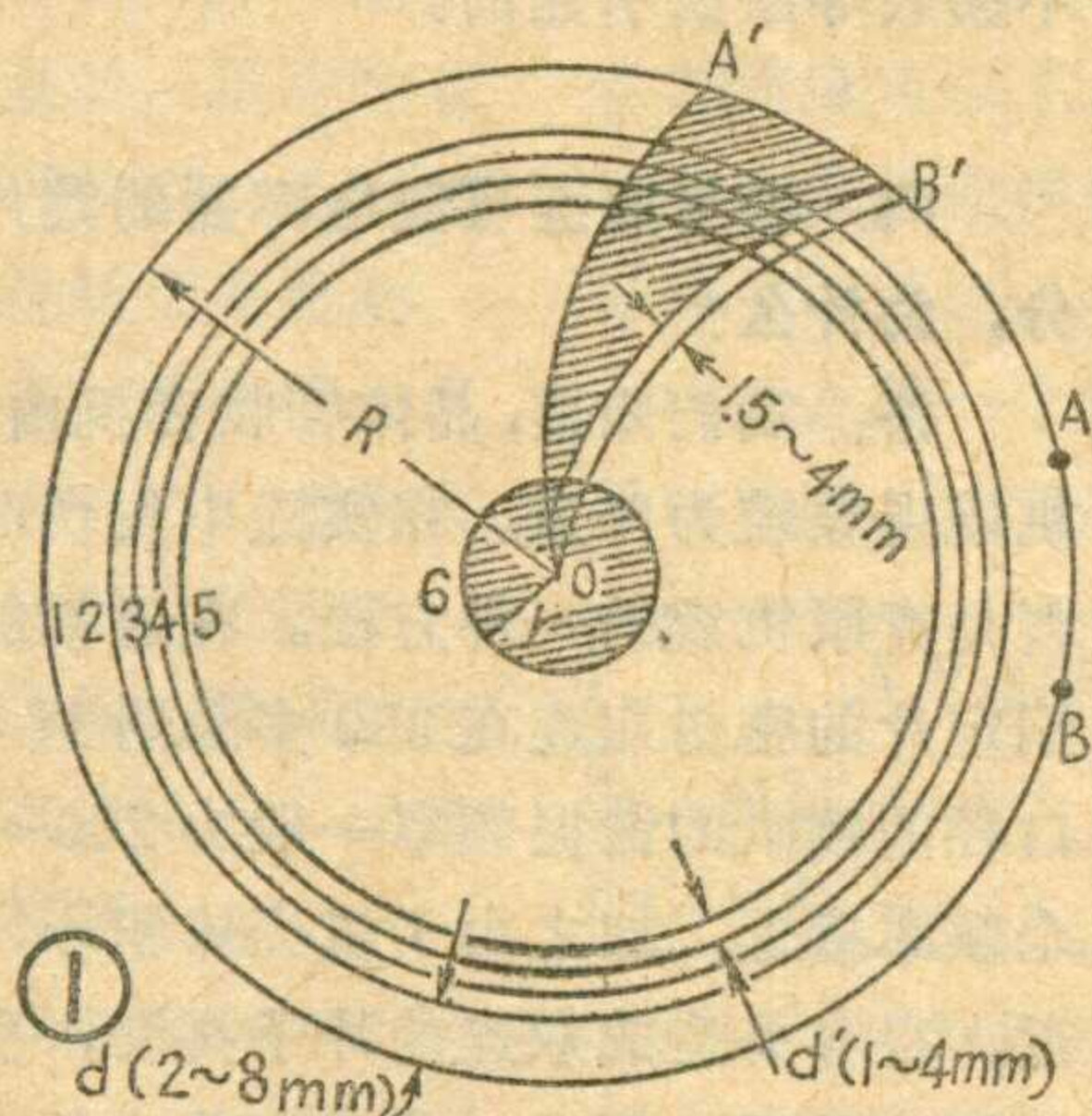
目 录

在毛主席和党中央的亲切关怀下
我国微波通信建设蓬勃发展 (1)
欢呼无产阶级文化大革命的伟大胜利
坚决把反击右倾翻案风的斗争进行到底
..... 上海市仪表电讯工业局科技组 (2)
双稳态触发器的设计与调试 宋东生 (4)
起重电磁铁可控硅控制器 鞍山市无线电五厂 (7)
压床安全装置控制器
..... 第一汽车制造厂车身分厂技术安全科 (10)
* 电视接收技术讲座 *
图象检波电路 电视接收技术讲座编写组 (11)
一种灯丝供电方案(续)
..... 南京木器厂电视车间技术组 (13)
小型电子管电视机简介
..... 南京木器厂电视车间 郑诗卫 韩惠仁 (15)
* 农村有线广播 *
关于地下广播线几个技术问题的探讨(续)
..... 山东省广播事业局广播网处 代 言 (17)
改革LY-321型录音机小建议
..... 济南汽车制造厂广播室 (19)
牡丹牌942型半导体收音机
..... 北京无线电厂产品组 (20)
几种国产广播传声器的特性参数(封三说明)
..... 北京第一无线电器材厂 (22)
怎样使波段高低端本振电压均匀? 杨锡福 (23)
* 初学者园地 *
低频放大电路(续) 金国钧 (24)
用2L465A作信号发生器 工人傅保全 (27)
为什么有的收音机使用一段时间后
灵敏度会降低? 工人张安等 (28)
感应开关 上海59中学电子工场 (29)
自制喇叭纸盆 段家庆 (32)
* 想想看 *
* 问与答 *

喇叭纸盆损坏了,而一时又找不到合适的替换,这时我们可以动手自制。现将制作方法介绍如下。

1.找一张质量较好的平整的纸张作材料(画图的白纸或日记本纸页都可),在它下面垫上一个练习本或几张纸,然后平整地放在桌上。用分割规在纸上划六个同心圆(如图①),使纸面留下钢针划过的深痕,但不能划穿。图①中r是最小圆“6”的半径,它是喇叭音圈半径的1.03倍,图中R长度是喇叭半径的1.03倍。图中“2”“3”“4”“5”四个圆是纸盆边缘折皱处,它们之间距离应相等,间隔距离d'可在1~4mm内选择,“1”圆与“2”圆之间距离d,可在2~8mm内选择(2吋喇叭可留2毫米,5吋的可留5毫米)。

2.在最外圆的圆周上取A、B两点,使 $\widehat{AB} = \frac{1}{5}R$ (如喇叭直径大的可取 $\widehat{AB} = \frac{1}{4}R$)。分别以A、B两点为圆心,以R为半径,分别画两道弧线 $\widehat{OA'}$ 和 $\widehat{OB'}$ 。然后仍以B点为圆心,将原画弧的半径加大2—4毫米,同样画弧,成为纸盆粘接缝的重合处(见图1)。



3.将最大圆以外的部分和圆中阴影部分剪掉,留下带缺口的圆纸片。用小镊子或手指小心地将四个圆中的“2”、“4”圆往里凹;“3”“5”圆往外凸,这样就形成了波纹形状。然后用胶水将缺口处粘接,使原来的 $\widehat{OA'}$ 、 $\widehat{OB'}$ 两弧线重合。待胶水干后,再整理一下边缘的折皱,喇叭纸盆即做成,这时可装在喇叭上。(段家庆)

更正

1.去年第11期第29页图③中电容 C_{11} 两端误画了一条短线将此电容和变压器B初级线圈短路了,此条线应去掉。

2.去年第7期32页图①中a点应与电子管第三栅极连接。图中电子管内部第二栅应与第四栅相连。

3.上期第32页封面说明中第一段第三行“我们共搞了……”应改为“他们共搞了……”。第二段第一行“党委”应改为“党总支”。

4.上期封二照片说明①中“党组织的领导同志”应改为“干部”。

封面、封底说明:在以毛主席为首的党中央亲切关怀下,近几年来,广大邮电职工,坚持独立自主、自力更生的方针,研制出成套大通路微波通信设备,使我国微波通信事业有了很大发展。封面是微波通信中继站的大通路微波通信机。封底是微波天线铁塔。

编辑、出版: 人民邮电出版社
(北京东长安街27号)

印刷:正文: 北京新华印刷厂

封面: 北京胶印厂

总发行: 北京市邮政局

订购处: 全国各地邮电局所

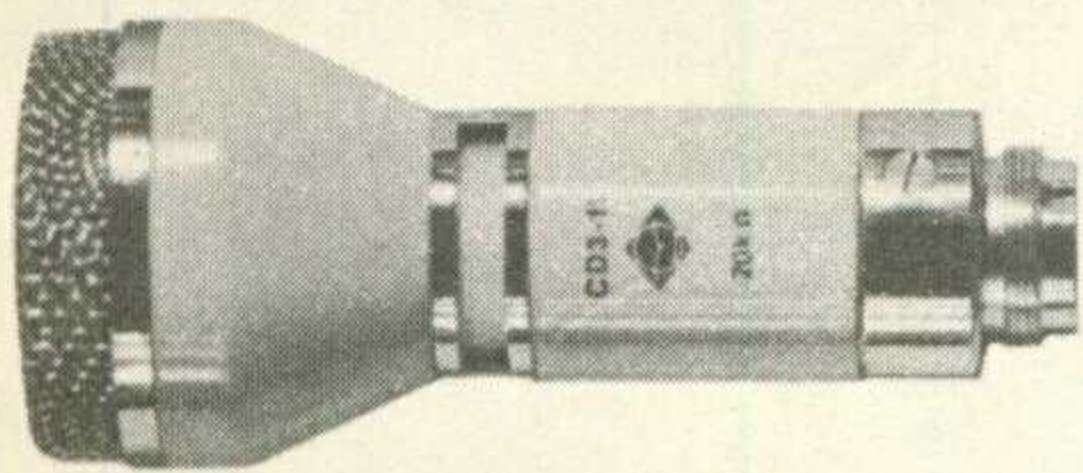
出版日期: 1976年5月25日

本刊代号: 2-75

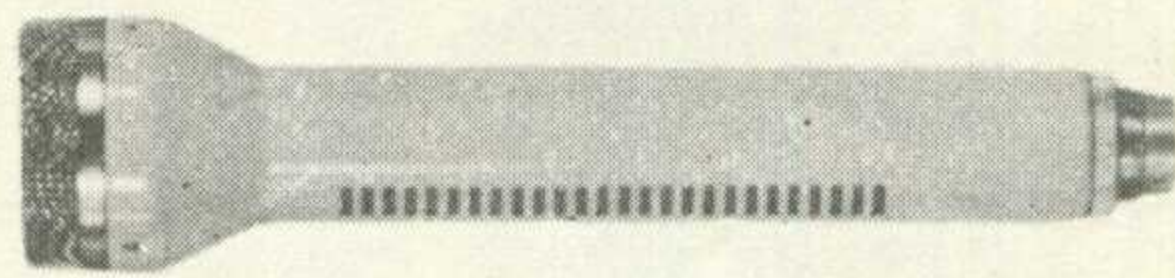
每册定价 0.17元

几种国产广播传声器的特性参数

产品名称	型号	示图	技 术 参 数				
			频 响	阻 抗	灵 敏 度	指 向 性	噪 声
动圈传声器	CD3-11	图①	150~10000Hz, ≤20dB	20KΩ	0.45 mV/μb	——	——
“ ” ”	CD1-2	图②	50~10000Hz, ≤16dB	600Ω 20KΩ 200Ω	0.07mV/μb 0.5mV/μb 0.06mV/μb	1000Hz, ≥8dB	——
动圈式组合传声器	CDZI-1	图③	35~15000Hz	200~300Ω (1KHz测)	0.065 mV/μb	35~5000Hz, ≥10dB	——
广播电容传声器	CRI-1	——	40~14000Hz, ≤10dB	200Ω	0°入射, ≥1mV/μb (1000Hz负载 1000Ω)	800~1200Hz, ≥12dB 100~800Hz, ≥4dB ♡型	“A”计权 ≤15μV
电容传声器	CRI-3	图④ 图⑤	40~16000Hz	200Ω	0°入射, 0.7~1.3 mV/μb (1000Hz负载 1000Ω)	200Hz, ≥10dB 1000Hz, ≥15dB ♡型	“A”计权 ≤4μV
电容传声器	CRI-4	图⑥	40~16000Hz	200Ω	0°入射, 0.8mV/μb (1000Hz负载 1000Ω)	1000Hz, ≥15dB ♡型	“A”计权 ≤5μV



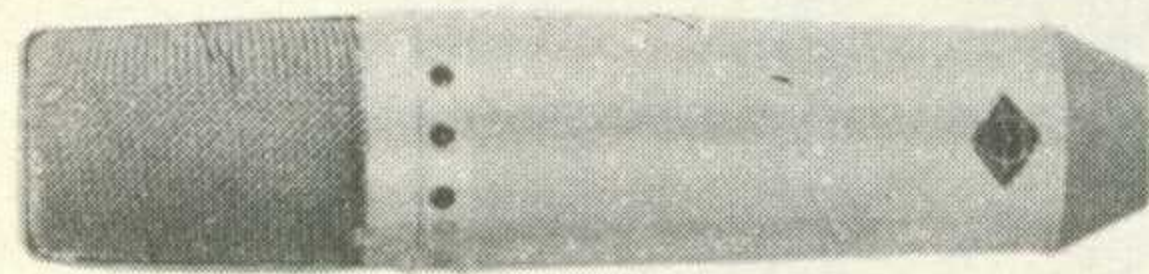
①



②



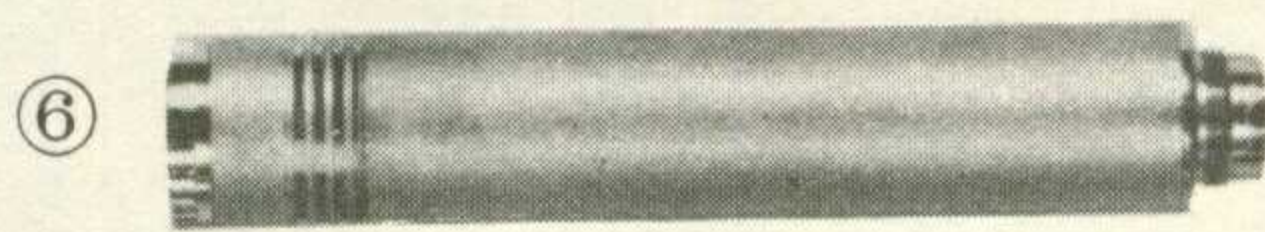
③



④



⑤



⑥

