

'87 合订本



# 无线电与电视

牡丹牌印刷线路板耐腐蚀油墨  
1985年上海市优秀新产品二等奖  
1986年上海市科学技术进步三等奖



上海油墨厂出品

地址：上海市柳营路305号  
电话：627800 电报：1157

# 无线电与电视

## 1987年总目录

### 新技术动态

- 未来的电视……………(1-1)
- 调幅(中波)立体声广播的新进展……………(1-13)
- CD系统的发展概况……………(5-17)

### 电视技术

- 关于自动抵消电视重影的几个问题……………(1-7)
- 自举升压式 OTL 帧输出……………(1-15)
- 日立 NP82C2 系列彩电开关电源探析……………(2-11)
- 微带电路技术在 UHF 电视接收天线中的应用……………(2-14)
- 兼容型 UV 多频道电视接收天线……………(3-61)
- 解调轴不正确造成色彩失真的理论分析……………(4-62)
- 微处理器控制电视机基板动态测试系统……………(5-7)
- 几种彩色电视编码调制集成电路及其应用……………(5-1)
- 红外彩电遥控系统的原理与电路分析……………(6-48)
- 一种降低相位误差的新设计方法……………(6-54)
- 飞利浦集成块介绍……………(6-55)

### 录音技术

- 磁头的放音噪声及信噪比……………(1-17)
- 磁头的录音磁平……………(2-20)
- 磁头的录音频响及其应用……………(3-1)
- 磁头的 LC 录音补偿电路……………(4-1)

### 业余电子爱好者

- 自制 50W 超甲类功率放大器……………(1-27)
- 金星 CJ56-2 型彩色双制式监视器的业余  
装调技巧……………(2-32)
- 简易耳机放大器……………(2-45)
- 一盒磁带顶两盒用——介绍四迹双倍单声道  
录音法……………(2-45)
- 业余爱好者检验盒式录音磁带性能的简单方  
法……………(2-46)
- 电子“叮咚”门铃……………(2-47)
- 怎样选择功放管的  $f_T$ ……………(4-30)
- 为什么共射截止频率  $f_\beta$  的理论计算值跟实  
际值有差别……………(4-30)

### 维修技术

- 夏普 CT-800C 双卡收录机常见故障及维修……………(1-30)
- 飞跃 47C2-2 18 英寸彩电维修(1)……………(3-35)
- 飞跃 47C2-2 18 英寸彩电维修(2)……………(4-22)
- NV-450 录像机故障分析与检修(1)……………(3-16)
- 东芝 181E3C 彩电亮度失控应急修理……………(3-25)

- 电视集成电路 KC583 的应急修理……………(4-28)
- 金星 C471-1 型彩电遥控系统的常见故障与  
检修……………(6-25)

### 国际信息

- 国际信息……………(1-45)
- 国际信息……………(2-61)
- 国际信息……………(3-45)
- 国际信息……………(4-31)
- 国际信息……………(6-27)

### 新型元器件

- 再谈应用 Monomax 集成电路体会……………(1-42)
- 新一代盒式磁带……………(1-12)
- 史普拉格单片收音机集成电路的应用……………(3-26)

### 结构工艺

- 谈谈电视机造型的人情味……………(1-47)

### 电路集锦

- 游戏电路五则……………(1-50)
- (一)数字电路的应用之一 用数字计数器实  
现数字四则运算……………(2-48)
- (二)数字电路的应用之二 用全加器实现数  
制变换……………(3-48)
- 电路集锦三则……………(4-15)
- V/F 转换器及其应用……………(4-18)
- 开关式稳压电源几例……………(5-43)
- 电子琴专用集成电路……………(6-28)

### 修理札记

- “佳丽”22 英寸彩电故障检修一例……………(1-57)
- “佳丽”22 英寸彩色电视电源单元工作原理……………(1-57)
- 汤姆生牌 14 英寸彩电故障检修一例……………(1-60)
- $\mu$ PC1353C 伴音集成块修理点滴……………(2-19)
- 元件代用经验二则……………(2-19)
- 松下 NV-370-EN 录像机改频……………(2-28)
- NV-370-BN
- 金星 C37-401 型彩电故障检修一例……………(4-27)

### 电子市场

- 电子市场……………(1-61)
- 电子市场……………(2-60)
- 电子市场……………(2-目录页)
- 电子市场……………(3-47)
- 电子市场……………(3-47)
- 电子市场……………(3-63)
- 电子市场……………(3-63)

电子市场.....(5-63)

## 交流与咨询

问与答.....(1-62)

黑白、彩色电视机用声表面波中频滤波器电

参数数据.....(2-50)

常用盒式收录机磁头特性表.....(4-39)

## Hi-Fi 立体声之友

32W+32W清澈通透、雄浑奔放的立体声功

率放大器.....(1-52)

Hi-Fi 小制作 用塑封管 LM9014 制作的三种

多频率音调控制器.....(1-52)

Hi-Fi 小辞典 3D 三维空间.....(1-54)

Presence 临场感.....(1-54)

Hi-Fi 随笔 鹤鹤一枝的听音室.....(1-54)

发烧轩笔记 夏虫不可语冰.....(1-55)

Hi-Fi 基础知识 节目源与 Hi-Fi.....(1-55)

Hi-Fi 读史札记 威廉逊放大器与超线性放

大器.....(2-52)

Hi-Fi 实验室 用 6P3P 制作的帘栅极稳压

放大器.....(2-55)

Hi-Fi 小制作 TDA2030 做 BTL 音色更靓

.....(2-57)

Hi-Fi 随笔 Hi-Fi 功放究竟是不是恒压源

.....(2-58)

发烧轩笔记 佐餐音乐.....(2-59)

Hi-Fi 节目源 1986 年度 10 张最佳 CD 唱片

.....(3-49)

发烧轩笔记 不求甚解.....(3-50)

JVC XL-V200B 激光唱机的

应用及其音质评价.....(3-50)

Hi-Fi 笔谈会 《音质引人入胜的三分频立体

声放大器》座谈会(一).....(3-53)

Hi-Fi 小制作 可供借鉴的三种自制音箱.....(3-56)

Hi-Fi 实验室 用大功率达灵顿管制作的

20W 放大器.....(3-58)

Hi-Fi 听音室 想想看, 一对音箱摆在哪儿

好?.....(3-59)

名机电路鉴赏 YAMAHA B-6 功率放大器

.....(4-49)

Hi-Fi 信箱 问答十则.....(4-49)

Hi-Fi 小辞典 Active Loudspeaker 有源

音箱.....(4-51)

Hi-Fi 小制作 音质纯正的调频无线话筒.....(4-52)

Hi-Fi 笔谈会 不同型号的运放集成块音质

也不一样.....(4-53)

我室内的 Hi-Fi 布局.....(4-53)

我家里的 Hi-Fi 布局设计.....(4-53)

它的声音好象冬天里的一把火.....(4-53)

5W+5W 电子管 OCL 功率放大器.....(4-54)

National RX-C300 收录机的听感报告.....(4-55)

Hi-Fi 实验室 用 CA3193 运放集成块制作

的前级放大器.....(4-55)

Hi-Fi 随笔 移植室内的汽车音响.....(4-56)

## 录像技术

VHS 录像机与世界电视广播制式.....(2-1)

漫谈录像磁带.....(3-24)

VHS 录像机的几种新机型.....(6-1)

## 广播技术

晶体管调幅收音机“最大有用输入信号电平”

的测量与记录方法探讨.....(2-17)

晶体管调幅收音机“单信号哨叫”测量方法探

讨.....(3-34)

莫托罗拉制调幅立体声广播与接收.....(5-12)

调频信道的寄生调幅干扰.....(6-9)

几种采用 EPROM 的实用电路.....(6-14)

## 视听适用技术

彩色摄影机的主要技术指标.....(2-62)

PIONEER RT-909 盘式录音座的应用及其

音质评价.....(3-40)

SONY TA-AX410 立体声扩音机的应用.....(4-57)

## 电声技术

厅堂扩声怎样选用传声器.....(2-63)

美 Shure SM58 手持传声器的简要剖析.....(4-11)

杜比 C 及杜比 C 盒式磁带录音座.....(5-21)

电子琴电路杂谈.....(5-28)

实用书架式扬声器系统的设计.....(6-19)

## 电路分析

溯源便析——受控源法分析反馈放大器拾遗

.....(4-13)

彩色电视机三种开关电源探讨.....(5-49)

## 家用电器

红外线家用电器遥控开关.....(4-34)

自制高精度曝光定时器.....(4-35)

电冰箱自动化霜控制器.....(6-46)

## 中外名词对照

SHARP GF-700 收录音机.....(4-37)

录像机 NV-G10MC.....(5-60)

## 微处理器系统

ROM 与 RAM.....(3-10)

## 计算机系统

零故障计算机系统.....(6-42)

TN 80  
3  
87



# 未来的电视

机械学院

★ 277001 ★

图书馆藏书

郑学文

彩色电视机进入家庭已有多年了。可是奇怪的是，虽然电视及电子行业已经搞出了大规模集成电路的图象存储器和高清晰度背投式显示器，家用电视机还迟迟不能向“信息时代”过渡。彩色电视机的成本、可靠性、外形和图象质量逐年来有很大改进。可是彩色电视机依然用原来的图象显示格式(4:3)和只有单向接收能力。

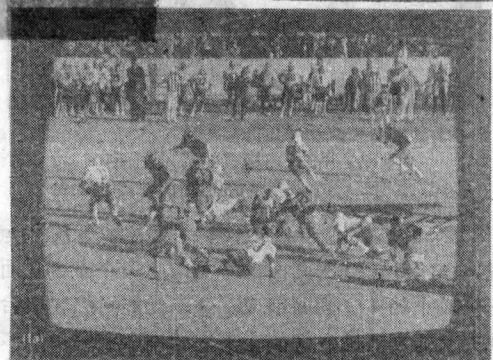
按照人们最乐意接受的次序来说，下一代电视机的各种变化将如下列所示：

- 大面积显示器和画面宽高比更大的图象比例
- 灵活性和对话性
- 主观分辨率在纵横方面都比目前的制式高一倍
- 真正的立体声音响(本文不讨论)
- 不出现原来画面中所没有的膺象(即在显示器件上看到了不希望有的效应，例如黑白闪烁和彩色闪变等)

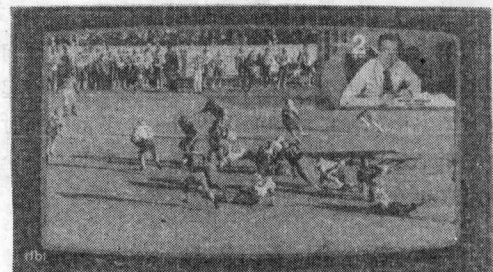
从各方面考虑，最佳的最大的家用电视画面尺寸以0.5平方米左右为宜。虽然现在正在研制大屏幕平板显示器。但看来已有极大改进的背投式显示器是最实用的。目前可以买到的用背投显示器的电视机，例如飞利浦37英寸投射管及投影透镜一体化的电视机，其机箱厚度远比同样尺寸的显象管为薄，而其主观图象性能在明亮室内光线下也远比我们目前所用的直视式显象管要好得多。这就是说第二代投影电视机已经问世了。

显示器的第二项重要参数是图象纵横比(宽高比)。为了更好地和人的视觉的宽高比(1.80:1)相适应，以及更好地和电影相配合(主要为1.66:1及1.85:1)，看来用(5 1/2 : 3)来取代现行的4:3的标准要更为合适(图1)。所以要选用5 1/2 : 3而不是5:3是因为它看上去比4:3更不一样(5:3在宽度方面仅增加了25%，而5 1/2 : 3则增加了33%)。

目前终于已经到了可以大规模地生产低价VLSI数字图象存储器的阶段。数字信号处理技术在电视机视频电路中的应用主要有两个方面，一是提供新功能，另一是以更低的成本来取代现有的模拟法信号处



(a)



(b)

图1 显象管的纵横比  
(a) 4:3; (b) 5 1/2 : 3

理。数字存储器就是属于第一类能提供新功能的器件：例如多重画面/多台显示、单幅画面显示和静止画面显示等。

新型接收机在一接通电源后就立刻在一个画面中显示出12个频道的内容，这就使观众能一下子知道那个频道在演播那些节目。这一显示也能说明是用何种制式，例如在高清晰度电视(HDTV)制式中，图象上就有一个闪烁的圆点标志。按下遥控器上某个按钮，就选出另一组我们偏爱的频道(事先存入接收机中的)。在预看了这些多频道画面后，就可选出一至二个节目供实时收看。例如我们可以同时收看两个体育节目，一个是主画面节目，另一个是角上小画面节目，并且只要按一下按钮，就可以随时把更感兴趣的画面切换到主要画面上来，我们也可以一边看一个节目，一边在较小画面上逐个查看其他频道的节目。我们也

可以将一幅画面保存在存储器中，而在以后在显示器上更仔细地欣赏。即使是用现有的4:3旧格式的电视机，也已有商品在上市供应了，在5½:3格式的电视机中，它将具有标准功能(图2)。



图2 用5½:3格式的显示画面  
小窗上有二个小红点者系指高清晰度电视台

5½:3的纵横比与4:3还有一特殊的关系，换句话说，一幅5½:3的画面恰好可以由一个4:3画面加上三个较小的4:3画面组成。这一功能可以在组合时实现更大的灵活性。例如在未来的许多家庭中免不了要用电脑，并用电视机作为电脑的显示器件，这样我们就可以在使用家用电脑的同时观看三种不同的广播节目。用这种纵横比来准备编写宽行报表和按横向排列的文稿时，也更为有利。它在闭路电路中使用起来也更方便。例如在主要画面上收看一个节目的同时，可在二个小红点上观看次要的节目，而剩下的一个屏幕则用来查看有无人在把电子信件寄给你。

## 图 象 质 量

图象主观质量部分地是由垂直分辨率、水平分辨率和膺象内容决定的。图象的垂直分辨率的定义是在一幅画面高度中所看到的水平线数。这既取决于在显示画面上的扫描线数，也和画面上每行上点的质量和人感受光的能力有关。在当前NTSC/PAL等制式中，每秒传送25/30帧、625/525线的隔行扫描图象线。只有500行左右的线出现在显示器上，即1/50或1/60秒的隔行扫描场上有约240~250根线。其余在帧回扫期间产生的线是不出现在画面上的。这就是扫描光点从显示器右下角回到左上角所需的时间。接收机也必须使图象同步在正确位置上。垂直分辨率可以用关系式 $V=K_a N_a$ 来表示，其中 $K_a$ 是显示器系数而 $N_a$ 则是有效行数。它主要取决于每行光点可被调制的最高频率(断/通次数)，在NTSC/PAL制中分别为4.2/5MHz。不过有许多种电视机将这一数值限制在2.5~3MHz之间(这一点在以后再加说明)。

膺象是在显示器上出现而为原来图象中所没有的可见效应。它们与传输中所用的编码方式以及画面如

何取样及显示方法有关。最常见的有：

- 串色 即排列很密的黑白条上出现了彩虹，例如条纹衬衣和大厦上的一排小窗口等，由于这一原因常常在某些黑白区域上出现彩色。
- 串亮度 即边缘陡峭的彩色过渡和大面积饱和彩色区域中出现小的移动点。
- 大面积闪烁 高亮度区域的亮度以50Hz的场频在闪烁。
- 行闪烁 静止水平线不是完全静止，而是似乎在轻微地上下抖动或闪烁。
- 爬行 因采用了隔行扫描而使一些垂直移动的物体损失了一半的垂直清晰度。

为了尽量压缩传输带宽，在PAL制中将亮度和色度编码在同一频带内，共享在3.5与5.2MHz之间的频率。亮度信息主要集中在行频的整倍数附近，而色度信号则对这些频率偏移一个位置(1/4及3/4行频)。良好的解码器要求把这些频率交错的信息真正分开。为降低成本，有许多电视机制造商用低频滤波器把亮度信号滤出来。这样做就大大地降低了行分辨率，不过却能抑制串扰亮度膺象。采用了行梳状滤波器后，既能限制膺象出现又可将分辨率提高到5.2MHz。

## 图 象 质 量 的 改 进

用一种能抑制串色和串亮度的方法编码可以提高垂直和水平分辨率，从而提高图象质量。实践已证明了在接收机中采用数字图象存储器后，可进一步改善图象质量而不必改变传输信号。用内带动作补偿电路的隔行至逐行扫描转换器，就能提高垂直分辨率和消除闪烁感觉。图3表示标准NTSC制时的隔行扫描(PAL制的原理也相同)。

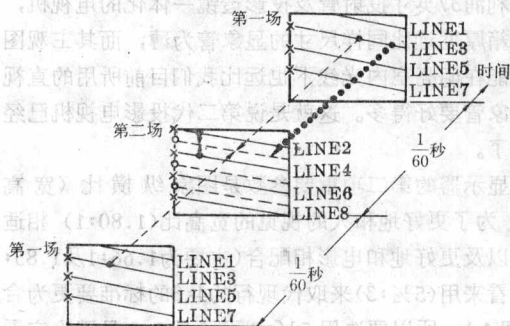


图3 逐行显示转换过程

x代表一个传输行。o代表本地插入行。实线表示行平均(移动画面)，虚线代表图象平均(静止画面)。点线代表场插入(静止画面)

用了数字存储器后，信号形式完全不变，但是在第二场中出现的各行是用空间及时间插入法形成并储

存在接收机中，然后顺序地而不是隔行地作扫描。用了这种技术后，结果就形成了一个象逐行显示时那样的噪声很小的画面(不带行闪烁)，而且提高了视的垂直分辨率。



图4 行结构可见性在逐行扫描显示器中，行数会增加一倍

象图4所示的，最显著的效应是大大地减少了行结构的可见性。甚至使人误以为图象的传输行数已从525行增加到1050行。实际上传输信号并没有变化，而是在视觉上转换成525行，每秒60帧。

### 逐行扫描转换的方法

把传输来的隔行扫描变成逐行显示的图象可以有三种方法。行平均使每幅图象的有信息行数增加了一倍但却降低了垂直分辨率。不过它降低了行结构的可见性，并且不会在活动部分中引起膺象，还有一点是行平均并不能抑制闪烁。图象平均法或称场间插法则是将两个场的各行信息组合到一起以保持垂直分辨率和抑制掉行闪烁。不过在活动图象中，由于二场的相隔时间较长，会使活动物体产生锯齿形轮廓。第三种方法是把前述两种方法结合起来并再加上动作检出电路。

动作检出电路，能避免在扫描转换过程中出现的新膺象。行平均和场平均量按照每一象素的活动量以相互补充的方式组合起来。切换时从一种内插方式逐渐过渡到另一种方式，以减少切换过程的可见性。扫描转换用将两个复合全电视信号数字化的方法来完成。即用了二个场存储器 and 数字化了的输入信号来提供带动作匹配的隔行-逐行变换。这样，显示出来的图象质量就有所提高而不会引起任何新的扫描转换膺象。

### 高清晰度(HDTV)制式的考虑

各种改善图象质量的因子之间的基本关系如下：

$$R_H R_V R_W = N_C D_n / D_0$$

式中， $R_H$ ——水平分辨改善因子；

$R_V$ ——垂直分辨改善因子；

$R_W$ ——宽度改善因子；

$D_n$  和  $D_0$ ——分别是新制式和老制式的显示因子；

$N_C$ ——所用的频道数。

特别值得注意的是两频道顺序制显示系统，这时  $N_C=2$ ,  $D_n=0.8$ ,  $D_0=0.5$ 。

可以用同时增加行数和显示因子的办法来提高垂直视在分辨率。可是由于广播所需的带宽与行数的平方成正比，因此在高清晰度电视中还是希望用较少的行数。1125行隔行显示的视在垂直分辨率约为562行，而657逐行显示的视在垂直分辨率倒也有526行，但后者所占的带宽只有前者的 $(657/1125)^2$ 即34%。因此将NTSC的行数从525行增加至657行，把这一信号以隔行扫描的方式送出去，而在接收机中进行隔行至逐行转换，在最后按逐行显示时，就能将视在垂直分辨率提高一倍。

另一点要考虑的是可供使用的传输带宽。如果直接将行数从525行增至1050行，并把纵横比从4:3改成5:3，那么所需要的带宽将是原来一个频道的5倍。将显示因子增加，并将行数从525增加至657时，所需带宽就小一些，为原频宽的3/4倍。

这二种方法都因带宽过宽而难以实现。而且双频道657行制式只能将水平分辨率提高20%，要使水平分辨率也提高一倍就需要3/4倍于原来的频宽。不过如果能够更好地将电视信号传输方法与人眼视觉心理相配合起来的话，还是可以找出克服这一问题的办法的。

### 视觉心理的充分利用

纽约理工学院的威廉·格林和卡伦·格林博士已经证明了人眼要隔一段时间才能觉察到图象中的变化。虽然其中的精确关系非常复杂而且尚未彻底弄清，但普遍的原则是当图象的空间视角在减小以及/或其动作在变快时，就难以感觉到图象变化的节奏。这在实际上就是意味着不必将高空间频率成分按每秒30帧传送。如果将低空间频率成分(小于4.2MHz)按标准速率传送，而将4.2MHz以上的成分以比标准低的速率传送，就能大大地压缩频带。当然这样做时必须使电视机中装上数字存储器，以便使60Hz场频显示器仍能从过去几场的信号中形成全部水平分辨率。这样一来，在30场时将水平分辨率提高一倍所需增加的因数就不是平常的20至15，而是只有它们的1/5至1/3了。用相当于6帧/秒的速率传送高频成分时，就能实现在水平和垂直方向上分辨率都提高一倍的高清晰度电视制式。

### 双频道 NTSC 兼容制 HDTV

在双频道 NTSC 兼容制 HDTV 中，信号源可以通过电缆或卫星送至现有的 NTSC 接收机或新型的 HDTV 接收机中(图5)。用这种办法，电视台中继

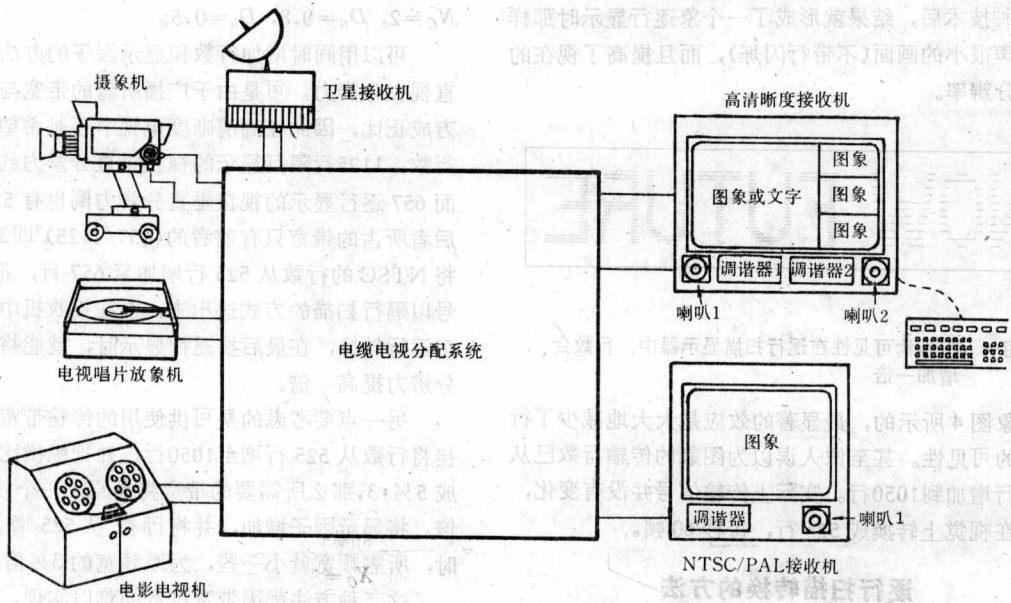


图 5

线路及设备制造可逐步向 HDTV 过渡。

图 6 表示在两个标准的 NTSC 频道上实现传输这种 HDTV 的方法。这种方法是把 HDTV 信号分成两部分。一部分是标准的 NTSC 信号频道(频道 1)和一个辅助频道(频道 2)。频道 1 中包括了 HDTV 图象的“中心”4:3 纵横比的部分,用低通滤波器在水平方向上限制在 4.2MHz 以下,并用垂直滤波电路将 657 行转换成 525 行。这一信号能在现有的各种 NTSC 电视机上显示。频道 2 包括了原来 657 行中的附加 132 行、5/3:3 显示器的两侧部分,还有两侧中

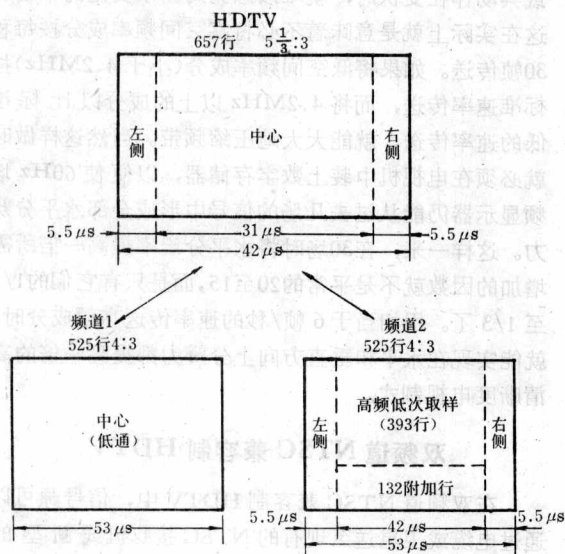


图 6

间的 5/3:3 图象中其余 393 行中的高频信息。这些经高频低次取样的信息用滤波和取样转换过程等方法也转移至 4.2MHz 以下的频带内,这一信号也可以在各种 NTSC 接收机上显示出来,不过不是以完整的图象,而是以如图 6 右下图那样的组成的方式显示出来。

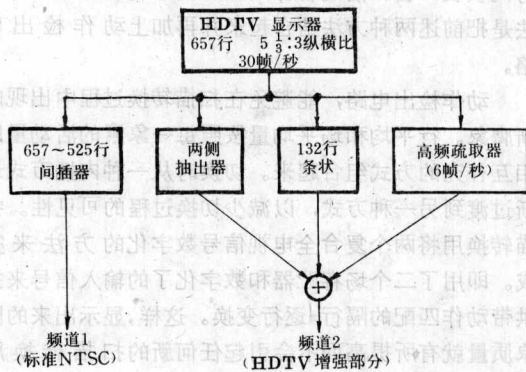


图 7

图 7 是双频道分解方框图。657 至 525 行内插器从 657 行宽带宽纵横比信号源取得信号,经水平方向低通滤波以后形成 525 行的 NTSC 图象。在这一过程中,657 个原来行中的 132 行经低通滤波器后插入频道 2。这一信息代表了原来 657 行的线性转换,因此在 HDTV 接收机中,这一过程是可逆的。

在经过 525 行内插以后,在中心 4:3 部分以外的两侧部分也同样地被安排到频道 2 中去。这样在

HDTV 接收机中就可以重行组成  $5\frac{1}{2}:3$  纵横比的低通信息。高空间频率的信息则在时间上用 6 帧/秒的速率取样, 转移到低通频率范围内, 并插入频道 2 的两侧中间的其余 397 行中间去。这两个信息同时在分开的两个 NTSC 频道上传输。标准型接收机可以接收其中任何一个频道。频道 1 上信号相当于现有传输, 而从频道 2 的信号上可以看到那些为了得到更佳主观图象而需要增加的附加信息。

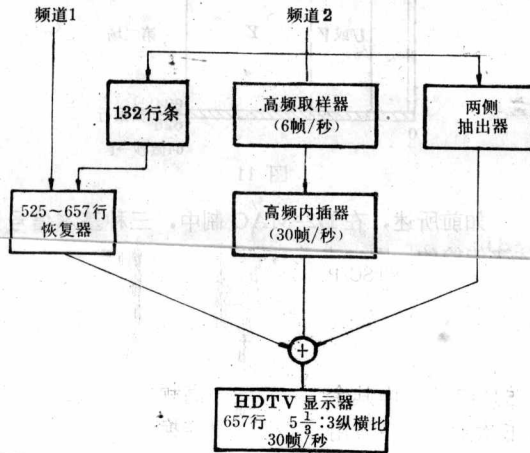


图 8

图 8 是双频道重组的方框图。频道 1 负责宽图象中的中心部分。从频道 2 中取出两侧图象组成一幅  $5\frac{1}{2}:3$  的 525 行低通图象。另外 132 行也从频道 2 中取出, 经过线性变换以后, 就得到 657 行具有标准 NTSC 水平分辨率的低通部分图象。从频道 2 取出的高频信息则重新移频至原来的高频范围并更接数字式帧存储器的内容, 更新率为每秒 6 帧, 而帧存储器的读出率则为标准速率即每秒 30 次。这样静止画面时的视在分辨率就比现行的 NTSC 制的要高一倍。不过由于用了低速率取样, 水平细节在时间上的分辨率要低一些。但由于人眼对活动中的细节较不敏感, 因此我们不会觉察到这一“理论”上分辨率的损失。

### 非共用波段制式 (C-MAC 和 D2-MAC)

接收机中的数字式帧存储器能使图象质量进一步提高。如果采用周期为 30Hz 的非递归数字滤波器, 则接收机的噪音性能可以改善 30%。这一点在用噪音较大的信号源中更为重要。用“帧梳状”滤波器过滤则可以进一步减少串色效应。

有些视频工程师说应该充分利用各种可能进一步提高到完全消除串色效应为止。这可以用将图象信号中的亮度和色度信息用频分多重或时分多重的多路分割办法来实现。为了用频分多重法消除串色效应, 在

编码中就不能让亮度和色度共用同一频段。如果将 2~4.2MHz 的亮度信息向上频移 3MHz, 那么色度和亮度就极易分开, 从而完全消除了串色效应。

用时分多重法也可以完全消除串色效应, 这就是不用将色度和亮度信息编码至同一频段内形成复合图象信号的方法。而是将各种信息分别在时间上压缩并作时移。对于典型的 MAC (多重模拟成分) 信号来说, 同步和伴音信息占每行中的最初 10 个  $\mu\text{s}$ ; 一个色差信号, 经在时间上压缩成原来的 1/3 以后, 占该行的其次 18 个  $\mu\text{s}$ ; 亮度信号经过压缩至原来的 2/3 后, 占该行留下的 36  $\mu\text{s}$ 。

把信号压缩  $x$  倍, 就会使传输的频带宽度增大  $x$  倍, 因此传送亮度所需的带宽为  $1.5 \times 4.2 = 6.3\text{MHz}$ 。而传输色度所需的带宽则为  $3 \times 1.5 = 4.5\text{MHz}$ 。选用压缩指数的大小不仅要根据带宽来考虑, 也要顾及通讯信道上的噪音性能。选取  $1/X_C + 1/X_L = 1$ ; 其中色度压缩比  $X_C = 3$ , 亮度压缩比  $X_L = 1.5$ , 以便在直播卫星系统 (DBS) 中, 用 RGB 输入和欧洲 PAL 制输入时同样有最佳的主观图象质量。

### E-MAC、C-MAC-D2-MAC 和智能接收机

目前, 包括我国在内的许多国家, 已经开始或即将开始卫星电视直播, 卫星直播以采用何种制式为宜呢? 截至目前为止, 在已采用的广播制式中, 例如 PAL 制等, 亮度、色度和伴音等三部分不等的信号分别用三个载波和三种不同的调制方式传输 (图 9), 其中色度和亮度的频谱是重迭的, 而且伴音载波和图象信号频谱太靠近, 因此免不了有些色度与亮度间的相互干扰以及要出现伴音和图象者的相互干扰。除此之外, 同步电平、黑色电平和白色电平都要有一定基准值而不能受图象调制的影响, 这样电平可控制的范围就受限制而变小了。为了行帧同步要花去 24% 的传输时间, 而且在传输技术中用三种载波也有其缺点。那就是因为传输途径中的每个放大器或多或少有些非线性, 那么在每个放大器中都会发生新的混频成分。在一连串的传输环节中它们都会迭加起来, 这也影响了质量。现在已到了为卫星广播等制定一个新制式的适当

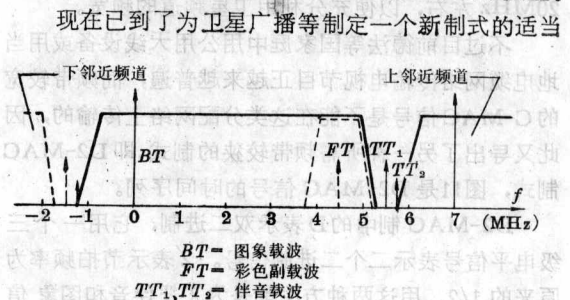


图 9



时机, 它能消除已知的缺点, 并能最佳地利用现代电路技术。地面上可用频段已经分配完了并且是有限的, 这些可用频段不能再予扩充了, 所以也不大可能采用数字形式来传输图象成分。但传输伴音则完全有可能。有过三种不同的制式建议, 用术语来说也就是 *A*、*B* 和 *C* 三种方式, 它们的意义如下:

*A* 方式: 表示用数字调制的伴音载波。

*B* 方式: 表示在基带中用时分多重法传输模拟图象信号和数字伴音信号。

*C* 方式: 表示高频时分多重法, 伴音用数字相位调制, 而图象信号用调频法。

最后认为以 *C* 方式为最佳。即数字伴音和数据信号在高频端用相位调制。图象的亮度和色度交替地用模拟时分调频方式(图10), 它名为 *C-MAC*。

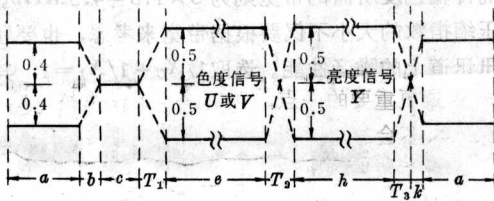


图 10

*C-MAC* 及 *D2-MAC* 中彩色信号在时间上的分配, 时钟频率 20.25MHz

- a*: 105比特数据、伴音和同步用的209个时钟节拍
- b*: 表示伴音和数据结的4个节拍
- c*: 表示0.5V基准电平的15个节拍
- $T_1$ : 表示色差信号(色度)开始的10个节拍
- e*: 传输色差信号的349个节拍
- $T_2$ : 表示色度转换至亮度的5个节拍
- h*: 传输亮度信号的697个节拍
- $T_3$ : 表示亮度结束的6个节拍
- k*: 表示过渡到下一行的1个节拍

从图中可知, 基本参数为 625 行, 每秒 50 场, 并和现行标准一样有一个帧消隐间隙。在该期间可作文字传送, 例如视频报纸或杂志之类。在 *C-MAC* 中不用副载波, 每一部分信号所需的频宽都有一定的自由度, 例如伴音或数据通道所用的时钟节拍可选用 20MHz 左右, 以便充分利用卫星频道的频宽。

不过目前德法等国家庭中用公用天线设备或用当地电缆网络传输电视节目正越来越普遍, 而频带较宽的 *C-MAC* 信号是不能在这类分配网络上传输的, 因此又导出了另一种所需频带较狭的制式, 即 *D2-MAC* 制式, 图11是 *D2-MAC* 信号的时间序列。

*D2-MAC* 制中的 *D* 表示双二进制, 它用一个三级电平信号表示二个二进制信号。2 表示节拍频率为原来的 1/2。用这两种方法都是为了使伴音和图象信号能在现有的同轴电缆段上传输。虽然在电缆上传输

时图象质量受到限制, 但在屏幕上观看时其分辨力的损失很少。

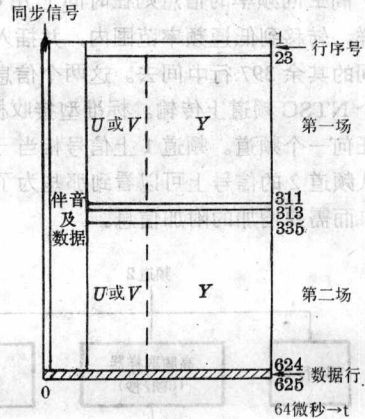


图 11

如前所述, 在 *D2-MAC* 制中, 三种基本信号是依次传输的, 图12表示一张彩色测试卡的波形, 从其中可以看出亮度的灰度等级, 双二进制传输伴音信息的脉冲串。色度信号 *U* 和 *V* 分别每隔一行各传输一次。这是因为相邻两行中同一点上的色度变化很小。如果要在一行内传输二个色度信号, 那么不是频带变狭, 就是噪音变大, 因此选用了逐行交替方式。

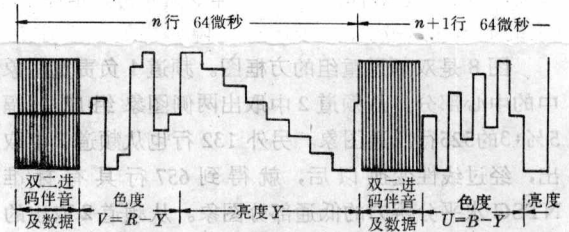


图 12

有 105 个比特用于传输数据、伴音和同步信号, 以 209 个时钟节拍传输。伴音以成束方式传输, 把几行的伴音信息组合起来。每一种为 751 个比特。用多重方式按编码种类可以传送 4 路高质量伴音或 8 路话路。

*D2-MAC* 制的伴音质量可与 CD 唱片媲美, 其图象质量也有显著提高。实际观看测试卡的结果是: 最重要的是画面上不再出现彩条过渡中的彩色边缘(串色), 也见不到已往的花格效应。再有就是由于亮度频带宽而得出明锐的亮度跃变。还有就是卫星信号的噪音很小, 并且接收机上完全没有重影。*D2-MAC* 制也可以成为以后向高行数 HDTV 过渡的补充传输方式。不过 *D2-MAC* 制与现有的 PAL 或 SECAM 制是不兼容的。也和现有的黑白电视广播不兼容。虽然当年 PAL 制创始人华德·布劳赫也曾提出一种类似 *MAG* 的制式作为另一种候选制式, 但正是由于这

(下转第1—11页)

# 关于自动抵消电视重影的几个问题

李 丰 亨

**编者按** 自动抵消电视重影是近十年来国内外最热门的研究课题之一。这是近十年来通信理论,控制理论,网络理论,数字信号处理,计算机技术和 CCD 大规模集成电路技术等多门学科和技术综合发展所导致的电视信号处理的新技术之一。从技术上说这个问题今天已完全有能力解决,但要在实际中应用却还有一段距离。本文想尽量通俗地作一介绍,相信读者一定是很感兴趣的。

## 为什么自动重影抵消会成为一个热门课题

电视机最主要的指标就是清晰度和稳定性。简单说来就是清晰度,因为工作不稳定的电视机是谈不上清晰度的。在目前的制式前提下,电视机的清晰度虽不能象电影或照片的清晰度那样令人满意,但在技术上的努力几达极限。换句话说,除非更新电视制式,例如采用高清晰度电视制式或数字电视制式,否则,再要大大地提高清晰度的可能性已微乎其微。就是目前能达到的清晰度也是经过了几十年的努力的。不幸的是只要一出现重影,清晰度就直线下降,可以说对清晰度的全面破坏作用找不出那一种因素能超过重影。从表面上看起来,重影只不过是两幅图像没有对准(这已经严重影响图像细节了),但深入的定量分析指出问题决不是那么简单,由于视频包络检波器的非线性作用,重影还引起视频信号的非线性失真。重影严重时,电视图像是既重影,又模糊。但对于这些司空见惯的现象,我们总以为图像模糊是由于电视机没有认真调好引起的而决不会去归罪于重影。由此可见,抵消重影的问题不解决,电视机的实际清晰度是没有保证的。

尽管重影会严重影响电视机的清晰度,但在电视机的技术指标中却没有“抑制重影”这项指标。这主要是由于对于设计和调整都良好的电视机,它本身并不产生重影。而对于外来因素产生的重影,若想从电路上实现自动抵消长期来都无能为力。到目前为止仍然存在着效果有限而成本高昂等问题,这种既看到问题解决曙光而又有许许多多的实际问题一时难以解决的情况自然会激发起众多的人投身进去积极研究这门课题。可以说要看到每台进口的和国产的电视机都装有“自动消除重影”的装置可能还要好几年呢!此外,

也许是更重要的一点,那就是这项技术在可望见的将来不仅不会过时,而且意义越来越重大。例如高清晰度电视,如果不解决自动抵消重影的问题,在实用中的高清晰度可能只是一种空谈。对于数字电视则意义更为重大,因为把视频信号数字化的目的就是为了多功能、高质量,但当重影严重时一切数字化处理技术都可能达不到预期的效果。

## 用天线法抵消重影有什么缺点

用天线法抵消重影是目前唯一的方法。其缺点是局限性很大。例如它只能抵消由机外原因产生的重影,对于来自同一个方向的重影它毫无办法,如果重影来自四面八方它也将显得无能为力。用天线法消除重影的原理是利用天线的方向性也就是利用它的空间选择性。要制成方向性非常尖锐的定向天线,原则上要采用庞大的天线阵,它不仅价格昂贵,体积庞大,使用也是极不方便的,而且只能对付一个频道,切换一个频道就必须切换一副专用天线,因此天线法的主要缺点是使用不方便,其次,除非重影的来波方向对准天线方向性图的吸收零点,否则从理论上说起来它只能削弱重影而不能完全消除重影。而在多次(意味着多方向)重影的情况下要想让每个重影都对准天线的吸收零点是办不到的。总之,它在理论上不完美,在使用上不方便。

## 模拟电视为什么不能抵消重影

最简单的带有一次滞后重影的图像载波的数学模型可以表示成:

$$u(t) = [1 - mf(t)] \sin \omega t + a[1 - mf(t - \tau)] \sin \omega(t - \tau) \quad (1)$$

式中,  $m$ —调制系数;

$f(t)$ —期望信号;

$\omega$ —载波角频率;

$a$ —重影载波相对于信号载波的衰减系数 ( $0 < a < 1$ );

$\tau$ —重影载波及其包络滞后于信号的时间。

式(1)初看起来, 只要用一根延迟线, 让信号载波也延迟  $\tau$ , 并衰减至  $a$ , 然后与重影相减便能抵消重影。但情况并不那么简单。由于重影与信号无法分离, 因此通过延迟线的不光有信号还有重影, 这个经过延迟后的重影将滞后  $2\tau$ , 并被衰减至  $a^2$ , 相减之后, 原有的重影虽然消失, 但却在滞后  $2\tau$  处产生一个幅度为  $a^2$  的负重影。因此这种抵消是不彻底的。其次这种调整是相当困难的, 根本不能期望由用户来进行。也不可能实现自动调整。由于重影的时变性质(例如转换频道, 天气情况也会影响墙壁对重影的吸收程度等), 自动调整是必要的, 这只有采用数字化的自适应调整技术才能做到。由于受抽样频率不能过高的限制, 目前的数字化技术只能在基带(即视频)上进行。换句话说必须先进行检波再进行重影抵消。接下去会看到在基带上如果采用连续的模拟技术, 所需的反重影滤波器的传输函数将是复频率  $S$  的指数函数而非  $S$  的有理分式, 因而不能实现的。光是这一点理由就足以使得欲抵消重影必须先把视频信号离散化, 然后利用离散滤波器来抵消重影。

### 据说一直广泛采用的包络检波器不适用 于作为视频检波器, 这是怎么回事

在包络检波器中, 重影将引起信号的非线性失真。我们现在来定量地分析这个问题。首先我们假设这包络检波器始终处理大信号线性检波状态, 它本身在理论上是理想的(即输出视频电压是载波包络的严格重现)是不会产生任何失真的。但信号与重影的合成载波包络如果不同于信号包络, 则输出视频电压必将产生失真。不过这样定义失真, 未免使失真绝对化了, 因为重影总是会改变原有包络的。由于信号与重影的线性组合可以用线性的数字滤波器进行分离, 因此我们可以把这种情况定义为不失真。只有当信号与重影产生了非线性组合时才认为产生了失真。其次, 如果重影引起合成载波包络的过调幅, 也将引起失真。式(1)的载波合成幅度的绝对值平方可以表示成:

$$|u_m|^2 = [1 - mf(t)]^2 + 2a \cos\phi [1 - mf(t)][1 - mf(t - \tau)] + a^2 [1 - mf(t - \tau)]^2 \quad (2)$$

式中,  $\phi$ —重影载波滞后于信号载波的相位;

$$\phi = \omega\tau \quad (3)$$

让我们考察三种情况:

第一种情况:  $\cos\phi = +1$

$$|u_m| = |[1 - mf(t)] + a[1 - mf(t - \tau)]| \quad (4)$$

第二种情况:  $\cos\phi = 0$

$$|u_m| = \{[1 - mf(t)]^2 + a^2 [1 - mf(t - \tau)]^2\}^{1/2} \quad (5)$$

第三种情况:  $\cos\phi = -1$

$$|u_m| = |[1 - mf(t)] - a[1 - mf(t - \tau)]| \quad (6)$$

第一种情况表明信号和重影的包络是一种线性组合, 因而检波后的视频电压也将是信号和重影的线性组合, 从而可以用线性的数字滤波器进行处理, 这是唯一的没有附加失真的情况。第二种情况可以代表绝大多数情况, 它是明显的非线性组合, 会引起信号和重影的附加失真, 从而增加抵消重影的困难。第三种情况表面看来也是一种线性组合, 但当信号是“正”的瞬间, 重影由于延迟而决非极小值, 其差有可能是负的, 由于幅度不能为负(取绝对值的理由), 实际上这意味着合成幅度产生了过调制, 在过调制的  $\Delta t$  瞬间, 尽管合成幅度仍是正的, 但载波的相位反相。图1示出了一个正弦波调幅过调制的情况。由于包络检波器只对幅度的变化起反应, 因此输出视频电压将会产生严重失真。

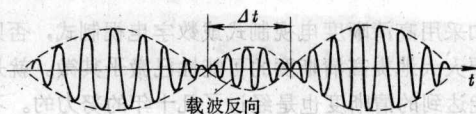


图1 正弦波调幅的过调制情况

可见, 对于包络检波器不产生附加失真的情况是偶然的、个别的 ( $\cos\phi = 1$ ), 而产生附加失真的情况却是必然的、普遍的 ( $\cos\phi \neq 1$ )。因而不论是从抵消重影的角度还是从消除附加失真的角度, 采用包络检波器作为视频检波器都是不希望的。

### 黑白电视机中为什么有时候看到“白” 重影而有时候却看到“黑”重影

目前的电视机大多已改用同步检波器作为视频检波器, 我们就在这个基础上进行定量的分析和解释。假设本地载波是  $\sin(\omega t - \theta)$ , 这个  $\theta$  是本地载波滞后于信号载波的角度。在锁相环的情况下, 如果振荡频率不稳定(受温度、湿度、元件老化等影响)引起  $\theta$  改变。在分隔滤波器的情况下, 这  $\theta$  与滤波器有关, 与图像中频(实际上是和外差振荡频率)的稳定度也有关。总之在实际中,  $\theta$  可以看成是时变的。对式(1)的信号, 同步检波器的输出电压将与下式:

$$[1 - mf(t)] + a(\cos\phi + \sin\phi \tan\theta)[1 - mf(t - \tau)]$$

成正比。如果令:

$$A = a(\cos\phi + \sin\phi \cdot \text{tg}\theta) \quad (7)$$

并且我们只对输出电压中的交变成份感兴趣。把幅度对视频信号归一化, 则视频检波器的输出电压可以表示为:

$$x(t) = f(t) + Af(t-\tau) \quad (8)$$

上式的物理意义是非常明显的。 $f(t)$ 是信号,  $f(t-\tau)$ 是重影,  $x(t)$ 称为被污染信号,  $A$ 称为重影系数, 它不仅代表重影的强弱, 还包括重影的方向, 即  $A$ 可能为正也可能为负。当  $A > 0$  时, 在黑白电视中便形成“白”重影; 当  $A < 0$  时, 便形成“黑”重影。而在彩色电视机中则意味着重影的颜色可能与信号的颜色不一致。当  $\cos\phi + \sin\phi \cdot \text{tg}\theta = 0$  时,  $A = 0$ , 重影消失, 但这种情况是极偶然和极不稳定的, 没有实际意义。

### 什么叫做反向滤波器, 它是怎样抵消重影的

从数字图像处理的观点来看, 重影抵消属于被污染图像复原的一种型式。图像复原有两种方法: 即频域法和时域法。反向滤波器是由频域法所导致的一种反重影滤波器。为导出这种滤波器, 首先必须建立起重影的数学模型。这一整套理论可以在连续域建立也可以在离散域建立(最后我们会看到, 若从实现的角度看, 整个理论只有在离散域才能实现)。由于我们最初接触到的信号和重影都是连续波, 因此, 不妨先从连续域建立重影的数学模型, 最后再转化为离散域的数学模型是件很简单的事。把式(8)两边进行拉普拉斯变换, 得到:

$$X(S) = H(S)F(S) \quad (9)$$

式中,

$$H(S) = 1 + Ae^{-s\tau} \quad (10)$$

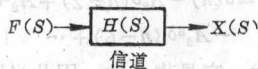


图2 复频域的重影数学模型

根据式(9)可以建立起复频域的重影数学模型, 如图2所示。 $H(S)$ 代表信道的传输函数。图2表明, 重影是由于信道的传输函数 $H(S)$ 不理想所引起。为消除重影可以采用图3的反重影系统。图3有:

$$X(S) \rightarrow G(S) \rightarrow Y(S)$$

图3 复频域反向滤波器

$$Y(S) = G(S)X(S) \quad (11)$$

以式(9)代入式(11), 得

$$Y(S) = G(S)H(S)F(S) \quad (12)$$

显然, 欲使反重影滤波器的输出  $Y(S)$  复原为  $F(S)$ ,

必须要求该反重影滤波器的传输函数  $G(S)$  成为信道传输函数  $H(S)$  的倒数, 即:

$$G(S) = 1/H(S) = 1/(1 + Ae^{-s\tau}) \quad (13)$$

这种滤波器称为反向滤波器。由网络理论可知, 上式不是复频率  $S$  的有理分式, 它是不能实现的。这迫使我们把眼光转向离散的  $Z$  域。为此必须首先对式(8)进行抽样。假设抽样周期为  $T$ , 而:

$$\tau = iT \quad (14)$$

这里的  $i$  理解为正整数, 则式(8)的离散形式可写成:

$$x(nT) = f(nT) + Af(nT - iT) \quad (15)$$

把上式两边进行  $Z$  变换, 得:

$$X(Z) = H(Z)F(Z) \quad (16)$$

式中,

$$H(Z) = 1 + AZ^{-i} \quad (17)$$

对比式(10)与式(17), 发现  $H(S)$  与  $H(Z)$  之间存在着一个转换关系式, 即从模拟变量  $S$  到离散变量  $Z$  之间的转换关系式是

$$Z = e^{sT} \quad (18)$$

上式表示  $Z$  是一个具有线性相移的全通网络, 换句话说就是理想延迟线。这使我们体会到所谓的数字滤波器实际上就是用单位延迟线加以组合的滤波器, 当然真正的数字滤波器还必须是二进制的。仅抽样而不加以量化(指量化成二进制代码)的滤波器, 如 CCD 系统实际上仍属于离散的模拟系统, 因为它仍然有输入阻抗和输出阻抗等概念, 但从滤波器的响应特性而言, 它又是属于数字滤波器的范畴, 对于 CCD 的描述和数字滤波器一样, 只能用差分方程和  $Z$  变换而不能用微分方程和拉普拉斯变换。更确切地说它的变量只能取  $Z$  而不能取  $S$ 。由此之故, CCD 在重影抵消中可大派用场。

如果有  $N$  次重影, 则式(17)可改写成

$$H(Z) = 1 + \sum_{i=1}^N A_i Z^{-i} \quad (19)$$

式中,

$$A_i = a_i(\cos\phi_i + \sin\phi_i \text{tg}\theta) \quad (20)$$

是第  $i$  次重影的重影系数。这样一来, 与式(13)对应的反向数字滤波器的  $Z$  域传输函数  $G(Z)$  将是:

$$G(Z) = \frac{1}{H(Z)} = \frac{1}{1 + \sum_{i=1}^N A_i Z^{-i}} \quad (21)$$

这是无限冲激型(IIR)数字滤波器的传输函数。与上式对应的差分方程是

$$y(n) = x(n) - \sum_{i=1}^N A_i y(n-i) \quad (22)$$

图4是 IIR 反向滤波器的后馈型横向滤波结构,  $W_i$  称为抽头的加权系数, 简称抽头权。它的差分方程是

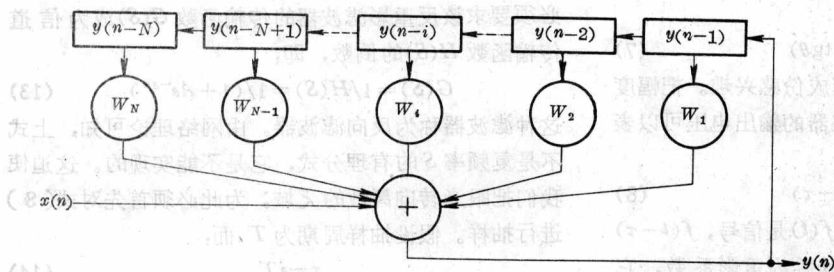


图4 后馈型横向滤波器(IIR反向滤波器)

$$y(n) = x(n) + \sum_{i=1}^N W_i y(n-i) \quad (23)$$

对比式(22)与式(23)得到 IIR 反向滤波器的第  $i$  个抽头权系数  $W_i$  与第  $i$  次重影系数  $A_i$  之间的关系为

$$W_i = -A_i \quad (24)$$

从上式可以体会 IIR 反向滤波器抵消重影的物理过程是利用抽头权  $W_i$  ( $i=1, 2, \dots, N$ ) 产生一个与原重影大小相等, 方向相反的反重影与原重影抵消从而达到完全消除重影的目的。它的优点就是能把重影完全抵消掉, 缺点是存在着工作稳定性问题。从数字滤波器理论知道, 欲使 IIR 滤波器工作稳定, 其传输函数  $G(z)$  (式(21)) 的全部极点必须位于  $z$  平面上单位圆内。从最不利情况出发, 则要求满足

$$\sum_{i=1}^N |A_i| < 1 \quad (25)$$

亦即要求所有重影绝对值之和小于信号绝对值。显然这个要求并不总是一定能够得到满足的。因此当强重影时反向滤波器存在着产生寄生自激的危险。

### 什么叫做反卷积滤波器 它又是怎样抵消重影的

反卷积滤波器是从时域观点导出的一种反重影滤波器。它是一种有限冲激型(FIR)数字滤波器。它抵消重影的方式与 IIR 滤波器不完全一样。把离散卷积定理应用于式(16), 得:

$$x(n) = h(n) * f(n) \quad (26)$$

式中,  $h(n)$  是信道的单位函数响应。

对于具有  $N$  次重影的最一般情况, 它可由式(19)进行反  $z$  变换得到, 即:

$$h(n) = \delta(n) + \sum_{i=1}^N A_i \delta(n-i) \quad (27)$$

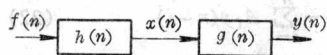


图5 离散时域的重影模型和反重影系统

上式启示我们, 用一单位函数  $\delta(n)$  对信道进行试探, 从信道的单位响应函数  $h(n)$  便可以确定重影系数  $A_i$  以及重影的延迟时间。知道了这两个参量便可以计算反重影滤波器。图5示出了离散时域的重影模型和反重影系统。由于:

$$y(n) = g(n) * x(n) \quad (28a)$$

$$= g(n) * h(n) * f(n) \quad (28b)$$

欲使  $y(n)$  复原为  $f(n)$ , 必须要求  $g(n) * h(n) = \delta(n)$ , 即:

$$g(n) = \delta(n) * / h(n) \quad (29)$$

符号  $* /$  称为反卷积。它是两个序列的除法。由于  $\delta(n)$  只有一个序列值 1, 因此序列  $g(n)$  实际上是序列  $h(n)$  的倒数。假设

$$h(n) = \delta(n) + A_2 \delta(n-2) \quad (30)$$

则获得  $g(n)$  的序列除法过程如下:

$$\begin{array}{r} g(n) \downarrow \\ \hline 1 \quad 0 \quad -A_2 \quad 0 \quad A_2^2 \quad 0 \quad -A_2^3 \quad 0 \quad A_2^4 \quad 0 \quad \dots \\ \hline h(n) \uparrow \quad 1 \quad 0 \quad A_2 \\ \hline \quad \quad \quad - (1 \quad 0 \quad A_2) \\ \hline \quad \quad \quad \quad \quad -A_2 \quad 0 \quad 0 \\ \hline \quad \quad \quad \quad \quad - (-A_2 \quad 0 \quad -A_2^2) \\ \hline \quad \quad \quad \quad \quad \quad \quad A_2^2 \quad 0 \quad 0 \\ \hline \quad \quad \quad \quad \quad \quad \quad - (A_2^2 \quad 0 \quad A_2^3) \\ \hline \quad \quad \quad \quad \quad \quad \quad \quad \quad \quad -A_2^3 \quad 0 \quad 0 \\ \hline \quad \quad \quad \quad \quad \quad \quad \quad \quad \quad \quad \quad \quad \dots \end{array}$$

由上述序列除法得到的  $g(n)$  是一个无限序列, 即:

$$g(n) = \delta(n) - A_2 \delta(n-2) + A_2^2 \delta(n-4) - A_2^3 \delta(n-6) + \dots \quad (31)$$

当  $|A_2| < 1$  时, 它是收敛的, 因此当所需精度达到时, 序列除法就可以终止。如果截取  $L$  项, 则  $g(n)$  的一般表达式可写成:

$$g(n) = \delta(n) + \sum_{i=1}^L V_i \delta(n-i) \quad (32)$$

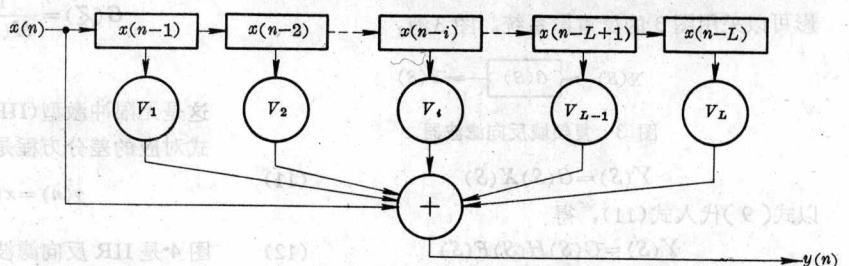


图6 前馈型横向滤波器(FIR反卷积滤波器)

将上式代入式(28a)得:

$$y(n) = x(n) + \sum_{i=2}^L V_i x(n-i) \quad (33)$$

对于式(31)的具体例子, 上式为

$$y(n) = x(n) + \sum_{i=2}^L (-A_2)^{i/2} x(n-i) \quad (34)$$

( $i=2, 4, 6, \dots, L$ )

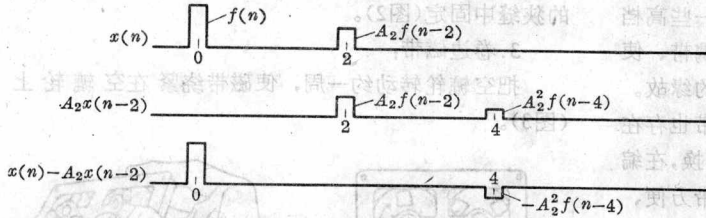


图7 FIR滤波器抵消一次重影的过程

$L$ 可取偶数。对比式(33)与式(34)即可决定权系数 $V_i$ 。在上述具体实例中不难看出, 所有奇数 $V_i$ 均等于零。式(33)描述了一个FIR滤波器, 其前馈型横向结构示

于图6。当只有一次重影时, FIR滤波器抵消重影的过程示于图7。由图7可见, 每抵消一次重影就在滞后两倍远处产生一个按几何级数衰减的负的寄生重影。

由于FIR滤波器的横向长度有限, 因此这种过程不能无限地持续下去, 以致在理论上存在着截短误差, 即残余的寄生重影。不过如横向滤波器的长度足够, 在两种情况下有可能实际上感觉不到寄生重影。第一种

情况是寄生重影往右移动得很远以致超出显象管的显示范围以外。第二种是被处理的抽样数据有限(例如只有一行的抽样数据, 下一行数据的处理让所有延迟器复位后重新开始不看成是上一行数据的继续), 以致延迟器能够容纳得下全部数据, 这时候的权系数将是一个联立方程组的解答。并且有足够的自由度来满足无重影的要求。

反卷积滤波器的优点是工作绝对稳定, 缺点是在理论上只能削弱重影而不能消除重影。

(上接第1—6页)

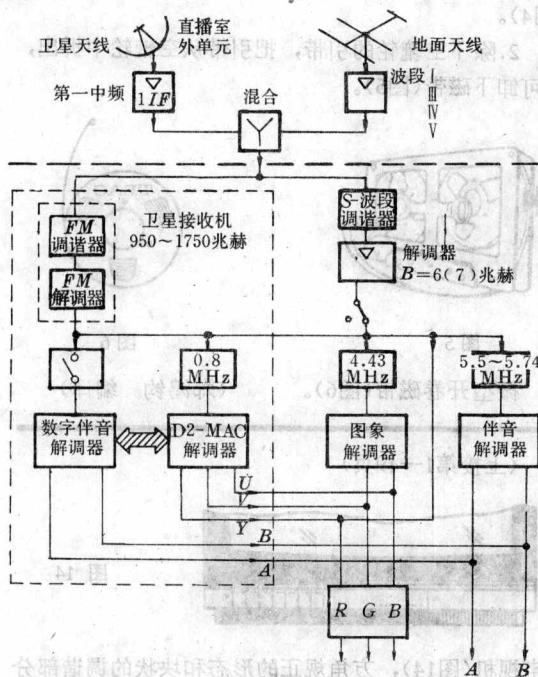


图13

种缺乏兼容性, 才最后选定了PAL制。因为在地面电视广播中必须考虑未来与以往的兼容性。但在卫星广播中, MAC制无疑有其优越性。不过如果要使现有的电视机能接收MAC制卫星信号, 则必须加上

MAC解码器, 这可以放在第一级1750MHz中放级之后。图13表示MAC与PAL通用接收机的电原理图, 飞利浦公司等已在设计这类电视机, 因为德国已经决定在1987年起在有线电视中开放450MHz以上的波段用于传输D2-MAC信号。专家们认为它除了能提高图象质量以外, 还可以接收目前标准PAL机所不能收到的高质量伴音和文字广播。法国在直播卫星中也将采用D2-MAC制。英国和斯坎的纳维亚国家则采用前述的C-MAC制, 但其所需频带比D2-MAC制宽一倍, 因此不能在目前的电缆电视网络上传送。

### 智能接收机

无论是双频道NTSC兼容式HDTV以及MAC制都和现有的电视制式不一样, 那就是传输信号的时间顺序和最终显示器上信息的位置都没有直接对应的关系。要在接收机中解码器内利用内部存储器来改变信息的次序以便按照固定的原先图案编排重新编好图象。飞利浦公司正在研制一种智能电视机, 当传输的信号中包括了制式解码信息时, 它就可以对许多不同的制式解码。最近欧洲广播联盟就修改了MAC的规格草案, 在最后一行中包括了信号制式信息。一台“智能”电视机就能根据这最末一行的信息选出正确的图象安排格式。

# 新一代盒式磁带

早期录音机上用的磁带均属开卷式磁带，到七十年代后期才由飞利浦公司推出目前广泛使用的盒式磁带。在盒式磁带风行期间，开卷式磁带仅在一些高档的专业录音机上使用，这是由于盒式磁带除携带、使用方便外，尚比开卷式磁带轻巧、便于储藏的缘故。但在长期实际使用过程中，逐渐发现盒式磁带也存在着某些不足之处。例如：磁带必须整盒一起调换，在编制节目时不能随意剪辑编排，没有开卷式磁带方便、灵活。

为了弥补开卷式磁带体积大、分量重、携带不便和盒式磁带不能剪辑等弊病，最近日本“第一音响”(TEAC)公司创制出一种被称作“开卷盒式”磁带，它兼备了开卷和盒式两种磁带的优点，使普通盒式磁带功能更趋完美，又增加了磁带品种。

开卷盒式磁带与普通磁带的区别在于它的两个转动轴轮都可任意拆卸，当你录完一卷磁带后，只要把盒中已录好音的磁轴轮整个抽出，重新装入一卷新的开卷磁带，即可再行录制节目，而无需更换录音盒和其中的一只空轴。这种新式的开卷盒式磁带市场上已有供应。

开卷盒式磁带具有如下优点：

- 1) 只要调换卷带的轴轮，就可再次进行录音；
- 2) 开卷式磁带比盒式磁带价格便宜；
- 3) 开卷式磁带仅50mm直径，体积小，收藏方便，整齐美观，携带轻巧、灵活。
- 4) 具有专业开卷式磁带的剪辑乐趣，可随意剪接，使乐曲编制得更合心意。
- 5) 不必对原有录音器材进行改装，即可使用开卷式磁带，并可使两种盒式磁带通用于一种器材。

更换轴轮方法：

1. 轴轮嵌入固定架：

把微型开卷带，按箭头方向套入盒带左边部分，至限位固定用的左眼套套好为止(图1)。



图 1

图 2

2. 接装磁带：

拉出磁带的引带，按箭头方向穿入另一个空轴轮的狭缝中固定(图2)。

3. 卷边磁带：

把空轴轮转动约一周，使磁带绕紧在空轴轮上(图3)。

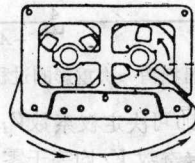


图 3

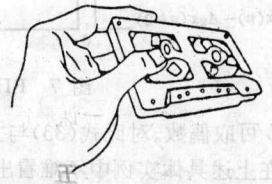


图 4

拆除方法：

1. 顶起固定限位：

用手指顶起左边眼套，以便把满带轴轮稍为移出(图4)。

2. 除下空轴轮的引带，把引带从空轴轮中拆出，即可卸下磁带(图5)。

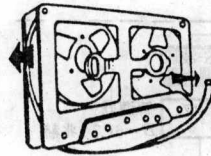


图 5



图 6

微型开卷磁带(图6)。

(郑鸿钧 编译)

(上接第1—49页)

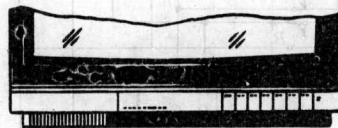


图 14

色电视机(图14)，方角规正的形态和块状的调谐部分的布局，是具有坚毅情感的产品。设计者对面板饰以银灰色金属感喷涂，加以必要的丝印标注，别无其它装饰。这种朴实的装饰效果，与整体的坚实情感十分吻合。这种装饰，对于表现产品的某一种人情味是适度的。



广东人民广播电台 戎明亮

【编者按】调幅广播的技术改造目前主要有三项，即：预加重、调幅立体声和 PLL 同步接收。本刊1983年第3期、1984年第2期各有专文介绍。三项技术改造的主体是实现调幅(中波)立体声广播。本文介绍国内外五种调幅立体声制式有关技术研究的进展，供关心这一课题的读者参考。

### 五种制式的竞争

世界上调幅立体声制式有五类，即卡恩制(KAHN)、摩托罗拉制(MOTOROLA)、贝拉制(BELAR)、马格奈伏克斯制(MAGNAVOX)和哈里斯制(HARRIS)。基本都是将(L+R)信号调幅，(L-R)信号对载波调频(调相)，再附加一个低音频的立体声导频信号。卡恩制在1970年于墨西哥的WFBA电台，曾以50千瓦发射功率试播。1975年美国成立全美调幅立体声广播委员会集中力量研究和比较了贝拉、摩托罗拉和马格奈伏克斯三种制式，与此同时，卡恩制和哈里斯制亦相继提出报告。1980年美国联邦通信委员会(FCC)宣布采用马格奈伏克斯制为国家标准。决定一经公布，立刻引起各方面的强烈反对，迫使FCC于1982年3月宣布“按市场原则让五种制式自由竞争”。

四年多的竞争，贝拉制，继后马格奈伏克斯制变得消极。1984年4月，哈里斯制宣布将立体声导频由55Hz改为25Hz，实际上是投向摩托罗拉制，1984年12月这两种制式合并。因之，目前在美国仅仅是卡恩制和摩托罗拉制的竞争。1984年10月澳大利亚宣布采用摩托罗拉制为标准制式，澳大利亚已有50个电台播立体声节目，占全国130个商业广播电台的38.5%(1985年2月统计)。新西兰也宣布采用摩托罗拉制，并在奥克兰广播电台播立体声节目。1985年4月摩托罗拉公司宣称，采用摩托罗拉制的广播电台，美国有189个，加拿大、新西兰、澳大利亚为65个，合计254个电台，如将哈里斯电台计算在内，总数已达300个。占世界上开播调幅立体声电台的四分之三。

卡恩制和摩托罗拉制技术性能相差并不大，摩托罗拉制在电台数量上的迅速增长，主要原因是美国汽

车工业率先在美国汽车调幅收音机上采用摩托罗拉制，汽车商宣布五年内将有1100万台收音机装在汽车上。日刊“无线电技术”1985年初透露，装有摩托罗拉制收音机的8000台汽车正向美、加出口。

美国采用卡恩制的电台只有100个左右，但大都是大功率电台，听众人数上占绝对优势。1985年美国广播工作者协会(NAB)年会着重研究卡恩制和摩托罗拉制激励器的性能改进方案。卡恩制获得了电台技术人员的支持。

目前，卡恩制和摩托罗拉制并存，技术和商业的因素都在继续起作用，暂时还不能作出哪一种制式可以作为国际标准的断言。为避免美国五种制式的混乱局面，很多国家对选用制式持慎重态度。

### 中波广播频道规划问题

世界之中波、长波广播地区行政会议，规定南北美洲属第二地区，中波频道间隔为10kHz，调制方法无特殊限制。日本、中国属第一、第三类地区，频道间隔9kHz，调制方式(CLASS OF EMISSION)是双边带的振幅调制(A<sub>3</sub>)。有效期是1989年11月。这是我国考虑调幅立体声广播时首先要注意的问题。

其次，美国FCC规定中波发射信号带宽允许±15kHz、15~30kHz处比载波低25dB，30~75kHz处比载波低35dB。日本的无线设备规则，允许±7.5kHz带宽，超出部分功率应小于载波功率的0.5%。美、日都主张白天宽频带发射，借以达到最佳立体声效果，晚上加低通滤波器压缩带宽。我国的调幅立体声广播带宽问题尚待进一步研究确定。

覆盖范围取决于接收信号的信杂比，各类调幅立体声制式大致下降3dB左右，考虑人耳听觉特性，立体声节目响度比单声道节目大2dB。所以国外一般认为信杂比下降值取1.5dB，可以认为覆盖范围不变，对现行中波频道分配计划毋须变动。

### 中波发射机的改造

国际上通用的中波发射机技术性能可以满足立体



声广播的指标, NAB 手册的数据如下:

调制方式	屏极调制	廉栅调制	幅相调制	脉宽调制
频响	$\pm 1.5\text{dB}$ 30~15000Hz	$\pm 1.5\text{dB}$ 30~12000Hz	$\pm 1.5\text{dB}$ 30~15000Hz	$\pm 1\text{dB}$ 20~10000Hz
失真	3%	2.5%	2%	2%
信杂比	60dB	60dB	60dB	60dB

日本很多商业电台认为高电平调制的屏极调制发射机的改造要注意以下问题:

1.  $(L+R)$ 信号通过音频通路, 要求频响平直、延时和相位特性要好。对末级调幅变压器和耦合电容器引起的 50~10000Hz 之间的相位变动, 可用调幅立体声激励器的均衡部分补偿。

2.  $(L-R)$ 信号调制载波, 通过多级高频放大回路, 须注意高  $Q$  耦合电路和滤波器的影响, 必要时加阻尼电阻, 降低  $Q$  值。

3.  $(L+R)$ 信号和  $(L-R)$ 信号通过的途径不一, 延时也不一样, 在激励器应有时延补偿。

4. 注意发射机末级输出回路、馈线、天线的带宽和  $\pm 10\text{kHz}$  的阻抗对称性。

5. 消除无用的附加相位调制, 由前级电源滤波不佳引起对低电平信号的外加相位调制 (EXTRANEOUS PHASE MODULATION), 可从改善电源滤波度着手。派生相位调制 (INCIDENTAL PHASE MODULATION), 是与振幅调制成份有关的相位调制, 多是发射机中和不良, 屏极电压窜扰栅极电路引起。一般三极管比四极管好一些。可以对发射机施加  $1\text{kHz}$ 、调制度 90%、用频谱仪视察波形, 比较  $1\text{kHz}$  边带与谐波边值之比, 得出 IPM 的 dB 值, 此值加上 3~6dB, 可判定为分离度的 dB 数。

美国 NAMSRC 对莫托洛控制激励器的试验后认为, 改造后的中波立体声发射机可以和调频立体声发射机相比。30~12000Hz 的频响  $< \pm 1.5\text{dB}$ , 80~7500Hz 的失真  $< 1.5\%$ , 实际收听信杂比下降 1.5dB 左右。

### 中波同步广播网的运行

我国为充分利用中波的频率资源, 设置了规模巨大的中波同步广播网。调幅立体声广播是否影响中波同步广播网的运行, 是很多同志所关心的重点。日本有 50 个电台工作于同步网, 1985 年 8 月发表了试验报告, 认为两者可并存。在室内进行模拟试验, 模拟立体声电台与立体声电台同步、立体声台与单声道台同步。以分离度与失真作主要考核指标。试验频率 1512

$\text{kHz}$ , 调幅度 40%, 有用信号 ( $S$ ), 干扰信号 ( $I$ )。

1. 两电台反相, 信号场强 50dB,  $S/I > 1\text{dB}$  指标合格;  $S/I < 1\text{dB}$ , 性能恶化。

2.  $S/I = 0\text{dB}$ , 变化两者相位, 相位差  $< 11^\circ$  性能恶化, 相对于数米宽的无效点 (NULL POINT)。相位差  $> 11^\circ$ , 指标正常。

3. 立体声台与单声道台工作,  $S/I > 10\text{dB}$ , 指标合格, 类似准同步工作状态。

4. 立体声台与立体声台同步, 接收单声道信号,  $S/I > 1\text{dB}$ , 失真  $< 2\text{dB}$ ;  $S/I < 1\text{dB}$ , 失真增大。按我国同步网保护率标准, 精密同步,  $\Delta f$  为 0.01Hz 时, 同步保护率  $\eta_0 = 0 \sim 1\text{dB}$ ; 准同步工作,  $\Delta f$  为 0.1Hz 时,  $\eta_0 = 6 \sim 10\text{dB}$ 。当  $\eta_0 = 0 \sim 1\text{dB}$  时, 两电台服务区可以搭界;  $\eta_0 = 6 \sim 10\text{dB}$  时, 两电台服务区交叉处出现同步衰落区, 不能搭界。按上述标准, 调幅立体声可以在同步网内运行。

### 实地试验

日本在考察美国的实际广播效果后认为, 各种制式性能相似, 但必须采用预加重技术。主观评价 50~5000Hz 的立体声比 50~15000Hz 的单声道音质好。在 2000cc 的小汽车内试听, 以五级制记分, 平均上升 1~2 级。联邦德国广播研究所认为, 4000Hz 带宽可以满足收听要求。预加重在 4000Hz 时, 信杂比提高 1.2dB; 7500Hz 时, 提高 2dB。因此, 采用预加重技术是调幅立体声的重要成分。

1982 年 3 月 FCC 公布评分标准, 可作为制式试验的参考 (评价以 100 分计)。

内容如下:

#### 1. 兼容性能

- (1) 平均失真 15 分
- (2) 离谐影响 5 分

#### 2. 混信特性

- (1) 占有带宽 10 分
- (2) 混信保护比 10 分

#### 3. 覆盖范围 (单声道为基准)

- (1) 立体声发 单声道收 5 分
- (2) 立体声发 立体声收 5 分

#### 4. 发射机性能

- (1) 失真 10 分
- (2) 频响 10 分
- (3) 杂音电平 10 分
- (4) 分离度 10 分

#### 5. 收音机的立体声效果

- 指向天线和移动环境影响, 接收性能变化度 10 分