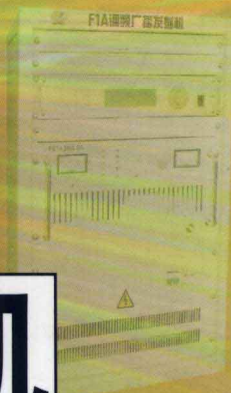


中波广播发射台值机员岗位培训教材

全固态调频

立体声广播发射机

操作·维护与测试



赵伟 主编 罗文祥 主审

中国广播电视出版社

中波广播发射台值机员岗位培训教材

全固态调频立体声广播发射机 操作·维护与测试

赵 伟 主编
罗文祥 主审

中国广播电视出版社

图书在版编目 (CIP) 数据

全固态调频立体声广播发射机操作·维护与测试/赵伟主编 —北京:
中国广播电视出版社, 2002.9
中波广播发射台值班员岗位培训教材
ISBN 7-5043-3960-1

I. 全… II. 赵… III. 立体声广播系统—调频发射机—技术培训—教材
IV. TN935.1

中国版本图书馆CIP数据核字(2002)第067861号

全固态调频立体声广播发射机操作·维护与测试

| | |
|-------|---------------------------|
| 主 编: | 赵 伟 |
| 责任编辑: | 萧 歌 |
| 封面设计: | 张一山 |
| 责任校对: | 张 哲 |
| 监 印: | 戴存善 |
| 出版发行: | 中国广播电视出版社 |
| 电 话: | 86093580 86093583 |
| 社 址: | 北京复外大街2号(邮政编码 100866) |
| 经 销: | 全国各地新华书店 |
| 印 刷: | 廊坊人民印刷厂 |
| 装 订: | 涿州市西何各庄新华装订厂 |
| 开 本: | 787×1092 毫米 1/16 |
| 字 数: | 130(千)字 |
| 印 张: | 6.25 |
| 版 次: | 2002年9月第1版 2002年9月第1次印刷 |
| 印 数: | 4000册 |
| 书 号: | ISBN 7-5043-3960-1/TN·267 |
| 定 价: | 12.00元 |

(版权所有 翻印必究·印装有误 负责调换)

《中波广播发射台值班机员岗位培训教材》

编 委 会

主 任 刘爱清

副主任 刘洪才

编 委 李绍新 孙长禧 萧 歌

前 言

随着我国广播事业的飞速发展、电子器件和电子科技的长足进步，各级电台正在逐步以全固态调频立体声广播发射机更新替代真空电子管调频广播发射机，部分地区（如因“西新工程”而面目一新的我国西部广大区域的电台）已完成换代，揭开了广播历史上新的篇章。

新一代的调频立体声发射机技术先进，优点很多，具有很强的生命力和良好的发展前景。比如，由大功率场效应晶体管构成的高频功率放大器，其技术先进性、体积、重量、耗电、寿命等，与电子管功率放大器简直不可同日而语。对于这全新的机器，电台的广大值机维护人员迫切需要知识更新，以适应技术上更高的要求。本书正是为满足这一需求，根据国家广播电影电视总局人事教育司的要求而编写的。

自20世纪90年代初起，我国自行研制的、符合我国国情的全固态调频立体声广播发射机陆续推出，目前技术上已经成熟，能够批量生产。本书以具有一定代表性、被“西新工程”采用的F1A-1kW全固态调频立体声广播发射机为参考机型，讲述了调频立体声广播原理，全固态调频立体声广播发射机的基本构造、工作原理、技术特点、工作流程、故障检测与排除，以及操作、测试和维护方法。其中，着重介绍了高频功率放大器和控制系统。

本书的第一章由张俊宁编写，第二章由赵伟编写，第三章由李宝宁编写，第四章由白建军编写。

作者

2002.8.13

目 录

| | |
|------------------------|----|
| 前 言 | 1 |
| 第一章 调频立体声广播原理 | 1 |
| 第一节 调频广播的发展史 | 1 |
| 第二节 调频广播的基础理论 | 2 |
| 第三节 调频立体声广播的原理 | 6 |
| 第四节 调频立体声广播发射机系统组成 | 7 |
| 一、立体声编码器 | 8 |
| 二、调频激励器 | 12 |
| 三、节目源 | 12 |
| 四、天馈线及配套设备 | 13 |
| 五、电源 | 13 |
| 第二章 高频功率放大器 | 14 |
| 第一节 概述 | 14 |
| 第二节 高频功率放大器 | 15 |
| 一、大功率场效应晶体管 | 15 |
| 二、30W 功率放大器 | 21 |
| 三、300W 功率放大器 | 23 |
| 四、1.2kW 功率放大器 | 27 |
| 五、谐波滤波器和定向耦合器 | 34 |
| 第三节 1.2kW 功率放大器的调试与维护 | 36 |
| 一、30W 功率放大器的调试 | 36 |
| 二、300W 功率放大器的调试 | 38 |
| 三、谐波滤波器的调试 | 39 |
| 四、1.2kW 功率放大器的调试 | 41 |
| 五、1.2kW 功率放大器的维护 | 42 |
| 第四节 1.2kW 功率放大器的常见故障维修 | 44 |
| 第三章 控制系统 | 47 |
| 第一节 控制系统概述 | 47 |
| 第二节 典型电路介绍 | 47 |
| 第三节 控制流程 | 51 |

| | |
|--------------------------------------|----|
| 一、遥控/本地转换 | 51 |
| 二、开/关机控制程序 | 54 |
| 三、故障控制 | 54 |
| 四、射频检波电路 | 55 |
| 第四节 控制系统的操作、维护 | 55 |
| 一、控制系统的操作 | 55 |
| 二、控制系统的维护 | 56 |
| 第五节 常见故障及排除方法 | 58 |
| 第四章 全固态调频立体声广播发射机的操作、维护与测试 | 59 |
| 第一节 激励器 | 60 |
| 一、前面板操作 | 60 |
| 二、后面板操作 | 64 |
| 第二节 功放盒 | 65 |
| 一、功放盒的组成及外观 | 65 |
| 二、功放盒的维护 | 69 |
| 第三节 控制与电源 | 72 |
| 一、控制 | 72 |
| 二、电源 | 73 |
| 三、发射机电源线与地线的连接 | 75 |
| 第四节 指标测试 | 75 |
| 一、技术指标 | 75 |
| 二、三大指标的测试原理 | 76 |
| 三、三大指标的测试方法 | 77 |
| 附录 1 调频广播发射机技术参数和测量方法 | |
| 单声和立体声 GB 4312.1—84 | 79 |
| 附录 2 调频广播发射机技术参数和测量方法 | |
| 立体声带附加信道 GB 4312.2—84 | 86 |
| 附录 3 F1A 调频广播发射机常用集成电路引脚排列与真值表 | 91 |

第一章 调频立体声广播原理

第一节 调频广播的发展史

调频方式是 1935 年在实验室证明可以用来作为广播的一种调制方式。

1941 年 5 月, 美国首先开始在 43~50MHz 波段进行调频广播(随后频率改变为 88~108MHz), 但发展缓慢。1958 年开始双声道调频立体声广播, 并在 1961 年, 美国联邦通信委员会(FCC)决定采用 AM-FM 制(GE-Zenith 制式, 即我们现在所说的导频制)为立体声调频广播制式。由于这一制式的确立, 调频立体声广播在世界各发达国家迅速开展。例如原苏联从 1959 年、原西德从 1963 年、日本从 1962 年均开始了立体声调频广播。

在欧洲, 调频广播得到了更加积极和广泛的发展, 因为这种方式解决了在比较密集狭小的地区内中波广播频带不够分配而导致的串台现象严重的问题。而在日本采用调频广播的目的, 是它可以排除邻国中波台的串扰, 提高广播音质, 并在 20 世纪 70 年代以后得到迅猛的发展。

在我国, 20 世纪 50 年代末就开始了试验性调频广播, 当时主要用于节目传输。中华人民共和国成立后, 在相当长的时间内, 广播首先要解决幅员辽阔、人口覆盖的问题和对外的宣传问题, 因此中波广播和短波广播是更为有效的方式。

进入 80 年代以后, 直至 2000 年以前, 调频广播方式逐步为各级电台所采纳。随着电子器件的发展和技术的进步, 80 年代后期我国的调频广播迅速发展起来。中央及省级调频台大部分采用 10kW 功率等级电子管发射机, 发射台一般设置在高山上和电视塔上, 覆盖着城市稠密的人群; 中小城市一般采用自立式铁塔作支撑架设天线, 多采用 300W~5kW 的电子管发射机; 县乡城镇则多采用 10W~100W 的小调频。

到 90 年代初, 我国的调频发射机研制生产能力已得到长足的发展, 陆续推出了 300W、1kW 的全固态调频立体声广播发射机, 并能批量生产。此后, 调频广播主要向立体声、多功能附加信道、全固态方向发展, 对设备性能要求越来越高, 节目内容也越来越丰富。新闻、教育、文化、科技宣传、娱乐等各种信息服务应有尽有, 极大地丰富了人们的业余文化生活, 听众参与节目十分踊跃。这一时期是调频广播发展的鼎盛时期。

目前国内广播设备制造厂家如陕西海纳广播通讯设备有限公司已能提供从 500W~10kW 各种功率等级的全固态调频立体声广播发射机。

本书以该公司的 F1A-1kW 调频广播发射机为参考机型, 讲述调频立体声广播发射机的原理、操作与维护。

第二节 调频广播的基础理论

通信广播的各种方式都是利用电磁波来传送信号, 把电磁波作为载体, 以不同的方式把信息装载后发射出去, 在接收端再以相应的方式把信息取出来。前一过程称为调制(Modulation), 后一过程则称为解调(Demodulation)。我们在下面的叙述中, 将作为载体的电磁波称作载波信号, 其数学表达式为:

$$u_C(t) = U_C \cos \omega_C t \quad \text{式(1-1)}$$

或
$$u_C(t) = U_C \cos 2\pi f_C t$$

式中, $u_C(t)$ ——任意时间 t 的瞬时电压;

U_C ——载波信号的最大振幅;

ω_C ——($=2\pi f_C$)载波信号的角频率;

f_C ——载波频率^①;

t ——时间, 以后有时间的量以瞬时值描述。

作为调制信号的音频, 以单音为例, 用数学表达式表示如下:

$$u_\Omega(t) = U_\Omega \cos \Omega t = U_\Omega \cos 2\pi F_\Omega t \quad \text{式(1-2)}$$

式中, $u_\Omega(t)$ ——调制音频瞬时电压;

U_Ω ——调制音频电压的最大峰值;

Ω ——调制音频的角频率;

F_Ω ——调制音频频率^②。

到目前为止, 作为广播发射机的主要调制方式有两种, 即调幅 AM (Amplitude Modulation) 和调频 FM (Frequency Modulation)。为便于理解, 以下以调幅和调频作为对比, 分析它们的调制方式异同点。

调幅方式, 顾名思义就是把调制信号加到载波信号的振幅上, 使得载波信号的振幅大小随着调制信号的大小而变化。用数学式可表达为:

$$\begin{aligned} u_a(t) &= (U_C + KU_\Omega \cos \Omega t) \cos \omega_C t \\ &= \left(U_C + \frac{KU_\Omega}{U_C} \cdot U_C \cos \Omega t \right) \cos \omega_C t \\ &= (U_C + m_a U_C \cos \Omega t) \cos \omega_C t \\ &= U_C (1 + m_a \cos \Omega t) \cos \omega_C t \end{aligned} \quad \text{式(1-3)}$$

式中, $u_a(t)$ ——经过幅度调制的载波瞬时电压, 简称已调波信号;

① 我国标准规定, 531~1602kHz 为中波调幅波段, 2.2~26MHz 为短波调幅波段, 87~108MHz 为调频波段。

② 中波调制频率范围一般为 50Hz~8kHz, 调频调制频率范围为 30Hz~15kHz。

m_a —— $\left(= \frac{KU_{\Omega}}{U_C} \right)$ 称为调制系数，其中 K 为比例系数。

比较式(1-1)和式(1-3)可发现，式(1-1)中的振幅项 U_C 变成了 $U_C(1 + m_a \cos \Omega t)$ ，即载波的幅度变成随调制信号而变化的变量，并且可以调节调制的深度，完成了调幅的目的。

调频就是对式(1-1)中载波的频率项 f_C (或角频率 ω_C) 进行调制，使载波的瞬时频率随着音频调制信号的大小而变化，最终的结果实际上是总相角 $\omega_C t$ 随调制信号变化，而载波的幅度保持不变。

当调制信号为式(1-2)的 $U_{\Omega}(t)$ 时，按频率调制的定义，调频波的瞬时频率应该以载波频率为基准，随着调制信号的大小偏移基准值，即：

$$\begin{aligned} \omega(t) &= \omega_C + \Delta\omega(t) \\ &= \omega_C + K_f U_{\Omega}(t) \end{aligned} \quad \text{式(1-4)}$$

式中， ω_C ——未受调制时的角频率；

$\Delta\omega(t)$ ——调制后角频率的变化量，叫做瞬时角频率偏移，它与调制电压的幅度成正比；

K_f ——比例常数。

$\Delta\omega(t)$ 的最大值叫做最大偏移，以 $\Delta\omega$ 表示，即：

$$\Delta\omega = K_f |U_{\Omega}(t)|_{\max} = K_f U_{\Omega}$$

习惯上把最大频移称为频偏。在调频广播发射机中，主信号标准频偏为 $\pm 75\text{kHz}$ ，最大频偏为 $\pm 100\text{kHz}$ 。

这是关于调频方式概念上的了解，以下的数学分析过程则可求得调频波的最终表达式，并且会得到调频波的相关参数的表征方法。

已知调频波的角频率，那么，它的总相角可表示为：

$$\begin{aligned} \phi(t) &= \int_0^t \omega(t) dt = \int_0^t [\omega_C + \Delta\omega(t)] dt \\ &= \omega_C t + \int_0^t \Delta\omega(t) dt \\ &= \omega_C t + \Delta\phi(t) \end{aligned} \quad \text{式(1-5)}$$

式中， $\Delta\phi(t) = \int_0^t \Delta\omega(t) dt = K_f \int_0^t U_{\Omega}(t) dt$ 是调频波的相位变化量，它和调制电压对时间的积分成正比，因此调频波的瞬时表达式为：

$$\begin{aligned} u_f(t) &= U_C \cos \phi(t) \\ &= U_C \cos \left(\omega_C t + K_f \int_0^t U_{\Omega}(t) dt \right) \\ &= U_C \cos \left(\omega_C t + \frac{K_f \cdot U_{\Omega}}{\Omega} \sin \Omega t \right) \\ &= U_C \cos(\omega_C t + m_f \sin \Omega t) \end{aligned} \quad \text{式(1-6)}$$

式中， $m_f = \frac{K_f U_{\Omega}}{\Omega}$ 称为调频波的调频指数，它是以弧度为单位的调频波的最大相位偏

移。调频指数与调制信号的振幅成正比，与调制信号的角频率成反比。

这里需要特别提及的是调频波的频谱，它不像调幅所产生的上下两个边带那么简单。由于数学推导过程非常复杂繁琐，这里我们仅利用已有结论。

理论上已经证明，调频波的频谱由载频 ω_C 和无数对边频 ($\omega_C \pm n\Omega$) 组成。其中 n 为任意正整数 ($n=1,2,3,\dots$)。也就是说，调频波的边频有无限多个，因而频带也为无限宽，相邻边频之间的间隔等于调制信号频率 Ω 。但实际上调频波能量的绝大部分是集中在载频附近的一些边频中，跟调频指数 m_f 的关系是：

在当 $n > (m_f + 1)$ 时，边频的幅度已降到小于 0.1，滤除掉大于 $(m_f + 1)$ 的边频分量，对调频波的失真影响不大，因此得到以下重要结论，也是通常计算调频波频谱有效宽度的原则，即：

$$\begin{aligned} B &= 2(m_f + 1)F_{\max} \\ &= 2(\Delta f_m + F_{\max}) \end{aligned} \quad \text{式(1-7)}$$

式中， B 为频带宽度， F_{\max} 为最高调制频率。

当 $F_{\max} = 15\text{kHz}$ ，频偏 Δf_m 为规定的 75kHz 时，单音调频波的频带宽度通常记为：

$$B = 2(\Delta f_m + F_{\max}) = 2(75 + 15) = 180\text{kHz}$$

在要求两相邻电台干扰比较小，或要求非线性失真很小时，带宽还应适当地加宽一些。通常取：

$$B = 2(1 + m_f + \sqrt{m_f})F_{\max} \quad \text{式(1-8)}$$

由以上公式可以看出，调频波的频带宽度主要取决于调制信号的最高频率。在频偏受限的情况下，调频指数也由调制频率确定。调制频率低时，调频指数较高；调制频率高时，调频指数较低。最低即为 $F_{\max} = 15\text{kHz}$ 时， $m_f = 5$ 。由于调频指数 m_f 随着调制频率的升高而减小，所以表现在接收效果上，调制音频的高端信噪比较差。针对调频发射机的这一缺点，专门采用了预加重与去加重技术措施来改善高端信噪比。

在发射端将音频信号的高端部分提升称为预加重。提升点选择在音频信号频谱密度下降 3dB 时所对应的频率值。对于调频广播， f 约为 3.2kHz ，这时 $\tau = 50\mu\text{s}$ 。典型的预加重网络和特性及参数值如图 1-1 和表 1-1 所示。

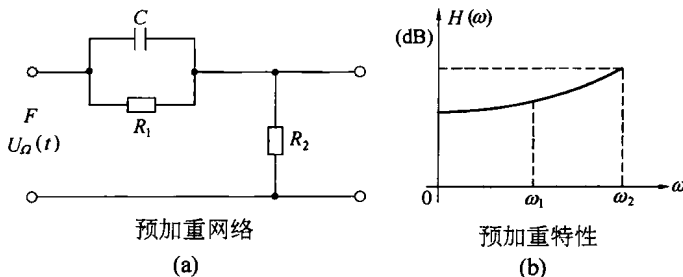


图 1-1 预加重网络与特性

表 1-1 50μs 标准预加重提升值

| F | 400 | 1k | 3k | 5k | 7k | 10k | 12k | 15k |
|-----|-----|------|------|------|------|-------|-------|-------|
| dB | 0 | 0.41 | 2.76 | 5.33 | 7.59 | 10.30 | 11.73 | 13.60 |

在接收端(收音机)鉴频器之后,设置具有相反特性的去加重网络,仍选取3.2kHz为基准点,最后使加重的信号恢复到它原来的相对值上。去加重网络及去加重特性如图1-2所示。

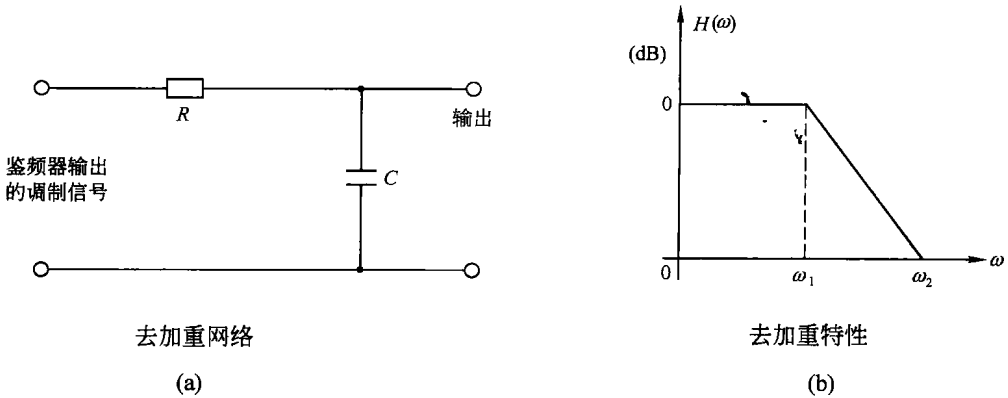


图1-2 去加重网络与特性

经过预加重-去加重处理后的调频信号,信噪比得到很好的改善。例如 $F_m = 15\text{kHz}$, $\tau = 50\mu\text{s}$ 时,噪声减小到十分之一。

与中波调幅广播相比,调频广播所以得到了迅速发展,是因为具有以下特点和优势:

1. 没有信号串扰现象

中、短波段电波可以被电离层反射,因而可以传到很远的地方,其传播距离还受地面环境、天气变化的影响,覆盖范围内信号变化较大,也容易形成相近频率电台间的串扰。调频广播使用超高频波段,只能在视距范围内传播,在视距范围以外信号迅速衰落,因而就不会形成串扰,有利于频谱的高效利用。

2. 信噪比好

调幅信号是电波的幅度随信号变化,因此外界如荧光灯、电器设备等产生的火花脉冲类干扰信号极易对其形成干扰,因为它们叠加在电波的幅度上,难以排除。而调频信号是等幅的电波,接收信号可以通过限幅放大来恢复,并且因为调制度大,所以信噪比好。另外,在超高频波段,外部噪声也小,所以可以实现高信噪比的优质广播。

3. 动态范围宽

动态范围是指人耳听觉能够感受到的不失真的音量变化范围。中波广播因为调制度受到限制,加之为提高信号响度,一般都采取措施提高平均调制度,因此信号动态范围小,适合于声音广播。而调频广播由于本身信噪比高,实际动态范围可达60dB以上,可以较好地表现一般音乐信号,适合于各类节目播出。

4. 能进行高保真度广播

仅仅是信噪比好、动态范围宽还不够,要进行高保真度广播,还必须能够实现音频信号足够的带宽,这一点调频广播也完全能够满足,一般情况下,人耳所能听到的

最高音频为 15kHz。如前所述，在规定的 75kHz 频偏时，调制带宽可满足 15kHz 调制。而中波调幅广播，按规定每个电台占用的频带宽度应当是 9kHz，但通常大都占有 14kHz 左右，即调制频率最高可限制到 7kHz，很明显保真度不高。

5. 可以进行立体声广播

因为调频广播具有以上高信噪比、宽动态范围和能够进行高保真度广播的优越特性，所以可以由一部发射机进行高质量的双声道立体声广播。

第三节 调频立体声广播的原理

从调频的方式来讲，单声与立体声都是一样的。调频立体声广播关键要解决的问题是如何把左(L)、右(R)两个声道分别录制的声频信号送入调制器，而且同时要考虑好接收端如何恢复解调出左、右两路信号，因为立体声重放系统要求左、右路信号独立。

这里有一个前提条件，即经过立体声调制的信号，首先要兼容普通单声道收音机的收听，并且调制度、信噪比等技术指标降幅不能太大。

经过数十年的努力与实践，目前双声道立体声调频广播的制式趋向统一，即绝大多数国家都采用了调频-调幅(即称为导频制的 GE-Zenith)制式。

这种制式把左、右声道信号之和(L + R)作为声频段的和信号，简称为 M，作为单声道接收的信号，频带范围为 30Hz~15kHz。把左、右声道信号之差(L - R)作为声频段的差信号，简称 S，并采用抑制载波的调幅方式调制在副载波上，副载波频率规定为 38kHz，因此形成频段 38 ± 15kHz，即 23kHz~53kHz 的调幅差信号。经这样处理后的信号两项加起来用数学式表达为：

$$u_a(t) = (L + R) + (L - R)\sin\omega_S t = M + S\sin\omega_S t$$

式中， ω_S 即为副载波的角频率。另外，为了在接收端解调出差信号(L - R)，需要准确地恢复副载波信号 ω_S ，所以必须在发射时加上副载波的信息。导频制立体声广播规定要加入的导频信号是副载频的半频，副载波规定使用 38kHz，导频则是 19kHz。至此，完整的立体声调制信号(称为立体声复合信号)可表示为：

$$u_a(t) = (L + R) + (L - R)\sin\omega_S t + P\sin\frac{\omega_S}{2}t \quad \text{式(1-9)}$$

式中，L——左声道信号；

R——右声道信号；

ω_S ——副载波的角频率($f_S = 38\text{kHz}$ 的值)；

P——导频信号电压的振幅值(最大频偏 10%，即 7.5kHz 的值)。

从式中可知，这种立体声复合信号包括三部分。第一部分即式中第一项，是 L 与 R 之和 M 信号，它与单声道广播所含有的信息完全相同，其最大频偏为单声道广播时最大频偏的 90%；第二部分即式中第二项，是 L 与 R 之差 S 信号，调幅在频率 38kHz 的副载波上，并将副载波抑制后留下的两个边带波，同样它的最大频偏也为单声道广播时最大频偏的 90%；第三部分即式中第三项，是为了在接收机中恢复

38kHz 副载波，从而准确恢复差信号 S 而加入的频率为 19kHz 且幅度适量的导频信号，实际使用中导频占用总频偏的 8~10%，约 7.5kHz 频偏。用以上三部分信号对主载波信号调频，总频偏仍为 75kHz，其中导频信号固定占用 7.5kHz，主、副信号合用 90%，这样便形成了导频制立体声调频广播信号。这种导频制立体声复合信号的频谱如图 1-3 所示。

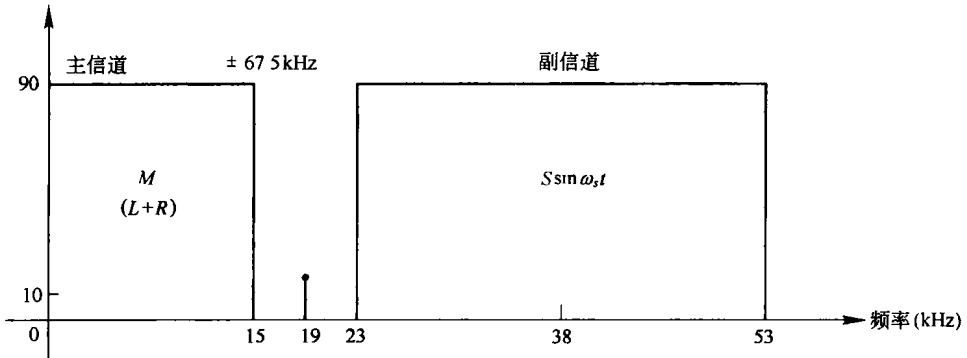


图 1-3 导频制立体声信号频谱图

从频率上由低到高的排列依次是：第一段 30Hz~15kHz 是和信号 M ，这也是调频广播单声的整个频带。当接收机为普通的单声道收音机时，只解调这一段，而此段以上部分只需用简单的低通滤波器滤除即可。第二段是单一频率导频 19kHz，在接收端，解调出的导频经倍频后变成 38kHz，作为解调差信号的副载波。第三段是差信号 S 经过调幅后形成的副信号，由于调幅的副载波是 38kHz，最高调制音频是 15kHz，因此调幅产生的边带最低频率为 $38 - 15 = 23$ kHz，最高频率为 $38 + 15 = 53$ kHz。38kHz 的上下间隔就是调制音频的最低音频即 2×30 Hz，因此在接收端副载波是难以在副信号中滤出来的，所以在调制时抑制了副载波而加入了恢复此副载波的导频信号。

由此可见，立体声广播的关键是解决好调制前的信号处理，现在习惯称这一过程为立体声编码，实现这一过程的设备就称为立体声编码器(Stereo Coder)。

随着调频广播业务的拓展，利用调频广播频带宽的优势在调频立体声广播的基础上还增加了立体声加附加信道广播(即 SCA)、调频双节目广播等多种附加业务广播(如 RDS)。这些广播方式的增加只需在调频激励器之前改变调制信号的处理方法，如最基本的立体声编码器 + SCA 编码器或双节目编码器等，而发射机的其他组成部分不需改变。

第四节 调频立体声广播发射机系统组成

一般来说，调频立体声广播发射机在整个发射系统中是相对集中完整的一个主体。发射机除电源输入外，最重要的就是音频调制信号的输入，只有高质量的节目信号，才能使高质量的播出得到基本保证。这里可能涉及到信号的传送、音频处理器的

处理等问题，发射机的输出经过馈线送到天线发射时，当有多部发射机共塔或主备机交换问题时，还需经过同轴开关切换或多工器组合送到天线，这中间的每一处连接都要求有严格的技术保证。

本节重点介绍发射机中调频激励器和立体声编码器的工作，最后简单说明对发射机以外配套系统的要求。

一、立体声编码器

立体声编码器是激励器中功能独立的一个单元。最初因为其体积较大，通常将其做成一个单独的小盒。现在由于电路改进、元件小型化，整个编码器可做成手掌般大小，因此常作为激励器的可选件。

我国以及世界上绝大多数国家采用了调频-调幅导频制调频立体声广播制式，其中的调幅就是指在立体声编码器中对左、右声道信号之差 $L - R$ 采用调幅方式调制在 38kHz 的副载波上，简称为调频-调幅式，因为这种制式的另一特点是在复合信号中加入了导频，因此也称为导频制。如果将左、右声道之差 $L - R$ 用调频方式调制在副载波上，就称为调频-调频制式，这是瑞典研制的方式，它的优点是左、右声道间的串音衰减可以做到 60dB，因此立体声分离度极好，但这种制式电路结构较为复杂，接收机和发射机的造价较高。

立体声编码器所实现的功能就是要把左、右声道的音频信号经过处理变成式 (1-9) 要求的形式，如果根据电路功能细分，可分解为：

1. 15kHz 低通滤波和预加重

一般都设计在左、右声道信号输入电路中，用 15kHz 的低通滤波器滤除 15kHz 以上的频率成分，以保证带内平坦。现在许多滤波器可以用厚膜集成电路来实现，比原始的电感电容组成的滤波器体积大大减小。预加重电路一般提供两种时间常数 $50\mu\text{s}$ 和 $75\mu\text{s}$ ，中国选用 $50\mu\text{s}$ 而欧洲一般选用 $75\mu\text{s}$ 。电路有无源与有源两种形式，在测试发射机频响时应关掉预加重。

2. 导频产生电路和导频相位/电平调节电路

立体声复合信号中的导频信号一般从副载波频率分频取得，经过滤波成为单一正弦波，经过相位调节电路和电平调节电位器后用加法器混入主、副信号产生的调幅信号中。其中电平调节用于控制导频信号在复合信号中占到规定的 8~10% 比例，而相位调节是影响调频发射机整机立体声分离度指标的关键因素之一。导频相位差如果大于 3° ，发射机的立体声分离度指标就不会理想。

3. 复合信号中第一项与第二项的产生

先后研制并使用的立体声编码器的电路形式可以归结为四种。其各自主要特点和基本原理介绍如下。

(1) 矩阵方式立体声编码器

这是最原始的一种方式，电路原理简单、容易理解，但调试困难，性能指标较差。它的框图如图 1-4 所示。

低通滤波器和预加重电路是各种方式中原理相同的部分。矩阵方式的最大特点就

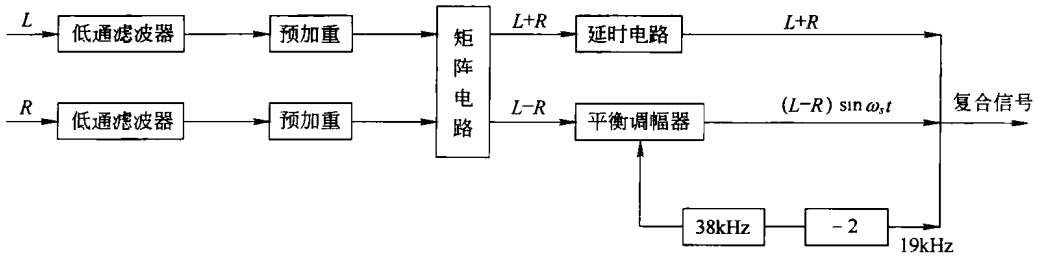


图 1-4 矩阵方式立体声编码器框图

是通过矩阵电路，先得到左、右两路信号的和、差信号，然后将差信号对副载波进行抑制载波的平衡调幅，并通滤波器滤除三次以上的频率成分，从而得到公式中的第二项。经过调制的副信号要通过滤波器而产生了不可避免的相移，因此，主信号也要相应地设置一个相移补偿网络，尽可能使两路信号相移保持一致。

实践证明，矩阵方式立体声编码器原理简单，实现器件均为常见的模拟元件，如变压器、二极管、LC 滤波器等。但是这种方式难以获得好的立体声分离度指标，尤其是高端频率，由于变压器、滤波器、相移电路的使用，使得调试相当困难。影响分离度的主要因素是主信号和副信号两路的相移差和幅度差。

(2) 硬开关方式立体声编码器

这种方式的理论基础建立在脉冲序列信号的傅氏级数分析上，它是让左、右路信号分别通过重复频率为 38kHz 的开关，形成一组脉冲序列。对于重复频率为 f_s （副载波频率 38kHz）、占空比为 50%、幅度为 1 的方波脉冲序列，傅氏级数展开式为：

$$f_L(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos \omega_s t - \frac{1}{3} \cdot \frac{2}{\pi} \cos 3\omega_s t + \frac{1}{5} \cdot \cos 5\omega_s t - \dots \quad \text{式(1-10)}$$

假设以此信号作为左路信号的取样脉冲，用其反向脉冲作为右路信号的取样脉冲，可表示为：

$$f_R(t) = \frac{1}{2} - \frac{2}{\pi} \cos \omega_s t + \frac{1}{3} \cdot \frac{2}{\pi} \cos 3\omega_s t - \frac{1}{5} \cdot \frac{2}{\pi} \cos 5\omega_s t + \dots \quad \text{式(1-11)}$$

用 $f_L(t)$ 、 $f_R(t)$ 两开关信号分别对左、右路信号 L 、 R 进行取样，然后相加，并滤去三次以上各次谐波后得：

$$L \times f_L(t) + R \times f_R(t) = \frac{1}{2}(L + R) + \frac{2}{\pi}(L - R) \cos \omega_s t \quad \text{式(1-12)}$$

可以看到只要对主信号进行适当电平幅度补偿，使其幅度为 $\frac{2}{\pi}$ 即可消除主、副信号的幅度差，而这是可很方便地做到的。这种方式唯一的缺陷就是三次谐波的最低频率为 $38 \times 3 - 15 = 99$ (kHz)，仍要通过滤波器去滤除，而这一滤波器又难免对复合信号的高端 53kHz 产生相移影响，进而对高端的分离度提高形成限制，但可满足一般技术性能要求，过去用得较多。

见图 1-5。

(3) 数字频率合成调制法 (DSM)

实际上这一方式是开关编码方式的延续，只不过它分别利用 38kHz 和 114kHz 开

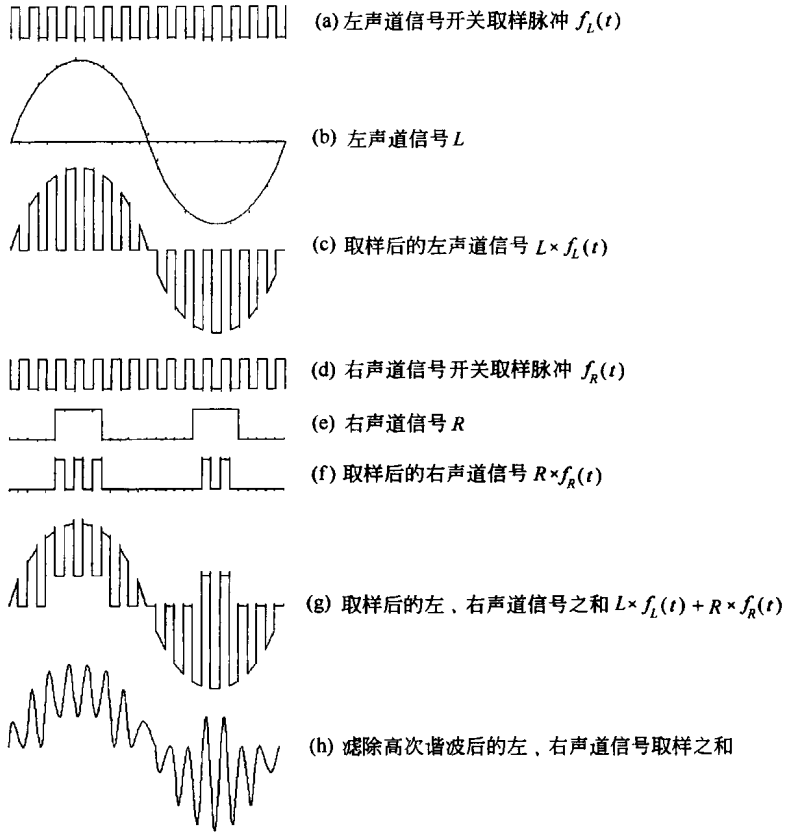


图 1-5 开关方式构成复合信号的波形图(无导频)

关取样所产生的奇次谐波，巧妙地将副载波的三次谐波项互相抵消，从而将滤波器的最低滤除频率从 99kHz 提高到 $38 \times 5 - 15 = 175$ (kHz)，这样便大大减小了滤波器对副信号的相移影响，使立体声分离度指标保持在 50dB 以上。是比较多采用的方式。

这一方式主要依靠取样脉冲同频项相抵消，因此 38kHz 和 114kHz 的取样脉冲必须保证相位准确同步。用数学方式能更好地帮助读者理解这一过程。

用重复频率分别为 $f_1 = 38\text{kHz}(\omega)$ 、 $f_3 = 114\text{kHz}(3\omega)$ 的矩形脉冲同时对信号取样，其输出分别为：

$$L \times f_1(t) = \frac{L}{2} + \frac{2L}{\pi} \cos \omega t - \frac{1}{3} \times \frac{2L}{\pi} \cos 3\omega t + \frac{1}{5} \times \frac{2L}{\pi} \cos 5\omega t - \frac{1}{7} \times \frac{2L}{\pi} \cos 7\omega t + \frac{1}{9} \times \frac{2L}{\pi} \cos 9\omega t - \dots \quad \text{式(1-13)}$$

$$L \times f_3(t) = \frac{L}{2} + \frac{2L}{\pi} \cos(3\omega)t - \frac{1}{3} \times \frac{2L}{\pi} \cos 3(3\omega)t + \dots \quad \text{式(1-14)}$$

$$\frac{1}{3} L \times f_3(t) = \frac{L}{6} + \frac{1}{3} \times \frac{2L}{\pi} \cos 3\omega t - \frac{1}{9} \times \frac{2L}{\pi} \cos 9\omega t + \dots \quad \text{式(1-15)}$$

将式(1-13)与式(1-15)相加，得：