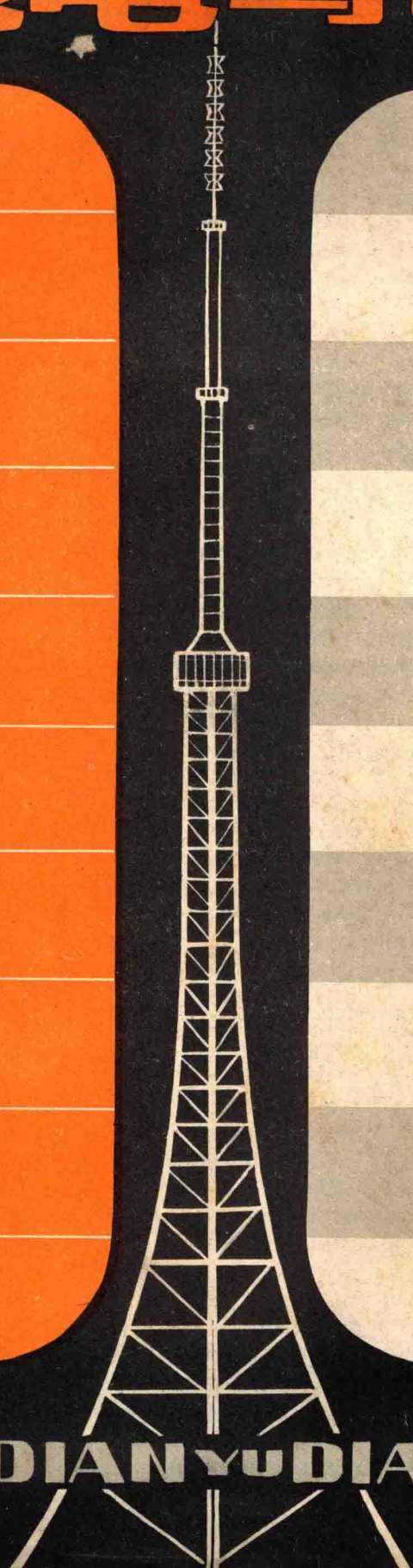
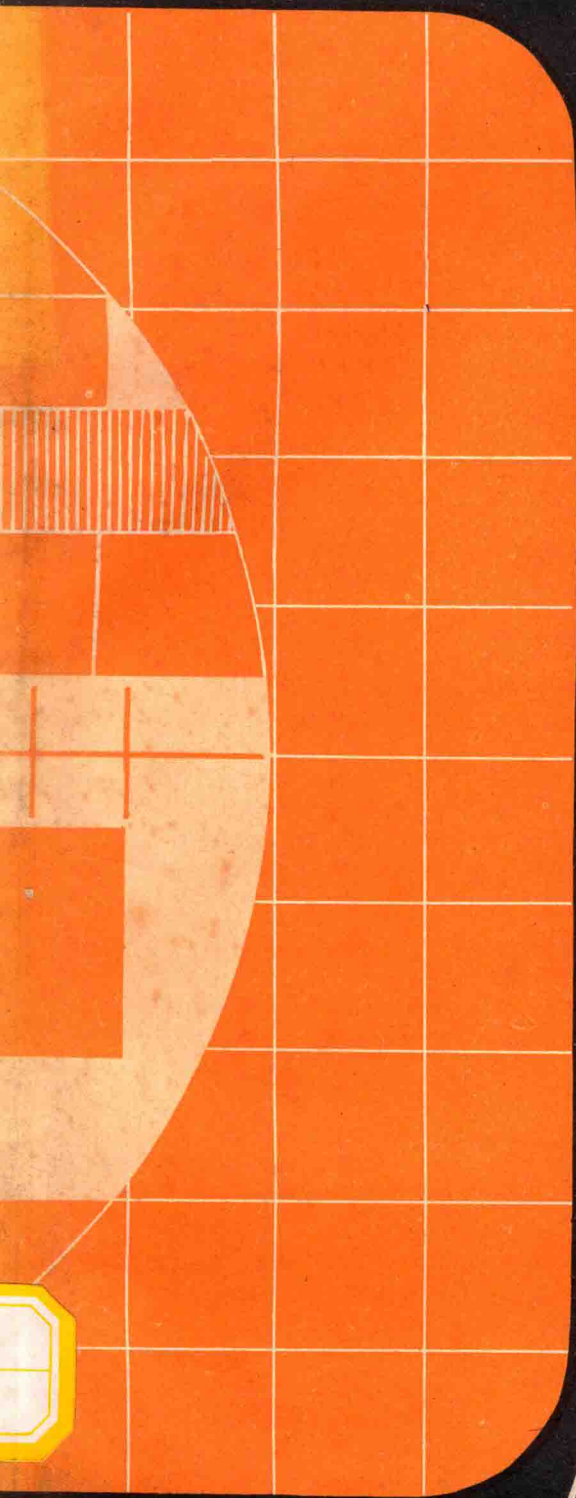


无线电与电视



合订本

1981

WUXIANDIAN yu DIANSHI



无线电与电视

1981年总目录

动态

国外业余无线电运动现状	1-1
“红灯”牌 2L144 型台式收音录音两用机	2-52
美多牌(春雷)CT 6620 型台式收录音两用机	2-52
微处理机在电视机中的应用	3-1
集成化、小型化、积木式彩色电视中心设备	3-20
CAD 技术笔谈	
电子工业技术开发与计算机	2-1
集成电路设计与计算技术	2-1
计算机辅助设计的现状和发展	2-2
谈谈电路理论与 CAD	2-2
关于电网络的最优设计	2-3

基础讲座

立体声技术概念(立体声技术讲座之一)	1-14
立体声拾音制式(立体声技术讲座之二)	2-14
立体声的重放(立体声技术讲座之三)	3-9
模拟立体声系统(立体声技术讲座之四)	4-1

电声技术

质本洁来还洁去——浅谈杜比噪声减除系统	1-6
杜比 B 型降低噪声系统的原理与实验	1-9
声柱的应用	1-21
差动倒相式功率放大电路	3-7
家用声道的配备与布局	3-12
给 206 磁带机上立立体声唱碟	3-15
录音的自动音量压缩技术	3-21
抑制声反馈的移频器	4-5

广播技术

新颖的录音补偿放大器	1-16
无电源变压器晶体管扩音机	1-24
晶体管收音机的主要指标分析	
——灵敏度、选择性	1-34
——假象抑制、中频抑制	4-47
响度控制电路	2-10
音频阻流圈功率放大电路的分析与设计	2-18
简易调频立体声解调器	3-38

电视技术

日立 CTP-236D 彩色电视机的调整	1-26
电源电路中噪声抑制电容器的耐压	1-46
简单可靠的稳压电源	1-47
电视与视觉特性	1-52
CTP-236D 电源单元	2-27
行扫描电路部分元器件的选择	
——电容、电阻、二极管等	2-31
——高压硅堆	3-41
——偏转线圈、行线性校正器	4-42
双平衡乘法器在广播电视电路中的应用	3-27
阻抗变换器最佳接法和折合振子天线防雷	4-25
对双频道天线匹配问题的讨论	4-27

新型元器件

UHF 调谐器的晶体管混频器设计	1-38
大规模集成电路在电视中的应用	2-4
强指向性电容传声器	2-22
大功率塑料封装晶体管	3-18
FC ₃ 、FC ₄ 运算放大器的代用	4-3
SF3301 立体声解码器	4-18

维修经验

友谊 JD 16-2 电视机的调试	1-42
进口盒式录音机功放集成电路的代用	2-35
NTSC 制彩色电视机改 PAL 制实验	2-37
P-24 型集成块电视机故障修理	3-30
解码器无彩色故障检修	3-44
盒式录音机录音收带原理及其调整与维修	3-51
NTSC 制彩色电视机改 PAL-D、PAL-S 制实验	4-29

电路集锦

自动开关电路	1-48
用 CMOS 反相器作施密特触发器	2-54
脉宽调制式 D/A 变换电路	2-54
用 CMOS 门电路作简易速率计	2-55
对稳压电源短路保护部分的又一改进	3-20

功率指示电路	4-10
--------	------

修理札记

500 型万用电表扩大电流量程的方法	1-48
黑白电视帧频声的克服	2-51
电路中的电解电容器极性	3-49
录音机的电机修理	3-50
19D1 型电视机行输出电路检修经验	4-45

新产品介绍

海燕 T 241 晶体管台式收音机	1-49
上海牌 J 135-2 型 14 英寸细管颈黑白电视机	2-44
红灯牌 794 型组合式落地收音机	3-53
飞跃 40D 2 型全频道黑白电视机	4-51

业余制作

一种新型的螺旋天线	1-5
行扫描电流测试器	2-25
电视天线放大器的制作	2-49
自制集成电路万用表	4-49
用调幅双连的调频调谐器线圈绕制工艺	4-55

国外点滴

小型盒式录音机	1-56
采用半导体激光拾音(DAD)数字(化)唱片	2-43
电视频道的数字显示	2-53
未来的个人数据处理中心	2-53
“画中画”彩色电视机	2-56
多膜片立体声耳机	3-56

插页

1. 海燕 T 241 晶体管台式收音机
2. 上海牌 J 135-2 型 14 英寸细管颈黑白电视机
3. 日立 CTP-236D 彩色电视机
4. 简易调频立体声解调器
5. 红灯牌 794 型组合式落地收音机
6. 飞跃牌 40D 2 型全频道黑白电视机
7. 标准 PAL 开关印刷板
8. 自制集成电路万用表印刷板

国外业余无线电运动现状

周海婴 郁正珣

编者按:

无论在国内还是在国外,业余无线电活动对无线电通信技术的发展都起着积极而重要的促进和推动作用。本刊约请周海婴和郁正珣两位同志撰文向读者提供国外业余无线电活动的现状。今后本编辑部对业余无线电活动的历史、性质及其作用将组织专文进行讨论。欢迎我国老一辈的业余无线电活动家踊跃撰稿。

国外业余无线电通信运动是一种个人业余科学爱好,最早开始于二十世纪初。当时把所谓“无用”的200米以下的短波波段划作业余通信,后来业余家发现短波的通信距离较当时商业通信网为远。在不断的实践中还发现波长愈短(指短波)通信距离还可以延长,有趣的是当时商业通信网抓住了业余家的这个发现,才逐渐将频率扩展到短波中去。业余家后来又发现在20米波段可以无需中继站在全球范围内通信。以后国际上才将160米至2米之间的某些频段指定作为业余通信之用。

由于近代通信设备不断更新,使业余通信也从简单的莫尔斯电报、话音通信而发展到单边带通信(SSB)、调频(FM)、无线电传(RTTY)和多种类型的电视传送。尤其是在业余无线电卫星协会(AMSAT—Amateur Radio Satellite Corporation)的指导下,1961年成功地发射了第一颗业余通信卫星(Orbiting Satellite Carrying Amateur Radio)OSCAR 1号,使业余通信呈现了新的景象,从而有可能用VHF、UHF通过卫星转发,在有限时间内达到全球通信。展望未来,业余家也许就要采用数字话音——编码技术和传送立体电视信息了。

业余家并不仅仅为了兴趣和爱好才组成团体的,他们有一定的宗旨,并必须具备一定的条件才能参加。在电子技术突飞猛进的发展中,用无线电通信来自我学习,自我训练,研究通信技术是业余团体的主要宗旨。业余家经历了“火花式”发射机、电子管、晶体管,最后发展到集成电路的过程,充分说明了业余无线电

运动是随着电子技术和其他技术的进步而相应发展的。许多青年从业余无线电爱好逐步走上了无线电尖端技术的研究道路,许多在业余时间的发明创造对近代工业产生了很大的影响。业余家自力更生的传统,使他们能自己设计和制造设备,从而全面地掌握设备的功能和维修,尤其是能够按自己的条件来设计具有独特的电路,来推进无线电技术的发展。

在国际上,业余无线电运动中一年一度的“野外活动日”,他们将通信设备搬至野外来训练,并以通过地区和电台的数量多少为竞赛项目。

远距离通信(DX Contest)亦是竞赛项目之一。业余家与国内各省(州)通信后,由业余团体发给WAS(Worked All States)证书,在与世界七大洲通信后则发给WAC(Worked All Continents)证书以资奖励等等。竞赛是以发射机功率大小、通信次数、时间为指标的。为了满足短期内全向通信的要求,发射机的效率提高、天线方向性的解决、通信时频率和时间的选择,业余家都需深入研究和实践才能逐步解决,这些资料的积累又进一步促进了通信技术的发展。例如业余家用旋转式定向天线来随时改变天线方向以取得最佳通信状态。

车载电台通信对许多业余家更有吸引力,他们能够通过本地电台的转发来扩展通信距离。车载电台通信是最有效的应急通信,通常它能最先到达现场。历史上曾在许多暴风雨、洪水泛滥和地震等自然灾害中,正常的通信网遭到破坏,而业余通信有时倒反而是主要的应急通信手段。例如在1964年美国阿拉斯加地震,1970年秘鲁地震,1971年美国加利福尼亚地震,1976年危地马拉、意大利地震,美国达可塔(Dakota)州洪水泛滥,1972年热带“爱克斯”暴雨等灾难中,业余家在救援工作中都作出了巨大的贡献。

表1列出了现今国际规定的业余通信频率。

常用的业余通信技术,如莫尔斯电报和调幅话音通信将不作叙述。本文仅对目前国外应用较广的业余通信系统,如单边带通信(SSB)、调频通信(FM)、无

表 1 国际规定的业余通信频率

160米	1.8~2.0MHz
80米	3.5~4.0MHz
40米	7.0~7.3MHz
20米	14.000~14.350MHz
15米	21.000~21.450MHz
10米	28.000~29.700MHz
2米	144~148MHz
2米以下	220~225MHz
	420~450MHz
	1,215~1,300MHz
	2,300~2,450MHz
	3,300~3,500MHz
	5,650~5,925MHz
	10,000~10,500MHz
	24,000~24,250MHz

线电传(RTTY)、业余电视(ATV)、慢扫描电视(SSTV)和业余卫星通信,逐一简介如下:

单边带通信(SSB)

SSB 通信除了可以减少传送信息的带宽以容纳更多的信道外,还可以提高发射机的效率。一个100%调幅信号, 2/3 的功率在其载波频率上, 而实际传送信息的上下边带仅占全功率的 1/3。在同样的末级功放中, 单边带较调幅多 9 分贝的增益, 亦即功率大 8 倍之多。但是单边带信号在接收时必须引入原发射机的载波才能检出信息来。

发射机中 SSB 信号的产生有两种方法, 即滤波法和移相法, 图 1 中滤波器应有相应的阻带和通带要求,

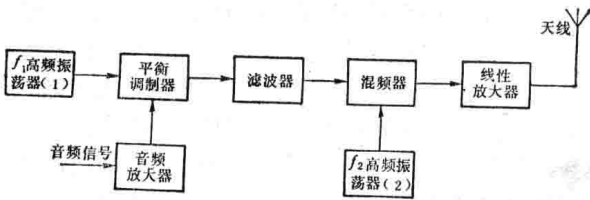


图 1 滤波器法产生的 SSB 信号

以便通过一个边带而滤去另一边带。滤波器可用陶瓷滤波器或数块石英晶体组成的滤波器。在滤波器通带范围内的高频振荡器(1)送出的频率与音频信号同时送至平衡调制器, 由于调制器输出端载频已被抑制, 故仅有上下两个边带信号, 通过滤波器送出一个 SSB 信号至混频器, 然后再与高频振荡器(2)混合至所需的频率(虽则又产生了两个边带, 但边带间距离已为 $2f_1$ 较易为高频电路所滤去), 再经线性放大至所需功率再送到天线上去。

第二种方法利用了调制信号中载波和上、下边带间的相位关系, 如图 2 所示。音频信号分成相位相差 90° 的两个相似分量, 同时将高频振荡器也同样分成有 90° 相位差的两个部分, 各自送至相应的平衡调制器, 每个平衡调制器各自输出两个边带信号, 由于相位关

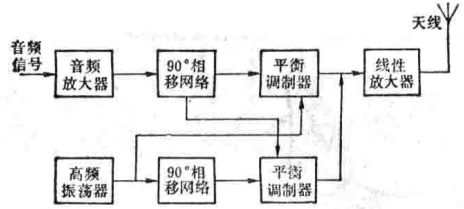


图 2 移相法产生的 SSB 信号

系而使一个边带相减为零而另一个边带迭加。如果平衡调制器已有所需的输出功率, 那末可直接送至天线发射。否则再通过线性放大器来增大它的功率。通常滤波法比移相法调整方便, 且有成品滤波器供应, 故较流行, 同时还有较好的载频抑制和调整稳定性。

业余家对 SSB 信号的解调, 基本上采用通常接收调幅信号的超外差式单变频或双变频型式, 至于因接收 SSB 信号必须准确引入的载频信号, 通常可在一般的调幅检波级中引入稳定拍频振荡信号作为载频信号, 这种外差式检波方式可用来接收调幅波、等幅波和单边带信号(在接收调幅时仅需关闭拍频振荡信号即可)。另一种乘法检波器在失真度和互调失真方面较前者为优, 它的工作特点是没有拍频信号时检波器无输出信号。而当输入信号和拍频信号同时输入混合级后, 频率的差值即为输出音频信号(至于其两频率之和在中频频率以上已超出音频放大器范围)。典型的乘法检波器见图 3 所示。在图 3 中, 中频信号送入场效

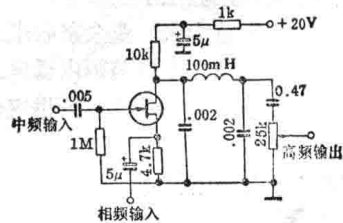


图 3

应管栅极, 而拍频信号送入源极, 在漏极上取出音频信号, 至于 LC 滤波器是抑制 465kHz 以上频率的。接收 SSB 信号由于没有载波分量, 因而就不能象调幅接收机那样整流其载波分量来控制 AGC (自动音量控制), 因此接收 CW/SSB 信号的 AGC 电路就比较复杂。在 SSB 接收中经整流产生的 AGC 控制电压必须与引入载频的拍频振荡器信号强度完全无关, 否则拍频振荡器的强度将控制接收机的灵敏度而与接收信号的强弱无关, 为此应在检波器前(以避免受拍频信号的影响)的中频上取出 AGC 控制电压, 或者将检波器输出的音频信号整流后经过一定的时间常数作为 AGC 控制电压。上述的 AGC 控制系统应有快建立时间常数和缓慢的后沿来适应 AGC 的要求。图 4 是一个典型的音频

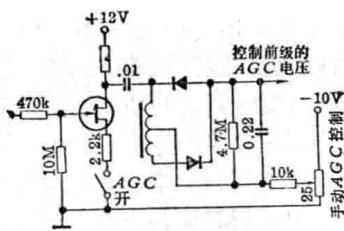


图 4 音频AGC控制电路(二极管为锗型)

AGC控制电路,由场效应管放大的音频信号耦合至一中心抽头的电感器上, R_1C_1 决定了后沿的时间常数,手动的 AGC控制是由公共端加可变负压来调整的。

调频通信(FM)

调频(FM)通信技术起始于 1930 年,调频信号的频率变化随调制信号的幅值而变,而调频频率变化的速度随调制频率而变,因而调频信号无幅值变化,在接收机鉴频器中将不受信号幅值的影响,对汽车等点火系统产生的脉冲幅值变化的噪音将有所抑制,调频接收比调幅有好的抗干扰能力。尤其在只能发送较小功率但又要求提高信噪比时,调频通信就有一定优点,因此在车载通信或高保真广播中均宜采用。然而调频不象调幅只有在载频上下两个调制音频的带宽,而在其载频上下有调制音频整倍数的一组带宽,故其带宽远较调幅信号为宽。同时在通过电离层传播时会有相移,因此调频的应用被限制在 10 米波段和 VHF/UHF 频段。在业余调频通信通常是在 28.0~30.0MHz、52~53MHz、146~147.5MHz、222~225 MHz 和 440~450MHz 诸频段内。还有一种是调相方式,即载频的相位随调制信号而变,而不象调频那样载频频率随调制信号变化。调相和调频相互间有一定的关系,这是因为没有相位变化也就不可能有频率变化的缘故。因此一些调频电路也会具有调相的性质。

美国联邦通信委员会(FCC)规定,窄带调频允许在话音频段使用,因为它的带宽接近调幅制的带宽,但是在未调载波功率相同下,窄带调频效率较调幅为差。业余家通常采用简单的电抗调制器来获得窄带调频信号。图 5 所示为一个晶体振荡器和一个变容二极管组成的电抗调制器,实际上上述电路调相多于调频。

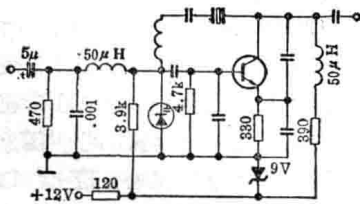


图 5 用变容二极管的电抗调制器

至于调频信号的接收机除中频通带较宽外,高放、中放电路基本上类似,一般采用比例鉴频器来检出音频信号。图 6 所示为一简单而经济的窄带调相解调器。

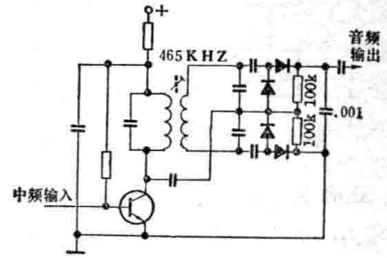


图 6 窄调相解调器

无线电传(RTTY)

RTTY 是用类似打字机的电传机来通信,当按下字符后,除本身打出字符外,电传机还送出一串电脉冲码,经过无线传输后在接收端由相应的设备打印出原来的字符。

电脉冲为 5 码元式,分“1”和“0”两种状态,表示两种不同的电信号,如用负电压来表示“1”,而用正电压来表示“0”,每码元为 22 毫秒长,字符码元前有 22 毫秒的起动符,为发射和接收设备做准备工作。在字符码元后有一个 31 毫秒的停止符表示字符结束。图 7 表示字符“G”的电传机编码,其前后为相应的起动符和停止符。通常电传机传送的速度为每分钟 60 个字符。

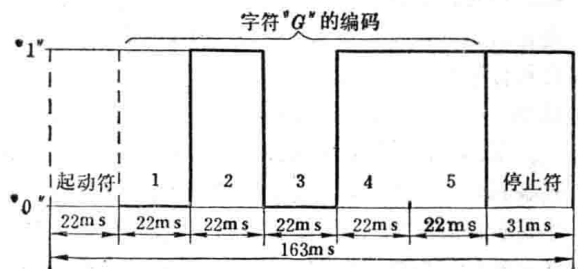


图 7 电传机字符“G”的编码
前后为起动符“0”和31ms的停止符

图 8 是 RTTY 发送、接收方框图,用 RTTY 调制器来将电传机产生的直流脉冲转换成能控制发射机的信号。而接收端的解调器将接收到的信号转换成能驱动电传机工作的信号。发射机和接收机用于作 RTTY 通信时,仍采用常规通信系统的收、发信机。

现进一步叙述调制器(即控制发射机的)方式。是否可以将电传机的“0”和“1”按人工电报机那样“关”和“开”发射机呢?在“0”时不发信号将容易因干扰而形成误差,实际上 RTTY 是采用 FSK(频移键控 Fre-

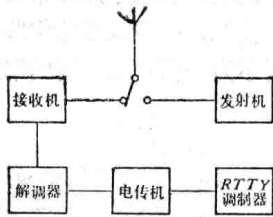


图 8 RTTY 发送、接收方框图

quency Shift Keying)方式,也就是说,若为“0”字符,发送频率 f_1 ,而在“1”发送另一频率 f_2 ,这样一来无论发送“0”和“1”均送出明确的脉冲信号,这样就保证了电传机有可靠的工作条件。在接收机中可以用类似调频接收机的鉴频器来解调。这样的通信还具有调频方式所具有的高信噪比优点。

业余的 RTTY 通信工作在 VHF 频段,一般采用 AFSK(音频频移键控 Audio Frequency Shift Keying),其高频载波是连续的。字符编码是用音频频段。其中以 2125Hz 代表“1”,而 2975Hz 代表“0”,相差为 850Hz (2125Hz 和 2975Hz 为 425Hz 的 5 次和 7 次谐波,425Hz 也是 850Hz 的一半,这样在校验和定标时较为方便)。有些业余家在 30MHz 以下的 RTTY 通信中采用 SSB 方式,以降低其信号带宽。

业余电视(ATV)

ATV 实际上是利用本地电视台的标准行、帧同步信号来传送透明的图象,如软片图象、电影和电路图,也可以转播本地的电视节目。因为只有这样才能避免复杂的摄像设备,因而 ATV 是利用本地电视台和标准接收机来发送视频信息。由于电视信号频带较宽,故限制工作在 420MHz 以上的业余频段。

最简单的 ATV 图象传送系统如图 9 所示,用标准接收机调节接收一电视台,所收到的视频信号不输入本接收机的显象管,而接至消隐发生器,然后将其输出送至外接磁偏转式示波管的栅极,同时将机内扫描信号亦送至示波管扫描系统上,则此时示波管上的光栅(已有回扫消隐)可作为光源。透明底片图象可直接放

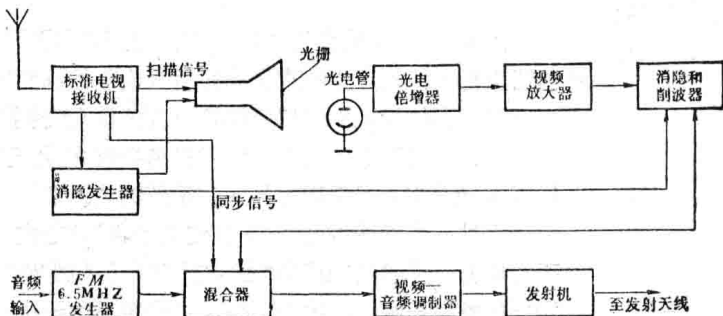


图 9 业余电视(ATV)系统方框图

在示波管的荧光屏上,光栅透过底片后为光电管接收并经倍增器放大后,送至视频放大器,它附有高频补偿电路和分相电路,后者可使发送负象转换成正象发送。再通过削波和消隐后送至混合器,混合器还同时送入音频的调频信号,从混合器出来的全电视信号即可经调制后,在 420MHz 以上的业余频段发射。由于发射的信号与标准电视信号完全相同,因此在接收时仅需附加一个 420MHz 以上的变频器,就可以用标准电视接收机来看。如果在发射时不接收本地电视台,亦即不去利用它的同步信号和消隐信号,那末发射的电视信号就不是标准电视信号了。

慢扫描电视(SSTV)

鉴于传送标准电视信号带宽过大,所以 ATV 就被限于 420MHz 以上的频率。五十年代末期业余家开始采用慢扫描电视(SSTV)方式,由于它利用话音带宽

表 2 业余慢扫描电视

扫描	水 平	市电为 60Hz 15Hz (60Hz/4) 8秒	市电为 50Hz 16 $\frac{2}{3}$ Hz (50Hz/3) 7.2秒
	垂 直		
扫描行数		120	120
纵横比	水 平	1:1 由左至右 由上至下	1:1 由左至右 由上至下
	垂 直		
同步脉冲宽度	水 平	5毫秒	5毫秒
	垂 直	30毫秒	30毫秒
副载波频率	同 步	1200Hz	1200Hz
	黑 电 平	1500Hz	1500Hz
	白 电 平	2300Hz	2300Hz
发送带宽		1.0~2.5kHz	1.0~2.5kHz

就可以来传送图象。除 160 米波段以外任何业余波段均可传送。现在大部分 SSTV 工作于 20 米,因此,它的传播距离可达全球,传送一幅图象的时间要长一点,约 7~8 秒。它采用 SCFM(副载波调频 Sub-Carrier

FM)调制方式,用 1500Hz 表示黑电平,2300Hz 表示白电平,黑白之间的电平则由上述两频率之间的相应频率来表示。

1200Hz 表示水平及垂直同步的超黑电平信号。慢扫描传送所需频带较窄,所以传送图象的信息可以录制在带速为 9.5cm/s 录音机上,业余家的呼叫图象信号(CQ)可以预先录制在录音带上,以便呼叫时发送。仅需在通常的发射机和接收机上添置一台录音机和一台经改装的长余辉示波器



图 10 典型的SSTV图象

以便适应15Hz 或 16 $\frac{2}{3}$ Hz 水平的同步信号,并且需用直流放大器来适应 7~8 秒传送一幅图象的低频率信号。在没有摄像设备时,可委托他人代录。

SSTV传送一幅图象需 7~8 秒,因此不可能传送活动景物。但可如同幻灯机那样一幅一幅传送慢变化图象。近来已经在试验用不同的技术来传送SSTV彩色图象,如将一幅图象通过红、蓝、绿滤色镜各传送一次,在接收端用相应的滤色镜来使彩色软片感光等方式。

业余卫星通信

1961年在无线电卫星协会指导下,成功地发射了第一个业余通信卫星奥斯卡 (OSCAR—Orbiting Satellite Carrying Amateur Radio) 1号,它工作在 2米波段,内藏电池可工作三星期。以后在 1962年6

月发射了奥斯卡 2号。在 1965年3月发射了奥斯卡 3号后,掀起了业余卫星通信的热潮。当时有16个国家 100个业余电台以自由选址方式进行了通信联系。1969年后期发射了奥斯卡 4号后,首次进行了美国与苏联的通信。1970年发射了奥斯卡 5号,它的内藏电池可供双向通信六星期。1972年发射的奥斯卡 6号首次采用太阳能电池,其工作年限预定为一年,但是在 5年后它还在工作。1974年由西德、加拿大、澳大利亚和美国以微模组件制成的奥斯卡 7号卫星发射以后,已有100个国家 5000余个业余家利用卫星作了双向通信。

卫星通信距离与其高度有关,奥斯卡 6号和 7号卫星离地面高度为 1500公里,因此在地面上的理论通信距离约为 4000公里。由于并非同步卫星,因此远距离通信的时间仅有 1~2分钟。但是同一城市的相互通信时间可长达 25分钟。

卫星通信是以某一业余波段为接收,而用另一业余波段作发射的。在奥斯卡 6号卫星中接收频率为 145.900~146.000MHz,而发射频率为 24.45~29.55MHz。每个卫星上有遥测信标,它连续发射卫星的各种参数状态。如内部温度、电流用量、太阳能电池的能量大小等等。地面控制台还可以按要求断开卫星通信系统的电源,以延长它的寿命。用 10米波段的接收机接收其遥测信号可确定卫星的即时位置。接收天线可用正交偶极子天线来避免卫星滚动引起的衰落现象。地面业余台用 145.000~146.000MHz频率发送信号,发射机的辐射功率约需 100瓦(采用全向天线)如采用高增益天线时功率可适当降低。卫星收到的信号用 29.45~29.55MHz频率转发,由于业余台收发频率相差很远,因此就可作全双工通信,当然亦可以接收自己发送的信号来检测信号传输性能。

一种新型的螺旋天线

郭绍梁

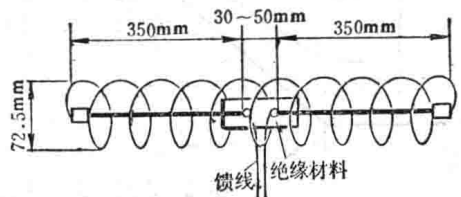
该天线既有宽频道特点又有水平面内呈现“8字”形的方向性图的特点。因此,它可供UHF(特高频)频段,也可兼作VHF频段内 1~12频道收看电视使用。

螺旋天线由于在普通的半波对称天线之外,加上了一个弹簧圈,在高频时,这个弹簧圈会出现一种电容效应。它能把半波对称天线在频率变化时所呈现的电抗成分予以抵消,从而使整个螺旋天线的阻抗基本不变,因此,螺旋天线具有宽频带的特点。

它还具有减轻图象重影的功能。这是由于螺旋天线对来自不同方向的电波具有不同接收能力的缘故。

螺旋天线由一付对称的天线(作为基本天线)和外

层的螺旋形弹簧圈组成。基本天线可用两根直径 5mm,长 350mm的金属棒(或空心金属管),中间以胶木或塑料板等绝缘材料连接,如图所示。选用特性阻抗为 300欧姆的扁平带状馈线。馈线与基本天线的连接,可以采用螺丝或插销压紧。外层螺旋要求具有一定的刚性强度,可用直径 3mm的钢丝(或铝丝)绕成内径为 72.5mm的弹簧圈 14圈,弹簧圈与基本天线相互绝缘,基本天线固定在弹簧圈中间。



质本洁来还洁去

——浅谈杜比噪声减除系统

田寿宇

多少年来，噪声一直是磁带录音技术中一个难于解决的问题。从事声频技术的人都知道，一旦输入讯号强度超出磁带所允许的最大磁饱和度，就会出现严重的畸变；若是低于最小磁饱和度，则又会产生一种刺耳的嘶嘶声(磁带固有噪声)，磁带运行的速度越慢，噪声则越大。可以这么讲，限制录音动态范围的主要因素是磁带本身的物理性能。一般，声源动态范围约在100dB左右(指声压级)，然而，即使是高级的录音机，其动态范围亦仅能做到50~60dB。可见，这是远远不能反映出声源本来面貌的(图1)。

1967年，英国人杜比(Dolby)发表了一种杜比噪声减除系统(杜比系统)，把录放过程中的讯号经过特殊的电路处理后，使噪声大大降低。杜比系统分为A、B两种类型，原理却不尽相同。A型的结构虽复杂，

但其减噪效果较好，主要供电影录音、唱片灌制以及高品质的电视、广播等专业设备使用；B型的设计较为简化，效果尚可，故应用广泛。

A型杜比系统的基本原理是先对讯号施以2:1的压缩，100dB动态范围的讯号就能够容纳在只有50dB动态范围的磁带上，放音时再经过1:2的扩张，以恢复到原有的音量对比关系。压缩的目的是抑制强讯号、提升弱讯号，以缩小讯号的动态范围。与此同时，为了进一步削弱磁带固有噪声，还要在录音之前让讯号通过高频预加重网络，使讯号中的高频部分先提升十几分贝，放音时再用高频去加重网络来复原。这样处理之后，讯号本身的频率特性仍然未变，但背景噪声却因此下降了十几分贝。以上一系列对讯号进行各种处理的过程是十分细致的，单是一套压缩和扩张系统，

就要比录音机自身还复杂，故而这种型式的杜比系统多用在专业录音设备上。例如，在拉哥乐(NAGRA)4-II型录音机上加用dbx-194型杜比系统后，可降低噪声30dB，动态范围可达120dB。另一种名叫Stretcher A301的商品化的杜比系统，能使讯噪比提高10~15dB，音域增大10dB，其特点是使用时联接极其简单，与各种录音设备驳接而毋须改动其原有线路。

B型杜比系统的原理是：在录音时，对频率较高的讯号有意地给予提升电平，放音时则加以衰减，讯号的频谱仍可保持原状，而在噪声频谱里占有重要地位

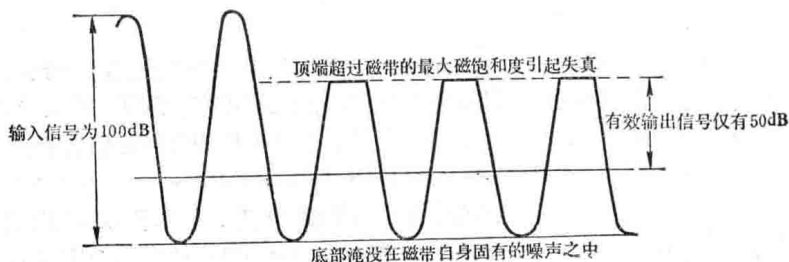


图1 磁带录音机的动态范围

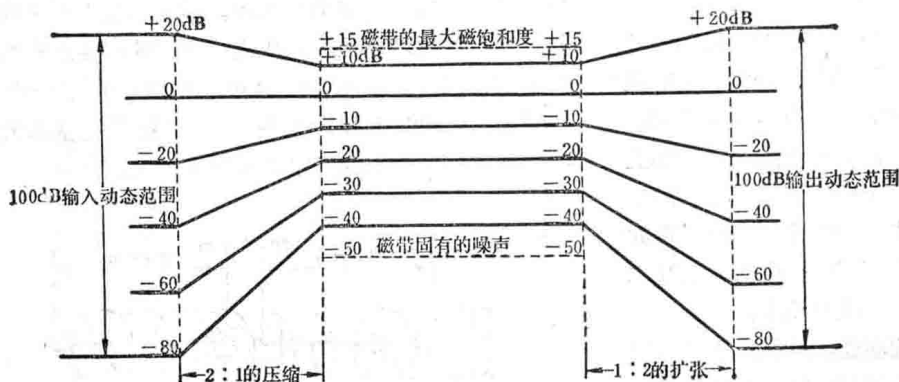


图2 A型杜比系统基本原理示意图

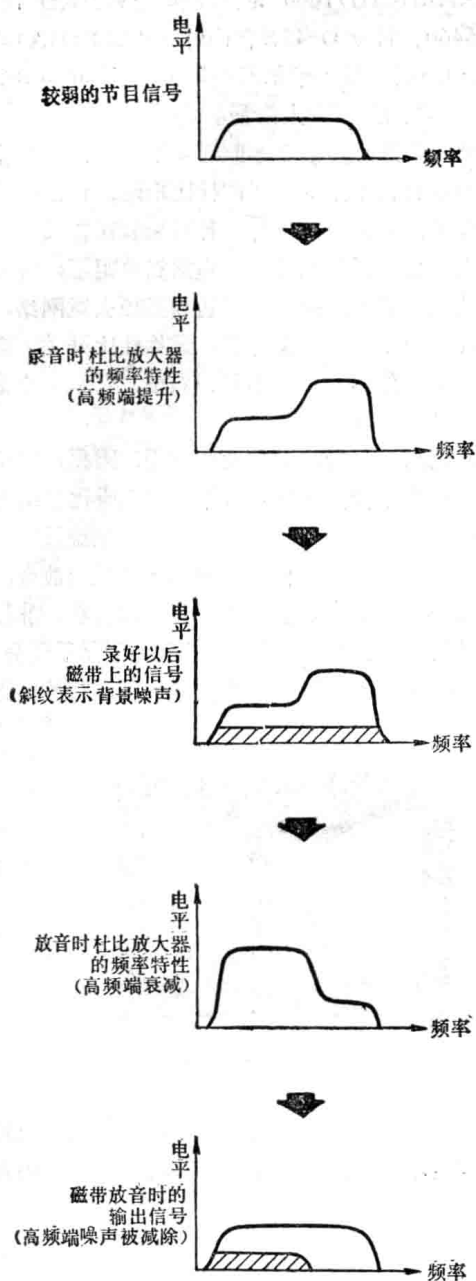


图3 盒式磁带录音机杜比系统基本原理示意图

的高、中频噪声却随之而受到衰减(图3),这样,讯噪比可以提高5~10dB之多。所改善的主要是高频段的讯号,至于1kHz以下低频段的讯噪比虽未得到改善,但从整个噪声频谱的分布情况来看,这部分的影响并不大。

图4和图5分别是盒式磁带录音机的杜比系统在录、放音时的特性,图6是杜比系统加入或取消时整机噪声电平的对照。必须说明,杜比系统仅仅在讯号较弱的时候才会自行发挥作用,强讯号时的讯噪比较高,噪声相形见拙,杜比系统也就暂时引退。

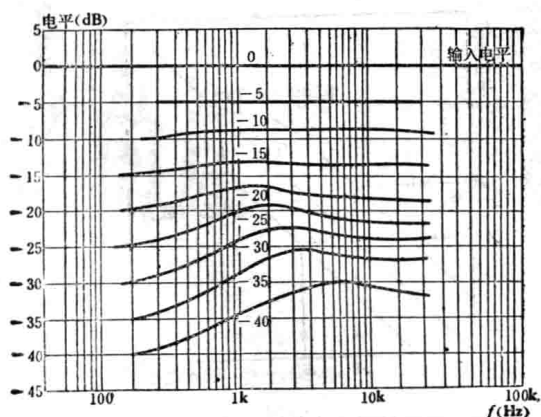


图4 杜比系统在录音时的特性

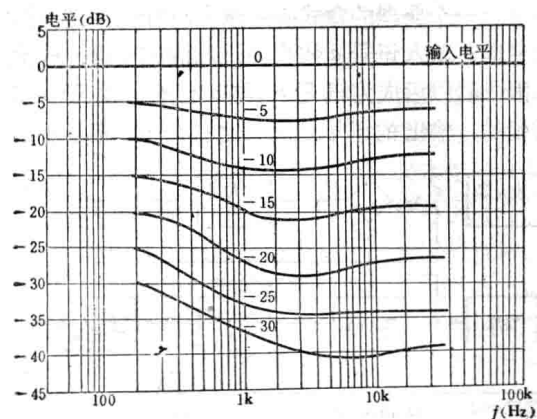


图5 杜比系统在放音时的特性

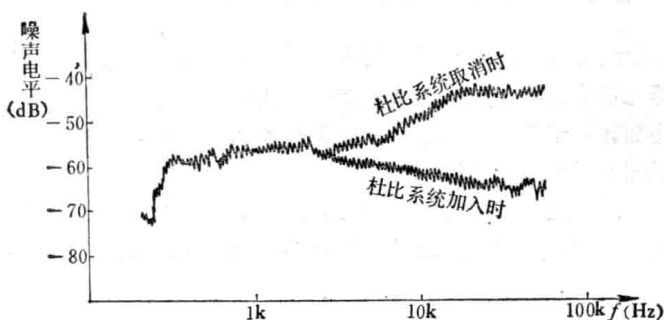


图6 杜比系统加入或取消时整机噪声电平的对照

杜比系统还可用图7所示的图形来描述。曲线甲和乙分别表示录音和放音时的输入-输出特性,录音时,电平为A的讯号进入杜比系统(曲线甲),出来时的电平已提升为B,并以此电平录在磁带上;放音时,电平为B'的讯号($B'=B$)再通过杜比系统(曲线乙)又恢复成电平A'(A'=A)。从这个图形我们还可以发现杜比系统的特性并非是始终笔直的,其中也有一段弯曲的非线性部分,再加上牵涉到磁带灵敏度的差异等多方面因素,倘若调试不当或是出了毛病,很容易引起失真。

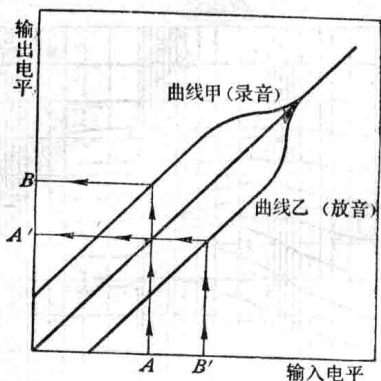


图 7 用来描述杜比系统原理的简化图

图 8 是一个典型的盒式磁带录音机杜比系统方框图，录音时，输入讯号 a 依次经过高通滤波器、放大器 3 和限幅器以后成为讯号 b ，与 a 汇合。由于 a 和 b 是同相的，输出的讯号是两者之和 $a+b$ ，相当于图

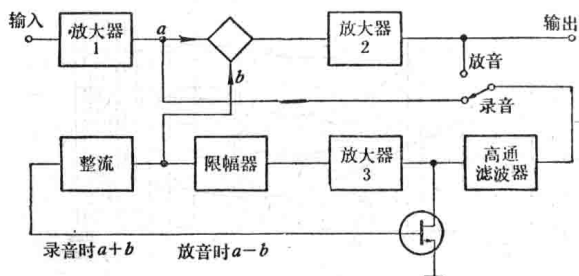


图 8 典型的盒式磁带录音机杜比系统方框图

4 所绘的静特性，放音时，因为讯号 a 在进入高通滤波器之前先经过了放大器 2 的增幅，使讯号 b 的相位发生翻转，于是输出的讯号变成了两者之差 $a-b$ ，相当于图 5 所绘的静特性。

在国际上，很多名牌的盒式录音机和录音座都装有杜比系统，如常见的三洋(SANYO) M-X920K、

中道(NAKAMICHI)1000-II、胜利(JVC)KD-10、东芝 PC-5460、日立 D-45 S、山叶(YAMAHA)的 TC800GL 以及赫耳曼·卡尔登(Harman/Kardon)的 HK2000 等减噪的效果令人信服。

杜比系统减除噪声的基本原理并不深奥，实际上有些廉价的录音机采用简化了的杜比电路，也能收到明显的减噪效果。图 9 是国外一种可加装在普及型盒式录音座上的减噪系统的设计，电路简单明了，容易理解，左边为高频加重网络，右边为高频去重网络， K_1 、 K_2 、 K_3 是一个三刀单掷开关，通称杜比开关，合上时杜比系统起作用，从图中可以看出，它是一个最基本的 B 型杜比电路。

杜比系统只对较弱的讯号发挥作用，因此，在录音时，应尽量选用较低的输入电平，使讯噪比、动态范围和频率响应都能得到改善。采用杜比系统录制的磁带节目，只能装在具有杜比系统的录音机上放音，这时才会觉得噪声极小，倘用于一般的录音机，非但效果适得其反，而且会产生频率失真。为了易于区分，凡由杜比系统录制的磁带节目都注有一种醒目的杜比标志(图 10)。

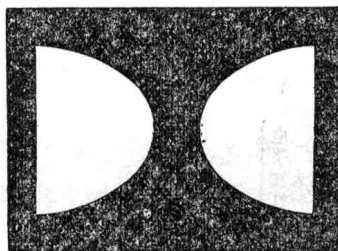


图 10 杜比系统的标志

如果想要录好一些心爱的节目，尽管杜比系统能够卓有成效地减除噪声，廉价的劣质磁带还是勿用为宜。

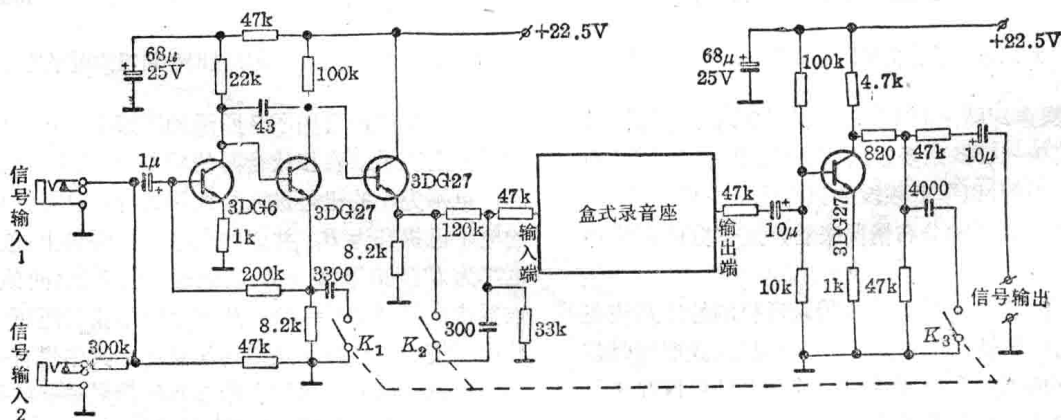
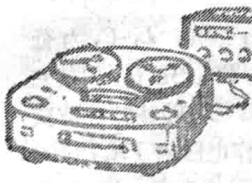


图 9 普及型盒式录音机减噪系统原理图

杜比B型降低噪声系统的原理与实验



刘连喜 季友吾

在高保真录音设备中，为了克服磁带的固有噪声，从录放音电路方面已经提出过各种降低噪声的方法，而杜比(Dolby)B型系统则是较为成功的一种。在不牺牲音质的前提下，它能使信噪比提高10dB左右，电路结构也比较简单，目前已被普遍应用于高级录音机。即使是普通盒式录音机，也可以用按杜比B型系统录音的盒式磁带放音，并有良好效果。

盒式磁带的固有噪声大小与其材料、磁粉颗粒细度、磁带运行速度以及磁带宽度等因素有关。氧化铁盒式磁带(Low Noise)的噪声频谱如图1所示。对人耳来说，噪声主要分布在1~8kHz的较高频率处。在这个范围内恰好与节目源低频的高次谐波和许多高频的基波相重合，如果在放音时衰减高音以提高信噪比，则势必会同时压缩频响宽度，这是因为抑制噪声与不损失音响信息的要求是互相矛盾的缘故。为提高信噪比，必须采用特殊的互补方法。

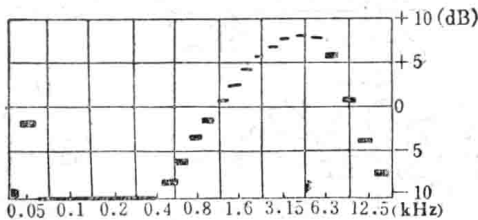


图1 低噪声(Low Noise)氧化铁磁带噪声频谱。垂直刻度为噪声相对值。0dB相当于磁平200nWb/m的-47dB

几种降低噪声的方法

1. 预加重和去加重法。预加重是在录音时按频率的增高而增大信号幅度。去加重则相反，在放音时按频率的增高而相应地减小录音时所增加的值。这种方法在调频广播中已使用了多年。随着人们对音质的要求不断提高，电声设备的频响愈来愈朝着高频方向扩展。现代传声器和录音设备的高频频响已经超过了以往调频广播所规定的指标。高频信号经过预加重以后幅度很大，以至于为保持中、低频的合理电平，不得不用限幅器去防止高频时的过调制。磁带录音

如果也采用预加重就更为困难，这是因为在录音过程中为了补偿磁头的高频损失、线圈感抗磁头缝隙和带速限制等因素，已经对高音进行了大量的提升。为了提高信噪比再要加重高音显然很困难，而且也会影响中、低频的录音电平。

2. 压缩和扩展动态范围法。在录音时压缩输入信号的动态范围，放音时再将其扩展复原，以提高低电平信号的信噪比，而高电平信号又不至于产生饱和和失真。这种方法也有问题，即使是精心设计的压缩扩展器，当信号电平突增时也会产生瞬时的过冲，仍然会造成饱和。更严重的是所谓“噪声调制”。当出现音乐信号中高电平的打鼓低音，没有同时伴随高音的情况，录音时高电平低音受到压缩，而放音时却按整个频带扩展，除了使打鼓低音扩展复原外，高音噪声也同样得到扩展。既然这时无高音输入，高频处信噪比就很低，噪声便相对地显著了，仿佛在低音信号中附加了高音噪声，这就是噪声调制。因此，压缩扩展动态范围的方法实用价值不大。

3. 杜比B型降低噪声系统。其工作原理是：在一定的频率范围内(大约从500Hz到听觉上限)，使用互补的动态压缩扩展器；也就是在录音放大器中，插入特殊的带通滤波网络，并按信号电平反馈控制电路参数，在录音时，根据信号的电平与频率对动态范围作选择性处理，即对高频的低电平提升，高电平压缩。在放音时再按互补的方法加以复原，这样一来不仅提高了信噪比，而且随输入信号电平的不断增大，其高频的电平提升也逐渐减小，以至在输入信号达到0dB时，高频的电平提升也趋近于零，从而防止了饱和与失真。同时，由于只对噪声频段进行有选择的动态压缩扩展，这就避免了前面提到的噪声调制问题。

动态范围的压缩和扩展转换特性已有统一规定。按国际标准，盒式磁带的基准杜比电平定为200nWb/m。

图2是杜比降低噪声系统的原理图，其录音和放音电路极为相似，可共用一组电路。

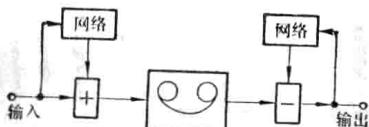


图 2 杜比降噪系统原理图

图 3 是这种录/放共用电路的杜比 B 型降噪系统方框图。录音时，副通道与主通道的输出信号相加，由于副通道只能通过高频信号，所以在输出端低电平的高频信号得到明显的提升；同时由于副通道对高电平的高频增益会减小，而高电平的高频信号所得到的提升却很小（甚至趋近于零），这就压缩了高频动态范围。放音时，将电路的输出负反馈到副通道，经过同一可变滤波器后与主通道信号相减。因此，只要可变滤波器在录/放两种状态下的输入信号通带、电平及动态范

围都相同的话，在放音时高频信号电平的衰减便恰好等于录音时所提升的量。

杜比 B 型降噪实验电路

请参见图 4，主通道由 BG_{1-4} 组成， L_1-C_2 为低通滤波器。副通道由 BG_{5-8} 组成， $BG_5(3DJ6)$ 和其它阻容元件构成一个可变滤波器，其可变转移特性取决于栅极所加的反馈电压，静态工作电压由 $VR_2(5k\Omega)$ 调节； BG_{6-7} 组成 10dB 增益的信号放大器，增益由 $VR_1(1k\Omega)$ 调整； BG_8 系控制放大器， D_5 作信号整流，并与 C_{19} 、 R_{42} 、 D_6 组成可变时间常数积分器； D_3 、 D_4 组成过冲峰值抑制器。

1. 噪声调制问题。当录音输入信号包含有低电平的高音和高电平的低音时，只有高音分量能通过副

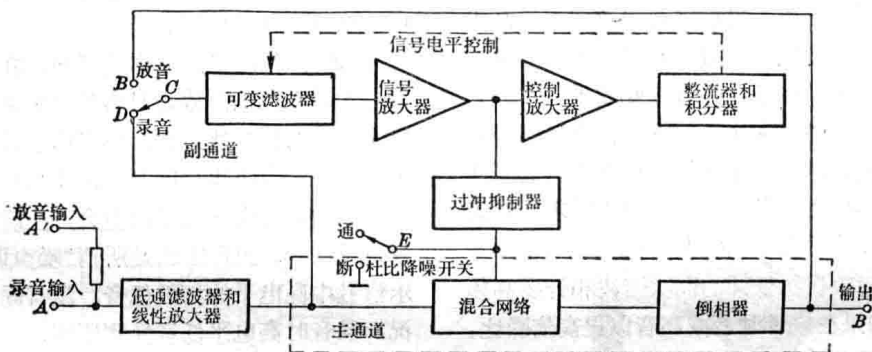


图 3 杜比 B 型降噪系统方框图(图示降噪开关系录音位置)

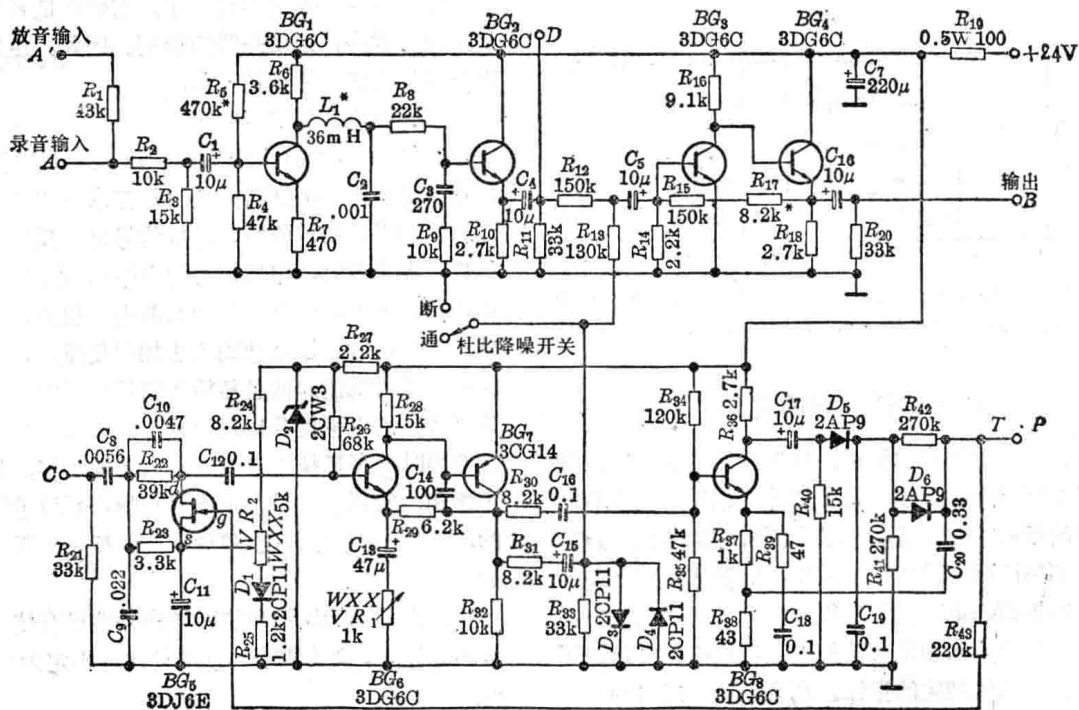


图 4 杜比降噪实验电路

通道, 其电平得到提升。在收音时, 对高音予以衰减。由于高电平的低音分量不能通过副通道, 录音时不影响高音的提升, 这就避免了噪声调制。然而, 若副通道的高频通带是固定的话, 当高电平的输入信号频率接近高通滤波器的转折频率时, 仍然可能产生噪声调制。而在杜比 B 型电路中, 这时滤波器的通带会自动向频率高的方向偏移, 使上述输入信号频率落在通带频率以下。图 5 的曲线表示三种不同频率 (100Hz, 1kHz, 2kHz) 高电平信号输入时, 对于低电平的高频信号的频率响应。例如, 输入 500Hz 高电平信号时, 对 10kHz 高音将提升 8~9dB, 也就是可以降低噪声 8~9dB, 输入 2kHz 高电平信号时, 对 10kHz 高音尚可使噪声降低 5dB。如果通带固定不变, 当输入高电平的中音信号时, 噪声降低量将很小。

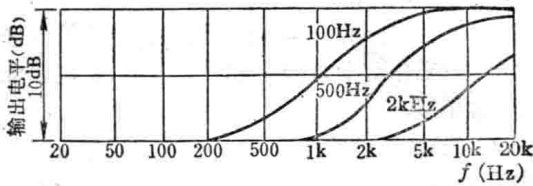


图 5 高通滤波器通带偏移特性

时, 它呈现可变的电阻 R , 其阻值依栅极电压的大小而变。

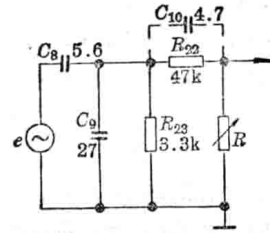


图 8 (图中 C 未标单位者为 nF)

由图 4 和图 8 可以看出, 当输入信号频率低于通带范围时, 不论其幅度大小, 都无法进入副通道, 或者虽然在通带范围内但幅度甚小, 低于动态压缩器阈值电平, 这两种情形下场效应管等效电阻 R 都接近无限大, 即滤波器电路对高音衰减最小, 使输出的高音获得提升, 从而提高了信噪比。当输入的高音信号幅度足够大, 超过了动态压缩器阈值电平时, 场效应管等效电阻 R 开始变小, 进入副通道的高音信号经过衰减再送至主通道, 相对的提升效果就较前为小。输入高音幅度越大, 衰减也越大。当高音幅度增大到接近杜比电平时, 其衰减接近最大值, 而输出电平也趋向于一个恒值。电路由恒增益变化到恒电平输出(参看图 10)。

现在再考虑并联电容 C_{10} 的作用。当高电平的输入信号落在滤波器通带内时, 场效应管的等效可变电阻 R 变小, 时间常数 RC_{10} 变小, 使高通滤波器的转折频率的高端偏移, 因而获得如图 5 所示的通带偏移特性, 构成一个通带可变的高通滤波器。

3. 整流器与可变时间常数积分器及过冲抑制。场效应管栅极由积分器输出电压所控制。为避免动态压缩器在快速改变增益时产生调制失真, 整流器后面的积分器时间常数应足够大, 以使建立控制电压有一定的时间延迟。而另一方面, 时间常数若太大对突增的信号又会产生瞬时的过冲。理想的情形应该是使时间常数能适应信号电平的变化速率。图 9 的集电极电阻 R_{36} (2.7k) 和电容 C_{19} (100nF) 的时间常数很小, 对各种变化速率的输入信号都能及时跟上, 而电阻 R_{42} (270k) 和电容 C_{20} (330nF) 对控制电压约有 100 毫秒的时间常数, 足以防止能觉察到的调制失真。二极管 D_6 两端在平时没有足够大的电压故并不导通, 因为电容 C_{19} (100nF) 放电时间常数较 C_{20} (330nF) 短。但当输入大信号且瞬变较快时, 电容 C_{19} 两端电压上升较 C_{20} 为快, 此时 D_6 导通, 使 C_{20} 充电的时间常数缩短到 1 毫秒左右。介于上述两种输入电压情形之间时, 电容 C_{20} 的充电时间常数由 D_6 和 R_{42} (270k) 的并联电阻决定, 而 D_6 的电阻大小取决于其两端的电压, 此电压又随输入信号瞬变的快慢而变, 所以积分电路的时间常数能依信号电平的变化而变化。但是, 对于

2. 输入电平变化时可变滤波器的工作情况。可变滤波器电路如图 6 所示。

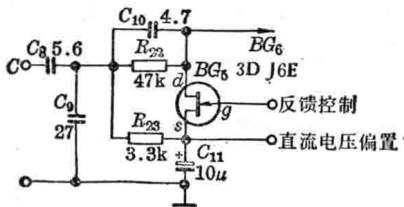


图 6 可变滤波器电路(图中 C 未标单位者为 nF)

计算输入转折频率的等效电路示于图 7。

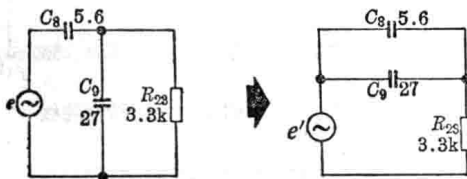


图 7 等效电路(图中 C 未标单位者为 nF)

设信号源内阻很小, 其固定的转折频率为:

$$f_c = \frac{1}{2\pi(C_8 + C_9)R_{23}}$$

$$= \frac{1}{2\pi(5.6 + 27) \times 10^{-9} \times 3.3 \times 10^3} \approx 1.5 \text{ kHz}$$

考虑到信号电平变化时反馈电压对可变滤波器的影响, 应先暂时忽略场效应管漏极电阻 R_{22} 上的并联电容 C_{10} (4.7nF), 当场效应管的栅极受反馈电压控制

大幅度的瞬变信号，此电路仍然会有一些过冲。图4中，硅二极管 D_3 、 D_4 可进一步将过冲限制到约 2dB 以下，时间约在 1~2 毫秒以内，因而已不易觉察到。

控制信号的恢复时间也要相当短，当在一个高电平信号后面紧接着低电平信号时，控制电压既要能及时建立，又要在恢复正常听觉阈值之前复原，但恢复时间也不能短到形成附加低频或产生调制失真。实践证明，将积分电路正常的恢复时间选择在 100 毫秒左右比较合适。

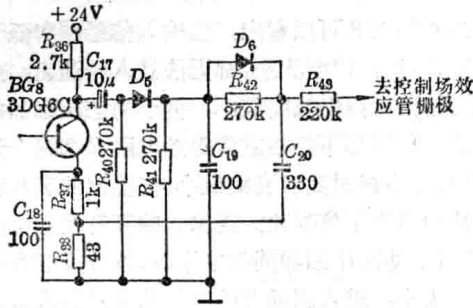


图9 整流器与可变时间常数积分器电路
(图中 C 未标单位者为 nF)

图9中从 BG_8 的发射极分压得到一定比例的音频信号电压迭加在控制场效应管栅极的直流电压上，使场效应管极间的电阻在控制音频信号时具有对称性，这时电平控制造成的二次谐波失真降到最小，为此必须使场效应管 BG_5 的栅-漏交流信号电压与栅-源交流信号电压相等 (即 $V_{gd} = U_{gs}$ 或者 $U_{gs} = \frac{1}{2} U_{ds}$)。同时，为了降低失真还必须使用电容 C_8 、 C_9 分压来降低 U_{ds} 上的信号电压，使原来在 1.5kHz, -15dB 电平时的峰值失真从 0.5% 降低到 0.05%。据实测结果，场效应管源-漏极间音频信号电压 $U_{ds} = 40mV$ ，而栅-源极间音频信号电压 $U_{gs} = 20mV$ 。

电路调整及特性曲线测试

1. 图4电路的静态工作点按一般方法进行调试，各晶体管工作点电压如下表所示：

测试值 电压点	管号 BG_1	BG_2	BG_3	BG_4	BG_5	BG_6	BG_7	BG_8
集电极(V)	14.7	21.8	8.6	21.8	2.1(d)	21	21.8	10.3
基极(V)	1.9	10.6	0.6	8.6	0(g)	7.8	21	4.8
发射极(V)	1.3	10	0	8	2.3(s)	7.8	7.2	4.2

2. 录/放动态调整按下列步骤进行，录音时先将 $C-D$ 两端点相联，然后在输入端 A 接上 XD1 型音频信号发生器，输出端 B 接 GB-9 型真空管电压表。

- (1) 将半固定电位器 VR_1 和 VR_2 向右旋足；
- (2) 测试点 $T. P.$ 接地；

- (3) 杜比降噪开关 E 点置于“断”(即 E 接地)；
- (4) 调节音频信号发生器，频率 5kHz，输出 -10 dB (即 245mV)，调整 R_{17} ，使真空管电压表指示 0dB (即为 775mV) 的输出电压；

- (5) 将音频信号发生器输出降低到 -40.5dB (即 7.31mV)，信号频率仍保持 5kHz，这时真空管电压表应指示 -30.5dB (即 23.1mV) 的输出电压；

至此，主通道线性放大器调整完毕，线性放大增益为 10dB。

- (6) 将杜比降噪开关置于“通”(即副通道起控)。调整半固定电位器 VR_1 ，使输出端 B 的电压表指示 -20.5dB (73.1mV)；

- (7) 断开测试点 $T. P.$ 接地线，调整半固定电位器 VR_2 ，使输出端 B 的电压表指示 -22.5dB (即 58mV) (相当于提升了 8dB)。

放音时将电路的 $C-B$ 两端点相接，放音输入信号从 A' 接入(它相对于 A 点有 8dB 的衰减)。调试步骤与录音时相似。

3. 录/放频响特性测试。图10是用记录仪描绘的频响曲线。曲线表明，在录音时，对于不同的输入信号电平，其提升效果也不同。随着电平的增高，高音提升逐步减少，避免高电平高音信号使磁带饱和。适当选用低通滤波器电感 L_1 可使 15kHz 以下的响应基本平坦。 L_1 电感量为 36mH，在杯形磁环 MX-1000-

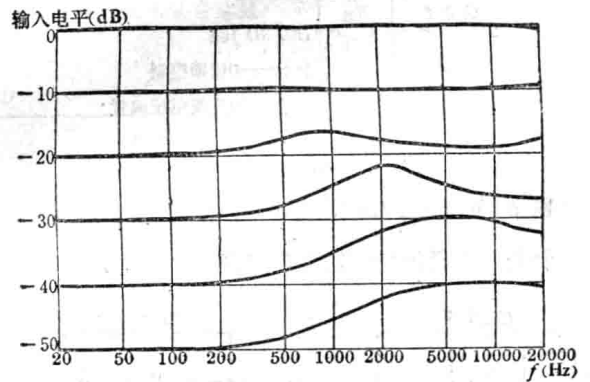


图10 不同输入电平下的录音频响特性曲线

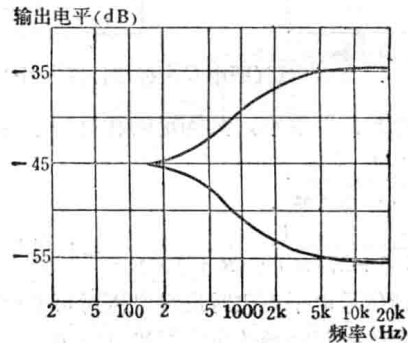


图11 -45dB 低电平输入信号时的录/放输出频率响应

GU-13×7上用 $\phi 0.12$ 漆包线绕230圈。

与图11的录/放频响曲线对比可见，两条曲线对称，电路具有良好的录/放还原特性，总的频响不均匀度极小。

电路结构印刷电路按1:1绘于图12。

参 考 资 料

1. Audio, 1973, 9, 10, Vol 57, No. 9, 10, "Dolby B-Type Noise Reduction System".
2. Wireless World, 1975, 5, 6, 7, "Dolby Noise Reducer".

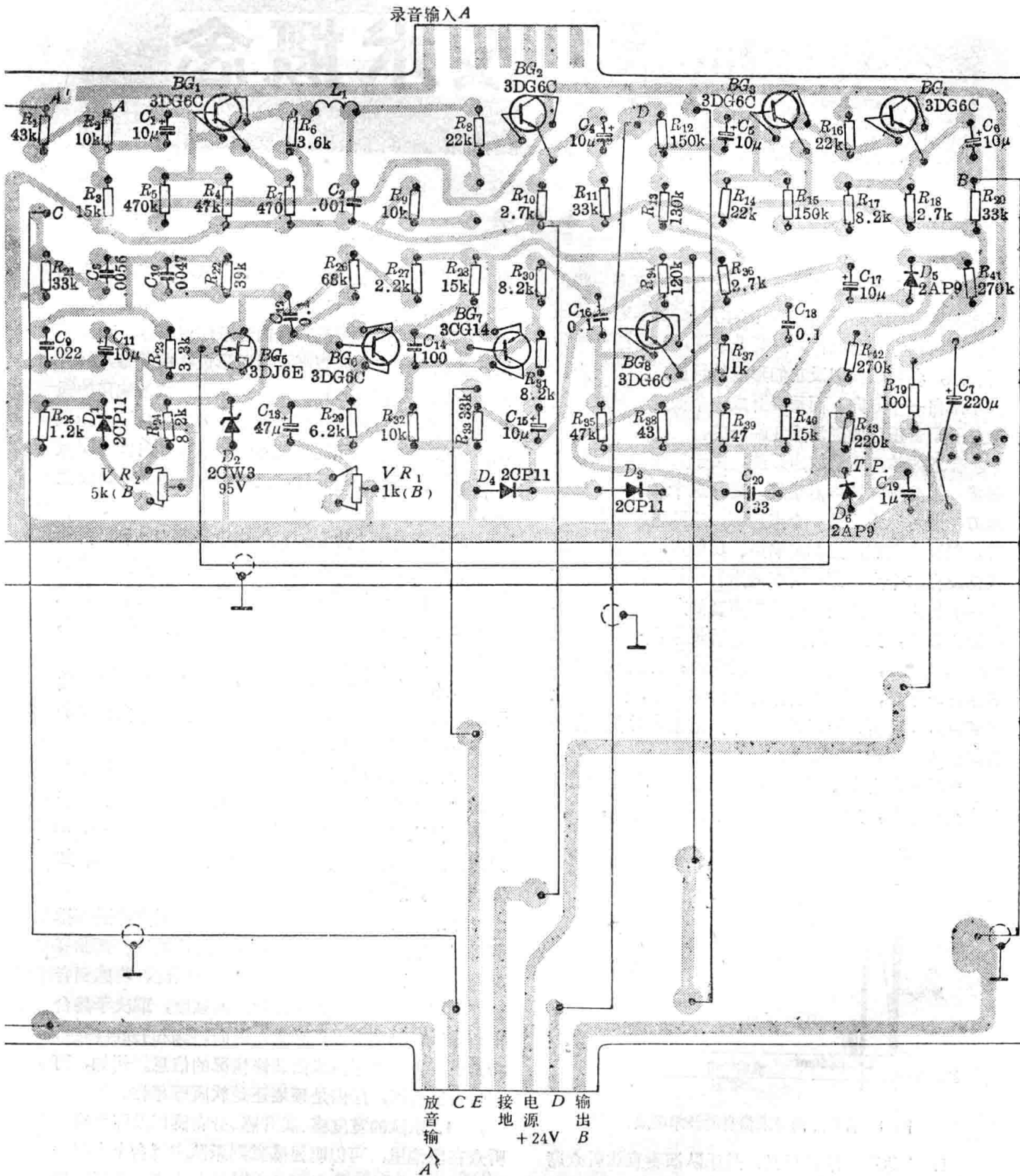


图 12 杜比B型降低噪声电路印刷电路板(1:1)

立体声技术概念

李宝善

人们对立体图象似乎了解得比立体声更多一些，立体图象有深度感、透视感，立体声也类似，它能够展现出完整的“声音舞台”。对听众来说，在音乐厅里聆听音乐，各种乐器以及它们形成的反射声、混响声，并不来自一个方向，而是展开成一个很宽的角度，这就是所谓音乐厅的现场感或临场感。

普通的单声道录放声系统，由于只使用一只扬声器或一组分频式扬声器系统，离开这个系统一定远的地方，即可认为它是一个点声源。乐队各种乐器的声音，以及由它们产生的混响声、反射声，在重放的时候都发自这个点声源，所有的声音也都来自这一个方向——扬声器的方向。这就把声音的方位感、展开感，亦即立体感，几乎破坏无遗。这种现象在声频技术上称作匙孔效应，它描述这样一种状态：听众不是坐在音乐厅座池里，而是在音乐厅外的休息厅，通过门上的钥匙孔来聆听，可以想象，单声道系统对音乐厅的现场感有多么严重的损害！

乐队在舞台上演奏，到达听众席音乐信号的组成是十分复杂的，主要包括如图1所示几种信息：

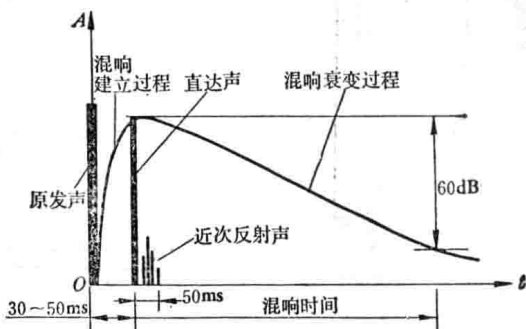


图1 音乐厅内音乐信息的技术组成

1. 直达声 顾名思义，是乐队演奏直达听众席上的声音，它比舞台上乐队发出的声音滞后一点，即滞

后声波由舞台到座位的传输时间，这个延时平均在40~50ms左右。很显然，直达声是最主要的声音信息。

2. 混响声 混响声系由音乐厅内墙壁、顶棚等对声音信号的多次无规则反射所形成。由于每入射、反射一次，墙面吸收掉一部分声功率，故混响声的强度在一段时间以内是逐渐衰减下来的。一般规定，混响声由最大值衰减到比它低60dB所需的时间，叫做混响时间。理想的音乐厅，此值往往在1.8~2.2s之间。

混响声有一个建立过程。由乐器发出声音，并引起混响到达最大值，需要一段时间。混响声的建立时间与厅堂体积关系不大，约在20~50ms之间（对低频来说，时间稍长些，高频则短些）。它对听音的真实感，也起着一定的作用。

音乐厅内各处的混响声强度大体上是相等的，由于是一种全方位信息，在厅内各点，从各个方向来的混响声，强度也大体上相等。

3. 近次反射声 它又称有用反射声，是指由舞台前斜顶和舞台两侧墙，反射到听众席的声音。由于反射途径比直达声途径稍长，延时量约在20~50ms以内，故被称作近次反射声。它对直达声起加重、加宽的作用，所以又称作有用反射声。

仔细的听音试验发现：这种近次反射声的适当排列，能给人们这种感觉，也即音乐厅是由墙壁、顶棚等框起来的。改变这些近次反射声延时间距，将感到音乐厅的容积在改变。近次反射声的强度，取决于舞台前斜顶及前侧墙的吸声系数，因而，它们的强度信息，将给听音者带来厅内表面装修情况的信息。例如，可以告诉听音者，厅内是硬墙还是软质厚幕帷。

4. 乐队的宽度感、展开感、分布感以及深度感 听众在座池里，可以明显感觉到乐队在舞台上占据一定的几何宽度，各件乐器或合唱的各个声部展开在舞

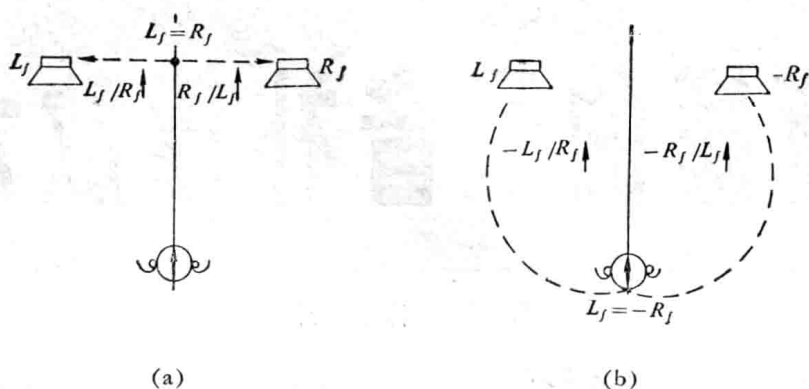


图 2 强度与相位对重放声象位置的影响

台上各点。听众还可以准确地判断出各种乐器的方位，以及它们的前后关系。总之，乐队在舞台上是一个复杂的阵声源，而不是一个简单的点声源。

对乐器深度的感知，主要由该乐器声音到达的迟早所决定。很明显，后排乐器的声音，到达听众略有延时。

音乐厅的现场感是以上一些复杂信息的综合作用，它们是作为一个整体呈现出来的，不能把这些信息过份分隔地去看待。为了使听音者在家就能够得到音乐厅的艺术享受，就要完美地再现这些信息。

双声源系统的效应

1. 哈斯效应 两个声源，一个延时 $5\sim 35\text{ms}$ 以内时，两个声源似合并成一个，听音者只能感到前导的声源，好象声音完全由那里来，滞后声源好象并不感到它的存在。但是，若延时在 $30\sim 50\text{ms}$ ，则开始能察觉滞后声源的存在，声音来向却仍取决于前导声源。延时大于 50ms 时，滞后声源便成为清晰的回声，两者的方向分别由它们自己来确定。

2. 德·波埃效应 与听音者中轴线左右对称的两个声源，它们间的强度差(Δp)与时间差(Δt)都为零时，则听音者感到声源在中轴线方向。事实上，这是一个重放出来的声象，人们只感到这个中央声象的存在，而感觉不到左右两个声源。如果 Δp 由零逐渐加大，则声象朝着声音响的声源方向逐渐移动。若 $\Delta p \geq 15\text{dB}$ ，则会感到声音好似完全来自较响的那个声源。

如果 $\Delta p = 0$ ，改变 Δt ，则感到声象朝着先导的声源移动。当 $\Delta t \geq 3\text{ms}$ 时，声象就好象完全来自先导的声源。

可见， Δp 与 Δt 可起同样的作用，它们之间的换算关系是：

5dB 的 Δp 相当于 1ms 的 Δt 。

3. 李开试验 在哈斯和德·波埃研究工作的基础上，李开对双声源发声系统的特征，作了大量试验。

图 2 是李开试验的基本结果。

图 2 (a) 表示李开获得与德·波埃相同的结果，即，左、右声道重放的 Δp 确定了声象的具体位置。图 2 (b) 示左、右两只扬声器反相，此时听音者感到声象跳到两只扬声器以外，直至声象绕到听音者背后。

李开试验说明：只要适当控制左、右声道两扬声器重放声音的强度和相位关系，就可以在一个很宽的角度及深度范围内确立重放声象的具体位置。在对乐队进行立体声录音的时候，借助立体声传声器合理的布局，可以将乐队中每一个声源(每一件乐器)在左、右声道中的强度和相位关系拾取下来，并储存在录音磁带之中。因此，双声道立体声系统可以重放出比单声道系统丰富得多的声音信息。不仅可以重放出整个乐队的宽度感和展开感，而且还对各件乐器的声象，准确地还原到原来分布的位置上。从而复现出整个乐队完整的声象群。

立体声系统重放出来的声音，决非只从左边扬声器放出一部分乐器的声音，而从右边扬声器放出另一部分乐器的声音，这种理解完全是错误的。优良的立体声发声系统，必须能重放出完整的、位置准确的整个乐队的声象群。

至于每个近次反射声，立体声系统也可以在一定程度上重现它们的原来方向。此外，立体声系统也比单声道系统重放出丰富得多的混响声信息。此时，混响声方向的无规程度要高得多，对听众可以形成一定程度的包围感觉。

综上所述，双声道立体声系统消除了单声道发声系统的匙孔效应，重放的音乐具有气魄大、宏伟动听、感染力强等特点，能够较理想地再现音乐厅的临场感和现场感。所以，立体声系统一经问世，即深受广大音乐爱好者的欢迎，并得到了迅速普及。不少音乐爱好者都有这样的感受：在听过较高质量的立体声系统以后，就不想再听单声道发声，因为此时就会觉得单声道系统的重放声音贫瘠、乏味、单薄了。