

上海元件五厂

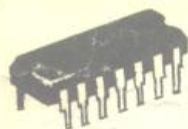
SHANGHAI No. 5 COMPONENT FACTORY

5G8038

函数发生器



CC4000B系列
CMOS数字电路



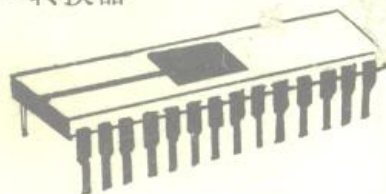
CC74HC/HCT系列
高性能CMOS电路

5G7660

电源变换器



5G7135 $4\frac{1}{2}$ 位A/D转换器



5G3080

跨导放大器

产品
大类

- 晶体管
- 低噪声微波晶体管
- 双极型模拟集成电路
- CMOS模拟集成电路
- PMOS数字集成电路
- CMOS数字集成电路
- 大规模集成电路

上海威海路745号
电 话: 530140
电报挂号: 4307
电 传: 3303



发展和办好广播电视事业

上海广播电视局总工程师

何允



1978年《无线电与电视》复刊，刚好这年召开了党的十一届三中全会，由于党和政府的重视，上海的广播和电视事业有了很大的发展。在这几年中，开始了分米波电视广播，电视机已经在市区基本普及，彩色电视接收机有了很大的增加。农村经济的发展，使市郊

电视机的普及率迅速提高。我们开始了调频立体声广播，受到听众们的欢迎。现在广播电视在人民生活中已经是不可缺少的部份。《无线电与电视》对广播电视事业的发展起了一定作用。最近党中央发出通知，强调了广播电视事业的重要性，并且认为“国内外形势的发展，迫切要求广播电视事业有个大的发展，质

量有个大的提高”、“要求各级党委加强和改进对广播电视事业的领导，发展和办好广播电视事业”，这必将促进广播电视事业更快的前进，这是全国人民的愿望，对我们广播电视工作人员是很大的鼓舞和鞭策。今后，上海的广播电视事业也将会有较快的发展：不论广播和电视，都要增加节目套数和播出时间，提高技术质量。特别要采用先进技术，加快技术改造，大大提高广播和电视节目的制作能力，开辟节目来源，使广播电视节目日益丰富起来。电视方面将继续增加分米波电视频道，改进郊区覆盖，推广共用天线接收系统以改进收看质量。广播方面，要着重发展调频立体声广播。在条件成熟的时候，还将发展立体声电视、文字广播、静止画广播等新的广播形式，以满足四化的需要。我们相信《无线电与电视》将会继续对广播电视事业的发展作出贡献。

电子产品开发的电脑化

上海市仪表电讯工业局技术委员会常务副主任
上海市广播电视工业公司技术顾问



当人们还来不及清醒地意识到世界新产业革命的浪潮的到来时，它已有力地推动着工业社会转变为新的信息社会，改变着人类的生产与生活方式。其中，起着重要角色的是微电子技术的发展，计算机以“电脑”的美名被广泛应用。这种延伸及扩展人脑的新型工具，必将对人类改造世界起到巨大的作用。

电子技术是现代复杂的信息社会发展中不可缺少的先进技术。各行各业的技术进步又离不开电子产品。电子产品急需更新换代以适应技术进步的要求。

因此，电子产品开发的电脑化是必经之路。

电子产品开发的电脑化，一是应用计算机进行产品的辅助设计、制造、测试等等。另一是产品的集成电路化(无论是中小规模、大及超大规模)、数字化及电脑进入电子产品，致使产品向智能化发展。

计算机辅助设计(简称CAD)是一种包括软件和硬件的人机共存系统。把计算机的快速运算，优良的数据处理能力与人的创造性思维充分结合起来，可大大缩短设计周期，同时提高设计质量。先进工业国家都极为重视CAD技术的开发。CAD水平已是衡量一个国家工业现代化水平的重要标志。电子线路的CAD以坚实的电路理论及计算数学为基础。集成电路被大量采用，是依靠计算机来进行设计，工艺

器件电特性分析。国内外都有一些成熟的程序可供应用。通过模拟,提高设计精度,缩短周期及预估设计可能性效果,从而使设计与工艺之间的空隙大大缩短。亦只有利用计算机才能进一步利用优化方法,按照一定目标进行最佳设计。

电子产品的可靠性设计是确保产品质量的重要环节。产品的固有可靠性是由设计决定的。解决突发性失效,必须对电路所用元器件作应力分析,作可靠性预测。由于元器件的失效在电路中的不同部位,对整个系统的影响亦不一致,因此需进行致命度分析(F-MECA),掌握元器件失效时对系统的影响程度。此外,还需对整个产品进行故障形式分析(FTA),鉴别基本故障,确定它的影响和概率,清楚地阐明基本事件导致系统发生故障的途径及程度,找出薄弱环节,制定出可靠性的对策。此外,元器件在外应力和时间作用下会按一定规律缓慢漂移。设计时选择元器件参数搭配,使一些元器件参数中心在低敏感区,则可获得小的性能波动,这就是漂移可靠性设计。诸如此类,不应用计算机是无法完成这些复杂的设计要求的。

集成电路已被称为现代“工业的粮食”,它是完成一定功能或系统功能的单元,也是新一代电子产品的

器件基础。各式各样的IC、LSIC、VLSIC,成了电子产品中的主角;一块IC的AM-FM收音机,一块IC的彩色电视接收机都已成为现实。集成电路更为数字化的音响及视频设备提供了基础。Digivision数字化彩色电视机已问世。电子产品广泛采用集成电路已是不可抗拒的潮流。除了通用的各种类型的IC外,用户亦必然会按照自己的要求设计制造集成电路,因此出现了“用户芯片”的新趋势,更给电子产品的集成化开发了新的途径。

电子产品电脑化的重要角色是微处理机。由于微处理机功能强,功耗低,价格便宜,引起各个领域的广泛重视。单片微处理机,包括CPU、ROM、RAM,甚至接口,一个芯片能完成一个计算机的功能。电脑开始大量涌入电子产品,形成新一代的电子产品。70年代末80年代初的录音机、录象机、无线电通讯设备、仪器仪表都具有电脑,采不采用电脑是衡量一个电子产品先进与各重要标志之一。采用电脑后的电子产品不但性能良好,而且产品结构件大大减少,因此节省了机械加工设备及时工。

振兴经济必须依靠科学技术的进步,电子工业的振兴必然要走产品开发的电脑化道路。

广播电视技术的革命前夜

上海市广播电视工业公司总工程师
上海市广播电视研究所所长

严 韵



在过去十年中,广播电视技术的进展是十分令人瞩目的。除了立体声音响设备、录象机和电视唱片等新产品不断出现并趋向普及外,在信

号处理、新传输媒介的开拓方面也取得了显著进展。一般认为,卫星直播、缆传电视、高清晰度电视以及视频和音频的数字化是四大主流,可以毫不夸张地说,广播电视技术正处在一个革命的前夜。

卫星直播

卫星直播的优越性已为大家所熟知,它的大面积覆盖是其他传输媒介所无法比拟的,在服务区内,信号强度的差别可控制在3分贝以内;它的发射功率较一般通信卫星要大几十倍,因此只须很小的抛物面就能接收到足够的信号,为进入家庭提供了条件;只要接收天线的波束方向直指卫星,它又免除了地面电视

接收中难以解决的重影的烦恼;此外,它的频带较地面电视广播为宽,为提高电视图象和伴音质量以及多路伴音提供了条件。

在经过将近十年的广泛试验以后,许多国家都在为发射直播卫星,开展经常的广播业务而积极努力。在技术上,多路伴音的数字化已被大多数国家所接受,但数字音频和模拟视频信号如何组合并对载波进行调制的方式却是多种多样的,很有可能通过卫星直播的发展,把目前全世界多种电视制式引向统一。目前卫星大都采用12千兆赫频段,但为了满足更高质量的电视图象的带宽要求,更高频段的试验也在进行之中。预计到1990年,世界各国发射的直播卫星将达100个以上。

缆传电视

有线电视是在五十年代初为改善接收信号质量而兴起的共用天线的基础上发展起来的。这对解决城市中高层建筑拥挤造成的接收不良十分有效。另外,无线电广播电视节目数受到频率分配的限制,而电缆电

视却能传输几十个频道而互不干扰。但由于投资大和资本主义国家商业竞争的限制,长期以来没有得到充分的发展。经过长期徘徊之后,近十年来的情况有了明显的改变,在加拿大、比利时和荷兰,分别有55%、90%和66%的家庭通过电缆收看电视节目。美国在过去十年中的有线电视收看户从900万增加到2700万,已占总户数的30%以上,英国打算在80年代内投资22亿英镑发展光缆电视,法国在1985年前计划有150万户,十年后有50%的家庭通过光缆收看电视,其发展的势头是十分迅猛的。

随着光纤技术的进展,光缆电视正在兴起。与电缆相比,光缆具有损耗低、频带宽、能抗电磁干扰和腐蚀等优点,虽然还有一些技术问题需要进一步解决,但用光缆代替电缆传输电视的趋势已经十分明显,它的前景是十分光明的。

视频和音频的数字化

电视可以说是高技术电子工业中从模拟走向数字的最后行列中的一员。虽然在十年前,早已预见电视信号处理和传输的数字化是完全可能的,但由于电视的信息率极高,对半导体器件的频率响应与存贮器的容量都提出了极高的要求。目前,关键的高速A/D变换和大容量的图象存贮器均已实现,世界各国的演播室已广泛使用了数字设备。数字化的标准也是长期讨论的问题,但国际无线电咨询委员会已于1982年2月提出了亮度信号的取样频率为13.5兆赫,色差信号为6.75兆赫,每样8位量化的建议,为统一制式提供了初步的标准。数字技术为电视节目的传输和制作开创了一个新纪元,长距离传输和磁带多次翻录造成图象质量的降低将被彻底克服。在节目制作过程中,信号的数字化可使图象的每一场、每一行甚至每一像素都可由编辑者按艺术效果来处理。

高性能、高可靠、免维修、低售价的电子产品将相继出现

上海市电子学会半导体专业委员会主任
上海元件五厂高级工程师、总工程师

马腾远



半导体工业是知识高度密集、技术高度密集、资金高度密集的工业,半导体器件的发展直接影响到广播电视产品的发展。目前,国内半导体器件的集成度已发展到在一块芯片上能做出几十万

高清晰度电视

彩色电视最初出现时被认为是黑白电视后的一个飞跃,但经历了一段时间以后,不满足的观众又提出了更高的要求。这些要求是:(1)水平和垂直的分辨率都希望再提高一倍,以与35毫米的电影相比美。(2)希望解决由于频谱间插而引起的亮度和色差信号间的串扰。(3)屏幕宽高比从目前的4:3改变为5:3。(4)在已经实现了高保真立体声音响以后,优质的图象必须和优质的音响相匹配。以上四条将为大屏幕电视的推广提供有利的条件,因为目前525行或625行在大屏幕显示时的行结构都历历可见。日本是对高清晰度电视研究得最充分的国家,它已提出了以下的初步标准:1125扫描行,5:3宽高比,帧频30,2:1隔行扫描和高保真立体声伴音。理论上的基带带宽约需30兆赫,这样的带宽即使通过现有的压缩技术也不能在目前的地面电视广播中实现,但光缆和卫星却为它的实现提供了必要的传输条件。日本电报电话公司的雄心是:在2000年建成的信息网络系统中将用光缆传输电视节目,交换站间的干线传输数字信号,而交换站到用户则为模拟信号。亮度信号与色差信号以分量形式作时分传输以彻底解决亮度与色差信号间的串扰。而以无线作为广播媒介的日本广播公司正在努力将频带压缩到12千兆赫卫星广播允许的带宽范围内。按计划,日本于1990年发射的BS-3和美国于1987年发射的CBS-HDTV广播卫星都将以12千兆赫为载波频率播送高清晰度电视。

以上所述,只是近年来广播电视技术的荦荦大者,其他如图文广播,可视数据,调幅立体声,电子绘图等新技术不可能在一篇短文内广泛述及,可以预见,到本世纪末,广播电视必将以崭新的面貌展现于世界。

个晶体管,截止频率已超过八千兆赫,已能生产出单片八位微处理器。为使半导体工业尽快赶上先进工业国家的水平,建议做到下列几项:

1. 考虑到整个工业体系中装备的更新换代,在适当引进国外先进技术和装备的同时,应着重考虑半导体工业的各个环节的全面提高和彼此协调,以迅速发展其经济效益。

2. 必须提高工程技术人员的技术水准,争取整

面的智力更新,为发展国内装备工业创造必要条件。应该充分注意到,装备工业在很大的程度上依赖于高级技术配套用的“通用零部件”这一现实。

3. 必须采用高效率手段,尽快齐全系列品种,以利应用。产品的开发应该符合国情,合理规划。做到既利生产又利应用和维修。

可以预见,随着集成电路集成度和电路功能的不

断增大以及线性电路与数字电路、双极型与各种场效应管、介质薄膜与导电薄膜等多种工艺相容技术的相继出现,传统的印刷电路版组合系统方式的淘汰,不久的将来,高性能、高可靠、免维修和低售价的电子产品将会相继出现。我们坚信,我国的半导体产品及半导体设备畅销国际市场的日子是指日可待的。

声频、电声技术在数字化进程中

中国唱片公司总工程师、高级工程师
中国声学学会理事、国际声频工程学会会员

李寶善



声频数字化是数字技术、电子计算机技术及大规模集成电路技术在声频、电声领域的集中应用。而八十年代正是模拟声频技术向着数字声频技术过渡的十年,因而新技术的迅速崛起、技术制式的激烈竞争、产品急剧的更新换代就成为一种必然现象。

笔者于1983年10月出席了在美国纽约举行的国际声频工程学会(AES)74届学术年会,会上的80篇学术报告、10个座谈会、190个展出的新产品和样机,以及会后对美国电声设施的考察,都充分说明了这一点。

首先谈一谈声频数字化已经得到成功应用的方面,对专业用声频硬件说来,突出的有数字(PCM)录音机、数字人工混响器及数字延时器等。对家庭用声频软件及硬件来说,最为突出的就是激光式数字唱片(Compact Disc,简称CD)和CD放唱设备了。

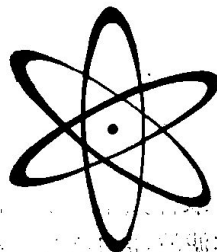
八十年代以来,数字化声频设备的音质逐年得到提高,这和模/数(A/D)转换器、数/模(D/A)转换器、十分复杂的编码/解码技术,以及特殊的数字滤波器质量的提高密切相关。以CD唱片的音质为例,经过实地多次聆听,笔者感到除对弦乐的高音部份仍稍感存在着金属声,在这点上不如最优质的密纹唱片以外,音质的其它方面,可说已达到空前的高度。音乐的动态范围很大,这从重放柴可夫斯基的《1812序曲》可以听出,噪声已降低到不易觉察的水平;频率范围由零赫(直流)一直延伸到几百千赫而毫无困难;机械型失调(如转速误差、抖晃)可说完全消除。但有一点十分重要,以上效果的获得不单要依靠CD唱片和唱机,重放用的功放和音箱也需上乘才行。这次令笔者感到有些意外的事是:纽约许多著名的调频立体

声广播电台,已经借助民用CD唱片及唱机,提供正式的音乐广播节目信号,可见对CD唱片之重视。

过去,国内外不少专家都认为声频数字唱片(统称为DAD)是电视唱片的副产品,而且DAD选择的制式必然依附于被选中的电视唱片制式。例如电视唱片选激光式,DAD也必然选激光式;电视唱片选高密度视频(VHD)式,DAD也必然选高密度声频(AHD)式。现在看来,两者的发展很不平衡,DAD选择激光制式的大局已定,亦即选CD制式,而电视唱片的三种制式:激光式、电容式、视频高密度式明显处于三足鼎立之势,甚至会长期并存下去。因此,笔者感到我国也不宜过急地确定自己的制式,否则有可能给以后造成很大被动。

当然,在声频、电声数字化加快步伐的今天,也不能忽视对模拟声频技术的继续发展和提高。有些硬件(例如声频放大器)也不一定都采用数字化制式。总之,模拟声频将始终占有自己的位置,并对数字声频的发展不断起着促进的作用。

笔者在此祝贺《无线电与电视》复刊六年来取得的显著成绩,它坚持办为中级科技刊物的方针,兼顾专业技术人员和广大业余爱好者的需要,始终把最新的科学技术带给读者,并注重给读者具体应用的便利,因而深受广大读者欢迎。预祝刊物在1984年取得更重大的成就!



彩色电视机的一代天骄

——介绍数字式电视接收机

郑 学 文

将数字技术用到接收机中去,在几年前还认为成本太高而难以实现,但随着半导体制造工艺的日臻完善,成本越来越低,在彩色电视机中采用大规模数字集成电路,数字滤波器和数字锁相器来提高图象质量已成为现实。到本世纪末,目前所用的阴极加热式电子束显象管仍将是电视机的主要器件,也是以后家用计算机图象系统的主要器件,而全世界的电视广播制式,亦将仍然沿用现有的三大彩色电视制式(NTSC、PAL和SECAM制,也就是说525/625行,50/60帧和3.58与约4.43MHz的彩色副载波频率以及6~8MHz的频道宽度)。既然广播信号仍然是模拟信号,那末为什么要在接收机中采用大规模数字集成电路(Digital LSI)呢?

目前在电视机中能数字化的部分仍有一定的限度。由于高频部分对数字电路的速度、带宽和分辨率的要求太高,电视机用数字电路芯片仅限于伴音、图象和扫描频率的基频频带,而高频和中频则仍然是用传统模拟式的。

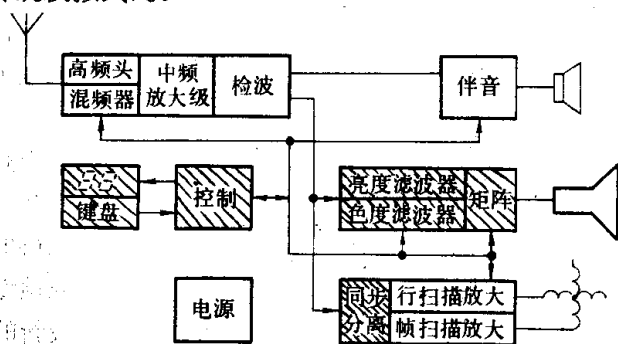


图1 二进制基带数字化限于信号通路中的基频频带部分(即方框图中有斜线处)

所谓彩色全电视信号的线性编码数字化,就是将每帧图象上的各点图象信号电平用二进制数字来代表。这一转换称为数模转换,转换的速度称为取样频率。数模转换速度要考虑到带宽和分辨率彼此有关的两个方面。信息论的基本定理规定了取样频率应为信号中最高频率的2倍以上,也就是说,如果视频基带的频宽为5MHz,取样频率至少应在10MHz以上。实际上,为使数字滤波器和色度信号处理方便起见,在PAL制中用的是4倍于彩色副载波的频率并与之

锁相,即 $4.43 \times 4 = 17.72\text{MHz}$ 。分辨力则是由最小能觉察的亮度变化和动态范围来决定的,经对人的视觉实验证明,图象信号需要8位字长,即 $2^8 = 256$ 个等级的动态范围。色度信号用6位便可满足色度处理的全部要求,而高传真度伴音则要用到14位。

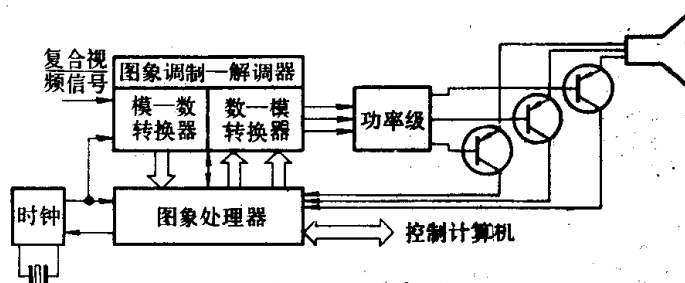


图2 图象部分

采用了数字集成电路以后,就不必象普通电视机那样调节线圈、PAL超声延时线和电阻等这些在模拟式电视机中大量采用的滤波电感、电容、移相网络等等,它们都被由简单的乘法器,加法器和移位寄存器等组成的数字滤波器所取代。其中,关键是数字滤波器技术。图3则是图象处理器集成电路的方框图。

在电视机数字化以后,目前在每台电视机中几百个用于处理图象和伴音信号的分立元件将被7~8块各个功能处理电路芯片所取代。将这些信号变为数据流,而由一集成控制计算机来管理这些数据流并作数据处理。

第一代较完整的处理图象和伴音用的数字集成电路,每块包括了3~5万个门电路,每一门电路相当于4个晶体管。

模拟式电视机的调试,要使线圈和电位器的调整自动化,工装设备的投资昂贵,而数字电视机只不过是调节数据送入一可编程的存储器的简单过程而已。更有甚者,一旦电视机老化后,从电视机内部本身关键测试点上来的反馈可以自动修正调节信息,而使电视机自动补偿到最佳状态。

电视机数字化后,用户也可得到不少好处,电视机的可靠性大大提高,并可自动补偿老化。电视广播由于制式和器件的限制,除了画面清晰度远比不上35mm电影以外,使用户烦恼的图象不良的常见现象

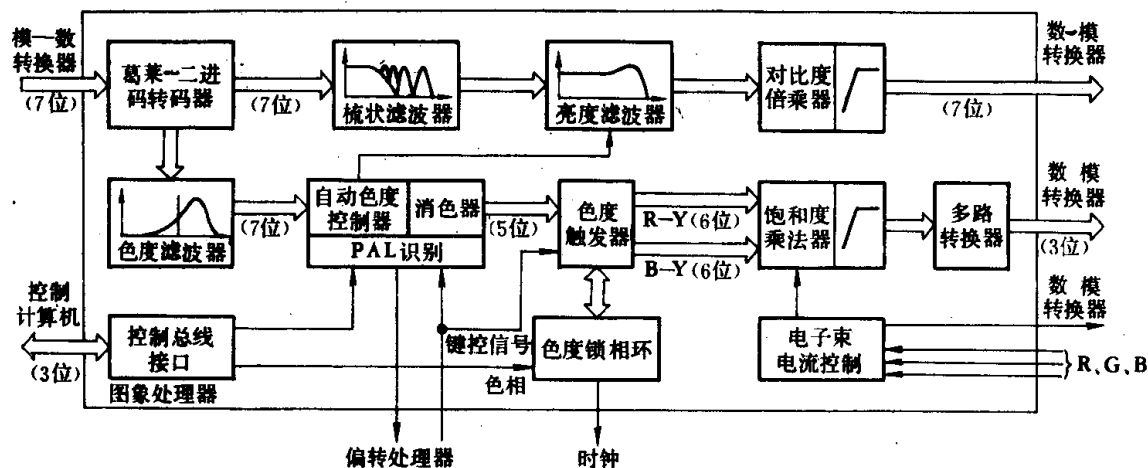


图3 图象处理器

有：重影、闪烁、图象抖动和信噪比差等，电视机数字化后，对这些方面可以有较大的改进(这些改进有的在第一代数字电视机就可实现，例如重影；有的则要采用第二代带图象贮存器的芯片后才能实现，例如闪烁和高清晰度电视兼容等)。

市区的观众，由于高楼对电波的屏蔽或反射，用室内天线收到的图象是重重迭迭的模糊影子，换看另一频道时都要重新调节天线，用室外天线则价格既贵，安装困难，有时也难以完全消除重影。电视信号数字化后利用一种具有消除重影的补偿网络(它是由若干个抽头的延时电路，乘法器和加法器组成的横向滤波器，其最大延时可达到 $64\mu s$)，用100个以下的抽头和 $5\mu s$ 以下的延时已足可消除实际上所存在的所有重影。当重影随着天线和接收情况以及频道变化时，电子开关就会自动改变抽头位置，并利用帧同步期内的均衡脉冲测量出各重影的大小，位置和控制这些电子开关。

美国(NTSC)的电视图象在清晰度和质量上赶不上西欧(PAL)，这是因为美国制式的带宽小于西欧之故。但西欧电视由于帧频较低(频率为 $25Hz$ 的一幅隔行扫描的完整图象)，因此有较显著的大面积和高亮度(例如滑雪运动的场面)闪烁现象。数字化电视机可将一帧完整图象存入一数字帧贮存器中，以比正常帧频为高的速率读出图象，帧频可提高到 $75Hz$ 而且是顺序的而不是隔行扫描，从而消除这种令人讨厌的闪烁现象。

数字电视机的行帧扫描通常是从彩色副载波计数得到行帧同步脉冲，因为全国性电视网络通常传送具有固定比值的三种频率信号(彩色副载波频率 f_{cs} ：行 f_{hor} ：帧 f_{ver})，当接收机收到这些信号时，扫描处理器转入锁定状态，此时就可用将彩色副载波计数分频的方法得出行频和帧频。这就使扫描信号实际上可不受弱信号中的噪音的影响，即使这种噪音很强时，例

如有飞机和车辆等在附近飞过或驶过等引起电场晃动时也不致影响同步，而且还不受电器用具的干扰。

现行的电视制式采用隔行扫描，可以得到分辨率为625行减去有效行数的图象，它避免了因帧、行频太高而要保持高的图象像素数量使所占频带过宽缺陷，然而，这一原先被认为是巧妙的方法，实际上也有其根本的缺点，这就是隔行扫描。因为摄象端和接收机实际上并不能达到百分之百的625行分辨率，即使在完善的隔行扫描情况下，也只是逐行扫描的64%。有些质量较差的接收机会产生部分并行或完全并行的现象，清晰度就更差了。采用帧存贮器，就可将原为625行、25帧的隔行扫描图象贮存起来，而以625行、75帧的逐行扫描读出，这样在垂直方向上就能获得百分之百的清晰度，图象质量就提高一步。

加锐电路在以往部分模拟式接收机中曾采用过，即用提高视放中 $2\sim 4MHz$ 段频率响应使图象过渡区产生人为过冲的办法来提高主观明确度，或者采用更为复杂的勾边电路或微分扫描的办法。然而，由于

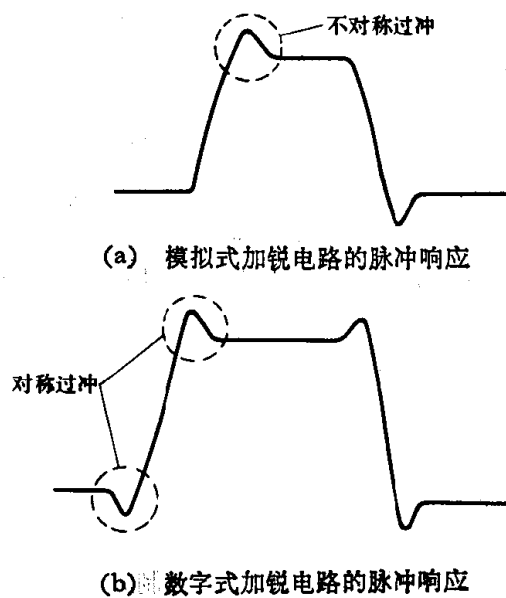


图4

模拟式视放电路的高频端部分提升电路都是相位非线性的,所产生的过冲是不对称的,结果呈现一极不自然的感觉。

若在 PAL 数字解调器中采用高频频率提升电路,则可获得一个过渡时边沿明显变陡及在开始和结束时各有一个过冲。结果图象轮廓突出而使主观明锐度改善。这种电路也称为孔阑校正电路。数字 PAL 解调器除有上述优点之外,还可对水平和垂直方向都用加锐电路来改进彩色图象的重现质量。亮度输出 Y 的图象明锐度由于要抑制掉副载波以及显象管调制的传输函数 (MTF) 而受到限制。不用梳形滤波器时,过渡区的上升时间会由于频带狭而变大,这可将 2~4MHz 的频响提高一些来补偿,同时也可补偿显象管对空间 MTF 高端的下降,这只要将带通滤波器特性的上限频率作相应的提高就行了。在接收方格图象时,垂直线和水平线都以同样的亮度和丰富的对比度细节重现出来。

此外,在数字式电视机中,还可以加上垂直孔阑校正电路。这只要加上一个代价很小的 PAL 梳状滤波器(它仅是数字集成电路的一小部分)就可实现。从三行相继的水平线上的图象内容的差异上,可以提取出所谓垂直细节信号,然后将它加到原来各行的图象信号上去,以提高垂直方向的明锐度。对亮度信号的作用和上述水平孔阑校正类似,并使垂直方向的过渡响应变陡。与用模拟接收机图象作比较时,这一两维孔阑校正的成果是一幅清楚悦目的图象,并无任何可觉察到的强烈副载波干扰和串色。由于数字电视机解调器的信号处理采用数字滤波器,因此它不会产生模拟式电视机中的那些讨厌的副载波干扰和串色。

数字电视机的另一个优点是它能实现信号处理的自适应控制。家用彩色电视机的图象质量与接收地点的接收条件有极大关系。特别是噪音和重影会影响重现图象的质量。最常见的噪音影响是接收点场强太弱,因为这时接收机的中频放大量必须由自动增益控制电路调节至最大,才能得到额定的检波后图象电平值以便处理。

在视频基带信噪比约为 40dB 时,就能用减少 PAL 解码器中噪音的方法来提高图象质量。在接收机设计中可以用数字信号处理的办法来减低噪音,而使图象更清楚。其方法是将解码器中的亮度和色度滤波器的功能电路和图象加锐功能电路分开。这样控制电路就能自动地按照现场接收情况调节加锐电路和重影消除电路以获得最佳图象。这也是一般模拟电路所难以实现的。

日本在高清晰度电视研究方面已制成了从摄像到显示的全套设备,其图象质量可以与 35mm 电影相媲美,

但由于它采用的制式是和现有制式毫无关系的 1125 行, 60Hz 隔行扫描,因此现有接收机不能接收到它的图象。欧美对高清晰度电视的研究则从经济上和技术上考虑兼容,即现有的接收机也可接收到高清晰度广播的图象,但图象质量只能相当于现有制式的质量,而高清晰度电视机也能接收现有制式广播,虽然图象也不是高清晰度,但如果用数字式电视机,也能改善很多。就象当初发展彩电时,不得不考虑与已有黑白电视的兼容性一样,如不兼容,彩色电视决不会发展得如此之快。

如果在未来的高清晰度制式中,选择行频为现行制式的整数倍的话,就可实现兼容。在接收普通广播时就能得到比模拟式闪烁小而质量达到普通广播制式所能允许的最佳程度的图象,而在接收高清晰度电视广播时则能得到与 35mm 电影一样的质量。如果是模拟式接收机,虽然当制式是兼容性时,也能接收到高清晰度电视广播,但其图象质量只能相当于现有电视广播的质量。

电视机数字化后,在接收时能判断接收到的到底是 PAL、SECAM、NTSC 制式中的哪一种。这一信息可以传送给电视机的微型计算机控制部分,使各电路自动适应接收那一种制式,就能使一台电视机成为真正的全球性多制式接收机。

在电视机中利用数字式图象存储器还有其他优点。例如虽然储存一幅完整的图象采用线性编码(无冗余度编码方式)要用到 1 兆位以上的存储器,但要产生一幅画中画则只要较小的 RAM (随机存取存储器)就够了。

数字图象的优点同样可以用到电视机的外围设备上去,数字录象技术将大大改进家用盒式录象机的性能,将电视录象盘(电视唱片)的数字信息直接送入数字电视机的数字信号处理器可以获得完美的图象而没有任何类似噪音、失真和色调误差之类的缺点。此外,用数字式录象机和整幅图象存储器可以无代价地得到静止画面,慢动作和画面变大变小(即变焦)等功能。

西德 ITT 公司生产的 DIGIVISION 2000 型数字电视机中的专用数字电路有 6 块,型号分别是: MAA2000、MAA2100、MAA2200、MAA2300 + MAA2400、MAA2500 以及 MEA2600。其重点是减少所用元件数量(与典型的模拟电视机比较起来,元件数量减少了 350 个)和调节工作量以降低成本,提高可靠性和使用寿命,以及使用更方便。

图 5 是 DIGI 2000 型电视机的方框图。图中,左边部分仍是传统模拟电路。中间的各个大方框代表数字信号处理部分。细线代表信号线以及控制信号线,宽线则代表数字信号的总线。用几根导线组成一串的

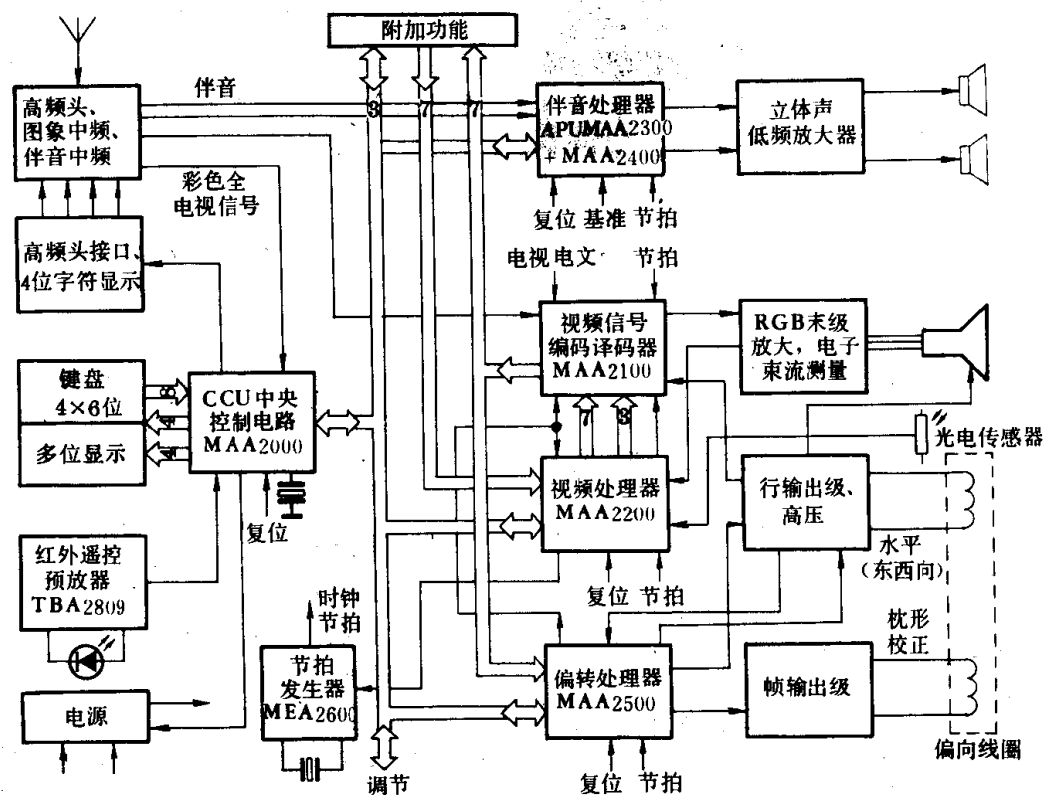


图 5 DIGIVISION 2000型数字电视机方框图

总线，以前只在计算机电路中应用，而在电视机中应用尚属首次。

从天线来的高频信号加到高频头后，以通常方式放大、滤波和混频后变成中频信号加到检波器。在检波器的输出端上得到伴音信号或播送立体声的双路伴音信号以及彩色全电视信号。伴音信号送至伴音处理器。它由输入电路以及专用处理级组成。

在 MAA2300 中，模拟信号首先变换成脉冲密度调制信号，然后经过数字滤波级变成一串数字信号。其中，立体声的导频已从主信号中分出，而伴音 1，伴音 2 和导频在变成数字后加到处理级 MAA2400。在其中将信号加以鉴别和矩阵分解，再经音调滤波器，最后由脉冲宽度调制器复原成模拟信号。音调滤波器可调节去加重、高低音、基本带宽、模拟立体声和分离度平衡等。最后送至传统的模拟功率放大级电路。

彩色全电视信号则送至视频变换器(也就是图象信号编码译码器) MAA2100。这一转换成数字值后的彩色全电视信号经由数字并行总线再送至视频处理器 MAA2200 和时基组件(即扫描处理器 MAA2500)。在该点上也引入各种附加功能[例如，数字式电视电文 (Teletext，一种荧光屏新闻杂志，利用电视广播的回扫时间内传送各种信息)、梳状滤波器或法国塞康制 (SECAM) 处理器等]。该点上的数据率为 $7 \times 17.7\text{MHz} = 123.9 \times 10^6$ 位/秒。在视频处理器中，用数

字滤波电路将亮度信号和色度信号分开。改变亮度信号的通频带及其频响可以调节清晰度和明锐度。经过对比度乘法器(用作对比度调节)以后的亮度信号回送至视频变换器。在视频处理器的色度电路那一部分中有色度滤波器、自动色度控制、消色开关、PAL 补偿和色饱和度乘法器(色度调节用)。这里用不着模拟电视机中 PAL 补偿用的延时线，因为各种信号都已数字化了，所以可在集成电路内，用一部分相应长度的中间寄存器来代替。MAA2200 的另一特性是产生精确的供节拍发生器 MEA2600 用的数字相位控制电路。这一节拍发生器的振荡频率为彩色副载波频率的 4 倍，它提供 ϕ_1 和 ϕ_2 的两个相位相反的节拍信号并送至信号处理器。如前所述，由 MAA2200 中的锁相电路与彩色副载波锁定。节拍与副载波的相对相位为 45° 。这样由 MAA2100 中的数模转换器在抽样时就能自动分离出 $R-Y, B-Y, -(R-Y), -(B-Y)$ 成份。彩色副载波经过数字化以后，就能以正确相位解调出色度信号。

和视频处理器并接的有一时间基准电路(偏转处理器) MAA2500，它也取得已经数字化了的全电视信号。该电路产生全部与时基基准的有关信号，诸如帧、行、消隐和回扫脉冲、色同步选通脉冲以及供 MAA2100 中 A/D(模/数)变换器用的箝位电压以便控制工作点。还有供帧扫描和水平(东西向)方向枕形

(下转第 1—12 页)

行辐射干扰的产生和抑制

翁默颖 刘中元 夏永平

国产电视接收机中已广泛使用D 系列电视机集成块,D7609P 是行、场扫描集成块,在使用中发现行扫描内电路有辐射,干扰了图象,使它的推广使用受到影响,本文将说明产生辐射的原因和抑制方法。

D7609P 的行扫描电路

D7609P 内电路及其外围电路框图如图 1 所示, 虚线部分是内电路。行频振荡器可等效成一个按正反馈联接的运算放大器, 如图 2 所示, 把②端看成是运算放大器反相输入端 V_- , 而同相输入端 V_+ 就由内电路 R_1 、 R_2 分压后供给, 电阻 R_f 构成了深度正反馈网络, $K\beta \gg 1$, 这时运算放大器属斯密特触发器, K 为运算放大器的增益。

电路开始工作后,电源通过 R 对 C 充电,此时触发器的输出电压 V_0 仍为高电平 V_H (即 $V_0 = V_H$),当 V_- 端电压升到和 V_+ 端相同电压时 (即 $t = t_1$ 时刻),触发器发生正反馈雪崩式过程,触发器状态变化, V_0 降为低电平 ($V_0 = V_L$),同时通过反馈电阻 R_f ,使 V_+ 端亦降为低电平 ($V_+ = V_L$),如图 3 所示。内部电路中 T_1 和 C 是并联的,此刻 T_1 基极被“控制电路”加上高电平而导通,导致电容 C 上电荷通过 T_1 放电,而使 V_- 端电压下降。待 V_- 下降到低电平 $V_- = V_L$ 时 (即 $t = t_2$ 时刻),触发器又发生状态转换。其结果是 V_0 重新升为高电平 ($V_0 = V_H$),从而使 V_+ 端也升至高电平 ($V_+ = V_H$),内电路 T_1 重新截止,电容 C 重新被充电,开始新的周期而自激振荡,其输出电压波形 V_0

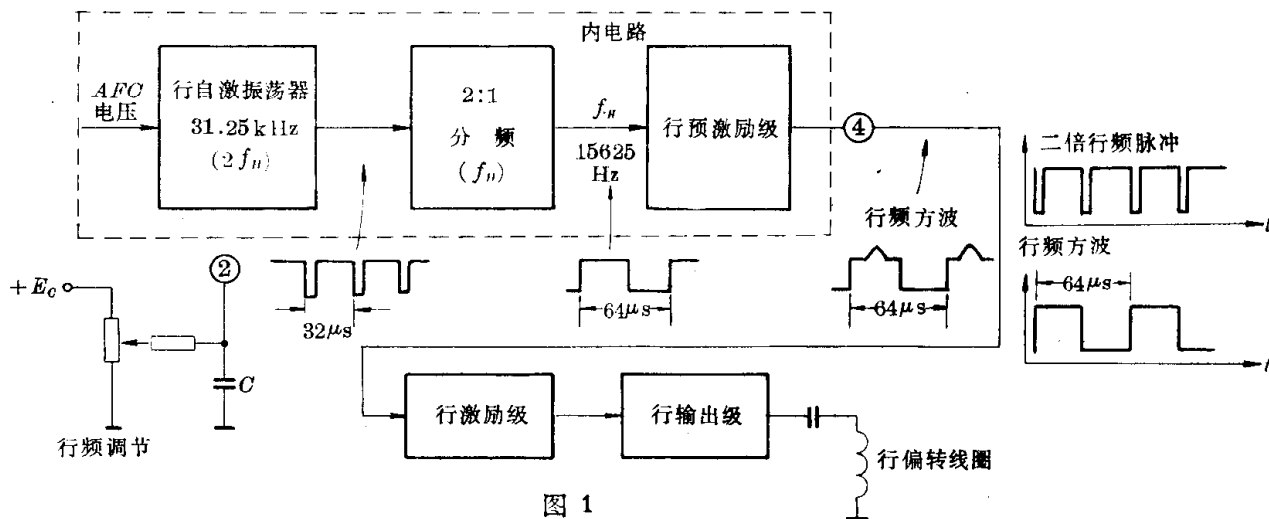


图 1

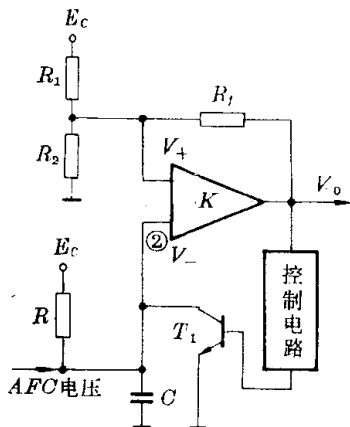


图 2

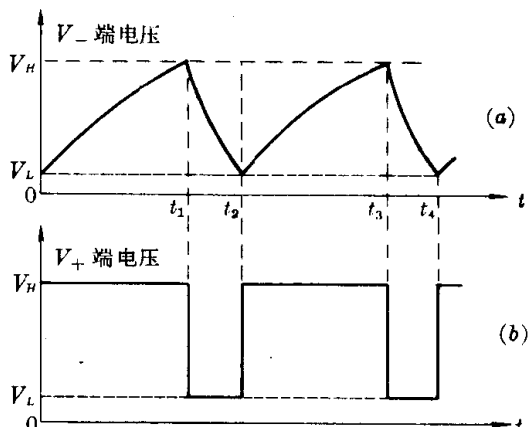


图 3

如图3(b)所示。由运算放大器构成的自激振荡器集成电路，其工作频率是稳定的。

行自激振荡器输出脉冲频率为 31.25kHz，需要二分频，才能得到行频脉冲。这种方法的优点是：

1. 使输出行频脉冲与振荡器相隔离，负载的变动不会影响振荡频率的稳定性，
2. 若把行、场振荡电路集成于同一单片上，行对场的干扰就会破坏隔行扫描，如两场同步脉冲之间相隔 312.5 行，奇数场场同步脉冲和行同步相遇，则偶数场场同步脉冲起始位置就落在两个行同步脉冲中间，这种严重的行干扰脉冲，有可能使场振荡器提前半行，从而破坏了隔行扫描，出现并行或场抖动。当然，行振荡器采用二倍行频后，振荡器状态的转换时刻(即脉冲前后沿)均落在行扫描正程期间，这时如有辐射，在荧光屏上就会出现干扰竖条，消除这种干扰条纹是相当困难的。

由内电路 2:1 分频器输出的行频方波(图 1)，输入至行预激励级(其内电路如图 4 所示)，当方波是高

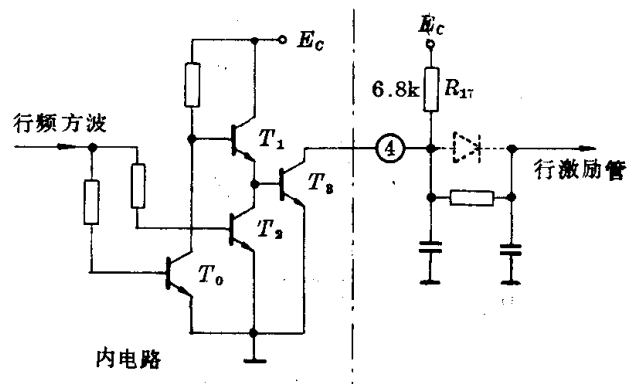


图 4

电平时， T_0 、 T_2 导通，致使 T_1 、 T_3 截止，而 T_3 集电极和④端外电路 R_{17} 相连，故 R_{17} 是 T_3 的集电极负载。当加于 T_0 、 T_2 的方波是低电平时， T_1 、 T_3 导通，并且内阻变得很小，此时④端低电平吸入电流。因此④端输出仍是行频方波，由于在测量时受到行输出变压器逆程脉冲的干扰，在行频方波高电平处出现圆顶(图 1 所示)。需要注意，④端输出的方波有十分陡峭的前后沿，其前沿上升时间为 100ns，而后缘快达 20ns。

图 5 是行激励级和行输出级电路图，它和一般行输出级电路没有区别，图 6 是行输出级的实测波形图。行频方波输入行激励级，图 6(c)是激励级 T_1 集电极波形，它仍为行频方波，按反极性激励级的工作原理，激励管

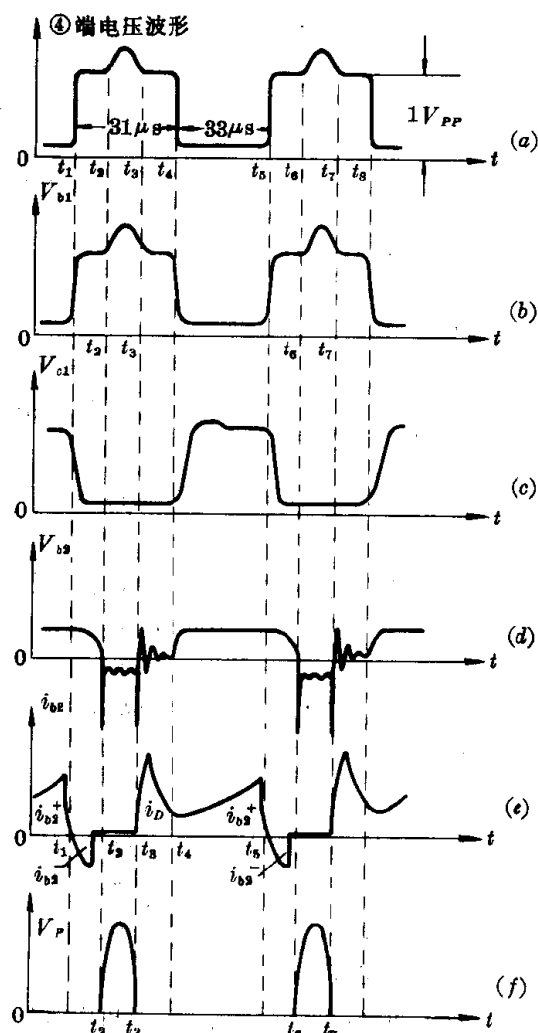


图 6

- (a) ④端电压波形； (b) 行推 T_1 基极波形；
(c) 行推 T_1 集电极波形； (d) 行输出管 T_2 基极波形；
(e) T_2 管基极电流波形； (f) T_2 管集电极逆程脉冲。

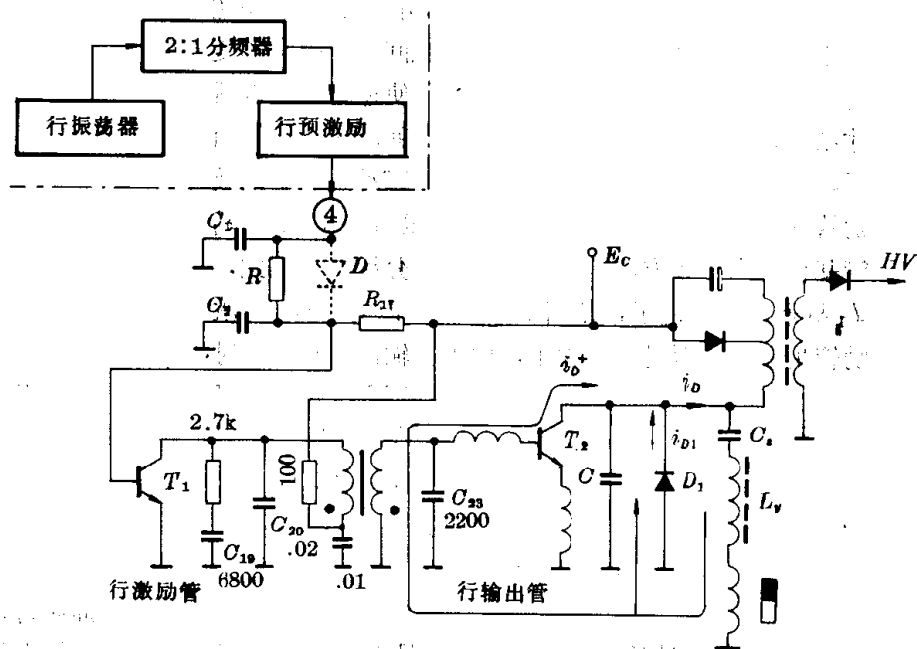


图 5

导通期间,行输出管基极应加有 $31\mu\text{s}$ 宽负脉冲而截止。如果行输出管有过宽的截止期是无法获得线性良好的扫描电流的,实际上,由于加到行输出管基极的负脉冲幅度较低,故不能使行输出管于 $t=t_1$ 时刻迅速截止,这是因为行输出管基极有大量剩余“空穴”存在,需要有一个从行输出管基极抽出“空穴”的过程,才能使行输出管截止。在抽出基区空穴期间(晶体管的存贮时间 τ_s),行输出管仍处于导通状态,因此,虽然行输出管基极加有负脉冲,直到 $t=t_2$ 时刻行输出管才被截止,从而开始逆程并产生逆程脉冲图(6(a)、(b)中凸出部分是由测量时从逆程脉冲感应而来)。图6(e)是行输出管基极电流波形,在 t_1 时刻之前,行输出管处于导通状态,基极注入电流为 i_{b2}^+ 。 t_1 时刻后, T_2 的基极加上负电压, i_{b2}^+ 迅速降为零,随后因基极加有负电压而抽出“空穴”电流 i_{b2}^- ,方向和 i_{b2}^+ 相反。自 $t=t_2$ 时刻到 t_3 是逆程过程。 $t=t_3$ 时刻,行偏转线圈中偏转电流 i_y 换向,阻尼二极管导通,在 $t_3\sim t_4$ 期间形成流过阻尼管的电流 i_D ,由于行输出管集电结(PN结)和阻尼管并联,成为阻尼管电流的支路,因此集电结流过的电流是 i_D 的分流值 i_D^+ ,此即为图6(e)中凸出部分。从 t_4 时刻开始,行输出管基极重新加上正向脉冲而导通,基极激励电流 i_{b2}^+ 增大至 t_5 时刻,以后重复前述过程。

值得一提的是,至少有两种办法可以改变逆程脉冲在行频方波中位置,第一种是采用不同变压比的激励变压器,它可改变激励行输出管基极的脉冲幅度,从而影响行输出管存贮时间 τ_s 的长短。采用高变压比的激励变压器,激励行输出管负脉冲的幅度减小,使 τ_s 时间增长,从而使 t_1 、 t_2 时间间隔拉长,于是逆程被迫后移(注意,逆程所需时间取决于偏转线圈 L_y 和逆程电容 C ,所以 L_y 、 C 决定后,逆程时间是个固定不变的常数,逆程起始时间延迟后,可以使逆程延至 t_4 后才结束。在 $t=t_4$ 时刻,④端的跳变沿就落在逆程期间了,这种措施对抑制干扰有好处。第二种方法是把激励管基极处电容 C_2 选用在 $0.033\mu\text{F}$ 以上,此时在 T_1 管基极处的行频方波的上升沿变得十分缓慢,因此, T_1 导通时间延迟了,从图7(c)中可以看出,行激励管集电极波形已不对称了,由于行输出管有存贮时间 τ_s ,使激励管导通期间行输出管并不立即截止,又延迟了一段时间,故④端输出行频方波的上升沿经过二次延迟,才使行输出管截止,开始逆程过程,于是,在 $t=t_4$ 时刻,④端的跳变沿也落在逆程期间了。

D7609P 的行干扰和抑制方法

D7609P ④端输出的行频方波,具有陡峭的前后沿,在这些突变时刻辐射出电磁波,在图6中,突变

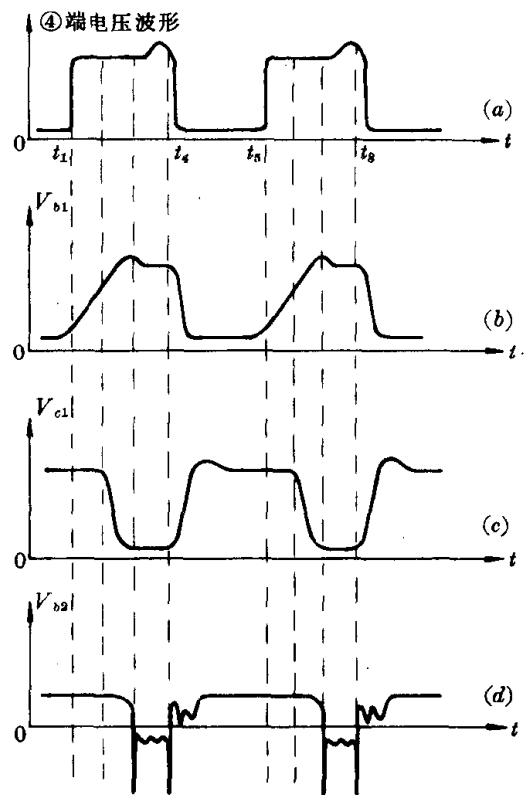


图7

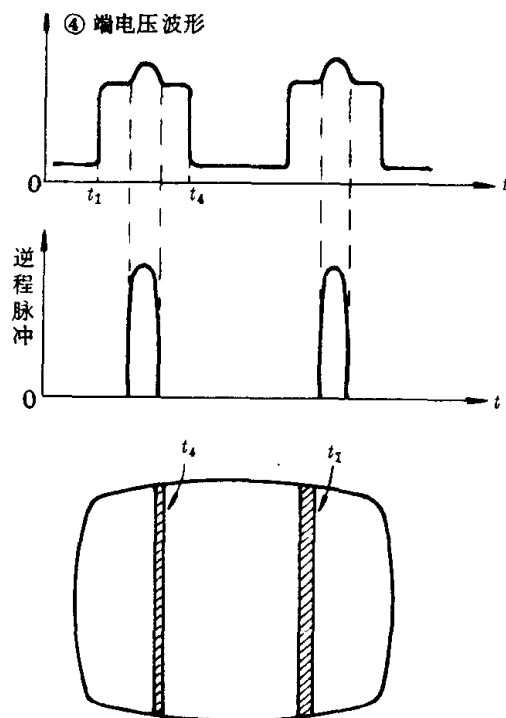


图8

时刻 t_1 、 t_4 均在行扫描正程期间,因此在无信号或接收弱信号时,这种辐射在荧光屏光栅上就形成了竖直干扰黑条,如图8所示。当电视接收机灵敏度较高时,行干扰更为严重,过强行干扰会明显地降低电视接收机的有限噪声灵敏度。

抑制行辐射方法有:减缓行频方波变化率即增大上升沿及下降沿的时间;屏蔽 D7609P,使 D7609P 地线在印刷电路板上相对独立,加强供给 D7609P 电源

的高频退耦;提高天线抑制本机干扰的能力等,通常这些方法需要同时采用,才能取得较好的效果,本文主要介绍如何在外围电路中采取措施以抑制行辐射。由图4,行频方波转变为高电平时, T_3 截止,④端电平迅速上升。要变慢④端电平的上升沿是十分方便的,只要在④端加接对地电容,如图5中 C_1 。当行频方波转变为低电平时, T_3 饱和导通,此时④端迅速吸入电流而产生陡峭后缘。我们可以采取措施放慢行激励管基极处行频脉冲的后缘变化率,例如在④端和行激励管之间串联电阻 R (但是串联阻值较大时,常会衰减激励 T_1 的行频方波,影响激励功率),也可采用串联二极管(2AK型)办法,如图5所示。其优点是二极管反向电阻大,能有效地减慢行激励管基极处电容 C_2 通过④端吸入电流的速率,同时又对上升沿突变通行无阻,不衰减输出方波幅度。改变与二极管并联电阻 R 的阻值,可使后缘达到期望的下降速率,实践证明,这是一种放慢后缘速率的有效办法。

减缓激励 T_1 行频方波的前、后沿后,能够有效抑制行辐射干扰,但是,在④端仍有陡峭后缘的行频方波,因此在工艺上要防止它的辐射泄漏,通常把④端对地电容 C_1 和二极管 D ,直接和D7609P插脚相焊,并把两者(C_1 、 D)的引脚尽量缩短,以抑制④端辐射,效果良好。

在④端也可串联电感,虽对放慢前沿和后缘变化率均有效,但它本身也有可能产生电磁波辐射,故对行频干扰的抑制效果不明显。

另外,有人采用较高变压比的行激励变压器,或者在行激励管基极连接 $0.033\mu\text{F}$ 以上电容(对地),如图5中 C_1 ,那末行频方波的陡峭后缘被延迟而落入扫描逆程期,而不再在荧光屏光栅上显示黑条,如图7所示。这种办法仅是隐蔽行干扰而没有加以抑制,如果行辐射干扰比较严重,从而影响电视机噪声灵敏度时,这种办法则不宜采用。

在荧光屏上显示出竖直条纹是有多种原因引起的。无信号输入时,D7611AP中放集成电路的增益极高,可达80dB以上,因此能把极为微弱的自身行辐射接收而在荧光屏上显示出来,当场强强大的电视台信号输入后,由于AGC电压控制作用,使D7611AP的增益下降,自身的行辐射也就不会在荧光屏上显示,这种辐射既不影响整机的有限噪声灵敏度又对图象质量无妨害,整机处于正常接收工作状态。显然我们不应对所显示出竖直黑条提出不科学的也是不合理的指责。其次,对D7609P采用本文提出抑制行辐射措施,能够较有效地抑制行干扰。

D7609P的内电路,在设计上是合理的,例如克服了行对场的干扰问题,因而保证了隔行扫描。对黑

点和白点噪声抑制均作了仔细的设计,效果显著,由于集成块原设计用于大屏幕和大偏转角显象管,因此没有集成场输出级电路,显然用于小屏幕电视机感到不便。但是,从中、大屏幕兼用的角度来看,选用D7609P也是合适的。

(上接第1—8页)

校正用的控制电压,而这是以脉冲宽度调制信号的形式输出的。在数字计算电路内,用数字滤波器将频宽和相位各异的行与帧同步信号分开。由此再取得帧偏转电压和水平方向枕形校正电压。该电路中还包含有能判别收到的广播彩色全电视信号(即彩色副载波、行频和帧频)是否正确的功能。如正确的话,就使行帧同步电路从自由振荡状态转至同步计数状态。这样就避免了同步中的瞬间干扰。

那些控制用的调节数值,例如音量、对比度、色度和帧幅等,都是由中央控制电路MAA2000经过串行控制总线送至各数字信号处理器的。它们包括识别、节拍和数据三条线。这些数据以 125kHz/s 的速率传输。中央控制电路是一个专用微处理机。其中的非易失性存储器是在制造电视机时,将机芯用的调节数据按所编程序写入的。此外用户也可利用中央控制器决定所需的调节数值和选择频道。用户通过电视机的键盘或者红外线遥控器输入指令。在MAA2000中还有一套调谐高频头用的频率合成电路,向高频头送入合适的电压和电流数值。

除了支配调节数值以及传送用户指令以外,MAA2000还具有前述的控制箝位、白平衡和对比度等功能,以及承担一些其他附加功能。

由于DIGIVISION电视机控制系统中所具有的数据总线和控制总线可以很方便地扩展。因此要加进电视电文(电视报纸)或者数字式法国塞康(SECAM)制处理器就很容易。这也是电视与数字信息系统的未来发展方向。

本刊启事

- 1.本刊自1984年起改由全国各邮局发行。凡欲订购的读者可向各邮局预订1984年下半年度各期。考虑到不少读者因故未能订上1984年上半年度各期,如欲购买者可直接与上海市科技出版社(上海市瑞金二路450号)邮购组联系。
- 2.本刊1983年合订本将于1984年5月份出版,读者可向各地新华书店购买。本刊今后每年继续出版合订本。

电视机的 行辐射

杭州电视机厂 应祖训 朱镇生

电视机的行辐射是由行扫描及开关电源电路激发的冲击高频振荡,通过各种途径进入高频通道系统,并被放大、检波后成为与行频一致的行辐射。

行辐射对光栅及图像的影响

有的行辐射脉冲在相位上位于同步脉冲附近如图 1 所示,很易与同步信号一起被分离出来,进而影响自动行频控制系统,使方格图像边缘不整齐,如图 2。

在双脉冲鉴相系统中,全电视信号经同步分离后在鉴相管又经过了一次幅度分离,所以能对同步分离级来的不十分严重的行辐射脉冲抑制掉一些,从而减轻行辐射的影响。在单脉冲鉴相电路中,全电视信号经同步分离后直接进行相位比较,行辐射脉冲的影响相对说要稍严重些。

一般电视机的有限噪声灵敏度使用闭路方式进行测试,大部分行辐射信号在测量该项指标时不易进入电视机,所以行辐射脉冲虽影响图像的清晰,但在有限噪声灵敏度的指标上不一定有所反映。

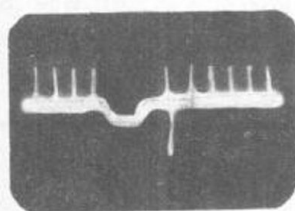


图 1 行辐射脉冲位于同步脉冲附近

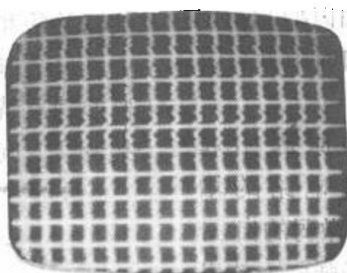


图 2

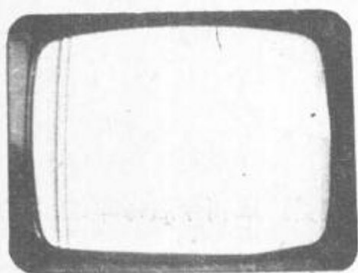


图 3

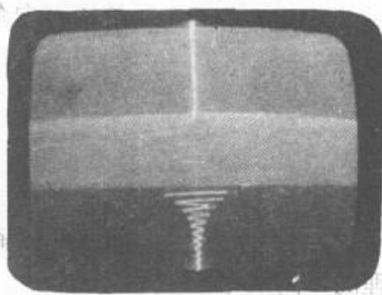


图 4

扫描期间的行辐射脉冲进入视放级后在屏幕上形成由上到下的黑条,如图 3。

当电视机工作在无信号状态时,如通道系统不太稳定,有些轻微自激时,在接收到行辐射以后将引起一个振荡过程,其持续时间是随机的,用示波器在预视放级输出端有时可以看到行辐射脉冲的后面有一片不稳定的噪声,这些噪声在屏幕上形成拉丝现象。拉丝严重的电视机在弱信号状态时的图像质量比较差。目前,我国三频道的频率为 $65.75 \sim 72.25\text{MHz}$,其中心频率正好约为图像中频带宽中心频率的两倍,因此很易造成不稳定,使拉丝现象较严重。

当无全电视信号输入时,特别强烈的行辐射有时会使行周期拉得很长,高压升高过多,使行输出级各元器件受到过高电压的冲击。

如电视机行同步引入范围太大,有时强行辐射脉冲经鉴相后产生很大的误差信号,甚至使行振荡级短时停振,在屏幕上出现图 4 现象。

以上这些影响通常在甚高频的低频道最为严重。

行辐射产生原因及一般处理方法

电视机的行扫描电路及开关电源电路中很多晶体管和三极管都工作于大电流的开关状态,因其重复频率不高,大多采用低频元件,这些元件及印刷电路板上导线的分布参数往往较大,分布参数所组成的 LC 振荡回路在阶跃电流的冲击下将激发起高频衰减振荡,行辐射的产生过程如图 5 所示。

这些高频寄生振荡通过分布参数和各种连接线的天线效应以及电源内阻等各种途径被通道系统接收、放大、检波,形成行辐射脉冲,下列因素促使行辐射增大:

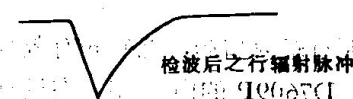
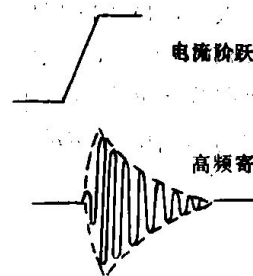
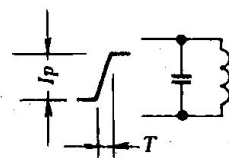


图 5

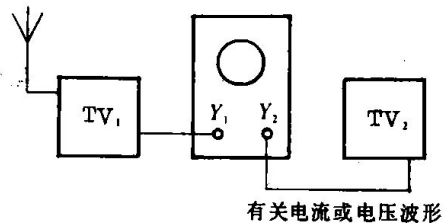


图 6

1. 阶跃电流幅度 I_p 越大, 上升时间 T 越短, 即电流变化率 di/dt 越大(见图 5)。
2. LC 振荡回路的品质因数越高。
3. 分布参数及连接线的天线效应越强。
4. 通道系统弱信号状态的稳定性越差。

处理行辐射时, 首先要在行扫描及开关电源电路中寻找其发生源, 用双踪示波器同时观察预视放级的行辐射脉冲及有关器件的电流或电压波形, 如图 6 所示。图中 TV₁ 为一台高频通道系统相当稳定的电视接收机, 其行频电路不工作而且没有开关电源以免产生额外的行辐射, 其通道系统最好不用声表面波滤波器, 因为后者使传输信号延迟, 产生附加的相位差。TV₁ 的预视放输出端接到示波器 Y₁ 探头, TV₂ 发出之行辐射信号由 TV₁ 接收, 示波器 Y₂ 探头用于观察 TV₂ 之行扫描或开关电源电路的有关电流或电压波形, 此法可以相对比较不同电视机之行辐射情况, 测试时 TV₂ 之通道系统断开, 由 Y₂ 触发示波器的时间轴, 使 Y₁ 和 Y₂ 严格保持同步。

亦可不用 TV₁ 而利用本机之通道系统, 此时接入 TV₂ 之通道系统并将 Y₁ 直接接到 TV₂ 本身之预视放输出端, 可观察到本机的行辐射情况。

用此方法可了解行辐射脉冲与哪一个电流阶跃在相位上一致, 从而大致找到产生电流阶跃的器件, 这样就可设法尽量减小相应器件的电流变化率 di/dt 。

使用示波器时, 要特别注意当将行辐射脉冲输入示波器 Y 轴或将行频信号(如行输出管集电极电压)接入外同步触发输入端时, 有些晶体管示波器如 SR8、SBM-14 等在工作过程中会产生大量高频脉冲, 使所观察到的行辐射情况改变, 有时还会产生一些新的行辐射, 并在电视机屏幕上有所反映。所以用示波器观察本机行辐射脉冲时要特别注意屏幕上的反映, 如将示波器接入电路后, 屏幕上的行辐射状态改变或产生新的干扰时, 就得采取更换示波器、改变触发同

步方式或变化输入示波器的触发信号幅度等措施, 以避免示波器本身的干扰所造成的误解。

可用导线或金属线作天线, 触及电视机各部分, 看行辐射脉冲幅度是否增加, 从而判断上述行辐射发射最强的地方, 当找到行扫描或开关电源电路中的发射源后, 可串入电阻、或小电感、或套上铁氧体磁珠, 或并联一些无感小电容, 以降低有关器件的电流变化率、降低高频寄生振荡的频率、减小振荡回路的品质因数以加快其衰减, 使高频振荡被局限在一定范围内或被就近旁路, 以减少其连接线的天线效应。在接收端还通过改进印刷线路排版或增加屏蔽来改进其稳定性。

行辐射举例

对一般电视机进行行辐射检查时, 往往发现几只行辐射脉冲如图 7 所示, 图中上部为行输出管集电极电压波形, 下部为预视放输出端测得的行辐射脉冲。

图 7 中的 1 号行辐射脉冲是由于行输出管集电极电流下降太快所引起的, 详细观察时如图 8, 图 8 中上部为行输出管集电极电流, 因为电流变化率太大, 在电流下降快结束时产生行辐射, 图中水平座标为 0.5 微秒/格, 垂直座标为 0.5 安/格(电流)及 0.1 伏/格(行辐射电压脉冲)。

3 号行辐射脉冲发生瞬间正值阻尼管及升压管电流开始流动, 行输出管集电极电压迅速降低的时刻。

2 号行辐射脉冲是由于高压硅堆中正向电流或反向恢复电流变化太快所引起的, 如将电视机亮度关死, 高压硅堆中不通过电流, 此行辐射即消失。

如果硅堆或行输出变压器绝缘不佳, 在高压脉冲电压峰值附近会发生电晕现象, 在行辐射脉冲上也会有所反映, 当高压硅堆质量很差, 电晕严重时, 在行输出变压器高压包振铃反压的每个峰值处硅堆中都有电流流过, 此时不但在行逆程期间而且在扫描期间都产生行辐射, 如图 9 所示, 图中上部波形为高压脉冲, 下部波形为接收到的行辐射脉冲。因此利用本方法可检查行输出变压器及高压硅堆的电晕情况。高频整流管中电流变化率太大也会引起行辐射, 如图 10 中上部波形为某电视机视放电源电压整流管 2CZ21A 的电流波形, 其反向恢复电流迅速变化引起行辐射如图 10 中下部波形所示, 此图之水平座标为 0.2 微秒/格。

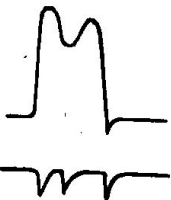


图 7

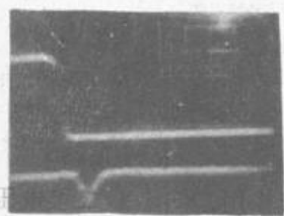


图 8

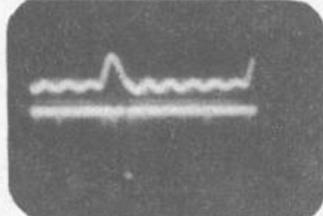


图 9

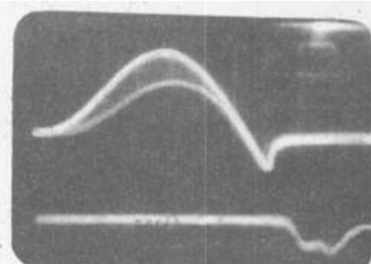


图 10

对 2YZ 1000 的部分改动

周宏寿

录放音均衡级的改动

改动后的电路如图 1，除比原电路增加一个 2DW7B 和一个电阻外，其余元件只需按图改变数值即可，故印刷线路板毋需大的改动。前二级用 3DG6D，第三级用 3DX201B 作射极输出。直流放大系数 β 值在各自的工作电流条件下后二级取 100，第一级稍大些，取 150。2YZ1000 原设计要求录放均衡级的闭环增益为 200(46dB)，根据磁头放音特性曲线，要完成对低音频的补偿至少要有 20~24dB 的反馈量，也就是要求这一级的开环电压增益达 2000~3000(66~70dB)。2YZ1000 这一级的开环电压增益为：

$$A_D \approx \frac{R_{183}}{R_{155}} \times h_{fe41} = \frac{4.7}{0.2} \times 100 = 2350(67\text{dB})$$

从增益来看，它能满足要求；从它的电路分析来看，第二级 BG_{41} 的电压增益远大于第一级 BG_{39} 的电压增益。

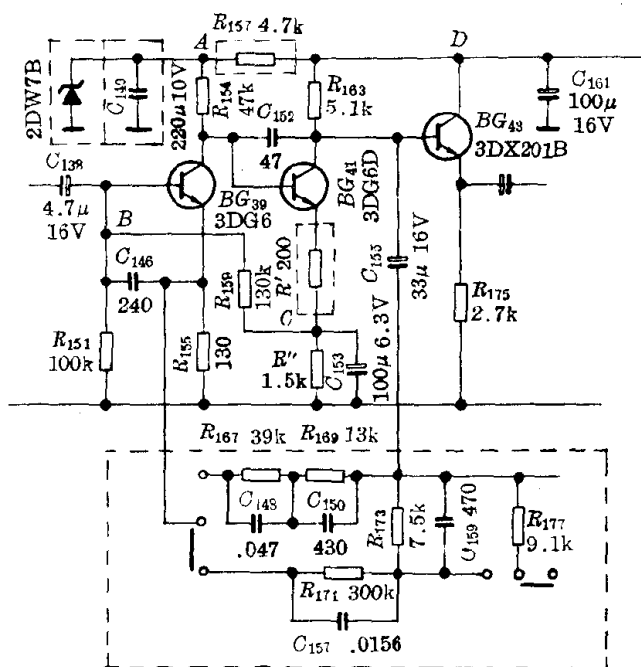


图 1

$$A_{01} = \frac{R_{154} // Z_{i41}}{R_{155}}$$

$$Z_{i41} = h_{fe41} \cdot \frac{26}{I_{C41}} = 100 \times \frac{26}{1.1} = 2360\Omega$$

$$A_{01} = \frac{100k // 2.36k}{200\Omega} \approx 11 \text{ 倍 (第一级)}$$

$$A_{02} = h_{fe41} \cdot \frac{R_{183}}{r_{be} + r_{bb}} \approx 220 \text{ 倍 (第二级)}$$

二级总增益近似为 $11 \times 220 = 2420$ 倍。二级电压放大在这样的增益分配情况下，第一级电路的元件特别是 BG_{39} 和 R_{154} 的热噪声和散粒噪声要经过第二级放大 220 倍后再送到下面电路。如果我们把这二级的增益分配颠倒一下，也就是把第一级的增益做得比第二级的增益高得多。这样第一级电路输出的噪声被第二级放大的倍数就可以小得多，这对提高信噪比是非常有利的。为提高第一级的电压增益，把 R 分成 R' 和 R'' 两个电阻， R'' 仍和 C_{153} 并联，只起稳定直流工作点的作用。由于 R' 的接入提高了 BG_{41} 的输入阻抗，也就是提高了 BG_{39} 的负载阻抗，从而使第一级的增益增大了。同时，也由于 R' 的电流串联负反馈作用使第二级的增益下降了。

$$A_{01} \approx \frac{R_{154} // Z_{i41}}{130\Omega} \approx \frac{47k // (R' \times h_{fe41}) + r_{be}}{130\Omega} \approx \frac{47k // 22k}{130\Omega} \approx 106 \text{ 倍}$$

$$A_{02} \approx \frac{5100}{200} \approx 25.5 \text{ 倍}$$

总增益 = $106 \times 25 = 2650$ 倍

第一级偏置电阻 R_{159} 原接在 BG_{41} 的发射极上，其电位是 1.7V，现在 R_{159} 是接在 R' 和 R'' 的串联点 C，C 点的电位是 $1.5V \left(1.7 \times \frac{1.5}{1.5 + 0.2} \right)$ ，B 点电位约为 0.62V，流经 R_{151} 上的电流是 $6.2\mu A \left(\frac{0.62V}{100k} \right)$ ，这个电流是由 R_{159} 提供的。 BG_{39} 基极偏置电流 $0.66\mu A \left(\frac{100\mu A}{150} \right)$ ，也是由 R_{159} 提供的。所以，流过 R_{159} 上的电流总共是 $I_{R159} = \frac{0.62V}{100k} + \frac{100\mu A}{150} \approx 6.82\mu A$ ，

故 $R_{159} = \frac{1.5V - 0.62V}{6.82\mu A} \approx 130k\Omega$ 。 R_{157} 和 C_{140} 起退交连作用，防止前二级电压放大相互交连，同时可降低 A 点的纹波系数。原来， $R_{157}(10k)$ 、 $C_{140}(100\mu F)$

的交叉点(即 A 点) 100Hz 纹波是 D 点纹波经 R_{157} 、 C_{140} 的分压 ($100\mu\text{F}$ 在 100Hz 时的容抗为 $\frac{1}{2\pi fC} = 15.92\Omega$)，即降低为原来的 $\frac{15.92\Omega}{10k + 15.92\Omega}$ ，现在 $R_{157}(4.7k)$ 、 $C_{140}(220\mu\text{F})$ 交叉的 A 点纹波降低为原来的 $\frac{7.24\Omega}{4.7k + 7.24\Omega}$ ($220\mu\text{F}$ 在 100Hz 时的容抗为 7.24Ω)，可见， R_{157} 与 C_{140} 的两种组成，并不改变 A 点的纹波，其电位的建立时间也同改变前一样。在这种情况下， A 点对地并联上了一个 $2\text{DW}7\text{B}$ 标准稳压管，从而使 A 点的纹波及对地的动态内阻比原来显著减少，改善了 100Hz 纹波造成的低频噪声及对动态交流讯号的响应特性。改动后， A 点电位约 6V ， R_{154} 从原来的 $100k$ 减为 $47k$ 。

录音部分的改动

图 2 是 $2\text{YZ}1000$ 的录音方框图，图 3 是改制后的录音方框图。可见，原来的内、外录信号取自缓冲级的输出。来自线路输入拾音器或收音头的讯号电平经过缓冲级后约有 20dB 的增益，因此，缓冲级出来的录音电平要经过 R_{147} 的大幅度衰减后再加在 W_{17} 上，由 W_{17} 来控制录音电平。改动后的录音电路将录音信号分成两路：一路由 R_{50} 到缓冲级再通过音调控制到主放大器输出监听，另一路经隔离电阻 R 送入改制后加进的一级射极跟随器，由射极输出经 R_{147} 加在 W_{17}

上，由 W_{17} 控制进入录音均衡级的电平。图中，虚线框 I 内为增加的射极输出器部份，图 4 是它的印板排列图(包括 L 、 R 两路)。可用固定大印板的螺孔来固定它。印板上 $+15\text{V}$ 、一极记号处为电源输入接点，一极点引线接在 R_{61} 和 R_{62} 的接地点上， $+15\text{V}$ 极点引线接在 BG_{16} 的集电极接点上，两个输入端分别接 K_{10} 的 3 和 6 脚。两个输出端分别接 JX_{20} 和 JX_{21} 。所用元件型号及数值如图中所标， $680k$ 为偏置电阻，只要使发射极电位在 2V 左右即可。

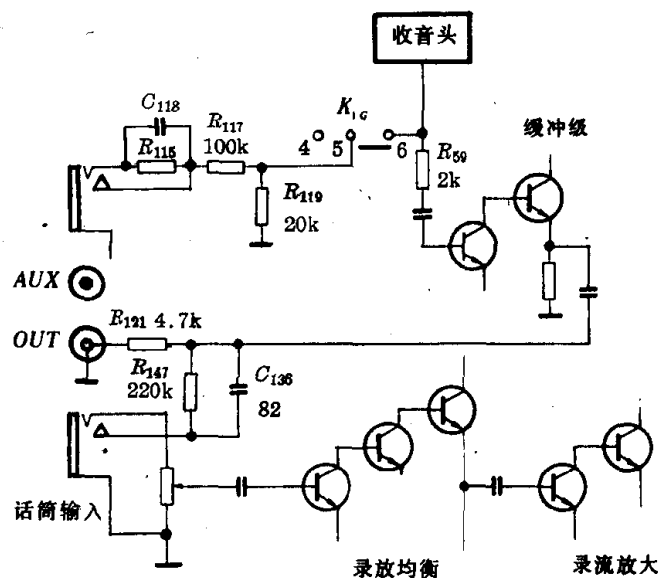


图 2

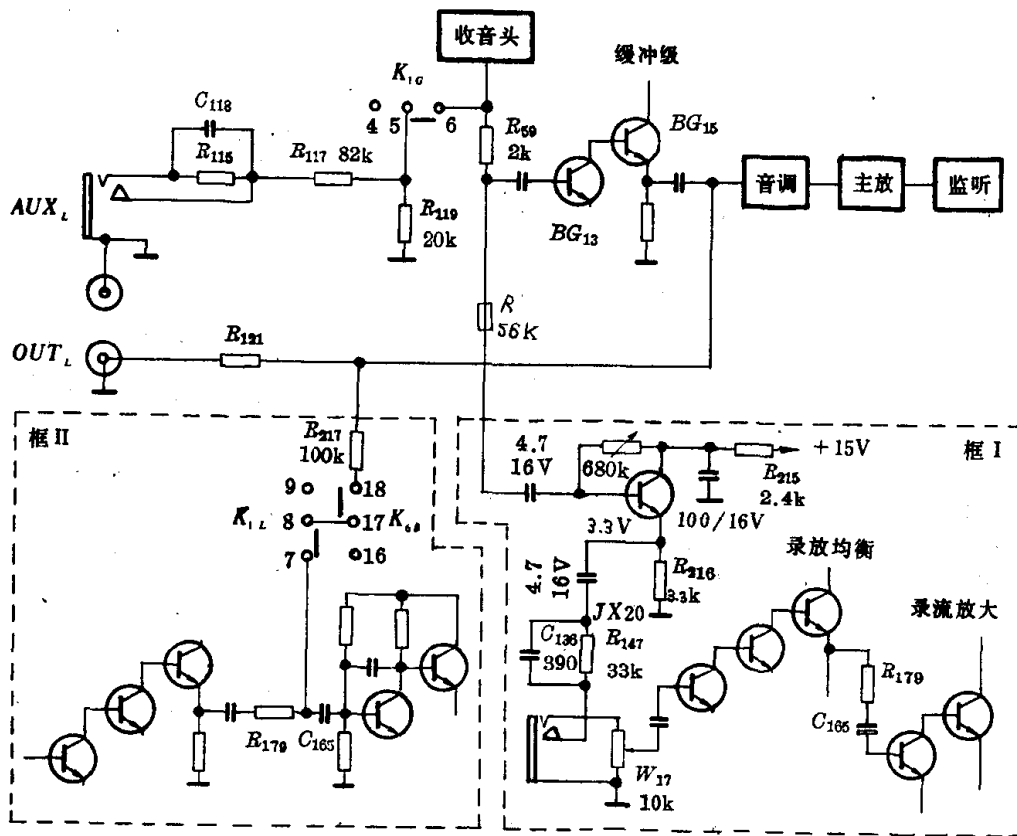


图 3