调频立体声广播技术

黄如星 朱世林 编著

浙江大学出版社

内 容 简 介

本书既着眼于国内外电子新技术在调频广播中的应用，又从我国实际出发，始终做到理论分析和实际工作经验相结合。全书共分八章，全面介绍了调频立体声广播技术的各个方面，包括原理，立体声编码与解码，频率调制，超高频功率放大，差转技术，天线以及供电系统等。通观全书，不仅提供了许多实用设计方法及大量实验数据，而且还以较大篇幅介绍了国内外近年来迅速发展起来的数字频率合成，微机自动监控，故障智能判断等新技术。同时还给出了许多实用图表资料、故障分析方法、维护调试注意事项等等。

本书十分适合于广播电视部门中的专业技术人员、生产厂家工程技术人员参考；并且也可作为广播电视学校技术专业，高等工科专业学校、电大、函大、夜大等有关无线电类（电子技术类）专业的教学参考书；同时还可作为相近专业的科学工作者、科研机构人员的技术参考书。对无线电爱好者来说，也是一本有实用价值的参考书。

调频立体声广播技术

黄如星　朱桂林　编著

责任编辑　应伯根

*　*　*

浙江大学出版社出版

杭州余杭县人民印刷厂印刷

浙江省新华书店发行

*　*　*

开本787×1092　1/16

插页2　印张：40　字数：936千字

1988年11月第1版　1988年11月第1次印刷

印数：1—7 000

ISBN　7-308-00072-0

TN·004　　定价：10.95元

前　言

根据我国的广播技术政策，“我国调频广播将由中央、省（自治区、直辖市）、市和县开办的调频广播节目组成四级混合覆盖网。在技术规划中应保证全国95%以上人口能听好广播，在城市和农村应能同时有4～5个调频广播节目供选择收听。”

近年来，随着国民经济的发展，与人民文化生活密切相关的调频广播已从过去单一的信号传输逐步实现了节目覆盖，广播制式也由单声道发展到多声道，形势十分喜人。但是许多技术资料散见于国内外一些杂志、书刊，既不集中，又不系统，以致影响调频广播的进一步发展。因此对于广大工程技术人员，尤其对于市县广播技术工作者来说，更为需要一部调频广播技术专著。为此，我们根据多年来在研究实践以及调频电台工作中所形成的一些分析设计方法，故障排除方法等加以整理，并适当借鉴国内外有关论著使之充实而形成本书。

本书在编著过程中既着眼于国内外新技术在调频广播中的应用，且又从我国实际出发，自始至终做到理论分析和实际工作经验相结合。全书不仅介绍了有关调频广播理论，实用设计方法及实验数据，而且还以较大篇幅介绍了国内外近年迅速发展起来并正逐步应用于调频广播之中的频率合成，微机自动监控系统，故障原因智能判断等新技术，同时对广播工作者经常忽视的供电、接地系统作了较为详尽的介绍，最后提供了一些实用图表资料。总之，以其对读者实际工作有些帮助乃是我们编著者之宗旨。

本书承浙江大学信息电子工程系姚庆栋教授进行了全面细致的审阅，并提出了许多十分有益的修改意见，浙江大学计算机工程与科学系许金基副教授对本书第五章进行了审阅，并提供了有关技术资料。浙江省广播电视厅副厅长沈景良同志、高级工程师全平同志都曾参与了部分内容审阅并提出许多十分宝贵的建议。浙江省广播科研所、浙江电视台、浙江人民广播电台的许多同志都曾提供种种帮助和支持，作者借此机会向他们以及曾给予或表示过鼓励与支持的同志们表示衷心的感谢。

本书除第五章外均由黄如星编写，第五章由浙江大学计算机工程与科学系朱桂林编写。由于作者水平有限，书中若出现不妥甚至错误之处，敬请读者批评指正。

作者

1988年6月于杭州

目　录

第一章　调频广播原理

1.1 调频广播的发展 …… 1
1.2 调频 …… 2
1.2.1 调幅、调频和调相 …… 2
1.2.2 调频波的频谱与频带宽度 …… 7
1.2.3 调频的抗干扰性能 …… 11
1.2.4 调频的噪声 …… 13
1.2.5 预加重与去加重 …… 18
1.3 调频立体声广播标准和制式 …… 21
1.3.1 立体声原理 …… 21
1.3.2 双声道调频立体声广播制式 …… 23
1.3.3 调频——调幅导频制 …… 26
1.3.4 调频多路广播 …… 33
1.3.5 双节目广播 …… 37
1.4 调频广播覆盖网的规划方法 …… 41
1.4.1 场强计算 …… 42
1.4.2 频率规划 …… 45
1.5 调频立体声广播发射系统概况 …… 47
1.5.1 调频立体声广播发射机 …… 47
1.5.2 播控中心与调频发射机间的节目传送链 …… 51
1.5.3 声频处理器 …… 54

第二章　导频制立体声编码器和解调器

2.1 立体声编码器 …… 57
2.1.1 矩阵方式立体声编码器 …… 57
2.1.2 硬开关方式立体声编码器 …… 68
2.1.3 “软”开关方式立体声编码器 …… 71
2.1.4 数字频率合成调制法(DSM) …… 77
2.1.5 实用电路例 …… 79
2.2 立体声解码器 …… 84
2.2.1 矩阵方式立体声解码器 …… 85
2.2.2 开关式立体声解码器 …… 88
2.2.3 锁相环立体声解码器 …… 97

第三章　调频激励器

3.1　变容二极管调频电路 …… 107
3.1.1　变容二极管 …… 108
3.1.2　变容二极管调频电路 …… 110
3.2　其它直接调频电路 …… 119
3.2.1　电抗管调频电路 …… 119
3.2.2　晶体调频（FMQ）电路 …… 121
3.3　自动相位控制电路（APC电路） …… 123
3.3.1　PLL的基本理论 …… 123
3.3.2　PLL的捕捉特性 …… 130
3.4　PLL中的常用电路 …… 135
3.4.1　鉴相器 …… 135
3.4.2　分频器 …… 138
3.5　锁相环对频率调制器性能的影响 …… 149
3.5.1　非线性失真 …… 149
3.5.2　噪声特性 …… 149
3.5.3　低频端调制特性（立体声分离度） …… 151
3.5.4　频率稳定度 …… 154
3.6　实际调频激励器电路例 …… 154
3.7　异步Δ-Σ调频技术 …… 155
3.7.1　异步Δ-Σ调制 …… 155
3.7.2　异步Δ-Σ调频 …… 159

第四章　高频功率放大器

4.1　概述 …… 162
4.2　高频功率放大器的基本原理与分析方法 …… 164
4.2.1　丙类功率放大器的基础 …… 165
4.2.2　高频功率放大器的负载特性 …… 166
4.3　晶体管高频功率放大器 …… 168
4.3.1　高频大功率晶体管 …… 169
4.3.2　大功率场效应晶体管 …… 178
4.3.3　高频大功率晶体管的散热设计 …… 183
4.3.4　高频耦合匹配回路 …… 185
4.3.5　高频晶体管功率放大器设计举例 …… 202
4.3.6　辅助电路 …… 207
4.3.7　高频晶体管功率放大器的调试和维护 …… 211
4.4　高频电子管功率放大器 …… 225

4.4.1 超高频发射管 …… 225
4.4.2 高频电子管功率放大器的线路 …… 230
4.4.3 栅地式丙类功率放大器设计基础 …… 239
4.4.4 栅地式丙类功率放大器的调试方法 …… 247

第五章 微机自动监视控制系统

5.1 概述 …… 260
5.1.1 监控系统概念 …… 260
5.1.2 监控系统的分类 …… 261
5.1.3 基本微机监控系统的组成 …… 265
5.1.4 监控系统的应急处理——中断 …… 266
5.1.5 监控系统的控制算法 …… 272
5.2 调频发射机微机监控系统 …… 277
5.2.1 CPU及存贮器 …… 278
5.2.2 计数/定时器 CTC介绍 …… 282
5.2.3 面板及键盘设置 …… 291
5.2.4 可编程并行输入输出接口电路 …… 295
5.2.5 单向并行输入输出接口电路 …… 308
5.2.6 模拟量输出通道 …… 312
5.2.7 模拟量输入通道 …… 317
5.2.8 检测电路 …… 328
5.3 调频微机监控系统与远程监测网 …… 332
5.3.1 Z80-SIO 介绍 …… 333
5.3.2 调制解调器 …… 349
5.3.3 发射台监控系统中的调制解调器的设计 …… 352
5.4 调频微机监控系统的软件设计 …… 353
5.4.1 实时监控程序 …… 353
5.4.2 主要操作程序模块 …… 354
5.4.3 主要算术运算程序模块 …… 364
5.5 微机监控系统的抗干扰措施 …… 369
5.5.1 干扰途径和干扰分类 …… 369
5.5.2 抗常态干扰措施 …… 371
5.5.3 抗共模干扰措施 …… 372
5.5.4 抗电源干扰措施 …… 373
5.5.5 软件抗干扰措施 …… 375

第六章 调频差转技术

6.1 调频差转台设计时需考虑事项 …… 387

6.1.1 台址的选择 …… 387
6.1.2 对差转机输出系统的要求 …… 393
6.1.3 调频差转机发送频道的选择 …… 394
6.2 调频差转机的性能及组成 …… 394
6.2.1 调频差转机的技术参数 …… 394
6.2.2 调频差转机的组成和性能要求 …… 397
6.3 高频放大器 …… 402
6.3.1 双调谐高频放大器 …… 403
6.3.2 中频放大器 …… 405
6.4 带通滤波器 …… 414
6.4.1 *LC* 带通滤波器的设计 …… 414
6.4.2 陶瓷滤波器 …… 422
6.4.3 声表面波滤波器(SAW) …… 424
6.5 混频器和振荡器 …… 428
6.5.1 混频器 …… 428
6.5.2 石英晶体振荡器 …… 435
6.6 调频同频转播机 …… 442
6.7 调频差转台的防雷 …… 443
6.7.1 雷电的特性和侵入线路 …… 444
6.7.2 基本的防雷措施 …… 444
6.7.3 实际应用的防雷措施 …… 446
6.8 调频差转机的指标测试方法 …… 448
6.8.1 测试前的准备工作 …… 448
6.8.2 主要技术指标的测试方法 …… 450

第七章 调频发射台的供电与接地系统

7.1 概述 …… 457
7.2 配电系统 …… 460
7.2.1 供电容量的估算 …… 460
7.2.2 配电方式 …… 461
7.3 供电系统的保护 …… 465
7.3.1 配电变压器的过流保护 …… 466
7.3.2 保护装置的动作配合 …… 469
7.4 非常用发电设备 …… 473
7.4.1 发电设备输出功率的确定 …… 473
7.4.2 发电机组 …… 474
7.5 建筑物的防雷 …… 476
7.5.1 落雷的相关因素 …… 476

7.5.2 避雷针和避雷线的保护范围计算 …… 477
7.6 接地技术 …… 481
7.6.1 概述 …… 481
7.6.2 接地装置 …… 484
7.6.3 接地电阻的计算 …… 487
7.6.4 高土壤电阻率地区的降低接地电阻的措施 …… 495
7.6.5 发射设备接地系统的选择 …… 499

第八章 调频发送天馈线系统

8.1 概述 …… 503
8.1.1 天线的几个基本参量 …… 503
8.1.2 调频发送天线的VSWR和失真 …… 507
8.2 调频发送天线 …… 510
8.2.1 偶极子板天线 …… 510
8.2.2 环形天线 …… 527
8.2.3 其它发送天线 …… 537
8.2.4 调频发送天线与电视发送天线共杆安装 …… 542
8.3 多工馈电系统 …… 543
8.3.1 多工器的种类 …… 544
8.3.2 实施多工馈电场合的问题及其改善措施 …… 555
8.3.3 多工器的温升 …… 558
8.4 实用调频发送天线例 …… 560
8.4.1 确定天线方案的几个重要因素 …… 561
8.4.2 天线方向图和天线方案 …… 564
8.5 天线设备的维护 …… 567
8.5.1 概述 …… 567
8.5.2 天线设备的维护内容 …… 568
8.5.3 天线设备的测量方法 …… 569
8.5.4 同轴馈线的连接 …… 570
8.6 发射机与天馈线系统的配合 …… 572

附录Ⅰ 100MHz服务场强计算曲线 …… 578
附录Ⅱ 调频广播发射机常用大功率电子管的参数和特性曲线 …… 582
附录Ⅲ 晶体管散热器及其选择 …… 598
附录Ⅳ 微带线的特性阻抗与W/h的关系 …… 605
附录Ⅴ 滤波器设计用表 …… 608
附录Ⅵ 调频广播标准选载 …… 612

第 一 章

调 频 广 播 原 理

1.1 调频广播的发展

调频方式主要是由埃德温·H·阿姆斯特朗发明的。在初期由于需要无限宽的频带才能满足人们的希望，因而认为在实际广播中难以实现。但在后来，1935年阿姆斯特朗通过实验证明，只要用有限的带宽就能大幅度改善信噪比，而且失真小、抗干扰性能好，所以首先应用它来进行广播。

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）。由于第二次世界大战以及电视广播的迅速发展，其调频广播一度发展缓慢，但从60年代初制定了有关立体声广播标准后，才得以发展，目前已有数千个调频广播电台投入运行。

在欧洲，由于许多国家都密集在狭小的地区内，其中波广播串台现象十分严重，尤其在夜间，几乎无法正常收听，而且频带也不够分配，所以在第二次世界大战后，决定削减中波广播频率数，而建议用超高频段（88～108MHz）的调频广播来替补。1949年，西德为解决中波广播互相串扰而开始调频广播，因而显示出调频广播噪声小、音质逼真、抗干扰性能强等优点，于是大大地刺激了欧洲各国，以至欧洲的调频广播得到广泛实施。

日本是以提高广播音质和抗干扰性能（排除邻国中波台的串扰）为目的而进行调频广播的。1957年，NHK建立了东京调频广播实验台，开始进行试验性调频广播，但一直到70年代邮政省制定了实行全国普及调频广播的方针后，调频广播才得以迅猛发展。

随着调频广播技术的进步，美国于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）为立体声调频广播制式。从此世界各国竞相开播立体声调频广播，例如苏联从1959年，西德从1963年，日本从1962年开始立体声调频广播。

在我国，早在50年代末就开始了试验性调频广播，由于当时的调频广播主要用来传输节目，所以没有得到很大发展，一直到1981年确定了“四级办广播”的指导方针后，调频广播开始为各级电台所采纳。1979年10月26日，黑龙江首次进行调频立体声广播，拉开了我国立体声广播的序幕。目前已近千座调频广播电台投入运行。

为什么调频广播能得到如此迅速发展，因为它具备我们将在后面讲述到一些优点，主要有：

1．能进行高保真度广播

现在的中波调幅广播，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左右。这是为了防止与相邻频率的电台串信而规定的。通常的调幅接收机，通频带也不过7kHz左右，因此保真度不高。调频广播是利用

超高频段电波，频带为87～108MHz，频带很宽，可以容纳的电台数目也较多，每个电台可以占有200kHz的频带宽度，因而调制频率可以宽到15kHz，几乎包括了人耳所能听到的频率范围，因此保真度很高。

2．动态范围宽

动态范围是指最大音量与最小音量之比。日常我们听到的演唱、演奏和讲话声等的动态范围约为10^4，交响乐可达10^5。由于调幅广播的调幅度有限制，动态范围通常被压缩到10^2左右。但调频广播的动态范围可以达到10^3左右，几乎与密纹唱片的动态范围相同，因而能够播出动人的声音。

3．信噪比好

中波调幅广播波段中，由荧光灯、电器设备等混入的干扰噪声很大，而调频广播因为可以将噪声限幅掉，并且调制度大，所以信噪比好。另外，在超高频波段的外部噪声也小，所以可以实现几乎没有噪声的高质量广播。

4．没有串信现象

中、短波段电波可以被电离层反射，因而能够传到很远的地方，尤其在夜间，往往可以达到1000km以上，所以串信现象严重。调频广播使用超高频段电波，只能在视距范围内传播，即使使用同一频率的电台，只要相距一定距离，就不会有串信现象。

5．可以进行立体声广播

因为调频广播电台的频带宽度较宽，所以可以由一部发射机进行高质量立体声广播。

1.2 调　　频

1.2.1 调幅、调频和调相

众所周知，无线电广播是利用无线电波的幅度变化（称为调幅），频率变化（称为调频）和相位变化（调相）方式来传送信号的。一般其载波均为正弦波，即

$$u(t)=U_o\cos(\omega_o t+\varphi_o) \qquad (1.1)$$

U_o为高频载波电压的幅度；

ω_o为高频载波的角频率；

φ_o为高频载波的初相位。

一、 调幅

所谓调幅就是使载波的幅度随调制信号变化的调制方式，如图1.1(c)所示。为讨论方便起见，设载波及调制信号的初相位为零，并用单频正弦信号作为调制信号，即

$$u_\Omega(t)=U_\Omega\cos\Omega t$$

$$u_o(t)=U_o\cos\omega_o t \qquad (1.2)$$

式中U_Ω为调制信号电压的幅度；

Ω为调制信号的角频率；

$u_\Omega(t)$为调制信号的瞬时值。

$u_o(t)$为载波电压瞬时值；

U_o为载波电压的幅度；

ω_0为载波的角频率。

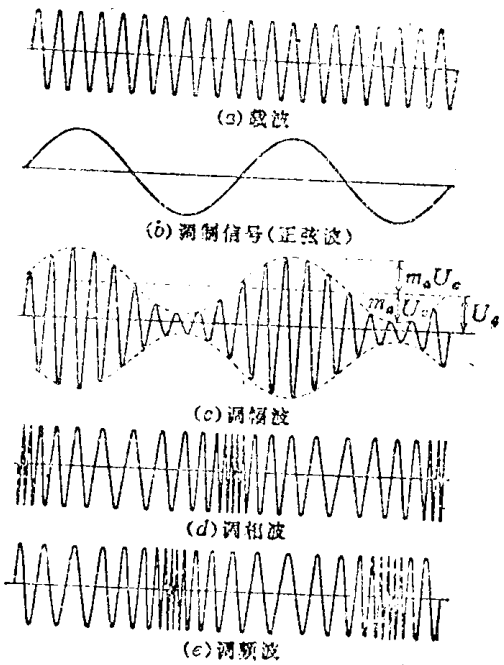


图1.1 三种已调波

于是调幅波可以表示为

$$u_a(t)=(U_0+kU_\Omega\cos\Omega t)\cos\omega_0 t=\left(U_0+\frac{kU_\Omega}{U_0}U_0\cos\Omega t\right)\cos\omega_0 t$$

$$=(U_0+m_aU_c\cos\Omega t)\cos\omega_0 t=U_0(1+m_a\cos\Omega t)\cos\omega_0 t \qquad (1.3)$$

上式中，$m_a=\frac{kU_\Omega}{U_0}$，称为调制系数，其中$k$为比例系数。$m_a$如果用百分数来表示则称为调幅度。能使用的最大调幅度为100%，比100%更大时则称为过调幅，这时将产生失真。

将式(1.3)按三角公式展开可得

$$u_a(t)=U_0\cos\omega_0 t+\frac{m_aU_0}{2}\cos(\omega_0+\Omega)t+\frac{m_aU_0}{2}\cos(\omega_0-\Omega)t \qquad (1.4)$$

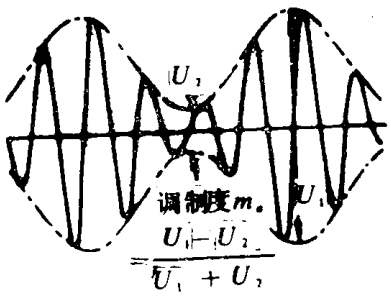
式中第一项为载波；第二项为上边频波；第三项为下边频波。上下边频波分别与载波相差Ω角频率。图1.2所示为$m_a=0.7$时，即调幅度为70%时的调幅波。将图中(b)、(c)、(d)各波在所有时间上相叠加，就可以得到波形(a)。

图1.3所示为调幅波的频谱图，即将各频率分量的幅度大小在频率轴上标示的图。由图1.3(a)可以看出，上下边频是以间隔F对称地分布在载频左右的。

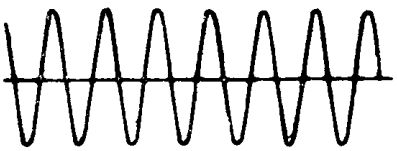
另外，由图1.2(a)还可以看出调幅度m_a可以表示为

$$m_a=[(U_1-U_2)/(U_1+U_2)]\times100\%$$

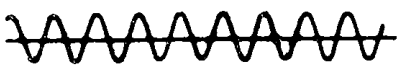
当以复杂信号调幅时，例如以声音信号调幅时，则调幅波的波形如图1.4所示。



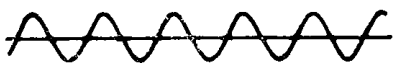
(a) 调制度为70%的调幅波



(b) 载波



(c) 上边频波



(d) 下边频波

图1.2 $m_a=0.7$时的调幅波

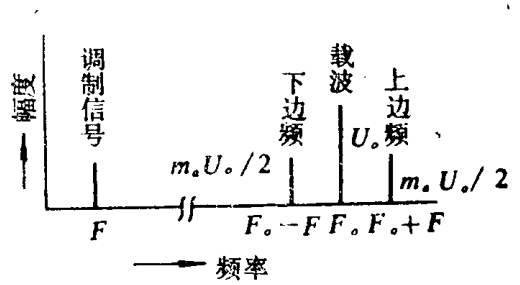
由图1.4 可知，在调幅过程中，由于调幅将使发射机功率增大或减少，而传送调幅信息的部分只是上下边带，所以，传送不包含调幅信息的载波，会使效率降低很多，这一点从下面的分析中也可以得到证明。

调幅波电流通过负载电阻 R，在音频一个周期内所消耗的平均功率等于各个频率分量之和，其中载波分量所消耗的功率为

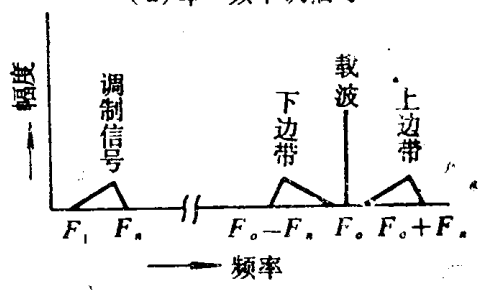
$$P_c=\frac{1}{2}\cdot\frac{U_o^2}{R} \qquad (1.5)$$

每一个边频分量电流所消耗的功率为

$$P_{ossB}=\frac{1}{2}\cdot\left(\frac{m_a}{2}U_o\right)^2\cdot\frac{1}{R}=\frac{m_a^2}{4}P_c \qquad (1.6)$$

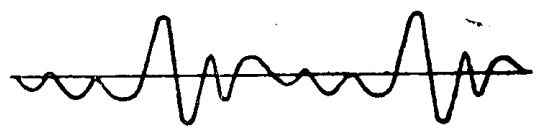


(a) 单一频率调幅时



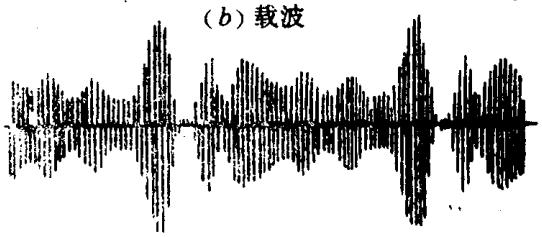
(b) 复杂信号调幅时

图1.3 调幅波的频谱图



(a) 调制信号

(b) 载波



(c) 调幅波

图1.4 复杂信号的调幅波

调幅波电流在音频一个周期内所消耗的平均功率为

$$P_{av}=P_c+2P_{ccsB}=P_c+2\times\frac{m_a^2}{4}\cdot P_c=(1+\frac{m_a^2}{2})P_c \qquad (1.7)$$

当$m_a=1$(即100%调制)时，$P_{av}=1.5P_c$，即$P_c=0.66P_{av}$。在发射机中，由于信号的幅度是变化的，其平均调幅度m_a仅为0.3左右，这时$P_c=P_{av}/1.045=0.955P_{av}$。可见载波分量在调幅波的总功率中占了绝大部分。所以为了节省发射功率，有时要将载波抑制掉，例如立体声调频广播中对差信号进行调幅时，就将载波抑制掉。

二、 调频和调相

所谓调频就是使载波的瞬时频率随调制信号的大小而变，而且幅度保持不变。所谓调相就是使载波的瞬时相位随调制信号的大小而变，而其幅度保持不变，如图1.1(*d*)和(*e*)所示。

当调制信号为式(1.2)的$U_\Omega(t)$时，按调频的定义，调频波的瞬时频率为

$$\begin{aligned}\omega(t)&=\omega_o+\Delta\omega(t)\\&=\omega_o+k_f u_\Omega(t)\end{aligned} \qquad (1.8)$$

式中$\Delta\omega(t)$是瞬时频率相对于ω_o的偏移，叫做瞬时频率偏移，它与调制电压成正比。

$\Delta\omega(t)$的最大值叫做最大频移，以$\Delta\omega$表示，即

$$\Delta\omega=k_f|u_\Omega(t)|_{max}=k_fU_\Omega \qquad (1.9)$$

上式中，k_f是比例常数，表示单位调制信号所引起的频移，单位是弧度/秒·伏〔rad/s·V〕。习惯上把最大频移称为频偏。

根据式(1.8)可求得调频波的瞬时相位为

$$\varphi(t)=\int_0^t\omega(t)dt=\omega_o t+\Delta\varphi(t) \qquad (1.10)$$

式中

$$\Delta\varphi(t)=\int_0^t\Delta\omega(t)dt=k_f\int_0^t u_\Omega(t)dt \qquad (1.11)$$

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

$$\begin{aligned}u_f(t)&=U_o\cos\varphi(t)\\&=U_o\cos[\omega_o t+k_f\int_0^t u_\Omega(t)\,dt]\\&=U_o\cos[\omega_o t+\frac{k_f\cdot U_\Omega}{\Omega}\sin\Omega t]\\&=U_o\cos(\omega_o t+m_f\sin\Omega t)\end{aligned} \qquad (1.12)$$

式中，$m_f=k_f\cdot U_\Omega/\Omega$称为调频指数，它是以弧度为单位的调频波最大相位偏移。调频指数和

调制信号的振幅成正比，和调制信号角频率成反比。

若用调制信号$U_\Omega(t)$去对载波进行相位调制，则按调相的定义，调相波的瞬时相位为

$$\varphi(t)=\omega_0 t+\Delta\varphi(t)=\omega_0 t+k_p u_\Omega(t) \qquad (1.13)$$

式中$\omega_0 t$为未受调制的载波相位；

$\Delta\varphi(t)$为调相后的相位变化量，它和调制电压成正比；

k_p表示比例常数，它表示单位调制信号所引起的相移大小，单位是弧度/伏〔rad/V〕。一般，$\Delta\varphi(t)$的最大值叫做最大相移，或称调制指数，调相波的调制指数以m_p表示，即

$$m_p=k_p U_\Omega \qquad (1.14)$$

因此调相波的瞬时表达式为

$$\begin{aligned} u_p(t)&=U_0\cos\varphi(t)=U_0\cos[\omega_0 t+k_p u_\Omega(t)] \\ &=U_0\cos(\omega_0 t+k_p U_\Omega\cos\Omega t) \\ &=U_0\cos(\omega_0 t+m_p\cos\Omega t) \end{aligned} \qquad (1.15)$$

调相波的瞬时角频率应为总相角对时间的导数，即

$$\omega(t)=\frac{d\varphi(t)}{dt}=\omega_0+\frac{d\Delta\varphi(t)}{dt}=\omega_0+\Delta\omega(t) \qquad (1.16)$$

式中

$$\Delta\omega(t)=k_p\cdot\frac{du_\Omega(t)}{dt}=m_p\Omega\sin\Omega t \qquad (1.17)$$

是调相波的角频率变化分量，它和调制电压对时间的微分成正比。

以上分析说明，调频波的瞬时角频率随调制信号变化时，它的瞬时相位也有相应的变化；调相波的瞬时相位随调制信号变化时，它的瞬时角频率也有相应的变化。它们的区别是调频波瞬时角频率变化量和调制电压成正比，瞬时相位变化量与调制电压对时间的积分成正比；而调相波的瞬时相位变化量与调制电压成正比，瞬时角频率变化量与调制电压对时间的微分成正比。

正因为频率的变化和相位的变化是相互联系的，所以可以用调相的方法来得到调频波，在以往的脉冲调相式调频广播发射机中就是利用脉冲调相的方式来取得调频波的。因为调频波的瞬时相位变化量与调制信号的积分成正比，而调相波的瞬时相位变化量与调制信号成正比。所以，可以将调制信号$u_\Omega(t)$进行积分得$k_f\int_0^t u_\Omega(t)dt$，然后以此积分结果去对载波进行调相，所得的调相波

$$u_p(t)=U_0\cos[\omega_0 t+k_p k_f\int_0^t u_\Omega(t)dt] \qquad (1.18)$$

就是调制信号为$u_\Omega(t)$的调频波，同样也可以利用调频的方法来得到调相波，将调制信号进行微分，然后以此微分结果去对载波进行调频，就可得到调相波。

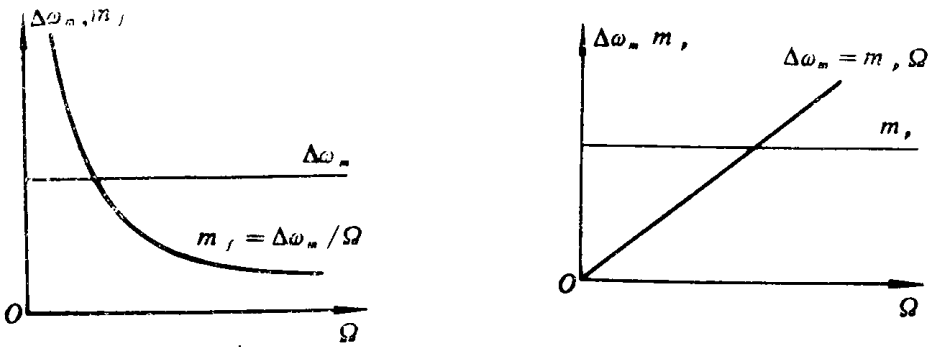
将式(1.5)～(1.17)所讨论的结果列入表1.1中。

从表中可知，当调制信号的振幅U_Ω不变而频率变化时，调频波和调相波的最大频移和调

表1.1 调频波和调相波的比较

	调制信号为$u_\Omega(t)$　　载波信号为$U_o\cos\omega_o t$	
	调　频　波	调　相　波
数学表达式	$U_o\cos[\omega_o t+k_f\int_0^t u_\Omega(t)dt]$	$U_o\cos[\omega_o t+k_p u_\Omega(t)]$
瞬时频率	$\omega_o+k_f u_\Omega(t)$	$\omega_o+k_p\frac{du_\Omega(t)}{dt}$
瞬时相位	$\omega_o t+k_f\int_0^t u_\Omega(t)dt$	$\omega_o t+k_p u_\Omega(t)$
最大频移	$k_f U_\Omega$	$k_p\cdot\frac{du_\Omega(t)}{dt}=m_p\Omega$
调制指数	$m_f=k_f\cdot U_\Omega/\Omega$	$m_p=k_p U_\Omega$
相位角变化规律	$\sin\Omega t$	$\cos\Omega t$

制指数随调制频率的变化如图1.5所示。



(a) 调频　　(b) 调相

图1.5 最大频移和调制指数随调制频率的变化关系

1.2.2 调频波的频谱与频带宽度

为了决定调频发射机与接收机的带宽，必须对调频波的频谱进行分析。同时，通过频谱分析，也可进一步深入了解调频波的特性，将调频波的表示式(1.12)用三角函数展开：

$$u_f(t)=U_o[\cos(m_f\sin\Omega t)\sin\omega_o t+\sin(m_f\sin\Omega t)\cos\omega_o t] \qquad (1.18)$$

可见调频波的表示式是较复杂的，其频谱也将更复杂。为讨论方便起见，先看一下$m_f\ll 1$的情况，在这种情况下，可以认为

$$\cos(m_f\sin\Omega t)\approx 1 \qquad \sin(m_f\sin\Omega t)\approx m_f\sin\Omega t$$

于是，式(1.18)就可写作：

$$u(t)=U_o(\sin\omega_o t+m_f\sin\Omega t\cos\omega_o t)$$

$$=U_o\sin\omega_o t+\frac{1}{2}m_f U_o\sin(\omega_o+\Omega)t-\frac{1}{2}m_f U_o\sin(\omega_o-\Omega)t \qquad (1.19)$$

也就是说，当$m_f \ll 1$时，调频波的频谱可以认为由载频ω_o和两个边频（上边频$\omega_o+\Omega$和下边频$\omega_o-\Omega$）组成，这与调幅波是相似的，不同的仅在于两个边频的符号相反。故在$m_f \ll 1$时，调频波所占据的频带宽度B为

$$B=2F_{max} \tag{1.20}$$

式中，F_{max}为最高调制频率，$F_{max}=\frac{\Omega_{max}}{2\pi}$。

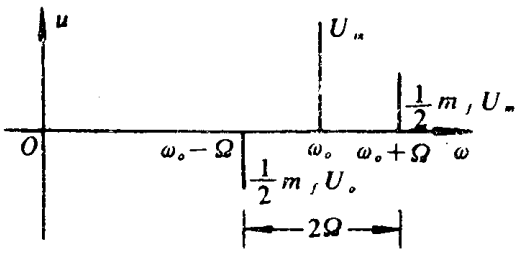


图1.6 $m_f \ll 1$时调频波的频谱

在当调频指数m_f增大时，可以将式(1.18)中的$\cos(m_f\sin\Omega t)$和$\sin(m_f\sin\Omega t)$用傅里叶级数展开，在贝塞尔函数理论中证明了下列关系式：

$$\left.\begin{aligned}
\cos(m_f\sin\Omega t) &= J_0(m_f)+2\sum_{n=1}^{\infty}J_{2n}(m_f)\cos 2n\Omega t \\
&= J_0(m_f)+2J_2(m_f)\cos 2\Omega t \\
&\quad +2J_4(m_f)\cos 4\Omega t+\cdots \\
\sin(m_f\sin\Omega t) &= 2\sum_{n=0}^{\infty}J_{2n+1}(m_f)\sin(2n+1)\Omega t \\
&= 2J_1(m_f)\sin\Omega t+2J_3(m_f)\sin 3\Omega t \\
&\quad +2J_5(m_f)\sin 5\Omega t+\cdots
\end{aligned}\right\} \tag{1.21}$$

式中，$J_n(m_f)$是宗数为m_f的第一类第n阶贝塞尔函数。

将式(1.21)代入式(1.18)，调频波的表示式变为下列形式：

$$\begin{aligned}
u(t) &= U_o[J_0(m_f)\sin\omega_o t+2J_1(m_f)\sin\Omega t\cos\omega_o t \\
&\quad +2J_2(m_f)\cos 2\Omega t\sin\omega_o t+2J_3(m_f)\sin 3\Omega t\cos\omega_o t+\cdots] \\
&= U_o[J_0(m_f)\sin\omega_o t+J_1(m_f)\sin(\omega_o+\Omega)t \\
&\quad -J_1(m_f)\sin(\omega_o-\Omega)t+J_2(m_f)\sin(\omega_o+2\Omega)t \\
&\quad +J_2(m_f)\sin(\omega_o-2\Omega)t+J_3(m_f)\sin(\omega_o+3\Omega)t \\
&\quad -J_3(m_f)\sin(\omega_o-3\Omega)t+\cdots]
\end{aligned} \tag{1.22}$$

由式(1.22)可见，调频波的频谱是由载频ω_o和无数对边频$(\omega_o \pm n\Omega)$组成，其中n为任意正整数$n=1,2,3\cdots$。相邻边频之间的间隔等于调制信号频率Ω，第n条谱线与载频之差为$n\Omega$。边频的相对幅度是以调频指数m_f为参量的各阶贝塞尔函数，其边频振幅可能超出载频振幅。贝塞尔函数的具体数值可由贝塞尔函数表查得，函数曲线如图1.7所示。

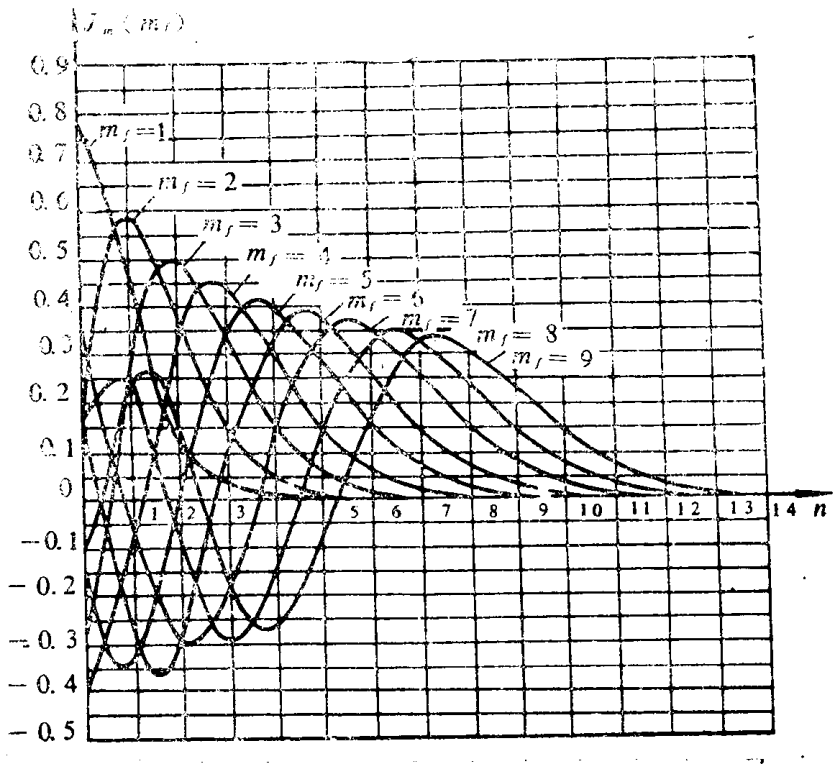


图1.7 贝塞尔函数曲线

图1.7说明了载波和各次边频分量的振幅$J_n(m_f)$与调频指数m_f的关系。这里假设未调制时的载波振幅为100%。从理论上说，调频波的边频有无限多个，因而频带也为无限宽。但实际上调频波的能量的绝大部分是集中在载频附近的一些边频中，图1.8给出了不同m_f值时的频谱图，谱线的长度都是相对值（设未调制时的载波振幅为100%）。

由图可得出：

1．当m_f较大时，随着m_f值的增大，调频波边频分量中幅度较大者的数目增加，也就是说有效频谱宽度也相应增大。

2．在当$n>(m_f+1)$时，贝塞尔函数$J_n(m_f)$的数值已下降到小于0.1。滤除这些分量，对调频波的失真影响不大。因此在考虑上下边频的情况下，调频波的频谱有效宽度为$2(m_f+1)\Omega$，即频带宽度可取：

$$B=2(m_f+1)F_{max} \tag{1.23}$$

式中F_{max}为最高调制频率。

考虑到$m_f\Omega=\Delta\omega$或$m_fF_{max}=\Delta f_{max}$，则式(1.23)可写作：

$$B=2(\Delta f_{max}+F_{max})$$

在$m_f\gg1$，即$\Delta f_{max}\gg F_{max}$时

$$B|_{m_f<1}\approx2\Delta f_{max} \tag{1.24}$$

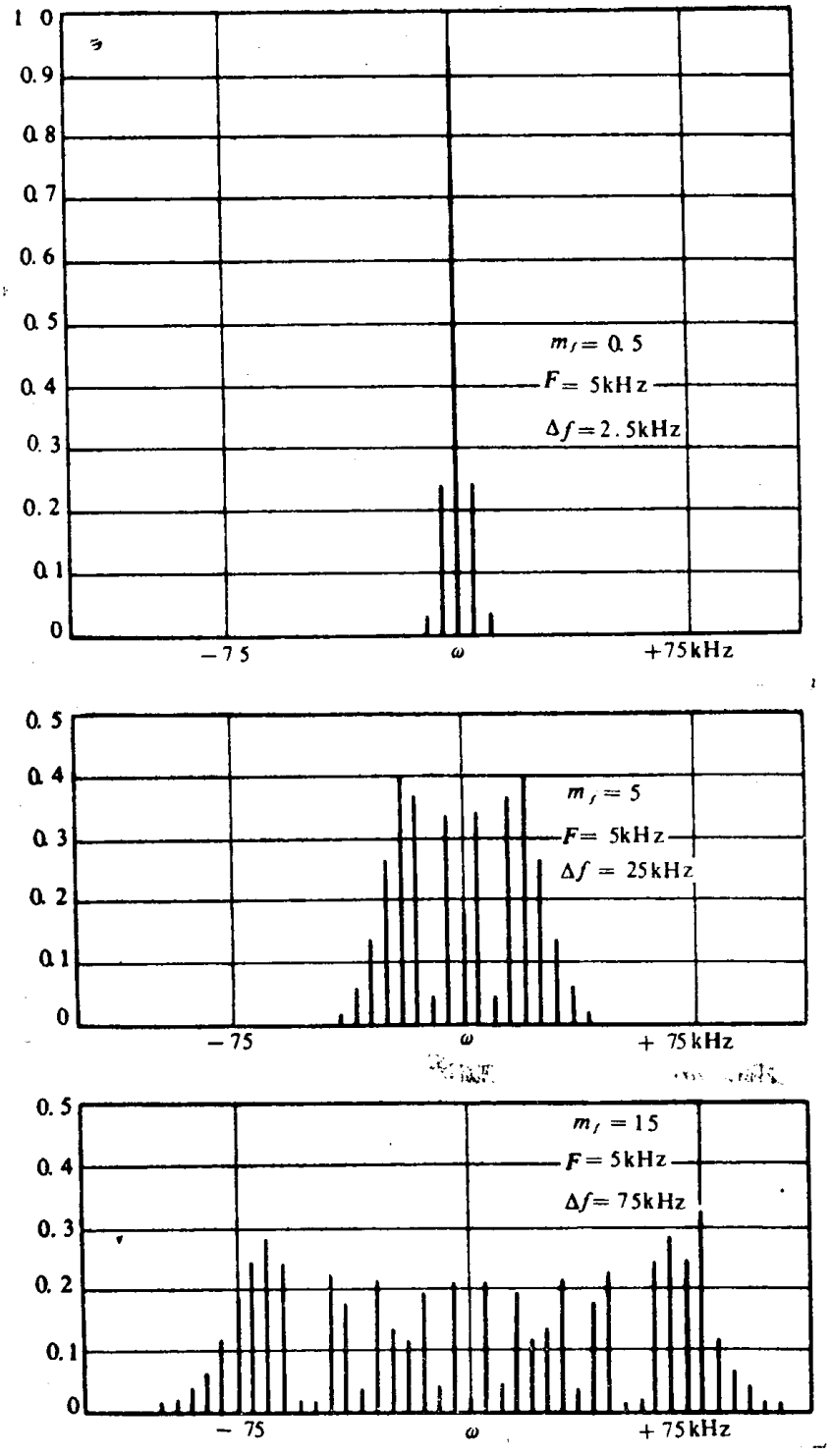


图1.8 不同m_f值时的频谱图

由此可见，在m_f较大情况下，调频波的有效频谱宽度近似地等于最大频偏Δf_{max}的二倍。

在要求两相邻电台干扰较小，或要求非线性失真很小（例如1％）时，带宽还应适当的加宽一些，通常取：

$$B\approx 2(1+m_f+\sqrt{m_f})F_{max} \qquad (1.25)$$

例如，我国的调频广播标准规定，100%调制时的频偏为±75kHz，即$\Delta f_{max}=75$kHz；单声道音频信号的最高频率为15kHz，即$F_{max}=15$kHz。则

$$m_f=\Delta f_{max}/F_{max}=\frac{75}{15}=5$$

$$B=\Delta f_{0.7}=2(1+m_f+\sqrt{m_f})F_{max}$$

$$=2(1+5+\sqrt{5})\times 15\text{kHz}=247\quad\text{kHz}$$

也即调频接收机为了达到高保真传输，其带宽应满足上述要求。

1.2.3 调频的抗干扰性能

调频和调相的突出优点是抗干扰能力优于调幅，本节对这一结论加以较详细地论述。

无论是调幅、调频还是调相，它们的解调过程均可用图1.9的方框图来概括。图中，输入信号包括两部分，一部分是已调波，另一部分是噪声和干扰。同样，其输出除有用信号外，也还包括噪声和干扰。

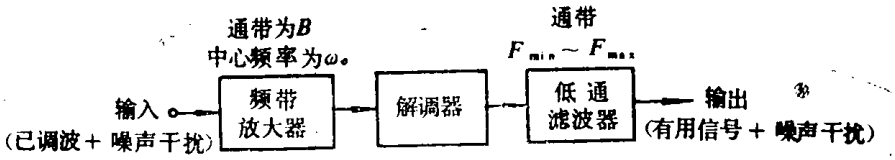


图1.9 已调波的解调过程

可以证明[7]输出信号和输出噪声干扰可以分别独立进行计算。具体地说，就是在计算输出信号时，可以认为信道中的噪声干扰为零；而在计算输出噪声时，可以认为调制信号为零，或者说输入端只有未调制载波和噪声存在。下面的分析将要应用这个结论。

首先讨论干扰信号是单频正弦波的情况。这时，在计算输出噪声时，输入信号为

$$\left.\begin{array}{ll}\text{未调制载波振荡} & u_o(t)=U_o\cos\omega_o t\\ \text{和\quad 单频正弦干扰信号} & u_n(t)=U_n\cos\omega_n t\end{array}\right\} \qquad (1.26)$$

显然，在这种情况下，只有当干扰信号的频率落在解调器前的频带放大器的通频带内时，它才可能进入解调器；同时，只有当它与载波振荡的差拍频率$|\omega_o-\omega_n|$落在解调器后的低通滤波器的通频带内时，才会在输出端造成干扰。

图1.10的矢量图说明正弦干扰对未调制载波的影响。矢量U_o代表载波；矢量U_n代表正弦干扰，它以角速度$(\omega_o-\omega_n)$相对于U_o旋转，这里ω_o是载波振荡角频率ω_n是正弦干扰的角

频率；U代表U_n与U_o叠加所得到的合成信号。由图可以看出，U的幅度和相角都受到正弦干扰的影响，分别以$U(t)$和$\theta(t)$表示。干扰引起载波振幅的最大相对变化为$\frac{U_n}{U_o}$，最大相位偏移为

$$\theta_{max}=\arcsin\frac{U_n}{U_o} \tag{1.27}$$

对于调幅波解调器来说，只有合成信号的振幅变化才会产生干扰输出，干扰最大幅度正比于U_n/U_o；而对于调频波解调器来说，只有合成信号的相位变化才会引起干扰输出，干扰最大幅度正比于θ_{max}。

当调制信号为单频正弦信号时，由于解调后的输出信号的幅度正比于输入已调波的调制度，所以调幅波经解调后的输出信号噪声电压比为

$$\left(\frac{U_{so}}{U_{no}}\right)_{AM}=\frac{m_a}{\frac{U_n}{U_o}}=\frac{U_o}{U_n}m_a \tag{1.28}$$

式中U_{so}为输出有用信号电压振幅；

U_{no}为输出噪声电压振幅。

对于调频波来说，解调后的输出信号噪声电压比为

$$\left(\frac{U_{so}}{U_{no}}\right)_{FM}=\frac{m_f}{\theta_{max}}=\frac{m_f}{\arcsin\frac{U_n}{U_o}} \tag{1.29}$$

根据式（1.28）和式（1.29），可以求出

$$\frac{\left(\frac{U_{so}}{U_{no}}\right)_{FM}}{\left(\frac{U_{so}}{U_{no}}\right)_{AM}}=\frac{\frac{U_n}{U_o}}{\arcsin\frac{U_n}{U_o}}\cdot\frac{m_f}{m_a} \tag{1.30}$$

假设在调频和调幅两种情况下，解调器输入端的U_n/U_o值相同，且$U_n/U_o\ll1$，这时

$$\arcsin\frac{U_n}{U_o}\approx\frac{U_n}{U_o}$$

式(1.30)可近似写为

$$\frac{\left(\frac{U_{so}}{U_{no}}\right)_{FM}}{\left(\frac{U_{so}}{U_{no}}\right)_{AM}}=\frac{m_f}{m_a} \tag{1.31}$$

由上式可见，当$m_f=m_a$时，在调频和调幅两种情况下，解调器输出信号噪声电压比差不多相等。但实际情况下，m_a最大只能等于1，而m_f却可以比1大很多。例如，调频广播的最大频移一般为$\Delta f=75$kHz，在最高调制频率$F_{max}=15$kHz时，$m_f=5$。随着调制频率降低，m_f更高。在最低调制频率$F_{min}=30$Hz，m_f甚至高达2500！所以，调频制的输出信号噪声比要比调幅制高得多。所以当$m_a=1$，$m_f=\Delta f/F_{max}=5$时，由干扰造成的调频信噪比大约比调幅信噪

比改善了14dB以上。

最后，我们讨论解调输出信号噪声比与频率之间的关系。

从前面的讨论知道，合成信号U的相位$\theta(t)$是以差频$(\omega_0-\omega_n)$周期性变化的，因此调频解调器的输出干扰是角频率为$(\omega_0-\omega_n)$的正弦干扰。设输入干扰振幅U_n保持恒定，但其频率ω_n在发生变化。这时，输出干扰的振幅不会受到影响，只是频率有变化。对于有用信号来说，情况就不同了。这时，由于调频波最大频移Δf不变，于是调制指数m_f随调制频率F下降而成反比例地上升。所以，输出有用信号不仅频率随调制频率发生变化，而且其振幅亦随F下降而上升。综上所述，调频解调的输出信号噪声电压比随调制频率下降而上升，或者说噪声信号电压比随调制频率上升而上升，如图1.11所示。

在调幅情况下，噪声频率ω_n的变化不会影响合成信号的调幅度，同时调制信号频率的变化也不会影响调幅波的调幅度。调幅波解调后，输出的噪声信号电压比与调制频率的变化无关，亦如图1.11所示。由于低通滤波器通频带的限制，最后的输出噪声局限在F_{min}至F_{max}的频带内。从图1.11可见，对调频波来说，噪声呈三角形分布；而对调幅来说，呈矩形分布。

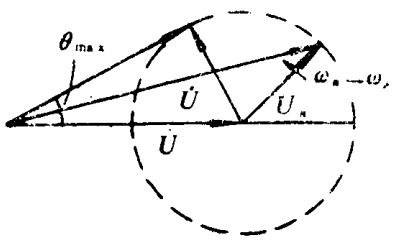


图1.10 单频正弦干扰对未调制载波的影响

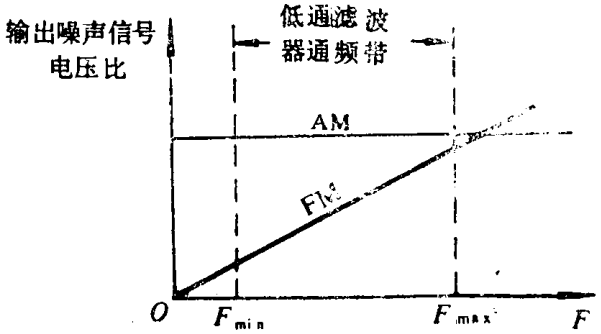


图1.11 解调器输出信号噪声电压比与调制频率的关系

1.2.4 调频的噪声

实际上干扰和噪声是两个同义的术语，是除有用信号以外一切不需要的信号和各种电磁骚动的总称。但在习惯上，将外来的称为干扰，内部固有的称为噪声，噪声一般是随机的，本节将重点讨论这种噪声。

众所周知，随机噪声的平均功率是用功率谱密度来计算的。功率谱密度定义为单位频带内的噪声在1Ω负载电阻上产生的平均功率，用$G(f)$来表示。因此，$G(f)df$给出在df频率范围的功率，也即随机噪声在任一频率范围f_1—f_2的平均功率P_{avn}为

$$P_{avn}=\int_{f_2}^{f_1}G(f)df \qquad (1.32)$$

随机噪声在直到紫外区10^{13}Hz的很宽频率范围内(几乎包括了整个可用的无线电频段)，都有均匀的功率分布。这样的噪声被定义为白噪声，它类似于覆盖一个宽频带范围的白光。

如图1.12(a)所示，假设噪声在$f_0-\Delta f$至$f_0+\Delta f$这个频带内是均匀分布的，可以把出现在f_0+f(这里$f_0\gg f$)处、宽度为df(这里$df\ll\Delta f$)的噪声分量(如图中画有阴影的部分)，近似地用具有与其相同的平均功率的正弦波(图1.12(a)中的粗实线表示其功率谱)表示，即

$$u_n(t)\approx U_n\sin(\omega_0+\omega)t \qquad (1.33)$$

这样，可以求出在df频率间隔内的噪声平均功率（在1Ω电阻上得到的）为

$$dN=\overline{u_n^2(t)}=\frac{1}{2}U_n^2=gdf \qquad (1.34)$$

式中，g为功率谱密度，W/Hz。

因此，我们用图1.12(b)所示离散功率谱代替图1.12(a)所示的连续功率谱。

下面，我们将调频系统与调幅系统的输出信噪比作一比较，看看调频相对于调幅究竟改善了多少？为此，只要分别求出调幅、调频系统的解调输出信噪比即可。

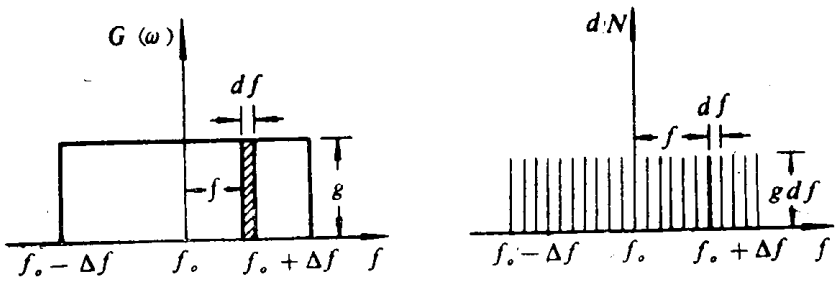
对于调幅，设其调制信号为$u_\Omega(t)$，则检波器输入端的调幅波信号为

$$u_i(t)=U_0(1+m_a\cos\Omega t)\cos\omega_0 t \qquad (1.35)$$

式中，m_a为调幅指数（$=KU_\Omega/U_0$）。则调幅接收机的包络检波器输出为

$$u_0(t)=k_d\cdot U_0\cdot m_a\cos\Omega t \qquad (1.36)$$

式中，k_d为检波器传输系数。



(a) 功率谱密度　　(b) 离散功率谱

图1.12　在$f\pm\Delta f$频率范围内的均匀功率谱的起伏噪声

$u_0(f)$在1Ω电阻上消耗的功率，也即平均信号功率为

$$S_0=k_d^2\cdot\overline{u_\Omega^2(t)}=k_d^2\cdot m_a^2\cdot U_0^2/2 \qquad (1.37)$$

式中，$\overline{U_\Omega^2(t)}$为$U_\Omega(t)$的均方值。

为了得到检波器输出噪声功率，每一单频噪声分量将与载频合成；当$U_0\gg U_n$时，其忽略了相位变化的合成电压近似式为

$$u_n(t)=U_0\left(1+\frac{U_n}{U_0}\cos\omega t\right)\cos\omega_0 t \qquad (1.38)$$

式中，ω为单噪声分量与载频之差频。把它加到检波器解调，则其输出噪声电压为

$$u_{n0}(t)=k_dU_n\cos\omega t \qquad (1.39)$$

它在1Ω电阻上消耗的平均功率为

$$dN_0=\overline{u^2{}_{n0}(t)}=\frac{1}{2}k_d^2\cdot U_n^2$$

将式（1.34)代入上式得：

$$dN_0=k_d^2gdf$$

于是可得接收机总输出噪声功率N_o：

$$N_o=\int_{-Fm}^{Fm}k_d^2\cdot gdf=2k_d^2gF_m \tag{1.40}$$

式中，F_m为调制音频的最高频率，也为低通滤波器的上限频率。

由式(1.37)和式(1.40)可得检波器输出信噪功率比为

$$\left(\frac{S_o}{N_o}\right)_{AM}=\frac{m_a^2U_o^2}{4gF_m}=\frac{m_a^2P_c}{2gF_m} \tag{1.41}$$

式中，$P_c=\frac{U_o^2}{2}$为未调制载波功率

从§1.2.3的讨论可知，虽然解调器输入端的噪声干扰并未直接对载波进行调频，但是，由于噪声与载波叠加的结果，就使合成输入信号的振幅和相位都在发生变化。在一般情况下，噪声干扰的振幅和频率都是随机变化的。这时合成矢量$U(t)$的振幅U和相位$\theta(t)$是随机变化的，如图1.13所示。合成矢量$U(t)$的矢端轨迹为一任意曲线，其相角$\theta(t)$是随机变化的。由于噪声干扰所引起的合成信号的振幅和相位的这种随机变化分别叫做振幅噪声和相位噪声。

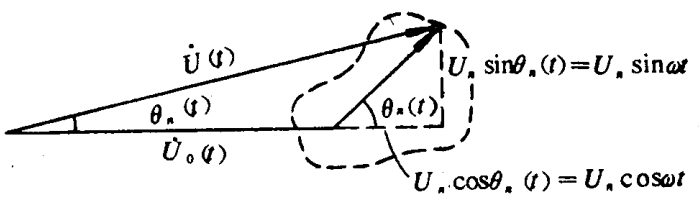


图1.13 噪声矢量对载波矢量的影响

在鉴频器输入端的合成信号为

$$\begin{aligned}u(t)&=U_o\sin\omega_o t+U_n\sin(\omega_o+\omega)t\\&=U(t)\sin[\omega_o t+\theta(t)]\end{aligned} \tag{1.42}$$

式中振幅噪声$U(t)$和相位噪声$\theta(t)$可根据图1.13求出，分别为

$$U(t)=\sqrt{U_n^2+U_o^2+2U_oU_n\cos\omega t} \tag{1.43}$$

$$\theta(t)=\text{arc tg}\frac{U_n\sin\omega t}{U_o+U_n\cos\omega t} \tag{1.44}$$

当噪声振幅比载波振幅弱得多（即$U_n/U_o\ll1$）时，式(1.43)与式(1.44)可近似写为

$$U(t)\approx U_o\left(1+\frac{U_n}{U_o}\cos\omega t\right) \tag{1.45}$$

$$\theta(t)\approx\frac{U_n}{U_o}\sin\omega t \tag{1.46}$$

将上二式代入式(1.42)，得

$$u(t)=U_o\left(1+\frac{U_n}{U_o}\cos\omega t\right)\sin\left(\omega_o t+\frac{U_n}{U_o}\sin\omega t\right) \tag{1.47}$$

这就是鉴频器输入端合成信号的近似表示式。

鉴频器的输出噪声干扰正比于输入合成信号瞬时频率偏移，即

$$u_{no}(t)=k_d\Delta\omega(t)$$

$$=k_d\omega\frac{U_n}{U_o}\cos\omega t \qquad (1.48)$$

该噪声电压在1欧姆电阻上所产生的平均功率为

$$dN_o=\overline{u^2_{no}(t)}=\frac{1}{2}\left(k_d\omega\frac{U_n}{U_o}\right)^2$$

将式(1.34)代入上式，得到

$$dN_o=\left(\frac{k_d\omega}{U_o}\right)^2 g df \qquad (1.49)$$

从上式可见，如果鉴频器输入端是白色噪声频谱，则输出端的噪声功率密度谱按抛物线规律分布，如图1.14所示。经低通滤波器之后，只有图中画阴影的部分才能够输出，这说明调频制的输出信噪比的确得到了改善。

由于已假定$U_n \ll U_o$，因而相位噪声的频率偏移是很小的，这时可将解调系统看成线性系统。所以，当不考虑各噪声分量的相互作用时，则总的噪声平均功率可以应用叠加原理求得：

$$N_o=\int_{-Fm}^{Fm} dN_o=\int_{-Fm}^{Fm}\left(\frac{k_d\omega}{U_o}\right)^2 g df$$

$$=\left(\frac{2\pi k_d}{U_o}\right)^2 g\int_{-Fm}^{Fm} f^2 df$$

$$=\frac{2}{3}\left(\frac{2\pi k_d}{U_o}\right)^2 gF^3{}_m \qquad (1.50)$$

式中，积分限取为$-F_m$至F_m，是因为鉴频器之后有频带宽度为0至F的低通滤波器。这里F_m是调制信号的最高频率。

从式(1.50)可以看出，输出噪声功率正比于调制频率的三次方。因此，噪声频谱的高频成分被大大地加重了。

已知调频波的载波功率为

$$P_o=\frac{1}{2}\cdot U_o^2 \qquad (1.51)$$

将上式代入式(1.50)，得

$$N_o=\frac{1}{3}(2\pi k_d)^2 gF_m^3\ \frac{1}{P_c} \qquad (1.52)$$

该式说明，鉴频器输出的噪声功率N_o反比于平均载波功率P_c。这就意味着增加平均载波功率可以降低输出噪声。

同时，当鉴频器输入端的有用调频信号为

$$u_i(t)=U_o\cos\left[\omega_o t+k_f\int_0^t u_\Omega(t)dt\right]$$

时，其鉴频器的输出信号正比于瞬时频偏，即

$$u_o(t)=k_d\Delta\omega=k_dk_fu_\Omega(t)$$

所以在1Ω电阻上得到的输出信号平均功率为

$$S_o=\overline{u_o^2(t)}=k_d^2k_f^2u_\Omega^2(t) \tag{1.53}$$

又当$u_\Omega(t)$为单频信号，即

$$u_\Omega(t)=U_\Omega\cos\Omega t$$

时，由于

$$u_\Omega^2(t)=\frac{1}{2}U_\Omega^2$$

所以式（1.53）可写成：

$$S_o=k_d^2\cdot k_f^2\cdot\left(\frac{1}{2}U_\Omega^2\right) \tag{1.54}$$

根据式（1.9）上式可改写成

$$S_o=\frac{k_d^2\Delta\omega^2}{2}=\frac{(2\pi k_d)^2\Delta f^2}{2}$$

从而按照式（1.52）和式（1.54）可求得：

$$\left(\frac{S_o}{N_o}\right)_{FM}=\frac{1}{2}k_d^2k_f^2U_\Omega^2\Big/\frac{1}{3}\cdot(2\pi k_d)^2\cdot g\cdot F_m^3\cdot\frac{1}{P_c}$$

$$=\frac{3}{2}\times\frac{k_d^2\cdot\Delta\omega^2\cdot P_c}{(2\pi k_d)^2\cdot g\cdot F_m^3}=\frac{3}{2}\times\frac{\Delta f^2\cdot P_o}{gF_m^3}$$

$$=\frac{3}{2}\times m_f^2\cdot\frac{P_o}{gF_m} \tag{1.55}$$

由式（1.41）和式（1.55），可以求出调频改善系数I_{FM}为

$$I_{FM}=\frac{(S_o/N_o)_{FM}}{(S_o/N_o)_{AM}}=\frac{\frac{3}{2}\times m_f^2\cdot\frac{P_o}{gF_m}}{\frac{1}{2}\times m_a^2\cdot\frac{P_o}{gF_m}}=3\cdot\left(\frac{m_f}{m_a}\right)^2 \tag{1.56}$$

从式（1.56）可知，当m_a最大时，即$m_a=1$时

$$I_{FM}=3m_f^2$$

一般$m_f\geqslant 5$，即

$$I_{FM}\geqslant 75\approx 19\ \text{dB}$$

换言之，要使两种接收机的输出端具有相同的信噪比，调频载波功率可减小到1/75。

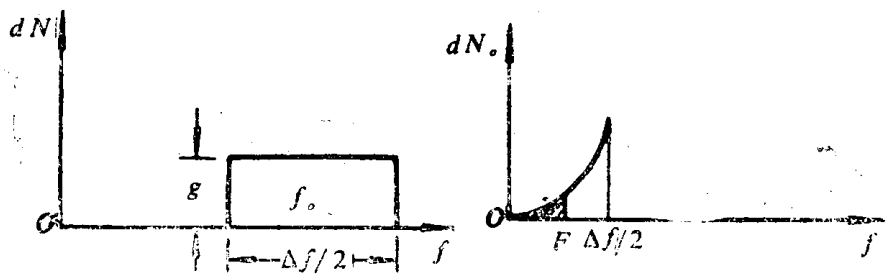


图1.14 鉴频器输入和输出噪声功率谱密度

1.2.5 预加重与去加重

在前几节中我们已经知道，对调频波来说，随着调制信号频率的升高，m_f将减小，输出信噪比将较差。也就是说，噪声频谱是集中在高声频段。如果在接收机输出端加一高频衰减网络，将噪声加以衰减，就可减轻高声频段的噪声，但这样会使接收的节目信号中的高声频也同时被衰减。所以，如果在发送端预先将信号中的高声频成分的电平有有意识地按某种规律加以提升，即采用所谓的预加重措施，然后在接收端将高声频成分的电平按同样规律衰减，即采用所谓的去加重措施，则噪声被衰减，而节目信号中的高声频电平则可以恢复为原有电平，如图1.15所示。

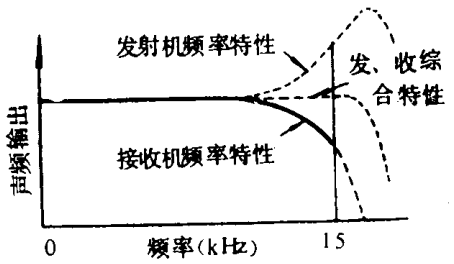


图1.15 调频广播预加重和去加重的作用

预加重特性的选择是值得仔细考虑的。如果高频成分预加重得太厉害，而调制指数又不作相应地降低的话，则所发射的调频波占据的频带就太宽，结果就抵消了预加重的好处。实现预加重的一个很简单的方法，就是选择这样一种特性，使得鉴频器的输出为白色噪声密度谱。由于鉴频器输出噪声功率谱密度是随着频率的增加按抛物线规律上升的，因此我们可以采用一种对信号来说也具有抛物线规律的预加重特性，亦即预加重电路的传输函数为

$$H(j\omega)=1+j\frac{\omega}{\omega_1} \tag{1.57}$$

很逼近于这种响应特性的一个RC网络例如图1.16所示。

若$R_1\gg R_2$，则图中的ω_1、ω_2分别为

$$\omega_1=\frac{1}{R_1C}=\frac{1}{\tau_1}=2\pi f_1$$

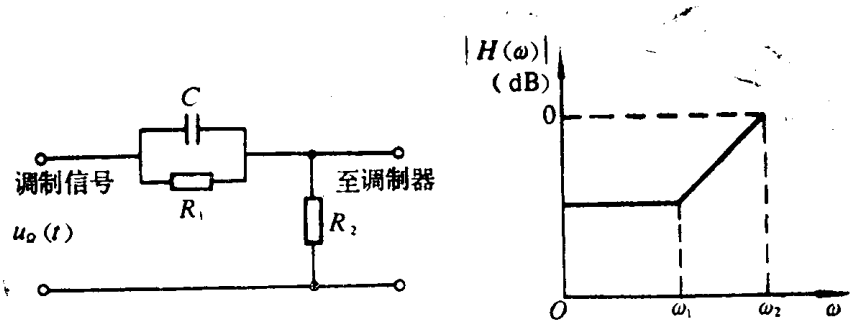
$$\omega_2=\frac{1}{R_2C}=\frac{1}{\tau_2}=2\pi f_2 \tag{1.58}$$

式中，$\tau_1=R_1C$为网络的时间常数。通常f_1的数值选择为信号频谱密度下降了3 dB时所对应的频率值。对于调频广播(无论单声道、还是立体声广播)f_1约为3.2kHz(这时$\tau=50\mu s$)，f_2应位于需要传输的最高音频频率之上，对于单声道广播而言，$f_2>F_m=15$kHz。

在鉴频器之后，接收机的去加重网络必须有相反的特性，其传输函数应为

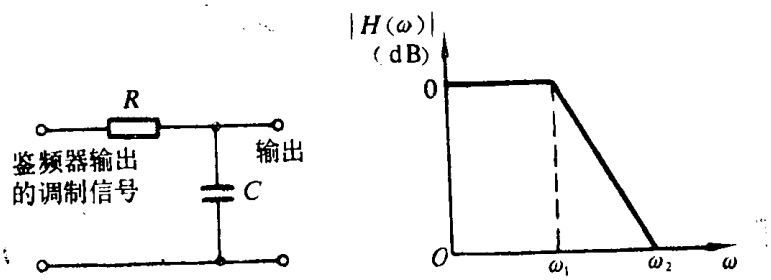
$$H(j\omega)=\frac{1}{1+j\frac{\omega}{\omega_1}} \tag{1.59}$$

图1.17所示的简单RC网络，即具有这种去加重特性。一般f_1应取3.2kHz，以及使加重的信号恢复到它原来的相对值上。



(a) 预加重网络　　(b) 预加重特性

图1.16 预加重网络及其特性



(a)去加重网络　　(b) 去加重特性

图1.17 去加重网络及其特性

下面我们来定量分析采用了预加重-去加重技术以后，调频制信噪比的改善情况。

假设加重网络的参数选择得很合适，因而经过预加重和去加重之后，信号随频率的分布没有发生任何变化。但是，鉴频器输出端的噪声频谱密度发生了显著的变化，如图1.18所示。如果能够算出经去加重之后输出噪声减小的数值，即可求出输出信噪比的改善程度。

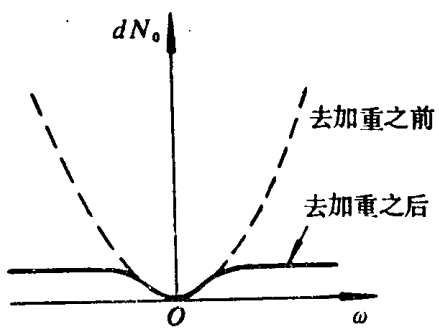


图1.18 经去加重后的噪声频谱密度

由式(1.49)可得，鉴频器输出端的各噪声分量的平均功为

$$dN_o = \left(\frac{k_d\omega}{U_o}\right)^2 g df = \frac{(2\pi k_d)^2}{2P_o} g \cdot f^2 \cdot df \qquad (1.60)$$

鉴频器输出噪声经去加重网络后，所输出的噪声平均功率为

$$N_o' = \frac{1}{\pi}\int_{-Fm}^{Fm} |H(j\omega)|^2 dN \qquad (1.61)$$

式中，$|H(j\omega)|^2$可按照式（1.59）求得为

$$|H(j\omega)|^2 = \frac{1}{1+\left(\frac{\omega}{\omega_1}\right)^2} = \frac{1}{1+(2\pi\tau_1 f)^2}$$

所以式（1.61）可写成：

$$N_o' = \frac{(2\pi k_d)^2}{2P_c} \cdot g \cdot \int_{-Fm}^{F} \frac{f^2}{1+(2\pi\tau_1 f)^2} df$$

$$= 2 \cdot \frac{(2\pi k_d)^2}{2P_c} \cdot g \cdot \frac{1}{(2\pi\tau_1)^3} \cdot [2\pi\tau_1 F_m - \mathrm{arctg}(2\pi\tau_1 F_m)]$$

$$= 2 \cdot \frac{(2\pi k_d)^2}{2P_c} \cdot g \cdot \frac{2\pi\tau_1 F_m - \mathrm{arctg}(2\pi\tau_1 F_m)}{8\pi^3 \tau_1^3} \qquad (1.62)$$

我们把采用预加重—去加重技术后，信号噪声比改善程度用所谓噪声改善系数 I_{nd} 来表示，其定义为

$$I_{nd} = N_o / N_o' \qquad (1.63)$$

将式（1.50）和（1.62）代入式（1.63）得：

$$I_{nd} = \frac{\frac{2}{3} \cdot \frac{(2\pi k_d)^2}{2P_c} \cdot g / F_m^3}{2 \cdot \frac{(2\pi k_d)^2}{2P_c} \cdot g \cdot \frac{2\pi\tau_1 F_m - \mathrm{arctg}(2\pi\tau_1 F_m)}{8\pi^3 \tau_1^3}}$$

$$= \frac{1}{3} \cdot \frac{8\pi^3 \tau_1^3 F_m^3}{2\pi\tau_1 F_m - \mathrm{arctg}(2\pi\tau_1 F_m)} \qquad (1.64)$$

从式（1.64）可知，I_{nd}的数值大于或等于 1 。所以去加重网络降低了输出噪声。例如当 F_m= 15kHz，τ_1=50μs时，I_{nd}=10.310dB，所以噪声减小到约十分之一。

图1.19所示曲线是按照式(1.64)绘制。很显然，从图中可知I_{nd}随着频率的增加而增加。

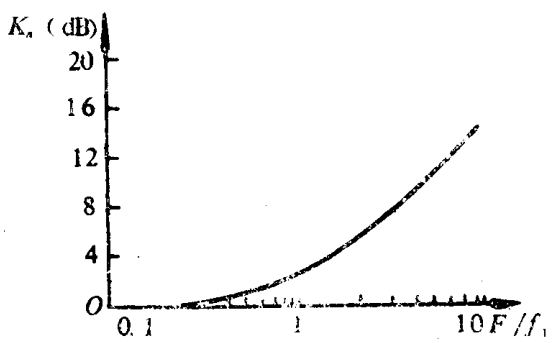


图1.19 去加重对信噪比的改善

1.3 调频立体声广播标准和制式[2]

1.3.1 立体声原理[9]

坐在音乐厅里，凭借听觉器官——双耳，我们不仅能听得出交响乐队演奏乐曲的旋律及强弱变化，判断是什么乐器发出的动听的声音，而且还可以判断各种乐器在舞台上的位置。即使你闭上眼睛，也可以听得出第一小提琴演奏的声音来自舞台左侧，而打击乐器来自舞台的右后方……我们在音乐厅中聆听到的这种层次分明、具有立体感（方位感和深度感）的声音效果，就是通常所说的立体声。但是进入音乐厅一饱耳福的人毕竟是少数，大多数音乐爱好者还是要通过立体声重放系统聆听能获得身临其境之感的立体声节目。目前应用最广泛的立体声重放系统是双声道立体声系统，这种系统用两套独立的扬声器系统分别放在聆听者的左前方和右前方。当来自立体声节目源（立体声广播、磁带或唱片）的信号经放大后送往两扬声器放音时，由于具有一定强度差和时间差，聆听者就会感觉到有一个声象在两扬声器之间的某一位置上，获得相当于听众在真实舞台前方相应位置直接聆听时同样的立体声效果。

声音可以由声波传到人的双耳时所具有的强度差（声级差）、时间差（相位差）、音色差来区别。这些差别作用于人的中枢神经系统，使中枢神经系统对声音传来的方向做出心理判断，这就是“听觉定位”。强度差、时间差、音色差是听觉定位的三大要素。当一声源发声时，由于聆听者自身头部的屏蔽作用，声源到两耳的距离一般来说并不相等。因此，到达两耳的声音也不完全相同，而是具有一定的强度差和时间差。事实说明，人们的这种判断、辨别能力决不是只对单一声源，而是对复杂的集群声源的各个细节都具有强有力的感知能力。

在双声道立体声系统中，为了获得声象定位及宽度感效果，必须同时使用两组扬声器系统，而每组扬声器系统的声音都会到达人的左、右耳，人们的主观感觉是两耳接收两个声源迭加后的综合结果。总的说来，两个声源都能到达听音者双耳这种状态，冲淡了各种定位因素的作用，因而情况变得更为复杂。

左扬声器到达右耳的声音信号和右扬声器到达左耳的声音信号，被称为通道向与听觉间的交叉信号。如图1.20所示，A_R、B_L是交叉信号，A_L、B_R是主导信号。显然A_R与A_L间的时间差Δt等于B_L与B_R间的Δt。一般Δt能用下式[9]来计算：

$$\Delta t=\frac{21\sin\theta}{c} \qquad (1.65)$$

式中，c=344m/s（声速）。当然这里分析的都是假定听声音在两只扬声器中点正前方，而且左右声道信号A、B间的声强差$\Delta p=0$，时间差$\Delta t=0$。现假设AB间出现Δp，则此通道间Δp会造成听觉间的Δp，但由于有交叉信号A_R、B_L的存在，在低频段还会产生一个新的时间差Δt_1这个Δt_1的计算推导较为复杂，因此直到1957年才发表。由于在低频段，Δt与相位差$\Delta\phi$是同样有效的，所以对Δt_1的推导结果，可用$\Delta\phi_1$来表示如下：

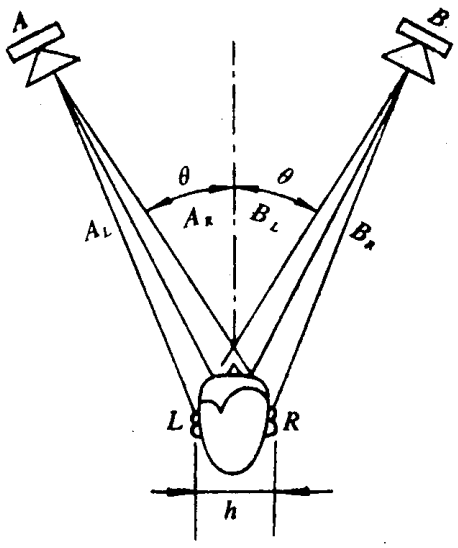


图1.20 通道间与听觉间交叉信号的影响

$$\Delta\phi_1 = \frac{P_{sap}-P_{sbp}}{P_{sap}+P_{sbp}} \cdot \frac{\omega h\sin\theta}{v} \qquad (1.66)$$

式中$\omega=2\pi f$，f为声波频率；

v为声速，34400cm/s；

h为头部直径，可取20cm；

θ角如图1.20，P_{sap}、P_{sbp}分别为左、右声道的声压。

所以，由于交叉信号的存在，通道间声级差不但产生听觉间声级差，而且还附加产生了一个听觉间相位差 $\Delta\phi_1$。

另一方面，如果左、右扬声器保持声级相同，即通道间声级差为零，而引入一个通道间时间差，这个通道间时间差同样不只是引起听觉间时间差，这也是由于交叉信号存在的缘故。

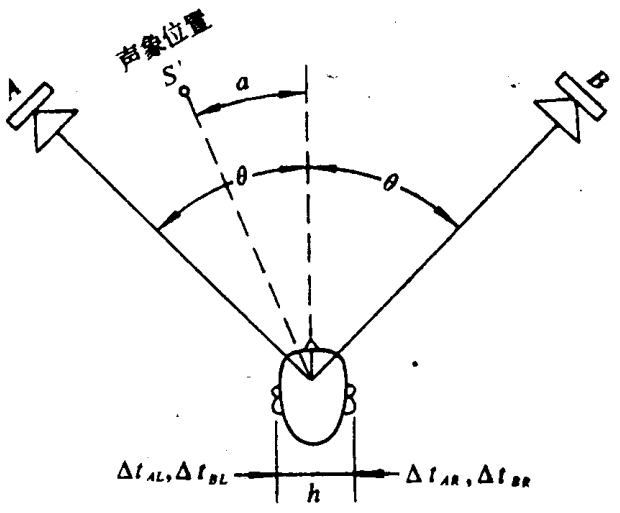


图1.21 对只存在Δp的双声源所产生的声参方位

李开对双声道扬声器重放系统通道间的Δp与Δt作了充分的研究。他的大量试验而证：Δp与Δt引起人们听觉上的反应与试听声音素材无关，与使用的声压级绝对值无关，而且对所有的听音者试验结果的一致性甚好。

对只存在Δp的双声道扬声器重放系统，李开导出了声象方位的计算公式，这个公式是经过简化了的，但与试验结果十分吻合。声象方位以α角示出，见图1.21。α角与θ角的关系

为

$$\sin\alpha=\frac{P_{sap}-P_{sbp}}{P_{sap}+P_{sbp}}\sin\theta \qquad (1.67)$$

应该说明，上述公式主要在低频段有效。这是因为一旦进入高频段，交叉信号引起的Δt与$\Delta\phi$的关系要复杂得多。

由图1.22可见，当在中轴线上听音，通道间声级差与声象位置有很好的线性关系，而偏离中轴线后，声象再现的状况变得很差。

由李开的试验和推导可以看出，在用两套扬声器听音的立体声系统中，由于交叉信号的干扰，问题要变得复杂得多。

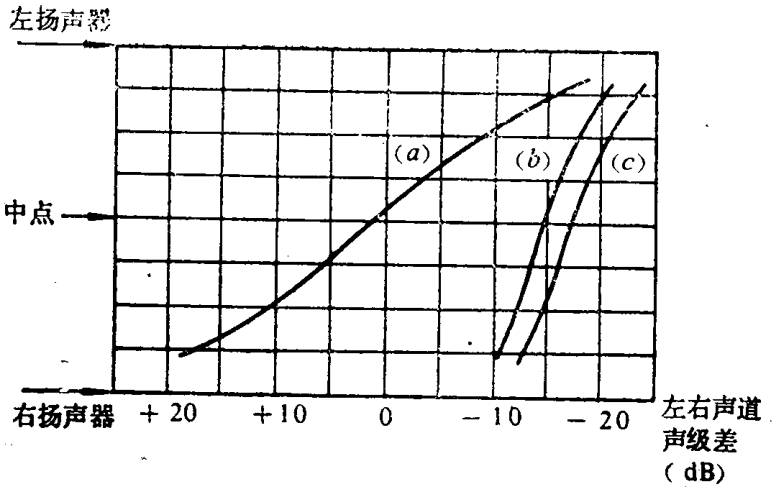


图1.22 听音者偏离中轴线的影响

(a)、在中轴线上；(b)、在中轴偏左0.85m位置；(c)、在中轴线偏左1.7m位置

听音时，听音者与扬声器中点距离2.5m

从上述分析可知，适当改变两个扬声器之间的声音差异，就能获得所需声象。这就为声音的立体声重放创造了条件。现代双声道立体声重放技术就是根据这一原理发展起来的。

1.3.2 双声道调频立体声广播制式

双声道立体声，是将声源的全部信息检拾成左（L）、右（R）两路声频信号（两个声道）进行重放。而双声道立体声广播就是将左（L）、右（R）两个声道的声频信号经过处理后调制在载波上，然后由发射机将已调制的载波发射出去，供接收机接收。

立体声广播制式选择原则，一是具有兼容性；二是接收机结构简单，造价低廉；三是副载波的质量要好。经过数十年努力和实践，目前双声道立体声调频广播的制式又趋向统一为调频—调幅（即GE—Zenith）制式，这种系统的电声技术指标甚高。

下面我们先介绍一下曾经出现或目前尚在使用的一些立体声广播制式。

一、副载频制式——用副载频传送右声道信号，而以左声道信号作为声频段主信号

很明显，这种制式不能作单声道兼容接收。这是因为左声道信号经过一次解调—鉴频，

即可取出，而右声道信号需要两次解调—先鉴频再检波才能取出。当然，左、右通道的信号噪声比指标也有差异，右通道差些。

二、 副载频编码形式——用副载频传送左、右声道信号之差（$L-R$），而以左、右声道信号之和（$L+R$）作为声频段主信号

这是最为成功的一种制式，它后来发展为现今最通用的立体声广播制式，也就是调频—调幅（GE—Zenith）导频制式，下节内对此还将详述。

它的单声道接收兼容性极好，因为只要一次解调，取得主信号（$L+R$），即为完整的单声道信号。当然，对单声道接收，信号噪声比指标要略受副载频的影响而有所下降，但由于对左、右声道的影响相同，所以为害不大。由下列信号噪声比指标，可以说明这一点。当采用副载频制式时，左声道（主信号）信号噪声比为65dB，而右声道（副载频解调下来的）仅为25dB。当采用调频—调幅制式时，左、右声道均为40dB。

三、 极化调制形式——将L和R信号分别调幅副载波的正负两个半周，形成极化调制波，极化调制后的副载波再去对主载波调频。极化调制制虽然也是先调幅再调频，属于调幅—调频制式，但和导频制中的调幅—调频不一样。在导频制中，副载波在被调幅后，其本身几乎全部被抑制掉了，只留下两个边带，而在极化调制制中是部分抑制副载波。苏联从1959年开办立体声调频广播就选用了极化调制制。

四、调频—调频（FM/FM）制式——运用副载频的方式有多种，主要不同在于对差信号（$L-R$）的处理不同。这里所说的制式是对副载频也进行调频（而不是调幅），是由瑞典广播机构研究出来的，见图1.23。

这种制式的副载频选为45kHz，在接收端对差信号（$L-R$）需进行两次鉴频才能取出。这种制式的优点是左、右通道间的串音衰减可以做到60dB，因而分离度极好。而FM/AM制式串音衰减仅为40～45dB。但FM/FM制式电路结构较为复杂，接收机与发射机的造价较高。

五、 时间分割（米勒）制式——将左右声道进行高速切换，轮流对发射载波进行调频，为图1.24所示。

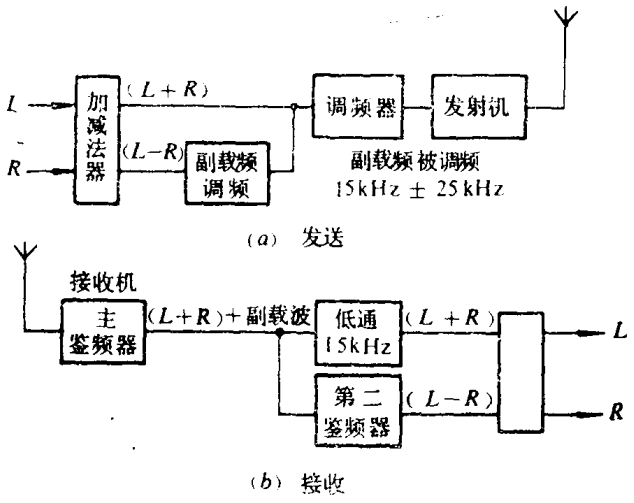


图1.23 FM/FM立体声广播制式

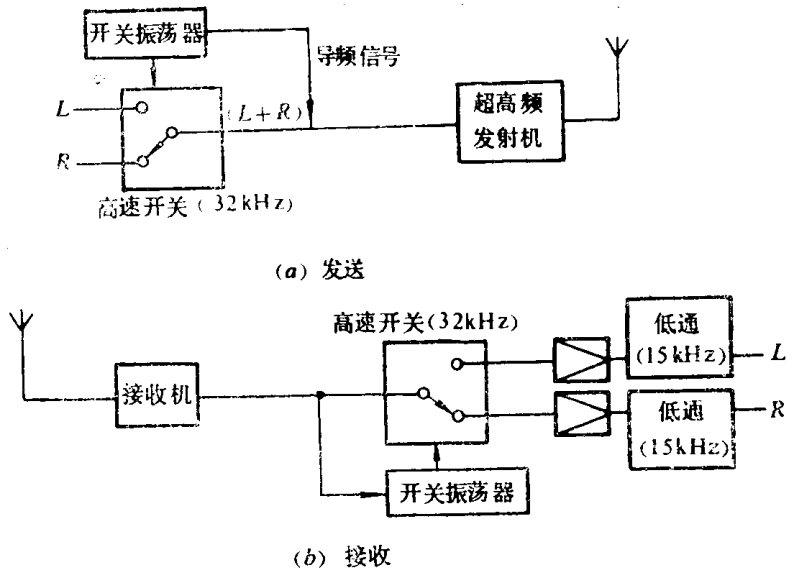


图1.24 米勒制式

由于左、右声道两个信号都调制主载频，因而对称性甚好，切换频率为超声频率，通常选为32kHz。这种制式作单声道接收时兼容性很好，只要重放（$L+R$）信号即可，不必再用高速切换电子开关来解码。时间分割制式接收机的开关频率，必须与发射机开关频率保持严格同步关系，否则就将整个节目弄混淆了。

信号噪声比指标降低的问题仍然存在：对单声道接收对比单一通道(左或右)下降2dB，对立体声接收则要下降15dB。

这种制式是典型的时间分割制式，但从数学推导可知，这种制式也可以看作为副载频频率等于开关频率的系统，此时，副载频被进行调幅。

在接收端，经高速切换开关解码出左、右声道信号以后，还必须经过低通滤波器滤除开关频率、它的各次谐波等超声信号，以免它们与和本立体声系统相连接的录音机内偏磁信号相互干扰。

六、 EMI编码制式——这种制式不一定限制于超高频广播，理论上在任何广播系统中均可应用。它的发送、接收方块图如图1.25所示。

在发送系统中，将和信号（$L+R$）直接调制发射机，可以调幅也可以调频。

这种制式的单声道接收兼容性甚强，而且兼容接收时信号噪声比指标的跌落完全可以忽略。这种制式不使用差信号（$L-R$），而是从左、右两声道信号中，导出一个方向性信号。它的频带很窄，只有100Hz左右，因而可把它放置于声频频谱的低端或高端进行传输。

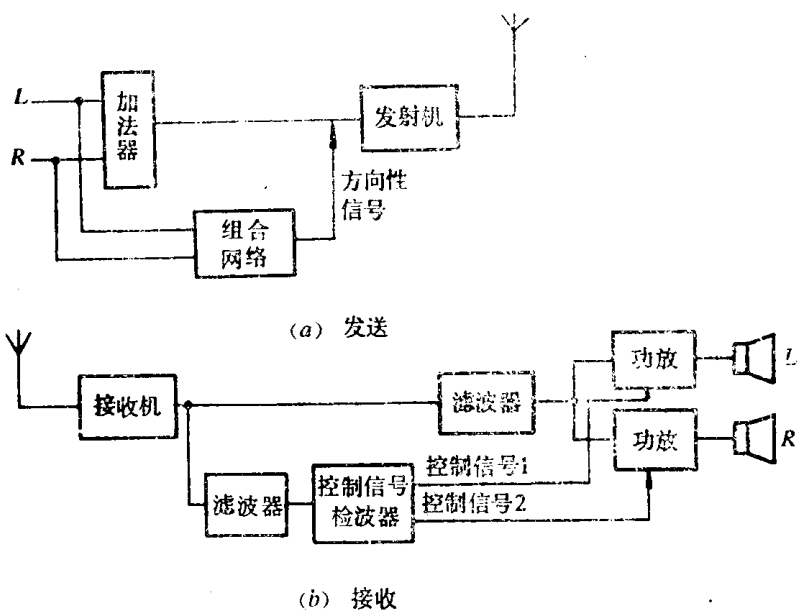


图1.25 EMI编码制式

接收时，和信号解调以后馈送到左、右两套功放及两只扬声器中去。但每套功放各有一个控制电路，它受方向性信号导出的信号控制。这些信号控制着两套功放的相对增益，所以可以在重现的声象群中，移动重放声象位置至其合适的地方。当只有一个声源时，这种系统是十分成功的。这时，在电路设计中需注意：方向性信号需从特定声音信号的前20ms的地方取出。这是因为按统计学基本理论，如另一个声音信号在此之后发生于声音舞台的不同位置上，则这第二个声音信号的前20ms被用来确定它的位置。按此类推，其它各个声音信号，也会被放置在正确的位置上。

另外，假设人们存在着听觉留存能力，则这种能力可以使听音者主观上感到整个声音舞台充满了各个不同的再现声象。因为，节目和方向性信号的总的带宽，仍然在整个广播系统的正常声频调制范围以内，所以，这样的系统比以往谈到的各种系统更为简单，因而造价便宜。

实际试验的结果是：在某些特定情况下，重放某些音乐素材，这种系统的效果很好。但不幸的是，它只能给出一系列的点声象，正如使用许多只声象移动器来调整许多路单声道输入信号一样。它还不能百分之百地反映完整的、严密的声音舞台，因而使立体声声象质个整有所降级。换句话说，尚不能给出原来音乐的真实声学背景，特别对原来声音中横贯声量群音舞台的连续混响声，不能得到准确地重放。

1.3.3 调频——调幅导频制

我国和世界上大多数国家一样，采用调频——调幅导频制作为立体声广播的制式，其标准GB4311.2—84：“调频广播立体声”见附录所示。这里就其概况加以叙述。

一、调频——调幅导频制

导频制双声道调频立体声广播是以副载波调幅的形式来传输立体声信息的调频广播系统，其基带复合信号$U_A(t)$能用下式表示：

$$U_A(t)=(L+R)+(L-R)\sin\omega_s t+P\sin\frac{\omega_s}{2}t \qquad (1.68)$$

式中L为左信号电压；

R为右信号电压；

ω_s为副载波角频率($f_s=38\text{kHz}$)；

P为导频信号电压的振幅值（最大频偏10%的值）。

从式中可知，这种立体声信号包括三部分。一部分（第1项）是L与R之和M信号，它与单声道广播一样，是由主信道来传输的，其最大频偏为单声道广播时最大频偏的90%。第二部分（第2项）是L与R之差S信号调幅频率38kHz副载波，并将副载波抑制后留下的两个边带波。第三部分（式中第3项）是为了在接收机中恢复38kHz副载波（保证不至于由于副载波被抑制掉影响S信号的解调）加入的频率为19kHz且幅度适量的导频信号。用上述三部分信号对主载波信号调频，便形成了导频制立体声调频广播信号。这种导频制立体声信号的频谱如图1.26所示。

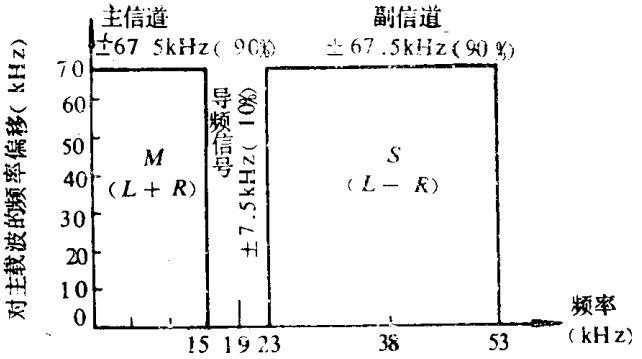


图1.26 导频制立体声信号频谱图

二、导频制立体声的编码和解码

在调频——调幅导频制立体声广播中，是用式(1.68)所表示的复合信号来对主载波进行调频的。合成这种复合信号的系统是图1.27所示调频立体声发射机系统图中的一部分。左右信号通过矩阵电路后产生和信号(主信道信号)和差信号。差信号经平衡调幅(对38kHz副载波调幅)形成副信道信号。另外，将38kHz二分频后形成19kHz的导频信号。将主信道信号、副信道信号、导频信号合成后作为立体声调制的复合基带信号。

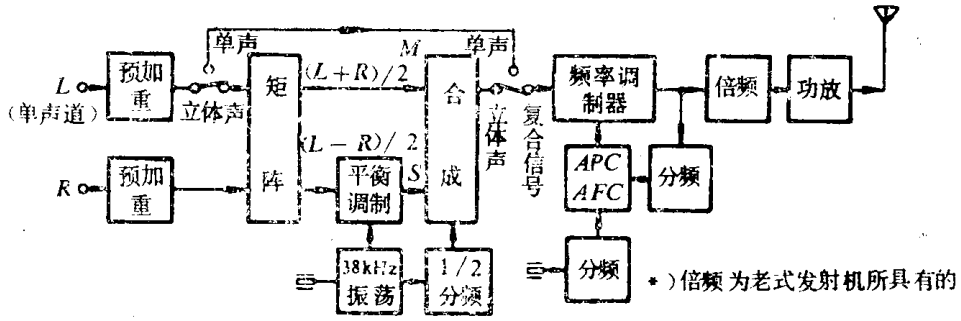


图1.27 立体声发射机系统框图

至于导频制信号的解码方式有矩阵方式和开关方式。前者是利用低通滤波器从鉴频后复合信号中取出和信号；用带通滤波器从中取出式(1.68)中的第二项分量；由19kHz选频电路分离出导频信号。由于第二项分量是经副载波平衡调幅后副载波已被抑制掉，所以必须先恢复副载波后才能解调出$L-R$信号。副载波的恢复是将19kHz导频信号倍频后得到的。将这副载波信号和第二项分量同时加到包络检波器，解调出差信号，最后将上述和($L+R$)，差($L-R$)信号加到矩阵电路，再生出L、R信号。

然而，在矩阵方式解码器中，由于主、副信道信号通过不同的滤波器，这些滤波器的相位特性的不一致将对左右分离度等指标产生较大影响。由于这种方式在设计和调试中有许多难题，所以目前几乎已不应用这种方式的解码器。下面我们概略地讲述实用的开关方式。

所谓开关方式，就是用开关信号依次对立体声复合信号取样在其后面插入15kHz低通滤波器以恢复L、R信号。开关信号的重复频率是副载波频率$f_s=38$kHz，但实际上，考虑到检

波灵敏度等因素常用图1.28所示的38kHz矩形波，其周期$T=\frac{1}{f_s}$，相对于左、右信号的解码用开关信号$g_L(t)$、$g_R(t)$可分别用下列开关函数来表示：

$$g_L(t)=1-\frac{4}{\pi}\sum_{n=1}^{\infty}\frac{1}{n}\sin n\omega_s t \qquad (1.69)$$

$$g_R(t)=1+\frac{4}{\pi}\sum_{n}^{\infty}\frac{1}{n}\sin n\omega_s t \qquad (1.70)$$

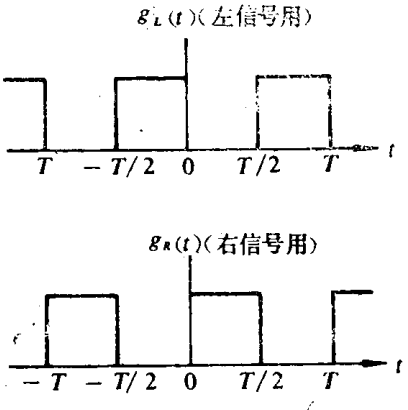


图1.28 解码用开关信号波形

开关取样过程，实质上是用$g_L(t)$或$g_R(t)$去乘式(1.68)的$A(t)$，并经低通滤波器后所得到的左信号输出L_{out}为

$$L_{out}=\frac{L}{2}\left(1+\frac{2}{\pi}\right)+\frac{R}{2}\left(1-\frac{2}{\pi}\right) \qquad (1.71)$$

右信号输出R_{out}为

$$R_{out}=\frac{L}{2}\left(1-\frac{2}{\pi}\right)+\frac{R}{2}\left(1+\frac{2}{\pi}\right) \qquad (1.72)$$

从式(1.16)、(1.17)中可知，在L_{out}、R_{out}分别都包含有L、R信号，进一步得到纯正的L和R可用下方法。把式(1.13)收到的$A(t)$信号，经过低通滤波器，滤出$L+R$乘以系数，形成一个反相信号：

$$\frac{L+R}{2}\left(1-\frac{2}{\pi}\right) \qquad (1.73)$$

在差分放大器中用此信号去分别抵消，最后得到解码后输出信号分别为：

$$L'_{out}=\frac{2L}{\pi}$$

$$R'_{out}=\frac{2R}{\pi}$$

三、调频立体声广播频道规划和干扰保护率

在准备实施调频广播时，首先要对其频率进行全面规划。我国从1985年开始着手全面规划，估计在近年内可规划完毕。我国规定标称可用场强为：

城市收听　60dB　（接收天线高度4m）

农村收听　46dB　（接收天线高度4m）

0dB标准为1μV/m，标称可用场强是规划的目标值，对立体声和单声道广播以及双节目广播都采用同一标准。在规划时，确定边界可用场强应考虑下列几个因素：

1. 杂波干扰强度；

2. 接收机的灵敏度；

3．邻近发射机的干扰场强。

在上述三个因素中，其第2项一般与成本有关，对一半民用接收机来说，其灵敏度大多在36dBμV～46dBμV左右。而第1项杂波干扰主要对市区工业干扰，机动车点火干扰以及无线电设备所产生干扰等等而言。其第3项干扰就应以合理的频率规划来减弱。

除此之外，作为频率政策，我国规定调频广播使用87～108MHz频段，频道间隔100kHz。同台频率间隔不小于800kHz，等等。但其中以干扰保护率的标准为最重要。

表1.2 调频干扰保护率

频率间隔(kHz)	(射频)干扰保护率(dB)	
	稳干扰情况	对流层干扰情况
0	45	37
100	33	25
200	7	7
300	−7	−7
400	−20	−20

所谓干扰保护率是指为达到良好的接收效果，主用发射机服务场强必须超过综合干扰场强的数值。即保护率等于主用发射机边界可用场强（dB）减去综合干扰场强（dB）。表1.2是调频干扰保护率的标准。对于立体声广播而言，其频率差为100kHz左右，由于对立体声解码器有干扰，所以其干扰保护率应比单声道时的大一些。

四、调频立体声广播接收机输出信号的SN比

本节讲述调频广播接收机前端器件自噪声所引起的输出信号的SN比。通常一般调频广播接收环境下，其他干扰较小，接收机的前端器件噪音成为主要干扰，因此这种噪音决定了接收机极限灵敏度，我们并以调频广播与双边带调幅广播加以比较，而且还对单声道广播时的SN比与立体声广播进行比较。

在双边带调幅广播中，令接收机的音频带宽为F_m，由式（1.41）可知，为100%调制时的SN比为：

$$\left(\frac{S_o}{N_o}\right)_{AM}=\frac{P_c}{2gF_m} \tag{1.74}$$

式中P_c为载波功率（AM）；

g为输入噪声是白噪声时的噪声功率谱密度。

在调频单声道广播时，根据式（1.54）和式（1.62）可求得其SN比为

$$\left(\frac{S_o}{N_o}\right)_{MO}=\frac{P_c}{2gF_m}\cdot\frac{8\pi^3\tau^3F_m\Delta f^2}{2\pi\tau F_m-\mathrm{arctg}(2\pi\tau F_m)} \tag{1.75}$$

式中τ为预加重时间常数，我国规定为50μs。

Δf为最大频偏，我国规定为±75kHz。

因此当双边带调幅广播的F_m与调频广播的声音带宽15kHz相等时，则

$$\frac{(S_o/N_o)_{MO}}{(S_o/N_o)_{AM}}=\frac{8\pi^3\tau^3F_m\Delta f^2}{2\pi\tau F_m-\mathrm{arctg}(2\pi\tau F_m)} \qquad (1.76)$$

从上式可知，调频单声道广播在加重—去重处理后，其SN比比双边带调幅广播改善了28.9dB。若$\tau=75\mu s$，则该值增加到31.9dB。在中短波广播中，由于接收机的声音带宽小于15kHz，例如，为7.5kHz或3.75kHz时，相当于将式（1.76）除$\frac{1}{2}$、$\frac{1}{4}$，因此，其改善度分别为25.9dB、22.9dB。

其次，就单声道广播与立体声广播的SN比加以比较。令调频鉴频后的基带噪声电压密度（每单位频率的噪声电压密度）为$P(f)$，则可以得到下式：

$$P(f)\propto\sqrt{\eta(f)}=\sqrt{\frac{g}{P_o}}f \qquad (1.77)$$

从式中可知，噪声电压密度与基带频率成正比，其分布如图1.29所示。立体声广播场合的噪声输出功率为0～15kHz噪声功率与23～53kHz间噪声功率之和。但在实际中，由于立体声解码后通过去加重电路，所以其输出噪声功率也是图中纵线部分噪声功率的积分。若设单声道广播时噪声输出功率为N_{MO}，立体声广播时的噪声输出功率为N_{ST}，则可得：

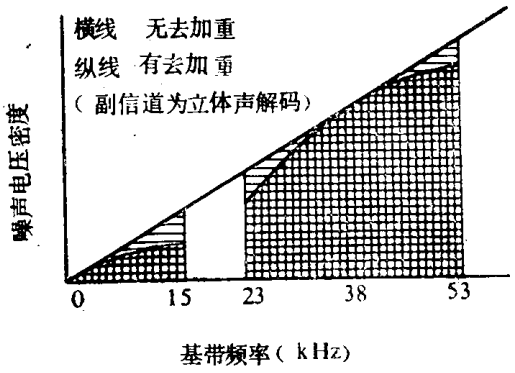


图1.29 调频接收机基带噪声电压密度分布

$$\frac{N_{ST}}{N_{MO}}=\frac{\frac{g}{P_o}\cdot\frac{2\pi\tau F_m-\mathrm{arctg}(2\pi\tau F_m)}{8\pi^3\tau^3}+\frac{g}{P_o}\int_{f_s-F_m}^{f_s+F_m}\frac{f^2}{1+(2\pi\tau)^2(f-f_s)^2}df}{\frac{g}{P_o}\cdot\frac{2\pi\tau F_m-\mathrm{arctg}(2\pi\tau F_m}{8\pi^3\tau^3}}$$

$$=\frac{3\{2\pi\tau F_m-\mathrm{arctg}(2\pi\tau F_m)+2(2\pi\tau F_m)^2\mathrm{arctg}(2\pi\tau F_m)}{2\pi\tau F_m-\mathrm{arctg}(2\pi\tau F_m)} \qquad (1.78)$$

式（1.78）之值，在$\tau=50\mu s$时为20.8dB，在$\tau=75\mu s$时为22.2dB。由于在立体声广播时，导频信号占有最大频偏的10%，所以与单声道广播相比，其信号输出功率减低0.9dB。从而，立体声广播时的SN比和单声道场合相比，$\tau=50\mu s$时恶化了21.7dB，$\tau=75\mu s$时恶化了23.1dB。

到此为止，我们叙述了SN比的改善和恶化值。若高频信号的输入电平超过阈值电平，则从理论上讲，任何输入电平都是正的。由于SN比与高频输入信号电平成比例，则输入电平越大SN比越大，但在实际接收机中，接收机音频放大器也存在噪声，因而输入电平增大一定程度，输出SN比趋于饱和。

图1.30所示特性曲线是表示同一接收机在接收单声道广播和立体声广播时的声音输出SN特性曲线。当高频输入信号处于A点电平时，与理论计算一样，两者的SN比有较大差别；而到达B点时，其差别偏少，直至没有区别（C点电平）。

因此，立体声调频在接收机第1级高频放大器中应尽可能使用噪声系数小的放大器，那

么这相当于图1.30中的立体声调频广播的SN比曲线往左移，做到这一点，也即C点和B点靠拢，因此在高频输入信号电平小的场合，其立体声广播时的SN比并不会比单声道广播时差。或者尽可能使用高增益天线，使接收机感受到更高电平的信号，能使SN比恶化程度小一些。

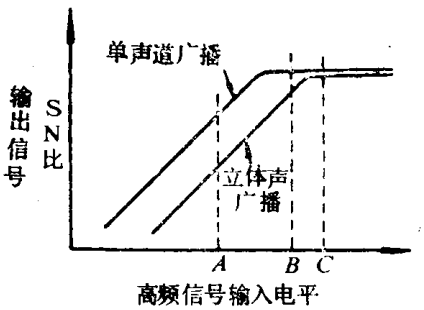


图1.30 鉴频器输出信号的SN比特性曲线

下面我们来观察一下电场强度与调频接收机声音输出SN比的关系。现在假设接收天线的辐射阻抗与调频接收机输入阻抗是匹配的，那么由半波振子天线所感应的电压值（开路）能由下式来表示：

$$U_{op}=E\cdot\frac{\lambda}{\pi}\cdot\sqrt{\frac{R}{73.13}} \tag{1.74}$$

式中U_{op}为开路感应电压（V）；

E为电场强度（V/m）；

R为辐射电阻（Ω）；

λ为载波的波长（m）。

若忽视馈线损耗，则用下式表示的信号有源功率P_{sir}为接收机输入端的信号功率。

$$P_{sir}=V_o^2/4R=\frac{E^2\lambda^2}{4\pi^2\times73.13} \tag{1.80}$$

另外，在接收机输入端的噪声功率P_N为

$$P_N=K_oTB \tag{1.81}$$

式中K_o为玻兹曼常数（1.38×10^{-23}J/K）；

T为绝对温度（K）；

B为接收机带宽（Hz）。

因此，接收机的整机噪声系数几乎为初级高频放大器的噪声指数大小所左右，若令该值为F（dB），则鉴频器输入端的信号功率P_{SD}和噪声功率P_{ND}之比能用下式表示：

$$\frac{P_{SD}}{P_{ND}}=\frac{\frac{E^2\lambda^2}{4\pi^2\times73.13}}{K_oTBF}=\frac{E^2\lambda^2}{4\pi^2\times71.13K_oTBF} \tag{1.82}$$

从而，可求得单声道广播时，其声音输出SN比为

$$\left(\frac{S_o}{N_o}\right)_{MO}=\frac{E^2\lambda^2}{4\pi^2\times73.13\times K_oTBF}\times\left[3\left(\frac{\Delta f}{F_m}\right)^2\cdot\left(\frac{B}{2F_m}\right)\right]$$

$$\times\left\{\frac{1}{3}\cdot\frac{8\pi^3\tau^3F_m^3}{2\pi\tau F_m-\mathrm{arctg}(2\pi\tau F_m)}\right\} \tag{1.83}$$

令载波频率为91MHz，噪声系数F为9dB，绝对温度T=293K（20°C），B=200kHz，Δf=±22.5kHz（30%调制）F_m=15kHz，τ=50μs时，求得的声音信号输出SN比（dB）

为

$$10\lg\left(\frac{S_o}{N_o}\right)_{MO}=(E_o-1.6)+16.5+10.2$$

$$=E_o+25.1\quad dB \tag{1.84}$$

式中E_o的单位为dB·μV/m（令1μV/m=0dB）。

在上式中，16.5dB是在30%调制的调频改善系数，10.2dB是预加重而导致的SN比改善量。从式（1.84）中可知，若在单声道广播时有29.9dB·μV/m的电场强度，则30%调制时的声音信号输出SN比即可高达55dB。又因立体声广播时比单声道广播时其SN比差21.7dB，所以为了得到同样SN比的声音输出信号，需51.6dB·μV/m电场强度。若在图1.30中，令其饱和的SN比为55dB左右，则只要有50dB（μV/m）左右的电场强度，那么无论单声道广播还是立体声广播，都能得到SN比为55dB左右的声音输出信号。

五、脉冲噪声和多径失真

超短波调频广播与中短波调幅广播相比，可以说是一种高质量广播方式。对于脉冲噪声，其所受影响比上述调幅广播要小，但在实际广播中，脉冲噪声却是决定其接收机质量的主要因素。而且与单声道广播相比，其接收立体声广播的接收机所受影响较大。

图1.31是表示根据室内实验所确定的立体声广播接收机脉冲特性例。其基准电平是以有用信号（1kHz）30%调制时的输出电平，在测量中所用输入噪声测量仪和输出SN比测量用准峰值计都经过有关计量部门审定。噪声测量仪的通过带宽为80kHz，检波时间常数为：充电0.12ms，放电600ms。图中的DU比是有用信号（desire）对无用信号（undesire）之比。一般用于评价接收机输入信的优劣，其值越大越好。

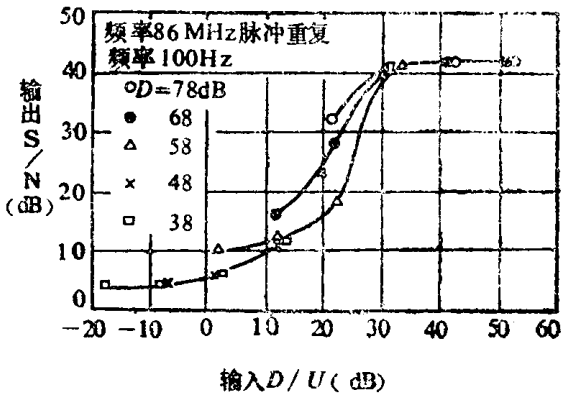
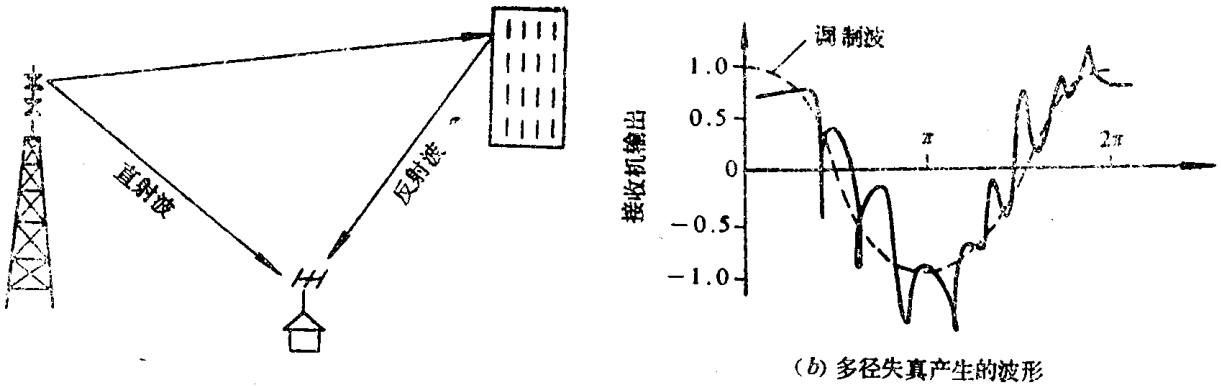


图1.31 立体声广播接收机脉冲特性例

除了脉冲噪声之外，多径失真也是导致接收质量恶化的主要原因之一。多径失真是由于发射天线与接收天线的传输通道间有山丘、建筑物等造成反射成分，或者由于通过无线电波道而有到达时间滞后的电波，它们与直接接收波合成，从而形成与馈线失真同样机理的失真。图1.32所示为多径失真产生的原因和失真波形。由发射天线直接到达接收天线的直射电波和由建筑物等反射后到达的反射电波（设其与直射波的幅度比为X，时间滞后τ秒）均被接收天线所接收。当$X\ll 1$时，多径失真没有表现出来，当X接近1时，失真量增大。其原因在于在调制信号的一周内，有时直射波与反射波同相，有时反相。在反相时，彼此抵消，以至瞬时频偏很大，信号急剧地产生不规则性。由于用一般数学分析方法对多径失真进行分析很困难，有兴趣的读者可参阅文献[10]。



(a) 多径失真产生的机理　　(b) 多径失真产生的波形

图1.32 多径失真

通过计算机分析和主观听觉试验证实：

1．调制频率为15kHz时，立体声多径传播失真最大，而且比单声道的失真大很多，尤其是延迟（滞后）时间长时，多径失真更为严重。

2．当DU比（有用与无用信号之比）大于10dB时，多径失真几乎与DU比成反比，即DU比增加6dB，失真减半。因此为了保证收音质量，消除多径失真可采用：

（1）方向性十分尖锐的天线，也即前后比很高的天线。

（2）可变方向性天线。其原理是调整二元天线阵的间距或者它们之间的相移，使阵方向图的零辐射方向对准反射波的来向。

（3）多径失真消除合成电路等等。除此之外，为了消除多径失真，很重要的一点是选择合适的发射天线位置以及铁塔高度，同时必须满足第一菲涅耳区空隙的要求。

1.3.4 调频多路广播

由于调频广播所占有的频带较宽，因而有可能采用多路传输技术来传送毫不相干的多套节目。所谓多路广播就是包括双节目广播的附加信道广播（国外也有称辅助通信业务广播，简称SCA广播等），它是一个载波同时载送两个或两个以上不同节目的广播方式。这种广播方式能经济、有效地利用频率资源，而且在多民族和多语言的国家地区，可以用两种以上的语言同时播送同一内容或不同内容的节目，以满足不同听众的要求。在美国，利用SCA信道传送和立体声节目完全无关的节目，如："传送某种控制信号使用户接收机自动调谐到所需要的某种节目"、"天气预报"、"教育、宗教及其它团体特别节目"等。我国是一个多民族国家，因此在少数民族地区开展双节目调频广播具有其深远意义。目前，我国正在积极制订有关双节目调频广播的各种标准。

我国规定，附加信道的副载波频率为67kHz，附加信道的调制方式为频率调制，也即采用"调频—调频制（FM—FM）作为附加信道广播制式。在主信道用作立体声广播时，附加信道的瞬时频率在59～75kHz范围内；而对于单声道广播主信道来说，其瞬时频率在20～75kHz范围内。附加信道占总频偏的10%（立体声广播时）即±4kHz；而在单声道广播时，其附加信道所占有的频偏为±22.5kHz，即为总频偏的30%，由于附加信道用副载波对主载

波的调制，所以主节目的立体声广播和单声道广播调制度都将有不同程度的减小。实际上，对于单声道广播而言，附加信道即可作为双节目广播中的副信道，这一点将在下一节中详谈。

一、对主副信道的串音

在进行包括附加信道的多路广播时，由于接收系统的非线性，将产生附加信道对主副信道的串音，此外，多径失真也会产生前述类以的串音，下面就这种串音加以分析。

首先分析由于调频广播接收机内部的非线性所产生的串音。

具有附加信道的立体声复合信号频率配置如图1.33所示。其附加信道用副载波为67kHz，带宽为61～73kHz。在调频接收机中，由于其甚高频级和中放级存在着振幅特性的非对称性，通频带窄以及相位特性的非线性等。以致在编、解码过程中，基带复合信号在通过非线性电路后，将产生高次谐波失真和互调失真。

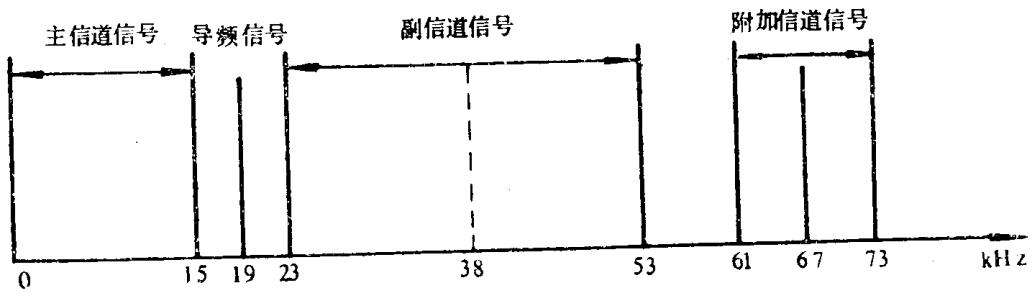


图1.33 包括附加信道在内的立体声复合信号频率配置

我们知道，任何两个频率不同的信号作用于非线性器件时，例如基带信号中的导频信号和附加信道副载波信号，会产生无数个组合频率分量。

若这两个信号分别为

$$\left.\begin{aligned} u_p(t)&=U_p\cos\omega_p t \\ u_{SCA}(t)&=U_{SCA}\cos\omega_{SCA}t \end{aligned}\right\} \qquad (1.85)$$

同时作用于调频接收机的非线性器件时，产生组合频率：

$$m\omega_p \pm n\omega_{SCA}=\omega_C \qquad (1.86)$$

式中，m、n分别是U_p、U_{SCA}的谐波次数，它可以取任意正整数。

例如，f_p=19kHz，f_{SCA}=67kHz时，按照式（1.86）可知其三阶组合频率的互调($m+n=3$)，则

当$m=2$，$n=1$，互调频率为

$67\pm 2\times 19=29$kHz或105 kHz

其余的三阶互调分量（$m=1$、$n=2$，$m=3$、$n=0$，$m=0$、$n=3$）均落入规定的频带之处，容易用滤波器滤去。

同时，也可知其二阶互调（$m+n=2$）为

当$m=1$，$n=1$时，互调频率为

$67\pm 19=48$或86 kHz

但我们知道，附加信道是采用调频方式，所以在加入调制信号后，其副载波频率将在61～73kHz范围内变化，因此二阶互调频率将在42～52kHz范围内，而三阶互调频率分量为23kHz～35kHz范围内。这两种互调分量均落入副信道内，对立体声广播影响最大，其分布如图1.34所示。在这些互调频率分量中，由于前者是二阶互调分量，所以其分量电平高，在没有调制附加信道信号时，它作为10kHz的音频信号由立体声解码器解调出来，而后者呢，却是9kHz（38kHz－29kHz）的声音。上述这些互调分量几乎都落入基带复合信号的副信道上，所以无法将它们彻底消除。

不管基带复合信号怎样传输？对于理想解码而言，其不受任何影响，但在立体声解码器用开关信号的波形失真严重的场合，仍然要产生串音。令图1.35所示开关脉冲波为$g(t)$，重复频率为$T(=2\pi/\omega_s)$，脉冲宽度为δ，则$g(t)$能用下式表示：

$$g(t)=1+\frac{4}{\pi}\sum_{n=1}^{\infty}\frac{1}{n}\sin\frac{n\pi\delta}{T}\cos n\left(\omega_s t+\frac{2}{\pi}\right) \qquad (1.87)$$

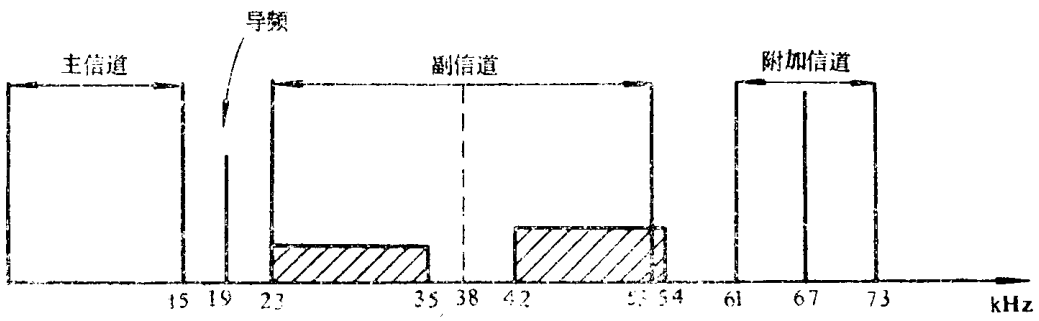


图1.34 落入副信道内的主要互调分量

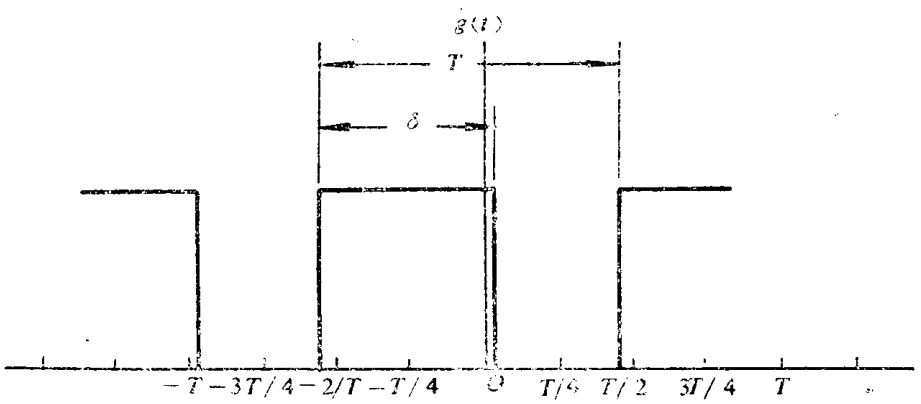


图1.35 立体声解调用开关信号波形

当脉冲的占空因数不是1/2的场合，也即δ是$1/2\times T$场合，在$g(t)$中包含有ω_s整数倍的角频率分量，所以也包含了$2\omega_s=(2\pi\times 76\text{kHz})$分量。基带复合信号与$g(t)$相乘后，可解调出与76kHz之差分量，即小于15kHz的分量，因此附加信道频率分量（61～73kHz）作为可听

分量解调。于是，附加信道用副载波在无调制时将产生9kHz声音。为此在电路中加入一种称为附加信道陷波器的带通滤波器，使附加信道电平下降，为此来减少其串音。

当高频信号在多径反射区域传播时，将产生一种落入副信道频带内的互调分量，这种互调分量与基带复合信号通过非线性电路所产生的互调分量一样，从而导致串音。但是，这种串音由于与DU比，反射波对直射波的时延，相位差等有关，所以十分复杂，难以对它作更多地讨论。

二、SN比特性

在接收附加信道广播时，其SN比比单一的立体声或单声广播要差，但究竟要差多少呢，这是我们下面将要讨论的主要内容。若附加信道是多路广播，则在其立体声复合信号上加入如下式所示的$h(t)$：

$$h(t)=F_{dA}\cos\left\{\omega_{sc}t+\frac{f_{dA}}{F_m'}\sin\omega_m' t\right\} \tag{1.88}$$

式中F_{dA}为附加信道对主载波的频偏；

$f_{sc}=\omega_{sc}/2\pi$为附加信道用副载频；

$F_m'=\omega'_m/2\pi$为调制频率；

f_{dA}为附加信道的最大频偏。

令附加信道的带宽为$\pm f_2$，那么落入附加信道带宽内的白噪声功率N_A为

$$N_A=\int_{f_{sc}-f_2}^{f_{sc}+f_2}\frac{g}{P_c}f^2df=\frac{g}{3P_c}\cdot 2f_2(3f_{sc}^2+f_2^2) \tag{1.89}$$

由于这种噪声落入$2f_2$的带宽范围内，所以其噪声功率密度g_A为

$$g_A=\frac{1}{2f_2}\cdot\frac{g}{3P_c}2f_2(3f_{sc}^2+f_2^2)=\frac{g}{P_c}\cdot\frac{3f_{sc}^2+f_2^2}{3} \tag{1.90}$$

从而，其鉴频后输出的噪声功率N_{sc}为

$$\begin{aligned}N_{sc}&=\frac{g_A}{F_{dA}^2/2}\int_0^{f_a'}\frac{f^2}{1+(2\pi\tau' f)^2}df\\&=\frac{2g}{P_cF_{dA}^2}\cdot\frac{3f_{sc}^2+f_2^2}{3}\cdot\frac{2\pi\tau' f_a'-\mathrm{tg}^{-1}(2\pi\tau' f_a')}{8\pi^3\tau'^3}\end{aligned} \tag{1.91}$$

式中τ'为去加重时间常数；

f_a'为音频带宽。

于是SN比可以写成：

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{sc}=\frac{f_{dA}^2}{2}\cdot\frac{P_cF_{dA}^2}{2g}\cdot\frac{3}{3f_{sc}^2+f_2^2}\cdot\frac{8\pi^3\tau'^3}{2\pi\tau' f_a'-\mathrm{tg}^{-1}(2\pi\tau'-f_a')} \tag{1.92}$$

将它与单声广播时的SN比相比，则可得到：

$$\begin{aligned}\frac{(S/N)_{sc}}{(S/N)_{MO}}&=\left(\frac{F_{dA}}{F_d}\right)^2\cdot\frac{3f_{dA}^2}{2(3f_{sc}^2+f_2^2)}\cdot\left(\frac{\tau'}{\tau}\right)^3\\&\cdot\frac{2\pi\tau f_a-\mathrm{tg}^{-1}(2\pi\tau f_a)}{2\pi\tau' f_a'-\mathrm{tg}^{-1}(2\pi\tau' f_a')}\end{aligned} \tag{1.93}$$

当f_{sc}=67kHz，f_2=9kHz，f_{dA}=7.5kHz，f_s'=6kHz，τ'=75μs时，式（1.93）的值为−35dB，也即与单声道广播相比，其SN比要差得多。也就是说，其服务区域与其它广播相比要窄得多。

由于附加信道用副载波对主载波的最大频偏为单声道广播最大频偏的十分之一，所以其影响也差20dB，且附加信道用副载波为67kHz，于是导致这种影响更加严重。

根据同样理由可知，对于脉冲噪声，其抗干扰能力也比其它广播差，同时为了限制其调制带宽而加深调制度时，失真加大。实际上、其声音带宽也比其它广播窄。根据这些原因，可说，附加信道广播的音质是很差的。

1.3.5 双节目广播[4][5][6]

根据我国的实际情况，双节目调频广播得到广泛地应用，它不仅可以用于传送节目，而且也可用于多民族地区的多种语言广播。目前，我国根据世界各国对多路调制方式的研究和现在的发展动态，选用了调频—调频（FM—FM)制作为我们调频双节目广播制式*。所谓FM—FM制，简单地说，就是把副节目先对副载波频率调制，然后与主节目叠加组合成基带信号再去对主载波频率调制。一般在进行双节目广播时，为了确保副节目的质量，其基带频谱如图1.36所示。也即主节目是单声道节目。

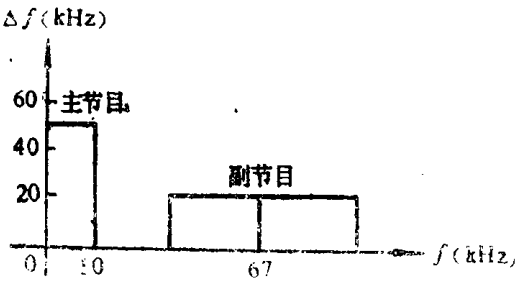


图1.36 调频双节目广播的基带频谱

一、副节目的调制

考虑到国际上通用副载波的频率为67kHz，所以我们也选用67kHz为双节目广播的副载波频率。至于其频偏，在§1.3.4中已讲过，一般占总频偏的30%，即75kHz×30%=22.5kHz。

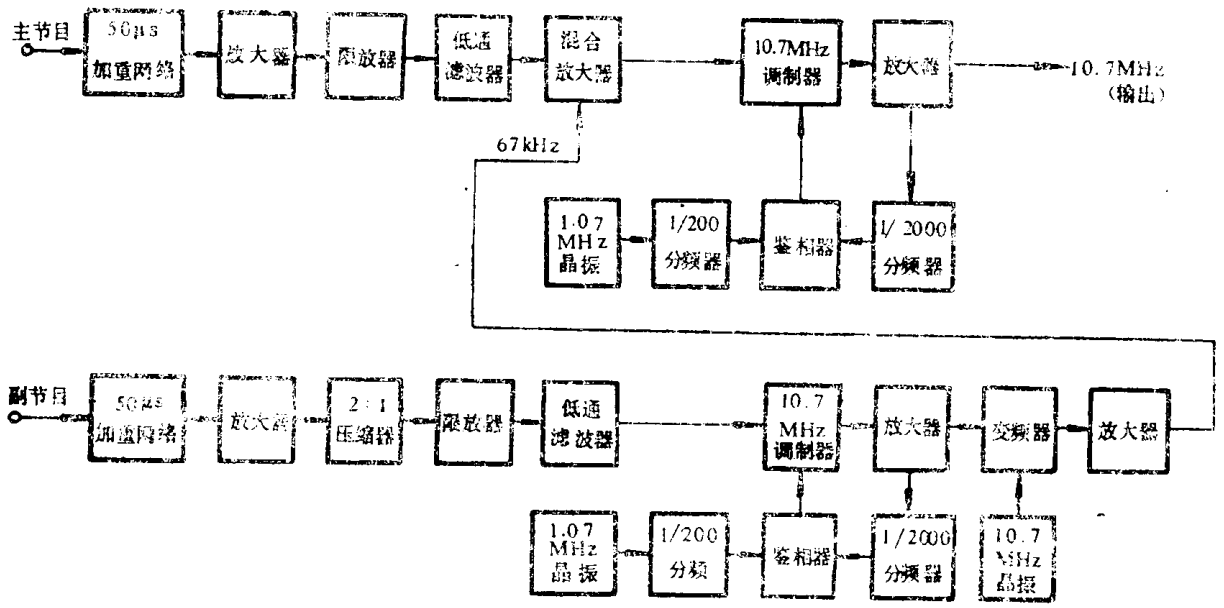


图1.37 双节目广播调制器方框图例

* 国家标准正在制定中——编著者注

而副节目对副载波频偏为±8 kHz，这种选择主要是为了提高解调后的副节目信号电平，提高SN比。

图1.37所示调制器是双节目调制器的一种。目前，象浙江省广播科研所研制成功的双节目广播发射机中，不再采用图示方式，其副节目是采用直接调频方式，也即副节目信号通过一系列处理后，直接控制67kHz压控振荡器，使其在规定频偏内实现调频。

二、串音[5]

副节目采用调频制的双节目广播，对主节目来说，具有良好的兼容性。但由于利用一个主载波传送两套以上的节目而又不增加频道宽度，除引起SN比下降以外，还会产生一些新的问题，其中主要是节目之间的相互串扰，即串音。实践证明，要在节目间隙期间不易察觉可懂串音，串音量需减少到节目电平的−55～−60dB，否则是相当令人讨厌的。

在双节目广播中，产生串音的原因主要是处理基带复合信号时的失真以及在调频波传输过程中的非线性。

在发射系统中基带复合信号对载频的调制及在其逆过程——解调过程中，不可避免地存在着非线性，也即串音是存在的。

设调制器输入端的基带信号可表示为

$$u_i=A_1\cos\Omega_1 t+A_s\cos\omega_s t \qquad (1.94)$$

式中A_1为基带中主节目信号的幅度；

A_s为基带中副载波的幅度；

Ω_1为主节目信号角频率ω_s为副载波角频率。

若调制—解调过程是线性的，则输出的基带信号为

$$u_o=K_1u_i \qquad (1.95)$$

即输出的基带信号与输入的是一致的，即不产生串话。

如果调制—解调过程有非线性因素，则10.7MHz中频鉴频器输出的基带信号为

$$u_o=K_1u_i+K_2u_i^2+K_3u_i^3+\cdots \qquad (1.96)$$

式中，K_2、K_3…诸系数表示过程非线性的程度（为简化分析中的繁琐，假定$K_1=1$）。我们且看平方项产生的影响，它产生的输出为

$$u'_o=K_2u_i^2=K_2(A_1\cos\Omega_1 t+A_s\cos\omega_s t)^2=\frac{1}{2}K_2A_1^2+\frac{1}{2}K_2A_s^2+\frac{1}{2}K_2A_1^2\cos2\Omega_1 t$$

$$+\frac{1}{2}K_2A_s^2\cos2\omega_s t+\frac{1}{2}K_2A_sA_1\cos(\omega_s+\Omega_1)t+K_2A_1A_s\cos(\omega_s-\Omega_1)t \qquad (1.97)$$

可见，非线性的结果，平方项将产生主节目信号的二倍频，它若落入副载波通道，将产生不可懂串话。此外，还产生副载波频率与主节目信号频率的和频及差频，它们分别是副载波的上、下两个边带，与副载波的瞬时相位差是对称的，并且与副载波合成而构成角频率为Ω_1的信号对副载波进行调幅。

$$A_s\cos\omega_s t+K_2A_1A_s\cos(\omega_s+\Omega_1)t+K_2A_1A_s\cos(\omega_s-\Omega_1)t$$

$$=A_s(1+2K_2A_1\cos\Omega_1 t)\cos\omega_s t \qquad (1.98)$$

此调幅副载波经副节目解调器时由于限幅作用不会产生串话。但是，由于基带信号要经过带

通滤波器滤出其中的副载波信号，然后送入副解调器，带通滤波器若存在相频特性非线性，则上述和频（$\omega_s+\Omega_1$）及差频（$\omega_s-\Omega_1$）相对于副载波的瞬时相位差不再是对称的了。一般说来，滤波器通带内幅频特性是平坦的，因此两边带的幅度仍然相等。

设通过此带通滤波器后，频率为$\omega_s+\Omega_1$的简谐波的附加相移为φ_1，频率为$\omega_s-\Omega_1$的简谐波的附加相移为φ_2，副载波的附加相移为φ_0，且令

$$\varphi_1-\varphi_0=\varphi'_1 \tag{1.99}$$

$$\varphi_0-\varphi_2=\varphi'_2 \tag{1.100}$$

则式(7)中的和频及差频项经带通滤波器后为

$$\begin{aligned}
&K_2A_1A_s\cos[(\omega_s+\Omega_1)t-\varphi_1]+K_2A_1A_s\cos[(\omega_s-\Omega_1)t-\varphi_2]\\
&=K_2A_1A_s\cos\left[(\omega_s+\Omega_1)t-\varphi_0-\frac{\varphi'_1+\varphi'_2}{2}-\frac{\varphi'_1-\varphi'_2}{2}\right]+\\
&+K_2A_1A_s\cos\left[(\omega_s-\Omega_1)t-\varphi_0+\frac{\varphi'_1+\varphi'_2}{2}-\frac{\varphi'_1-\varphi'_2}{2}\right]\\
&=K_2A_1A_s\cos\frac{\varphi'_1-\varphi'_2}{2}\left\{\cos\left[(\omega_s+\Omega_1)t-\varphi_0-\frac{\varphi'_1+\varphi'_2}{2}\right]+\cos\left[(\omega_s-\Omega_1)t-\varphi_0+\right.\right.\\
&\left.\left.+\frac{\varphi'_1+\varphi'_2}{2}\right]\right\}+K_2A_1A\sin\frac{\varphi'_1-\varphi'_2}{2}\times\left\{\sin\left[(\omega_s+\Omega_1)t-\varphi_0-\frac{\varphi'_1+\varphi'_2}{2}\right]+\right.\\
&\left.+\sin\left[(\omega_s-\Omega_1)t-\varphi_0+\frac{\varphi'_1+\varphi'_2}{2}\right]\right\}\\
&=K_2A_1A_s\cos\frac{\varphi'_1-\varphi'_2}{2}\cos\left[(\omega_st-\varphi_0+\left(\Omega_1t-\frac{\varphi'_1+\varphi'_2}{2}\right)\right]+K_2A_1A_2\cos\frac{\varphi'_1-\varphi}{2}\\
&\times\cos\left[(\omega_st-\omega_0)-\left(\Omega_1t-\frac{\varphi'_1+\varphi'_2}{2}\right)\right]+K_2A_1A_s\sin\frac{\varphi'_1-\varphi'_2}{2}\times\cos\left[(\omega_st-\right.\\
&\left.\varphi_0)+\left(\Omega_1t-\frac{\varphi'_1+\varphi'_2}{2}-\frac{\pi}{2}\right)\right]-K_2A_1A_s\sin\frac{\varphi'_1-\varphi'_2}{2}\times\cos\left[(\omega_st-\varphi_0)-\right.\\
&\left.\left(\Omega_1t-\frac{\varphi'_1+\varphi'_2}{2}-\frac{\pi}{2}\right)\right]
\end{aligned}\tag{1.101}$$

由频谱分析可知，式（1.101）中前两项与副载波合成的结果是一个调幅波，而后两项正是调制指数$m\ll1$时调频波的边带，它们与副载波合成得到调频波。

上述结果表示在图1.38中，其中$\dot{U}_0$表示副载波，$\dot{U}_1$和$\dot{U}_2$分别表示带通滤波器输出的和频及差频，且$\dot{U}_1=\dot{U}_{11}+\dot{U}_{12}$，$\dot{U}_2=\dot{U}_{21}+\dot{U}_{22}$。由图1.38可见，$\dot{U}_{11}$，$\dot{U}_{21}$与$\dot{U}_0$相位差对称，因此，$\dot{U}_{11}+\dot{U}_{21}$与$\dot{U}_0$同向，即对副载波构成调幅。$\dot{U}_{12}+\dot{U}_{22}$与$\dot{U}_0$垂直，即对副载波构成调频。

由以上分析可知，由于调制和解调过程的非线性以及副载波滤波器相移的非线性，最终将造成主节目信号对副载波构成调频，再由副解调器解出主节目信号，对副信道造成可懂串音，此串音量的大小与上述非线性程度有关。由式(1.101)可以看出，若$\varphi'_1=\varphi'_2$，则式(1.101)中后两项将为0，即不产生对副载波的调频成分。从而不出现可懂串音。

除此之外，在传输通道中，其幅频特性和相频特性的不平也将造成串音。而且系统中馈线的失配，多径传输以及限幅器不完善等均会产生串音，所以在系统中对这些参数尤应引起

注意。

三、压缩扩张器的应用

在前面，我们已经谈到，在双节目广播系统中主要的技术问题是解决主副节目之间的串音（主要是主串副）。而其解决的办法一是尽量使主调制器、解调器线性化；二是利用压缩、扩张技术。本节主要就后者加以简单地介绍。

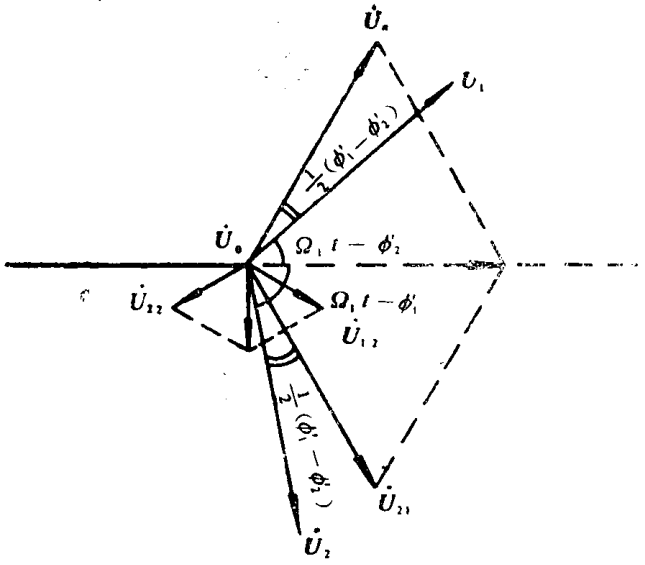


图1.38 副载波的调幅与调频

一般，压扩器的输入，输出电压应具有下列关系：

$$U_{out}=KU_i^{\gamma} \qquad (1.102)$$

式中，K、γ均为常数。当$\gamma<1$时为压缩器，$\gamma>1$时为扩张器；当$\gamma=1$时为普通线性放大器。

常数K可以由输出和输入相等的电平U_γ(作为参考称为零传输电平)求出。例如当$\gamma=\frac{1}{2}$时

$$U_\gamma=K_{\frac{1}{2}}U_\gamma^{\frac{1}{2}}$$

$$K_{\frac{1}{2}}=U_\gamma^{\frac{1}{2}}$$

零电平可改变K来选择。所以为$\gamma=2$时，可求得：

$$K_2=U_\gamma^{-1}$$

于是当$\gamma=2$时，式(1.102)可写成：

$$U_{out}/U_\gamma=U_\gamma^{-1}U_i^2/U_\gamma=(U_i/U_\gamma)^2 \qquad (1.103)$$

将上式用对数表示时

$$\lg\left(\frac{U_{out}}{U_\gamma}\right)=2\lg\left(\frac{U_i}{U_\gamma}\right)$$

从上式可见，当$\gamma=2$时，输出电平相对值（用分贝表示）是输入电平相对值的2倍，达到了扩展一倍（扩展比为1：2)的目的。

当$\gamma=\frac{1}{3}$时，仿照上述步骤可求得：

$$\lg\frac{U_{out}}{U_\gamma}=\frac{1}{3}\lg\frac{U_i}{U_\gamma}$$

即输出电平相对值（用分贝表示）是输入相对值的$\frac{1}{3}$倍（压缩比为3：1），具有这种关系的设备称为压缩器。

式（1.102）可以改写为

$$\frac{U_{out}}{U_i}=KU_i^{\gamma-1} \qquad (1.104)$$

从式（1.104）可知，所谓压缩器（$\gamma<1$），它的功能是使节目信号通过它时，不同电平的

信号得到不同的增益，信号电平越低，增益越高；信号强到某一值时（$U_i=U_\gamma$），增益为零，即没有放大，信号再大，增益为负，即$U_{out}<U_i$。这样的安排，必然会使节目电平的动态范围受到很大的压缩，使高电平维持少放大或不放大，而低电平则很大地放大，故而称为压缩器。扩展器则刚好与此相反，高电平的输入信号得到的放大量比较大，而低电平输入信号放大量较小，在某一输入电平则没有放大，电平再低，增益为负，电平越低则越负。这样，节目信号通过它后，节目电平的动态范围就会得到很大的扩展，使节目的动态范围恢复原状，而在这个过程中，就可以达到抑制传输系统中产生的串音与噪声的目的。图1.39可用来说明压、扩器抑制串音、噪声的原理。

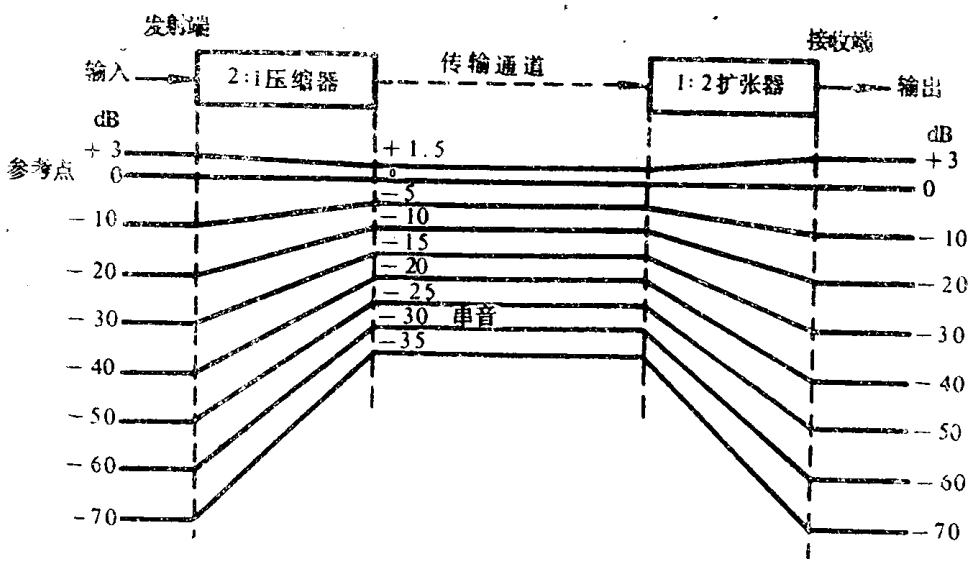


图1.39 压、扩器抑制噪声、串音原理图

从图可以看出，压缩器的输入电平的动态范围如果在0～－70dB之间，则在压缩器输出端的动态范围被压缩到只有0～－35dB了，但经扩展器扩展后，又能恢复原有的动态范围。因此，信号经压、扩后，不会产生失真。但对于传输过程中（指压缩器以后）串进来的干扰（包括外界干扰噪声以及声串扰），经扩展器后，干扰幅度被压低。例如－35dB的干扰被压低到－70dB，从而改善了信噪比。需要指出的是，改善信噪比及串音指标的是扩展器；只是因为用了扩展器，为了不改变有用信号的动态范围，才必需使用相应的压缩器。此外，干扰电平在零电平以上时，不但无压低作用，反而有提升的作用，换句话说，当干扰为高电平时，扩展器将失去抑制噪声与串音的作用。因此，用压、扩器来改善串音指标时，要求应具有一定水平的串音指标，若原有串音指标很低的话，则无改善作用。

1.4 调频广播覆盖网的规划方法[11][12]

调频广播网应按照最佳有效人口履盖的原则进行规划，合理布局，保证农村和城市都能有规定套数（一般为4～5套或更多）的调频广播节目供选择接收；选取最佳的效益/投资比，且必须保证县调频台除能转播中央，省、市级电台广播节目外还能播出自己的节目。

一般，在调频广播网规划中主要是两大任务。一是场强计算，其目的是确定在其满足服务区场强要求时所需发射机功率；二是频率指配，这也是一个十分复杂的问题，它将直接涉

及到规划是否安理等一系列问题。本节将按照广播电视部科技委员会报告书5—1就上述两个问题加以简单地叙述。

1.4.1 场强计算

一、 服务场强的计算

计算服务场强的公式为

$$E_s = P_e + E_1 - A \qquad (1.105)$$

式中E_s为服务场强（dB）。

P_e为有效幅射功率（dB/kW）。

E_1为基本服务场强（dB）。这是归算为1 kW有效幅射功率时的服务场强值，在给定发射天线有效高度h_1和服务距离d后，从图1.40可查出E_1，发射天线有效高度h_1一般是指天线中心与发射点的高差。特殊情况依实际电路确定。

A为地形崎岖度Δh衰减校正值，可根据给定的Δh值，由图1.41查出。

Δh为地形崎岖度，它是沿接收方向距发射点10至50km范围内的地形中分别有10%与90%地段超过高度之差，即$\Delta h = h(10) - h(90)$，见图1.42。

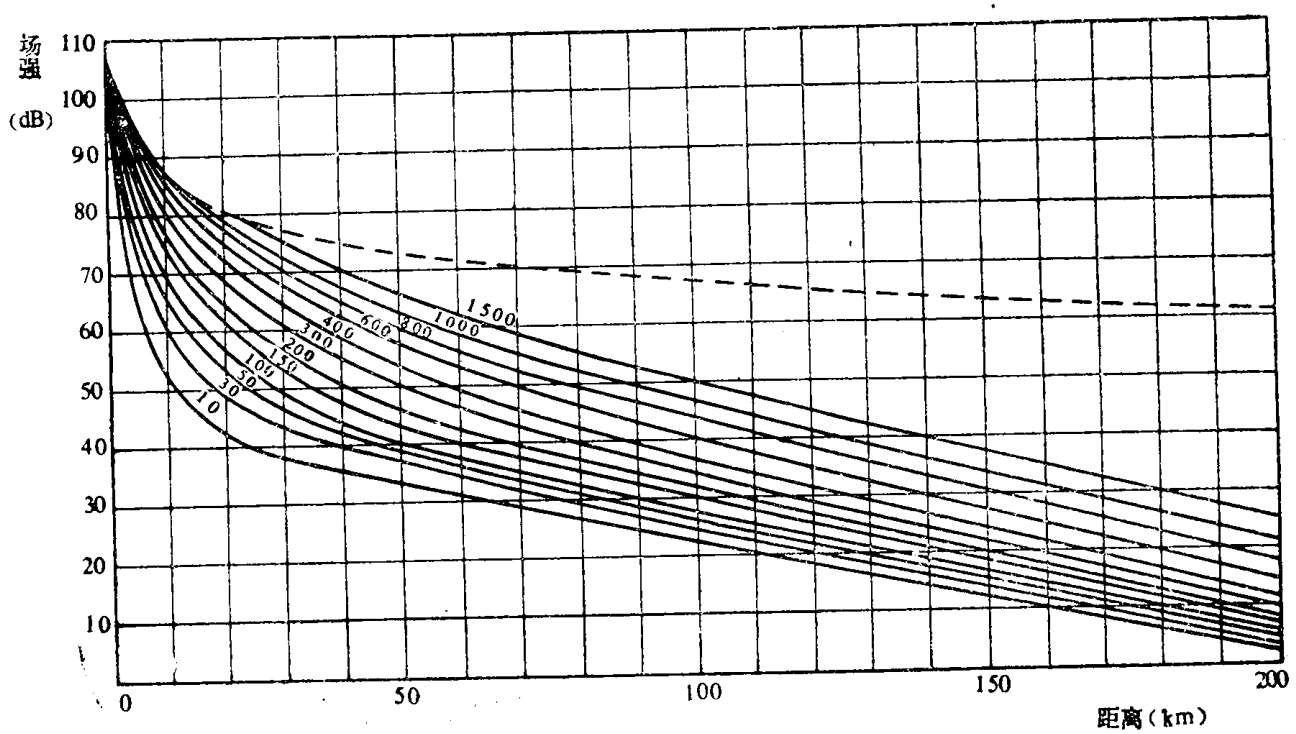


图1.40 100MHz服务场强计算曲线

1kW有效辐射功率；水平极化；接收天线高度4m；地形崎岖度10m；50%的时间；50%的地点

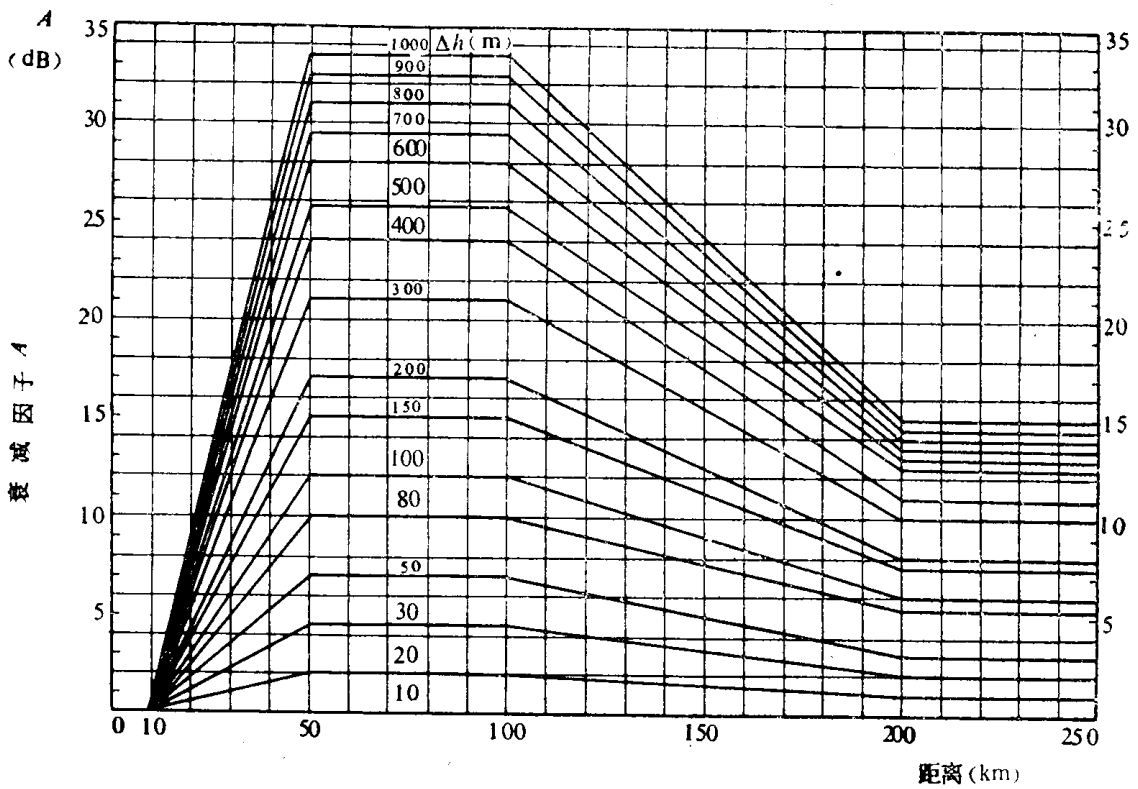


图1.41 地形崎岖度Δh衰减校正曲线

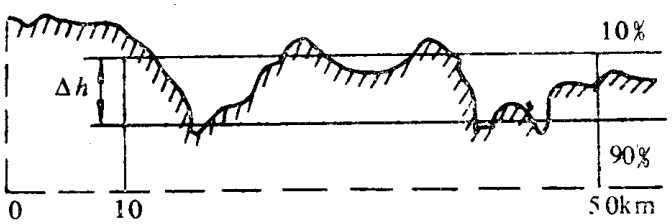


图1.42 Δh定义示意图

二、 收转（差转）场强的计算

计算收转（差转）点的接收场强应计算节目源发射台到达收转接收点的场强，接收天线高度h_2随各点而异。

1. 平原地区收转场强的计算

平原地区按下式计算：

$$E_r = P_0 + E_1 \quad \text{dB} \qquad (1.106)$$

式中E_r为收转场强(dB)。

式(1.106)中E_1所对应的接收天线高度h_2为各台实际收转用接收天线高度。h_2等于20m、100m、200m、800m、1500m的100MHz场强计算曲线如附录Ⅰ所示。

2．丘陵、山区收转场强的计算

这种地区按下式计算：

$$E_r=P_e+E_0-S-A' \quad \text{dB} \tag{1.107}$$

式中p_e为有效幅射功率（dB/kW）；

E_0为自由传播场强（1kW有效幅射功率，dB·μV/m），由图1.40虚线查出；

S为反射损失；

A'为线射损失。

有关S、A'的计算方法可参照“广播与电视技术”1975年3、4期p_{17}～p_{20}。

3．干扰场强的计算

当$D<1.1R_1$时，按剖向图方法计算，当$D>1.1R_1$时，采用式(1.108)计算。D为干扰距离，R_1为视距。计算干扰场强公式为

$$E'=E_1'+P_e-A \quad \text{dB} \tag{1.108}$$

式中E'为干扰场强(dB)

E_1'为相应于h_1的基本干扰场强。时间概率为10%的干扰场强可以从附录Ⅰ中查出。

4．可用场强计算

(1) 单一干扰源可用场强计算

当只存在一个干扰源时，可用场强的计算公式如下所示：

$$E_k=E'+C \quad \text{dB} \tag{1.109}$$

式中E_k为可用场强(dB)；

E'为干扰场强(dB)；

C为保护率(dB)，当$D<1.1R_1$时，C取稳定干扰值；当$D>1.1R_1$时，C取对流层干扰值。

(2) 多个干扰源综合可用场强的计算

存在一组n部干扰发射机时，可用场强由下式计算：

$$E_k=\sqrt{\sum_{j=1}^{n}(a_jE_{ij})^2+E^2_{min}} \tag{1.110}$$

式中E_{ij}为第i部干扰发射机的干扰场强；

E_{min}为最低可用场强，规划时用标称可用场强的数值；

a_j为与第j部发射机相关的射频保护率，当干扰距离$D<1.1R_1$时，a_j取稳定干扰值，当$D\leqq1.1R$时，a_j取对流层干扰值。

为便于计算，可用图1.43。

当计算出每部干扰发射机的干扰场强E_i与相对应的射频保护率a的乘积后（换算为分贝则为E_i与a之和），找出其中最大值，凡比其小10dB者均可忽略。多个a_jE_{ij}叠加后，其增加量比最大值大6 dB时，增加量一律取6 dB。

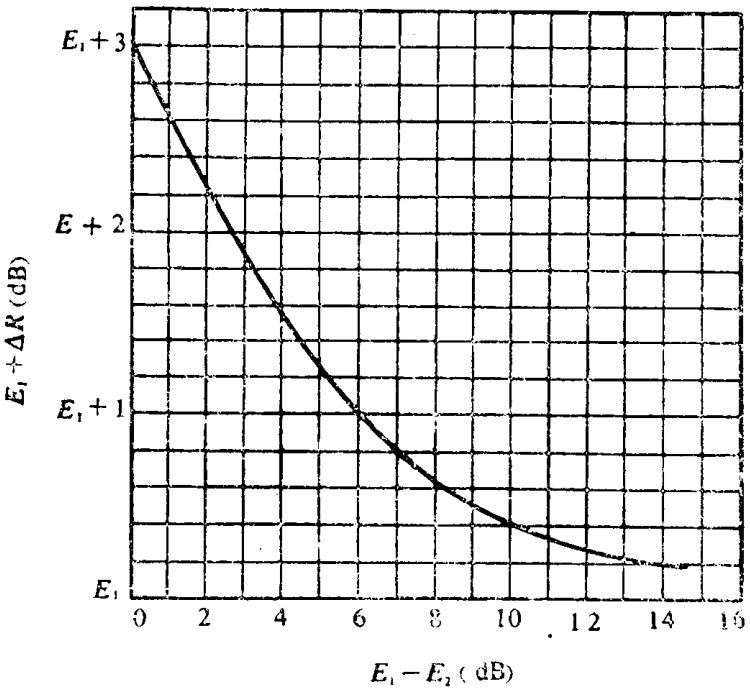


图1.43 两个稳定电磁场E_1、E_2($E_1>E_2$)和$E_1+\Delta R$的合成场

在规划时,也可以在完成了对一个干扰源计算出有用电台可用场强E_{k1}后,再对另一干扰源计算出可用场强E_{k2}……直到对有用电台C方向上的各个干扰源都进行了计算,这样就可以计算出有用电台在C方向的覆盖区边界可用场强E_u:

$$E_u=20\log\left[\left(\sum_{i=1}^{n}10^{\frac{E_{ki}}{10}}+10^{\frac{E_{nom}}{10}}\right)^{\frac{1}{2}}\right]\ \text{dB}$$

式中E_{nom}为边界标称可用场强。

1.4.2 频率规划

按87～108MHz频段进行频率规划。

一、 各电台之间的收转关系

1. 直辖市台与其转播台间,至少有一个频率能收转。

2. 省(自治区)中心发射台或其骨干台与市(地、州、盟)台间,无微波传送节目时,至少应有一个频率能收转。

3. 省(自治区、直辖市)中心发射台或其骨干台与县(旗)中心发射台间,无微波传送节目时,争取有一个频率能收转。

4. 市(地、州、盟)中心发射台或其骨干台与县(旗)中心发射台间,无微波传送节目时,至少应有一个频率能收转。

5. 中央台节目,省(自治区、直辖市)中心发射台与各骨干台间以及骨干台与骨干台

间，一般不考虑收转。

6．县（旗）中心发射台覆盖全县有困难的，与其转播台间应有一个频率能收转。

二、 频率规划中各种干扰因素的考虑

1．调频与调频，调频与电视同台

(1) 同台调频间

频率间隔不小于800kHz，用多工器时，不小于1.2MHz。

任何两频率间隔不能为调频中频和二分之一调频中频，即两频间隔不等于10.5、10.6、10.7、10.8、10.9MHz。

两频间隔不等于5.3、5.4MHz。

(2) 同台调频和电视间

调频串扰电视：调频与电视第四频道同台时，注意让出保护频带，即从87.2MHz开始指配。采用电视双伴音时，应计入调频对电视第四频道伴音副载频的影响，即从87.5MHz开始指配。

调频与电视图象载频、彩色副载频及伴音载频之间隔不能为调频中频。

避免调频二次谐波干扰电视第六至第十二频道。

(3) 欲收电视和自台调频间

自台调频二次谐波不能落在欲收电视频道内。

欲收电视不能是自台调频间或自台调频与自台电视间的二阶或三阶互调频率，即$f_1 \pm f_2 \neq f_3$或$2f_2 - f_1 \neq f_3$。

2．同一服务区，在不同电台情况下，除应遵守上述有关规定外，还应尽量避免三阶互调干扰，即应有：$2f_2 - f_1 \neq f_3$，f_1、f_2、f_3为不同台的三个频率

3．调频收转时

(1) 安排收转台的调频频率时，首先必须避免与自台或同覆盖区调频与调频、调频与电视间的各种干扰，然后再考虑收转的各种干扰。

(2) 欲收调频和自台调频间

频率间隔不能为10.5、10.6、10.7、10.8、10.9MHz。

欲收调频不应是自台调频间或自台调频与自台电视间的二阶或三阶互调频率。

差转时，欲收调频和自台调频之间隔应不小于1.2MHz。

(3) 欲收调频和自台电视间

欲收调频不能为自台电视图象载频二次谐波，即电视第一频道的图象载频49.75MHz二次谐波干扰99.5MHz。

欲收调频与自台电视图象载频、彩色副载频及伴音载频间隔不能为调频中频。

4．调频和电视不相容关系

上述各种干扰因素中的调频和电视不相容关系，列于表1.2：“调频和电视不相容表”（二阶和三阶互调干扰未列）。

三、 频率组合方案

将87～108MHz调频频段划分为*A*、*B*、*C*、*D*、四大组，具体方案可参照广电部科技委

表1.2 调频和电视不相容表

不相容类型 / 调频 / 电视频道	调频二次谐波干扰电视	电视二次谐波干扰调频	调频串扰电视	电视与调频之差为10.7±0.2干扰调频	电视与调频之差为5.3、5.4干扰调频
DS—1		99.5			
DS—2					
DS—3					
DS—4			87.0 87.1 采用双伴音时 87.2 87.3 87.4	87.7—88.2 92.1—92.6 94.2—94.7	87.0、87.1 89.0、89.1 89.2
DS—6	87.0 ～ 87.5				
DS—7	87.6 ～ 91.5				
DS—8	91.6 ～ 95.5				
DS—9	95.6 ～ 99.5				
DS—10	99.6 ～103.5				
DS—11	103.6 ～107.5				
DS—12	107.6 ～107.9				

报告书5—1。

干扰标准：相邻两省（自治区、直辖市）使用的调频频率，其干扰场强超过表1.3“对邻省（自治区、直辖市）调频频率干扰场强允许值”所列值时，视为有干扰。

表1.3 对邻省（自治区、直辖市）调频频率干扰场强允许值

调频频率间隔(kHz)	0	100	200	300	400
农村允许干扰场强值(dB)	9	21	39	53	65
城市允许干扰场强值(dB)	23	35	53	67	80

1.5 调频立体声广播发射系统概况

调频广播发射系统一般从传声器前置放大器的输入端起，通过播音室的音频设施，以及传输线或微波STL（播控中心与调频发射机的节目传送通路）等，然后通过发射台上的音频设施和发射机，一直到天馈线系统，本节就这一系统加以简略介绍。

1.5.1 调频立体声广播发射机

根据我国广播政策，调频广播发射机除应满足国标以外，还对它提出了几点特殊要求：

1．调频发射机应是全频段（87MHz～108MHz）可调。

2．为适应四级混合覆盖的需要，调频广播转播发射机应具有市、县电台播出自己节目的功能。

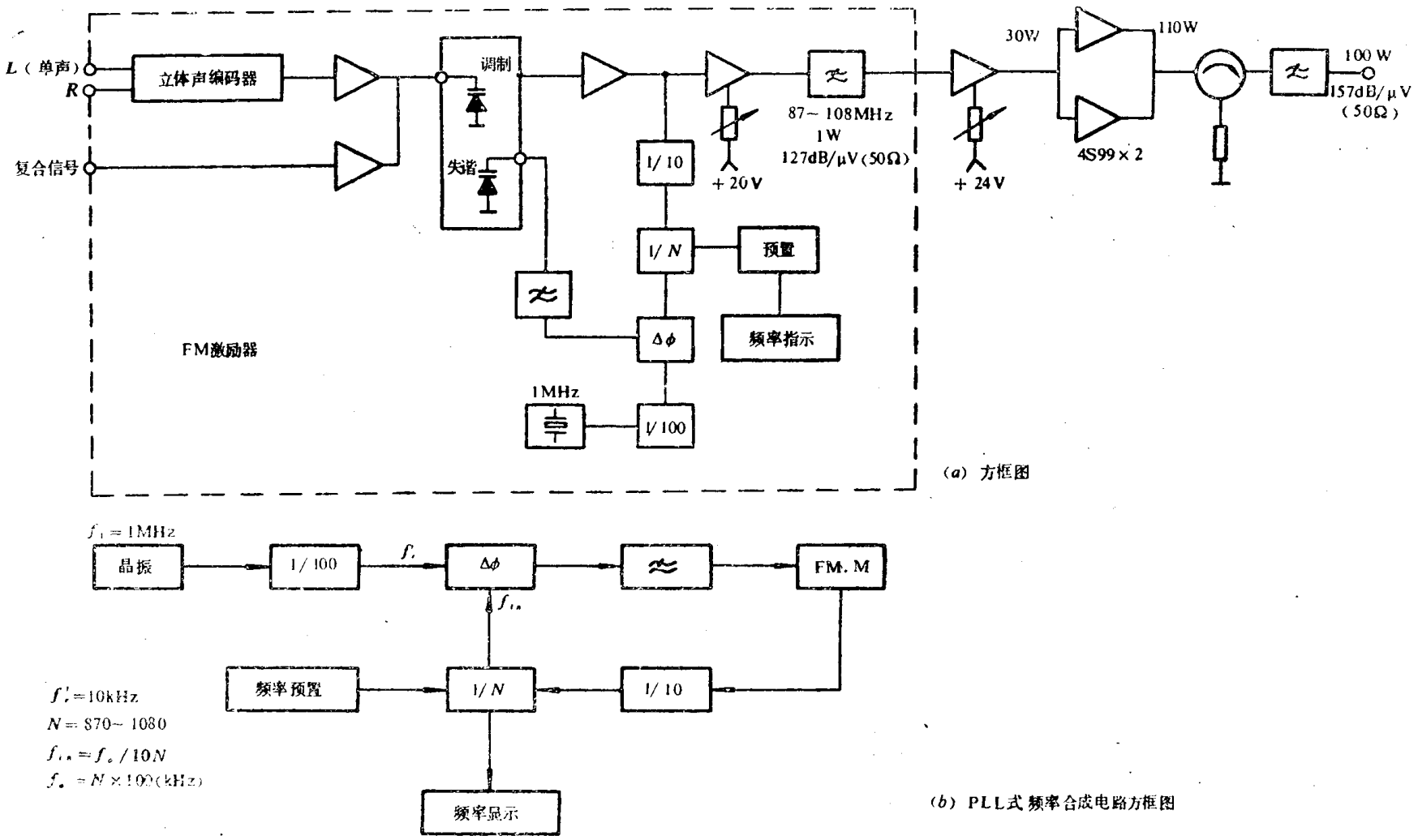


图1.44 ZGY-86FM-100W调频立体声广播发射机原理图

3．为保证频率稳定度，各种调频发射机、转播机一律采用晶振。

4．调频立体声广播应能与单声道接收兼容。调频发射机在加上适当的辅助设备时应具有播送立体声、双节目以及立体声再加附加信道（SCA）的功能。

多年来，浙江省广播科研所根据用户的各种要求分别设计了ZGY-86FM-100W全固态调频立体声广播发射机，ZGY-86FM-1kW和ZGY-86FM-10kW调频立体声广播发射机。它们都具有较高的技术指标及良好的稳定性和可靠性。

ZGY-86FM-100W全固态调频立体声广播发射机的方框图如图1.44所示。从图中我们可以了解到；这种发射机是一种采用直接调频法的发射机，并且采用可以预置的频率合成技术。同时由于功放电路采用宽带电路（1W，87～108MHz；30W，87～108MHz；100W分二段，87～98，98～108MHz）所以更换发送频率十分方便，但在出厂时，指标的调试是按照用户预先确定的频率来实行的。考虑到目前国产晶体管对负载变动承荷能力较差，我们选用一种大功率环行器以保护末级功放管。其整机技术指标以下所示：

波段范围：87～108MHz，步进100kHz可调

载频允许偏差：＜2kHz

负载阻抗：50Ω

预加重：50μs

最大频偏：±75kHz

音频输入阻抗：600Ω平衡

复合输入：＞1kΩ

音频输入电平：10dB±2dB$_m$

频响：40～15000Hz＜0.5dB

信噪比：＞65dB

左右信号分离度：＞38dB

谐波失真：40～15000Hz，75kHz频偏　＜1.5%

其频率合成锁相环电路方框图如图1.44(b)所示，1/N可编程计数器用串馈电路4块74LS192所组成，计数分频比为1/870～1/1080。从图中可知，载波频率信号通过由ECL电路（CE12012）所组成的前置分频电路（1/10），然后进入1/N可编程计数分频电路。其分频比1/N可由四只“十进制—BCD码”数字转换开关所组成的频率预置电路来选定。在该100W发射机中，它可以选择210个载波频率，也即从87MHz开始，每隔100kHz，一直到108MHz。因此，可编程计数分频电路的输出频率f_{in}为

$$f_{in}=f_o/(10\times N)$$

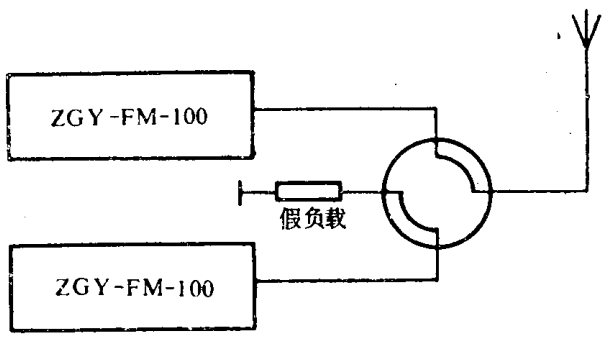
另外，从图中可以看到，由中精度（有温度补偿）晶体振荡器所产生的1MHz基准频率，通过1/100分频电路后得到10kHZ基准频率，同时将f_{in}和该基准频率信号馈至鉴相器，最后鉴相器将两者比较后输出一信号反馈到频率调制器的控制变容二级管，以稳定其载频。

同时，它在附加一些附件（N频道选择器）后，也可采用自控、遥控、遥调的方式进行载波频率选择，以满足建立“$N+1$”自动备份系统之需要。这里，“N”是指N部发射机作为主机工作，“1”就是公共备用一部发射机，这可以较大幅度地减少发射台投资，目前

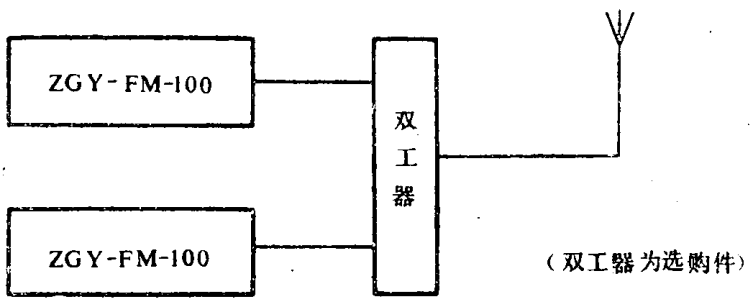
一般N可取 4 。

从图1.44(a)中，读者们可以看到，其频率调制器采用了数组变容二极管来实现频率调制和稳定载频。这将在第三章中加以详细的叙述，这种方式可以得到较好的调制线性和载频稳定度。还有一组变容二级管是为了使它复盖整个调频波段而设置的，98MHz为其调整的界限频率。

这种设备还有一个特点是在同一机柜中安装了两台发射机。既可作主备发射机之用，也可以增加部分设备（双工器）后作两套节目广播用。而且配置十分方便，各种参数及发射机的开关机均由一台单片机监测和控制（详见第五章叙述），同时可根据用户需要定时打印各种数据（打印机是选购件）。其系统方框图如图1.45所示。



(a) 主备方式



(b) 双工方式

图1.45 100WFM发射机柜配置

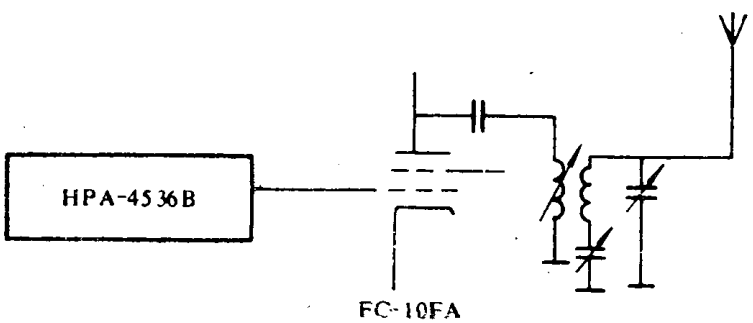


图1.46 ZGY-86FM-1kW调频立体声发射机方框图

ZGY-86FM-1kW调频立体声广播发射机方框图如图1.46所示。它的前级采用NEC产HPA-4536B调频激励器。末级为一级电子管功放，管子采用国营景光电工厂（景德镇）生产的FC-10FA陶瓷管。这种发射机的最大优点是指标几乎与激励器指标完全一致，表1.4是其实测值。表1.5是其在额定输出功率时的工作参数。在这种发射机中，设计人员考虑到我国客观情况而设计了一种自动和手动两用的控制系统。自动系统采用一微机—终端监控机，它具有自动开关机，监测、打印功能。更重要的是这种控制系统还能对一些故障进行分析判断，并对维护人员提供各种故障时数据以及提示故障可能部位，这对迅速修复设备大有益处。该机经过多地实际使用，反映良好。

表1.4 主要技术参数测试比较

参数项目	HPA-4536B	ZGY-86FM-1000W
频响(30～15000Hz)	L:<±0.1dB	<±0.1dB
	R:<±0.1dB	<±0.1dB
失真(50～15000Hz)	L:<0.17%	<0.175%
	R:<0.17%	<0.17%
分离度(30～15000Hz)	L串R:>43.5	>43
	R串L:>42.5	>42
信噪比	L:77dB	74dB
	R:77.5dB	74dB

表1.5 实测数据

参数项目	HPA—4536输出功率	相流	帘相流	相压	帘相流	极流	屏压	输出功率
单位	W	mA	mA	V	V	mA	V	W
数值	14	10	25	-70	300	610	3200	1000*

ZGY-86FM-10kW调频立体声发射机是在ZGY-86FM-1kW上加一级10kW功放，其功放管采用四川广元厂的FU-113F，有关该管性能请参照附录Ⅱ。这种设备较之以往完全国产化调频广播设备来说，无论从质量指标上来说，还是系统可靠性来说，均有很大的飞跃。目前这三种型号的设备均已陆续小批量生产，可供用户选用。

1.5.2 播控中心与调频发射机间的节目传送链 (studer transmitter link，简称STL)

一般，STL可简单地分为有线和无线。有线STL包括传音电缆和光缆，前者指标低，而且不能用来传输立体声信号，但价格低廉，特别是对于已经敷设好的传音电缆来说，那是一种投资少的方案。后者指标高，但若不充分利用其信息容量大的特点，那也是不经济的。

无线STL是指微波STL。目前，国家无委〔1985〕无管字第95号文同意在950MHz～958MHz频段内传送广播节目。但近期国内似乎尚未有厂家生产这类设备，在这一节中我们就美国TFT公司生产的微波STL-8300系列设备加以介绍，以使读者对此有些认识。

微波STL的系统方框图如图1.47所示。从图中可知，输入的左右声道信号经立体声信号编码器后形成立体声复合信号；第二路单声道信号调制到171kHz副载频(或其它如图1.48所示副载频)上，并与立体声复合信号混合后，再对STL发射机进行调频。

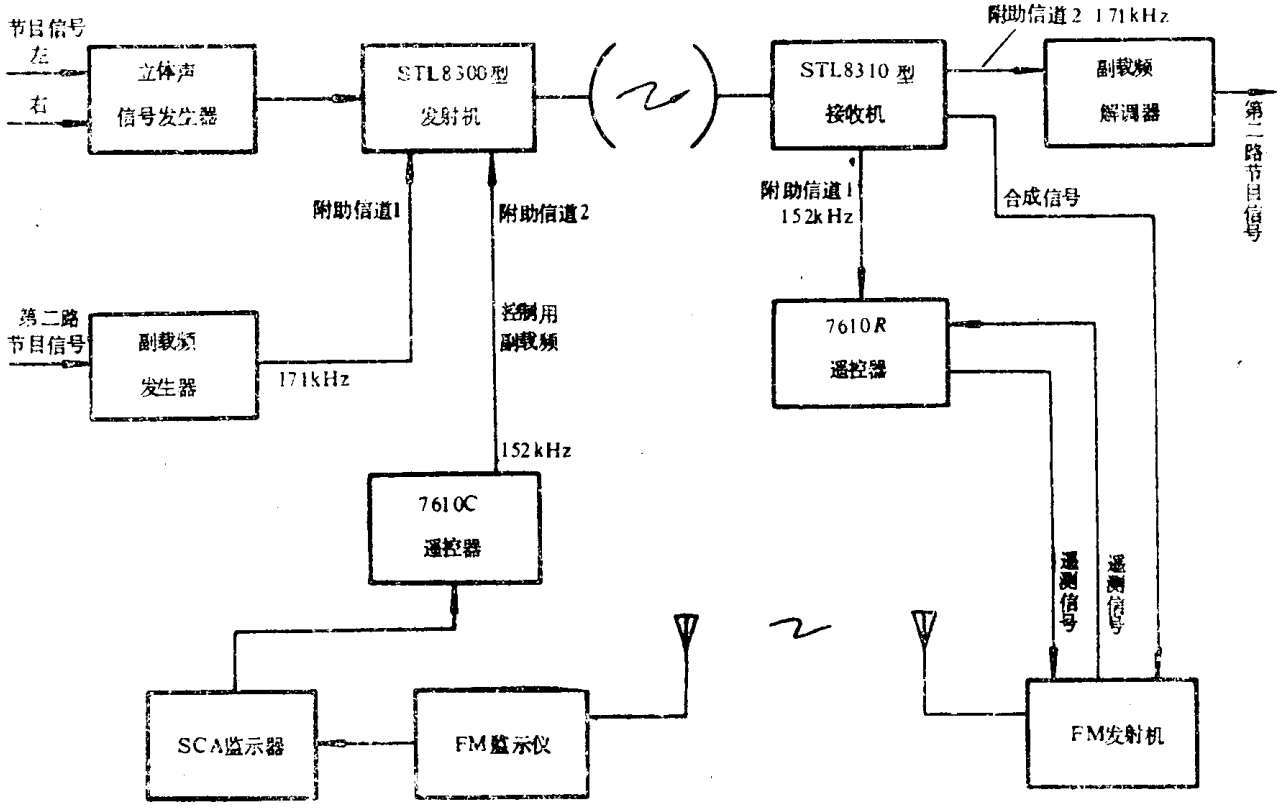


图1.47 STL系统方框图

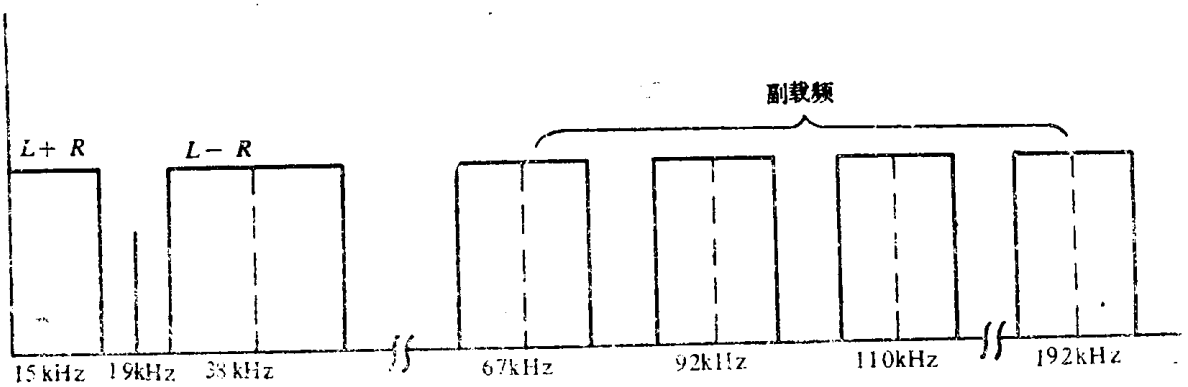


图1.48 STL基带频谱

STL接收机收到其信号并进行一系列处理后可解调出各种所需信号，例如立体声复合信号，单声道信号等；前者可直接送往发射机调频器，而后者可根据需要传输到有关台、站。

同时从图1.48中还可以看到，STL系统还可以再附加一路信道，以传送遥控遥测信息。

STL发射机的方框图如图1.49所示。从图中可知，其载波频率不采用倍频方式，而是由压控振荡器直接产生的。为确保其载频绝对稳定（稳定度应小于±1kHz），而采用三重锁相系统。调制信号直接调制在60MHz～80MHz的中频上，可保证低的信杂比和高的隔离度。

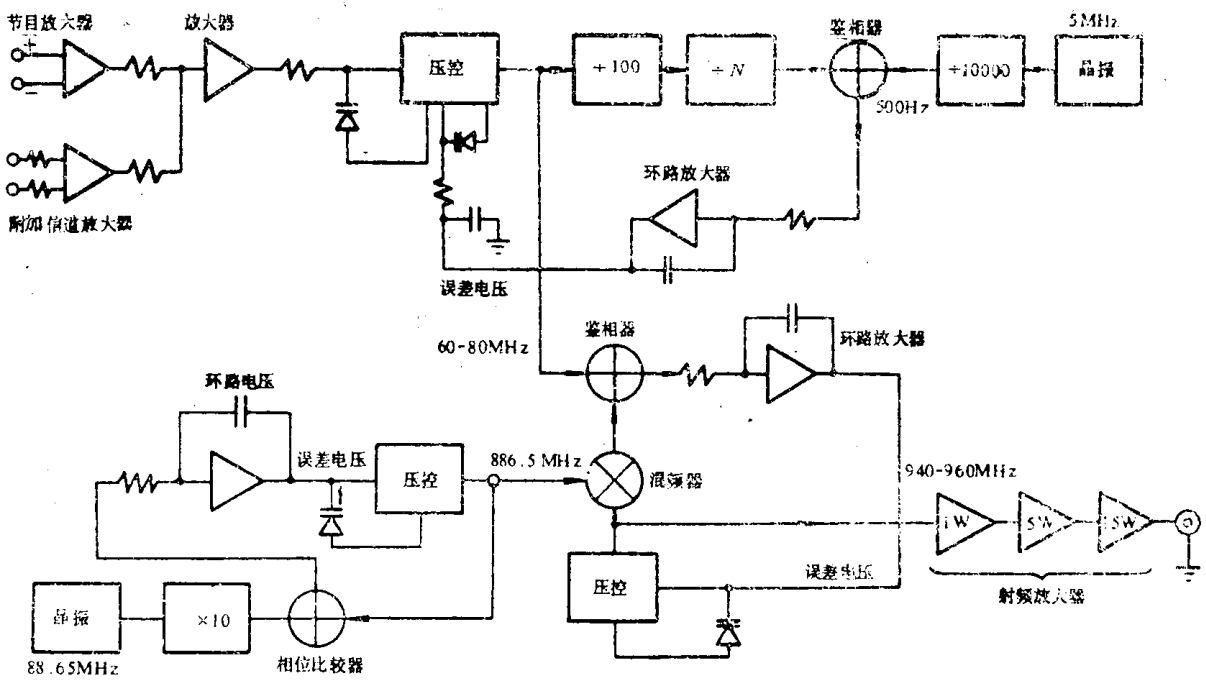


图1.49 STL发射机原理框图

三重锁相环路是由射频锁相环路，中频锁相环路和相位取样校正锁相环路所组成。射频锁相环路由输出压控振荡器、混频器、鉴相器和环路放大器组成。从相位取样锁相环路输出

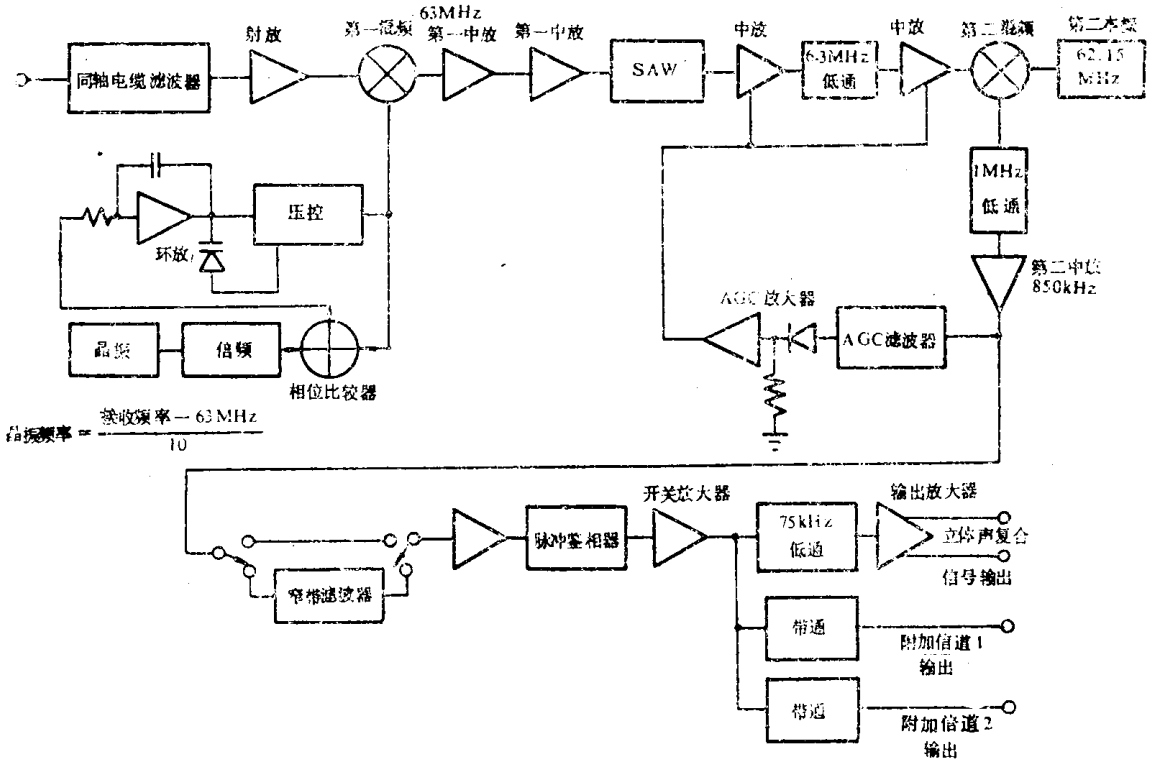


图1.50 STL接收机原理框图

的886.5MHz振荡信号与压控振荡器的振荡信号按下变频方式混频后，输出53.5MHz～73.5MHz的差频信号。该差频信号与中频锁相环路所控制的输出信号经鉴相器比较后，输出其误差电压，经环路放大器后加到输出压控振荡器上，使其振荡频率控制在所需值上。中频锁相环路是由二个除法器、压控振荡器、5MHz晶振、鉴相器和环路放大器组成。相位取样校正锁相环路由恒温晶振相位比较器、压控振荡器和环路放大器所组成。当三重锁相环路中任意一环路未锁定时，该电路不仅能输出报警信号，而且还可以自动切换功率放大器的电源。

STL接收机的方框图如图1.50所示。它为了达到高增益、低噪声和多种用途的要求，设计者在其第1级中放电路中采用了声表面波滤波器，脉冲计数鉴频器以及高增益低噪声高频放大器。

从图1.50中可以看到，其第一本振信号是由877～893MHz压控振荡器、晶振、鉴相器和环路放大器所组成的相位取样锁相环路所形成。其所接收到高频信号经混频后产生第1中频信号，经通带为400kHz的声表面波滤波器及中放电路后送到第二混频器产生第2中频信号（850kHz），通过带宽可选择（400kHz或300kHz）的滤波器后进入脉冲计数鉴频器，最后经75kHz低通滤波器输出立体声复合信号，这个信号可直接送到FM发射机进行调制。同时经带通滤波器输出辅助信道的信号。

作为STL系统而言，还包括其收发天线系统在内，它一般采用抛物面反射天线。为了增强风载能力，而利用金属栅代替金属面。这种型式的天线结构简单，天线增益可高达18dB左右，而且造价较低，所以也是一种很有推广意义的天线。

1.5.3 声频处理器

对调幅发射机来说，只要使用限制放大器即可，但对调频来说就要复杂一些了。因调频噪声呈现三角噪声特性，故必须进行预加重处理。如果对输入声频信号先进行预加重处理，后进行压缩限幅，这样要取得同样的平均调制度，所需的压缩量要大，即增益降低量要大，不易实现。如果先进行压缩限幅，然后再进行预加重，则节目在经压缩限幅已提高了平均调制电平的基础上再进行高频提升（加重），将会使高声频电平大为提高而产生过调制，失去了限制作用。所以要对声频节目进行适当的处理才行。

一般单声道声频处理的简化框图如图1.51。输入处理器是将低于20Hz高于15kHz的不需要信号滤除。这样就不至因不需要的带外信号电平高对带内信号产生不应有增益降低。压缩器是一个自动增益控制器（AGC），也叫压控放大器（VCA）。当输入电平大于某一可设定的门限值以后使VCA的增益下降，以达到提高平均调制电平的目的。一般采用宽带（不分段）压缩处理，比较讲究的则把整个声频分成两段或多段来进行压缩处理。压缩后再进行预加重，经预加重处理的信号高声频显著提高，用50μs加重时间常数时，15kHz的电平提高量达13dB之多，有产生过调制的危险。如果经压缩后的某节目，15kHz的调制度已提高到了25%，再经50μs加重提升13dB，15kHz的调制度将达110%以上。所以必须仅对高声频进行再压缩，而对中低频则不应再降低增益了。这是在后面又加一个高声频压缩器的原因。尽管采取两次降低增益的措施，仍然还会有出现过调制的可能性，所以最后还加了一个削波器。但是否一定要加削波器，这要根据不同的线路设计而定。仅从防止过调制的角度来看，简单的二极管削波器即能满足要求。但简单的削波器会产生严重的谐波失真和互调失真，那是不

能容忍的。解决的办法有两个：一种办法是不用削波器，只要压缩器的动作时间足够快，使压缩器的增益降低能跟得上快速脉冲幅度的上升变化，即无削波之必要。例如美国 Mcmarfin公司的BFM—1514R声频处理器的动作时间只有20μs，比15kHz一个周期67μs要快三倍以上，所以该机不用削波器。另一种办法是在采用削波器的同时再增加消除失真的电路。例如美国Orban公司的8100A型调频用声频处理器，其压缩器的动作时间为1ms，是15kHz 周 期67μs的15倍。它采用了具有消除失真能力的“灵巧削波器”（该公司专利），能使22Hz以下各频率因削波而产生的失真抵消30dB之多。

图1.51是一个单声道声频处理器，只要将两个同样的处理器在压缩器上进行适当的连接，使得左右声道的任何一路达到门限值时，就对左右两路压缩器进行等量的增益下降，这样就构成了一个立体声声频处理器。将两个声频处理器的上述连接断开，即可分别作两套不同节目的处理器之用（如双节目），亦可用作单声节目广播处理之用。

国内目前尚无声频处理器的正式产品。广东省台、上海台、浙江台和中央台已有进口声频处理器在使用。

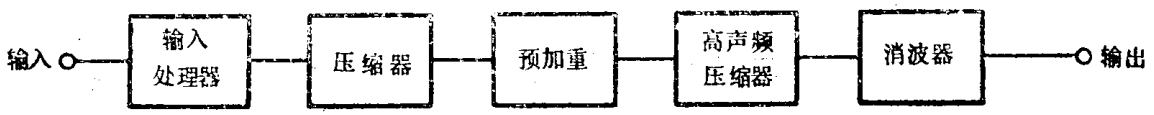


图1.51 单声道声频处理器方框图

参 考 文 献

[1] 张昌高、华旭日。立体声和调频立体声接收机。新时代出版社，1986

[2] (日)森永隆广等。FM読本。オーム社，1979

[3] 毋长江等。调频双节目广播试验简介。广播与电视技术 1982；1：30

[4] 日本放送协会编。放送方式。日本放送出版协会，1983

[5] 沈世明、韦博荣。关于双节目调频广播中串话的分析。广播与电视技术 1982；5：1

[6] 张彦普。调频双节目广播。广播与电视技术 1984；4：37

[7] Lath B P. Communition system. J —ohn Wiley and Sous, Inc., 1968

[8] 张肃文。高频电子线路(下册第二分册)。人民教育出版社，1982

[9] 李宝善。立体声应用技术。上海科技文献出版社，1982

[10] 潘怀敏等译。调频广播中多径传播引起的失真和串音。黑龙江广播电视技术 1985；1

[11] 广播电视部科技委员会文件汇编。调频广播覆盖网规划方法，第四卷，P31

[12] 中广局技术处、电视办公室。调频广播网和电视广播网规划方法。广播与电视技术1975；3、4

[13] 虞星译。调频广播用发射机与接收机。国防工业出版社，1978

第 二 章

导频制立体声编码器和解调器

在第一章中我们已经讲述了立体声基本原理，我国与世界上大多数国家一样，立体声编码方式是采用AM-FM导频制。所谓AM-FM制式是指对副载波调幅（抑制载波）对主载波调频的信号调制方式，现在我们作深入讨论。对主载波进行频率调制(FM)的信号是一种导调频制立体声复合信号，如图2.1所示[1]。

图2.1(a)、(b)分别为立体声左声道(L)和右信道(R)信号；图2.1(c)(d)分别为左右声道的和信号($L+R$)，差信号($L-R$)；前者也称为主信道信号M，而后者也称为副信道信号S；图2.1(e)表示副信道信号($S=L-R$)对副载波调幅后，再将副载波抑制的信号，即$(L-R)\cos\omega_s t$；将图(c)(e)所示信号相加后即为导频制立体声复合信号，如图2.1(f)所示。

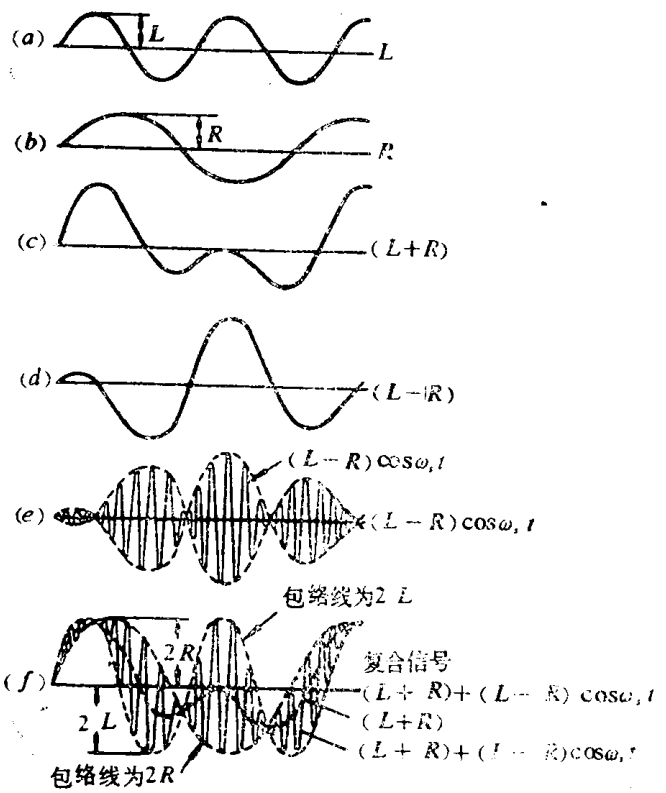


图2.1 导频制立体声复合信号

导频制立体声复合信号的频谱图如图2.2所示。可以看出，它是由以下三部分组成的：①左右声道和信号($L+R$)，即主信道信号M，占用50Hz～15kHz的频率范围；②将左右声道的差信号($L-R$)对38kHz副载波进行抑制副载波的调幅，即平衡调幅后，得到$(L-R)\cos\omega_s t$信号，即$(L-R)_M$信号，占用23～53kHz的频率范围；③19kHz导频信号。

导频制立体声复合信号可以用式(1.68)来表示，即

$$U_A(t)=(L+R)+(L-R)\cos\omega_s t+p\cos\frac{\omega_s}{2}t \qquad (2.1)$$

这样的复合信号频谱既便于传送立体声信号，也有利于单声道调频接收机接收立体声广播电台发出的信号。这是因为，和信号($L+R$)占有50Hz～15kHz的频率范围，与单声道调频广播电台的调制频率范围是一致的，所以单声道调频接收机能够很好地恢复出这一频率

围范的立体声左右声道之和的完整信号，而比15kHz频率再高的导频信号及（$L-R$），信号，由于已经超出了单声道调频接收机的工作频率范围，所以对它不起作用。

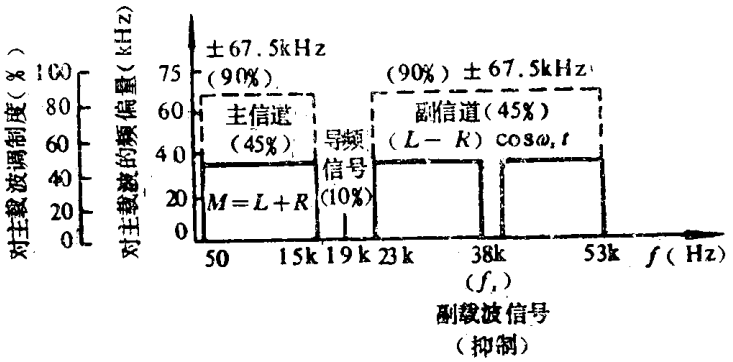


图2.2 导频制立体声复合信号的频谱

对38kHz副载波进行抑制的原因是由于副载波在调幅后并不传送信息，如果保留它，则将占用很大频偏，所以须将它抑制到1%以下。为了使接收机能恢复出$L-R$信号，必须送一个19kHz的信号，作为标准频率和相位，使接收机收到它后，能由它导引出与发射端相位相同的38kHz副载波，以恢复出$L-R$信号，这一19kHz信号称为导频信号。导频信号的另一作用是当接收立体声调频广播时，它可以使立体声调频接收机上的立体声指示灯点亮。

2.1 立体声编码器

本节就立体声（导频制）编码器加以分析。编码器一般有两种方式，即矩阵方式和开关方式。由于分离度的原因，目前国内外均趋向于开关方式的编码器。

2.1.1 矩阵方式立体声编码器

矩阵方式也可以称为频率分割方式，它的方框图如图2.3所示。

左、右信号分别通过预加重电路后，经过矩阵电路（即相加相减器），形成$L+R$信号及$L-R$信号。由振荡器产生19kHz导频信号，并将它倍频成为38kHz，作为副载波。$L-R$信号被送往平衡调幅器与由倍频器来的38kHz副载波形成抑制副载波的调幅信号$(L-R)_M$，即$(L-R)\cos\omega_s t$。$(L-R)_M$经带通滤波器滤去谐波。$L+R$信号经延时电路，以便与$(L-R)_M$经带通滤波器的延时相等。将导频信号、$(L-R)_M$信号与$L+R$信号一起混合，形成立体声复合信号。

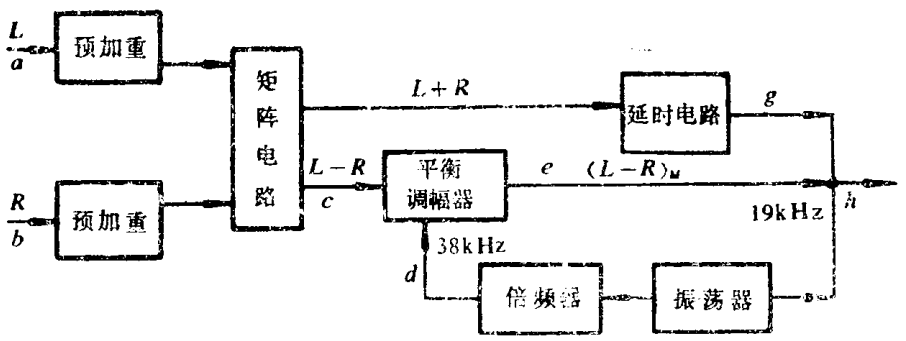


图2.3 矩阵方式立体声编码器的方框图

一、 预加重和去加重电路

众所周知，几乎所有的消息信号（语言、音乐等等），其功率密度都是随频率的增加而下降的。因此，在调频广播中采用预加重与去加重电路，以提高信噪比。

根据式（1.57）可知，预加重网络的幅度频率特性$K_p(\omega)$可以由下式表示

$$K_p(\omega)=\sqrt{1+\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2} \qquad (2.2)$$

根据式（1.59）可知，去加重网络的幅度频率特性$K_d(\omega)$可以由下式表示

$$K_d(\omega)=\frac{1}{\sqrt{1+\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}} \qquad (2.3)$$

式中ω_0为幅度特性比平直时变化3dB时的角频率。

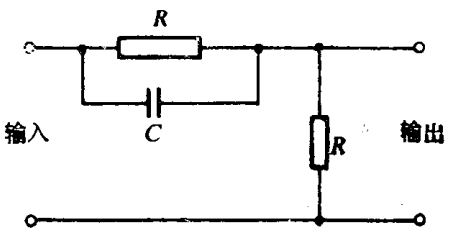


图2.4 预加重电路

预加重网络可以是无源的，也可以是有源的，前者如图2.4所示，而后者，如图2.5所示。由图2.4可知，在15kHz以下的声频段时，设$r \ll R$，$r \ll \frac{1}{\omega C}$，则输出电压与输入电压之比为

$$\frac{U_2}{U_1}=\frac{r}{-j\frac{R}{\omega C}+r}=\frac{r\left(R-j\frac{1}{\omega C}\right)}{r\left(R-j\frac{1}{\omega C}\right)-j\frac{R}{\omega C}}\approx\frac{r\left(R-j\frac{1}{\omega C}\right)}{-j\frac{R}{\omega C}}$$

$$=\frac{r}{R}(1+j\omega RC)=\frac{r}{R}(1+j\omega\tau)$$

式中$\tau=RC$，称为预加重网络的时间常数。于是上式可变为

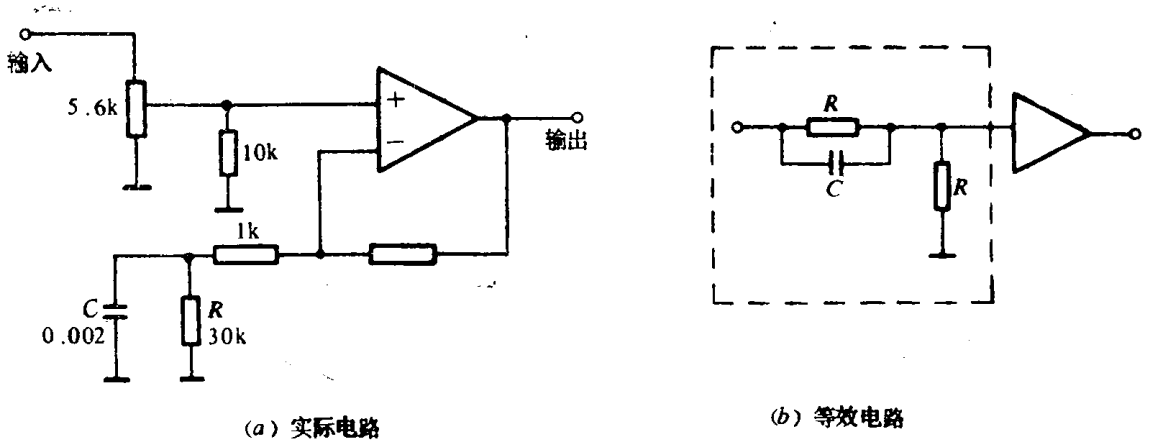
$$\frac{U_2}{U_1}=\frac{r}{R}\sqrt{1+(\omega\tau)^2}\,e^{j\arctg\omega\tau}$$

设$\omega_0=\frac{1}{\tau}$，则

$$\left|\frac{U_2}{U_1}\right|=\frac{r}{R}\sqrt{1+\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}=\frac{r}{R}K_p(\omega) \qquad (2.4)$$

即证明符合预加重网络的幅度频率特性。所以特性提升3 dB的角频率$\omega_0=2\pi f_0=\frac{1}{\tau}$，即$f_0=\frac{1}{2\pi\tau}$。如果$\tau=75\mu s$，则$f_0=2122Hz$；$\tau=50\mu s$，则$f_0=3183$ Hz。我国规定调频广播的加重时间常数为50μs。

在立体声编码器中，左右声道均加入图2.5(a)所示预加重电路。



(a) 实际电路　　(b) 等效电路

图2.5 有源预加重电路

去加重电路如图1.17所示，则

$$\frac{U_2}{U_1}=\frac{-j\frac{1}{\omega C}}{R-j\frac{1}{\omega C}}=\frac{\frac{1}{\tau}}{j\omega+\frac{1}{\tau}}=\frac{\omega_0}{j\omega+\omega_0}=\frac{\omega_0}{\sqrt{\omega^2+\omega^2_0}}e^{-j\arctg\omega/\omega_0}$$

式中$RC=\tau$，τ为去加重网络的时间常数。上式可以改写为

$$\left|\frac{U_2}{U_1}\right|=\frac{1}{\sqrt{1+\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}}$$

与式（2.3）相同，证明这个网络是去加重网络。

二、 矩阵电路

矩阵电路是用L，R信号产生出和信号（$L+R$）、差信号（$L-R$）的电路，这种电路可以是无源的，也可以是有源的。前者如图2.6(a)、(b)所示[2][3]，后者如图2.7所示。

在图2.6(a)所示电路中，它使用了两个完全相同的变压器，变压器的线圈3、4、5、6对于线圈1、2来说，完全平衡（保持50dB以上的平衡），加上线圈3、4；5、6之间漏电感做得尽量小，因此来自L侧的信号不进入R侧的信号源，从而，正确地产生了（$L+R$）、（$L-R$）的信号。

图2.6(b)所示电路又是另一种形式的矩阵电路，图(c)为其等效电路，它实际上是每臂为300Ω电阻的电桥。在这一电路中L信号和R信号对信号源没有影响。图中还表示了各臂（$L+R$）、（$L-R$）信号的情况。在图2.6(b)所示实际电路中，是用变压器T_3、T_4绕组的一半代替300Ω电阻，这些线圈每两个串联连接，使得对（$L+R$）、（$L-R$）信号来说，具有600Ω的输出阻抗。上海电视台早期所研制的晶体管立体声编码器就是采用图2.6(b)的变形矩阵电路，其效果还是明显的[4]。

图2.7所示矩阵电路是一种采用集成运算放大器组成的有源矩阵电路。其方法简单，制作

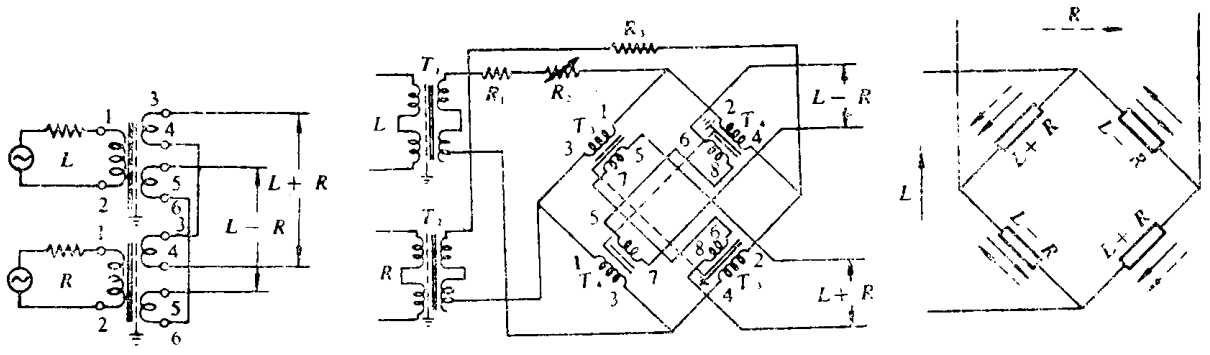


图2.6 矩阵电路实例

容易，调整方便，而且可达到较高的技术指标[4]。

在实际电路中，其调整时多使用示波器。首先把L与R信号输入端并联起来，送入一个音频信号（如1kHz），然后把L与R信号通路的可变衰减器开足，并去除预加重。此时L与R通道的输入信号完全保证同幅度，同相位。用示波器观察（$L+R$）端输出幅度正好与理论值相符（2倍或相等），而（$L-R$）端信号则完全抵消，无信号输出，至此矩阵已完全正常。

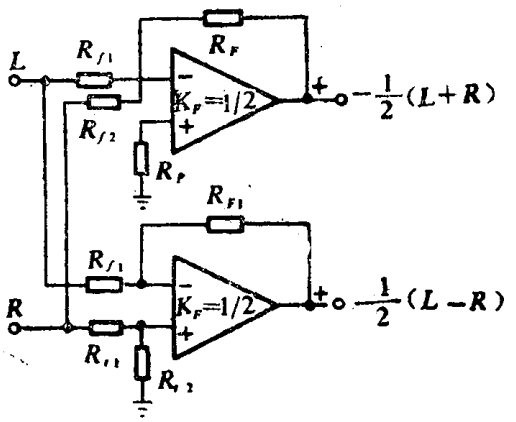


图2.7 有源矩阵电路原理图

三、平衡调幅器

一般的调幅信号是由两部分组成的，第一部分是载波$\sin\omega_s t$，另一部分则为上下边频波，是调制信号与载波的乘积，即调制乘积，其表达式如下式所示。

$$U_a(t)=\sin\omega_s t+m_a\cos\Omega t\sin\omega_s t$$

$$=\sin\omega_s t+\frac{m_a}{2}\cos(\omega_s+\Omega)t+\frac{m\tau}{2}\cos(\omega_s-\Omega)t \qquad (2.5)$$

如果一种调幅方式只输出调制乘积，即只输出上下两个边带，而不输出载波，即将载波抑制掉，则这种调幅方式称为平衡调幅，能实现平衡调幅的装置称为平衡调幅器。图2.8为单一余弦波经平衡调幅后的波形。图中所示为载波频率比调制信号频率高9倍时，只取调制信号一个周期来看，则相当于将上边频10周〔图(c)中虚形〕波线与下边频8周〔图(c)中实线波形〕共同形成的平衡调幅波，如图(d)所示。

由平衡调幅波的波形可以看出以下几点性质：

1. 平衡调幅波上下包络线的波峰频率为调制频率的两倍。

2. 每当调制信号通过原点时，平衡调幅波的相位就要反相180°。

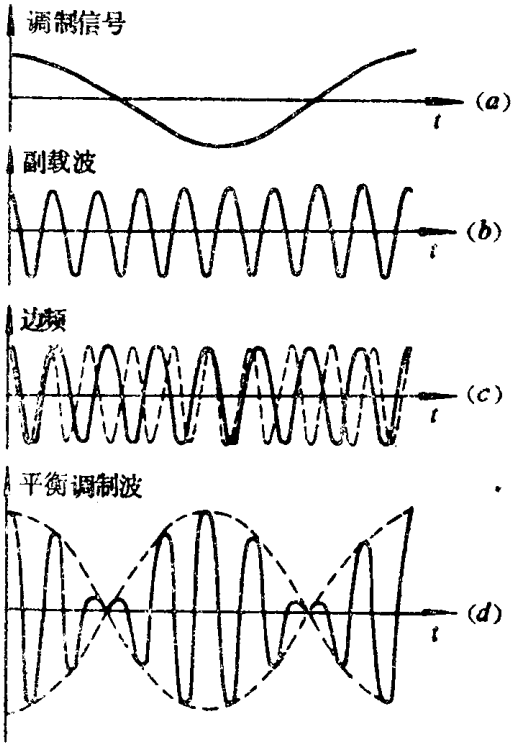


图2.8 平衡调幅波

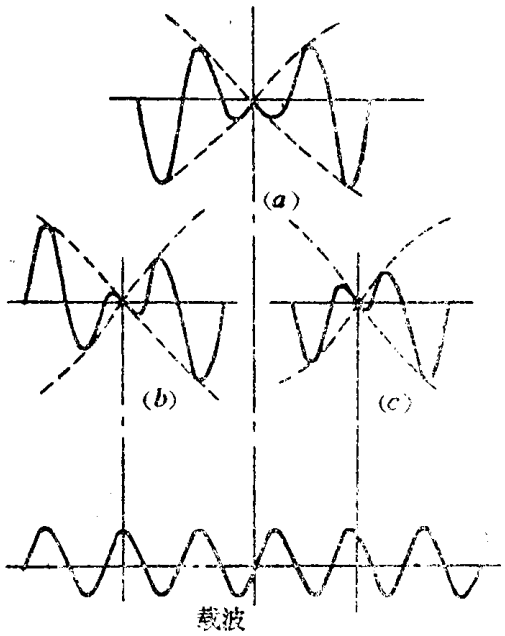


图2.9 调制信号过原点时，载波在不同相位时，载波反相180°的波形图

图2.9示出了当调制信号过原点时，载波在不同相位时，载波反相180°的波形图。

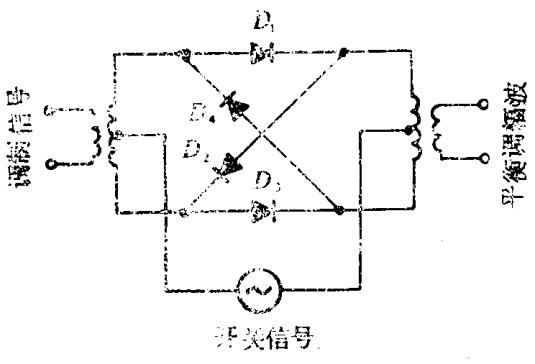


图2.10 平衡调幅器

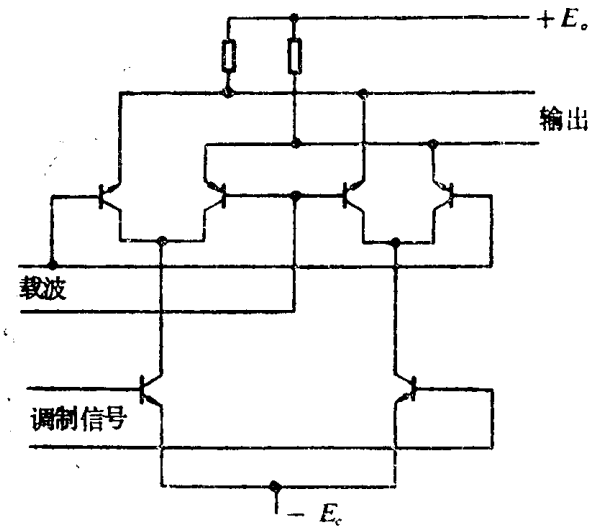


图2.11 集成电路平衡调幅器

平衡调幅器可以用两只变压器和四只二极管组成，两只变压器应有完全对称的中心抽头。它的电路如图2.10所示。它的工作原理是：38kHz副载波作为开关信号，并设开关信号

幅度甚大于调制信号的幅度，于是四个二极管的导通与否，就只受副载波的控制。当副载波在某半个周期内，D_1、D_3导通，D_2、D_4截止；在副载波在另一半周期内，D_2、D_4导通，D_1、D_3截止。如果四个二极管是理想的，而且电路也是对称的，则开关信号$f(t)$可以看成是以载波周期在+1与−1之间跳变。将$f(t)$用富氏级数展开，并设调制信号为$\cos\Omega t$，于是输出信号应为

$$u_o=\cos\Omega t\cdot f(t)=\cos\Omega t\cdot\frac{4}{\pi}\left[\cos\omega_s t-\frac{1}{3}\cos3\omega_s t+\frac{1}{5}\cos5\omega_s t-\cdots\right]$$

用低通滤波器滤去高次谱波，于是得到$\frac{4}{\pi}\cos\Omega t\cos\omega_s t$，即平衡调幅波（如图2.8所示）。

如果电路对称性不好，则将有副载波泄漏，可以用电位器来调整平衡加以抑制。平衡调幅器也可以由图2.11所示的集成电路来组成。

为了有效地抑制副载波电压（要求在100%调制时，漏载小于1%），变压器的对称绕组和四只二极管在电气性能上要求尽量一致。

左、右声道信号经过这样一系列处理后，得到其复合信号如图2.12(h)所示，（信号中不包括导频信号）。图(f)所示信号为平衡调幅器输出信号经带通滤波器滤除各次谐波边带后的信号$S\cos\omega t$。

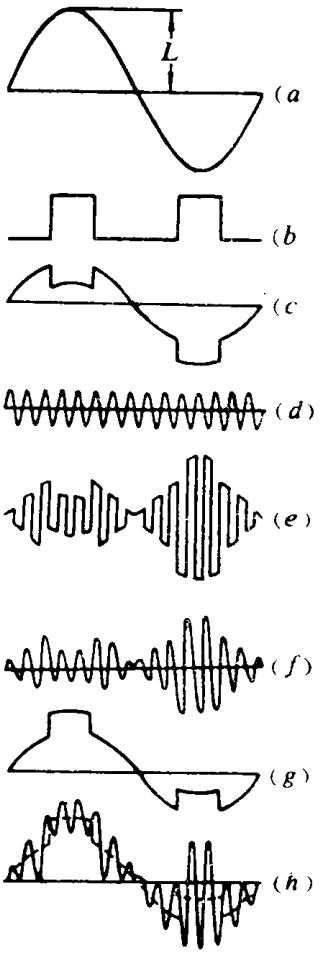


图2.12 矩阵方式编码器各点的波形图（无导频）

(a)左路信号L；　(b)右路信号R；　(c)差信号S=(L-R)；(d)38kHz副载波；　(e)平衡调制器输出；　(f)滤波器输出Scosωt；(g)和信号M=(L+R)；　(h)复合信号M+Scosωt

四、分离度[1]

立体声分离度的定义是：当只有左(或右)声道有单一频率信号而右（或左）声道没有信号时，经过系统后，左（或右）声道内最大信号电压E'_L（或E'_R）与右（或左）声道出现的最大串音电压E'_R（或E'_L）之比。通常用对数表示如下：

$$S_p(\text{分离度})=20\lg\frac{E'_L}{E'_R}\quad\text{dB}$$

分离度是衡量一个立体声系统质量的主要指标之一。分离度的好坏将直接影响重放时“声象”的位置，声象位置严重变化时，会造成左右不分，失去立体感，所以分离度不能低于30dB（根据人耳能辨别出的最小方位角为3°～6°这样一个程度所确定的）。无论发射端的分离度或接收端的分离度都会直接影响到其质量。在这里我们仅就矩阵方式立体声系统的分离度加以阐述。

矩阵方式立体声系统的分离度与系统的主、副信道之间的增益差、相位差，以及导频信号与副载波之间的相位差有关。

设立体声系统只有左声道信号E_L，而没有右声道信号时，可以表示为

$$E_L = A\cos(\Omega t+\theta) \qquad (2.6)$$

$$E_R = 0$$

式中A为声频信号幅值；

Ω为声频信号频率；

θ为初相角。

将式（2.6）写成指数形式，则为

$$E_I = Ae^{j(\Omega t+\theta)}$$

$$E_R = 0$$

这一信号通过M信道即$L+R$信道以及S信道即$L-R$信道后，分别成为

$$E'_M = G_M \cdot Ae^{j\varphi_M}e^{j(\Omega t+\theta)}$$

$$E_S' = G_S \cdot Ae^{j\varphi_S}e^{j(\Omega t+\theta)}$$

式中G_M为M信道的增益；

G_S为S信道的增益；

φ_M为信号通过M信道后，在频率为Ω时的相移；

φ_S为信号通过S信道后，在频率为Ω时的相移。

将M与S信道传输的信号，最后进行相加相减得到左右声道信号，可以表示为

$$E'_L = E'_M + E'_S = [G_M e^{j\varphi_M} + G_S e^{j\varphi_S}]Ae^{j(\Omega t+\theta)}$$

$$E'_R = E'_M - E'_S = [G_M e^{j\varphi_M} - G_S e^{j\varphi_S}]Ae^{j(\Omega t+\theta)}$$

如果系统是理想的，则

$$G_M = G_S = G;\quad \varphi_M = \varphi_S = \varphi'$$

于是 $$E'_L = 2GAe^{j\varphi'}\cdot e^{j(\Omega t+\theta)}$$

$$E'_R = 0$$

即当M、S信道的增益和相位移都一样时，仍然只有左声道有输出，右声道没有输出，即分离度为无限大。但这种理想情况是很难得到的。下面分别叙述M、S信道有增益差、相位差，以及导频信号与副载波间有相位差时对分离度的影响。

1．M、S信道有增益差时对分离度的影响

设M、S信道相位移相等而增益不相等，即

$$G_M \neq G_S \qquad \varphi_M = \varphi_S = \varphi'$$

于是左右声道输出电压分别为

$$E'_L = (G_M e^{j\varphi'} + G_S e^{j\varphi'})\cdot Ae^{j(\Omega t+\theta)}$$

$$E'_R = (G_M e^{j\varphi'} - G_S e^{j\varphi'})\cdot Ae^{j(\Omega t+\theta)}$$

所以，分离度为

$$S_\varphi = 20\lg\frac{E'_L}{E'_R} = 20\lg\frac{(G_M e^{j\varphi'} + G_S e^{j\varphi'})\cdot Ae^{j(\Omega t+\theta)}}{(G_M e^{j\varphi'} - G_S e^{j\varphi'})\cdot Ae^{j(\Omega t+\theta)}}$$

$$= 20\lg\frac{G_M+G_S}{G_M-G_S} = 20\lg\frac{1+m}{1-m}\ \text{dB} \qquad (2.7)$$

式中 $m=\frac{G_S}{G_M}$。

绘图表示如图2.13所示。

也可列表如下：

增益差(dB)	0.2	0.5	0.8	1	2	3	5
分离度(dB)	43	31	27	26	18	15	11

2．M、S信道有相位差时对分离度的影响

设M、S信道增益相等，但相位移不相等时，即

$$G_M=G_S=G;\qquad \varphi_M\neq\varphi_S$$

设$\varphi_S-\varphi_M=\Delta\varphi$，则可画出$E'_M$及$E'_S$的矢量图如图2.14所示。

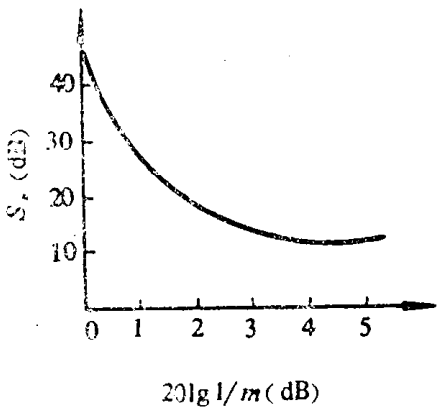


图2.13 M、S信道有增益差时对分离度的影响

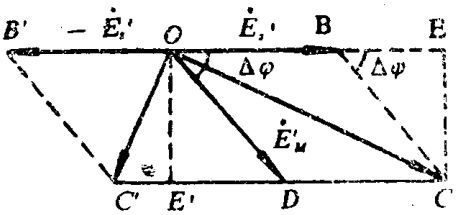


图2.14 求M、S信道有相位差时对分离度影响用矢量图

以下各式中的线段，均为有向线段，为了简化，省去矢量符号。

由图（2.14）可看出

$$E'_M+E'_S=OD+OB=OC=E'_L$$

$$|OC|=\sqrt{(|OB|+|BE|)^2+|EC|^2}=\sqrt{(AG_S+AG_M\cos\Delta\varphi)^2}$$

由于$G_S=G_M=G$，所以

$$|OC|=\sqrt{(AG)^2(1+\cos\Delta\varphi)^2+(AG\sin\Delta\varphi)^2}$$

$$E'_M-E=OD+OB'=OC'=E'_R$$

$$|OC'|=\sqrt{|OE'|^2+|E'C'|^2}=\sqrt{|OE'|^2+(|DC'-E'D|)^2}$$

$$=\sqrt{(AG\sin\Delta\varphi)^2+(AG)^2(1-\cos\Delta\varphi)^2}$$

分离度为

$$S_p=20\lg\frac{E'_L}{E'_R}=20\lg\sqrt{\frac{(AG)^2(1+\cos\Delta\varphi)^2+(AG\sin\Delta\varphi)^2}{(AG\sin\Delta\varphi)^2+(AG)^2(1-\cos\Delta\varphi)^2}}$$

$$=20\lg\sqrt{\frac{(1+\cos\Delta\varphi)^2+\sin^2\Delta\varphi}{\sin^2\Delta\varphi+(1-\cos\Delta\varphi)^2}}=20\lg\sqrt{\frac{2(1+\cos\Delta\varphi)}{2(1-\cos\Delta\varphi)}}$$

$$=20\lg\frac{\sqrt{(1+\cos\Delta\varphi)(1-\cos\Delta\varphi)}}{1-\cos\Delta\varphi}=20\lg\frac{\sqrt{1-\cos^2\Delta\varphi}}{1-\cos\Delta\varphi}$$

$$=20\lg\frac{\sin\Delta\varphi}{1-\cos\Delta\varphi}\ \text{dB} \tag{2.8}$$

绘图表示如图2.15所示。

也可以列表如下：

相位差(度)	3°	5°	10°	11°	20°	30°	40°
分离度(dB)	32	27	21	20	14	11	8

3．*M*、*S*信道既有增益差，又有相位差时对分离度的影响

这时$G_M\neq G_S$，$\varphi_M\neq\varphi_S$，仍设$\varphi_S-\varphi_M=\Delta\varphi$，则可画出$E'_M$及$E'_S$的矢量图如图2.16所示。

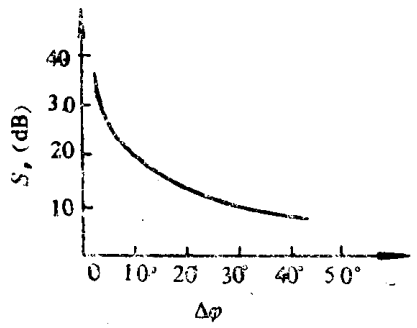


图2.15 *M*、*S*信道有相位差时对分离度的影响

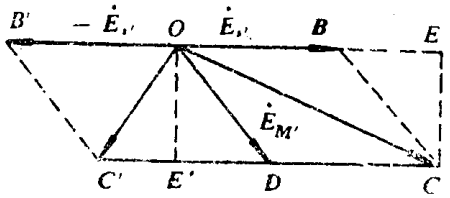


图2.16 求*M*、*S*信道既有增益差又有相位差时对分离度的影响用矢量图

与求相位差对分离度影响时相似，可得出

$$|OC|=\sqrt{(AG_S+AG_M\cos\Delta\varphi)^2+(AG_M\sin\Delta\varphi)^2}$$

$$|OC'|=\sqrt{(AG_M\sin\Delta\varphi)^2+(AG_S-AG_M\cos\Delta\varphi)^2}$$

于是，分离度为

$$S_P=20\lg\frac{E'_L}{E'_R}=20\lg\sqrt{\frac{(AG_S+AG_M\cos\Delta\varphi)^2+(AG_M\sin\Delta\varphi)^2}{(AG_M\sin\Delta\varphi)^2+(AG_S-AG_M\cos\Delta\varphi)^2}}$$

$$=20\lg\sqrt{\frac{A^2(G_s^2+2G_MG_s\cos\Delta\varphi+G^2{}_M\cos^2\Delta\varphi+G^2{}_M\sin^2\Delta\varphi)}{A^2(G^2{}_M\sin^2\Delta\varphi+G^2{}_S-2G_MG_S\cos\Delta\varphi+G^2{}_M\cos^2\Delta\varphi)}}$$

$$=20\lg\sqrt{\frac{G^2{}_S+G^2{}_M(\cos^2\Delta\varphi+\sin^2\Delta\varphi)+2G_SG_M\cos\Delta\varphi}{G^2{}_M(\sin^2\Delta\varphi+\cos^2\Delta\varphi)G^2{}_S-2G_SG_M\cos\Delta\varphi}}$$

$$=20\lg\sqrt{\frac{G^2_S+G^2_M+2G_SG_M\cos\Delta\varphi}{G^2_S+G^2_M-2G_SG_M\cos\Delta\varphi}}=20\lg\sqrt{\frac{m^2+1+2m\cos\Delta\varphi}{m^2+1-2m\cos\Delta\varphi}}$$

$$=20\lg\sqrt{\frac{1+2m\cos\Delta\varphi+m^2}{1-2m\cos\Delta\varphi+m^2}}\quad \text{dB} \tag{2.9}$$

式中 $m=\frac{G_S}{G_M}$。

绘图表示如图2.17所示。

4. 导频信号与副载波有相位差时对分离度的影响

在调制器端如果导频信号与副载波之间有相位差时，则接收端由导频信号恢复的副载波与原来受$L-R$平衡调幅的副载波之间也会存在相位差。设这一相位差为φ，于是经过乘积检波器恢复出的$L-R$信号，根据后面所述，要增加cosφ这一因数。

设传输的信号为

$$E_L=A\cos\Omega t$$

$$E_R=0$$

在接收机矩阵电路前，则经M信道后的信号为

$$E_M=A\cos\Omega t$$

经S信道乘积检波后的信号为

$$E_S=A\cos\Omega t\cos\varphi$$

经矩阵电路后，可得

$$E'_L=E_M+E_S$$

$$E'_R=E_M-E_S$$

所以，分离度为

$$S_D=20\lg\frac{E'_L}{E'_R}=20\lg\frac{1+\cos\varphi}{1-\cos\varphi}=20\lg\mathrm{ctg}^2\frac{\varphi}{2}=40\lg\mathrm{ctg}\frac{\varphi}{2}\quad \text{dB}$$

绘图表示如图2.18所示。

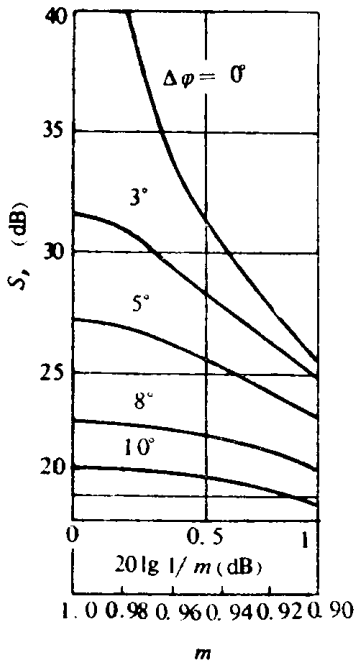


图2.17 M、S信道既有增益差又有相位差时对分离度的影响

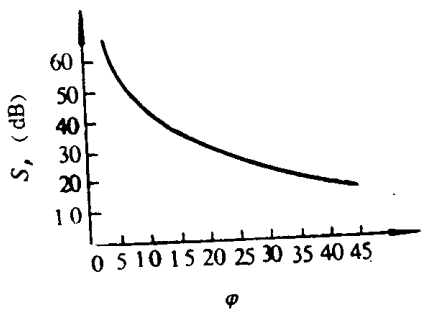


图2.18 导频信号与副载波有相位差时，对分离度的影响

也可列表如下

相位差(度)	±90°	±58.5	±35°	±20.2°	±11.4°
分离度(dB)	0	10	20	30	40

如果在前述 3 的情形，再考虑导频信号与副载波的相位差，则分离度表示式为

$$S_P=20\lg\sqrt{\frac{1+2(m\cos\varphi)\cos\Delta\varphi+(m\cos\varphi)^2}{1-2(m\cos\varphi)\cos\Delta\varphi+(m\cos\varphi)^2}}\quad \text{dB} \qquad (2.10)$$

根据以上分析可知，只有当$\Delta\varphi=0$，$\varphi=0$，$m=1$时，分离度才能达到无限大。矩阵方式立体声系统，由于立体声调制器和立体声解调器中，S信道有带通滤波器，因而会产生相移，而M信道没有相移，所以M信道要加入相位补偿电路，以使M、S两信道间的相位差为零，这是矩阵方式的固有缺点。通常要求分离度应不小于30dB，这时增益差约为0.5dB或$\Delta\varphi=3°$或$\varphi=\pm20.2°$。

利用前述左复合信号和右复合信号可以由示波器观察M、S信道间的差异以及副载波的相位关系。

图2.19所示为M、S信道间有增益差时的波形；图2.20所示为M、S信道间有相位差时的波形；图2.21所示则为M、S信道间既有增益差又有相位差时的波形。

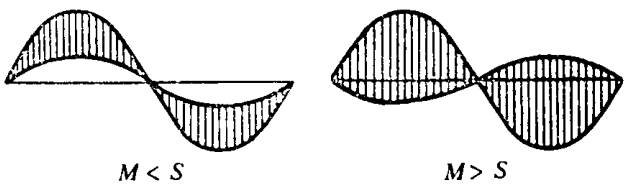


图2.19 M、S信道间有增益差时的波形

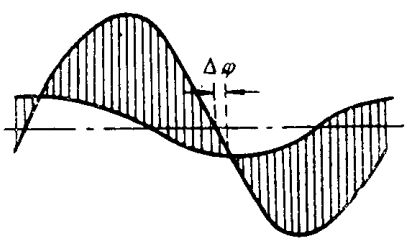


图2.20 M、S信道间有相位差时的波形

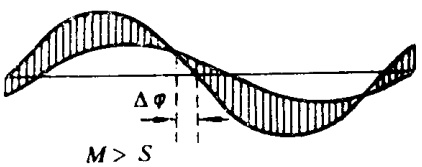


图2.21 M、S信道间既有增益差又有相位差时的波形

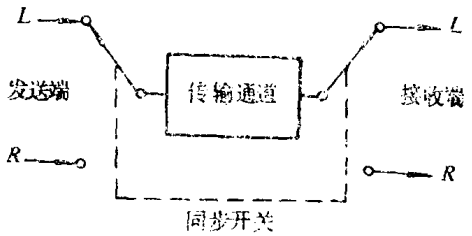


图2.22 开关立体声方式的示意

2.1.2 硬开关方式立体声编码器

硬开关方式也可称为时间分割方式。这种方式的示意图如图2.22所示。在发送端用开关轮流传送L和R信号，在接收端也用一个与发送端开关同步的开关轮流接收L和R信号。只要两个开关同步好，就可以完成传输两路信号的任务。

如果以重复频率为38kHz的矩形脉冲作为开关信号，则如图2.23所示，将正向脉冲〔图(b)〕作为L信号〔图(a)〕的开关信号，使L信号通过；将反向脉冲〔图(d)〕作为R信号〔图(c)〕的开关信号，使R信号通过，就可以得到脉冲调制的信号图(e)。只要滤去其中的高次谐波，就可以得到复合信号图(h)。图(e)可以分解成图(f)和图(g)。而图(f)就是矩阵方式中的$L+R$；图(g)滤去高次谐波后就是矩阵方式中的$(L-R)_M$，所以开关方式形成的立体声复合信号波形，与矩阵方式所得的立体声复合信号波形完全相同（略去导频信号）。

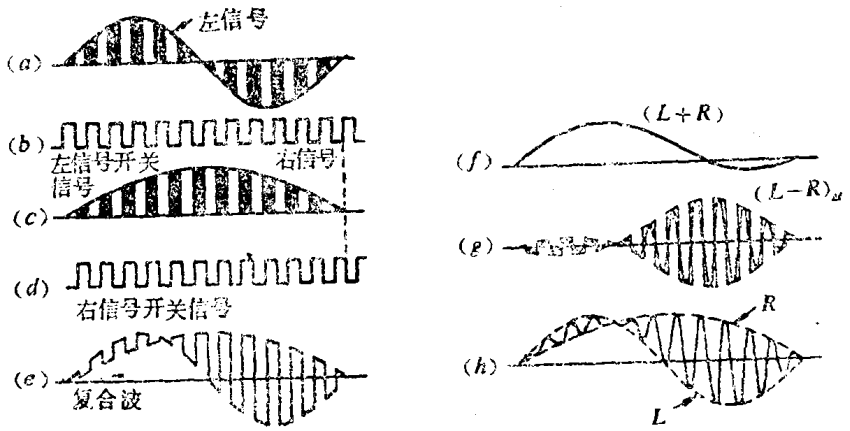


图2.23 开关方式形成立体声复合信号的原理及波形

众所周知，任何非正弦周期脉冲函数都可以看作是直流分量和多种频率的正弦分量，余弦分量的叠加。若用一对重复频率为38kHz，相位相反的矩形脉冲，轮流去对左右路信号取样，那么在取出直流和ω_s的基波成分后，可以得到式(2.11)所示复合信号。

$$U_A(t)=L(1+\cos\omega_s t)+R(1-\cos\omega_s t) \qquad (2.11)$$

式(2.11)实际上是在矩阵方式所取得复合信号（式(2.1)）中除去导频信号分量后的复合信号。与矩阵方式取得的复合信号〔式(2.11)〕相比较看出，用一对反相脉冲轮流对左右路

信号进行取样，消除其高次谐波边带后，所得复合信号与矩阵方式所得复合信号是基本相同的，所不同的是M、S的电平有差值，即L—R的振幅是$L+R$的$\frac{4}{\pi}$倍，也即$\alpha=\frac{S}{M}=\frac{4}{\pi}=1.27$。这是因为取样脉冲的直流成分与基波振幅不相等所造成的。它由所选脉冲的性质所决定，脉冲选定后就不能改变。

开关式编码器的方框图如图2.24所示，各点的波形如图2.25所示。受一对反相矩形脉冲控制的取样开关K，轮流对左右路信号取样相加后得图2.25(g)波形，再于加法器A的反相输入端（－）与适量的左右路信号相加，然后经低通滤波器滤除三次谐波及其以上边带波后，得到图2.25(h)的复合信号波形(无导频)。调整R_3、R_4可使α接近于1以改善左右路的分离度。

从以上分析和方框图可以看出，开关式编码器不需要矩阵电路，无M、S通道，当然也就没有平衡调制器、带通滤波器以及一大套相位补偿、延时线等复杂电路了。因而开关式编

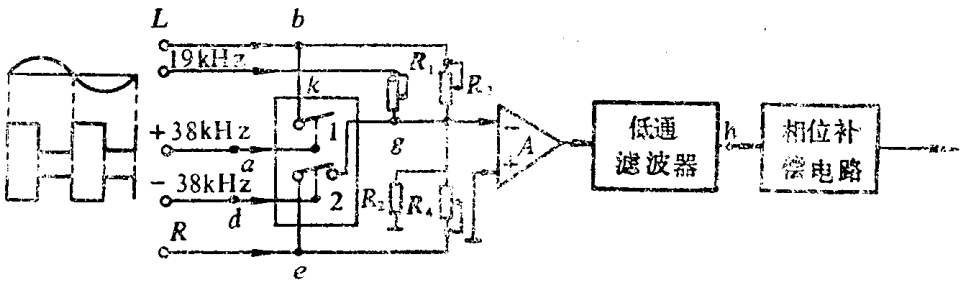


图2.24 开关式编码器方框图

码器电路简单，分离度指标容易作好，是其最大的优点。但复合信号中所包含的三次及其以上的谐波边带（三次下边频为99kHz），仍需用低通滤波器来消除。对99kHz具有一定衰减量的低通滤波器所产生的非线性相移，对基波边带53kHz仍会有较大的影响，故仍需加相位补偿电路。这种简单的开关编码方式也称为“硬”开关方式。例如，日本目黑（Meguro）公司的MSG-216A，采用硬开关方式，由于只用一个简单的低通滤波器，无补偿措施，因而10～15kHz分离度只能作到35dB。但该公司的MSG-211FSⅡ采用了时延补偿低通滤波器，10～15kHz的分离度即可作到40dB，美国马丁（Mcmartin）公司的BFM-1521R也是硬开关方式，也只作到40dB的水平。

任何脉冲序列都可用富氏级数来表示。若选择脉冲的中点作为计算时间的起点，则富氏级数中的正弦项均为零。级数可写为

$$f(t)=A\frac{\tau}{T}+\frac{2A}{\pi}\sin\frac{\pi\tau}{T}\cos\frac{2\pi}{T}t+\frac{1}{2}\cdot\frac{2A}{\pi}\sin\frac{2\pi\tau}{T}\cos\frac{4\pi}{T}t$$

$$+\frac{1}{3}\cdot\frac{2A}{\pi}\sin\frac{3\pi\tau}{T}\cos\frac{6\pi}{T}t+\cdots \qquad (2.12)$$

式中A为脉冲幅度；

τ为脉冲持续时间；

T为脉冲重复周期。

若设τ为T的一半，即$\frac{\tau}{T}=\frac{1}{2}$，则式(2.12)中各偶次谐波系数均等于零。只剩下奇次项。并且为简单起见，设$A=1$，得：

$$f_L(t)=\frac{1}{2}+\frac{2}{\pi}\cos\omega_s t-\frac{1}{3}\cdot\frac{2}{\pi}\cos 3\omega_s t+\frac{1}{5}\cdot\frac{2}{\pi}\cos 5\omega_s t-\cdots \qquad (2.13)$$

式中，$\omega_s=\frac{2\pi}{T}=2\pi F_s$。令$F_S=38\text{kHz}$，$f_1(t)$即可作为对左路信号去取样脉冲。

将$f_L(t)$反向，可以作为右路信号取样脉冲：

$$f_R(t)=\frac{1}{2}-\frac{2}{\pi}\cos\omega_s t+\frac{1}{3}\frac{2}{\pi}\cos 3\omega_s t-\frac{1}{5}\frac{2}{\pi}\cos 5\omega_s t+\cdots$$

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

$$L\times f_L(t)+R\times f_R(t)=\frac{1}{2}(L+R)+\frac{2}{\pi}(L-R)\cos\omega_s(t) \qquad (2.14)$$

图2.26所示电路是开关方式编码器的一实例。$C103$，$IC104$分别构成左，右调幅开关、其可变电阻$VR103$、$VR104$主要是用来调整载漏信号。在实际应用时、往往是将其输出端接入示波器或频谱仪，在无音频、导频信号情况下来调节。其等效工作原理如图2.27所示，从图中、对开关调幅器的工作状态一目了然。实际上，其输出复合信号(无导频)如图2.25(h)所示。

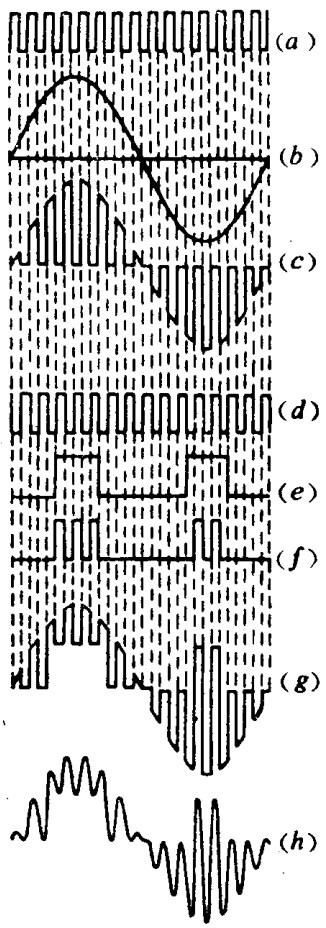


图2.25 开关方式构成复合信号的波式图（无导频）

(a)正相(左路)取样脉冲$f_L(t)$；(b)左路信号L；(c)对L取样后的波形$L\times f_1(t)$；(d)反相(右路)取样脉冲$f_R(t)$；(E)右路信号R；(f)对R取样后的波形$R\times f_L(t)$；(g)左右信号取样后相加波形$L\times f_L(t)+R\times f_R(t)$；(h)消除各次谐波边带后的波形即复合信号

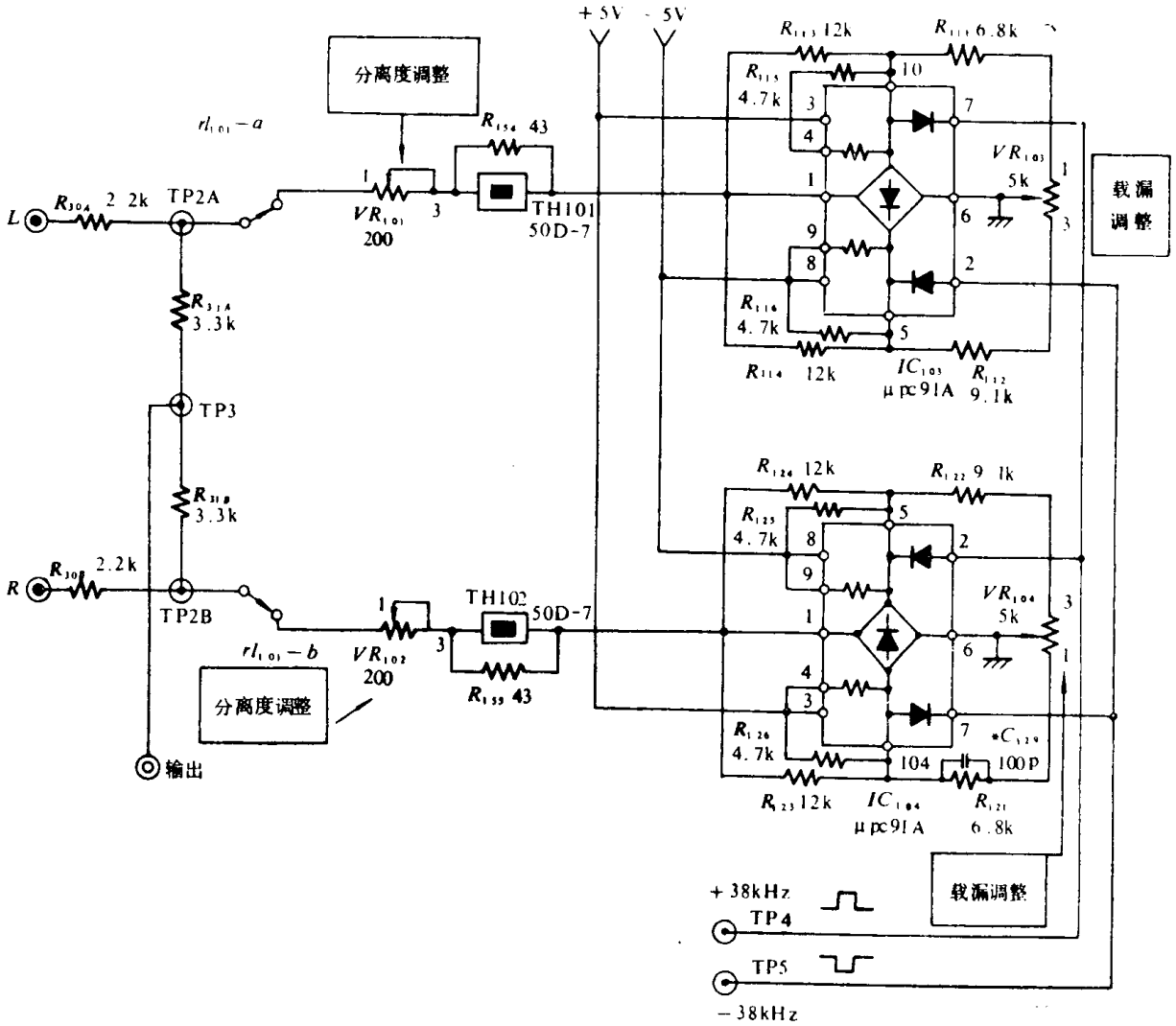


图2.26 开关式编码器实例

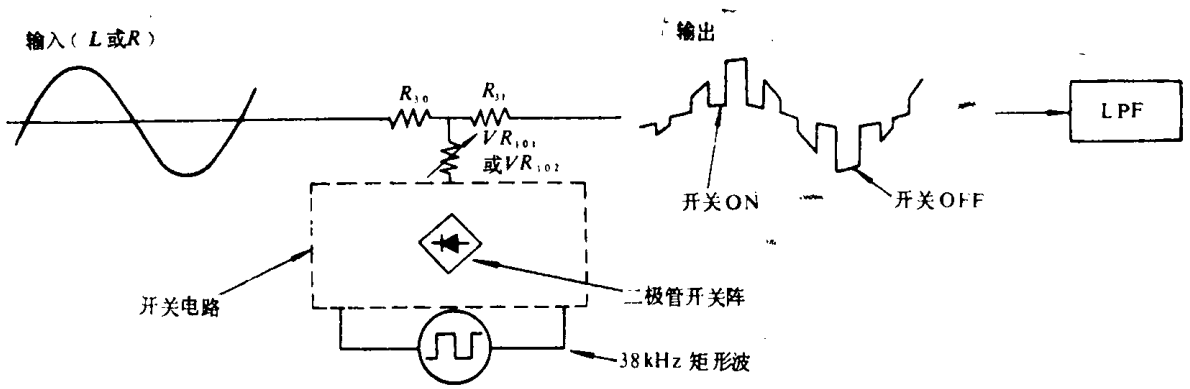


图2.27 开关方式编码器的工作原理

2.1.3 “软”开关方式立体声编码器[5]

所谓“软”开关方式就是其副载波并不是矩形波，而更接近于余弦波的一种编码方式，

这种方式是国际上70年代末，80年代初较新的技术，主要是其分离度指标有大幅度提高。如西德R/S公司采用14级软开关方式的编码器GC003型。其分离度可达60dB以上(30Hz～15kHz范围内)。下面就其基本原理加以介绍。

假设使副载波的形态更趋近于如图2.28所示的余弦波形。

图2.28(*a*)示出14个长条拼成的一个近似的余弦波形，这个波形又可以认为是由图(*b*)、(*c*)、(*d*)、(*e*)所示的四个波形叠加而成，其幅度分别为sinθ、(sin3θ—sinθ)、(sin5θ—sin3θ)及(1-sin5θ)；设图(*a*)中近似余弦波形的幅度为1，其$\theta=\frac{\pi}{14}$。图(*a*)中的近似余弦波的角频率$\omega=\frac{2\pi}{T}$，其各次谐波分量可以计算图(*b*)、(*c*)、(*d*)、(*e*)的各次谐波分量，然后综合起来求得。图(*b*)、(*c*)、(*d*)、(*e*)的几个波形，从形态上看有些出入，但本质是一样的，以图(*c*)为例，如令其幅度为A，则从$-\pi\sim-(\pi-\varphi)$范围内，图(*c*)所示波形的函数值$g(t)=-A$，从$-\varphi\sim+\varphi$的范围$g(t)=A$，从$(\pi-\varphi)\sim\pi$的范围$g(t)$又为$-A$。另外还选择脉冲的中点作为

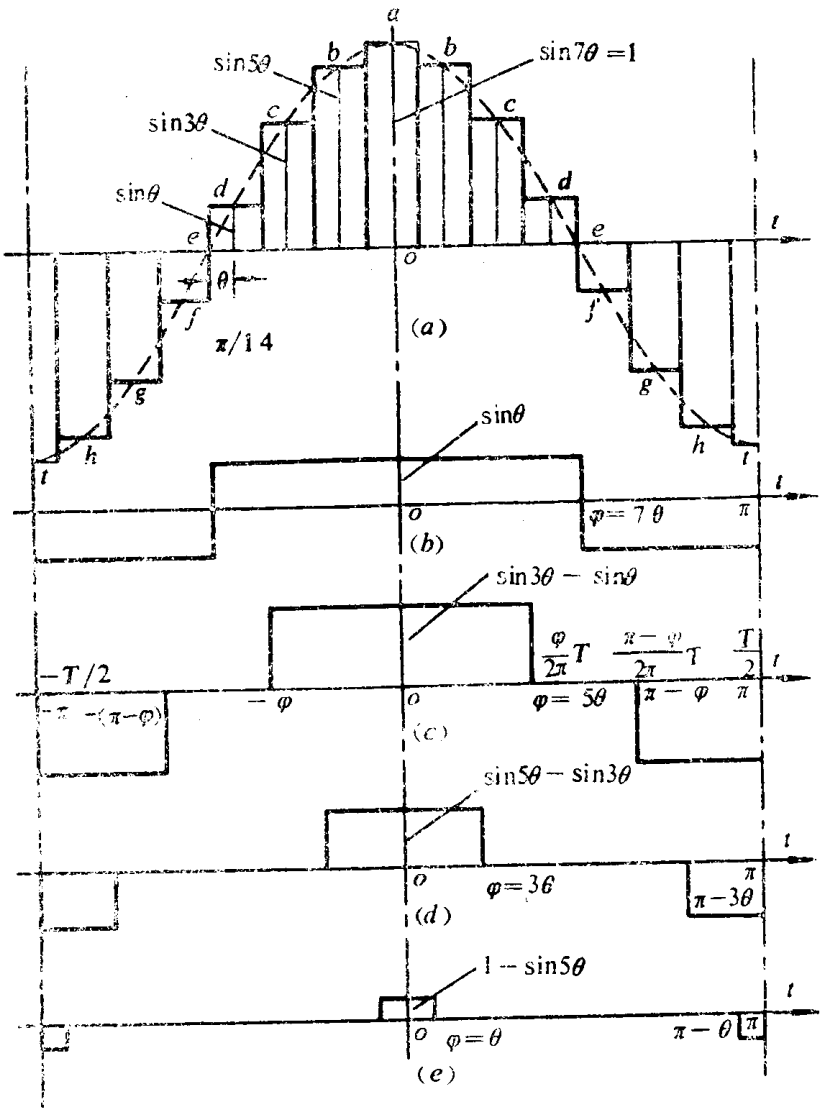


图2.28 14级软开关编码器的副载波波形

时间的零点，图中的波形就都是偶函数了，且均为双向脉冲，故将其用富氏级数分解为各次谐波时，应不包含直流分量和正弦项谐波分量，而只包含各余弦项谐波分量。

$$g(t)=A\sum_{n=1}^{\infty}a_n\cos n\omega t \qquad (2.15)$$

$$a_n=\frac{2}{T}\int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}}g(t)\cos n\omega t\,dt \qquad (2.16)$$

式中a_n为谐波系数。对于图2.28(c)的波形，其各次谐波的强度可推导如下，因$g(t)$为偶函数，故

$$a_n=2\times\frac{2}{T}\int_0^{\frac{T}{2}}g(t)\cos n\omega t\,dt$$

$$=\frac{4A}{T}\left[\int_0^{\frac{\varphi}{2\pi}T}\cos n\omega t\,dt-\int_{\frac{n-\varphi}{2n}T}^{\frac{T}{2}}\cos n\omega t dt\right]$$

$$=\frac{4A}{T}\left[\frac{1}{n\omega}\sin n\omega t\,\Big|_0^{\frac{\varphi}{2\pi}T}-\frac{1}{n\omega}\sin n\omega t\,\Big|_{\frac{n-\varphi}{2\pi}T}^{\frac{T}{2}}\right]$$

$$=\begin{cases}\dfrac{4A}{n\pi}\sin n\varphi & (n\text{为奇数})\\ 0 & (n\text{为偶数})\end{cases} \qquad (2.17)$$

图2.28(*b*)、(*c*)、(*d*)、(*e*)各波形的A值分别为$\sin\theta$、$(\sin3\theta-\sin\theta)$、$(\sin5\theta-\sin3\theta)$及$(1-\sin5\theta)$。$\theta=\frac{\pi}{14}$，其$\varphi$值又分别为$7\theta$，$5\theta$，$3\theta$、$\theta$，故将图(*b*)、(*c*)、(*d*)、(*e*)的各相应的谐波项相加，可以得到如图2.28(*a*)的近似余弦波形，其各次谐波系数的表示式为

$$a_n'=\frac{4}{n\pi}[(\sin\theta)\sin n(7\theta)+(\sin3\theta-\sin\theta)\sin n(5\theta)$$
$$+(\sin5\theta-\sin3\theta)\sin n(3\theta)+(1-\sin5\theta)\sin n\theta] \qquad (2.18)$$

图2.28(*a*)近似余弦波$f(t)$的各次谐波可由下式表示[n为奇数，$f(t)$的幅度为1，$\theta=\frac{\pi}{14}$]

$$f(t)=\sum_{n=1,3,5,\cdots}^{\infty}a_n'\cos n\omega t \qquad (2.19)$$

用式(2.18)计算出的各次谐波系数代入式(2.19)，可得

$$f(t)=\frac{4}{\pi}\left[0.779\cos\omega t-\frac{1}{3}(4.8\times10^{-11})\cos3\omega t\right.$$
$$-\frac{1}{5}(2.94\times10^{-10})\cos5\omega t+\frac{1}{7}(2.8\times10^{-10})\cos7\omega t$$
$$-\frac{1}{9}(2.45\times10^{-10})\cos9\omega t-\frac{1}{11}(4.58\times10^{-10})\cos11\omega t$$
$$\left.+\frac{1}{13}(0.779)\cos13\omega t-\frac{1}{15}(0.779)\cos15\omega t\right.$$

$$-\frac{1}{17}(1.82\times10^{-10})\cos17\omega t+\frac{1}{19}(1.06\times10^{-10})\cos19\omega t\cdots\Big]$$

$$\approx 0.9919\cos\omega t+0.076\cos13\omega t-0.066\cos15\omega t \qquad (2.20)$$

如用式(2.20)的$f(t)$去代替式(2.1)中的$\cos\omega t$，则可得到立体声的合成基带信号$U_A(t)$为

$$U_A(t)=\tfrac{1}{2}(L+R)+\tfrac{1}{2}(L-R)f(t)$$
$$=\tfrac{1}{2}(L+R)+\tfrac{1}{2}(L-R)(0.9919\cos\omega t$$
$$+0.076\cos13\omega t-0.066\cos15\omega t) \qquad (2.21)$$

从以上分析可以看出，采用上述方案的好处，是使副信道信号中需要滤除的最低次谐波，自数字合成调制法的5次谐波190kHz提高到本例的13次谐波494kHz，而且其振幅也比5次下降了两倍多。在式(2.20)中列出了1～19各次谐波的振幅值，除基波外，其他3～11次的谐波振幅都是极小的数量级，完全可以忽略不计。所余也只有13次及15次谐波有一定的强度。这样，编码器输出端的滤波器的阻带频率可以做得很高，就能得到很好的效果。例如R/S公司的GC003型立体声编码器中的输出低通滤波器，采用了椭圆函数滤波器，并将第一衰减峰设计在13次谐波494kHz上。从式(2.21)中还可看出主副信道幅度的相对关系，主信道信号为1，副信道信号为0.9916，虽然主信道比副信道只强不到1%，但它却会降低串话指标的，在电路上可以将适量的反相L、R信号直接引到输出端去抵消一小部分主信道信号，以使二者平衡。

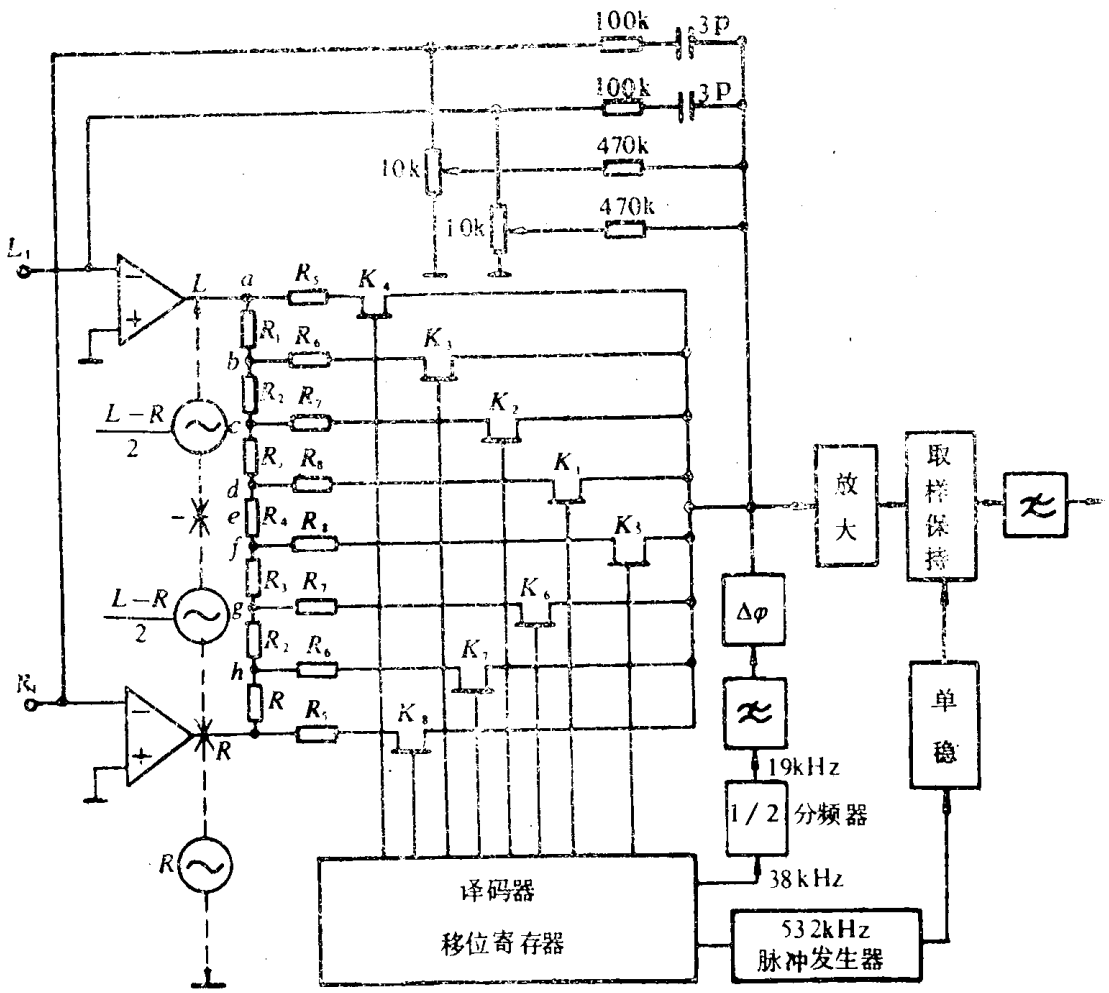


图2.29 14级软开关编码电路图

下面介绍完成上述方案的具体电路，图2.29为14级软开关立体声编码器电路图。L、R信号分别通过反相运算放大器输出送到一电阻分压网络，如图2.29所示，运算放大器的内阻很低，可以忽略不计。运放输出的L信号接到电阻网络a点，R信号接到i点，在网络a与i点间相当于并接的是内阻可以忽略的两个$\frac{L-R}{2}$信号源，如图中虚线部分所示。R_4上中点的电位相当于两个$\frac{L-R}{2}$信号源之中点。电阻网络中R_1、R_2、R_3、R_4之阻值的关系应符合下述的规律。

$$\frac{R_2+R_3+R_4/2}{R_1+R_2+R_3+R_4/2}=\sin 50 \qquad (2.22)$$

$$\frac{R_3+R_4/2}{R_1+R_2+R_3+R_4/2}=\sin 3\theta \qquad (2.23)$$

$$\frac{R_4/2}{R_1+R_2+R_3+R_4/2}=\sin \theta \qquad (2.24)$$

所以 $(R_2+R_3+R_4/2):(R_3+R_4/2):R_4/2$

$$=\sin 50:\sin 30:\sin \theta \qquad (2.25)$$

上式中，$\theta=\frac{\pi}{14}$。根据上述电阻关系，即可知

a点到i点各点的对地电位为

a点电位：

$$R+\left(\frac{L-R}{2}\right)+\left(\frac{L-R}{2}\right)\sin 7\theta=\left(\frac{L+R}{2}\right)+\left(\frac{L-R}{2}\right)=L$$

b点电位：

$$R+\left(\frac{L-R}{2}\right)+\left(\frac{L-R}{2}\right)\sin 5\theta=\left(\frac{L+R}{2}\right)+\left(\frac{L-R}{2}\right)\sin 5\theta$$

c点电位：

$$R+\left(\frac{L-R}{2}\right)+\left(\frac{L-R}{2}\right)\sin 3\theta=\left(\frac{L+R}{2}\right)+\left(\frac{L-R}{2}\right)\sin 30$$

d点电位：

$$R+\left(\frac{L-R}{2}\right)+\left(\frac{L-R}{2}\right)\sin\theta=\left(\frac{L+R}{2}\right)+\left(\frac{L-R}{2}\right)\sin\theta$$

e点电位(即R_4的中点的电位)：

$$R+\left(\frac{L-R}{2}\right)+\left(\frac{L-R}{2}\right)\sin 0^\circ=\left(\frac{L+R}{2}\right)$$

f点电位：

$$R+\left(\frac{L-R}{2}\right)-\left(\frac{L-R}{2}\right)\sin\theta=\left(\frac{L+R}{2}\right)-\left(\frac{L-R}{2}\right)\sin\theta$$

g点电位：

$$R+\left(\frac{L-R}{2}\right)-\left(\frac{L-R}{2}\right)\sin 3\theta=\left(\frac{L+R}{2}\right)-\left(\frac{L-R}{2}\right)\sin 3\theta$$

h点电位：

$$R+\left(\frac{L-R}{2}\right)-\left(\frac{L-R}{2}\right)\sin 5\theta=\left(\frac{L+R}{2}\right)-\left(\frac{L-R}{2}\right)\sin 5\theta$$

i点电位：

$$R+\left(\frac{L-R}{2}\right)-\left(\frac{L-R}{2}\right)\sin 7\theta=\left(\frac{L+R}{2}\right)-\left(\frac{L-R}{2}\right)=R$$

如果用8只场效应开关管，其栅极由同一个分配器来控制，分配器由移位寄存器及译码器组成，在副载波频率（38kHz）的一个周期内，分配器送出14个脉冲，使8个场效应管的开通相对顺序按图2.30所示规律来进行，分配器的时钟脉冲频率为$14\times 38=532$kHz。从图2.30中可以看出每管每次开通时间为$\frac{T}{14}$，如果从K_1管始观察，则开通的相对顺序为K_1、K_2、K_3、K_4、K_3、K_2、K_1、K_5、K_6、K_7、K_8、K_7、K_6、K_5，至此完成14次开通，刚好经历副载波一个周期。按照上述电阻网络各点的电位以及8个场效应管开通的相对顺序关系，经过分析可以看出：场效应管输出端得到的信息应比例于在网络R_4中点电位$\left(\frac{L+R}{2}\right)$的基础上叠加一个近似余弦的波形，即图2.28($a$)所示的$f(t)$的波形。该波形上各点的幅度相对于电阻网络各点的电位。可由图2.29中直接看出，场效应管输出信号为

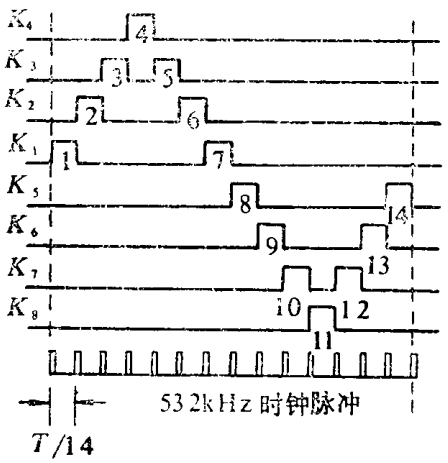


图2.30 场效应管开通顺序

$$U_A(t)=C\left[\left(\frac{L+R}{2}\right)+\left(\frac{L-R}{2}\right)f(t)\right]$$

以式（2.20）代入上式，得

$$U_A(t)=C\left[\frac{(L+R)}{2}+\frac{(L-R)}{2}\left(0.9919\cos\omega t+0.076\cos 13\omega t-0.066\cos 15\omega t\right)\right]$$

经低通滤波器滤除高次谐波后，得

$$U_A(t)=C\left[\frac{(L+R)}{2}+\frac{(L-R)}{2}\times(0.9919\cos\omega t)\right] \qquad (2.26)$$

从图2.29中可以看到，自运放输入端通过电阻网络直接引少许反相的L及R信号到场效应管输出端，可以精确调整以改善串话指标。图2.29中$R_5\sim R_8$电阻值之选择需要与电阻分压网络之阻值相配合，可按下述方法计算。

R_5之选择应足够大，使K_4或K_8管开通时所流电流主要由R_5限流控制，即此时回路电阻

基本上只有R_5。下面举R_8为例来说明电阻值的选择方法。

d点的信号源内阻为d点上部的电阻与其下部的电阻相并联组成，这个内阻与R_8串联，即K_1或K_5管开通时回路的电阻值，这回路的阻值应与R_5相同。可用下式来表示这些关系

$$\frac{(R_1+R_2+R_3)(R_1+R_2+R_3+R_4)}{2R_1+2R_2+2R_3+R_4}+R_8=R_5 \qquad (2.27)$$

其他如R_6及R_7的设计原则与R_8相同。根据式（2.27）与式（2.22）～（2.25），可以将所有电阻网络的数值计算出来，现将实用的数据列于下面

$R_1=990.3\ \Omega$　　$R_5=10\ \text{k}\Omega$

$R_2=2774.8\ \Omega$　　$R_6=9058.7\ \Omega$

$R_3=4009.2\ \Omega$　　$R_7=6943.2\ \Omega$

$R_4=4450.1\ \Omega$　　$R_8=5247.4\ \Omega$

图2.28中，从532kHz的脉冲发生器输出的532kHz脉冲送到分配器作为移位寄存器的时钟脉冲。532kHz脉冲另送到单稳态电路，经该电路略为延时，送到取样保持电路，其目的是消除由于场效应管交接切换时产生532kHz的干扰脉冲。

2.1.4 数字频率合成调制法（DSM）

数字频率合成调制法，虽然也是开关式编码的一种，但它不象“硬”开关方式那样用低通滤波器去消除三次谐波边带，而是采用频率合成这样一个巧妙而有效的方法。它用数字电路获得两对在相位上保持准确关系的矩形取样脉冲信号，一对脉冲的重复频率是38kHz(ω)另一对脉冲的重复频率三倍于前一频率，是114kHz(3ω)。它们同时对左右路信号进行取样，用114kHz的基波边带去抵消38kHz的三次边带。剩下的五次谐波及其以上的边带波用相移线性较好的滤波器来消除，这就不致于给53kHz以下的频率带来不良的影响了。现以只传送左路信号的情况为例作些说明。

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$L$信号取样，其输出分别为

$$L\times f_1(t)=\frac{L}{2}+\frac{2L}{\pi}\cos\omega t-\frac{1}{3}\times\frac{2L}{\pi}\cos3\omega t+\frac{1}{5}\times\frac{2L}{\pi}\cos5\omega t-\frac{1}{7}\times\frac{2L}{\pi}\cos7\omega t+\frac{1}{9}\times\frac{2L}{\pi}\cos9\omega t-\cdots\cdots \qquad (2.28)$$

$$L\times f_3(t)=\frac{L}{2}+\frac{2L}{\pi}\cos(3\omega)t-\frac{1}{3}\times\frac{2L}{\pi}\cos3(3\omega)t+\cdots\cdots \qquad (2.29)$$

$$\frac{1}{3}L\times f_3(t)=\frac{L}{6}+\frac{1}{3}\times\frac{2L}{\pi}\cos3\omega t-\frac{1}{9}\times\frac{2L}{\pi}\cos9\omega t+\cdots\cdots \qquad (2.30)$$

式(2.28)与式(2.30)相加得

$$L\times f_1(t)+\frac{1}{3}L\times f_3(t)=\frac{2L}{3}+\frac{2L}{\pi}\cos\omega t+\frac{1}{5}\times\frac{2L}{\pi}\cos5\omega t-$$

$$\frac{1}{7}\times\frac{2L}{\pi}\cos 7\omega t \qquad (2.31)$$

从式（2.31）看出，只要114kHz取样输出电压的1/3与38kHz取样输出相加，即能将三次和九次谐波边带抵消，剩下的最低谐波边带是五次。用低通滤波器将式（2.31）中的五次及其以上的边带波滤除后得复合信号

$$U_A(t)=\frac{2}{3}L+\frac{2}{\pi}L\cos\omega t=0.66L+0.63L\cos\omega t \qquad (2.32)$$

其$a=\frac{3}{\pi}=0.95$，若不计其相位差的影响，则不加电平补偿分离度已可达32dB。由此可见，用数字频率合成的办法，不但可以完全抵消掉三次与九次波谐边带，而且能对*MS*信号电平差起补偿作用，使前述硬开关方式的a由1.27变成了0.95。因而只要从式(2.32)的U_A中减去0.03L，可使$a=1$，即能取得完全的补偿。而五次谐波边带已高达175kHz，且其振幅为基波边带振幅的1/5(约小14dB)，要设计出在53kHz相移直线性相当好、在175kHz有30～40dB衰减量的低通滤波器就比较简单了。因此，数字频率合成调制法既保持了矩阵法所取得的具有和差信号内容的复合信号，而又能使和差信号间具有很小的电平差与相位差。美国哈斯里公司的MS-15，在30Hz～15kHz频带内，分离度可达到45～50dB。比硬开关方式有了较大的提高。

以上结果的取得，固然要归功于频率合成调制法的巧妙运用，但频率合成的实现是要靠一定条件来保证的：①取样脉冲必须是矩形，持续时间τ必须等于重复周期T的一半，这样才能保证取样脉冲不包含偶次谐波；②左右路取样脉冲间必须保持180°的反相关系；③38kHz与114kHz脉冲间必须保持严格的相位关系，以保证三次谐波边带的完全抵消。这些条件，用一般的电路，如倍频、整形等是很难保证的，但如果用脉冲数字电路就很容易实现了。例如，可用一稳定的228kHz时钟脉冲来分频，二分频得114kHz矩形脉冲，六分频得38kHz矩形脉冲，十二分频得19kHz导频，它们之间可严格保持相位关系，故曰数字频率合成调制法。

图2.31是数字频率合成调制法的方框图。K为取样开关，A为运算放大器构成的加法器，低通滤波器供消除五次及其以上边带用。由数字分频器来的38kHz正反相脉冲对，轮流去开启K_1、K_2、使L、R信号按K_1、K_2开合的规律轮流进入加法器A的反相输入端“－”。同样，由分频器来的114kHz正反相脉冲对，使开关K_3、K_4轮流对L、R信号取样，输出经R_2在加法器A的反相输入端与取样后的38kHz信号和19kHz导频信号相加。调整R_2使114kHz的基波

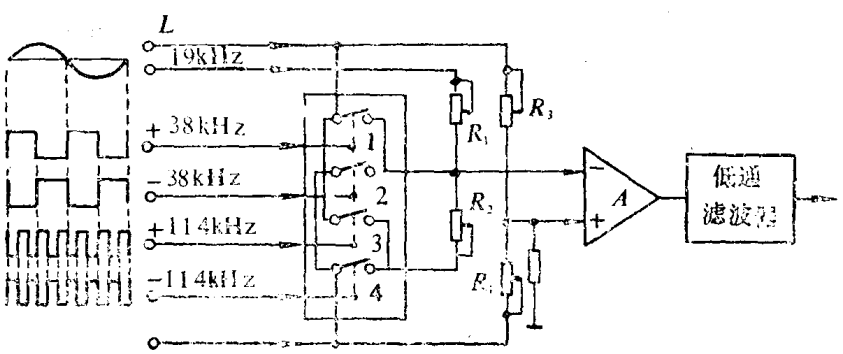


图2.31 频率合成调制器方框图

边带与38kHz的三次谐波边带振幅完全相等而抵消。R_1用以调整导频振幅。左右路信号L、R在送入取样开关的同时，还通过R_3、R_4送到A的同相输入端“+”与反相输入端的复合信号相减，用以抵消复合信号中M大于S的那部分电平差。R_3、R_4可分别调整左右路分离度。根据式(2.31)，加在加法器反相输入端取样后的38kHz信号和114kHz信号，与加在同相输入端的左右路音频补偿信号的相对峰-峰振幅值应分别为1、0.33、0.03。在只传送左或右路信

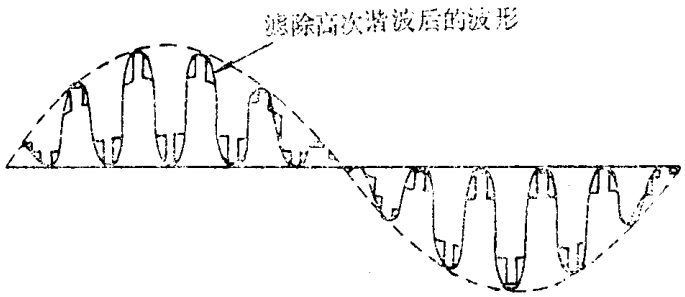


图2.32 只传送左信号或右信号时的频率合成调制波形（无导频）

号时加法器的输出波形如图2.32所示。经低通滤波器滤除其五次以上边带波后即与矩阵方式所取得的立体声复合信号完全相同。

2.1.5 实用电路例

众所周知，调制立体声发射机的许多主要指标，例如SN比，调制频率特性，左右电平差，失真系数及左右信号分离度等与立体声编码器密切相关。因此，整机厂家纷纷采用性能优良的编码器，例如美国哈里斯公司采用数字频率合成调制方式，使其整机指标达到较高水平；日本的NEC公司采用“硬”开关方式。而我国目前各整机厂家大多采用“硬”开关方式的立体声编码器，这比较符合目前我国生产能力，例如浙江广播科研所研制的ZGY-86FM-100W调频立体声发射机所采用的编码器就是这种“硬”开关方式的。而天津广播器材厂引进美国哈里斯公司的系列产品，当然其编码器是采用数字频率合成方式，至于R/S公司所采用的“软”开关方式尚未在国内得到应用。目前，浙江省广播科研所正着手准备这种编码方式的研究，以期得到应用。在这一节中，我们就NEC的立体声编码器加以简单地介绍。浙江省广播科研所的ZGY-86FM-100W立体声编码器形式基本上与此相类似。

一、NEC 立体声编码器

图2.33所示编码器就是NEC HPA-4619立体声编码器的方框图，它由左、右声道音频放大器，音频信号选择开关，预加重电路，导频锁相环和38kHz开关电路，复合信号放大电路以及故障检测电路所组成。

1．音频信号放大电路

左、右声道分别具有同样的音频放大电路，输入信号电平是通过选择开关S_1来确定的。当输入电平为−12dBm～0 dBm时，S_1置于低电平状态；当输入电平为0dBm～+10dBm时，S_1置于高电平。平衡输入的音频信号经过运算放大器IC_1后变为非平衡信号，然后进入

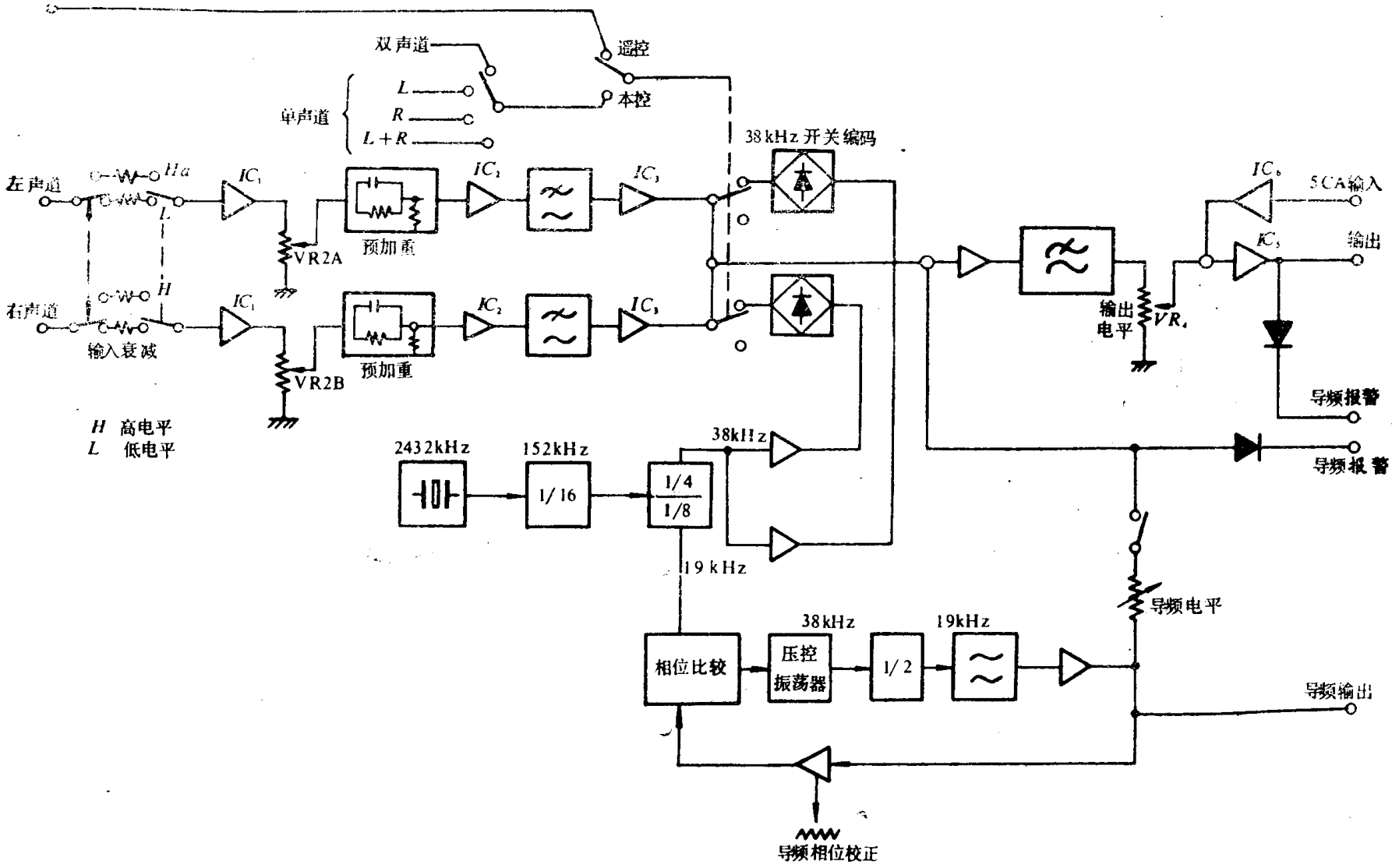


图2.33 HPA-4619立体声编码器方框图

预加重电路，该电路由电容C_5、C_6，电阻R_{23}及可变电位器VR_3组成。调节VR_2，使得IC_2输出端（TP_1）电压为$4V_{p-p}$（IC_2电压增益为12dB）。预加重电路时间常数根据需要可选择25μs、50μs和75μs三档，单独接入C_5或C_6时为25μs和50μs，并联接入C_5、C_6，则其时间常数为75μs。

IC_2输出信号通过截止频率为15.5kHz的低通滤波器后，高频分量被滤除，然后通过IC_3使信号放大4.5dB后达到$2V_{p-p}$（TP_2）。

2．导频锁相环和38kHz开关电路

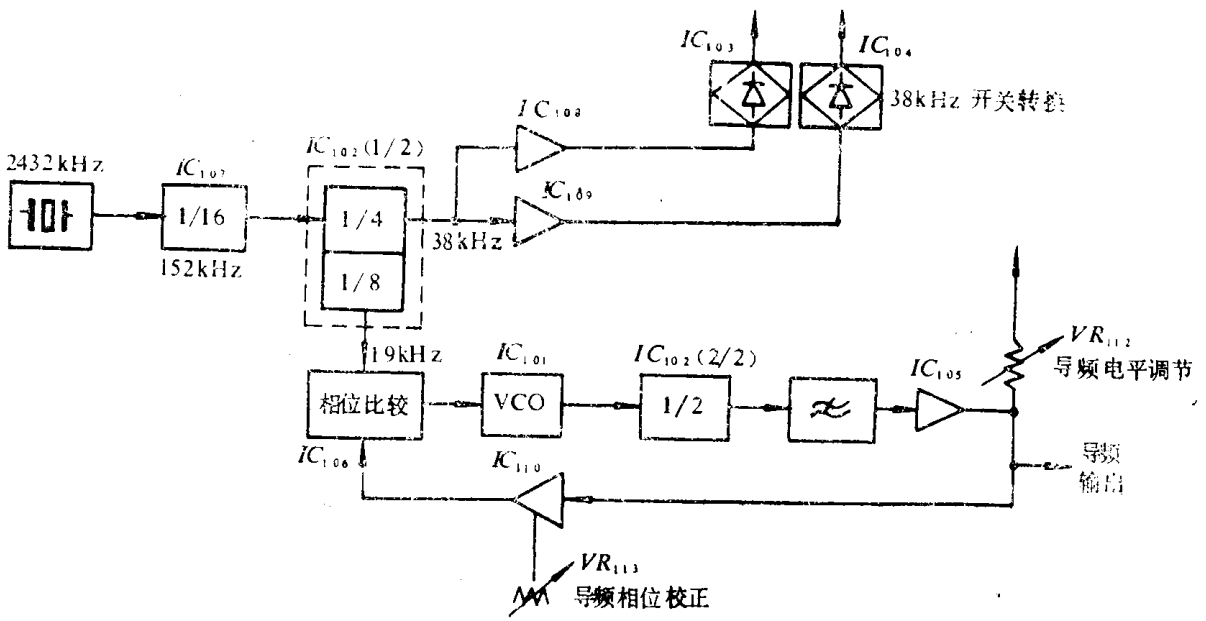


图2.34 锁相环电路

图2.34为编码器锁相环电路方框图。从图中可知，其晶体振荡器产生2432kHz的振荡信号，并将该信号进行1/16分频，然后再进行1/4和1/8分频，可分别得到38kHz开关信号和19kHz的导频信号。

压控振荡器IC_{101}所产生的38kHz信号被IC_{102}分频为19kHz，经过低通滤波器滤去高频信号分量后变成19kHz正弦波信号，并由IC_{105}放大到所需电平。该导频信号分为二路，一路馈至导频输出端（负载阻抗10kΩ，$1V_{p-p}$），另一路经IC_{110}后变换为方波信号，馈至相位比较器（鉴相器）IC_{106}输入端。

鉴相器IC_{106}的另一路输入信号由IC_{102}提供，它是将152kHz1/8分频后所得到的19kHz信号。鉴相器的输出直流电压为压控振荡器VCO的偏压，也即使VCO始终输出一高稳定度的导频信号。电位器VR_{112}用于调整导频电平，而VR_{113}是用来校正导频信号相位。

3．复合信号放大电路

音频信号通过放大以及38kHz开关编码后与导频信号混合成一复合信号。该信号通过LPF，运算放大器IC_5后放大到额定输出电压$1V_{p-p}$（75Ω）。电位器VR_4是用来调节复合信号电平大小。

4．故障检测电路

故障检测电路包括输出故障电路和导频故障电路。

(1)输出故障电路

被拾取的部分复合信号经检波器（D_{203}、D_{204}）检波后，通过故障电平调节电位器VR_{202}送到电压比较器IC_{201}的输入端。调节VR_{202}，使得当复合信号电平比正常值低10dB时，IC_{201}动作。此时IC_{201}输出端处于低电平状态，IC_{201}被触发，计时器IC_{202}开始工作经过90S钟后，继电器RL_{202}便释放，故障信号由其触点输出。

(2)导频故障电路

将部分导频信号送到检波器（D_{201}，D_{202}）检波后，通过电平调节电位器(VR_{201})加到电压比较器IC_{201}的输入端。

调节VR_{201}，使得当导频信号电平比正常值低6dB时，电压比较器能触发继电器RL_{201}动作。于是一旦出现故障（也即比正常值低6dB），本机面板上的导频故障灯就被点亮。

图2.35所示电路为NEC生产的HPA-4619立体声编码器电原理图（插页）。

二、 ZW-1611调频立体声信号发生器（浙江无线电厂）

图2.36、图2.37分别为浙江无线电厂生产的ZW-1611调频立体声信号发生器中的导频信号放大器和平衡调幅器电路图。

其主要技术参数如下所示。

1．外调制特性

输入阻抗：单路声输入　600Ω（不平衡）

立体声输入　10kΩ（不平衡）

输入电压：不大于1 V_{rms}（100%调制时）

预 加 重：50μs　75μs

2．复合信号输出特性

输出电压：0—4 V_{rms}　连续可调、开路

输出阻抗：600Ω（不平衡）

失 真 度：小于0.5%（100%调制时）

分 离 度：400Hz—4 kHz　优于50dB

100Hz—10kHz　优于45dB

50Hz—15kHz　优于40dB

信 噪 比：大于60dB（100%调制时）

副载波抑制：小于—50dB（100%调制时）

3．射频输出特性

输出电压：100 V_{rms}（75Ω负载）

射频频率：88MHz、98MHz、108MHz（每个点频上有±500kHz可调范围）

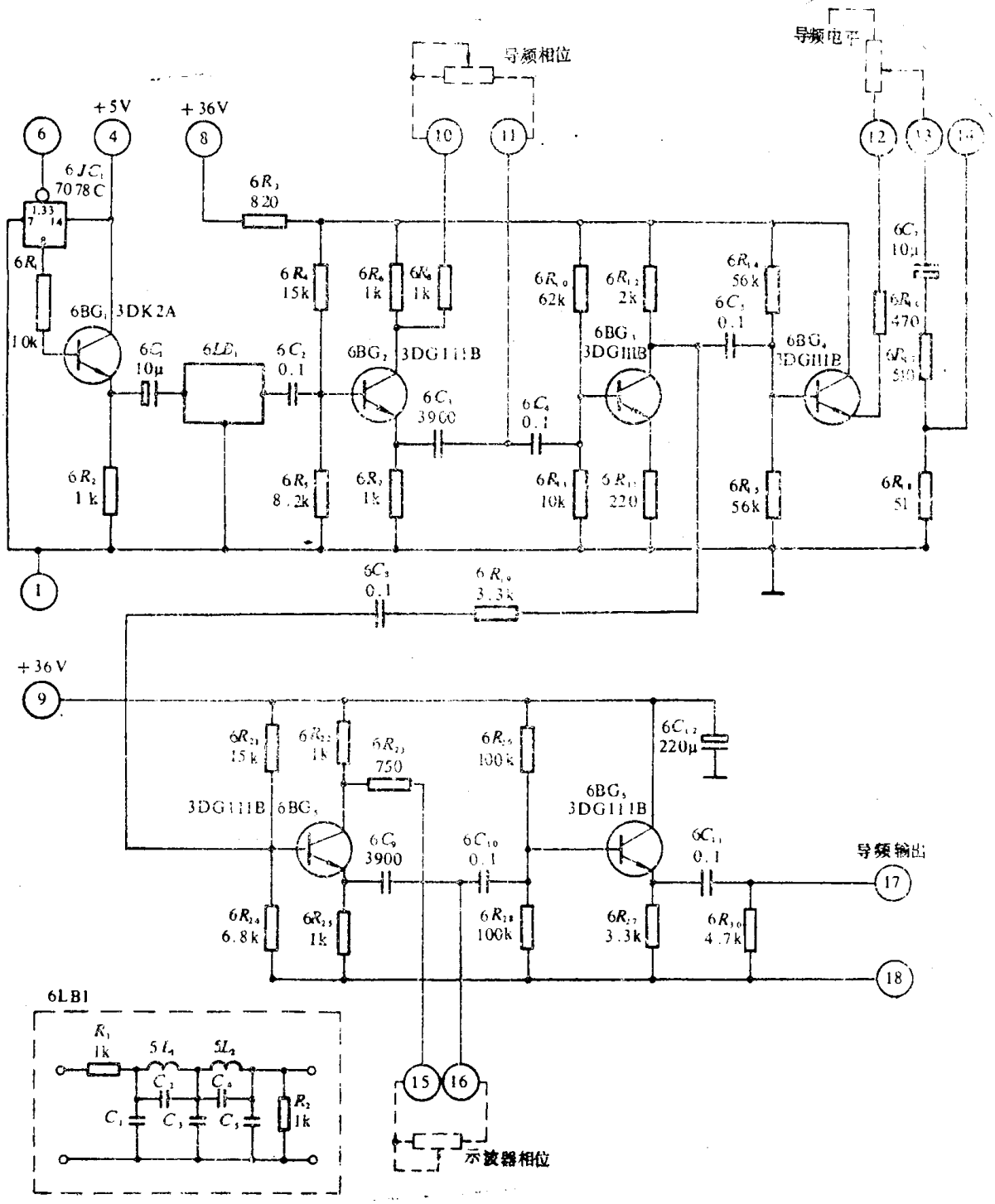


图2.36 ZW-1611调频立体声信号发生器中的导频信号放大器电路图

从图2.36中可知，导频信号是将38kHz方波信号分频，并通过低通滤波器后形成的，其相位调整是利用$7BG_2$晶体管集射间180°相位差来进行的。

从图2.37中可知，38kHz开关信号是将$4BG_1$和$4BG_2$组成的76kHz晶体振荡器信号分频后输出放大整形，然后加至$4BG_7$～$4BG_{14}$组成的二极管开关电路和阻容网络组成的副载波抑

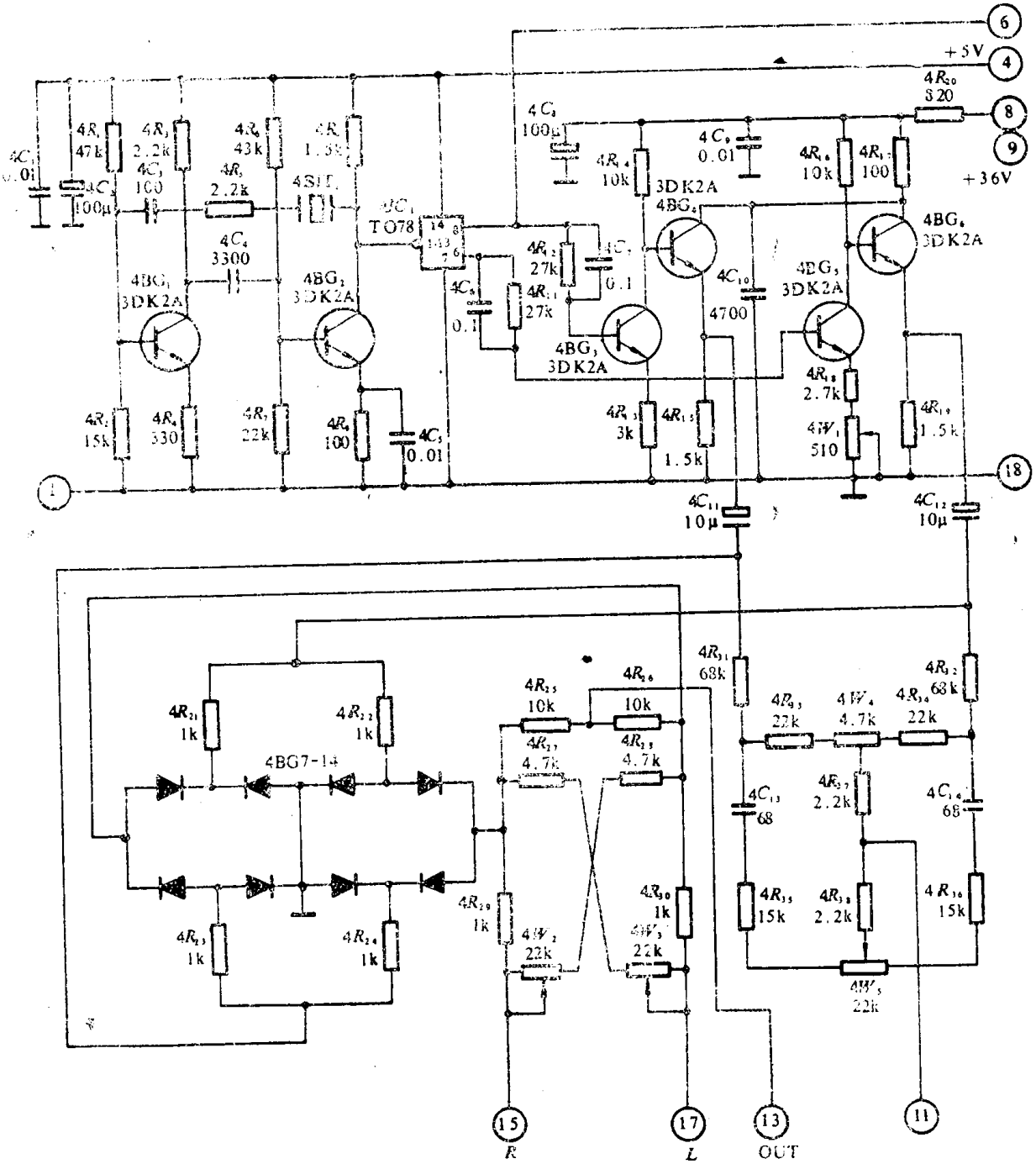


图2.37 ZW-1611调频立体声信号发生器中的平衡调幅器电路图

制电路。

该立体声信号发生器可用作立体声调频广播发射机的立体声编码器用。

2.2 立体声解码器

立体声解码器的种类很多，按解调功能来分，主要有两种：一种是矩阵式解码器，又称

频分解码器；另一种是开关式解码器，又称时分解码器。后者还包括目前增多的锁相环解码电路在内。本章主要就开关式解码器加以阐述。

2.2.1 矩阵方式立体声解码器

矩阵方式解码器的方框图如图2.38所示。立体声复合信号经低通滤波器后，分离出$L+R$信号；经23～53kHz带通滤波器后，分出$(L-R)_M$信号；由19kHz选频电路分离出导频信号。由于副信道信号$(L-R)_M$是副载波平衡调幅的，而副载波已被抑制掉，所以，必须先恢复副载波后才能解调出$L-R$信号。副载波38kHz的恢复是将复合信号分出的19kHz导频信号经倍频后得到的，也可以由导频信号控制另一副载波发生器而得到。将$(L-R)_M$信号及恢复的副载波信号送往乘积检波器，解调出$L-R$信号。经上述过程得到的$L+R$信号与$L-R$信号经矩阵电路后，恢复出L、R信号，再分别进行去加重后，形成左右声道信号，推动左右扬声器发出立体声。

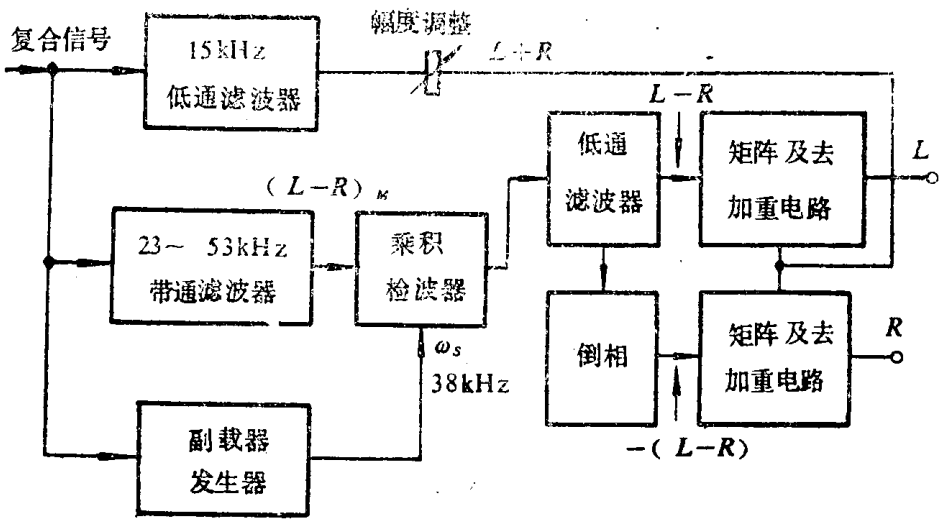


图2.38 矩阵方式立体声解码器的方框图

图2.39所示解码器为早期收音机中常用的一种实用解码器。它完全由分立元件所组成，目前这种电路已逐渐为集成电路开关式解码器所取代。

在图2.39所示的电路中，BG_1为立体声复合信号分离放大器，BG_2、B_3、D_1、D_2构成倍频放大式38kHz副载波再生电路，B_4、D_3、D_4、D_5、D_6、R_{21}、R_{22}构成环形平衡调制器（R_{17}、R_{18}、R_{19}、R_{20}为平衡电阻），R_{21}、R_{22}构成矩阵电路，R_{23}、C_{12}及R_{24}、C_{11}构成去加重电路，BG_3构成立体声指示灯电路，BG_6构成单声道/立体声自动开关控制电路。

一、 分离放大电路

收音机接收的立体声调频信号，经中频放大及鉴频输出立体声复合信号，由图2.39中FM鉴频输入端引入解码器电路，通过C_1和R_1耦合到BG_1的基极，由此而分成三路推进。分离是通过BG_1负载电路的选频作用来实现。由BG_1组成的共发电路的负载包括R_7、R_6和谐

振回路B_1，R_7上端接电源。由高Q线圈构成的B_1谐振于19kHz，所以对立体声复合信号中的导频信号19kHz呈现谐振阻抗，而与B_1串联的R_7、R_6远小于谐振阻抗，故BG_1集电极输出的立体声复合信号中的导频成分绝大部分降落在B_1上，并由B_1的次级经B_2耦合到BG_2的基极。而对19kHz频率以外的其它成份，B_1呈现为低阻抗，并由B_1的次级经B_2耦合到BG_2的基极。而对19kHz频率以外的其它成份，B_1呈现为低阻抗，则绝大部分降落在R_7和R_6上。由BG_1集电极上的电位器R_8引出的M信号，经R_{28}及C_{14}直接送到环形解调器的一个对角点d，由C_{10}、R_{22}、C_9、R_{21}组成15kHz低通滤波器，把15kHz以上的高频信号全部滤去，所以在环形解码器的输出端就只有M信号了。至于S信号则由BG_1的射极输出，经C_2、C_{15}耦合到BG_5的基极进行放大，经BG_5集电极上宽带变压器B_5的次级分别加到环形解码器的两个对角点c、d上。

二、38kHz副载波再生电路

由BG_1集电极B_1上选出的19kHz导频信号，经B_2耦合到BG_2的基极（B_1、B_2构成双重19kHz调谐耦合电路，以提高19kHz的选择性），对19kHz导频信号进一步放大，由B_3加到二极管D_1、D_2组成的全波整流电路。全波整流电路具有倍频功能，在其输出端使19kHz变为38kHz。这与我们比较熟悉的50Hz交流电经全波整流后，输出波纹成份为100Hz的道理是一样的。应当注意，但它不同于一般的全波整流，因为没有滤波电路，所以交流成份得到完整的保存。但这个具有38kHz的脉动信号不能直接运用，因为它还未真正成为一个38kHz的正弦波，即复合信号中被抑制掉了的副载波，为此，就使BG_4的集电极回路B_4谐振于38kHz，使38kHz以完整的正弦波出现在带通变压器B_4的次级上（B_4的次级和C_8构成38kHz谐振回路）。在此要特别注意，在立体声收音机中，除了在高放、中放，鉴频中要求相移要小之外，在解码器中再生的38kHz副载波也不能有相移，也就是说，再生的38kHz副载波和发射的立体声复合信号中19Hz导频信号要严格同相，这一点十分重要，否则立体声道信号是分离不开的。一般要求导频和副载频的相位差要小于3°。

三、环形平衡解调器

由B_4、D_3、D_4、D_5、D_6、R_{21}、R_{22}和平衡电阻R_{17}、R_{18}、R_{19}、R_{20}构成一个典型的环形平衡解调器，这里用R_{21}，R_{22}代替一个通常的变压器。前边已经分析过，在B_4的初级加的是38kHz副载波信号，环形解调器的对角点c、d上加的是S（$L-R$）调幅信号，$M(L+R)$信号加在环形解调器的d点上。

可以看出，在B_4变压器的次级中点c上，有来自输入端S调幅信号，还有由B_4的初级耦合过来加在B_4次级两端的38kHz正弦波信号，以38kHz推动D_4、D_6和D_5、D_3两组二极管分别交替地导通。当38kHz的正半周使D_4、D_6导通而D_5、D_3截止时，S信号的检波输出将在a点出现；当38kHz的负半周使D_5、D_3导通而D_4、D_6截止时，S信号的检波输出在b点出现。经C_{10}、C_9滤去高次谐波，留下$S=L-R$信号。R_{21}、R_{22}构成简单的矩阵。这里注意，C_9、C_{10}中点是接地的。若a点对地为正，则b点对地为负，即a点的S信号为（$L-R$），b点S信号为$-(L-R)$，完成倒相作用。因d点加的是M信号，即$L+R$，所以M信号在R_{21}、R_{22}两端a点和b的信号都为$L+R$。这时两个信号相加，则出现

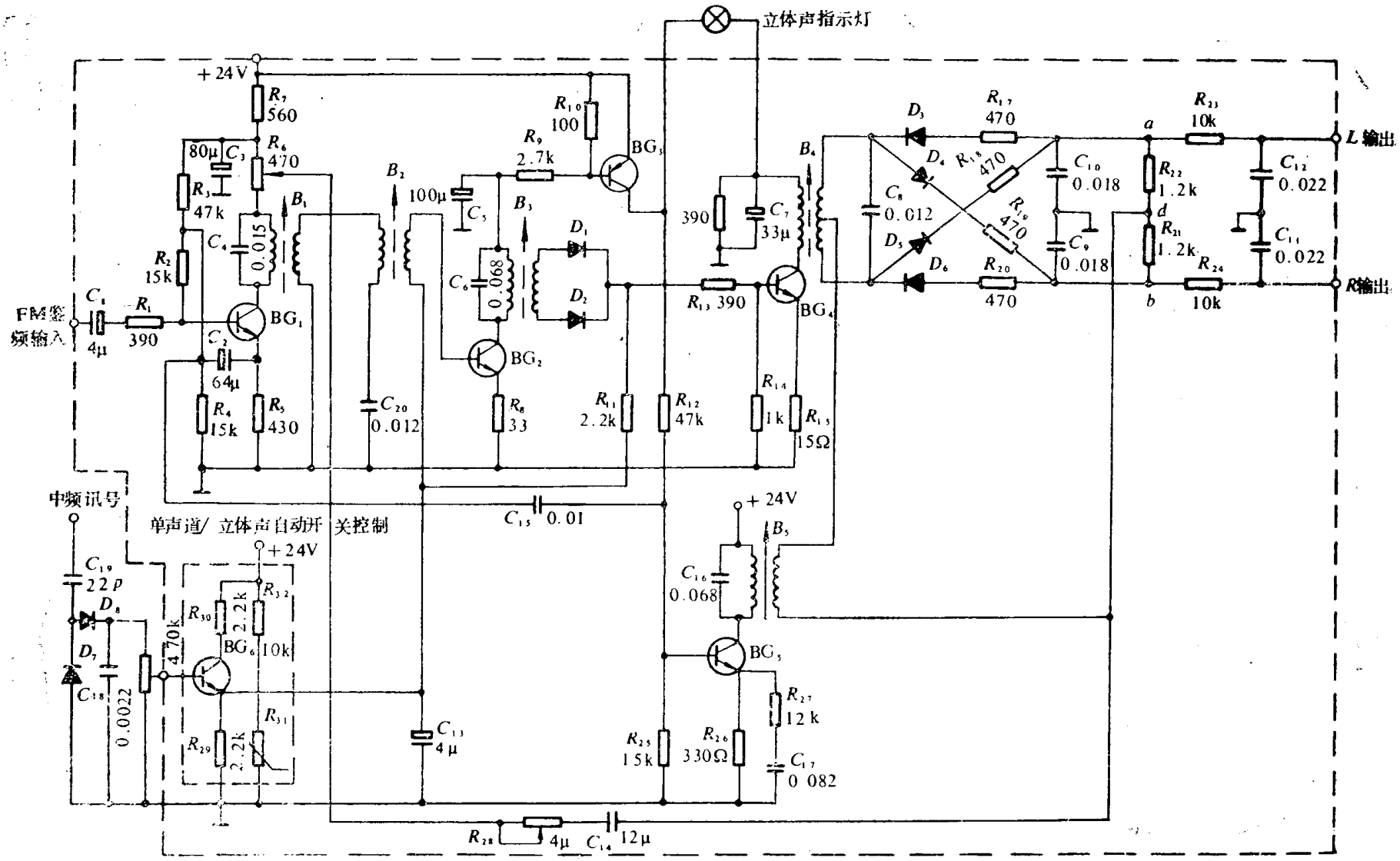


图2.39 分立元件矩阵式解码器

在a点：$M+S=(L+R)+(L-R)=2L$

在b点：$M-S=(L+R)-(L-R)=2R$

恢复了左、右声道信号，完成了矩阵和差解码功能。

四、 去加重电路

在普通调频收音机中，紧接在鉴频后边设有去加重电路。去加重电路大多数是由最简单的RC滤波器电路构成，其作用是衰减高音频。它的高频衰减特性曲线应与发射机预加重电路对高频的提升曲线相对应。这样做的目的是进一步改善调频广播的信噪比，保证频率响应从30Hz～15kHz是平坦的。但在立体声收音机中，因为鉴频输出的立体声复合信号其频谱宽度达53kHz，要求从鉴频器输出至解码器输出端去。而解码器输出端的频响，除按去加重频率衰减特性要求外，还要求对19kHz、38kHz超音频干扰进一步滤除，因为残余超音频干扰，会对放音信噪比以及录音机的偏磁振荡有影响。这样对立体声收音机中的去加重网络的滤波特性要求就更高了，其网络形式也就多样化。图2.39中，是用R_{23}、C_{12}及R_{24}、C_{11}构成RC型去加重网络。

矩阵式解码器的缺点是难以获得较高的立体声分离度。其原因有三：一是23～53kHz通带滤波器的幅频特性不能做到理想的矩形特性，带内有波动，边缘不陡峭，致使$L-R$边带中总要含有一些$L+R$分量，从而增加了串音的可能；二是$L+R$与$L-R$之间的相位差也会造成分离度下降，尽管有相位补偿网络，但也难以对40～15000Hz的整个音频频段都补偿得很好；三是$L+R$和$L-R$的幅度差也会影响分离度的提高，通道间的电平差虽然能通过调节$L+R$分量的幅度来减小，但要在这么宽的调制信号范围内都做到电平一致，也确有困难。因此，矩阵式解码器只在早期的老式电子管机或少量的晶体管收音机中才使用。

2.2.2 开关式立体声解码器

目前，几乎所有的解码器，不管是分立元件，还是一般集成电路的，甚至包括锁相解调器都采用了开关解码方式。开关式解码器方框图如图2.40所示。

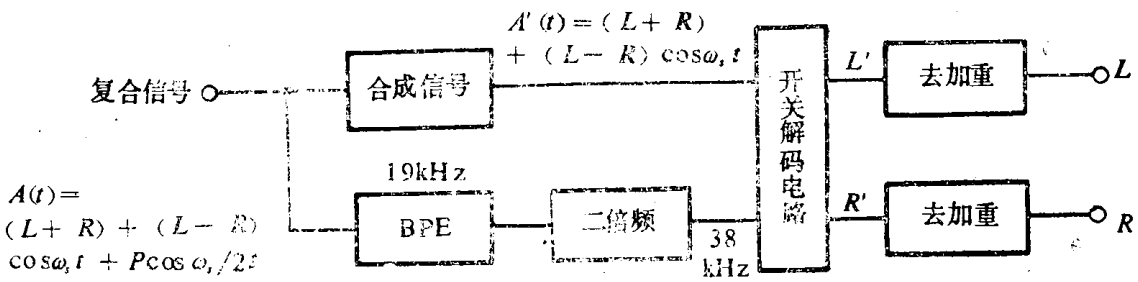


图2.40 开关式解码电路方框图

从图中可知，它首先将19kHz分离出来，然后倍频成38kHz（或用锁相环路来锁定），并以此作为开关信号，对主、副信道的合成信号进行识别和取样。若开关信号的相位和复合信号中的原38kHz相位完全一致的话，就可以从开关信号的正峰上取出L声道的信号，从负峰上取出R声道的信号。

一、二极管开关式解码器

图2.41所示的解码器是美国Howrad.W Sams有限公司所采用的开关式立体声解码电

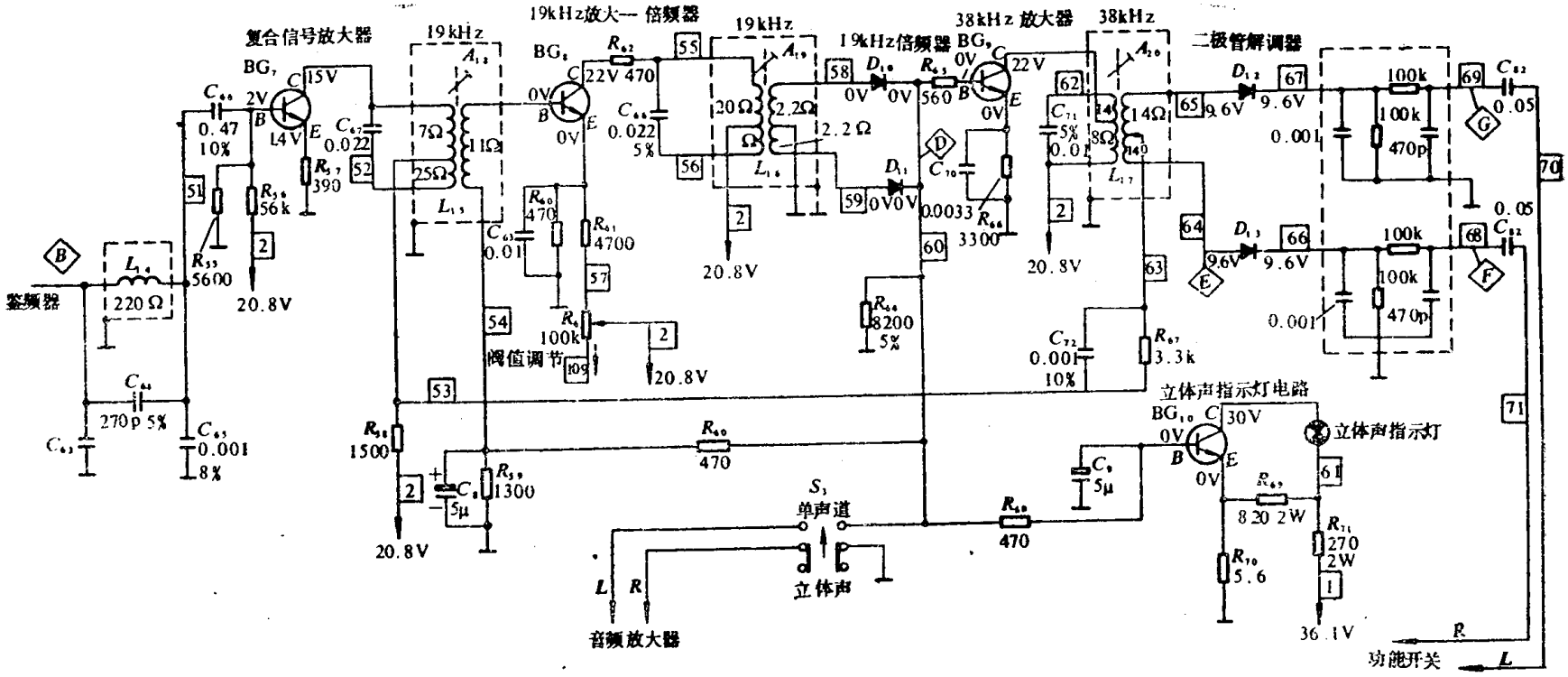


图2.41 双二极管开式关解码器

路。其方框图如图2.42所示。从调频鉴频器输出的立体声复合信号（有的还含有SCA信号）经过SCA陷波器滤掉SCA成分后，送到放大，分离电路（BG_7）。在那里分成两路：一路经放大器输出端的谐振电路（L_{15}）取出19kHz导频信号，经放大和倍频后，输出一个与发射端具有相同频率和相位的38kHz再生副载波，作为开关信号加到环形解调变压器T_1的初级。

另一路为由主、副信道合成的复合信号，它不象矩阵解码器那样被分成好几路输出，而是整个地、直接加到变压器T_1次级的中心抽头。

于是，加到每二个极管上的电压就有两个，一个是滤除了导频的主、副信道合成的复合信号，另一个就是再生副载波。其中，再生副载波的幅度已被前级放大到足以使二极管充分地导通或截止，并且以相反的极性加到两个二极管上，使D_1、D_2轮流工作。在开关信号使二极管导通的瞬间，二极管才对复合信号进行检波或取样，从中取出L或R声道的信号来。

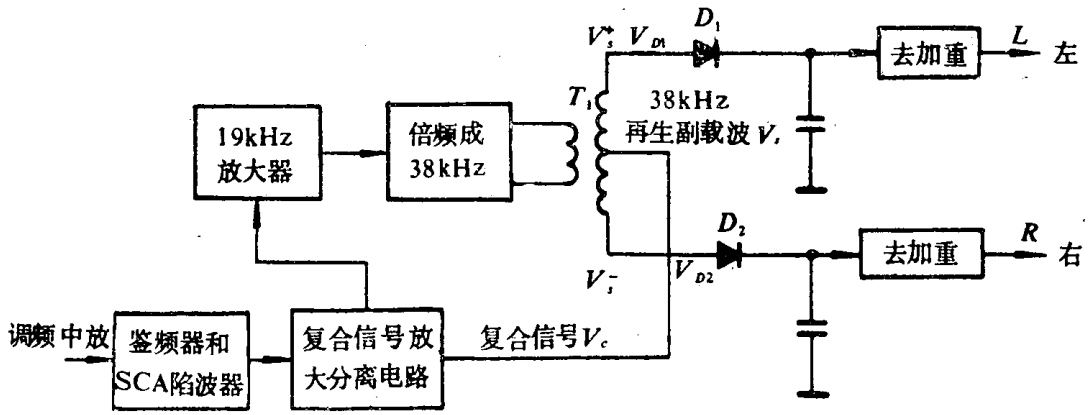


图2.42 二极管开关式解码器方框图

目前，还有一种开关解码器，它是由四个二极管所组成，一般称为桥式开关解码器。它利用电桥平衡原理，能极好地滤除38kHz副载波，这种电路如图2.43所示。

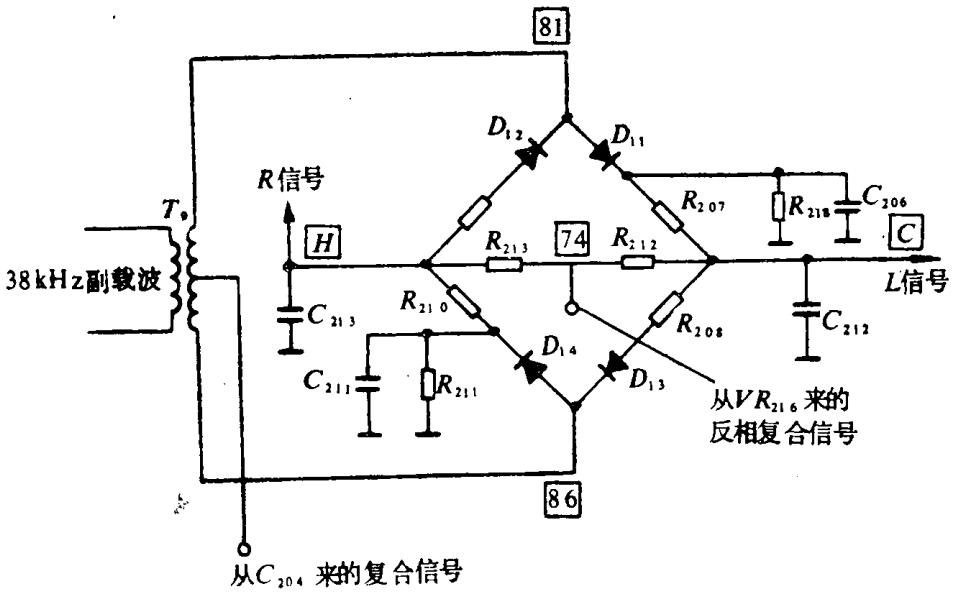


图2.43 桥式解码器

从图2.43可以看到，加到T_9初级的38kHz再生副载波信号具有足以使每个二极管处于饱和导通或完全截止的幅度。左声道的信号是由D_{11}、D_{13}导通时产生的，音频电流流过R_{218}；右声道的信号是由D_{12}和D_{14}导通形成的，由此而引起的音频信号电流则流过R_{211}。显而易见，流经这些二极管上的电流主要是由加到81和86两点上的电压所决定的。而这两点上的电压又是由38kHz再生副载波和加到T_9变压器次级中心抽头和地间复合信号所共同决定的。至于加到桥路中心点74上的复合信号只起校正作用，且只影响L和R输出端上的$L+R$分量。

现在让我们来研究为什么要把一部分反相复合信号加到图2.43桥路的中心点74上？这原因是多方面的，其一是因为实际上复合信号中的$L-R$边带分量通常要比$L+R$分量的幅度小。其原因是$L-R$边带的频率比较高，因此更容易受电路中各种分布电容的旁路和衰减，因此桥路的输出端上的$L-R$分量总要比$L+R$分量来得小。

其二是因为38kHz带通滤波器T_9实质上是一谐振回路，它谐振在38kHz，尽管Q值比较高，谐振曲线较陡，但它也不能完全抑制掉23kHz以下的频率分量，因此$L-R$边带信号中会混有少量的$L+R$成分。

其三是由于四个二极管的特性、变压器中心抽头的不对称性，以及电路中分布参数的影响，使电路难以做到完全的对称。

前面已讲过，这种不对称性必将导致分离度的下降。若把适量的、经过反相了的$L+R$信号（即$-L-R$）加到输出端，抵消一部分$L+R$分量，那么$L+R$和$L-R$分量就会变得相等，从而就能改善立体声的分离度。为此我们把调节$L+R$反相信号幅度的电位器叫做分离度控制器。这就是图中的电位器VR_{216}。该校正信号经电阻R_{212}和R_{213}等量地加到G和H上。

然而仔细地考虑一下，可能会认为校正复合信号中不仅有$L+R$分量，还包含有$L-R$边带，该边带是否也要出现在74点上呢？不会的，因为电容器C_{212}和C_{213}容量较大，把复合信号中的边带分量旁路了。因此，实际上只有$L+R$成份能加到输出端。

至于由于再生副载波与复合信号中原副载波的相位差而引起的串音就更重要了，但这可以通过微调19kHz和38kHz调谐回路的办法得以校正，可以使相位误差减至最小，来改善立体声的分离度。

因此，在分立元件的开关式立体声解码电路中必须要调整的部分有19kHz、38kHz的调谐回路、分离度控制电位器等，这些电路调整得好坏，特别是相位差的微调对立体声接收性能影响是很大的。

二、差分式开关解码器

随着集成电路的飞速发展，集成度日益提高，而且在集成电路内还可设计出许多特殊电路来满足各种需要，并改善整机性能。因此在目前几乎取代分立元件解码器的集成电路解码器中，常常采用差分式电路结构，图2.44是其基本的差分式开关解调电路及其等效电路。图中BG_9、GB_{10}组成差分电路，它们的基极上分别加入极性相反的38kHz开关信号。BG_{11}为放大器，工作于线性状态。滤去了导频信号后的主、副信道合成信号$A'(t)=(L+R)+(L-R)\cos\omega_s t$加到它的基极。当两信号同时加入时，开关电路起着把立体声信号$A'(t)$与开关信号$U_s(t)$相乘的作用，于是从R_L和R_R负载电阻上便可分离出L、R信号来。因此这种解码电路又称作平衡乘法器电路。

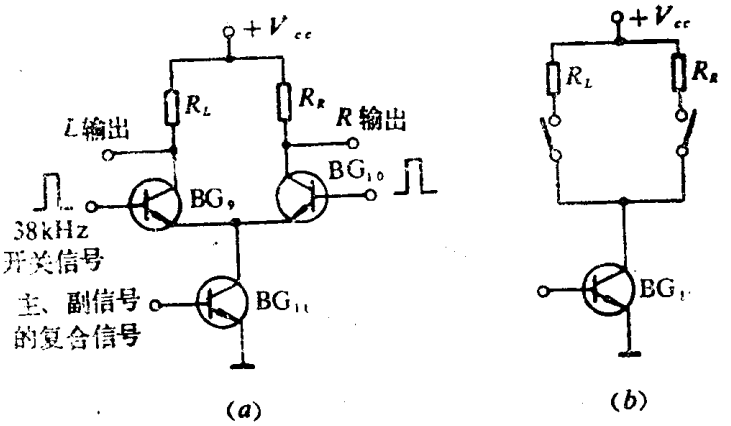


图2.44 差分式开关解码电路

设输入的开关信号是一方波，我们将它用傅里叶级数展为

$$U_s(t)=\frac{1}{2}+\frac{2}{\pi}\cos\omega_s t-\frac{1}{3}\times\frac{2}{\pi}\cos\varphi_s t+\cdots \tag{2.33}$$

因此L输出信号（或R输出信号E_R）E_L为：

$$\begin{aligned}E_L&=A'(t)\cdot U_s(t)\\&=[(L+L\cos\omega_s t)+(R-R\cos\omega_s t)]\times[\frac{1}{2}+\frac{2}{\pi}\cos\omega_s t-\frac{1}{3}\\&\quad\times\frac{2}{\pi}\cos3\omega_s t+\cdots]\\&=[\frac{L}{2}+\frac{2L}{\pi}\cos^2\omega_s t+\cdots]+[\frac{R}{2}-\frac{2R}{\pi}\cos^2\omega_s t+\cdots]\\&=[\frac{L}{2}+\frac{2L}{\pi}(\frac{1}{2}+\frac{1}{2}\cos2\omega_s t)+\cdots]\\&\quad+[\frac{R}{2}-\frac{2R}{\pi}(\frac{1}{2}+\frac{1}{2}\cos2\omega_s t)+\cdots]\end{aligned} \tag{2.34}$$

用低通滤波器或去加重网络滤除副载波及其谐波后得：

$$E_L=\frac{L}{2}(1+\frac{2}{\pi})+\frac{R}{2}(1-\frac{2}{\pi}) \tag{2.35}$$

同理可得右路输出信号为

$$E_R=\frac{R}{2}(1+\frac{2}{\pi})+\frac{L}{2}(1-\frac{2}{\pi}) \tag{2.36}$$

从上两式可知：这种差分式开关解码电路不管哪一个声道接通，输出中除有用声道的信号外，总还夹杂有另一声道的信号。换句话说，就是在开关信号的正半周，L声道接通，输出中包含有R路串入的信号$\frac{R}{2}(1-\frac{\pi}{2})$；开关信号的负半周，$R$声道接通，输出声道中

除应有的R信号外，还包含有L路串入的信号 $\frac{L}{2}\left(1-\frac{2}{\pi}\right)$。显然，造成了分离度下降。

众所周知，根据分离度定义，可以求得此时的分离度S_e为

$$S_e=20\lg\frac{E_L'}{E_R'}=20\lg\frac{(1+2/\pi)}{(1-2/\pi)}=13.1\ \text{dB}$$

由此可见 开关解码器在无串音补偿时，分离度是很低的。显然这样的分离度是不能满足实用要求，所以必须加以改善。

从上式可知，欲提高左、右声道分离度，必须要使串漏信号 $E'_R=\left(1-\frac{2}{\pi}\right)R=0$ 或接近于0，这在实际中还是比较容易实现的。下面我们将介绍的双差分开关解调电路就是一种具有补偿作用的解调电路。

图2.45所示电路就是一种双差分开关解码电路，它是在图2.44解码电路基础上再增加一个完全相同的差分解调电路，去解调幅度减少为－13dB的反相复合信号，然后送到另一路去抵消其串音分量，以改善分离度指标。这种电路也称作双平衡开关电路。

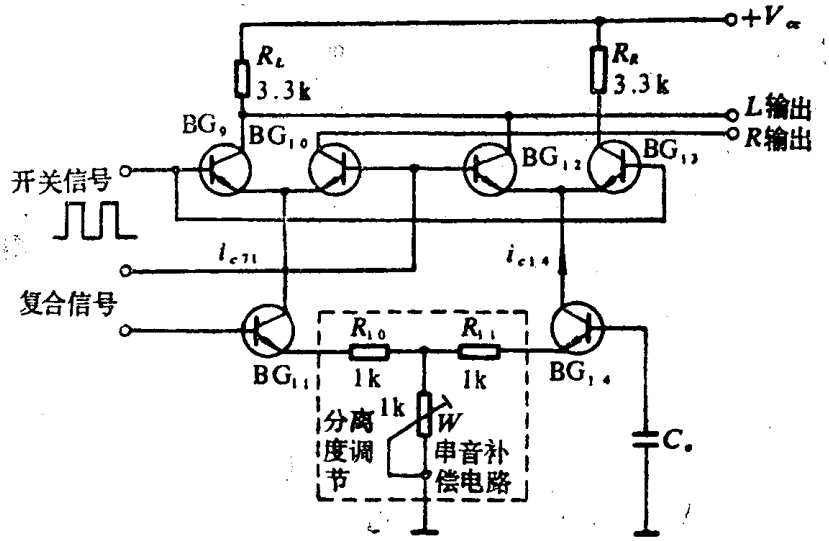


图2.45 双差分开关解码电路

从图中可知，它是在原来基本开关电路的基础上增加了由BG_{12}、BG_{13}和BG_{14}组成的另一组差分放大器。BG_{11}和BG_{14}由R_{10}、R_{11}、W耦合组成单端输入差分放大器。显然BG_{11}和BG_{14}基极的输入信号是反相的。BG_{14}输入信号的幅度，由于R_{10}、W分压关系大致被减为 $U_c\times\frac{W}{R_{10}+W}$（令$\frac{R_{10}+W}{W}=K$）。一般，$R_{10}$、$R_{11}$采用相同的数值，所以$BG_{14}$的输入信号可大致看成$-\frac{A'(t)}{K}$。

由于BG_9、BG_{10}的基极分别与BG_{12}、BG_{13}的基极并接，在开关信号的正半周，使主开关电路中的BG_9导通时，副开关电路中的BG_{13}也同时导通，于是在L路输出的同时，R路也有输出。此时，由于BG_{14}的作用，在R_R上产生一个正好与R路输出相位正好相反的信号

来抵消串音信号，只要适当调节W，使得$K=\frac{1+2/\pi}{1-2/\pi}\approx4.5$就能完全抵消串音分量（严格地说，$BG_{11}$、$BG_{14}$的增益应完全相同）。同理，当右路开关打通$BG_{10}$时，最后也能抵消左路串音分量，从而提高了立体声分离度。

在编码电路中，我们曾经谈到M，S信道的相位移将直接影响到其分离度，那么在解码电路中，当开关信号（再生副载波）与发射端38kHz副载波之间有相位差（相移$\neq0°$）时，对其分离度有何影响呢？

令主、副信道的合成信号$A'(t)$和开关信号$U_s(t)$之间相移φ，此时开关信号的相角则为$\cos(\omega_s t+\varphi)$，于是L声道的输出变为

$$\begin{aligned}E_{L1}&=A'(t)\cdot U_{s1}(t)\\&=[(L+R)+(L-R)\cos\omega_s t]\\&\quad\times[\frac{1}{2}+\frac{2}{\pi}\cos(\omega_s t+\varphi)+\cdots]\\&=\frac{1}{2}(L+R)+\frac{1}{2}(L-R)\cos\omega_s t+\frac{2}{\pi}(L+R)\cos(\omega_s t+\varphi)\\&\quad+\frac{1}{\pi}(L-R)\cos(2\omega_s t+\varphi)+\frac{1}{\pi}(L-R)\cos\varphi+\cdots\end{aligned}\qquad(2.37)$$

滤去ω_s及其谐波后得：

$$\begin{aligned}E_{L1}&=\frac{1}{2}(L+R)+\frac{1}{\pi}(L+R)\cos\varphi\\&=(\frac{1}{2}+\frac{1}{\pi}\cos\varphi)L+(\frac{1}{2}-\frac{1}{\pi}\cos\varphi)R\end{aligned}\qquad(2.38)$$

与式（2.36）相比，在$\frac{1}{\pi}$增多了$\cos\varphi$。因此在单差分解调电路中，其分离度为：

$$S_e=20\lg\frac{1+\frac{2}{\pi}\cos\varphi}{1-\frac{2}{\pi}\cos\varphi}\qquad(2.39)$$

式（2.39）可用图2.46所示曲线来表示，当$\varphi=90°$时，则L、R两声道输出都是$\frac{1}{2}(L+R)$，即成了单声。

对于双差分式开关解码电路而言，用同样的方法可求出开关电路的输出电压和串音补偿量。

$$E_{L2}=(\frac{1}{2}+\frac{1}{\pi}\cos\varphi)L+(\frac{1}{2}-\frac{1}{\pi}\cos\varphi)R$$

$$E_{L2}'=-K\cdot E_{R2}=-K[(\frac{1}{2}+\frac{1}{\pi}\cos\varphi)R+(\frac{1}{2}-\frac{1}{\pi}\cos\varphi)L]$$

于是L路的总输出为

$$E_L = E_{L2} + E_L'_2$$

$$= \left[\left(\frac{1}{2} + \frac{1}{\pi}\cos\varphi\right) - K\left(\frac{1}{2} - \frac{1}{\pi}\cos\varphi\right)\right] L$$

$$+ \left[\left(\frac{1}{2} - \frac{1}{\pi}\cos\varphi\right) - K\left(\frac{1}{2} + \frac{1}{\pi}\cos\varphi\right)\right] R$$

于是当串音补偿网络的分压比K为：

$$K = \frac{\frac{1}{2} - \frac{1}{\pi}\cos\varphi}{\frac{1}{2} + \frac{1}{\pi}\cos\varphi} \tag{2.40}$$

时，L声道的输出电压为：

$$E_L = \frac{4\cos\varphi}{\pi + 2\cos\varphi} L$$

从上式可见：当相移不为0°时，K值增加，而输出幅度减少。为了改善立体声分离度，提高输出电压，开关信号必须与复合信号中的原38kHz副载波保持严格的同步。

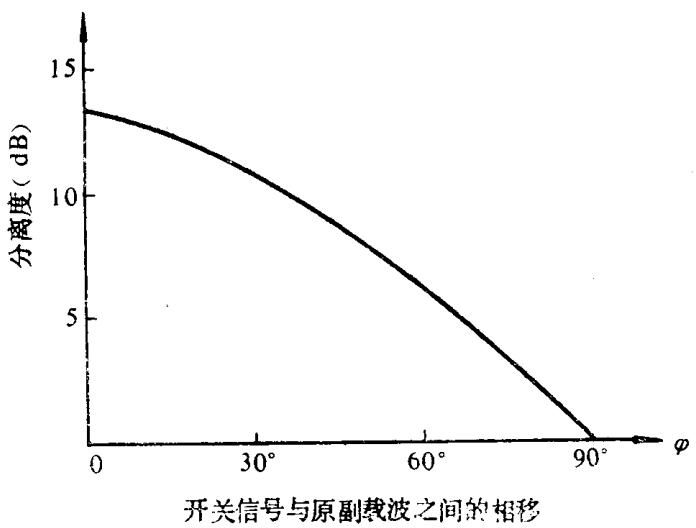


图2.46 再生的副载波与发射机中的副载波间不同相位对分离度的影响

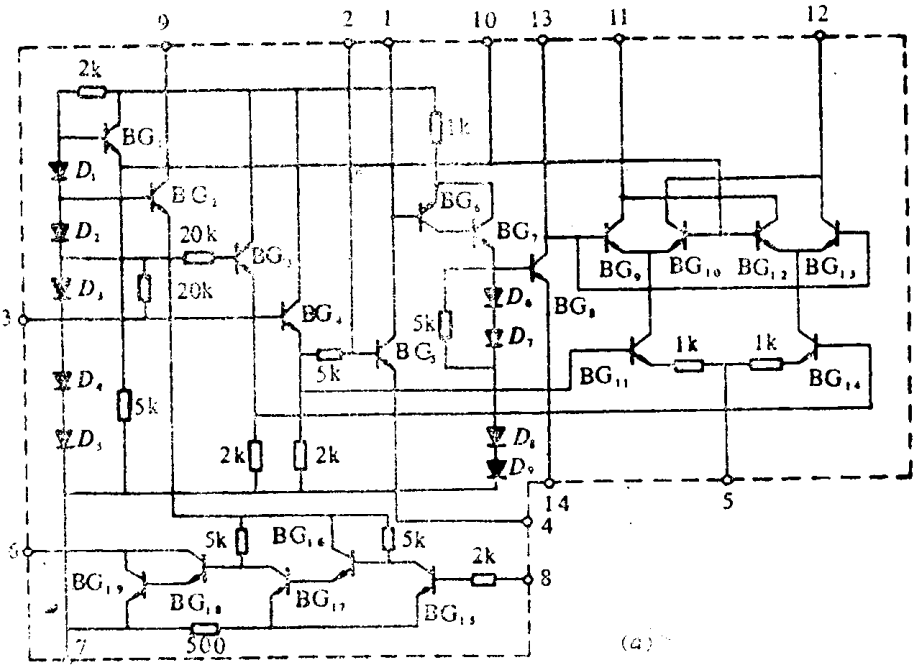
这种双差分式开关解码电路已普遍用于集成立体声解码电路中，如LA3300/3301，MC1304/1305等都是这种电路。在国内，用得较多的是LA3301型中规模集成电路开关式解码器（国产型号为SF3301）。

LA3301的外形尺寸，内部电路及其等效电路如图2.47所示。它由电源稳压基准部分。38kHz副载波发生电路，解码电路，立体声指示灯驱动电路四部分组成。为深刻理解该集成电路，现将其内部电路作一简要说明。

1．38kHz副载波发生器

由晶体管$BG_{4\sim8}$，二极管$D_{6\sim9}$，部分电阻及两个外接线圈和两个外接电容分别组成

19kHz谐振回路(如图2.48所示)，还有两个外接电阻470Ω，4.7kΩ，一个外接电容10μF组成副载波发生电路。这部分电路的作用是把由③脚输入的立体声复合信号放大，并倍频产生38kHz副载波开关信号。立体声复合信号从第③脚输入，电路的输入级采用射极跟随器BG_4进



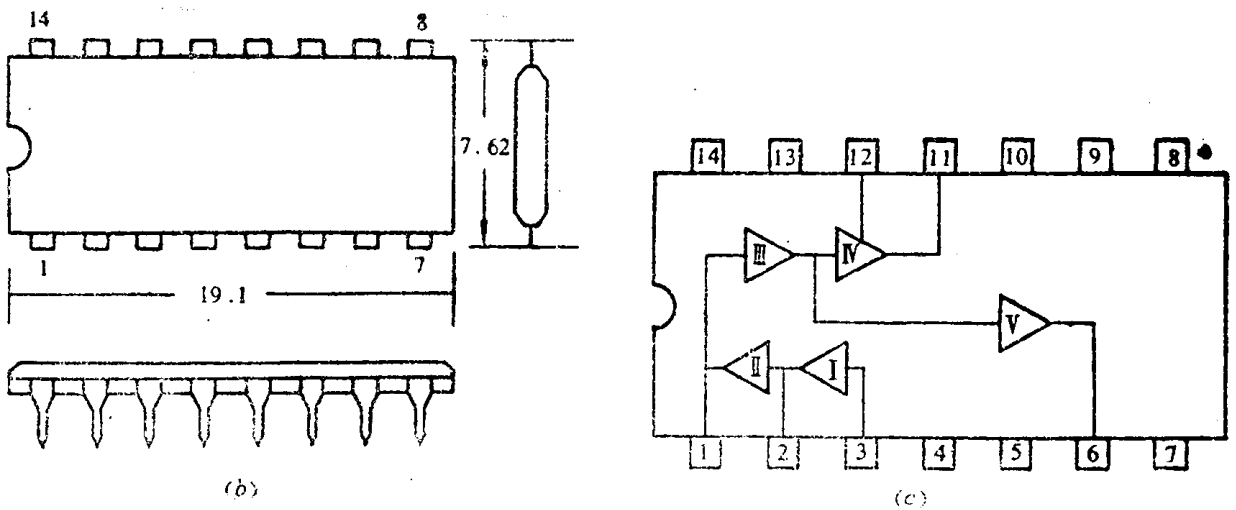


图2.47 LA3301集成电路的外形和等效电路

行缓冲。由于BG_4的偏置电阻为20kΩ，而且BG_4的输入阻抗极大，所以该电路的输入阻抗基本上为20kΩ左右。BG_5是19kHz导频信号的选频放大器，它的集电极使用高Q值的LC选频回路。以便从立体声复合信号中选出19kHz导频信号分量，倍频器由BG_6、BG_7、四个二极管组成的整流限幅器，以及BG_8的38kHz调谐放大器所组成。

BG_8（PNP型管）和BG_7（NPN型管）复合的结果可等效成一个PNP复合管。其发射极电阻为1kΩ，集电极接有四个二极管，每只二极管的正向压降约为0.6V，因此四个二极管串接的结果，使该复合管的集电极箝位在2.4V上。该电压也就等于BG_8的基极电位。由于

复合管为射随器，故它的输入阻抗极高，对接在BG_5集电极上的19kHz调谐回路的影响很小。

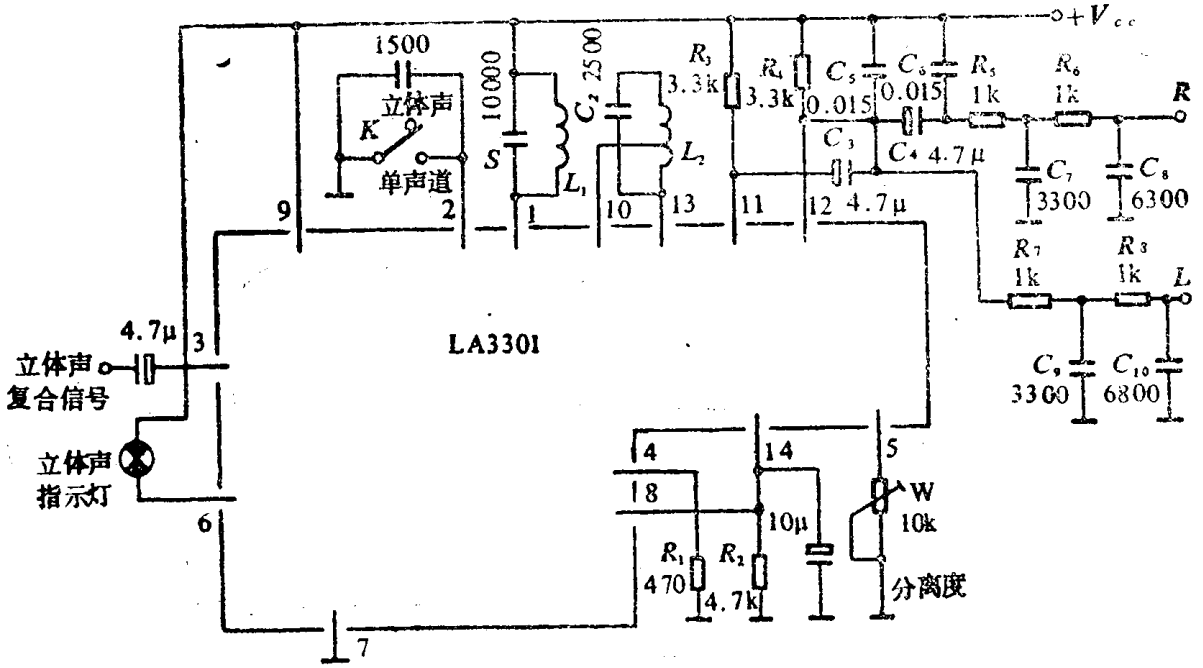


图2.48 LA3301立体声解码器电路（用RC滤波器）

对该复合管本身而言，基极和发射极均接在电源电压V_{cc}上，因此该复合管是零偏置。仅当19kHz谐振回路的交流信号幅度大于复合管的正向结电压V_{BE}时，该复合管才导通（半周），并在BG_8的基极上产生脉动电流。由于这种半个正弦波的脉动电流具有丰富的偶次谐波，当它被送到后级38kHz调谐放大器选频放大时，就能获得再生的38kHz正弦副载波信号。

38kHz调谐放大器由BG_8和外电路的L_2C_2调谐回路，及发射极上外接的阻容元件所构成。第10脚由BG_1稳压得来的2.8V直流电压经L_2抽头电感线圈为BG_8提供了集电极电压。被放大了的38kHz副载波被送得立体声解调电路中双差分对管BG_9和BG_{13}的基极作为开关信号。为了保证它们能在开关状态下工作，要求该38kHz的信号幅度大于100mV。此外，解调电路的灵敏度主要取决于19kHz放大器和38kHz倍频器的增益。显然它与外电路的两个调谐回路的Q值有密切关系。

2．立体声开关解码电路

由BG_9～$_{14}$及其外电路——分离度调节电位器W和负载电阻等组成开关式解码电路，它们的工作原理与图2.45完全相同。BG_9～$_{13}$的基极直流电路都被L_2所短路，其固定偏置为2.8V。

至于稳压基准电路，立体声指示灯驱动电路在此不加以介绍，可参阅有关文献资料。图2.49画出了采用CR去加重网络的LA3301立体声解码器的主要特性曲线。表2.1、2.2列出了LA3301的主要技术特性参数和极限参数。图2.50列出了LA3301集成电路解码器中调谐回路电感的参数，以供设计和维修时参考。

2.2.3 锁相环立体声解码器

上节的线圈式立体声解码电路在实际使用中会感到不太方便，这是因为，它的解调必须

要有两个高Q值线圈，并且要用专门的立体声信号发生器进行细致地调整，由于温度等气候的变化和机械振动的影响，还会使调整好的情况发生变化。为了解决上述缺点，目前大多数立体声接收机都使用了锁相环路立体声解码电路。通常，锁相环路由三部分组成，如图2.51所示，其中有鉴相器（也称相位比较器），压控振荡器（及其分频电路）和低通滤波器（包括直流放大器）。在实际应用的锁相环立体声解调电路中，是用一个76kHz的压控振荡器，将它产生的振荡信号经两次1/2分频后与复合信号中的导频信号互相锁相，以使它们保持严格同步。

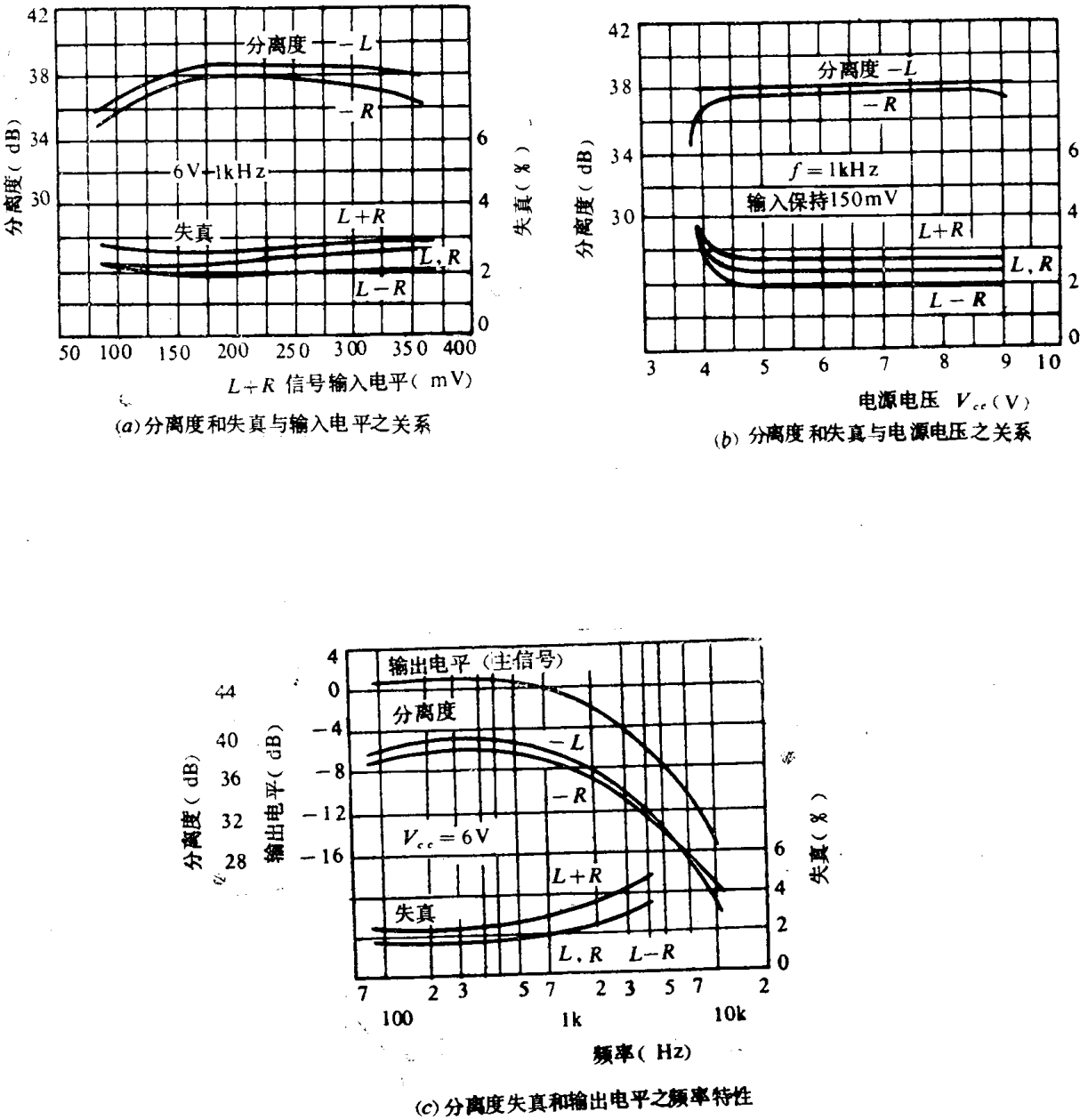


图2.49 LA3301立体声解码器的主要特性曲线路

表2.1 LA3301主要技术特性

V_{cc} = 6 V, R_L = 3.3kΩ, V_i = 100mV, f = 1 kHz,
L + R = 90%, 导频信号 = 10%

项　　目	符　号	最　小	典　型	最　大	单　位
推荐工作　压	V_{cc}	4	6	12	V
无信号电流	I_{co}		7	10.5	mA
输入阻抗	R_i		20		kΩ
通道分离度	S	30	45		dB
失　　真	THD		0.3	1.0	%
立体声指示灯点亮输入电压	V_i	50	70	100	mV
输出电压	V_c	71	100	136	mV
通道平衡度	S_b		0.2	2.0	dB
SCA抑制			55		dB

表2.2 LA3301 的 极 限 参 数

最大电源电压 $V_{cc\ max}$ (V)	最大输入信号电平 V_{max} (mV)	指示灯驱动电流 I_I (mA)	功　耗 $P_{a\ max}$ (mW)	工作温度 T (°C)
20	350	40	370	−20～+30

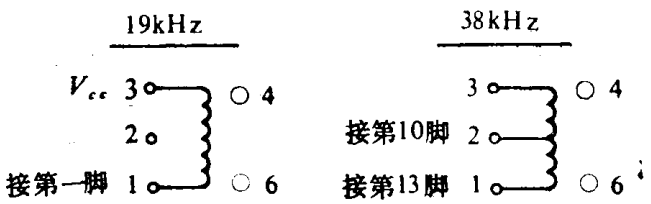


图2.50 LA3301解码器调谐回路的参数

如图2.52所示，如果相位有差别，则产生的误差信号经低通滤波器后使压控振荡器的振荡频率和相位改变，使误差信号减小，直至为零，于是可以得到一个严格与导频信号保持一定相位关系(相位差为90°)的19kHz信号。而这一19kHz信号又是由压控振荡器产生并经 两次1/2分频后得到的，所以压控振荡器产生的76kHz信号的相位也就与导频信号相位“锁定”了。压控振荡器经第一次分频后得到的38kHz信号也与导频信号保持严格的同步，并且用它来作为立体声解调部分的副载波信号。这样，锁相环路的作用可以使副载波与导频信号间，不受温度和机械振动等影响而保持严格的同步，这对提高分离度是非常必要的。

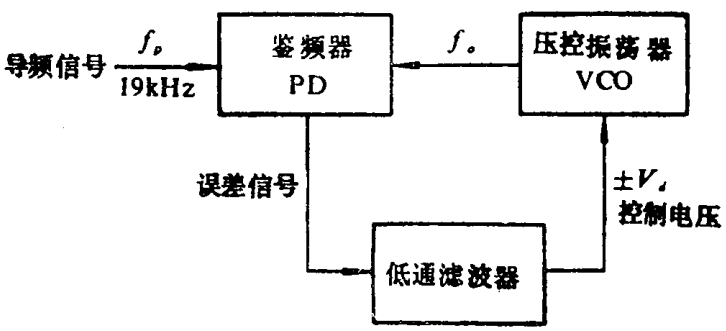


图2.51 锁相原理

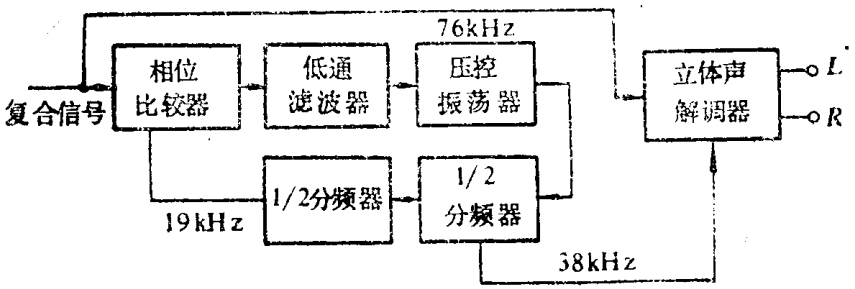


图2.52 锁相环路的应用举例

锁相环路的核心是鉴相器，鉴相器的功能有两个，一是频率牵引，另一是相位锁定。

所谓频率牵引是指当输入导频信号的频率f_P与压控振荡器产生的振荡频率f_o不相等时($f_P>f_o$或$f_P<f_o$)，鉴相器将输出一个误差电压，此电压将改变压控振荡器的频率，使f_o不断逼近f_P，直至两者相等，鉴相器输出的误差电压为零为止。这就是频率牵引过程。

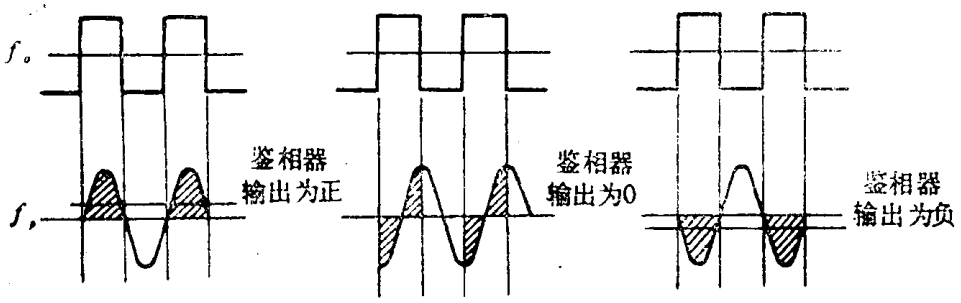
当频率牵引过程完毕$f_P=f_o$，即进入锁定时，鉴相器的输出经过低通滤波器，滤掉二次谐波后，得到的误差电压为：

$$V_d=\frac{1}{2}e_Pe_o\cos(\varphi_P-\varphi_o)$$

式中e_P和e_o分别为导频信号和压控振荡器的幅度，φ_P和φ_o分别为其相角。由上式可见，鉴相器输出的误差电压是与导频信号和压控振荡器频率的相位差($\varphi_P-\varphi_o$)的余弦函数成比例的。

由上式可知，只有：当$\varphi_P-\varphi_o=90°$时，误差电压V_d才等于零，而当$\varphi_P-\varphi_o=0°$或180°时，$V_d=\pm\frac{1}{2}e_P$、e_o即两者相位差为90°时，输出为零。越偏离90°，输出越大。因此，鉴相的结果，最终必然导致压控振荡器与导频信号的相位差为90°，才达到稳定状态。

压控振荡器随鉴相器的输出而锁定的状况也可用图2.53的物理概念来描述。从图中可看出，仅当f_P与f_o相差90°时鉴相器输出的平均电压为零，压控振荡器才被锁定。



(a) 相位差为0°时　(b) 相位差为90°时 (锁定状态)　(c) 相位差为180°时

图2.53 锁相环锁定示意图

在实际电路中，压控振荡器的频率选为76kHz，经过二次分频后得19kHz信号，再送到鉴相器与输入的导频信号进行比较。当环路被锁定时，分频得来的19kHz与立体声信号中的19kHz导频完全一致，于是由压控振荡器一次分频得来的38kHz开关电压就能与复合信号中的原38kHz副载频完全同步。

下面介绍一下锁相环立体声解码器集成电路LA3361的工作原理。

LA3361是由64个晶体三极管、74个电阻和5个二极管组成的中规模线性集成电路。它的外型为双列直插式16脚塑料封装。该解码电路的特点是：工作范围宽，立体声指示灯驱动电平低，可以调整串音补偿，在输入电平低时能自动转换成单声道工作状态以提高信噪比。LA3361可以与BA1320、BA1330、LA3350、HA11227、AN7410等互换。我国仿制的SL3361等可直接代用。

LA3361的方框图和外围电路如图2.54所示。

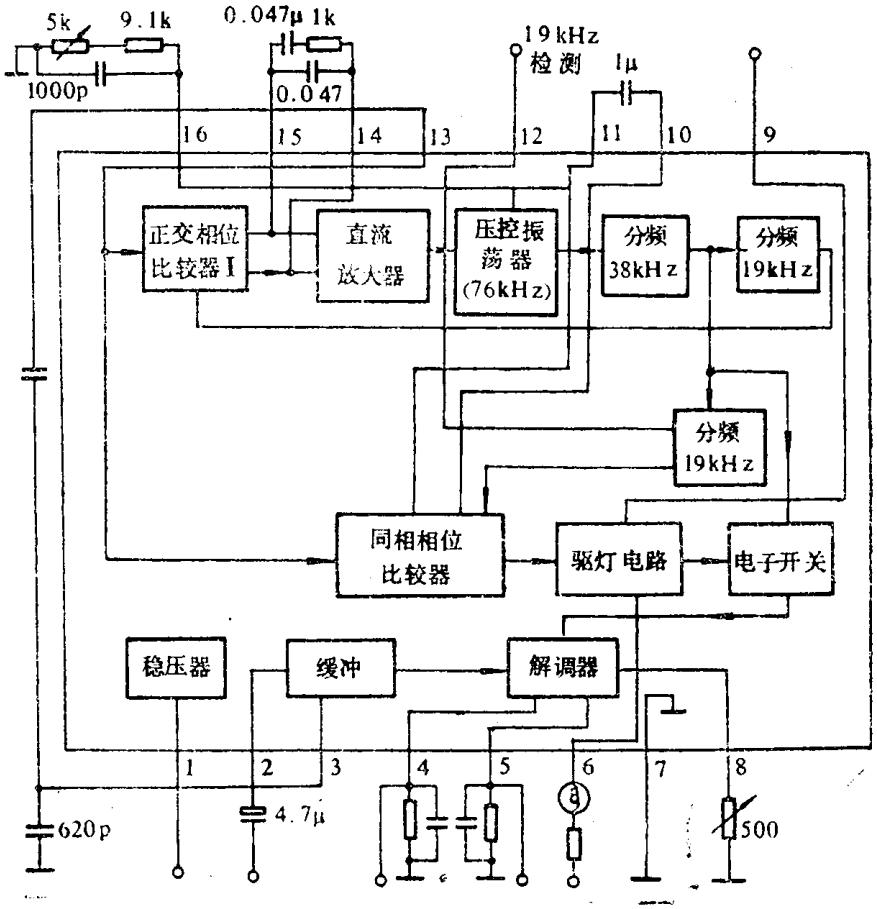


图2.54 LA3361方框图

由鉴频器输出端得到的复合信号由②脚输入，经缓冲放大后分为两路，一路送至解调电路解调；另一路经③脚输出耦合到⑬脚，被送到正交相位比较器Ⅰ及同相相位比较器Ⅱ。第二路使由正交相位比较器Ⅰ、低通滤波器和压控振荡器所组成的锁相环路工作，并使同相相位比较器Ⅱ、低通滤波器、分频器和立体声指示灯驱动电路工作。在指示灯点亮的同时，接通电子开关使立体声解码电器工作，分离出左、右信号。

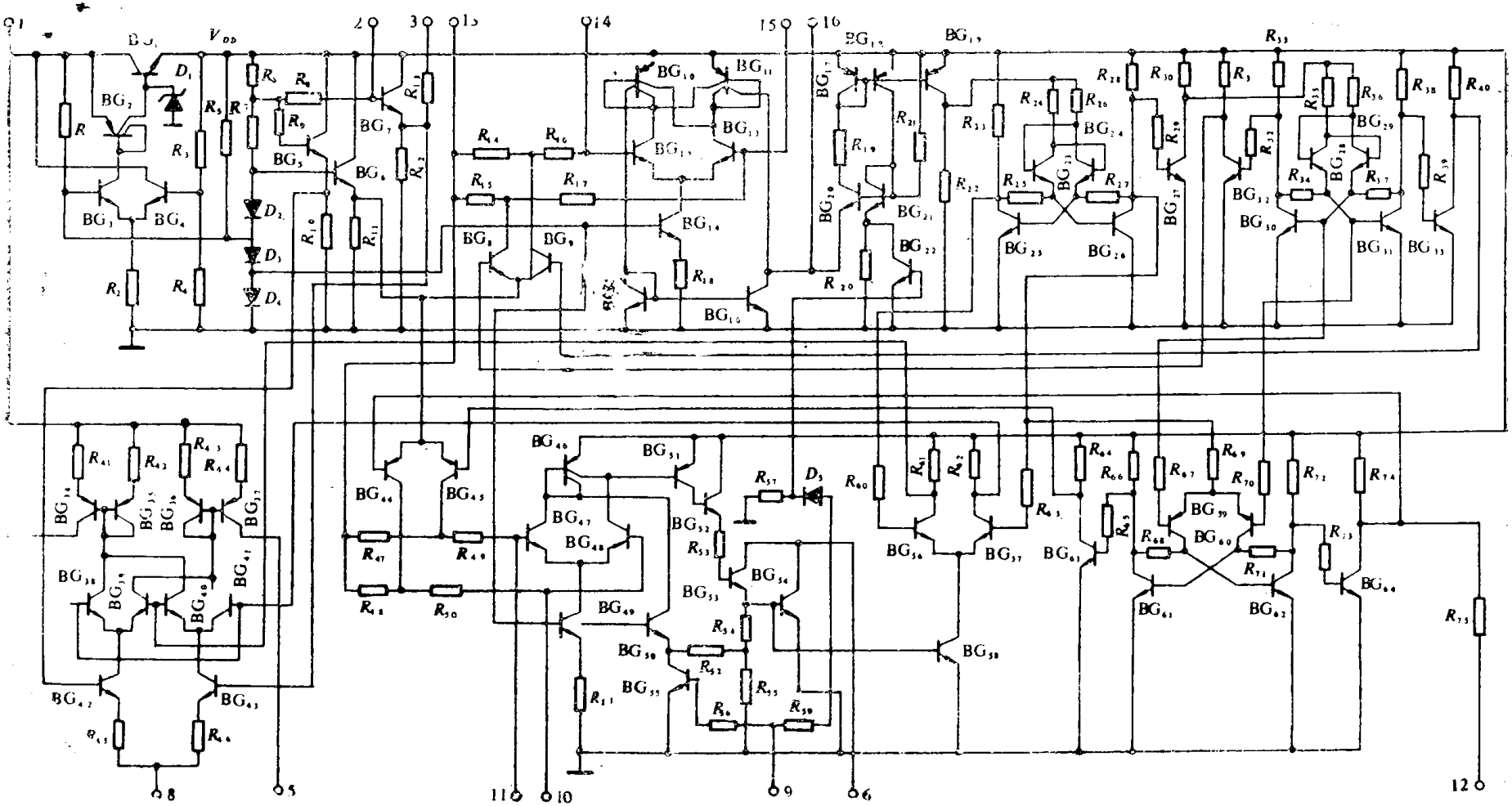


图2.55 LA3361集成电路的内部电路

LA3361的内部电路如图2.55所示。它主要由下列六部分组成：电压调整电路；前置缓冲放大器；锁相环路：立体声指示灯驱动电路及电子开关电路；静噪控制及压控振荡器停振电路；立体声解码电路。下面分别加以说明。

一、电压调整电路

它由BG_1～BG_4及D_1～D_4等组成，是一个串联型稳压电路，为电路各部分提供稳定的直流工作电压。另外，BG_5～BG_6还为解码电路及相位比较器提供适当的直流电平。

二、前置缓冲放大器

实际上，这是一个射极跟随器。它将由②脚输入的复合信号缓冲放大后，一路直接送到双差分平衡调制型解码器；另一路经③输出耦合至⑬送到相位比较器Ⅰ和Ⅱ，用以使锁相环路工作并驱动立体声指示灯。

三、锁相环路

由BG_8～BG_{33}以及外接低通滤波器组成。它的作用是要产生一个与副载波保持严格同步的38kHz信号，并用这一信号作为开关信号，以便在解调器中分离出左右信号。锁相环路的工作原理在前面已叙述过，但这里送到相位比较器Ⅰ的信号除了包含在复合信号中的导频信号外，还有一个与导频信号成正交的19kHz信号。这一19kHz信号是由压控振荡器产生的76kHz经两次1/2分频得到的。分频器是两级双稳态触发器，虽然压控振荡器产生的76kHz波形的占空比比较小，但经双稳态分频后，就能得到占空比为1：1的方波，如图2.56所示。

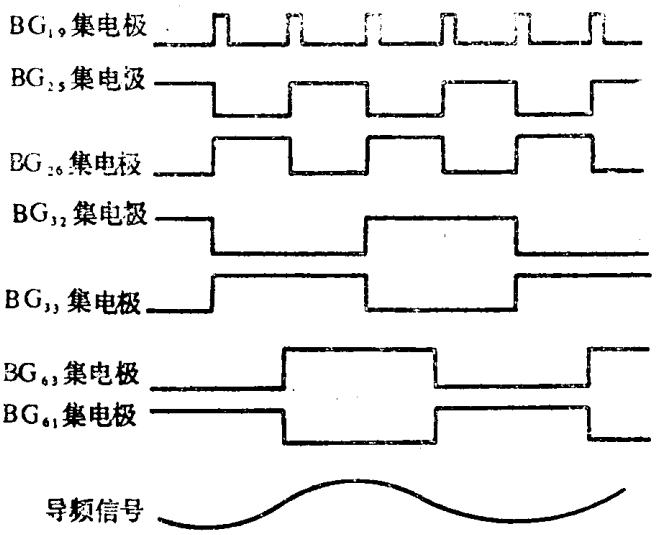


图2.56 开关信号方波的形成

锁相环路由下列五部分组成：正交相位比较器；低通滤波器；直流放大器；压控振荡器；分频器。下面分别加以说明。

1．正交相位比较器

由BG_8～BG_9组成，它实际上也是一个模拟乘法器。电路图如图2.57所示。如前所述，模拟乘法器的输出电压U_o正比于两个

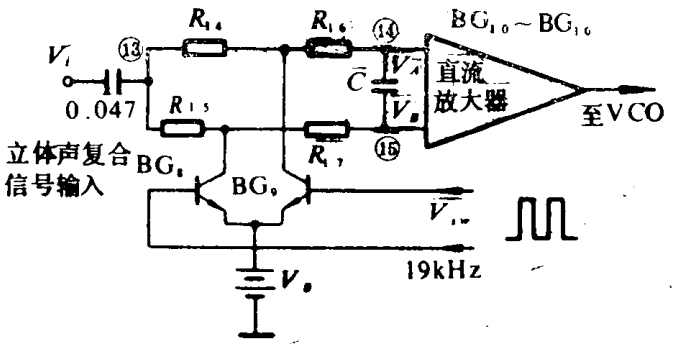


图2.57 正交相位比较器

输入信号的乘积，如果两个输入信号频率相同但相位相差φ角，则其输出电压为

$$U_o=A\sin\omega t\times B\sin(\omega t+\varphi)$$
$$=\frac{1}{2}AB\left[\cos\varphi-\cos(2\omega t+\varphi)\right]$$

用RC低通滤波器滤去交流项后可得

$$U_o=\frac{1}{2}AB\cos\varphi$$

当两个输入信号正交，即$\varphi=90°$，则$\cos90°=0$，输出电压$U_o=0$；当$\varphi<90°$或$\varphi>90°$时，则输出正或负的直流误差信号，这一直流误差信号通过直流放大器放大后，改变压控振荡器的频率，使误差减小，直至为零。这样，压控振荡器的相位就被“锁定”在导频信号的相位上。

等效电路图及波形图如图2.58所示。正交19kHz信号只作为模拟乘法器的开关，使左路或右路信号交替接通。当BG_8导通时，BG_9截止，导频信号通过R_{14}、R_{16}、C、R_{17}对C进行充电；而当BG_9导通时，BG_8截止，导频信号经R_{15}、R_{17}、C、R_{16}对C进行反相充电，在电充器C上的合成电压平均值在$\varphi=90°$时为零；在$\varphi>90°$或$\varphi<90°$时，电容二端充放电的平均值不相等，就会有正或负的输出。当$\varphi=0$时，则电容上有最大输出。这时，就是同相相位比较器的工作情况。

2．*低通滤波器*　由⑭、⑮脚外接的高频旁路电阻电容组成。

3．*直流放大器*　由BG_{10}～BG_{16}组成。它也是一个差分放大器，将由正交相位比较器输出的信号经低通滤波器后所得的误差信号直流分量加以放大，控制压控振荡器。

4．*压控振荡器*　由BG_{17}～BG_{22}组成，电路如图2.59所示。当电源接通时，偏置电阻R_{20}、R_{21}及BG_{21}使BG_{20}导通，对电容器C进行充电，使BG_{20}的发射极电位逐步升高。BG_{17}～BG_{19}也都导通，由于BG_{18}导通使R_{21}旁路，这样，BG_{20}的基极电位也升高，形成正反馈。随着时间的增长，C被充电，BG_{20}的发射极电位升高，BG_{17}电流减小，导致BG_{18}内阻增大，使BG_{20}、BG_{21}的基极电位下降。当C充电到BG_{20}近于截止时，BG_{17}～BG_{19}也截止，BG_{20}、BG_{21}的基极电位将突然下降到R_{20}和R_{21}的分压点。于是，C经R放电，当放电到BG_{20}的基极电位低于R_{20}和R_{21}分压点一个BE结压降时，BG_{20}又开始导通，上述过程又重复进行，从而形成振荡。振荡频率取决于RC时间常数及控制信号的大小。当BG_{19}导通及截止时在压控振荡器的输出端就形成正脉冲输出。

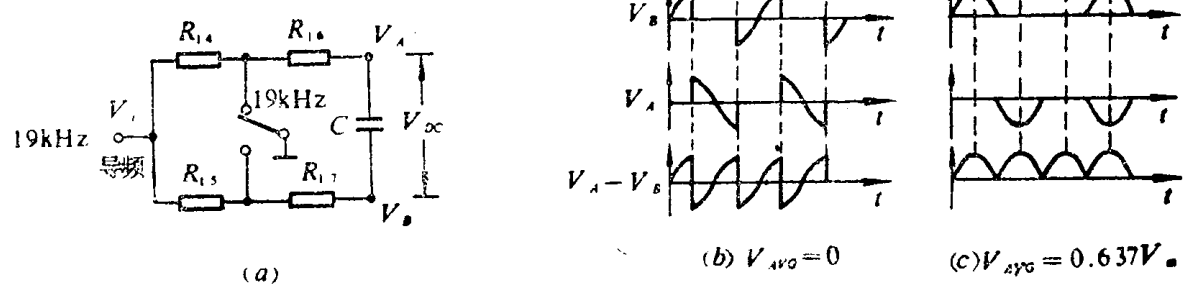


图2.58　正交相位比较器的等效电路图及波形图

5．分频器　三个分频器的工作原理是相同的。它们由BG_{23}～BG_{38}及BG_{59}～BG_{64}组成。现以38kHz分频器为例来加以说明。分频器电路图如图2.60所示。这是一个交叉耦合正反馈型双稳态触发器。

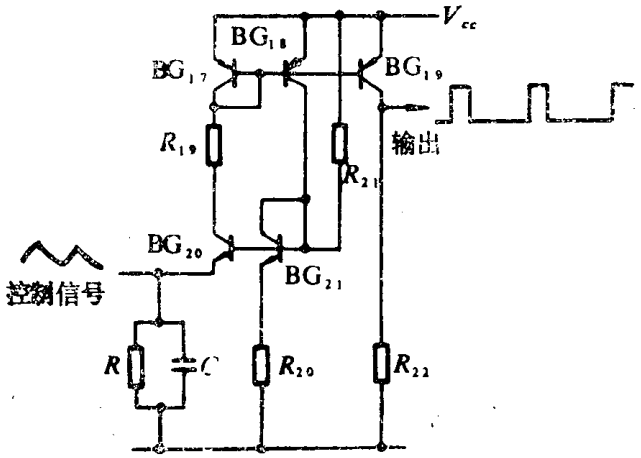


图2.59 压控振荡器的工作原理图

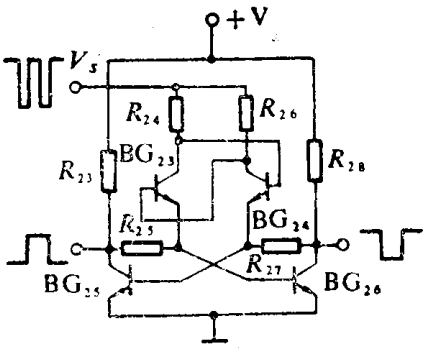


图2.60 分频器电路图

设在初始状态时，BG_{24}、BG_{25}截止，BG_{23}、BG_{26}导通，当V_S由低变高时，由于BG_{23}的发射极电位高于BG_{24}（因BG_{26}导通，而BG_{25}截止），所以BG_{24}比BG_{23}先导通，使BG_{25}也导通。通过R_{25}、R_{27}的正反馈，这一过程迅速进行，成为BG_{25}导通，BG_{26}截止，使状态翻转。当V_S由高到低时，BG_{23}、BG_{24}集电极电压为零，但由于R_{25}及R_{27}的作用，BG_{25}仍然导通，BG_{26}截止，状态不变。当V_S再从低到高时，状态又一次翻转。这样，每当V_S从低到高时，状态翻转一次。而从高到低时，状态不变，于是达到分频的目的，并且可以使占空比不大的信号形成占空比为1：1的输出信号。

另外两只分频器的作用是类似的，只是其中一只分频器产生的是与导频信号同相的19kHz方波，而另一只分频器产生的是与导频信号成正交的19kHz方波。

四、立体声指示灯驱动电路及电子开关电路

它由BG_{44}～BG_{58}同相相位比较器、直流放大器、指示灯驱动电路及解调器电子开关电路组成。同相相位比较器的原理，前面已作过说明。由于是同相，所以$\varphi=0$，这时$\cos\varphi=1$，比较器有最大输出。这一输出经低通滤波器及直流放大器放大后，驱动立体声指示灯。当无导频信号时，BG_{46}饱和导通，而B_{51}～BG_{54}及BG_{58}截止，驱灯路及解调器电子开关都处于关闭状态。当有足够强度的导频信号时，使BG_{46}脱离饱和状态，BG_{51}导通，从而使BG_{52}～BG_{54}也导通，使立体声指示灯点亮。于是，由第一分频器得到的38kHz方波通过BG_{56}、BG_{57}加到立体声解调电路，完成解调作用。

五、静噪控制及压控振荡器停振控制电路

该电路由BG_{22}及BG_{56}组成。由于立体声信号所占频带较宽，在收听微弱的立体声广播时，信噪比将很差，使收听效果不良。这时，可以使电路改为单声道接收状态，以便改善信

噪比。在收听调幅广播时，则可使压控振荡器停振，以减少干扰。

实现这一控制的方法是从⑨脚加入不同数值的直流电压。当所加电压U_o<0.7V时，电路不受任何影响，若所加电压U_o>0.7V时，BG_{55}导通，I_{e50}增加，I_{b46}也增加，使BG_{48}进入饱和，强制BG_{51}～BG_{54}及BG_{56}～BG_{58}截止，使立体声指示驱动电路及电子开关被迫停止工作，电路转为单声道接收状态。当U_o>2.1V时，BG_{22}导通，使BG_{21}上的压降增加BG_{20}基极电位下降并截止，从而使压控振荡器停振。

六、双平衡调制型开关式立体声解调器

它的原理与上节所述相同，只是这里所用的38kHz开关信号是由压控振荡器产生并经分频后得到的。它与导频信号同相，⑧脚至地的半可调电阻是为进行串音补偿而设置的。

参 考 文 献

[1] 张绍高、华旭旦。 立体声和调频立体声接收机。 新时代出版社，1986

[2] (日)获原洋一、新田勇著，虞星译。调频广播用发射机和接收机。 国防工业出版社，1978

[3] 《电视和调频发射机》编译组编译。 电视和调频发射机。 人民邮电出版社，1980

[4] 鄂岳、陈绍楚、王明照。 导频制调频立体声调制器研制情况介绍。 广播与电视技术 1982；1、2

[5] 王明照。导频制双声道立体声编、解码方法。广播与电视技术 1983；5、6

第 三 章

调 频 激 励 器

立体声调频激励器实质上是由音频放大器、调制器、功率放大器等组成的一台小功率立体声调频广播发射机，图3.1是其框图。

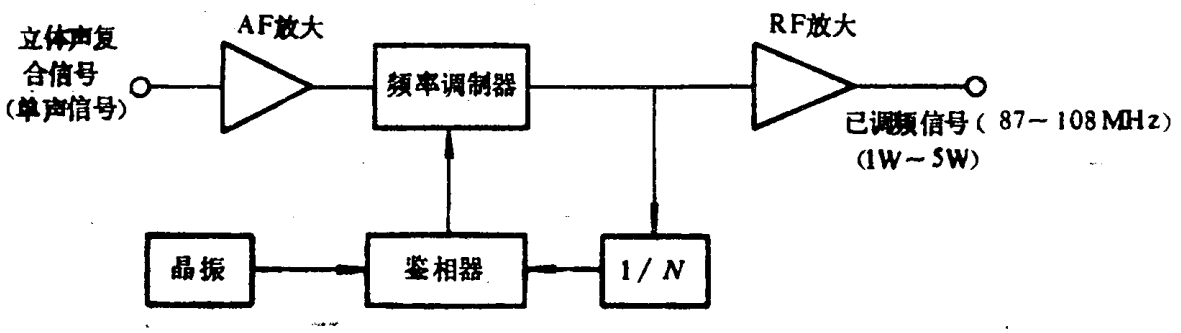


图3.1 调频激励器

从图中我们可以看到，调频激励器所涉及到的技术范围很广，包括音频、射频放大技术；压控振荡器、倍频、频率合成技术等等。但不管如何，其中心任务是保证如何产生理想的调频信号和十分稳定的振荡频率。为此，本章主要就这两部分加以分析和讨论。最后，我们将介绍一种新的异步Σ-Δ调频方法作为本章的结束。

3.1 变容二极管调频电路

目前，在国内外使用的众多调频广播发射机中，其调频方式大多采用下述几种：

直接调频法
- 电抗管调频法
- 变容二极管调频法
- 晶体调频法

间接调频法
- 矢量合成调频法
- 脉冲调相式调频法（锯齿）
- 波调频法

理论和实践都证明了直接调频法（除晶体调频法外）具有频偏范围大，调制灵敏度高，所需倍频次数小，调制电路简单等优点，在以往其中心频率不稳定是最大的不足之处[1]。但随着现代电子技术的发展，采用由高稳定晶体振荡器和大规模集成电路组成的频率合成器就轻而易举地解决了这一不足。同时，在直接调频法中，变容二极管频率调制器与电抗管频率

调制器相比具有下述优点：

1．元件本身体积小，机械强度高，且具有半永久性寿命；

2．抗颤动噪声和交流噪声的能力强；

3．在很宽的频率范围内都具有较高的Q值，损耗小等特点；

4．所需调制功率小，电路结构简单；

5．电容量是依据反向偏置电压和调制电压而变，无滞后等现象。

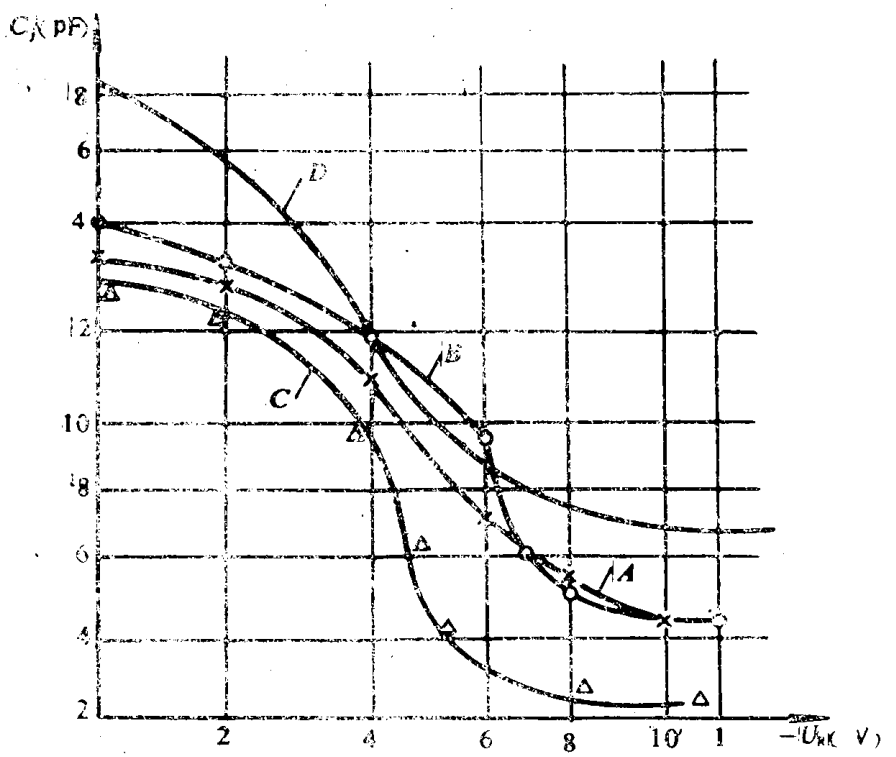
等等，这些都是其它调频方法所不及的。所以，近来新型的立体声调频广播发射机都采用变容二极管直接调频法，例如浙江省广播科研所研制的100W全晶体管立体声调频广播发射机就是采用变容二极管调频电路，使得整机不仅指标高，而且可以轻易地改变（根据需要预置）发射频率。所以本节主要就利用变容二极管的直接调频法加以叙述，同时对电抗管调频法，晶体调频法等作扼要介绍，至于脉冲调相式调频法等可参阅有关文献[2]。

3.1.1 变容二极管

所谓变容二极管就是随着PN结上所加偏压的变化使结电容变化的二极管。当二极管在反向偏置时，其结电容，即势垒电容是加在二极管上的电压的函数，它与PN结附近杂质分布的浓度有关，它们的关系可用下式来表示：

$$C_j=\frac{C_{j0}}{(1+U/U_D)^\gamma} \tag{3.1}$$

式中γ为电容变化指数，它决定于PN结的杂质分布规律。目前，γ值大约为1/3～7的范围；



变容C_j — lg U 特性曲线（403系列）

图3.2 变容二极管的变容特性

U为外加反向偏置电压；

U_D为PN结的接触电位差，即势垒电位，对硅管为0.6～0.7V，对于锗管约为0.2～0.3V；

C_{j0}为$U=0$V时的结电容。

变容二极管结电容与外加反向偏置电压的关系实例如图3.2所示[3]。变容二极管的等效电路如图3.3所示。

一般说来，当变容二极管在UHF、VHF等频段使用时，要求Q值非常高。从等效电路图中可知：

L：串联电感

R_s：串联电阻

R_L：结的漏电电阻

C_o：杂散电容

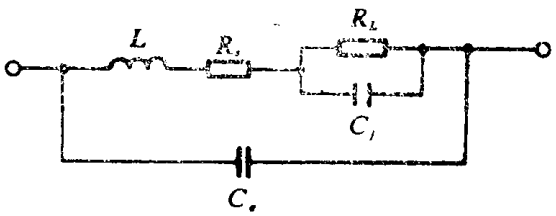


图3.3 变容二极管的等效电路

$$Q=\frac{1}{2\pi fCR_s} \qquad (3.2)$$

式中$C=C_j+C_o$；

f为测试频率。

因此，为了提高Q值，必须降低R_s。但限于半导体制造技术，R_s不可能做得很小。而在实际电路中往往要求变容二极管既具有高的Q值，又有大的电容变化量。在频率调制器中，为了解决非线性失真和提高调制灵敏度等一些指标往往是组合使用变容二极管，这就要求这几个二极管的特性（电压—电容曲线）应该几乎一致。

表3.1 给出两种变容二极管参数实例。

表3.1 变容二极管参数举例

2CC1F

参　　数	单　位	测试条件	指　标
优　质Q		频率5MHz，偏压4V	200～500
反向　压峰值	V		60
结　容	pF	频率5MHz，偏压4V	40±20
电容变化范围	pF	偏压0～10V	104～12
电容温度系数	%/°C		0.01～0.05

403C

参　　数	单　位	测试条件	指　标
优　质Q		f=25MHz　$V_R=V_n$	≥20
反向电压峰值	V		20
电容变化指数			>3
电容变化范围	pF		6～18
电容温度系数	%/°C	f=3.5MHz　$V_R=10$V	5×10^{-2}

由于变容二极管参数有一定的离散性，因此，有时需测量其特性，尤其对于组合使用的

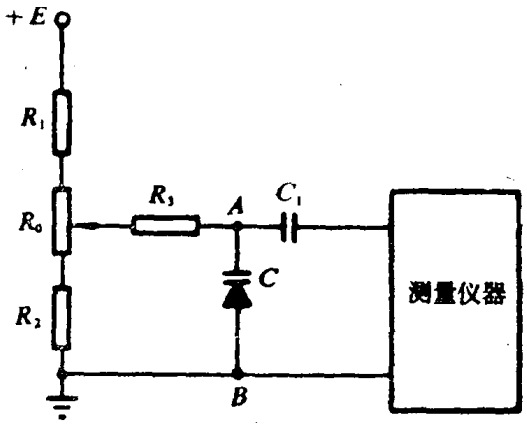


图3.4 变容二极管$C\sim U$特性的测量电路

管子来说，更应该进行测试。当然主要是测$C\sim U$曲线。图3.4是一种实际测量电路，测量仪器可以是电容电桥或Q表。图中C是被测变容二极管，R_3可以是扼流圈。逐点测出AB两端反向偏置电压，同时从测量仪器上读出其电容数值，然后描绘出一曲线。图3.5是同一型号的（403C）两只变容二极管的实测$C\sim U$曲线。

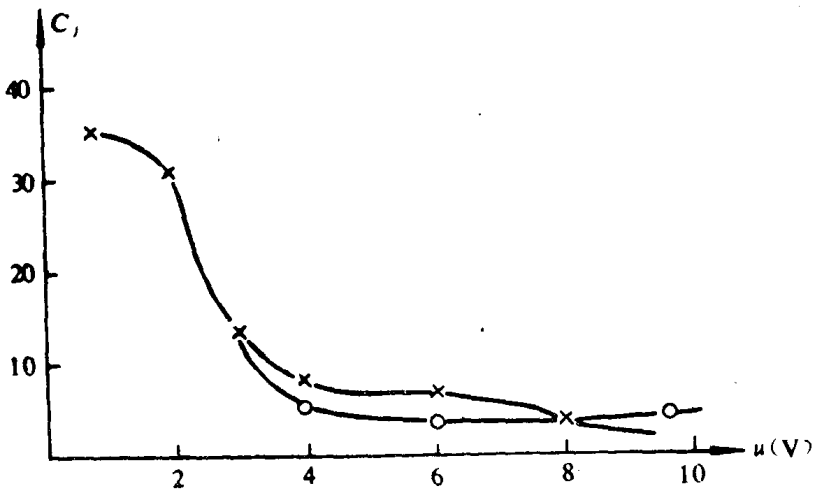


图3.5 实测的$C\sim U$曲线（403C）

3.1.2 变容二极管调频电路[4]

一、调频电路性能指标

众所周知，对调频电路的性能指标，一般有以下几方面的要求：

1. 调制特性

受调振荡器的频率偏移与调制电压的关系称为调制特性，可用下式表示：

$$\frac{\Delta f}{f_0}=f(u) \qquad (3.3)$$

式中Δf为频偏，由调制作用而引起的频率偏移；

f_0为中心频率（载频）；

u为调制信号电压。

理想的调频电路应使Δf随u成正比改变，即实现线性调频，但实际电路中总是要产生一定程度的非线性失真，所以我们应尽可能减少这一失真。

2．调制灵敏度S

调制电压变化单位数值所产生的振荡频率偏移称为调制灵敏度。若调制电压变化Δu，相应的频率偏移为Δf，那么，灵敏度S可表示为

$$S=\Delta f/\Delta u \tag{3.4}$$

显然，S越大，调制信号的控制作用越强，越容易产生大频偏的调频信号。

3．最大频偏Δf_m

在正常调制电压作用下，所能达到的最大频偏值为Δf_m。它是根据对调频指数m_f的要求来选定的，或者是根据标准规定的（例如，在调频广播标准中，规定最大频偏为±75kHz）。

Δf_m与f_o之比称为相对频偏。在调频广播，电视伴音发射机中，其相对频偏都较小。

4．载波频率稳定度

虽然，调频信号的瞬时频率随调制信号而变，但这种变化是以稳定的载频（中心频率）为基准的。如果载频稳定，接收机就可以正常地接收调频信号；若载频不稳，就有可能使调频信号的频谱落到其它广播频率之中，以致不能保证正常广播。因此，对于调频电路，不仅要满足一定的频偏要求，而且振荡中心频率必须保持足够的频率稳定度。

二、调频电路的调制特性分析

变容二极管是一个非线性电抗元件，利用这一特性，把它作为可变电抗进行直接调频，就可以产生调频信号。此时，为了保证变容二极管在调制电压的负半周时也具有反向电压，必须加上一个大于调制信号振幅的反向直流偏压U_Q[3]。所以，在单音调制时，变容二极管上的外加电压为

$$u=U_Q+U_\Omega\cos\Omega t \tag{3.5}$$

则式(3.1)可写成：

$$C_j=\frac{C_{jQ}}{(1+m\cos\Omega t)^\gamma} \tag{3.6}$$

式中

$$m=\frac{U_\Omega}{U_Q+U_D}$$

称为电容调制指数。

$$C_{jQ}=\frac{C_{j0}}{(1+\frac{U_Q}{U_D})^\gamma}$$

表示偏置为U_Q，也即在静态工作点($u=U_Q$)时的结电容

由式(3.6)可知，变容二极管的电容量C_j受信号$\cos\Omega t$所调制，调制的规律决定于电容变化指数γ，调制深度决定于m。

现在将变容二极管作为调频电路中LC振荡

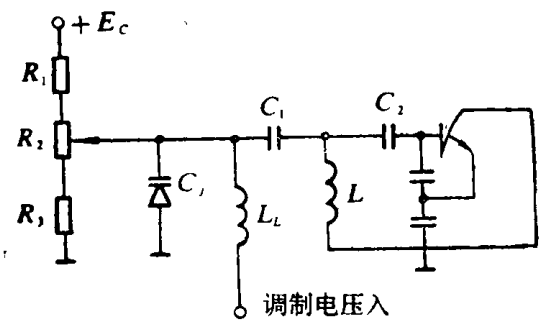


图3.6 变容二极管接入谐振回路

器回路的总电容，如图3.6所示。图中、直流电源$+E_C$经电阻R_1、R_2、R_3供给变容二极管的反向偏置电压；L_L是高频振流圈，它对高频(也即载波)呈较大的阻抗，以防止对高频回路的旁路，但它对音频却呈现很低的阻抗，以保证调制信号有效地加到变容二极管上；C_1，C_2为隔直电容。在这里，假定它们的接入对回路的谐振频率没有影响。因而，图3.6可以等效成图3.7所示回路。于是，可知其振荡频率f为

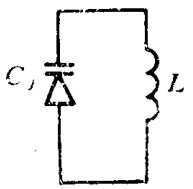


图3.7 变容二极管作为振荡回路总电容接入时的等效谐振回路

$$f=\frac{1}{2\pi\sqrt{L_\Sigma}} \tag{3.7}$$

若将式(3.6)代入式(3.7)，则得

$$f=\frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{jQ}}}(1+m\cos\Omega t)^{-\frac{\gamma}{2}}$$

$$f_o=\frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{jQ}}}$$

为静态工作点的振荡频率

则
$$f=f_o(1+m\cos\Omega t)^{\frac{\gamma}{2}} \tag{3.8}$$

从式中可知，当$\gamma=2$时，振荡频率随调制电压的幅度线性地变化。但在实际电路中、考虑到各种因素，往往难以获得γ恰恰等于2的变容二极管，所以为了实现线性调频，减少非线性失真，就应加以补偿和校正。为此先看看$\gamma\neq2$时的非线性失真情况。

将式(3.8)中的$m\cos\Omega t$作为变量，并在$m\cos\Omega t=o$处展开泰勒级数，则

$$f=f_o[A_0+A_1\cos\Omega t+A_2\cos2\Omega t+A_3\cos3\Omega t+\cdots\cdots] \tag{3.9}$$

式中

$$A_0=1+\frac{1}{2}\cdot\frac{\gamma}{2}\left(\frac{\gamma}{2}-1\right)m^2/2!+\cdots$$

$$A_1=\frac{\gamma}{2}m+\frac{3}{4}\cdot\frac{\gamma}{2}\cdot\left(\frac{\gamma}{2}-1\right)\left(\frac{\gamma}{2}-2\right)m^3/3!+\cdots$$

$$A_2=\frac{1}{2}\cdot\frac{\gamma}{2}\cdot\left(\frac{\gamma}{2}-1\right)m^2/2!+\cdots$$

$$A_3=\frac{1}{4}\cdot\frac{\gamma}{2}\cdot\left(\frac{\gamma}{2}-1\right)\cdot\left(\frac{\gamma}{2}-2\right)m^3/3!+\cdots$$

可见，其振荡频率随外界调制信号电压而变的变化分量中，不仅包含调制信号频率Ω分量，而且还含有调制信号的二次谐波及更高次谐波分量，引入了非线性失真。

在实际电路中，由于m较小，所以

$$A_0=1+\frac{\gamma}{8}\left(\frac{\gamma}{2}-1\right)m^2$$

$$A_1=\frac{\gamma}{2}m$$

$$A_2=\frac{\gamma}{8}\left(\frac{\gamma}{2}-1\right)m^2$$

于是式(3.9)可简写成：

$$f=f_0+f_0\left[\frac{\gamma}{8}\left(\frac{\gamma}{2}-1\right)m^2+\frac{\gamma}{2}m\cos\Omega t\right.$$

$$\left.+\frac{\gamma}{8}\left(\frac{\gamma}{2}-1\right)m^2\cos 2\Omega t\right] \qquad (3.10)$$

则可见，在给定U_Ω的条件下，可得调制信号最大频偏表示式

$$\Delta f_m=\frac{\gamma}{2}mf_0 \qquad (3.11)$$

这时$\frac{\Delta f}{f_0}=\frac{\Delta f_m}{f_0}=\frac{\gamma}{2}m$相应的调制变化量$\Delta U=U_\Omega$，于是由式(3.4)可求出调制灵敏度：

$$S=\frac{\Delta f_m}{\Delta U}=\frac{\gamma\cdot m}{2\Delta U}\cdot f_0$$

而调制信号二次谐波最大频偏表示式

$$\Delta f_{2max}=\frac{\gamma}{8}\left(\frac{\gamma}{2}-1\right)m^2f_0 \qquad (3.12)$$

所以其二次谐波的非线性失真系数为

$$K_{f2}=\frac{\Delta f_{2max}}{\Delta f_m}=\left|\frac{m}{4}\left(\frac{\gamma}{2}-1\right)\right| \qquad (3.13)$$

同时从式(3.10)还可以看到，加上调制电压后振荡频率f_0产生一个恒定的偏移，其值为

$$\Delta f_0=\frac{\gamma}{8}\left(\frac{\gamma}{2}-1\right)m^2f_0 \qquad (3.14)$$

所以调频波的中心频率不再是f_0，而是$f_0+\Delta f_0$。由式(3.12)～(3.14)可知，当$\gamma=2$时，变容二极管调频电路既不产生非线性失真，也不产生中心频率偏移，这和前面所得结论是一致的。但当$\gamma\neq 2$时，从上述分析中可知：要降低非线性失真，就应减少m；但要提高调制灵敏度，也即加大最大频偏就需使m大。实际情况下，需兼顾频偏的大小和非线性失真的程度，适当选取m值。除此之外，还常常在变容二极管支路中串并电容以求在一定的电压范围内获得理想的γ值，即$\gamma=2$。

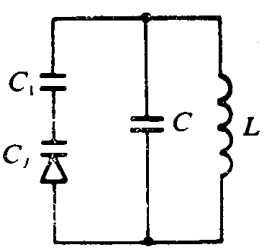


图3.8 在变容二极管支路中串入电容后的等效谐振回路

三、在调频电路中串并电容后的调制特性分析

对于调制特性，我们最关心的是γ与非线性失真及频偏的关系。

先让我们来看看当变容二极管支路中串并入电容时的情况。如果图3.6中的C_1不仅是隔直电容，而且其容量与变容二极管可比时；同时其杂散电容不可忽视，或者在电路中人为地并入一电容C时，其等效电路如图3.8所示。

从图中可知：C_j与C_1串联，再和C并联构成回路总电容C_Σ，即

$$C_\Sigma = C + \frac{C_1 C_j}{C_1 + C_j} \tag{3.15}$$

将式(3.6)代入上式，就可得到C_Σ在单音调制时的变化规律

$$C_\Sigma = C + \frac{C_1 C_{jQ}}{C_1(1+m\cos\Omega t)^\gamma + C_{jQ}} \tag{3.16}$$

振荡器的振荡频率

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_\Sigma}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L\left(C + \frac{C_1 C_{jQ}}{C_1(1+m\cos\Omega t)^\gamma + C_{jQ}}\right)}} \tag{3.17}$$

为了计算振荡频率变化量中的调制信号分量和非失真分量，同样可将式(3.17)中的$m\cos\Omega t$作为变量，并在$m\cos\Omega t=0$处展开为泰勒级数，得到

$$f = f_0\left[1 + A_1 m\cos\Omega t + \frac{A_2}{2}m^2 + \frac{A_2}{2}m^2\cos 2\Omega t + \cdots\right] \tag{3.18}$$

式中

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L\left(C + \frac{C_1 C_{jQ}}{C_1 + C_{jQ}}\right)}}$$

$$A_1 = \frac{1}{2}\cdot\frac{\gamma}{p} \qquad p = (1+p_1)(1+p_2+p_1p_2)$$

$$p_1 = \frac{C_{jQ}}{C_1} \qquad p_2 = C/C_{jQ}$$

$$A_2 = \frac{3}{8}\cdot\frac{\gamma^2}{p^2} + \frac{1}{4}\cdot\frac{\gamma(\gamma-1)}{p} - \frac{\gamma^2}{p}\left(\frac{1}{1+p_1}\right)$$

若式(3.18)在考虑到m较小，高次项可忽略不计时，则调制信号的最大频偏

$$\Delta f_m = A_1 m f_0 = \frac{1}{2}\cdot\frac{\gamma m f_0}{p}$$

和式(3.11)比较后可知，在调制电压相同，即m值相同时，变容二极管部分接入的电路所产生的频偏比变容二极管作为回路总电容时的电路所产生的频偏小p倍；但同样也说明，变容二极管部分接入的结果是使中心频率稳定度提高了p倍，这是由于变容二极管因温度变化或偏置电压不稳定而导致C_{jQ}的变化对载波频率的影响减少了p倍。

但是，若按照上述分析方法来分析二次谐波非线性失真系数，那将会产生较大的误差。因而我们借助于$C_j \sim U$曲线的图解法来研究减少非线性失真的问题。

为了便于直观地研究γ的变化情况，我们将$C_j \sim u$曲线改用对数座标表示，因而可以方便地将幂指数γ转化为相乘系数γ。为此我们将C_j表示式(3.1)改写为对数形式

$$C_{j0}/\left(1+\frac{u}{U_D}\right)^\gamma = \frac{C_{j0}U_D^\gamma}{(u+U_D)^\gamma} \approx \frac{C_{j0}U_D^\gamma}{u^\gamma}$$

则

$$\lg C_j \approx \lg(C_{j0}U_D^\gamma) - \gamma\lg u \tag{3.19}$$

式中，$\lg(C_{j0}U_D^{\gamma})$是一常数，在对数座标中，C_j～u曲线的斜率为$-\gamma$。

图3.9(a)是一个实际的变容管的C_j～u曲线，图(b)是其对数座标的曲线。在图中、我们画出了斜率为－2的参考直线。所以为了得到较大的频偏和较小的非线性失真，要求对数座标图上变容管C_j～u曲线斜率为－2的一般范围要宽。

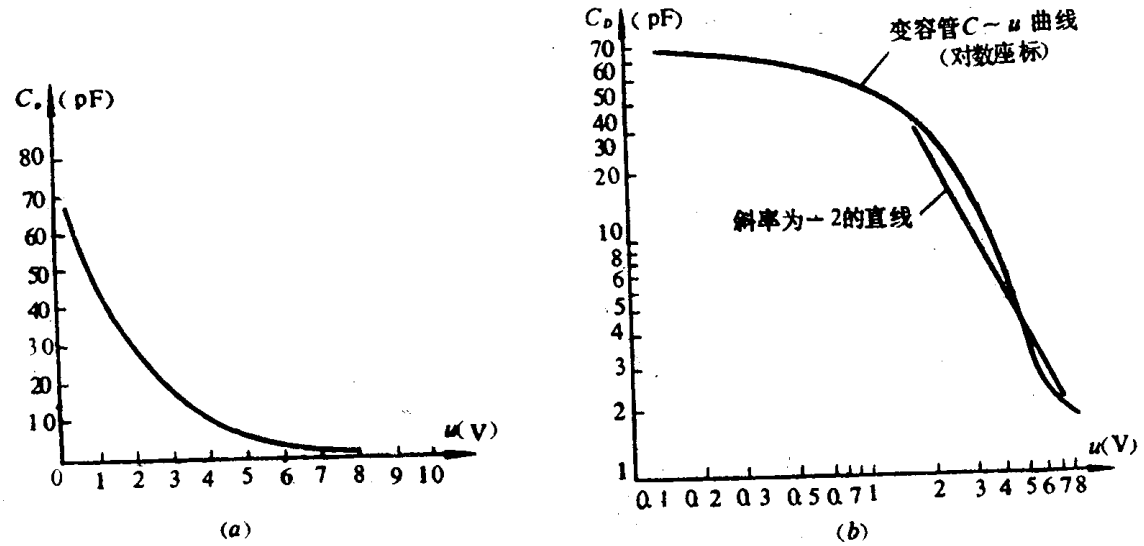


图3.9 将变容管C_j～u曲线取对数座标

图3.10是在变容二极管上并入电容对C_j～u曲线影响的示意图。显然，当变容二极管并联一个电容C以后，总电容量C_Σ增大，因而引起了C_j～u曲线的变化。从图中可知：曲线上移主要是表现在C_j电容小的区域，这是因为在此区域并入电容引起的电容量相对变化值要大。在C_j电容大的区域、曲线基本上变化不大。因此，C_Σ～u 曲线斜率的绝对值变小，即陡度减缓。并联电容值越大，斜率绝对值的减小将越显著。

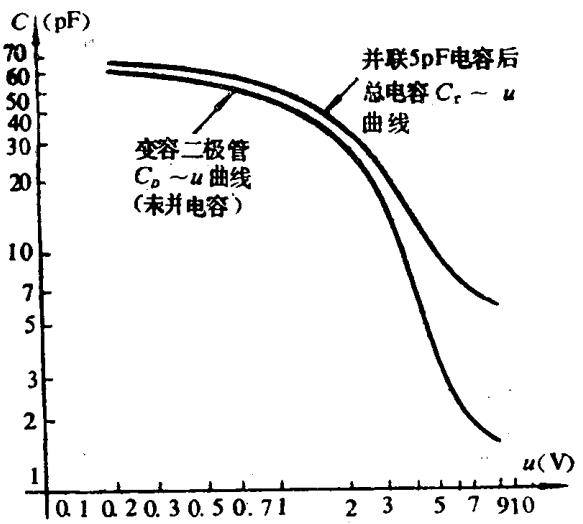


图3.10 并联电容对C_j～u曲线的影响

从上述分析可知：为了使非线性失真小，应就使γ接近于2。因此，对于电容并接的电路来说，应选择$\gamma>2$的超突变结变容二极管，然后仔细调节并接电容C以及偏置电压才有可能使各种调频指标有所提高。通常C约连C_{jQ}的10%～30%左右。

图3.11是串联50pF电容所引起的曲线变化。从图中可看出：总电容量C_Σ减小，曲线下移主要表现在C_j电容大的区域，这一现象却与并接电容相反，但它们的结果却是一致的：即C_Σ～u曲线斜率的绝对值变小。因此，为了提高调频指标，同样要求选用$\gamma>2$的变容二极管。

综上所述，我们可以得出下列结论：

1．变容二极管的偏置点应选在对数座标曲线中部直线段范围较大的区域。为了减小调制特性的非线性失真，此区域曲线的斜率绝对值应大于2。

2．串联，并联电容可以调节对数座标C_j～u曲线的斜率以及直线段所处位置和范围，但调整以后曲线斜率绝对值减小。如果要使电容器曲线斜率为－2，则变容二极管γ值应大于2。

3．串联，并联电容以后总电容量的最大值和最小值之比减小，这可能导致频率偏移范围减少，即可调整调制灵敏度。

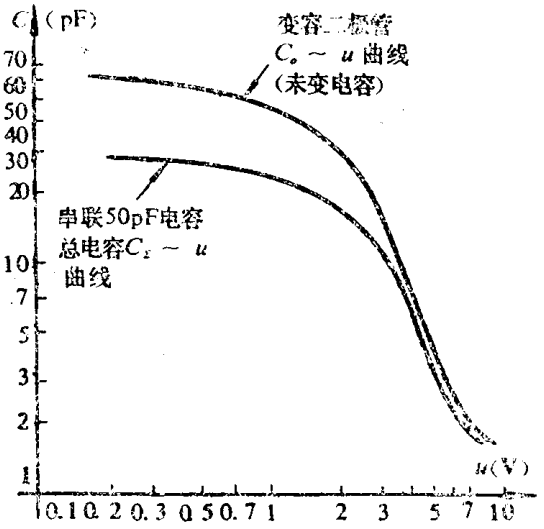


图3.11 串联电容对C_j～u曲线的影响

四、中心频率稳定措施[4]

在变容二极管调频电路中，为了维持其中心频率高度稳定，除下一节将详细介绍的自动频率、相位控制电路之外，还应尽量排除引起振荡频率不稳定的各种因素。

1．减少温度变化的影响

振荡器的振荡频率既决定于谐振回路的电感，电容数值，又与晶体管等有源器件的参数有关。而温度变化，既会引起L，C的变化，又将引起晶体管等的参数变化，这些因素都将引起振荡频率的变化。

为此，在实际电路中，应尽可能减少元器件参数随温度而变的程度。

谐振回路中的电容应采用小损耗角，温度系数也小的云母电容等。也可以采用具有正负温度系数的电容组合使用。

在绕制电感时，可采用膨胀系数很小的高频瓷管作为骨架，同时采用热绕法，即在导线中通过大电流使其发热，乘发热时把它绕在骨架上，冷却后可以牢固地固定在骨架上，这样可保证电感量比较稳定。

2．减少电源电压变化的影响

由于晶体管或二极管等都是非线性器件，它们的各种参数几乎都与其工作点有关。所以采用良好的稳压电源和稳定工作点的电路等，都可以稳定振荡频率。

3．减少负载变化的影响

由于负载的加入将使谐振回路的Q值降低，从而影响到频率稳定性。这是因为在有损耗的LC回路中，其固有振荡频率为

$$f=\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}\cdot\sqrt{1-\frac{1}{Q^2}} \qquad (3.20)$$

式中，$Q=\omega L/r$为谐振回路的品质因数

为此，在实际电路中一般多从提高回路本身的有载Q值和减少负载对电路的影响这样两个方面下手。例如在振荡回路与负载之间加入一缓冲放大器就是一行之有效的减少频率变化

的措施。

4．提高机械稳定性[5]减少频率抖动

当振荡频率高于几十兆赫时，振荡器的机械稳定性是不可忽视的。这主要是机械振动引起分布电容变化、造成频率抖动。图3.12所示的从频谱仪上观察到的三种频谱是当抗振性能不同的振荡器在机械振动时所产生的现象。

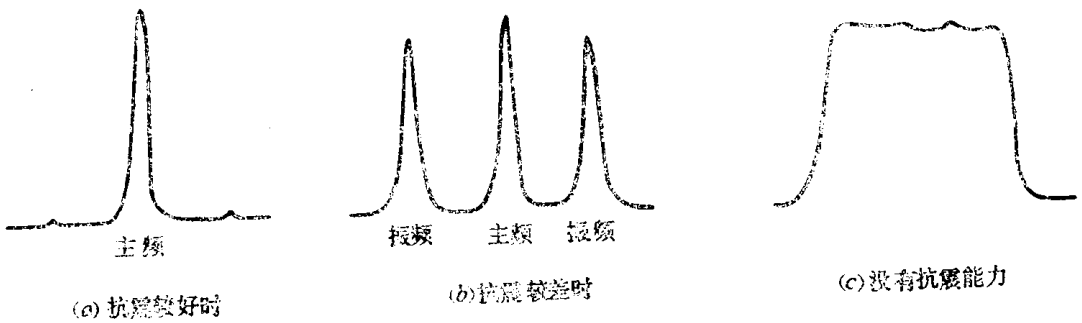


图3.12 振荡器机械振动时的频谱

考虑到机械稳定性的要求，振荡器的结构都非常考究。电感线圈采用镀银铜丝热绕在骨架上。元件的引线和晶体管管脚都应尽可能短，接地点要接好，凡接地的地方都要焊好，千万不要有两块底板挨在一起，似接非接。屏蔽盒要厚，防止盒板机械颤动引起分布参数的变化。此外，还应采用适当的减震措施。目前常见的减震措施有两种：一是加减震器，二是采用铸件底板，加强机械强度。

其它尚有一些引起频率不稳定的因素，例如温度和气压变化的影响等，但这些因素对于没有什么非常特殊要求的设备中，由于影响较小，都不在考虑之列。

五、 实际频率调制电路分析

图3.13所示电路是一实用频率调制电路。从图中可知，它是采用直接调频方式，振荡管BG_{201}的调频信号通过集成电路IC_{201}，IC_{202}两级放大后，其输出功率可达到10mW。集成电路IC_{201}分两路输出，一路信号送到IC_{202}进行放大后去推动下级功放电路，另一路信号送到频率合成器以便与基准信号比较后控制振荡频率。

变容二极管D_{201}起调制作用，经处理后的立体声信号(或辅助信号)是直接加到D_{201}上。变容二极管D_{202}，D_{203}用于振荡频率变换和微调，为了保证振荡器能满足整机的各项指标要求，而将87～108MHz分成两段87～98MHz，98～108MHz，这样根据频率要求自动改变D_{203}偏压，以便达到较为理想的要求，变容二极管D_{204}对载波控制起补偿作用。

综上所述，变容二极管D_{201}～D_{204}是作为可变电抗接入谐振回路的，如图3.13(b)所示。图3.13(c)为D_{203}偏压与振荡频率的关系曲线，也即当振荡频率高于或低于98MHz时，加到D_{203}上偏压将为12V或4V。

在调制器中，D_{206}、D_{207}的作用是在失锁或故障时切断频率调制器的输出信号。它是由光电耦合器PC_{201}所控制，在正常状况时，PC_{201}截止，D_{206}导通，D_{207}截止，于是调

制器输出10mW电平的信号；而在故障时，PC_{201}导通，D_{206}随之被截止，而D_{207}却处于导通，信号被旁路。

象这种调制器，其调整还是比较方便的。一般，在改变厂方所确定的频率时，只要按照

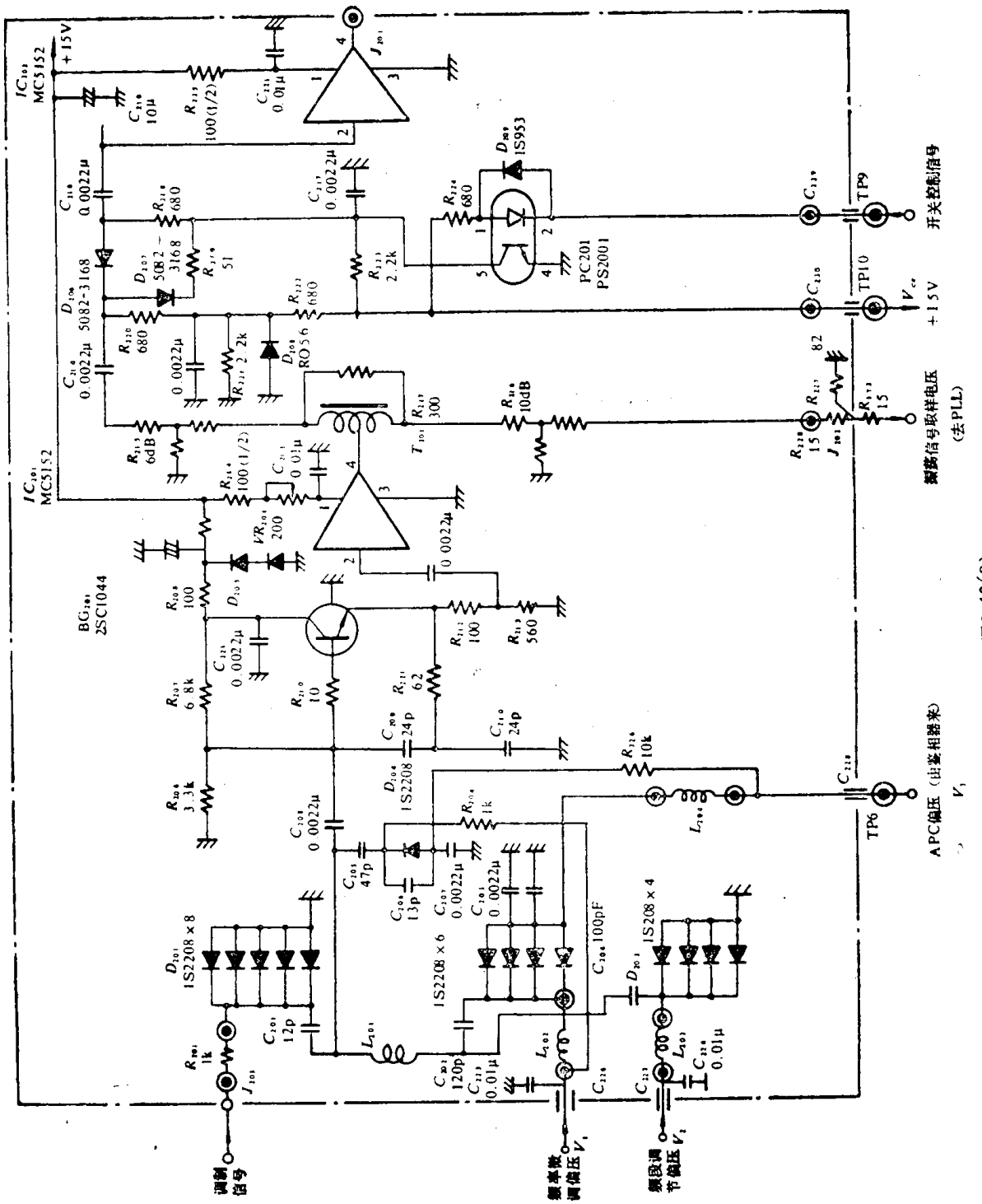
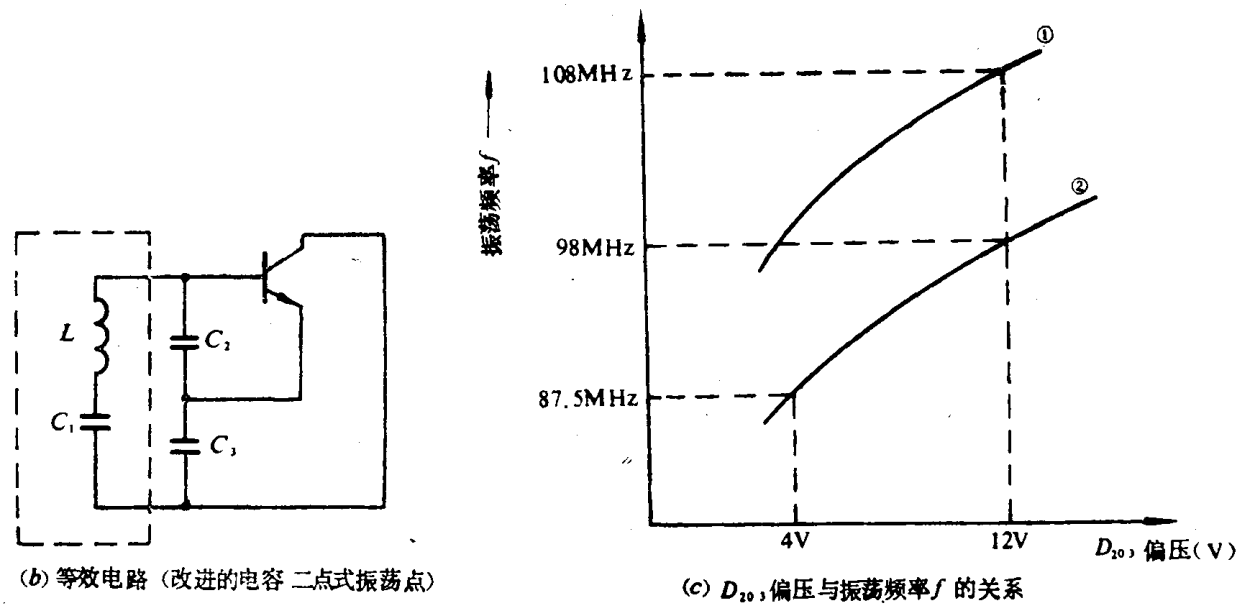


图3.13(a)



(b) 等效电路（改进的电容二点式振荡点）　　(c) D_{20}，偏压与振荡频率f的关系

图3.13 频率调制器实用电路例

所需频率进行预置，并微调偏压V_1，使之在断开APC时其振荡频率为所需载频即可。由于调频发射机中的许多指标，例如SN比，调制频率特性，失真系数等与频率调制器有关，所以在调整时应配备一些必要的测量仪器，而且在调整时应时先考虑好调试步骤。

3.2 其它直接调频电路

在调频广播的历史中，电抗管直接调频电路曾占据十分重要的一席之地。电抗管调频法的特点是杂波辐射少，在较低载频上调制时，仍能获得较大的频偏，而且线性也较好。但由于本机振荡作振荡源，因此中心频率不太稳定，以需加有稳频措施。

还有一种直接调频电路就是英国应用较多的晶体调频（FMQ）电路。晶体调频是利用晶体的串联谐振等效电路中电抗分量的变化而得到调频，但难以利用这种电路得到较大的频偏。本节就上述两种调频电路加以扼要介绍，至于脉冲调相间接调频电路等目前几乎已不应用，所以本节也不再累述。

3.2.1 电抗管调频电路

电子管式电抗管调频电路在调频广播设备中是用得最早，也是较多的一种调频电路[8]。但随着半导体技术的发展，它逐渐被半导体电抗管调频电路所代替，这是由于这种调频电路不象电子管工作时由于受外部振动而容易产生颤动噪声，而且这种电路的调制灵敏度也较高，并可密集安装，因此本节主要介绍这种半导体电抗管调频电路。实践证明、其经济效益，技术指标以及维护方法等都不如变容二极管直接调频法，所以目前生产的设备中大多采用后者就是这一原因。

图3.14(a)是晶体管式电抗管调频电路的原理图，其简化等效电路如图3.14(b)所示。

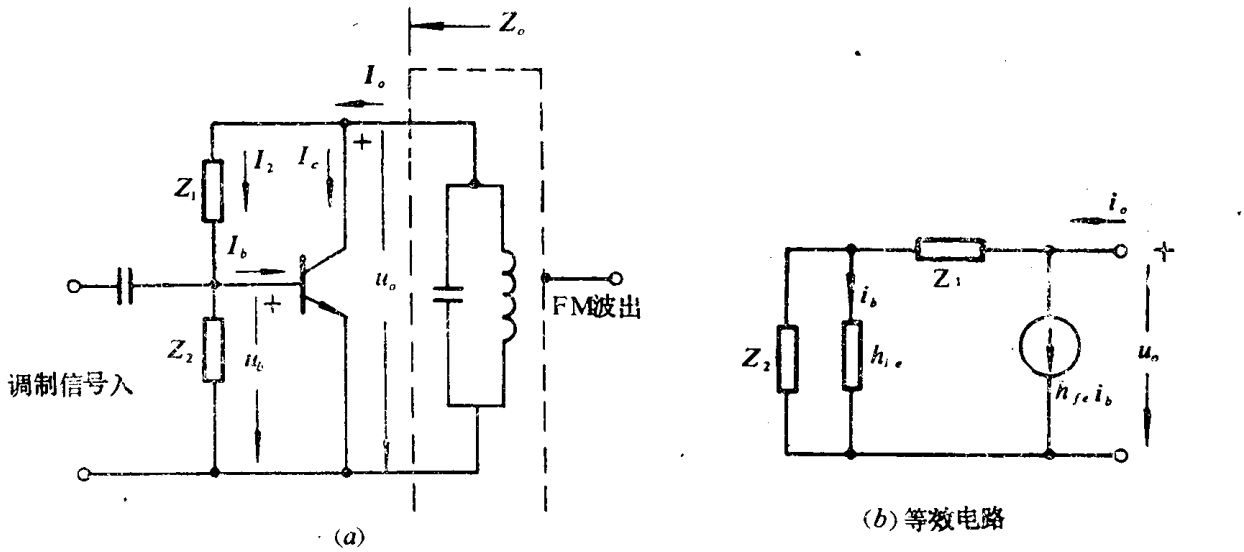


图3.14 晶体管式电抗管调频原理图

从图中我们看到：电抗管调频电路的基本原理是把晶体管作为一个受调制信号电压控制的可变电抗接入振荡器的谐振回路中，从而使振荡的瞬时振荡频率随调制电压而变，最后获得调频波。

应用基尔霍夫定律，从图3.14(*b*)的等效电路中可求得：

$$u_o=\frac{h_{ie}(Z_1+Z_2)+Z_1Z_2}{h_{ie}+(1+h_{fe})Z_2}\cdot i_o \qquad (3.21)$$

若 $Z_2\ll h_{ie}\ll(1+h_{fe})Z_2$

$|Z_1|\gg|Z_2|$

则式(3.21)可近似写成：

$$Z_o=\frac{u_o}{i_o}=\frac{h_{ie}}{1+h_{fe}}\cdot\frac{Z_1}{Z_2} \qquad (3.22)$$

因此，以上式可知，当电路中的Z_1为容抗，Z_2为电阻时，则构成容性电抗管。反之，当Z_1为电阻，Z_2为容性时，则构性感性电抗管。

对于晶体管式电抗管调频电路来说，为了改变有效阻抗，虽然能以变化h_{ie}来实现，但仍应满足$(1+h_{fe})Z_2\gg h_{ie}\gg Z_2$的条件，也即$h_{ie}$的变化受到了限制，所以其有效阻抗的变化范围比电子管式电抗管调频电路小，也即难以得到大的频偏。同时由于晶体管结电容和杂散电容的存在，使得电容C具有一定数量，所以$|Z_1|$也不会太大。然后若$|Z_2|$（假定为R）取得太小则将加重调制信号源的负载。从式（3.21）可知，当$|Z_1|\gg|Z_2|$的条件不能满足时，式(3.21)可近似为

$$Z_o=\frac{h_{ie}(Z_1+Z_2)}{(1+h_{fe})Z_2}=\frac{h_{ie}}{1+h_{fe}}+\frac{h_{ie}}{1+h_{fe}}\cdot\frac{Z_1}{Z_2} \qquad (3.23)$$

所以Z_o不可能是一个纯电抗，而是包含了电阻分量$h_{ie}/(1+h_{fe})$。由于该分量与振荡器谐振回路相并联，因而降低了谐振回路的Q值，损害了频率稳定度。同时由于$h_{ie}/(1+h_f)$。随调制电压而变，这将使振荡器产生寄生调幅。这就是它被变容二极管调频电路所取代的原因之

一。

3.2.2 晶体调频(FMQ)电路

上述两种调频电路主要优点是能获得较大的频偏，而其最大缺点是中心振荡频率不稳定，因此除注意电路和结构设计之外，还必须采用自动频率控制电路，以维持中心频率高度稳定。

为此，马可尼(Marconi)公司在1948年首先提出了用调制信号直接使石英晶体振荡器的振荡频率变化来实现调频的晶体调频方式。经英国广播协会长期实验、证明它确能稳定工作后经过多次改善，现已在调频广播发射机中得到采用。

众所周知，晶体振荡器有两种基本形式，一种是晶体作为一个短路元件，起着选频作用，振荡器工作在晶体的串联谐振频率上；另一种是晶体作为一个具有高Q值的电感元件接入三点式振荡器的一个支路，振荡器工作在晶体的串、并联谐振频率f_s，f_p之间，如图3.15所示。一般目前晶体振荡器多采用后者。

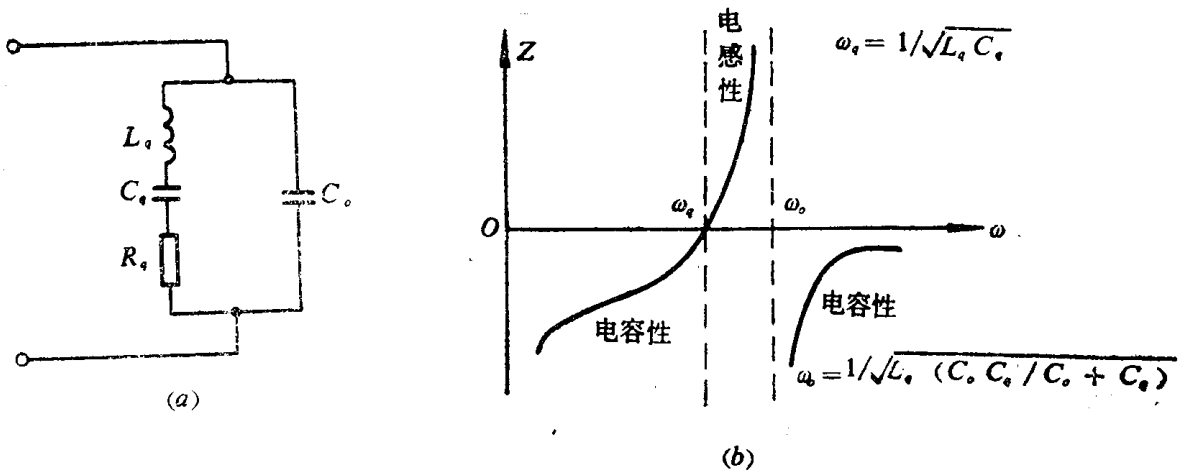


图3.15 晶体的等效电路及阻抗频率曲线

图中C_0是静态电容、它是由石英片的尺寸电极等所确定的，一般在几个微微法到几十微微法间。C_q是动态电容、它与晶体的切割方式，石英片和电极的形状、尺寸有关，一般在$10^{-2}\sim10^{-1}$pF左右。

综上所述，我们可知ω_q与ω_0极其接近，也即其最大相对频偏$(f_0-f_s)/f_s$很小，一般小于10^{-3}[1]。

所以为了要增大相对频偏就要提高f_0，也即减少C_0。

减少C_0的方法之一是在晶体两端并联一个电感，使其与C_0产生并联谐振。然后由于并联电感Q值不可能很高，易降低晶体振荡器的频率稳定度。

减少C_0的另一种办法是在晶体振荡器中接入$\frac{\lambda}{4}$电路，以获得较大的频偏。众所周知，$\frac{\lambda}{4}$电路如图3.16(a)所示，它输入端的导纳(Y_i)与负载端的阻抗Z_L的乘积为一常数，其特性阻抗Z_0为

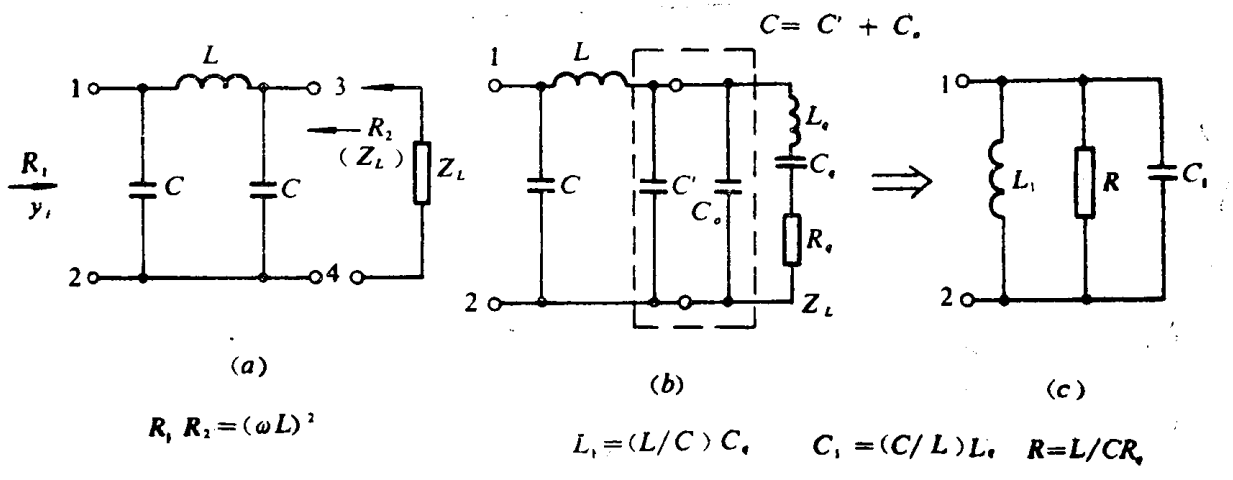


图3.16 $\frac{\lambda}{4}$电路接入晶体振荡器中

$$Z_0=\omega_0 L=\sqrt{\frac{L}{C}} \tag{3.24}$$

假定$\frac{\lambda}{4}$电路的负载为一晶体，并将C_0并入$\frac{\lambda}{4}$电路的电容之中，如图3.16(b)所示那样，则从1—2端看入的输入阻抗Z_{in}为

$$Z_{in}=Z_0^2/Z_L \tag{3.25}$$

式中 $Z_L=R_q+j\omega L_q+\frac{1}{j\omega C_q}$

为方便起见，我们可以将式(3.25)写成

$$Y_{in}=\frac{1}{Z_{in}}=\frac{C}{L}\left[R_q+j(\omega L_q-\frac{1}{\omega C_q})\right] \tag{3.26}$$

图3.16(c)所示网络的导纳可写成：

$$Y_{in}=G+jB=\frac{1}{R}+j(\omega C_1-\frac{1}{\omega L_1}) \tag{3.27}$$

由于$Y_{in}=Y$，所以可求得：

$$R=L/CR_q$$

$$L_1=\frac{L}{C}\cdot C_q$$

$$C_1=\frac{C}{L}\cdot L_q$$

于是可看出：晶体的大电感L_q和小电容C_q分别转换或大电容C_1和小电感L_1。而且其并联谐振频率为

$$f_1=\frac{1}{2\pi\sqrt{L_1C_1}}=\frac{1}{2\pi\sqrt{L_qC_q}}=f_q \tag{3.28}$$

所以经转换后等效网络的谐振频率仍等于晶体串联谐振频率。而且分析表明，等效回路的品质因数Q_L与晶体品质因数基本一致，因此振荡器仍能保持足够高的稳定度。

同时从式(3.25)可知

$$Z_L=Z_0^2\cdot Y_{in} \qquad (3.29)$$

而Z_0是一常数，从而在Y端接入适当的振荡器和线性变化的电抗，并用调制信号来改变其电抗，也即使振荡频率变化，那就形成调频波。图3.17是晶体调频电路的框图。

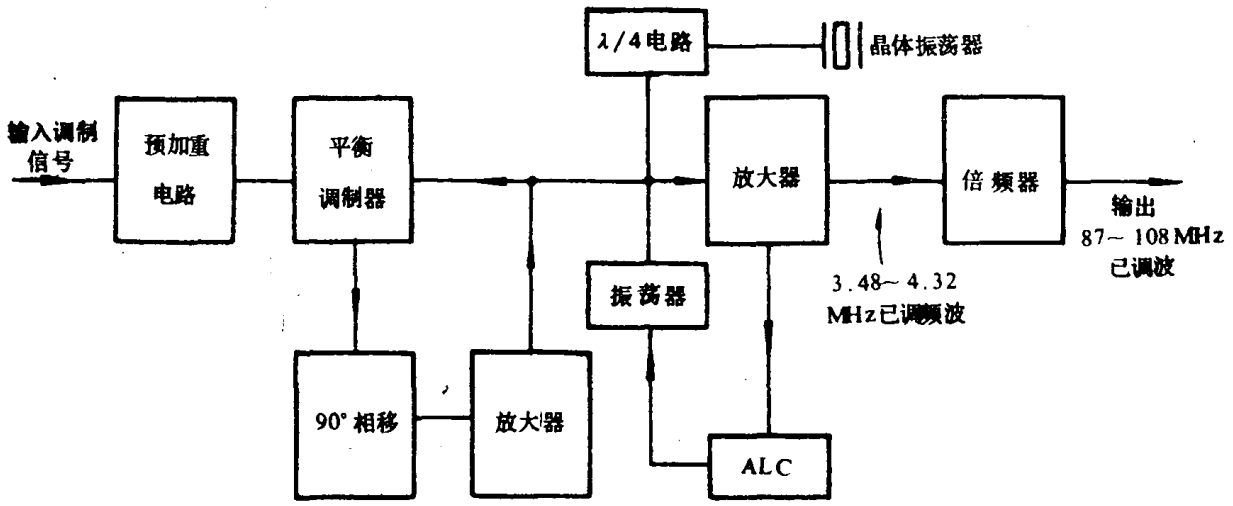


图3.17 晶体调频电路框图

综上所述，虽然经过$\frac{\lambda}{4}$电路变换，其频偏变大，但这是相对而言，它与变容二极管调频电路相比，其频偏仍较小，所以目前除英国外，在其它国家的很少见到采用这种调制方式的立体声调频广播发射机。但却常见到用于通信设备中的例子。

3.3 自动相位控制电路(APC电路)

在上一节，我们讲述了直接调频法中变容二极管调频电路的许多优点，但其一致命缺点就是频率稳定度不高，不过目前由于集成电路的高度发展，利用自动相位控制电路（以后简称APC电路）能轻而易举地使变容二极管调频电路的频率稳定度达到令人满意的程度。

APC电路是利用一个具有高稳定度的标准频率源与被稳频的振荡器进行比较，当后者的频率与标准频率发生偏离时，APC电路将利用它们的相位差迫使振荡器的稳定频率回到原有值上去，一个简单的APC电路框图如图3.18所示。

从图中可以看出：这种APC电路是一种相位反馈形电路，实质上就是近年来在电子技术中引人注目的锁相环路（phase—locked loop简称PLL）的雏形。下面我们就这种环路加以分析和讨论，最后给出数个实例。

3.3.1 PLL的基本理论[9][10]

由于变容二极管调频电路实际上是一种压控振荡器，于是图3.18可简化成图3.19。

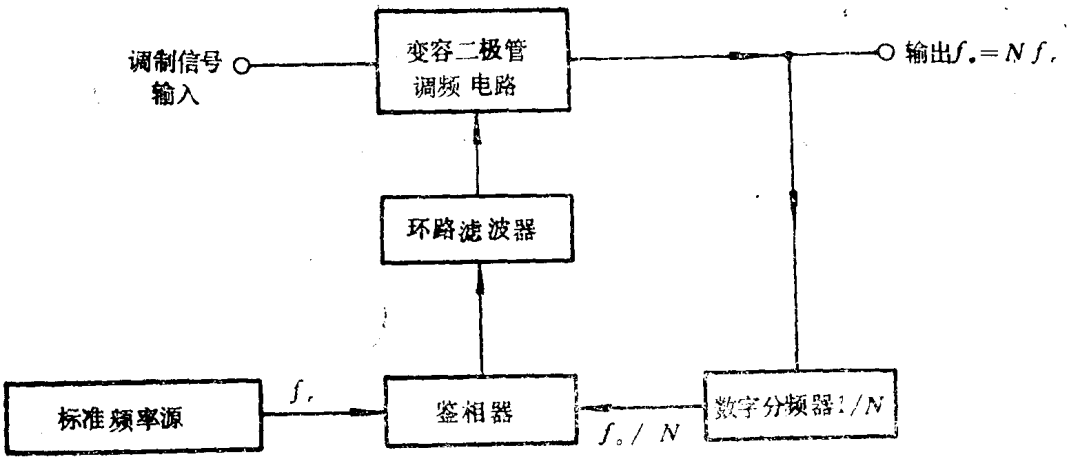


图3.18 简单的APC电路原理图

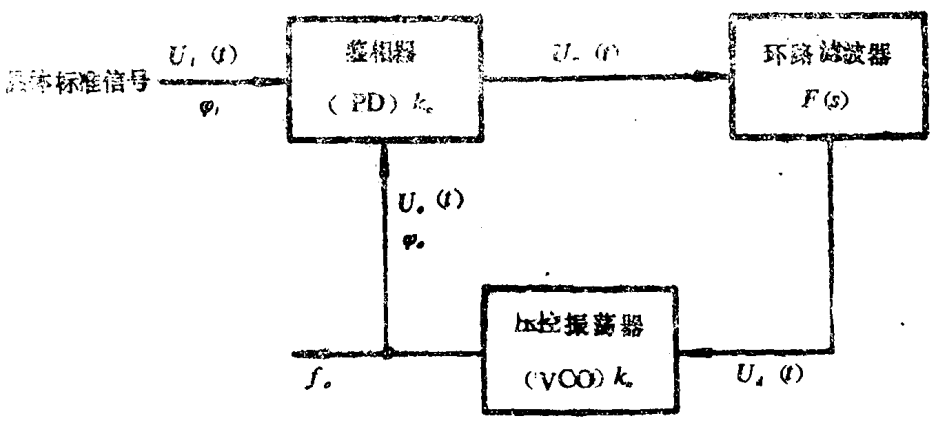


图3.19 锁相环(PLL)的基本框图

图中的$U_i(t)$，$\varphi_i(t)$实际上是标准晶体振荡器的振荡信号电压和相位，但在图中是作为鉴相器的输入信号电压和相位；$U_o(t)$，$\varphi_o(t)$是压控振荡器的输出信号电压及相位；$U_d(t)$是鉴相器输出电压；$U_d(t)$是压控振荡器的控制电压；$F(s)$是表示环路滤波器的电压传递函数。一当$U_i(t)$加到鉴相器上，那么它就会产生一与$U_o(t)$和$U_i(t)$相位差相对应的电压$U_d(t)$这电压经环路滤波器滤去高频分量后变成仅为低频分量的压控振荡器控制电压$U_d(t)$，从而使$U_o(t)$和$U_i(t)$的频率差趋向于零。

一、锁相环的传递函数

在研究线性系统时，系统的特性可用它的传递函数来表示。相位传递函数的定义为：输出信号相位的拉氏变换和输入信号相位的拉氏变换之比。

同时在环路中，为了求解其传递函数，那只要求得组成锁相环各种部件的传递函数就行了。因此，下面我们先求解各部件，然后再给出锁相环路的总特性。

1. 鉴相器

鉴相器的形式繁多，其中最有代表性的是由乘法器所构成的鉴相器，但近年来，在实际

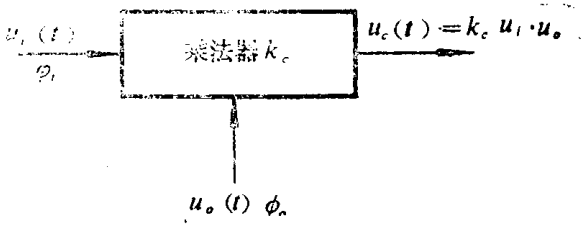


图3.20 等效鉴相器

中应用得越来越多的却是开关型鉴相器，这里先就前者加以分析，后者留待§3.4具体电路中加以解释。

如图3.20所示，令其基准输入信号$U_i(t)$和压控振荡器输出信号$U_o(t)$分别为

$$U_i(t)=\sqrt{2}U_i\sin[\omega_i(t)+\varphi_i(t)]$$
$$U_o(t)=\sqrt{2}U_o\sin[\omega_o(t)+\varphi_o(t)] \qquad (3.29)$$

式中ω_o为压控振荡器固有振荡角频率；

ω_i为输入信号角频率。

于是鉴相器的输出信号为

$$U_c(t)=k_e\cdot U_i\cdot U_o$$
$$=K_c\{\sin[\varphi_1(t)-\varphi_2(t)]+\sin[2\omega_o t+\varphi_1(t)+\varphi_o(t)]\} \qquad (3.30)$$

式中$K_c=k_e\cdot U_i\cdot U_o$，一般称为鉴相器的鉴相增益或鉴相器的鉴相灵敏度，其量纲为V/rad，

k_e是为考虑$U_c(t)$的量纲而采用的系数，称为鉴相器常数，量纲为1/V；

$\varphi_1(t)$，$\varphi_2(t)$是重新定义的$U_i(t)$、$U_o(t)$的瞬时相位。

$$\varphi_1(t)=(\omega_i-\omega_o)t+\varphi_i(t)=\Delta\omega_o(t)+\varphi_i(t) \qquad (3.30')$$
$$\varphi_2(t)=\varphi_o(t)$$

式(3.30)左边第二项为谐波分量项，通常可以被环路滤波器的低通性能所抑制掉，在环路中并不起作用，所以式(3.30)可写成：

$$U_c(t)=K_c\sin[\varphi_1(t)-\varphi_2(t)] \qquad (3.31)$$

从式中可以看出：这种鉴相器的输出电压与两个被鉴相信号瞬时相位差的正弦值成比例，即鉴相器具有正弦鉴相特性，如图3.21所示。很明显，鉴相器是一个非线性部件，不过，在环路锁定时，也即$\varphi_1(t)-\varphi_2(t)$变化不大时，可以认为鉴相特性呈现线性。一般在

$$-\frac{\pi}{6}\leqslant\varphi_1(t)-\varphi_2(t)\leqslant\frac{\pi}{6}$$

范围内，可将式(3.31)近似为

$$U_c(t)\approx K_c[\varphi_1(t)-\varphi_2(t)] \qquad (3.32)$$

2. 压控振荡器

众所周知，压控振荡器是振荡频率$\omega_r(t)$受控制电压$U_d(t)$所控制的振荡器，它是一种电压——频率变换器。它的特性可以用瞬时频率$\omega_r(t)$与控制电压$U_d(t)$之间的关系曲线来表

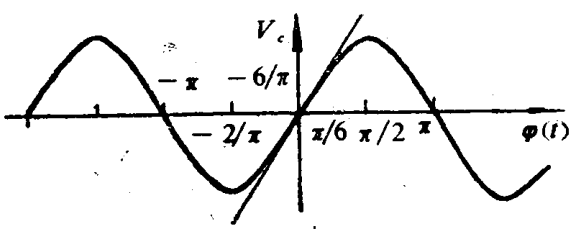


图3.21 鉴相特性曲线

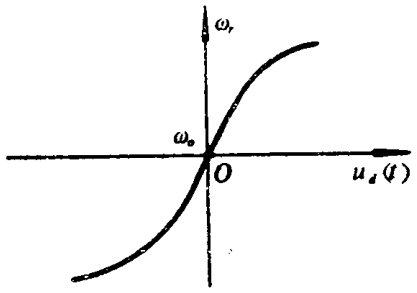


图3.22 压控振荡器的ω_r-u_d曲线

示。若取曲线段的中点为静态工作点，并以此为座标原点，则所得的$\omega_r\sim U_d$曲线如图3.22所示。图中ω_o是压控振荡器未加控制电压而仅有偏压时的固有振荡频率。一般，一个设计良好的压控振荡器能在较大范围内使ω_r和U_d成线性关系，因而在这线性范围内可用下列方程来表示该压控振荡器的特性。

$$\omega_r(t)=\omega_o+K_oU_d(t) \tag{3.33}$$

即 $$\Delta\omega_o(t)=K_oU_d(t)$$

式中$\Delta\omega_o(t)$为压控振荡器的频率偏移；

K_o为压控振荡器的控制灵敏度或斜率，其量纲为rad/V/s。

由于瞬时角频率是相位的导数，所以

$$\frac{d\varphi_o(t)}{dt}=\Delta\omega_o=K_oU_d(t)$$

取拉氏变换，可得到：

$$\varphi_o(S)=K_oV_d(S)/S \tag{3.34}$$

同时，设环路滤波器的传递函数为$F(s)$，则$U_d(t)$，$U_c(t)$利用拉氏变换后可得：

$$\left.\begin{aligned}V_d(S)&=F(S)V_c(S)\\V_c(S)&=K_c\{\varphi_i(S)-\varphi_o(S)\}\end{aligned}\right\} \tag{3.35}$$

由式(3.34)，(3.35)可求得：

环路开环传递函数$H_o(S)$为

$$H_o(S)=\frac{\varphi_o}{\varphi_i-\varphi_o}=K_L\cdot\frac{F(S)}{S} \tag{3.36}$$

环路闭环传递函数$H(S)$为：

$$H(S)=\frac{\varphi_o(S)}{\varphi_i(S)}=\frac{K_LF(S)}{S+K_LF(S)} \tag{3.37}$$

其误差传递函数$G(S)$为

$$G(S)=1-H(S)=\frac{S}{S+K_LF(S)} \tag{3.38}$$

式中$K_L=K_oK_c$为环路总增益，量纲为rad/s。

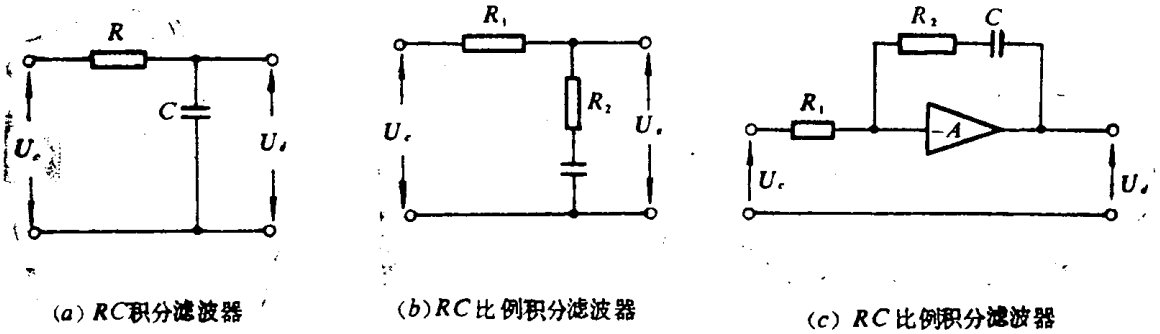
在式(3.36)～(3.38)中可看出，锁相环的各种环路传递函数都与环路滤波器的传递函数$F(S)$有关，可见环路滤波器在锁相环中具有举足轻重的地位。

应引起注意的是，以上分析中，ω是代表相对锁定频率ω_o（输入频率ω_i）的频率偏移，而不是绝对频率，因此，$H(S)$代表在不同频偏下输出相位和输入相位之比。

二、 各种环路滤波器的传递函数

环路滤波器可以是无源和有源滤波器。常见的环路滤波器大致有图3.23所示三种，即：

图(a)的RC积分滤波器（又称延迟滤波器），图(b)的RC比例积分滤波器（又称延迟超前网络），以及图(c)的有源比例积分滤波器。



(a) RC积分滤波器　　(b) RC比例积分滤波器　　(c) RC比例积分滤波器

图3.23 环路滤波器

1．RC积分滤波器

作为理想积分器，其传递函数的拉氏变换式为$1/S$，所以图3.23(a)所示RC积分滤波器的传递函数$F(s)$能由下式给出：

$$F(S)=\frac{U_d(S)}{U_r(S)}=\frac{\frac{1}{SC}}{R+\frac{1}{SC}}=\frac{1}{1+S\tau} \qquad (3.39)$$

式中，$\tau=RC$为滤波器的时间常数。

用$S=j\omega$代入式（3.39）就可得到这种滤波器的频率响应特性：

$$F(j\omega)=\frac{1}{1+j\omega RC} \qquad (3.40)$$

其模和相位分别为

$$|F(j\omega)|=(\omega^2R^2C^2+1)^{-\frac{1}{2}} \qquad (3.41)$$

$$\phi(\omega)=-\mathrm{tg}^{-1}\omega RC \qquad (3.42)$$

图3.24(a)和(b)分别表示这种滤波器的幅频和相频特性。从图中可知，随着ω的增加，相位迟后量逐渐加大，故称延迟网络。

同时，由于这种滤波器电容上的电压正比于流经电容器的电流之积分，而且当积分时间远小于网络的时间常数τ（$=RC$）时，这种滤波器又是一常用的积分电路，所以它又称为RC积分滤波器。

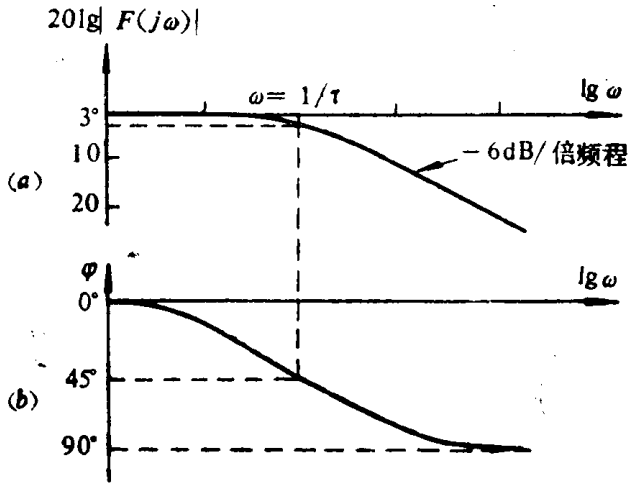


图3.24 RC滤波器的频率特性

2．*RC*比例积分滤波器（延迟—超前网络）

图3.23(*b*)所示的*RC*比例积分滤波器的传递函数*F*(*S*)由下式给出：

$$F(S)=\frac{U_d(S)}{U_o(S)}=\frac{R_2+\frac{1}{SC}}{R_1+R_2+\frac{1}{SC}}=\frac{S\tau_2+1}{S(\tau_1+\tau_2)+1} \qquad (3.43)$$

式中，$\tau_1=R_1C$，$\tau_2=R_2C$

用$S=j\omega$代入式（3.43）就可得到其频率响应特性：

$$F(j\omega)=\frac{j\omega\cdot R_2C+1}{j\omega C(R_1+R_2)+1} \qquad (3.44)$$

于是，其模和相位分别是：

$$|F(j\omega)|=\frac{\sqrt{\omega^2R^2{}_2C^2+1}}{\sqrt{\omega^2C^2(R_1+R_2)^2+1}} \qquad (3.45)$$

$$\phi(\omega)=\mathrm{tg}^{-1}\omega R_2C-\mathrm{tg}^{-1}\omega C(R_1+R_2) \qquad (3.46)$$

图3.25(*a*)(*b*)分别为*RC*比例积分滤波器的幅频和相频特性。

从上述分析可知，当频率很高时，滤波器的传递函数*F*(*S*)近似为$\frac{\tau_2}{\tau_1+\tau_2}$，这就是滤波器

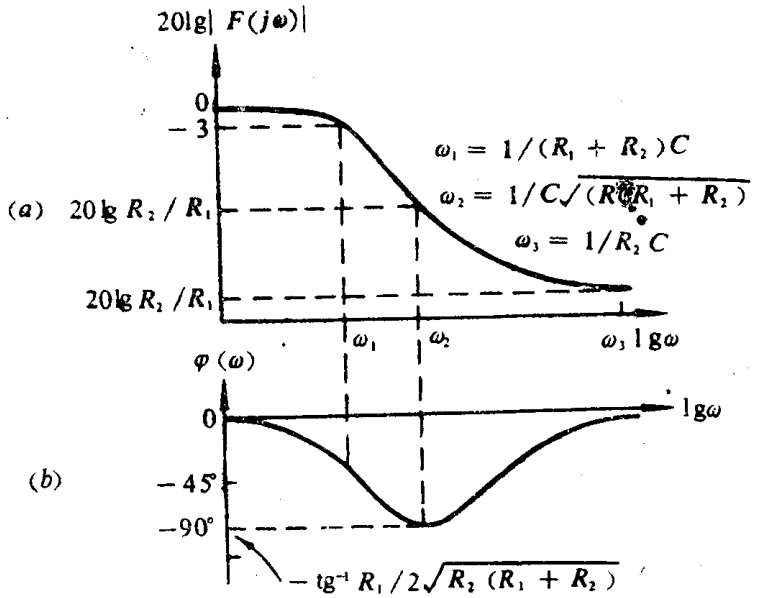


图3.25 *RC*比例积分滤波器的频率特性

的比例特性。滤波器的这种比例特性对环路的各项性能，如牵引能力，快捕性能，稳定性等有着十分重要意义，因此这种无源比例积分滤波器与下面将介绍的有源比例积分滤波器，在环路中应用非常广泛。

3．有源比例积分滤波器

图3.23(*c*)所示的有源比例积分滤波器实质上是一个具有负反馈网络的直流放大器，其传

递函数由下式给出：

$$F(S)=\frac{U_d(S)}{U_o(S)}=\frac{S\tau_2+1}{S\tau_1+\frac{1}{A}}\approx\frac{S\tau_2+1}{S\tau_1} \qquad (3.47)$$

这里，我们假设放大器的增益$A\gg 1$，$R_i\to\infty$。这在实际工程电路中都符合理论假定。

式中$\tau_1=R_1C$，$\tau_2=R_2C$。由于式（3.47）分母中只有一个S，表示该式是理想积分。所以有些书称它为理想积分滤波器。用$j\omega$代入式（3.47）可得其频率响应特性为

$$F(j\omega)=A\frac{j\omega R_2C+1}{j\omega R_1AC+1} \qquad (3.48)$$

于是，其模和相位分别是：

$$|F(j\omega)|=A\frac{\sqrt{(\omega R_2C)^2+1}}{\sqrt{(\omega R_1AC)^2+1}} \qquad (3.49)$$

$$\varphi(\omega)=\mathrm{tg}^{-1}\omega R_2C-\mathrm{tg}^{-1}\omega R_1CA \qquad (3.50)$$

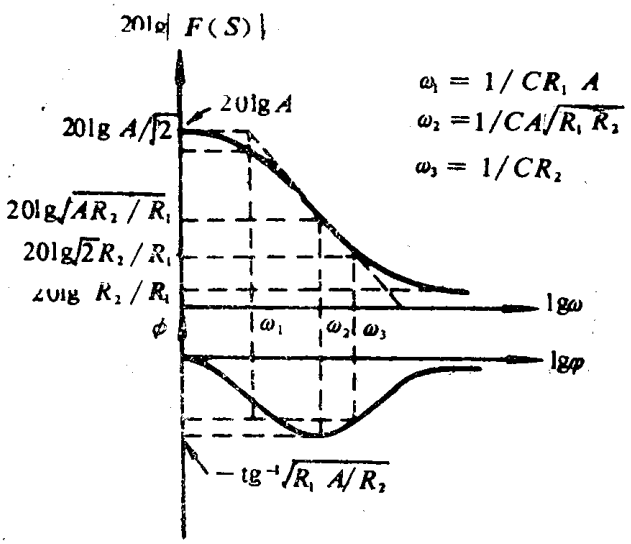


图3.26 有源比例积分电路的幅相特性

由于这种滤波器将给系统引入一理想积分项，使系统的稳态性能得到改善，其幅相特性如图3.26所示。如同无源比例积分网络一样，很好地选择比例系数与零点，那将极大改善系统各种性能。

三、实际PLL的传递函数

基本锁相环路的组成如图3.27所示，其闭环传递函数如式（3.37）所示，即

$$H(S)=\frac{K_LF(S)}{S+K_LF(S)}$$

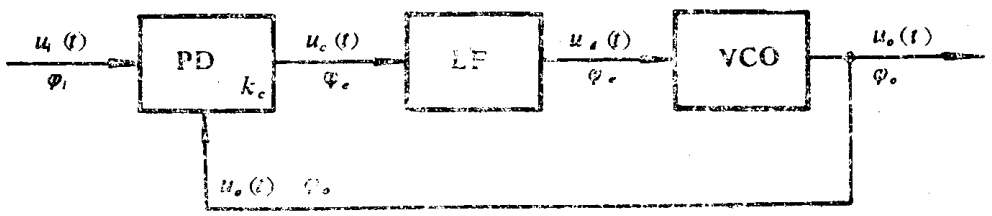


图3.27 基本锁相环路的组成

因此，只要将式（3.39），（3.43），（3.47）分别代入上式，即可得到使用不同环路滤波器时的实际传递函数。但由于锁相环路是一个伺服系统，我们可以引进在伺服系统中常用的系统：环路固有频率ω_n和阻尼系数ζ，这样，环路的实际传递函数可以写成：

1．利用RC积分滤波器时

$$H_1(S)=\omega_n^2/(S^2+2\zeta\omega_n S+\omega_n^2) \tag{3.51}$$

式中

$$\omega_n=\sqrt{K_0K_d/\tau}=\sqrt{K_L/\tau} \tag{3.52}$$

$$\zeta=\frac{1}{2}\sqrt{\frac{1}{\tau K_L}} \tag{3.53}$$

2．利用RC比例积分滤波器时

$$H_2(S)=\frac{S\omega_n(2\zeta-\frac{\omega_n}{K_L})+\omega_n^2}{S^2+2\omega_n\zeta S+\omega_n^2} \tag{3.54}$$

式中

$$\omega_n=\sqrt{K_L/(\tau_1+\tau_2)} \tag{3.54'}$$

$$\zeta=\frac{1}{2}\left(\frac{K_L}{\tau_1+\tau_2}\right)^{\frac{1}{2}}\left(\tau_2+\frac{1}{K_L}\right) \tag{3.54''}$$

3．利用有源比例积分滤波器时

$$H_3(S)=\frac{2\omega_n\zeta S+\omega_n^2}{S^2+2\omega_n\zeta S+\omega_n^2} \tag{3.55}$$

式中

$$\omega_n=\sqrt{K_L/\tau_1} \tag{3.55'}$$

$$\zeta=\frac{\tau_2}{2}\sqrt{K_L/\tau_1} \tag{3.55''}$$

从上述式中可知，$H(S)$完全是由ω_n和ζ所决定的，$\omega_n\xi$是与K_0、K_d及τ_1、τ_2有关的参数；而K_0、K_d在设计VCO和鉴相器时已确定，因此说环路的特主要决定于环路滤波器的时间常数τ_1和τ_2。

3.3.2 PLL的捕捉特性[11][12]

众所周知，PLL有锁定，跟踪及失锁三种工作状态。从失锁到环路锁定的过程称为“频率捕捉”到同步过程。为说明问题，我们先用定性方式来描述环路的工作过程。

一、 PLL工作过程

当环路输入一个频率和相位都不变的基准信号时，即$U_i(t)=U_i\sin\left[\omega_i t+\varphi_i\right]$

其中ω_i和φ_i是不随时间而变的量。

根据式（3.30′）：

$$\varphi_1(t)=(\omega_i-\omega_0)t+\varphi_i$$

则

$$\frac{d\varphi_1(t)}{dt}=\omega_i-\omega_0=\Delta\omega_0 \tag{3.56}$$

$\Delta\omega_0$称为环路的固有频差。

分析图3.28的相位模型，结合基本部件的有关特性，可以得到环路的基本方程式。

根据式（3.33）可知压控振荡器的特性可写成：

$$\varphi_2(t)=\int_0^t\Delta\omega(t)dt=K_o\int_0^t U_d(t)dt$$

令 $\varphi_e(t)=\varphi_1(t)-\varphi_2(t)$

则 $$\varphi_e(t)=\varphi_1(t)-K_o\int_0^t U_d(t)dt=\varphi_1(t)-K_o\cdot F(S)\cdot U_o\int_0^t\sin[\varphi_e(t)]dt \quad (3.57)$$

这就是PLL的基本方程式。

将上式两边微分后即得：

$$\frac{d\varphi_1(t)}{dt}=\frac{d\varphi_e(t)}{dt}+K_o\cdot U_c\cdot F(S)\cdot\sin[\varphi_e(t)]=\Delta\omega_o \quad (3.58)$$

此式左边第一项$d\varphi_e(t)/dt$是瞬时相位差$\varphi_e(t)$对时间的导数，代表环路的瞬时频差。第二项$K_oU_oF(S)\sin[\varphi_e(t)]$表示环路的控制频差，亦即由于压控振荡器受控制电压的作用而产生的频差，即$\omega_r-\omega_o$。

为着说明问题方便，先确定几个常用术语的定义。

锁定就是环路基准信号的频率和压控振荡器的频率相等，鉴相器输出电压$U_c(t)$为一直流电压，其大小使压控振荡器频率保持着和基准信号频率相等。

跟踪就是当环路为锁定时，如果基准信号的频率和相位发生变化，通过环路的作用，压控振荡器的频率和相位能不断跟踪基准信号频率的变化而变化。

失锁状态就是环路不处于锁定和跟踪状态。从失锁到环路再锁定以前这个过程称为“频率捕捉”过程，亦称“频率牵引”。

在环路未闭合前，鉴相器输入端两信号之间存在着固有频差$\Delta\omega_o$，其相位差$\Delta\omega_o t$随时间线性变化。因此，此时鉴相器输出是一个频率等于频差$\Delta\omega_o$的差拍信号，即：

$$U_c(t)=U_c\cdot\sin(\Delta\omega_o\cdot t) \quad (3.59)$$

若两信号之间的频差$\Delta\omega_o$很大，那么差拍信号的拍频也很高，容易受到环路滤波器的抑制。于是，当环路闭合时，差拍信号加不到压控振荡器的输入控制端上，建立不起控制频差，其瞬时频差始终等于固有频差，压控振荡器的输出仍旧是它的固有振荡角频率ω_o，鉴相器输出也仍然是一个上下对称的正弦差拍波，环路未起控制作用。

如果两信号的频率ω_i和ω_o很接近，那么鉴相器输出的差拍信号拍频将很低，因而差拍信号将容易通过环路滤波器而加到压控振荡器的输入控制端上。在这个差拍电压作用下，压控振荡器的瞬时振荡频率ω_r就会围绕着ω_o在一定范围内来回摆动。由于ω_o很接近于ω_i，压控振荡器的瞬时频率有很大可能摆动到等于输入信号频率ω_i，而且在满足一定条件下就会在这个频率上稳定下来。到达稳定以后，输入基准信号和压控振荡器输出信号之间的频差$(\omega_i-\omega_r)$为零，或者说环路瞬时频差为零，相位差不再随时间变化。鉴相器相应输出一个数值较小的直流误差电压，这时环路就进入了“锁定”状态。不难看出，锁定状态下，控制频差等于固有频差，它是环路在固定相位差作用下鉴相器输出直流误差电压强制压控振荡器频率由ω_o变为ω_i所取得的。反之，前面谈到的一种瞬时频差$(\omega_i-\omega_o)$总不为零的状态就是环路的“失锁”状态。

显然也还存在一种介于以上两者之间的情况，即两者信号频率ω_i与ω_o比较接近，但是其差

拍信号的拍频还比较高，经过环路滤波器的衰减后加到压控振荡器上的差拍控制电压幅度就比较小，因此压控振荡器频率围绕 ω_o 的相应摆动范围也就小一些，就有可能摆不到ω_i上，因而鉴相器输出电压也不会马上变成直流，仍是一差拍波形。由于现在压控振荡器输出是频率受差拍电压控制的调频波，其调制频率就是差拍频率，所以鉴相器输出是一个正弦波和一个调频波的差拍，其输出电压波形不再是一个正弦差拍波了，而是一个上下不对称的差拍电压波形，如图3.28所示。

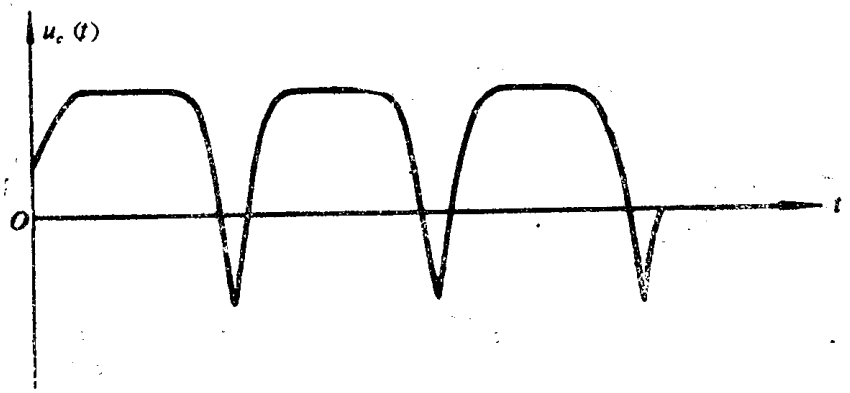


图3.28 环路失锁时，正弦鉴相器输出波形

众所周知，正弦鉴相器输出电压是相位差φ_e的正弦函数（见式（3.31），这种正弦关系是不会因输入信号频率ω_i或压控振荡器输出信号频率ω_o的变化而改变的。但是鉴相器输出电压随时间的变化关系就不一样了，它与相位差$\varphi_e(t)$随时间的变化率（即瞬时频差）有关。

鉴相器输出的上下不对称的差拍电压波含直流，基波和谐波成分。经环路滤波器后，可近似认为只有直流和基波成分加到压控振荡器的输入控制端上。直流成分使压控振荡器中心频率产生偏移（设由ω_o变为ω_r），基波成分使压控振荡器输出调频，其结果使压控振荡器输出频率ω_o变成一个围绕着平均频率ω_r变化的正弦波。

众所周知，上下不对称的电压波中含有一定的直流分量。正是这个直流分量通过环路滤波器的积分作用，产生一个与直流分量相应的不断积累的直流控制电压加到VCO上，使其输出的平均频率朝着输入基准信号频率ω_i靠近。因而使鉴相器输出差拍波的拍频变得愈来愈低，波形不对称程度也愈高，相应的直流分量也更大，直流控制电压的累积速度更快，将驱使压控振荡器的频率以更快的速度移向ω_i。这就叫做频率牵引现象，也有叫捕捉过程，由于牵引现象，环路最终将进入锁定状态，使压控振荡器的输出频率ω_o完全等于ω_i。图3.29表示了在这过程中鉴相器输出电压变化的波形。

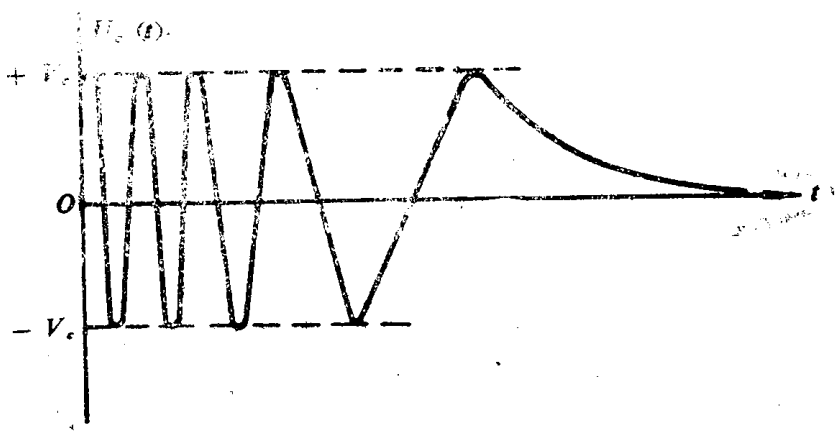


图3.29 牵引过程中的$V_c(t)$波形变化

在环路处于锁定时，如果输入鉴相器信号的频率和相位稍有变化，立刻就会在两信号的相位差上反映出来，鉴相器输出也随之改变并驱使压控振荡器的频率和相位发生相应变化，从而使它们的频差仍为零。这是由于环路是一个相差控制系统，环路锁定状态取得是依靠相位差作用，所以锁定状态的维持也同样是靠相位差作用。

二、 同步带，捕捉带及快捕带[5]

环路还没锁定之前，在任意起始条件下，保证环路必然进入锁定所允许的最大固有频差$\Delta\omega_o$称为捕捉带，用$\Delta\omega_p$表示。

锁相环锁定时，若朝着增大压控振荡器与输入频率的固有频差方向改变输入信号的频率或压控振荡器的固有频率，当频差足够大时，环路将会失锁，则此时的固有频差$\Delta\omega_H$为同步带。

同步带的大小决定于压控振荡器频率变化的灵敏度K_o，鉴相器输出的最大直流电压U_{om}，和低通滤波器对直流的衰减（放大）量。即

$$|\Delta\omega_H| = U_{om} \cdot K_o \cdot F(0) = K_V \qquad (3.60)$$

式中K_V为环路的直流总增益。

对于没有低通滤波器的简单环，捕捉带和同步带是相等的。但是有了低通滤波器以后，滤波器就会对鉴相器输出的差频信号产生衰减，使平均直流分量降低，牵引作用也会减弱，因而捕捉带小于同步带，如图3.30所示。

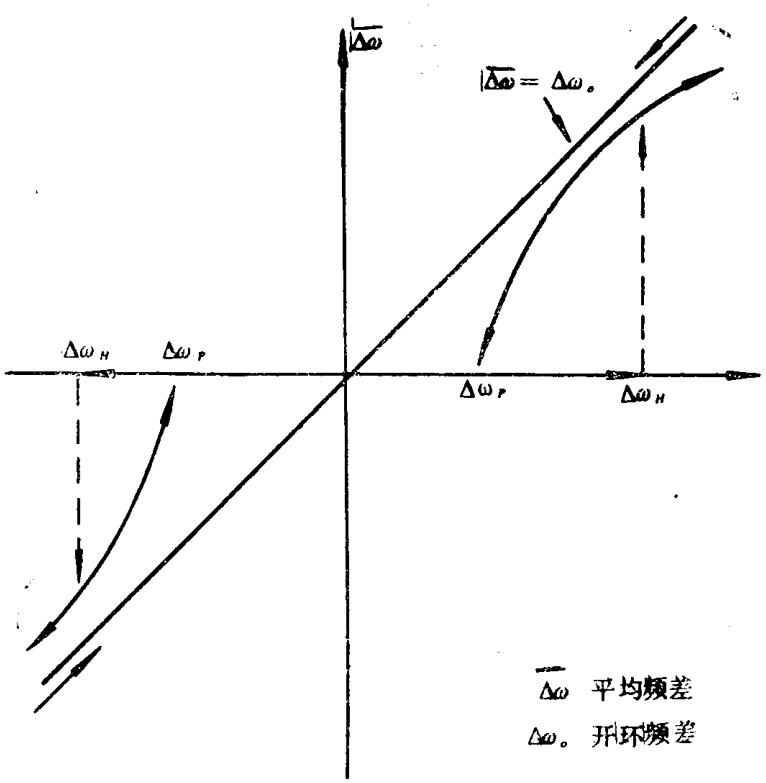


图3.30 PLL的同步牵引过程

环路从失锁到锁定，是一个牵引过程，因此必然经过一定的时间才能完成牵引的全过程。而在实际电路中，低通滤波器的时间常数很长，截止频带很低，则其捕捉时间很长，这对于频率合成器来说，是不允许的。所以往往采取辅助措施来增大捕捉带，使环路尽快锁定，因而捕捉带对于调频发射机所需的频率合成器的设计没有多大实用价值。

如果固有初始频差$\Delta\omega_0$经过低通滤波器产生的控制电压使压控振荡器频率落在$K_0U_{cm}|F(\Delta\omega_0)|$范围之内，则环路无需经过控制电压周期性摆动便可直接锁定状态。这样一个范围称为快捕带$\Delta\omega_L$

$$\Delta\omega_L=K_0U_{cm}|F(\Delta\omega_0)|=K \tag{3.61}$$

式中K为环路的交流总增益

对于理想积分环，如式（3.48），当ω足够大时，$F(\omega)\to\frac{\tau_2}{\tau_1}$因此可认为

$$\Delta\omega_L=K_0U_{cm}\frac{\tau_2}{\tau_1} \tag{3.62}$$

由于直流总增益远大于交流总增益K，因此二阶环路的同步带$\Delta\omega_H$远大于快捕带$\Delta\omega_L$。一般认为，当初始频差落入环路的三分贝带宽之内，便可快捕锁定。因此可知，环路的3 dB带宽越大，环路越容易捕捉。

三、实现快速捕捉的辅助方法

在调频立体声广播中，有许多指标与环路低通滤波器参数有关，一般是以滤波器时间常数较大，频带较窄为好，因而，其捕捉带也较窄，在FM立体声激励器中，为保证快速锁定而加入一些辅助方法。

使锁相环进入锁定的方法很多，下面就FM激励器中常用的几种方法：

1．预置法　在频率合成器中，这是一个最简单的方法。如图3.31所示。当环路起始频

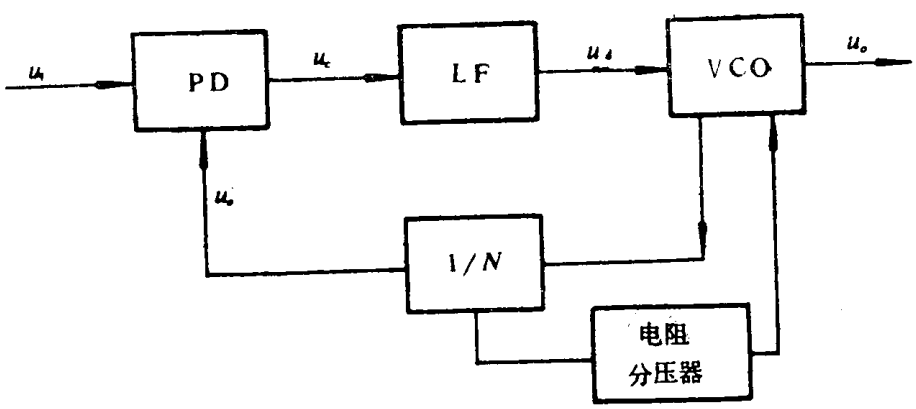


图3.31 预置锁定方法

差较大间，利用预置的方法，给VCO提供一个相应的调谐电压，改变VOC的固有振荡频率，以便减小始起频差，当起始频差落入快捕带时，就可通过环路本身控制作用，使环路立即快捕锁定。

2．变带宽法　如图3.32所示，失锁时，判别电路使R_1短路，此时$F(S)\equiv 1$，环路呈一阶环路，捕捉带扩大与同步带相同，使压控振荡器进入锁定。锁定后，判别电路断开关K，再次组成二阶环路，以保证锁相环的滤波性能。同时应注意，断开开关的瞬间也会影响控制电压，可使环路再次失锁。

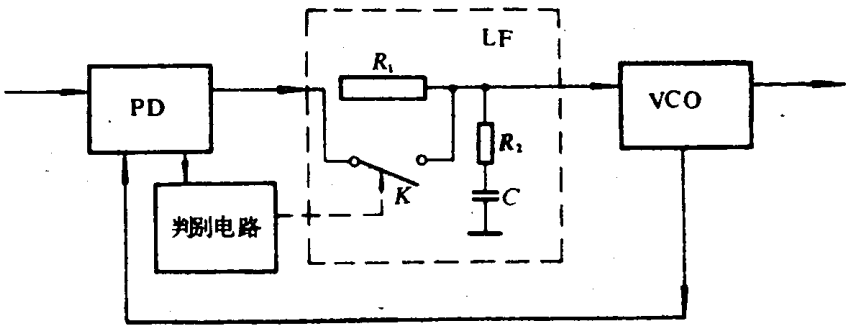


图3.32 变带宽法

3．辅助鉴频法　如图3.33所示，其鉴频器与鉴相器并联连接，其输出相加后，通过环路滤波器加到压控振荡器上。当固有初始频差过大时，鉴频器起主导作用，其输出信号$U_f(t)$中含有较多的直流成分，使压控振荡器迅速朝输入频率方向牵引。当环路进入快捕带时，$U'(t)$已很小，此时，鉴相器开始起主导作用，使环路最终达到锁定。

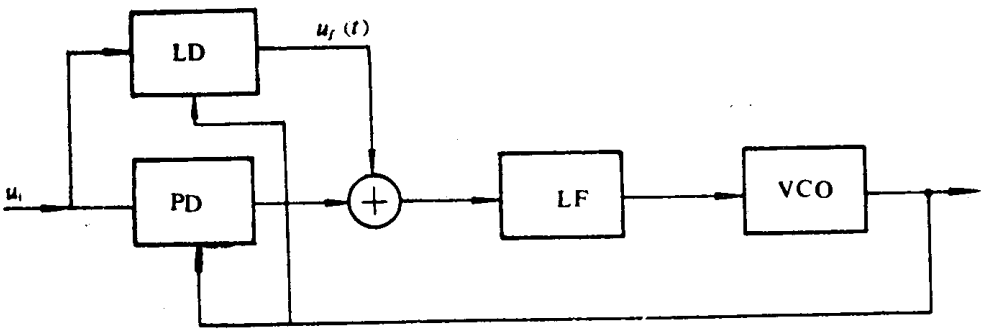


图3.33 辅助鉴频法

3.4 PLL中的常用电路

在PLL中，包括了鉴相器，低通滤波器，压控振荡器及分频电路，在§3.1中，我们比较详细介绍和分析了调频激励器中的压控振荡器，即频率调制器。在§3.3中就几种常用的低通滤波器加以阐述，所以在本节我们将着重介绍实用鉴相器和分频电路。

3.4.1 鉴相器[16][22][23]

典型鉴相器的简单工作原理已在3.3节中作了扼要的说明。但在实际锁相环路中，根据鉴相曲线的不同形状，例如正弦形、三角形、锯齿形……等可分成许多不同类型的实用鉴相器。在浙江省广播科学研究所所研制的100W全固态调频立体声广播发射机所选用的鉴相器

是一种目前应用十分广泛的开关型鉴相器，它具有下述突出的优点：

1．鉴相灵敏度K_d大；大的鉴相灵敏度有利于环路抑制噪声和稳定工作；

2．纹波输出小；

3．鉴相器的工作线性区域大；

4．具有鉴频能力。

本节将以脉冲数字鉴相器ST002为例就这种鉴相器加以分析，至于其它鉴相器如二极管鉴相器，差分型鉴相器等均可参阅有关文献资料[7][14]。

ST002脉冲数字鉴相器是一种新型数字式鉴相、鉴频电路，它既能鉴相又能鉴频，因而采用这种鉴相器的锁相环路能实现环路宽频带自动捕捉，所以大大扩展了环路的捕捉范围和线性鉴相区域。纹波输出小、电路简单、连接调试方便是这种脉冲数字鉴相器的独到之处。整个脉冲数字鉴相器由鉴相电路，恒压泵电路以及有源比例积分滤波器三部分组成，其逻辑电路原理图如图3.34所示，图中括号内数字为外引线功能端排列序号。

一、 鉴相电路

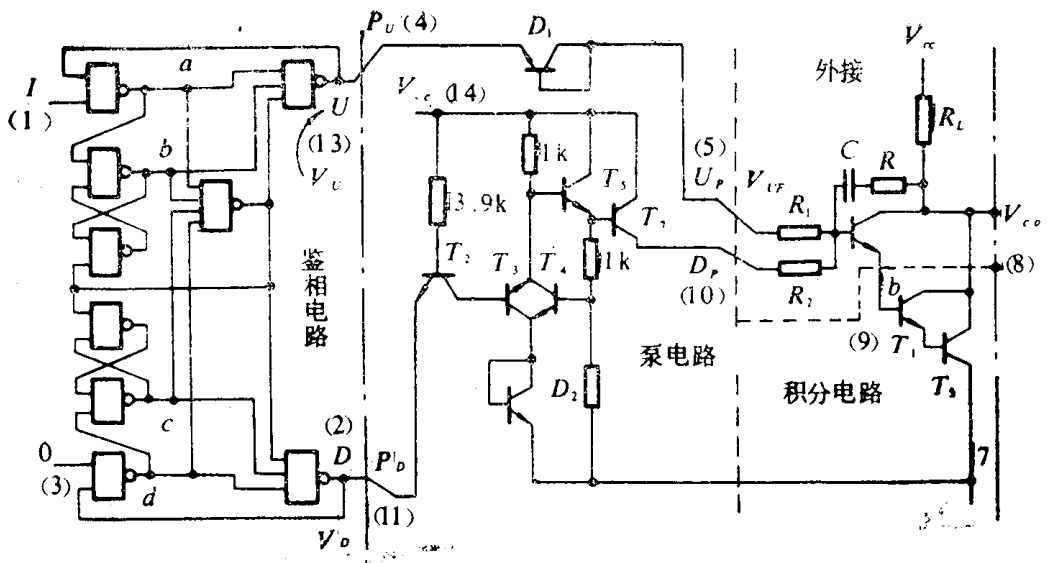
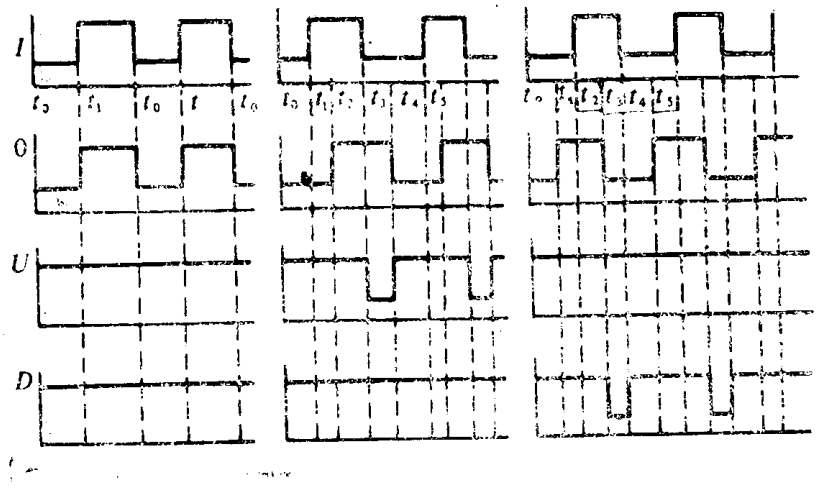


图3.34 ST002逻辑电路图

鉴相电路是利用两个触发器，当输入信号的后沿分别使这两个*RS*触发器翻转呈高电平时，通过与门产生一个复零信号立即使触发器复零，呈低电平。两个输入信号经过比相后得到宽度正比于两个输入信号相位差的信号，加到恒压泵电路。整个鉴相过程均引用脉冲后沿进行工作，如图3.35所示。图中画出了输入比较信号V_I和参考信号V_o在完全同频时，两者同相，滞后和超前三种情况的各点波形。

图3.35(*a*)是表示V_I和V_o同相情况，即两者相位差为零时，输出端*U*和*D*都处于高电平。而当V_I超前V_o时，在输出端*U*得到一负脉冲，如图3.35(*b*)所示。当V_I滞后V_D时，在输出端*D*得到一负脉冲，如图3.35(*c*)所示。



(a) U_I、U_o 同相　　(b) U_I 超前 U_o　　(c) U_I 滞后 U_o

图3.35 鉴相电路工作原理

二、 鉴相特性[21]

从前面分析可知，鉴相输出的相位差电压是一周期脉冲波，它通过恒压泵电路转换后，上下两部分加起来馈给后面的有源比例积分滤波器，经过滤波平滑作用后输出为直流控制电压，用它控制压控振荡器的频率变化，而交流谐波分量将受到积分器的抑制。图3.36(a)为图3.35(b)所示波形，在图中U_I超前于U_o，U_m为鉴相后经过恒压泵电路变换后输出的相位误差电压峰值。于是U_F端输出的平均直流电压为

$$U_{UF}=U_c=\frac{1}{2\pi}\int_0^{\varphi_e(t)}|U_m|\,dt=\frac{|U_m|}{2\pi}\varphi_e(t) \qquad (3.63)$$

这时V_D端输出高电平，经过恒压泵电路转换后V_{UF}端保持中电平电压输出。

若U_I滞后于U_o，可得到同样表达式，根据式(3.63)可得到鉴相灵敏度K_c为

$$K_c=\frac{dU_o}{d\varphi_e(t)}=\frac{|U_m|}{2\pi} \qquad (3.64)$$

根据式(3.63)可得到如图3.36(b)所示的鉴相特性曲线。从图中可知，此鉴相器具有锯齿形鉴相特性，线性区域为-2π到$+2\pi$之间。

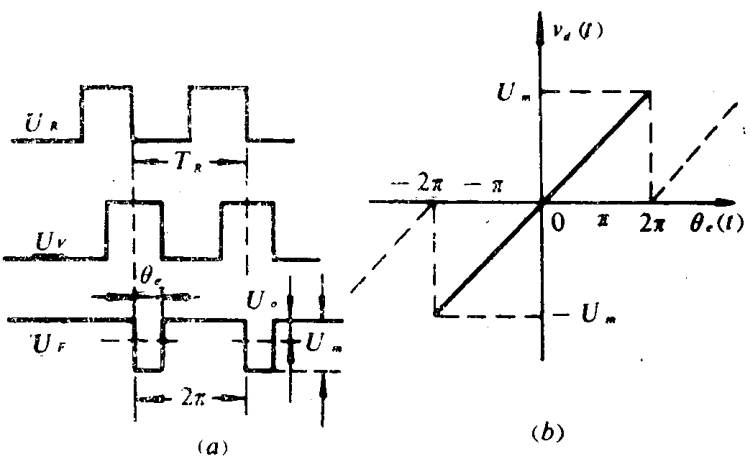


图3.36 鉴相器输出波形与鉴相特性曲线

三、 鉴频特性

当参考信号和比较信号相位差超过2π时，也即两者不再保持同频，所以电路就自动转入鉴频工作状态。鉴频器工作区域如图3.37所示。为了说明鉴频工作原理，我们假定V_1信号频率大于U_o信号频率，例为$f_1=3f_o$，鉴频过程各点波形为图3.38(a)所示，从图中可知当f_1与f_o不等时，不管哪路脉冲先出现，频率低的那路始终保持高电平，而频率高的那路则输出一个脉冲序列，其平均电平始终低于另一路，请参看图3.38。当U点呈低电平时，通过D_1给积分器泵入一个负阶跃电压，使U_c朝低电压方向变化。当D点呈低电平时，相当泵入积分器一个正阶跃电压，使U朝高电压方向变化。这相当于产生一个搜索电压加给VCO。这样就实现了鉴频捕捉的作用，直到频率相同，环路锁定为止，这对电路维持一定的相位差，产生一个极窄的脉冲，通过泵电路泵入积分器，以补充电路的漏电以及频率变化造成的微小相位变化，从而控制环路稳定锁定。

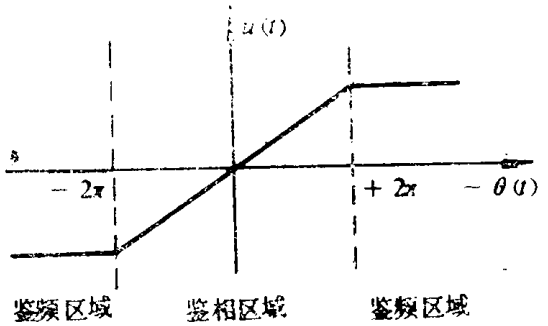


图3.37 鉴相鉴频区域示意图

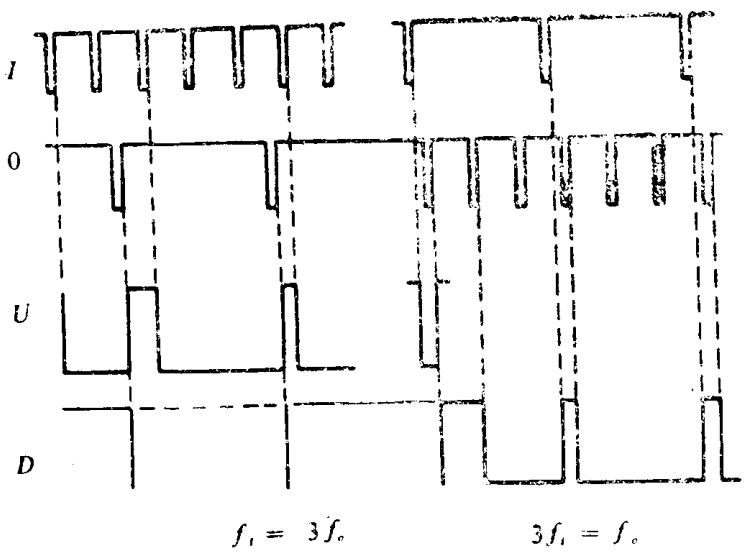


图3.38 $f_1 \neq f_o$时的波形

D_1作为隔离二极管。当U端为低电位时，它成为积分电容的放电通路。D_2为电平配置二极管，使差分放大器T_2，T_3发射极电位稳定为0.8V。T_6射极分压电路与T_4构成负反馈电路，当T_2截止时，T_4集电极电流便由负反馈量确定。T_6，T_7组成达林顿复合管，用以提高电流增益和增加输出驱动能力。当差分管T_3导通时，T_3，T_4集电极电位下降，从而T_6，T_7截止，D_F端无驱动电流输出。

3.4.2 分频器[5][7][10][14]

分频器有时分为固定与程序分频器，它是数字式合成器的重要部件。在FM发射机中，

分频器有两个明显的作用：

一是将压控振荡器的频率降低到鉴相频率附近，以便在鉴相器内与输入基准频率比相，利用其所产生的误差信号来纠正压控振荡器的频率，使其在环路锁定后，压控振荡器的中心频率为高稳定晶体频率的整数倍（$N\times M$），于是输出调频信号中心频率具有与基准频率相同的稳定度量级。

$$f_o=MNf_i$$

式中M为固定分频器分频比；

N为程序分频器分频比。

二是为改变合成器的工作频率。设压控振荡器的工作频率为$f_{o1}=MN_1f_i$，当程序分频比由N_1改变为N_2，则固定与程序分频器的输出频率将变为$f_{o1}/MN_2\neq f_i$，于是环路失锁，f_i与f_{o1}/MN_2间频差与相差被鉴频式鉴相器检测后，将产生一误差控制信号来改变压控振荡器的工作频率，直至$f_{o2}/MN_2=f_i$，环路重新锁定为止。这对于FM发射机来说尤为方便，因为从87～108MHz这么一个频段内共有210个FM广播频道，因此，只用一块标准晶体，通过改变预置分频比的方法就可以任意设置FM激励器的工作频率。

一、 分频比的确定

我国规定："调频广播的频率范围为87～108MHz，频道间隔为100kHz，从87MHz至107.9MHz共划分210个频道。"

这就是调频广播发射机（或差转机）用频率合成器的指标之一，即在确定频率的步进间隔Δf时应满足100kHz频道间的要求，有的选择步进间隔为50kHz，如日本NEC的HPA-4536BFM激励器，浙江省广播科研所研制的ZGY-86FM-100FM发射机选择为100kHz，他们认为，这样已经能满足频率选择的要求。

考虑到TTL电路的最高工作频率仅在20MHz左右，为可靠起见，在程序分频器前还应加入固定M分频器，$M>5$。

因此，鉴相器输入基准频率f_i也随之而定，即

$$f_i=\frac{\Delta f}{M}$$

于是程序分频器的分频比N为

$$N_{min}=f_{omin}/Mf_i$$

$$N_{max}=f_{omax}/Mf_i$$

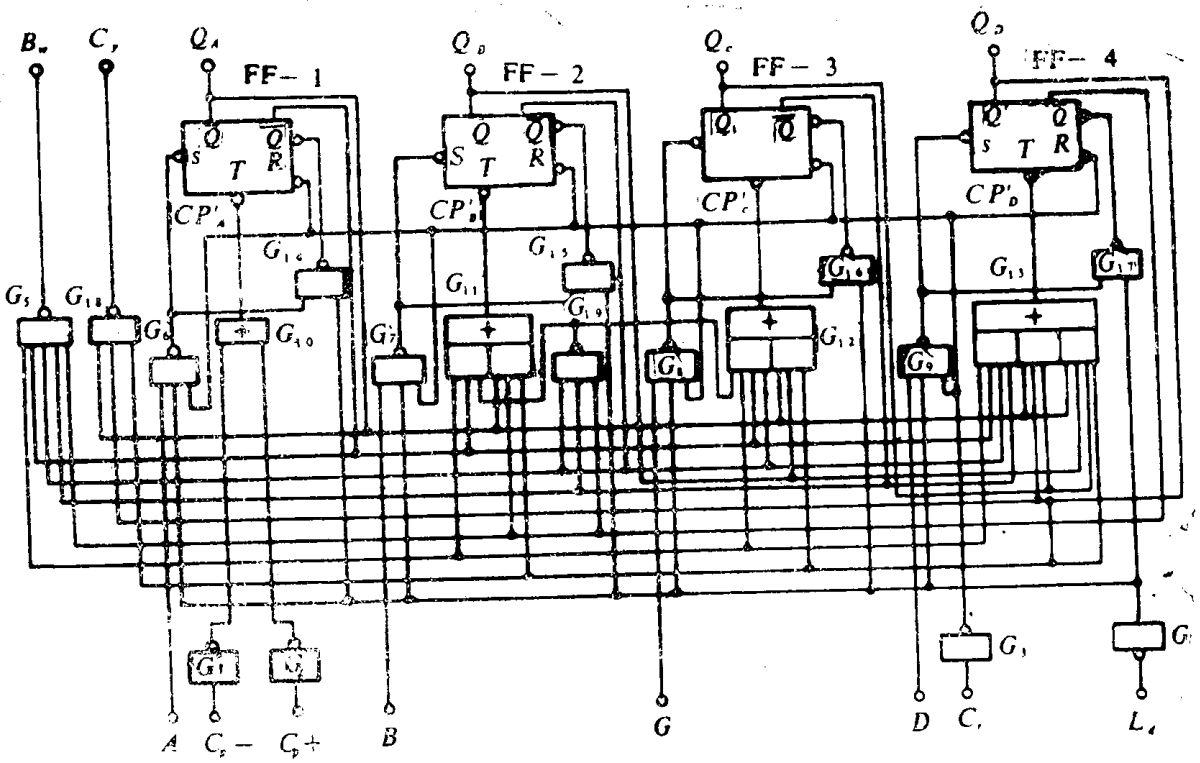
在应用实例中（ZGY-86FM-100），N_{min}、N_{max}分别为870和1080。

二、 常用分频器部件介绍

可变分频器是由一般的触发器组成的计数器演变而来的。目前国产的可变十分频器有T217、T216、T211等；作为前置分频器的有E12012等，对此，我们在下面将作扼要介绍。

1. T217（T4192，74LS192）

ZGY-86FM-100立体声广播发射机是采用国产中规模集成电路T217作为可变分频器。T217是一种可逆可预置的1248码计数器，具有加法计数、减法计数、可变除十分频、复零等功能。其完整的逻辑图和功能表如图3.39所示。



(a) 逻辑图

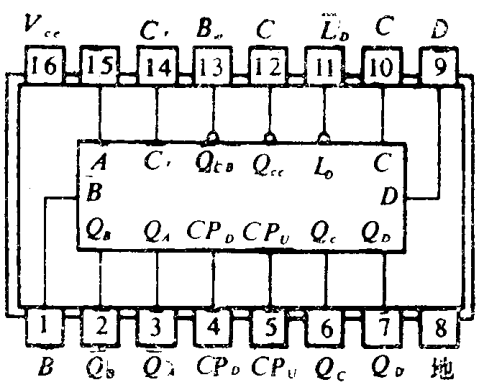
CP+	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Q_A	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1
Q_B	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0
Q_C	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0
Q_D	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1

CP-	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Q_A	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1
Q_B	0	0	0	1	1	0	0	1	1	0
Q_C	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0
Q_D	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0

(b)加减法计数真值表

输入								输出			
Cr	L_D	Cp+	Cp-	A	B	C	D	Q_A	Q_B	Q_C	Q_D
1	×	×	×	×	×	×	×	0	0	0	0
0	0	×	×	a	b	c	d	a	b	c	d
0	1	↑	1	×	×	×	×	加法计数			
0	1	1	↑	×	×	×	×	减法计数			

(c)功能表



(d) 外引线排列图

图3.39 二一数进制同步可预置可逆计数器（T217）

T217及T215等类计数器虽然都是通过低位对高位触发器的时钟控制而完成计数功能的，但这与逐位进位的异步计数器在计数速度和逻辑结构上是不同的。下面就T217计数器的工作原理简述如下。

（1）计数

T217等的计数引导作用是依靠G_{10}、G_{11}、G_{12}、G_{13}来实现的，G_{10}是在减法计数时用来控制G_{11}和G_{12}的。此外，G_{13}中的“或”组，使得FF-4进行9到0的加法计数时翻转。计数时各级触发器输入时钟逻辑关系为

$$
\begin{aligned}
CP_A' &= \overline{CP_+} + \overline{CP_-} \\
CP_B' &= \overline{CP_-} \cdot \overline{Q_A} \cdot (\overline{\overline{Q_B} \cdot \overline{Q_C} \cdot \overline{Q_D}}) + \overline{CP_+} \cdot Q_A \cdot \overline{Q_D} \\
CP_C' &= \overline{CP_-} \cdot \overline{Q_A} \cdot \overline{Q_B} \cdot (\overline{\overline{Q_B} \cdot \overline{Q_C} \cdot \overline{Q_D}}) + \overline{CP_+} \cdot Q_A \cdot Q_B \\
CP_D' &= \overline{CP_-} \cdot \overline{Q_A} \cdot \overline{Q_B} \cdot \overline{Q_C} + \overline{CP_+} \cdot Q_A \cdot Q_D + \overline{CP_+} \cdot Q_A \cdot Q_B \cdot Q_C \\
&= \overline{CP_-} \cdot \overline{Q_A} \cdot \overline{Q_B} \cdot \overline{Q_C} + \overline{CP_+} \cdot Q_A \cdot (Q_D + Q_B \cdot Q_C)
\end{aligned}
\qquad (3.65)
$$

式中$\overline{\overline{Q_B} \cdot \overline{Q_C} \cdot \overline{Q_D}} = Q_{G13}$（$Q_{G13}$为$G_{13}$的输出）。

当CP_-=“1”，$\overline{L_D}$=“1”时，电路执行加法计数功能，引导门G_{10}～G_{13}中与CP_-相连的“或”组都被禁止，因此式（3.65）所示的逻辑关系即可简化为

$$
\begin{aligned}
CP_A' &= \overline{CP_+} \\
CP_B' &= \overline{CP_+} \cdot Q_A \cdot \overline{Q_D} \\
CP_C' &= \overline{CP_+} \cdot Q_A \cdot Q_B \\
CP_D' &= \overline{CP_+} \cdot Q_A \cdot (Q_D + Q_B \cdot Q_C)
\end{aligned}
$$

此时各级触发器的输入时钟和输出波形如图3.40所示。

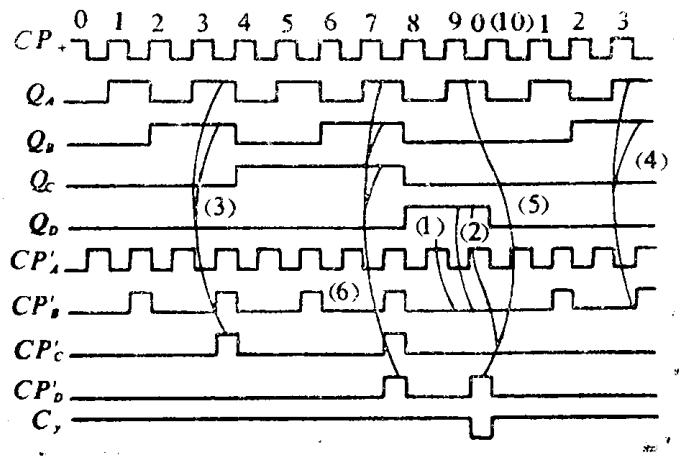


图3.40　T217等加法计数时各触发器输入时钟和输出波形图

上述逻辑关系表明：由于$\overline{Q_D}$的反馈，使得第8个时钟脉冲CP_+上升沿来到后，门G_{11}封锁了FF-2（在第9、10个时钟脉冲上升沿来到时，FF-2不翻转，如图3.40中（1），（2）所

示)。因为这时Q_D="0",CP_B'端无脉冲输入。门G_{12}的逻辑系关是简单的,$Q_{G12}=CP_+\cdot Q_A\cdot Q_B$,如图中(3)、(4)所示。当$CP_+$时钟的第9个脉冲上升沿来到后,门$G_{13}$使$CP'_D$端输出脉冲,即图中(5)。这个脉冲使得FF—4在$CP_+$时钟的第9,10个脉冲上升沿来到时翻回"0"态,同时门G_{13}的左边"或"组执行$\overline{CP_+}\cdot Q_A\cdot Q_B\cdot Q_C$逻辑功能。因此当$CP_+$时钟的第7个脉冲上升沿到来后,应使$CP_D'$端输出一个脉冲,即图中(6)。这个脉冲使FF-4在第8个CP_+时钟脉冲上升沿来时翻转为"1"态。

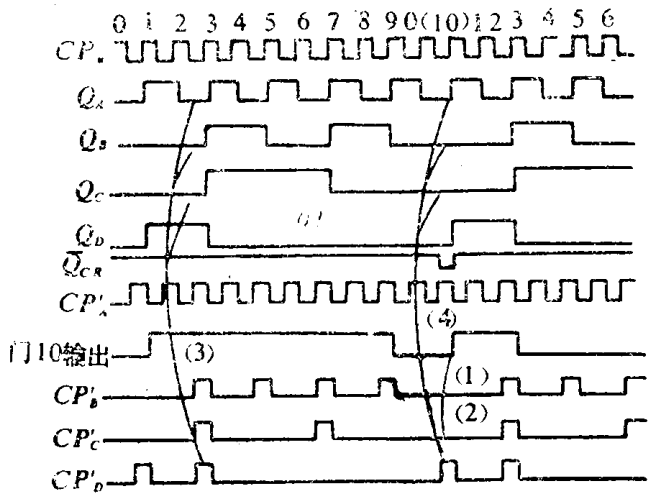


图3.41 T217等减法计数时各级触发器输入时钟和输出波形图

当CP_+="1",$\overline{L_D}$="1"时,电路执行减法计数功能。各触发器的输入时钟和输出波形如图3-41所示。这时引导门G_{11}、G_{12}、G_{13}中凡与$\overline{CP_+}$相连的"或"组都被禁止,因此前述逻辑关系简化为

$$\begin{aligned}
CP_A' &= \overline{CP_-}\\
CP_B' &= \overline{CP_-}\cdot\overline{Q_A}\cdot(Q_B+Q_C+Q_D)\\
CP_C' &= \overline{CP_-}\cdot\overline{Q_A}\cdot\overline{Q_B}\cdot(Q_B+Q_C+Q_D)\\
CP_D' &= \overline{CP_-}\cdot\overline{Q_A}\cdot\overline{Q_B}\cdot\overline{Q_C}
\end{aligned}\qquad (3.66)$$

上述逻辑关系表明:由于门G_{19}的作用,门G_{11}输出CP_B'端增添了$Q_B+Q_C+Q_D$项,因而在时钟CP_-的第9个脉冲上升沿之后,FF-2便不能翻转〔见图3.41中的(1)〕,以确保CP_-第10个脉冲上升沿来到时FF-2保持"0"态。也因为由于G_{19}的作用,门G_{12}输出——CP_C'端表达式中增添了$Q_B+Q_C+Q_D$项,因而同样在CP_-的第9个脉冲上升沿之后,FF-3便不能翻转〔见图中(2)〕,以确保第10个脉冲上升沿来到时FF-3也保持"0"态。门G_{13}具有$Q_{G13}=\overline{CP_-}\cdot\overline{Q_A}\cdot\overline{Q_B}\cdot\overline{Q_C}$逻辑关系,所以只有当$Q_A\sim Q_C$全为"0"时,$CP_D'$端才有脉冲输入,如图中(3)、(4)所示。由于门$G_{19}$仅在$CP_-$的第9个到第10个脉冲上升沿之间才对$CP_B'$和$CP_C'$端起上述禁止作用,所以在这之外,$CP_B'$、$CP_C'$即按纯二进制同步计数器的基本规律工作。

（2）进位输出

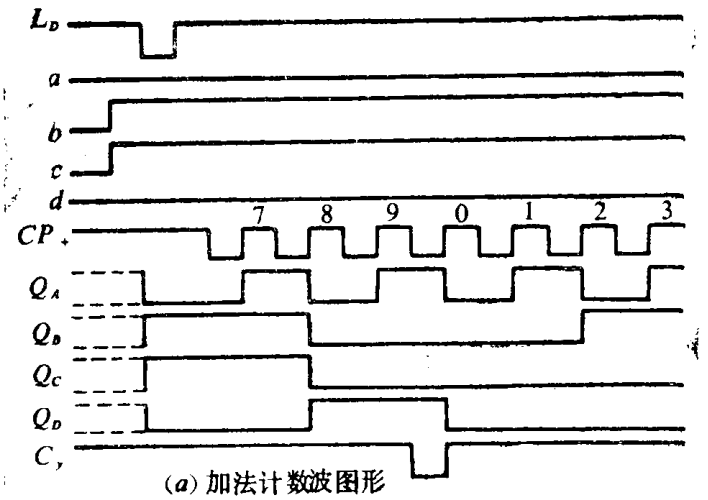
从图3.39中可知，其进位信号通过门G_{18}由C_y输出。因为是十进制计数，所以在CP_+第9个脉冲上升沿作用后，计数状态为“1001”时就有溢出输出，也即T217等不可能出现“1001”以上的状态。

（3）借位输出

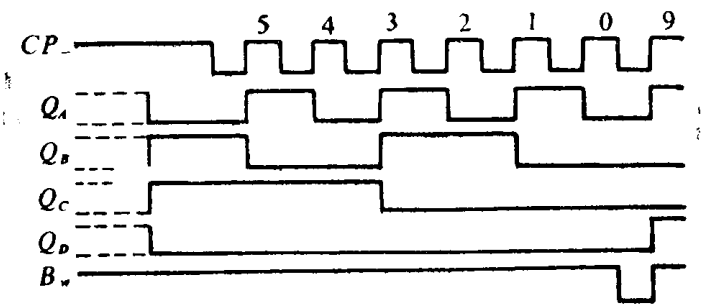
通过门G_5由B_w输出，因为减法计数时，借位发生在CP_-第0个脉冲上升沿之后计数器为“0000”状态时，此时借助下一个CP_-就将计数器状态变化为“1001”。

（4）预置分频

从图3.39(c)可知，预置时应使$C_r=0$，$L_D=0$，所以门G_3输出为“1”，且G_4输出也为“1”，于是$G_6\sim G_9$、$G_{14}\sim G_{17}$开启，预置数a，b，c，d进入$G_6\sim G_9$，并在各触发器的直接复位S端和直接复位R端上产生互补的预置数，从而强迫各触发器按预置数翻转。举例说明其预置分频，设预置数为6，则T217预置时的工作波形如图3.42所示。其中图(a)表示预



(a) 加法计数波图形



(b) 减法计数波形图

图3.42 T217预置时的工作波形

置后T217按加法计数时的波形图，其计数顺序为7、8、9进位，0、1、2…。图(b)表示预制置后T217按减法计数时的波形图，其计数时序为5、4、3、2、1、0、借位、9、8…。图中表明，对于同样的预置数，采用不同的计数方法，获得分频比也不同。

从图3.42(*a*)可知，其加法计数是按照“九读出法”预置的，也即按9的补数预置。

$$x = 9 - y \qquad (3.67)$$

式中y为所需分频，x为应预置数，x、y均为十进制法。实际上，从图中也可以看出，此时进入第3个脉冲时，分频器成为“1001”状态，当第3个脉冲结束时，C_r就输出一个脉冲，因此它是3分频电路。当第4个脉冲上升沿作用后，分频器成为“0000”状态，而没有回到“0110”状态，因此为了使计数过程周期性地进行下去，还必须采取必要措施，以帮助计数器回到“0110”初始预置状态，使分频器仍按3分频工作。图3.43(*a*)就是其一例。它是利用C_r输出端与L_d端直接相连，于是当C_r输出一负脉冲时，这一输出脉冲即将L_d置“0”，因此使分频器回到预置状态，即“0110”状态。

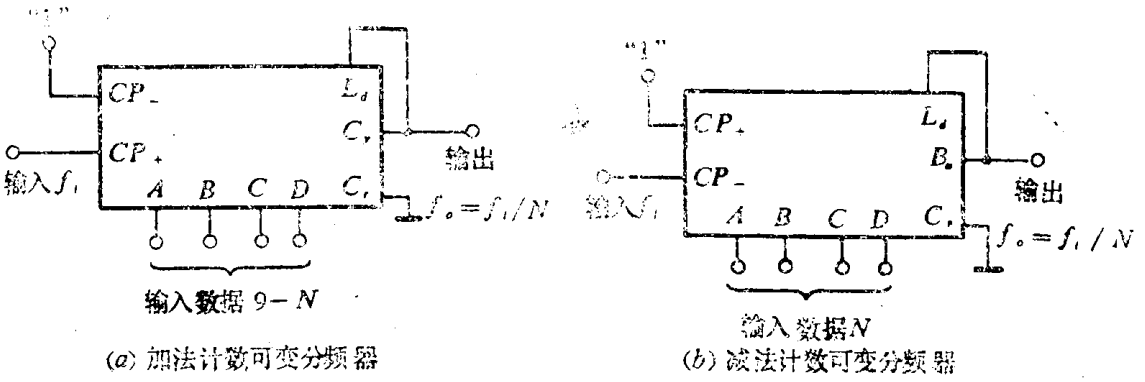


图3.43 由T217组成的可变分频器

从图3.42(*b*)可知，其预置数与实际分频数完全一致。其减法计数是按照十读出法，即

$$x = 10 - y \qquad (3.68)$$

式中y是分频比，x是预置数。

它与“九读出法”分频器不同，“十读出法”分频器是以十状态（即“0000”状态）为读出状态，也即当分频器处于“0000”状态时，才从B_r输出一个脉冲。从图3.39中还可以看到，当分频6时，应预置CP_-的正码是10－6＝4的数。从其功能表可知，此时应为“0110”状态，这恰好是CP_+的正码6的数，这给预置带来很大的方便，A、B、C、D端不再需要一套正码到预置码的转换装置，只需直接预置正码，正码数就是要分频的数。图3.43(*b*)就是这种减法计数可变分频器例。

（5）实际电路例

图3.44是ZGY-86FM-100FM立体声发射机所采用的，由T217组成的可变分频器。其实质上是作减法计数时级联工作情况，其分频器的工作过程可参照表3.2来说明。

当输入端进入脉冲后，分频器开始计数，当输出端输出一个脉冲时，输入端所进入的脉冲总数即为程序分频器的分频比。

假定总分频比为1025。当输入端进入5个脉冲后，IC_1呈现为“0000”状态，而B_r送出一个负脉冲，该脉冲的上升沿对IC_2起作用。只要IC_1的L_d不出现置“0”信号脉冲，那它就一直是一个以“0000”为初始状态的固定除十分频器，如图3.45(*a*)所示。

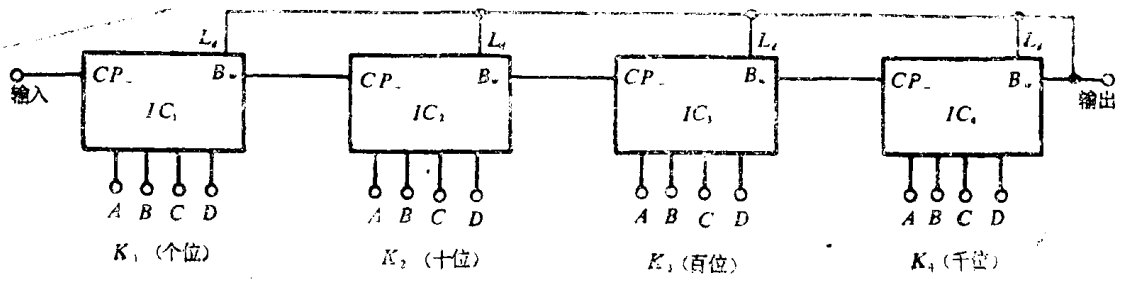


图3.44 全“0”判别十进级联可变分频器

当IC_2输入端进入3个负脉冲（相当于程序分频器输入端总共进入5＋2×10＝25个脉冲）后，IC_2的B_w输出一个负脉冲。请参照图3.45(b)所示。

由于IC_3的A、B、C、D端处于全“0000”状态，所以一当IC_2输出一个负脉冲，IC_3也随之输出一个负脉冲，并同时使IC_3以“0000”为初始状态的固定除十分频器。如图3.45(c)所示。

当IC_4输入端进入2个负脉冲（相当于程序分频器进入5＋2×10＋1×1000＝1025个脉冲)后，IC_4的B_w输出一个负脉冲如图3.45(d)所示，该负脉冲同时送到IC_1、IC_2、IC_3、IC_4的L_d端，于是程序分频器又回到预置状态。

表3.2 程序分频器计数过程表

	IC₁					IC₂					IC₃					IC₄				
分频比	5					2					0					1				
预置数	5					2					0					1				
触发器和门	Q_D	Q_C	Q_B	Q_A	B_W	Q_D	Q_C	Q_B	Q_A	B_W	Q_D	Q_C	Q_B	Q_A	B_W	Q_D	Q_C	Q_B	Q_A	B_W(out)
输入初始状态	0	1	0	1	1	0	0	1	0	1	0	0	0	0	1	0	0	0	1	1
5	0	0	0	0	↓	0	0	1	0	1	0	0	0	0	1	0	0	0	1	1
5＋2×10	0	0	0	0	↓	0	0	0	0	↓	0	0	0	0	↓	0	0	0	1	1
5+2×10+1×1000	0	0	0	0	↓	0	0	0	0	↓	0	0	0	0	↓	0	0	0	0	↓

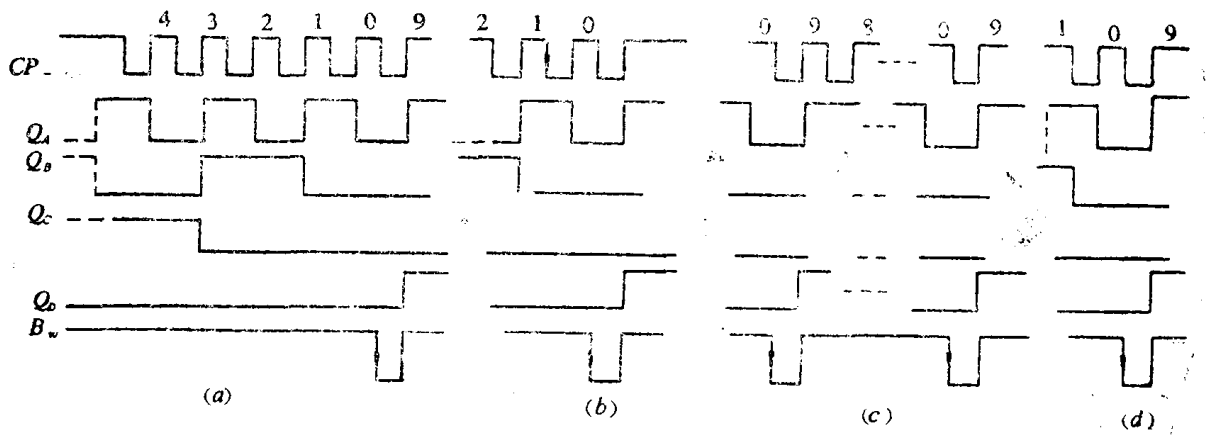


图3.45 程序分频器计数过程图

2．前置分频器[10][15]

由于一般TTL电路和CMOS电路的最高工作频率均低于25MHz，因此对于调频广播频段来说，必须采用前置分频器。目前一般前置分频器可有两种形式，一是采用高速开关电路—ECL电路即发射极耦合逻辑集成电路（emitter coupled logic IC）；二是采用触发器电路，为满足超高频要求而利用图3.46所示的高速斯密特触发电路。晶体管采用高频晶体管，二极管也应用高速开关二极管，这种分频电路的工作频率可高达500MHz[18]以上。本节主要讲述前者。

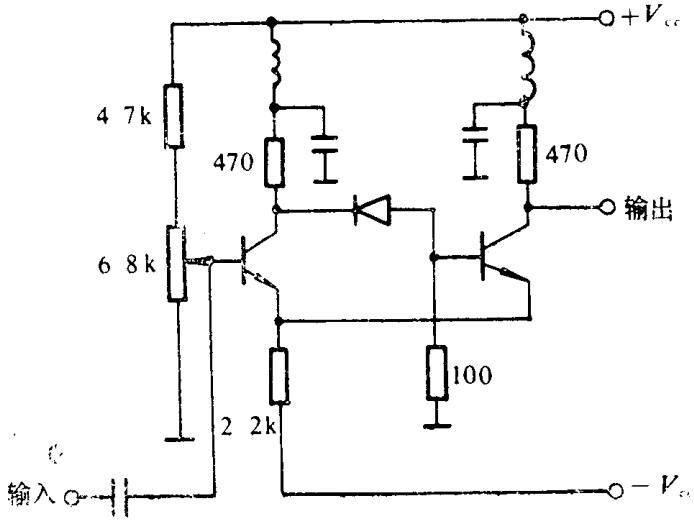


图3.46 高速施密特触发电路

（1）双模数前置分频器—CE12012

CE12012是一个高速前置分频器，其典型工作频率为200MHz，具有÷11/10、÷6/5、÷2及ECL⇋TTL电平转换等多种功能，而且能在+5V或-5V电源电压下工作，因而在数学频率合成中得到广泛应用。

图3.47是这种集成电路的电原理图，图3.48为其外引线功能端，图3.49为ECL—TTL

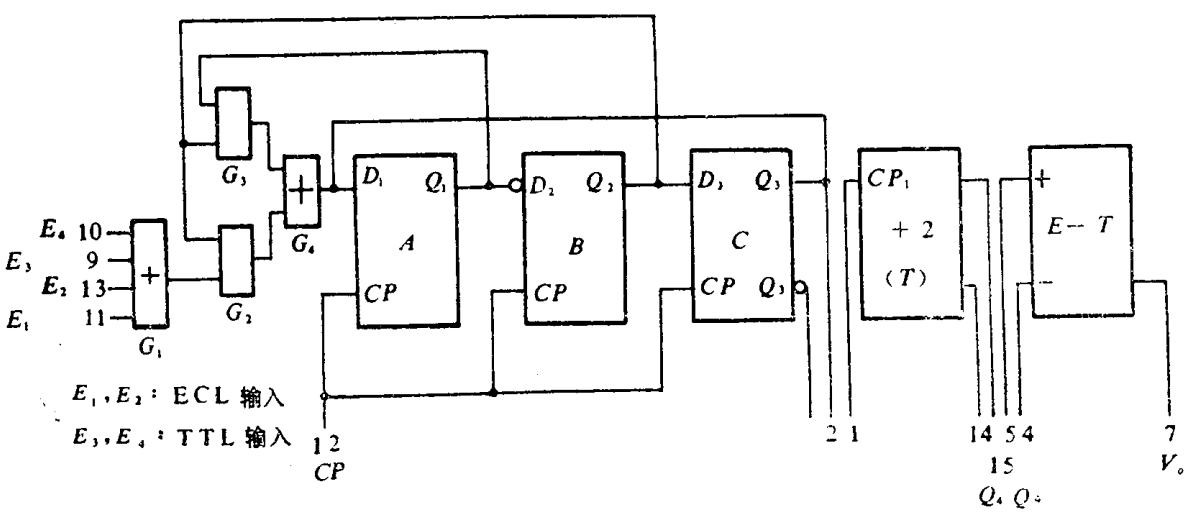


图3.47 CE12012双模数前置分频器的原理图

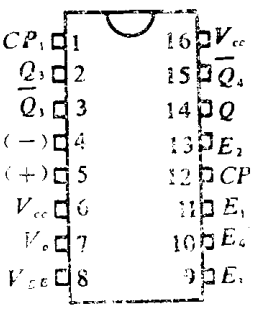


图3.48 CE12012双模数前置分频器的外引线功能端排列图

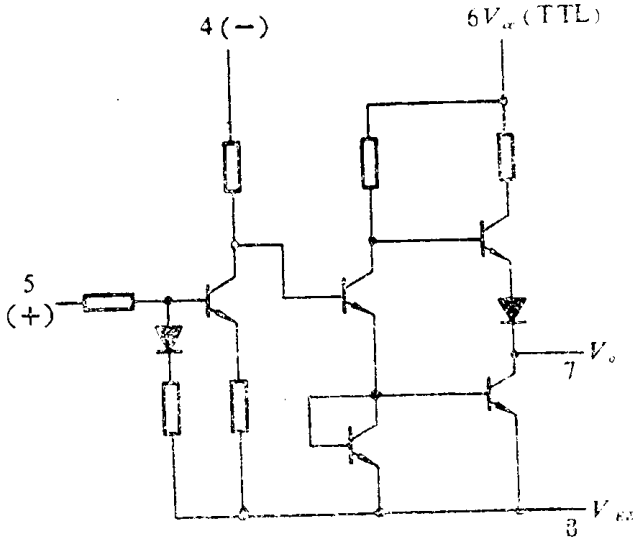
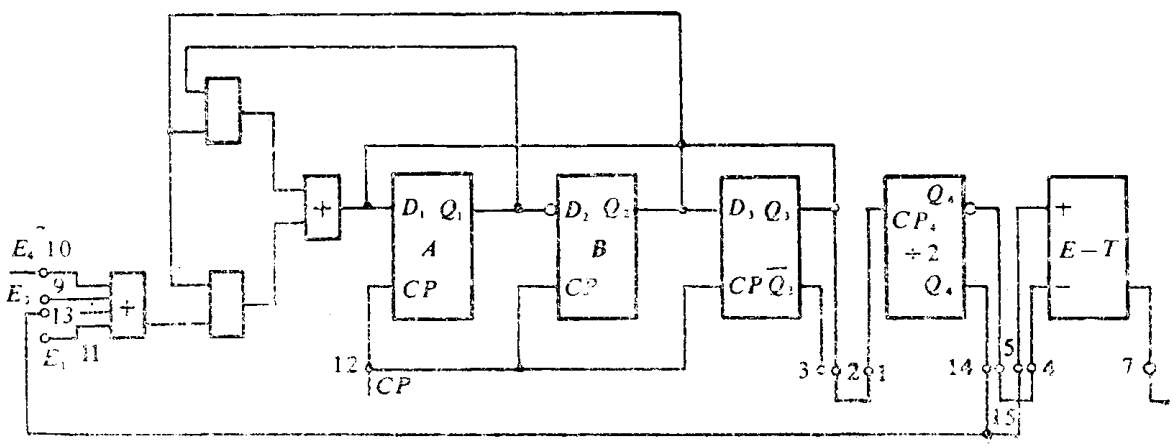


图3.49 CE12012中的ECL—TTL电平转换器

电平转换器。从图中可知，该分频器由÷5/÷6，÷2和ECL-TTL电平转换器三个功能单元组成。其中÷5/÷6分频器是由三个D型触发器及其控制门构成；÷2电路是将另一个D型触发器中的$\overline{Q}$和D端相连而成，也就是T型触发器。

图3.50是÷10/÷11的实际电路例，图中CE12012的CP端和整形器之间采用传输线连接，并用两个电阻（180、110Ω）作为负载，以期获得正确的ECL电平和低阻终端负载（70Ω）。



(a) ÷10/÷11原理图

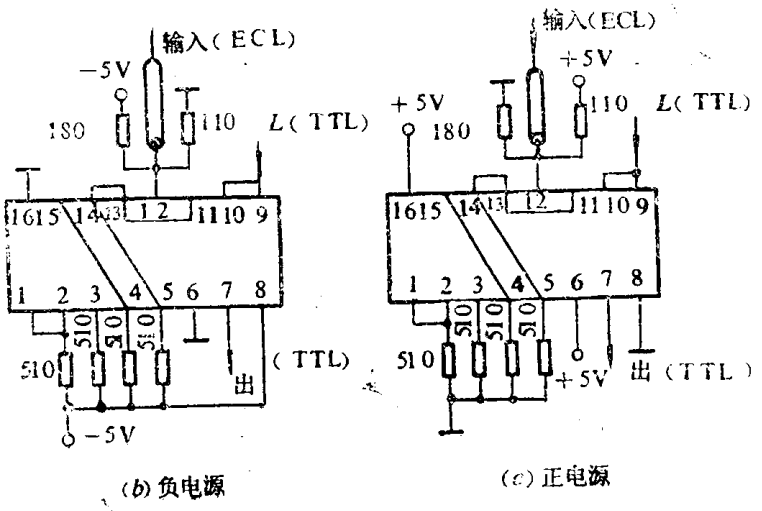


图3.50 ÷10/÷11实际电路例

（2）使用中应注意的几点

1）触发器C与触发器D（÷2）之间的连线应外接下拉电阻。例如使用负电源时接510Ω/—5V，使用正电源时接510Ω/oV如图3.50(b)所示。

2）如果E_3或E_4不用，应保证相应端（即9或10端）处于低电平。若其中有一个是悬空的，那将导致双模数前置分频器CE12012只能按低模数工作，也即在÷10/÷11电路中，只能÷10而不能÷11。这是由TTL控制信号端E_3和E_4的结构所致（如图3.51）。

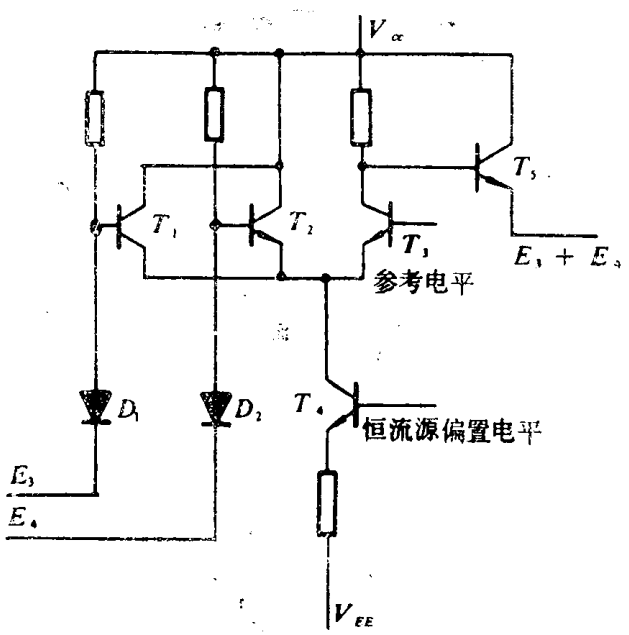


图3.51 E_3和E_4控制端输入门

图3.51示出E_3和E_4输入分别经二极管作电平偏移后加到差分放大器输入管T_1和T_2的，而T_1、T_2管基极上设有上拉电阻，也即当E_3或E_4悬空时（不加控制信号），T_1或T_3基极电

位仅略低于V_{cc}，这就相当于始终连接高电平。本来E_1～E_2输入端中只要有一个处于“H”状态，“或门”就被启通，CE12012就接低模数工作，不管其它输入端如何，电路的工作模都不会改变。此点在使用时应予以重视。

3）电源应良好的高频和低频滤波，并采用大面积接地。

到现在为止，我们简述了FM激励器中的主要电路—PLL，其中比较详尽地分析了VCO—频率调制器、鉴相器、分频器(包括前置分频器)和低通滤波器等。但作为一个完整的调频激励器而言，除了上述电路和高频功放，音频放大电路之外，还有许多辅助电路，例如锁定指示电路，失锁告警电路，快速捕获电路等等，在此不再一一叙述，感兴趣的读者可参阅浙江省广播科研所研制的ZGY—86FM—100W全固态调频立体声广播发射机使用说明书。

3.5 锁相环对频率调制器性能的影响[5][10][17]

一般说来，频率调制器的主要性能有：

1．非线性失真；

2．噪声；

3．低频端调制特性（立体声分离度）；

4．载频稳定度。

在上述4点之中，除第一点外，其余3点都与PLL的性能十分密切。

3.5.1 非线性失真

在3.1节中，我们初步分析了变容二极管完全接入时的非线性失真情况。很显然，频率调制器的非线性失真除了与变容二极管的电容变化指数γ密切相关外，还有其它一些可变因素。其中以调制指数m的影响最大，在某种程度上说，并不亚于γ的影响。

理论分析表明，K_f与m成正比，因而从式(3.6)可知，加大U_Q，减少U_Q都可以使m变小。从而使K_f变小，不过此时频偏Δf也随之变小，但在实际FM调制器中，并不需要很大的频偏。但由于U_Q的选择不仅与γ有关，而且与C_j～U曲线中的线性有关。为此常常在VCO的振荡回路中，一只变容二极管作“调制”用，另一只变容二极管作“锁相”用，从而可以独立地选取和方便地调节“调制”变容管的直流偏压，使非线性失真最小，这是锁相环频率调制器的一个优点。

3.5.2 噪声特性

一般，具有PLL的频率调制器的噪声主要有两部分组成：即VCO的噪声和PLL噪声。

一、VCO的噪声特性

由于VCO电路是由放大电路加正反馈电路组成的，所以其具有如下的关系式：

$$S_{\varphi vco}(f)=S_{\varphi amp}(f)\left(1+\frac{f_o^2}{4Q^2\Delta f^2}\right) \qquad (3.64)$$

式中f_o为振荡频率；

Q为振荡回路的有载Q值；

Δf为偏离主频的频偏值；

$S_{\varphi vco}(f)$是振荡器本身的随机噪声功率谱密度；

$S_{\varphi amp}(f)$是放大器的随机噪声功率谱密度。

振荡器的噪声可分为二部分：

1．闪变噪声（即f^{-1}噪声） 这是由放大电路中的f^{-1}噪声与振荡主频通过混频效应搬移到近旁频的噪声，即f^{-1}噪声与式（3.44）中的$f_o^2/4Q\Delta f^2$的乘积项。可知它是与f的三次方成反比的，因此以每倍频程9dB下降。

2．干扰噪声 这是由放大器本身的热噪声与振荡主频引起的混频效应产生的。它呈调频白噪声的性质，即它的$S_\varphi(f)$与f的平方呈反比。因此，以每倍频程6dB下降。

3．附加噪声 当上述两项噪声迅速下降，$f_o^2/4Q^2\Delta f^2 \ll 1$时，放大器的$4KTFR_i$热噪声就显露出来了。

从上述分析可见，其$S_{\varphi VCO}(f)$均与放大器的噪声特性相关，因此要求VCO电路中的放大器必须是低噪声放大器。同时从式（3.44）中还可以看出：增大振荡回路的Q值同样可以降低VCO的噪声功率谱密度。

二、PLL噪声特性

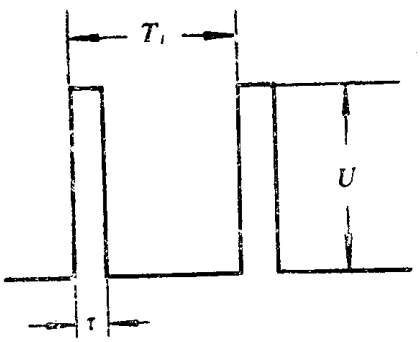


图3.52 鉴相器漏泄脉冲

PLL噪声特性是指环路内部的新增相位噪声以及干扰信号进入环路后所产生的新增相位噪声，但由于PLL是一个非线性系统，要完整地分析和讨论看来非常困难。

环路锁定以后，在鉴相器的输出信号中还或多或少地存在着一些有害分量，它对VCO产生寄生调频而形成新增相位噪声。这些有害成份一般为鉴相器的漏泄分量，其中最大的为f_i频率分量。对于取样或开关式鉴相器则会有重复频率f_i的脉冲漏泄，一般这个漏泄脉冲如图3.52所示。

根据傅里叶级数，可得基波分量U_{dm1}为

$$U_{dm1}=\frac{2U\tau}{T_i}\left|\frac{\sin\pi\tau/T_i}{\pi\tau/T_i}\right|$$

当$\tau/T_i \ll 1$时，$\left|\frac{\sin\pi\tau/T_i}{\pi\tau/T_i}\right| \approx 1$ 则

$$U_{dm1}=2U\cdot\tau/T_i \qquad (3.70)$$

该漏泄分量加到VCO而造成的频偏为：

$$\Delta\omega=U_{dm1}\cdot K_o\cdot\frac{\tau_2}{\tau_1} \qquad (3.71)$$

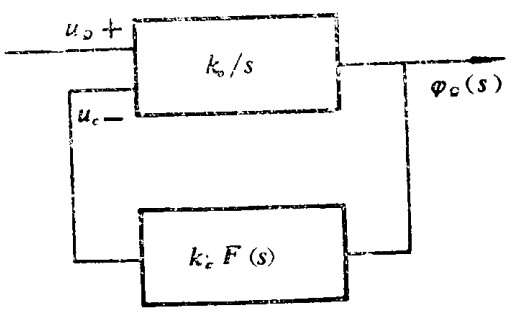


图3.53 加入调制信号U_Ω时的PLL示意图

由此而产生的边频分量对于主频来说都是一种干扰或噪声分量，所以U与τ_2越小，τ_1越大，边带抑制也越好。

另外，对于分频器内部噪声来说，主要是触发噪声。这种噪声具有很宽的频谱范围，但

绝大部分为白噪声。减少这种噪声的有效途径是采用选通方案，即其最后输出脉冲只经过一级数字单元，例如T217组成的分频电路，这可以大大减少触发噪声的影响，其二是降低环路中低通滤波器的截止频率，这也可以大幅度降低这种触发噪声的影响。

3.5.3 低频端调制特性（立体声分离度）

图3.52所示方框图为加入调制信号$U_\Omega(S)$时的PLL示意图。图中φ_i认为是0，$\varphi_\Omega(S)$为包括调制分量在内的相位。

从图中可以看出

$$\left.\begin{aligned}&[U_\Omega(S)-Uc]K_o/S=\varphi_\Omega(S)\\&Uc=\varphi_\Omega(S)\cdot K_cF(S)\end{aligned}\right\}\qquad(3.72)$$

可解出 $\varphi_\Omega(s)=\left[\frac{K_o}{S+K_oK_cF(S)}\right]U_\Omega(S)$

$$=[1-H(S)]\frac{K_o}{S}U_\Omega(S)\qquad(3.73)$$

于是 $\Delta\omega(S)=[1-H(S)]\cdot K_o\cdot U_\Omega(S)\qquad(3.74)$

将上式中的$H(S)$代以式（3—55）所示的高增益二阶环的闭环传递函数，则有

$$\Delta\omega(S)=\frac{K_oS^2}{S^2+2\zeta\omega_nS+\omega_n^2}\cdot U_\Omega(S)\qquad(3.75)$$

$$\left|\frac{\Delta\omega(i\Omega)}{U_\Omega(i\Omega)}\right|=\frac{K_o\cdot\frac{\Omega^2}{\omega_n^2}}{\sqrt{\left(1-\frac{\Omega^2}{\omega_n^2}\right)^2+\left(2\zeta\frac{\Omega}{\omega_n}\right)^2}}\qquad(3.76)$$

根据式（3.76）绘出$|\Delta\omega(j\Omega)/U_\Omega(j\Omega)|$与$\Omega/\omega_n$之间的关系曲线，即调制特性的幅频特性曲线如图3.54所示。

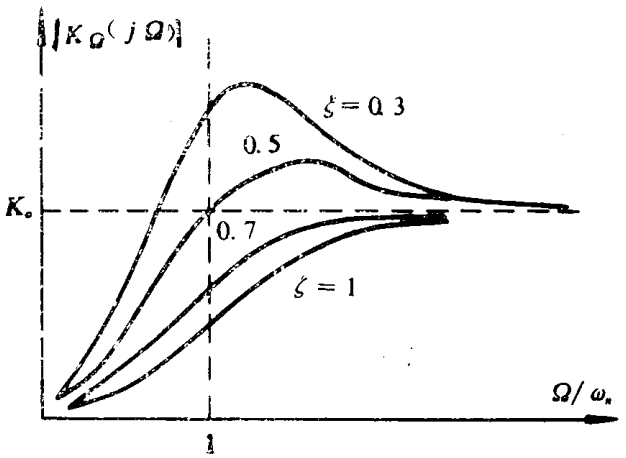


图3.54 PLL对U_Ω幅频特性的影响

从式(3.75)还可求出其相位特性Q_Ω为

$$\theta_\Omega(\Omega)=\pi-\mathrm{tg}^{-1}\frac{2\zeta\frac{\Omega}{\omega_n}}{1-\left(\frac{\Omega}{\omega_n}\right)^2}\qquad(3.77)$$

从图3.54中可以了解到：调频激励器的调制特性在低频端具有下降特性，也即在$\Omega<\omega_n$范围内Ω越小，其幅值也越小，从而在立体声广播时，使（$L+R$）信号的相位特性变坏，于是对左右分离度产生较大影响。

在实际电路中，不仅还有$\frac{1}{N}$分频电路，而且其低通滤波器往往采用RC比例积分滤波

器，其传递函数如式（3.54）所示，因此$\Delta\omega(S)$如下式所示：

$$\Delta\omega(S)=\frac{K_o(S^2+\frac{\omega_n^2}{K_L}\cdot S)}{S^2+2\zeta\omega_n\cdot S+\omega_n^2}\cdot U_\Omega(S) \qquad (3.78)$$

式中$\omega_n=\sqrt{K_L\cdot a}$　　$a=\frac{1}{\tau_1+\tau_2}$

$$\zeta=\frac{1}{2\omega_n}\cdot\left(a+\frac{K_L\cdot a}{b}\right) \qquad b=\frac{1}{\tau_2}$$

$$K=\frac{K_o K_c}{N}$$

从式（3.78）可求得求得相位特性Q_Ω为：

$$tg\theta_\Omega=\frac{\left(2\zeta-\frac{\omega_n}{K_L}\right)\frac{\omega_n}{\Omega}+\frac{\omega_n}{K}\left(\frac{\omega_n}{\Omega}\right)^2}{1-\left(1-2\zeta\frac{\omega_n}{K}\right)\left(\frac{\omega_n}{\Omega}\right)^2} \qquad (3.79)$$

当没有接收滤波器时，由于$\omega_n=K_L$，$\zeta=1$，所以此时的θ_1可用下式来表示：

$$\theta_1=tg^{-1}\frac{K}{\Omega} \qquad (3.80)$$

图3.55所示曲线分别为θ_Ω、θ_1特性曲线。从图中可知，以ω_n为界，在高于它的频率中，由于插入滤波器而改善了相位特性，但在低于ω_n频率中，恰恰相反，相移反而增加了。因此为了使滤波器的滤波效果十分明显，就应兼顾Ω和PLL截止效率，且固有谐振频率ω_n应足够小，即应满足：

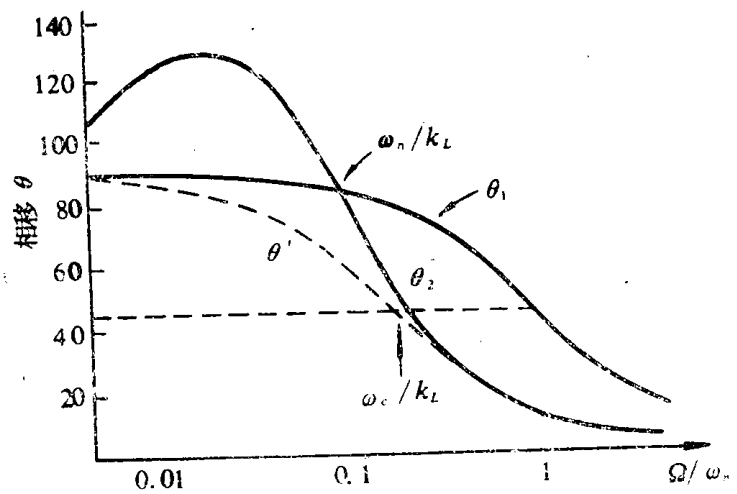


图3.55 相频特性（$\zeta=1$　$\frac{\omega_n}{K}=0.1$场合）

$$\omega_n\ll\Omega \qquad \omega_n\ll K \qquad (3.81)$$

在满足上述条件后，式（3.79）可改写成：

$$\left.\begin{aligned} \mathrm{tg}\theta' &= \frac{\omega_c}{\Omega} \\ \omega_c &= \left(2\zeta - \frac{\omega_n}{K_L}\right)\omega_n = K\frac{a}{b} \end{aligned}\right\} \quad (3.82)$$

ω_c为接有滤波器时的等效截止频率。

又在满足式（3.81）条件后，式（3.78）中的阻尼系数

$$\zeta \approx \frac{\omega_c}{\omega_n} = \sqrt{Ka}/2b \quad (3.83)$$

从第二章的分析中可知，立体声广播的左右分离度S_e〔dB〕为

$$S_e = 20\lg\left(\frac{1+2x\cos\theta+x^2}{1-2x\cos\theta+x^2}\right)^{\frac{1}{2}} \quad (3.83)$$

式中x=主、副信道振幅比；

θ'=主、副信道相位差。

所以当（假设）主副信道振幅相等（即$x=1$）时，为了确保$S_e>40$dB，则θ'应满足下式：

$$\theta' \leqslant 0.2\text{（弧度）} \quad (=11.46^\circ)$$

于是由式（3.82）可知，f_c应为

$$f_c \leqslant 0.02 f_l \quad (3.84)$$

式中f_l为Ω_l的最低频率。

由式（3.32）和式（3.60）可知，其同步带$2\Delta\omega_H$为

$$2|\Delta\omega_H| = 2\pi K_c \cdot K_o = 2\pi K \cdot N \quad (3.85)$$

作为一例，设同步带为500kHz，设计一滤波器，要求对于50Hz调制频率来说，相位特性应在0.2弧度内。

其滤波器的截止频率$f_c \leqslant 1$ Hz，若$N=10^4$则

$$K = \frac{2|\Delta\omega_H|}{2\pi N} = \frac{500\times10^3}{2\pi\cdot10^4} = \frac{25}{\pi} \text{ Hz}$$

令$\zeta=1$，则

$$b = 2\pi\times\frac{1}{4} = 1.57 \text{ Hz}$$

$$a = 2\pi\times\frac{2\pi\times\pi}{100} = 1.24 \text{ Hz}$$

令$C=100\mu$F，则$R_2=(bc)^{-1}=6.4$ kΩ

$$R_1 = 8.1 - 6.4 = 1.7 \text{ kΩ}$$

其例如图3.56所示。

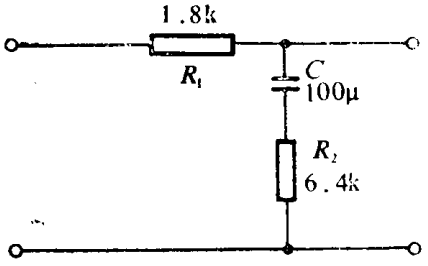


图3.56 RC滤波器

从上述分析可知，为了保证低端分离度能满足指标要求，就应使K越小越好，也即N越大越好，于是其脉冲分量消除就更困难了。还有一种办法是使a小，越小越好，例如在上例中，我们取$N=10^3$，则$a=0.124$Hz，$R_1=75$kΩ，

但此时，同步带仅为50kHz。在实际电路中几种因素都是互相牵制的，所以应权衡利弊，难易程度而选择一种既符合实际情况又能满足要求的电路，这就是设计者的任务。

在ZGY—86FM—100W机中，采用了双管齐下的办法，即既使K小，又使a也小，而同步带在捕捉采用变带宽法的辅助捕捉法，具体电路如图3.57所示。它采用了两级低道滤波器，以满足滤除脉冲泄漏分量的要求，同时又使f_c更低。

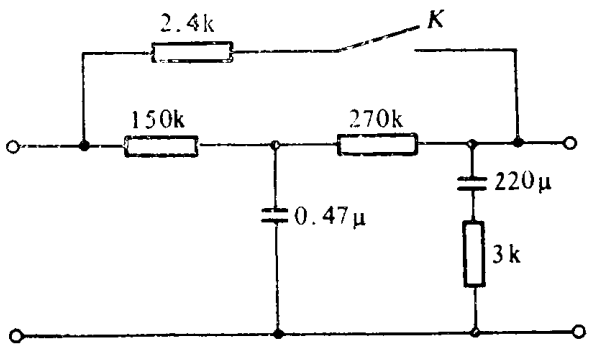


图3.57 实际低通滤波器

3.5.4 频率稳定度

由于我们所使用的鉴相器既具有鉴相功能，又具备鉴频功能，所以在正常情况下，频率调制器的载频稳定度与标准参考晶体频率稳定度一致。在ZGY—86FM—100W机中，是采用恒温式中温度晶体振荡器作为标准频率源，其稳定度可达10^{-7}。但问题在于为了满足低端分离度的要求，其同步范围又可能满足不了主振频率可能引起的变化范围（例如：启动特性，温度特性，长期变化特性等），所以频率调制器的主振回路又必要进行一些补偿和加固。

到现在为止，我们简单地分析了FM激励器中一些常用电路，特别对广播系统不太熟悉的PLL进行了较详细地分析。正如在本章一开头我们所叙述那样：FM激励器是FM立体声广播发射机的心脏，所以无论是研制生产部门，还是使用部门对此都给予足够的重视。

3.6 实际调频激励器电路例

图3.58是ZGY—86FM—100W调频立体声发射机的激励器部分原理图。从图中可以看出，它由四部分电路组成。

一是音频处理电路。这部分电路主要是对音频信号，复合立体声信号或辅助信号等进行必要的处理，以满足调制的需要。它由两块集成电路FC—92组成，IC_1既将平衡音频信号变换成不平衡，又对音频信号作适量放大。而IC_2主要是用来复合外加辅助信号或直接放大由外接立体声编码器送来的复合信号。

二是频率合成部分，这部分是稳定载频的关键电路。在ZGY—86FM—100W中，它由分频器、鉴相器、振荡器及低通滤波器等部件所组成，同时为了直观起见。在这种发射机还

加装了频率指示器（用数码直接显示）。鉴相器输出电平通过低频滤波器加到调制器，这个滤波器的时间常数不仅与整机分离度指标有关，而且与其捕捉特性密切相关，所以应对其引起足够的注意。

三是频率调制器电路。这部分电路在设计时吸收了日本NEC HPA—4536B的部分电路原理，整个电路调试较方便。同时考虑到*SN*的要求，其振荡管采用超高频低噪声管3DG142C。

四是功率放大器部分。这部分电路留待下一章介绍，其主要功能是将频率调制器送来的调频信号放大至1W去推动100W功率放大器。

目前这种激励器主要技术指标可达到：

频率范围：87～108MHz，连续可调（间隔100kHz）

谐波失真：75kHz频偏　　1.0%

100kHz频偏　　2.0%

（40～15000Hz）

信 噪 比：≥65 dB（1kHz100%调制）

频率响应：40～15000 Hz：＜±0.8dB

左右信号分离度：40～15000 Hz：＞38dB

载频允许偏差：＜1000 Hz

3.7 异步Δ-Σ调频技术[22][23]

澳大利亚的C.J.基克特早在七十年代中期就提出了一种新的调频方法——异步Δ—Σ调频（asynchronous delts sigma modulation）方法。据介绍，这种新的调频方法有很多优点：频偏大，失真小，信噪比高等等。它与目前调频广播中常用的阿姆斯特朗调制器或变容二极管LC调制器及其变形电路有很大的不同。本节就其基本特点加以介绍。

3.7.1 异步Δ-Σ调制

这是一种脉冲调制方法，是从Δ调制演变来的，Δ调制（delta modulation）又称增量调制。它是对输入信号相隔一定重复周期的瞬时值的增量进行量化、编码，它用一位二进制码来表示信号的增量。其工作原理如图3.59(*a*)，各点波形如图3.59(*b*)所示。比较器在时钟脉冲来到动作，当误差信号$\varepsilon=\varepsilon_i-e_a>0$时，输出为“1”电平的脉冲，当$\varepsilon<0$时，输出为“−1”电平的脉冲。而误差信号ε则是由输入信号e_i和输出经积分后的信号e_i相减而得，因此代表输入信号的变化量，输出为“1”时表示信号在增长，输出“−1”时表示信号在降低，因此称为增量调制。

接收端只要把增量调制脉冲经过积分和低通滤波器就可解调出原信号来。

若时钟脉冲的周期为T，积分近似信号的增量为δ，则Δ调制输出信号可由下式表示：

$$e_a(nT)=\frac{e_i(nT)-e_a[(n-1)T]}{|e_i(nT)-e_a[(n-1)T]|} \qquad (3.86)$$

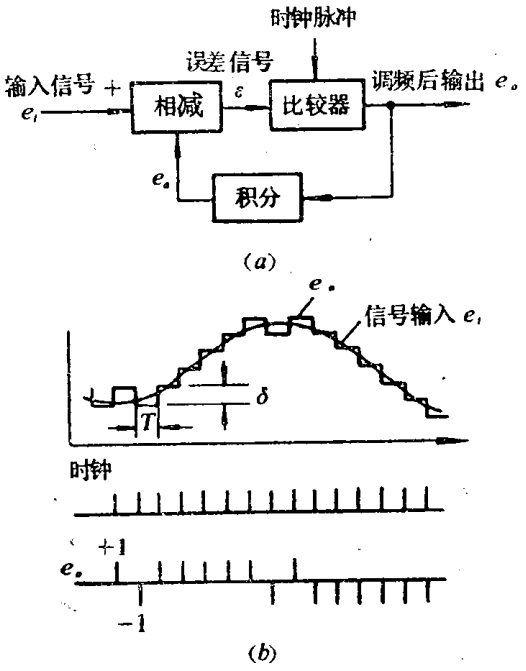


图3.59 Δ调制

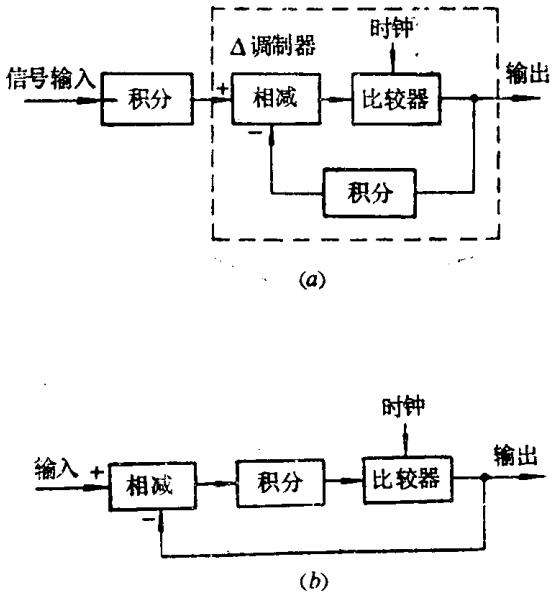


图3.60 Δ-Σ调制

而积分电路输出的近似信号$e_a(t)$为

$$e_a(nT)=e_i[(n-1)T]+\delta_{e0}(nT) \qquad (3.87)$$

由于Δ调制是把信号的增量进行取样、量化、调制的，可以看出，它是不能传送直流信号的。此外，模拟信号$e_a(t)$的上升时间受增量δ的限制，不可能很快上升，当输入信号变化很快时，$e_a(t)$的误差就大，而$e_a(t)$也就是接收端的解调信号。当输入正弦信号时，其最大斜率是与振幅及频率成正比的，为了防止斜率失真，输入信号应经一个降低高频分量的积分电路，如图3.60所示，这就是Δ-Σ调制（delta sigma modulation）。

由图可见，由于信号经过了积分，所以这种调制是可以传送直流信号的。

上述两种调制方式，都是由时钟脉冲的前沿来进行取样，因此称为同步式调制。如果不采用固定时间间隔取样，而用随机取样的办法，即当误差信号ξ达到增量δ（或−δ）时，才进行取样，这样可以进一步降低失真。由于这时取样周期是变化的，不再受时钟脉冲的控制，因此称为异步式调制。Δ-Σ调制中若采用异步式，则称为异步Δ-Σ调制(asynchronous delta sigma modulation)或简称ADSM。

图3.61为一种异步Δ-Σ调制方式，图3.61(*a*)为其框图，比较器的特性见图3.61(*b*)。当其输入信号（相当于图3.60(*a*)的误差信号ε）由低至高达到$+a$时，比较器输出由$-B$跳变为$+B$；当输入信号由高至低达到$-a$时，比较器输出从$+B$跳变到$-B$。各点的波形图示于图3.61(*c*)。

由图可见，当没有输入信号时积分电路输出信号的斜率分别为KB及$-KB$，此处

K为积分常数。则$T_1=\frac{2a}{KB}$，$T_2=\frac{2a}{KB}$，输出脉冲周期T_0为

$$T_0=\frac{4a}{KB} \tag{3.88}$$

当输入信号为A时，则积分器输出三角波的斜率分别为$K(B+A)$，及$-K(B-A)$。于是$T_1=\frac{2a}{K(B+A)}$，$T_2=\frac{2a}{K(B-A)}$，此输出脉冲周期T为

$$T=\frac{4aB}{K(B^2-A^2)} \tag{3.89}$$

比较器输出的平均电平为

$$\frac{T_2B-T_1B}{T}=B\left(\frac{T_2}{T}-\frac{T_1}{T}\right)=B\left(\frac{B+A}{2B}-\frac{B-A}{2B}\right)=A$$

即输入信号。可见，只要把比较器输出的脉冲经过一个低通滤波器就可以解调出原信号。但是，脉冲的频率f_c为

$$f_c=\frac{1}{T}=\frac{K(B^2-A^2)}{4aB} \tag{3.90}$$

它并不与输入信号A成线性关系，也就是说，它不是线性调频，因此把这电路作为调制器是不很方便的。为了使频率与输入信号幅度成线性关系，必须对电路加以改进。

由图3.61(c)可见，异步Δ-Σ调制比较器输出信号是一个脉冲宽度和周期都随输入信号变化的矩形波，矩形波的平均分量就是输入信号，这一点与脉宽调制很相像，但脉宽调制中脉冲的频率是固定不变的，而在异步Δ-Σ调制中频率也随信号而变化。

改进后的异步Δ-Σ调制电路如图3.62所示，图中的比较器是一个触发电路，当输入信号降至0电平时，比较器动作，输出一个触发脉冲，因此这脉冲就代表频率。同时这触发脉冲去触发一个单稳态电路，此单稳态时延为τ，它的输出在$-B$至$+B$之间变化。

当无信号输入时，积分器输出的斜率各为KB及$-KB$，输出脉冲的周期T_0为

$$T_0=2\tau \tag{3.91}$$

当输入信号为A时，积分器输出三角波的斜率各为$K(B+A)$及$-K(B-A)$，此三角波在时间τ内上升到$K(B+A)\tau$的高度，然后以$-K(B-A)$的斜率降到零，所需时间T_2为

$$T_2=\frac{K(B+A)\tau}{K(B-A)}=\frac{B+A}{B-A}\tau$$

则脉冲周期T为：

$$T=\tau+T_2=\frac{2B\tau}{B-A} \tag{3.92}$$

其频率f_c为

$$f_c=\frac{1}{T}=\frac{B-A}{2B\tau}=\frac{1}{2\tau}-\frac{A}{2B\tau} \tag{3.93}$$

可见，其频率f是与输入信号A成线性关系，因此这一电路本身就是一个调频调制器。当然，要求B和τ非常稳定。

另外，单稳态输出脉冲在一周期内的平均电平为

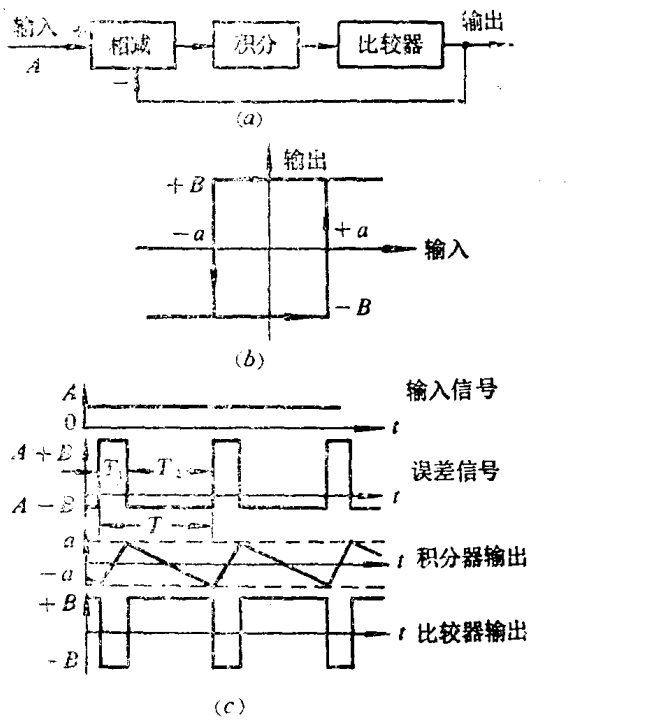


图3.61 异步Δ-Σ调制

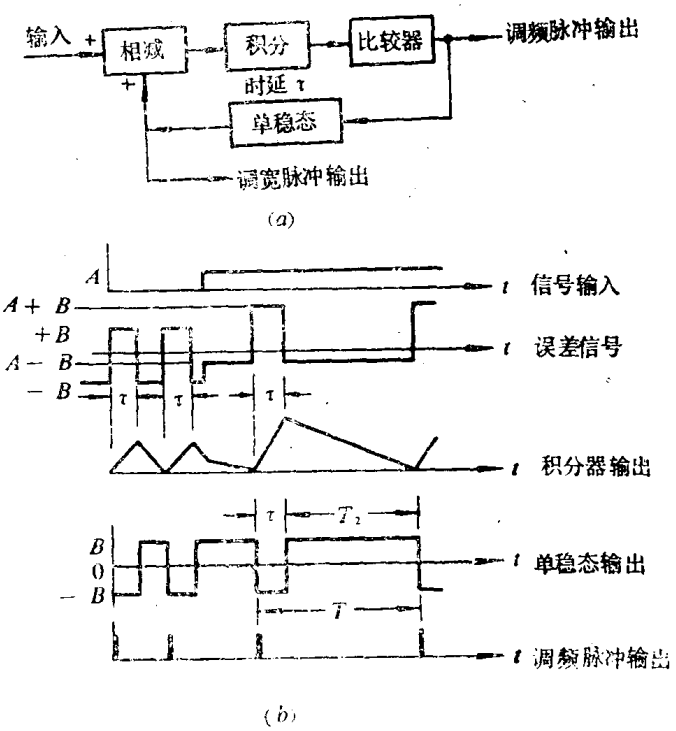


图3.62 另一种异步Δ-Σ调制器

$$\frac{BT_2-B\tau}{T}=B\left(\frac{T_2}{T}-\frac{\tau}{T}\right)=B\left(\frac{B+A}{2B}-\frac{B\ \ A}{2B}\right)=A$$

所以，这一电路单稳态输出的平均电平即输入信号，这一点与图3.61的电路有共同之点，而这一电路还兼有线性良好的调频性能。

3.7.2 异步Δ-Σ调频

如前所述，异步Δ-Σ调制器是使频率、占空比均随输入信号变化的调制系统，而且具有噪声低、对传输系统的线性要求不高，接收端解调容易等优点，所以用它来作为高质量频率调制器是有好处的。但是，有两个问题必须解决：

1．调制直线性问题，即输入电压与输出频率间的直线性必须非常好。

2．中心频率的稳定问题。

对于图3.62所示的异步Δ-Σ调制器，如果单稳态输出电平及脉冲宽度很稳定的话，则电压频率的直线性很好，在此用运算放大器作积分电路，CMOS逻辑门电路作比较器及单稳态，如图3.63所示。

为了使中心频率稳定，采用了锁相环路，图3.62所示电路中比较器输出是代表频率的脉

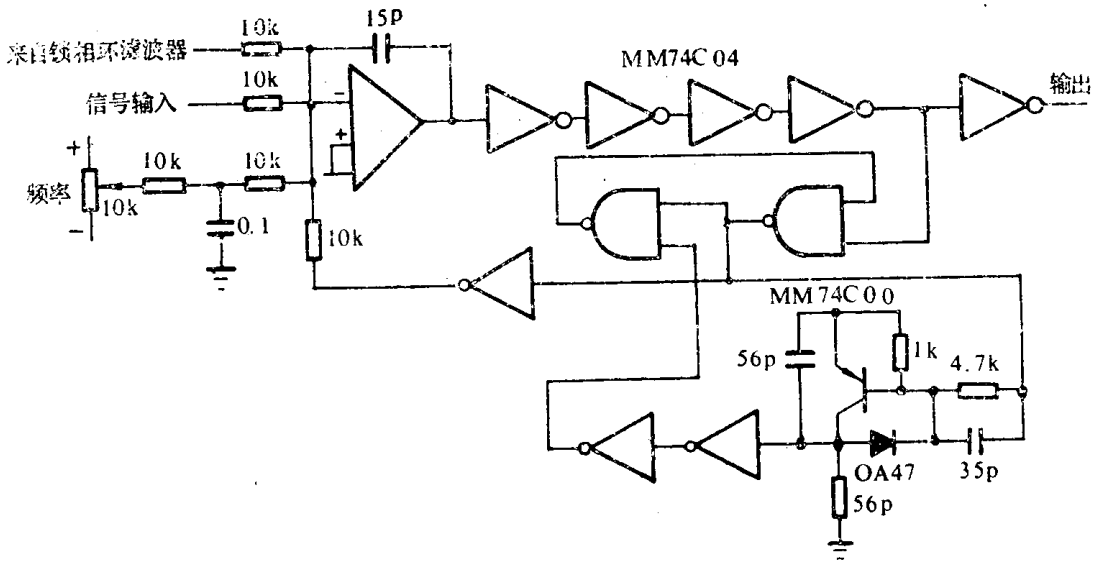


图3.63 采用运算放大器和CMOS逻辑门克路的异步Δ-Σ调制器

冲，可将它送到鉴相器及低通滤波器，经滤波后的误差信号，和输入信号一起加到异步Δ-Σ调制器的输入端，如图3.64所示。图中调制器的中心频率为1MHz，它与1MHz的晶振相锁定。当调频时，若音频最低频率30Hz时要求频偏75kHz，则调制输出的相位偏移达到2500rad，或接近于150000°。这么大的相移是一般鉴相器所不能适应的，一般鉴相器只能在90°的范围内工作，因此，采用分频办法，即将1MHz信号经$2^{12}=4096$次分频而得244Hz，于是相移也从150000°降至37°，锁相环的低通滤波器应使其通频带很低，以免干扰了信号，因音频最低频率取为30Hz，则低通滤波器通频带应在10Hz以下（为了降低失真及改善立体声声道分离度，已采用0.1Hz带宽的低通滤波器）。在这一锁相环路中，调制器输出经分频成244Hz，它的相位是

在变化的。如果这相位变化的信息经鉴相器又反馈到异步Δ-Σ调制器中，就将引起干扰。因此采用异或门或乘积电路来做鉴相器，例如用集成电路MC14046B或MC4044，它们是脉冲鉴相器，输出是很窄的脉冲，不能用一般的LM565。

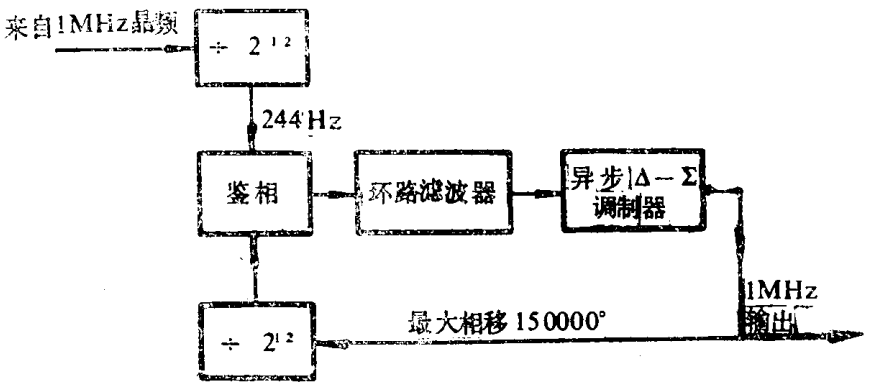


图3.64 与晶振锁定

由于此锁相环路频带极窄，因而不能用一般的低通滤波器，这里用了有源低通滤波器，它是由运算放大器构成的，其传递函数为：

$$H(S)=K_g\frac{S+\frac{\omega_n}{2}}{S(S+2\omega_n)}$$

式中K_g为有源滤波器的增益常数；

ω_n为锁相环路的固有频率。

$S=j\omega$。

因此这是一个三阶锁相环路。

这个电路具有以下特点：

(1) 硬件很简单且造价低；

(2) 线性极好。当工作频率为600kHz～1.5MHz时，对于理想的电压/频率特性的最大偏差估计小于最大频率的0.1%。因此，这电路接近于理想的电压-频率转换器。

(3) 此电路允许载波频率有很大的变化。图3.65所示电路的典型频率范围为直流8～1.MHz。

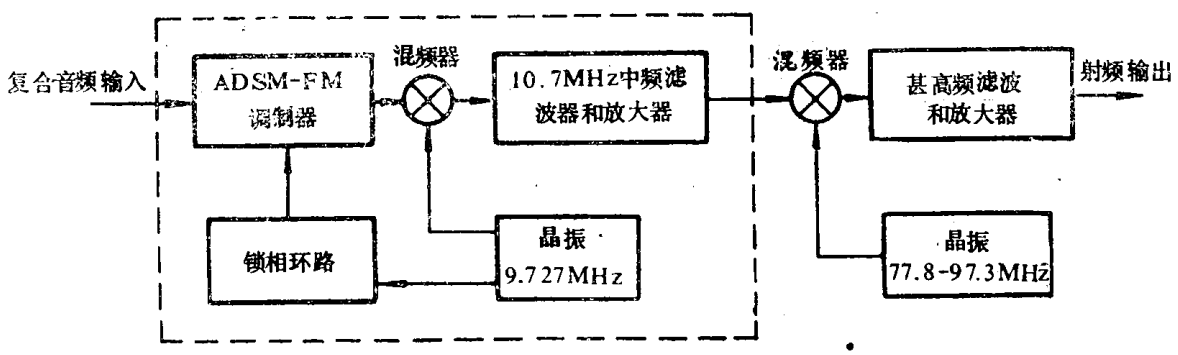


图3.65 调频调制器的方框图

(4) 电路的相位噪声相对来说较低。

这些特性说明它将有广泛的用途，如锁相环路中的压控振荡器、电压/频率转换器、磁带录象机中的频率调制器、频移键控调制解调器和调频发射机等。

据文献介绍，按上述电路做成的异步Δ-Σ调频可以达到下述指标：

(1) 最大频偏可达600kHz（中心频率为1MHz）。

(2) 音频带宽只受限于最大频偏。

(3) 当解调器音频带宽为100kHz时，测得寄生调频为10Hz，相当于75kHz频偏时信噪比77dB。当在20kHz带宽上测量时，可得信噪比为81dB。

(4) 输入信号1kHz，频偏100kHz时，失真为0.02%；若频偏为75kHz或50kHz时，失真为0.01%；若频率偏为7.5kHz时，谐波失真为0.007%。这失真可能是由于解调器中的有源LC滤波器所产生的。

如果经混频做成载频为101MHz的调频发射机，在75kHz频偏条件下，带宽50Hz至15kHz中的噪声及寄生调制，当有50μs去加重时，不计数时为－85dB，有计数时为－81dB。若没有去加重，则不计数时为－83dB，计数时为－76dB。

以上测试是用一架不计数调频噪声为－80dB的马可尼TF2300B型频偏仪进行的。测量表明，这种新的调频方法可以使频偏超过300kHz，而失真很小。

参 考 文 献

[1] 王保华、周志畅。调频无线电技术。上海科技出版社，1978

[2] 清华大学通信教研组编。高频电路（下册）。人民邮电出版社，1980

[3] 南工无线电系《电子线路》编写组编。电子线路(第四册)。人民教育出版社，1979

[4] 复旦大学物理系编。半导体线路。上海人民出版社，1972

[5] 郑燕治。频率合成。科学出版社，1982

[6] 森永隆广等著。FM読本。(日)オーム社，1979

[7] 柳沢健。PLL(位相同期ループ)应用回路。(日)组合电子出版社，1977

[8] Gupta S C. Phase-locked loop. IEEE J., Proc 1975; 63, 2：291

[9] 郑继禹、万心平、张厥盛。锁相环路——原理与应用。人民邮电出版社，1976

[10] 张有正、陈尚勤、周正中。频率合成技术。人民邮电出版社，1984

[11] 郑继禹、张厥盛、万心平。同步控制原理。国防工业出版社，1980

[12] 杨辰。锁相仪表。自人民邮电出版社，1979

[13] 徐志权。锁相环频率调制器。成都电讯工程学院学报 Vol15 1986，1

[14] 《中国集成电路大全》编写委员会编。TTL集成电路。国防工业出版社，1985

[15] 《中国集成电路大全》编写委员会编。ECL集成电路。国防工业出版社，1985

[16] StifflerJ. Frankle。High rpeed schmitt trigger. Electronic Engineering Vol 44 1972;534：19

[17] NHK技研所吉田武。FMステレオ送信机のAPC回路。テレビジョン Vol 18 1964，10：15～22

[18] 荻原洋一。FMステレオ送信装置。NHK技研月报 Vol 6 1963，10：531～540

[19] 日本放送协会编著。放送机(放送技术双书10)。日本放送协会出版，1983

[20] 虞星译。调频广播用发射机和接收机。国防工业出版社，1978

[21] 仇善忠、张冠百。锁相与频率合成技术。电子工业出版社，1986

[22] 马增令编译。异步Δ-Σ调频技术。广播与电视 1982，2：58

[23] 刘兆荣译。调频的新方法。广播与电视技术 1982，2：54

第 四 章

高频功率放大器

4.1 概　　述[1][2]

在调频广播发射机中，高频功率放大器主要是用来放大由激励器送来的已调波信号，使之达到额定输出功率后馈送到负载（发送天线）。

高频功率放大器主要由输入(级间)耦合回路，功放管和输出匹配回路所组成。其输入、输出匹配耦合回路大多采用半集总半分布式回路，而功放管不是电子管就是双极型晶体管或场效应晶体管。目前，国内1kW级以上的FM广播发射机大多采用一只或二只电子管作为功放管。这是由于晶体管功率较小，一般多用于300W以下的FM广播发射机。ZGY-86FM-100W FM广播发射机的末级功率放大器(100W)是由两只4s99所组成，而ZGY-86FM-100W-Ⅱ型是用一只大功率场效应管组成其末级功率放大器。在日本，全固态FM广播发射机的功率等级高达10kW甚至更高，但欧美似乎对除末级采用一只电子管外，其余均使用晶体管的混合型方式更感兴趣。但无论是电子管功率放大器还是晶体管功率放大器，其主要性能指标都是指功率增益，效率，带宽和谐波抑制度等。这几项指标往往是相互矛盾的，在设计功率放大器时，总是根据该放大器的特点，突出其中一些指标，然后兼顾另外一些指标。例如在调频广播发射机中，其激励器输出功率放大器是以输出功率和带宽为主要指标，而对100W级以上功率放大器则以效率，增益输出功率及谐波抑制度为设计时主要考虑的问题。

高频功率放大器的工作状态是依据其主要性能而定的，就调频广播发射机末级功放电路来说，输出功率，效率是主要性能之一。为此，一般均采用丙类工作状态，以提高其效率。

所谓丙类工作状态就是集电极（或板极）电流通角$\theta<90°$时的工作状态。

所谓效率，实质上是包括集电极（或板极）效率和输出匹配网络的传输效率两部分，但一般我们所指的放大器效率就是指集电极效率，用η来表示。

$$\eta=\frac{P_o}{P_{dc}}=\frac{P_{dc}-P_c}{P_{dc}} \tag{4.1}$$

式中P_o是高频输出功率；

P_{dc}是指电源供给的直流功率；

P_c为转换过程中消耗在集电极（或屏极）上的部分能量，即集电极耗散功率。

理论分析表明，为$\theta=70°$时，$\eta=86\%$，若进一步减小θ，虽然可以提高一些效率，但要在较小的θ时仍能保持较大的输出功率，则势必要求很大的激励功率，这也是θ不能过小的原因之一，所以为了兼顾效率和输出功率，一般θ取60～70°左右[7]。这将在后面的分析中得到证明。

在丙类工作状态中，晶体管的基射极（或电子管的栅阴）间必须加反向偏置电压，丙类偏置方法通常有四种形式，如图4.1所示。图(a)的缺点是需要另外一个电源，但电子管功率

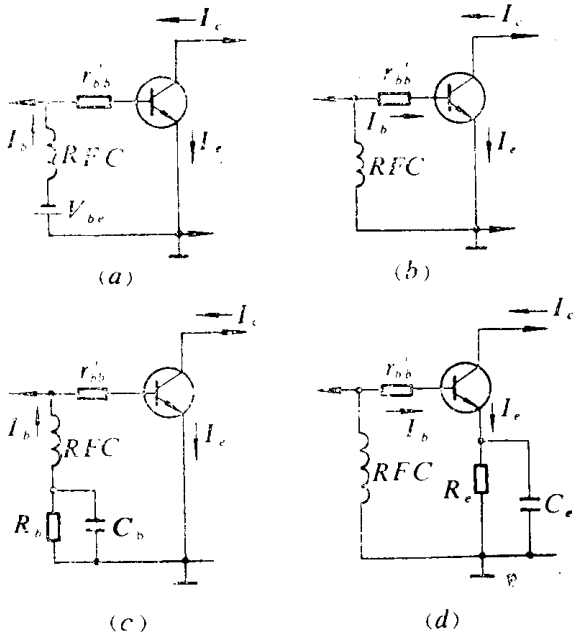


图4.1 丙类偏置方法

放大器常常采用这种偏置方法，这是由于电子管处于欠压工作状态时，其栅流很小，难以采用自给偏压电路。图(b)是利用直流基极电流流过扩展电阻r_{bb}'得到反偏压。图(c)是利用基极直流电流流过外接电阻R_b得到反向偏置。改变R_b值，就能改变偏压，但实际上，为了避免集射击穿电压BV_{CER}接近于BV_{CEO}，而致使R_b值不可能取得较大，图(b)是利用发射极电阻R_e产生自偏压。这种偏置方法虽有要求电源电压较高等缺点之外，它能改善管子温度特性。实际上，末级功放电路大多采用图(c)(b)的偏置方法。

由于调频广播频段为87～108MHz，其二次谐波全落入电视广播的Ⅲ频段，为此，其谐波抑制度对于调频广播发射机来说，是一个十分重要的指标。一般，在设计功率放大器时，是将谐波抑制度作为衡量放大器谐波滤除的指标，以分贝表示的谐被抑制度由下式决定：

$$a = 20\lg \frac{U_1}{U_2 + U_3 + \cdots} \qquad (4.2)$$

式中U_1为输出信号中基波分量的幅度；

U_2、U_3……输出信号中高次谐波的幅度。

实际上，在调频广播发射机中，除了提高功率放大器的谐波抑制度之外，还在其输出端插入抑制谐波用的低通滤波器，以满足整机谐波抑制的要求。

估计在今后较长的一般时间内，电子管仍将在大功率调频广播发射机中占据十分重要的位置，而且以往数以百计的发射机仍需进行维护，所以在本章中，我们将较为详尽地对电子管功率放大器加以分析和讨论。当然，作为发展趋势来看，全固态大功率调频广播发射机将随着晶体管单管输出功率的增大，可靠性的提高，成本的降低而进一步得到发展，为此本章

将重点分析晶体管功率放大器的实际电路以及电路设计的一些基本事项。最后将讨论宽频带功率放大，功率的分配与合成等一些越来越得到广泛应用的新技术。

4.2 高频功率放大器的基本原理和分析方法

图4.2是一种最简单的高频功率放大器电路图，其典型的工作波形如图4.3所示。从图中我们看到，集电极电流i_C虽然是脉冲状，包含很多的谐波，失真很大，但由于在集电极电路内采用的是并联谐振回路（或其它选频网络），如使这并联回路谐振于基频，那么对基频呈现很大的纯电阻性阻抗，而对谐波的阻抗则很小，可以看作是短路，因此，i_C通过并联谐振回路所产生的电位降u_C也几乎只含有基频。这样，虽然i_C失真很大，但由于谐振回路的滤波作用仍然能得到正弦波形的输出。

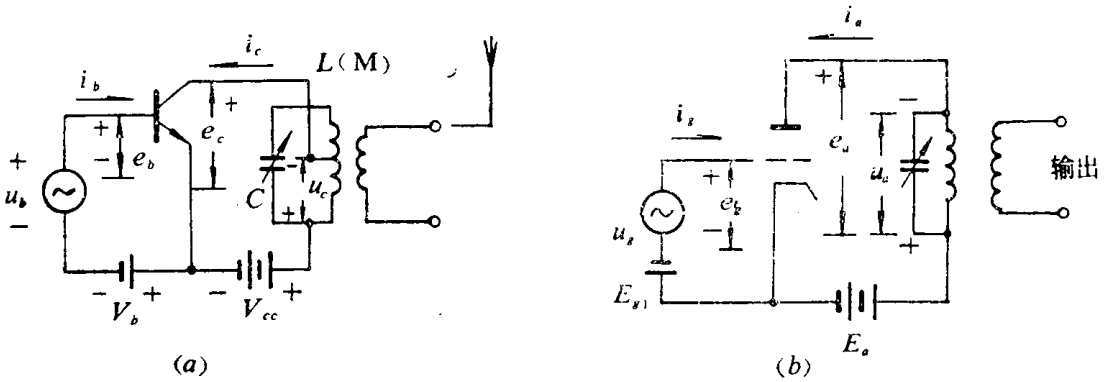
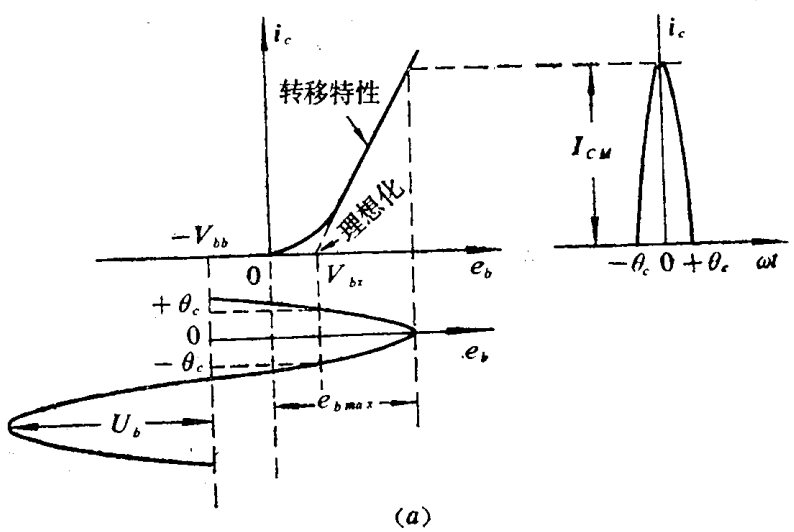
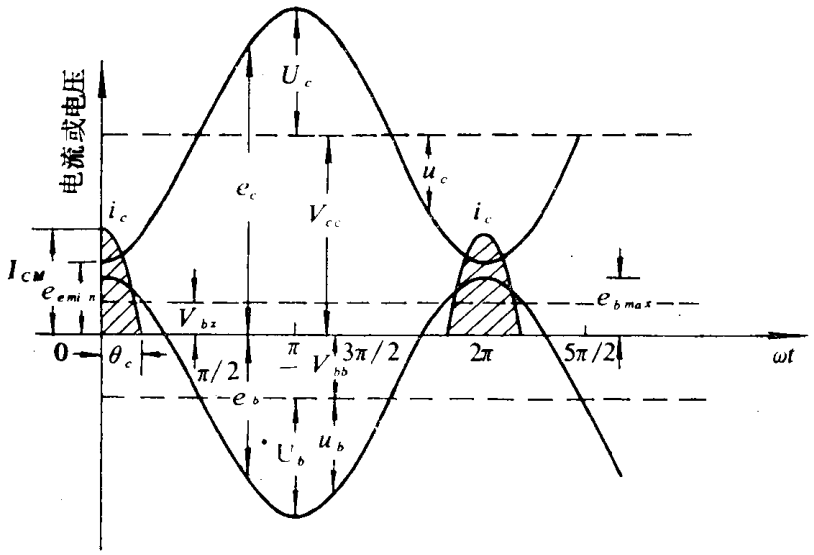


图4.2 高频功率放大器基本电路图





(*b*)

图4.3 典型的工作波形

4.2.1 丙类功率放大器的基础

从图4.2和4.3可知，其基极，集电极的电流瞬时值可写成如下形式：

$$i_b = I_{bm}\frac{\cos\omega t-\cos\theta_b}{1-\cos\theta_b} \tag{4.3}$$

$$i_c = I_{cm}\frac{\cos\omega t-\cos\theta_c}{1-\cos\theta_c} \tag{4.4}$$

其中$-\theta<\omega t<\theta$，在此范围以外，$i_b=i_c=0$

有了电流表达式，就可以利用傅里叶级数求得各电流分量的幅度：

$$i=I_0+I_1\cos\omega t+I_2\cos 2\omega t+\cdots+I_n\cos n\omega t \tag{4.5}$$

式中

$$I_0=\frac{1}{2\pi}\int_{-\theta}^{\theta}I_m\frac{\cos\omega t-\cos\theta}{1-\cos\theta}$$

$$=I_m\cdot(\sin\theta-\theta\cos\theta)/\pi(1-\cos\theta)=I_m\cdot\alpha_0(\theta) \tag{4.6}$$

$$I_1=I_m(\theta-\sin\theta\cos\theta)/\pi(1-\cos\theta)=I_m\cdot\alpha_1(\theta) \tag{4.7}$$

$$I_n=I_m\cdot 2(\sin\theta\cos\theta-n\cos n\theta\sin\theta)/\pi n(n^2-1)(1-\cos\theta)$$

$$=I_m\cdot\alpha_n(\theta) \tag{4.8}$$

$\alpha_0,\alpha_1,\cdots\alpha_n$分别为直流、基波…$n$次谐波分量的分解系数，它们随$\theta$而变的曲线如图4.4所示。

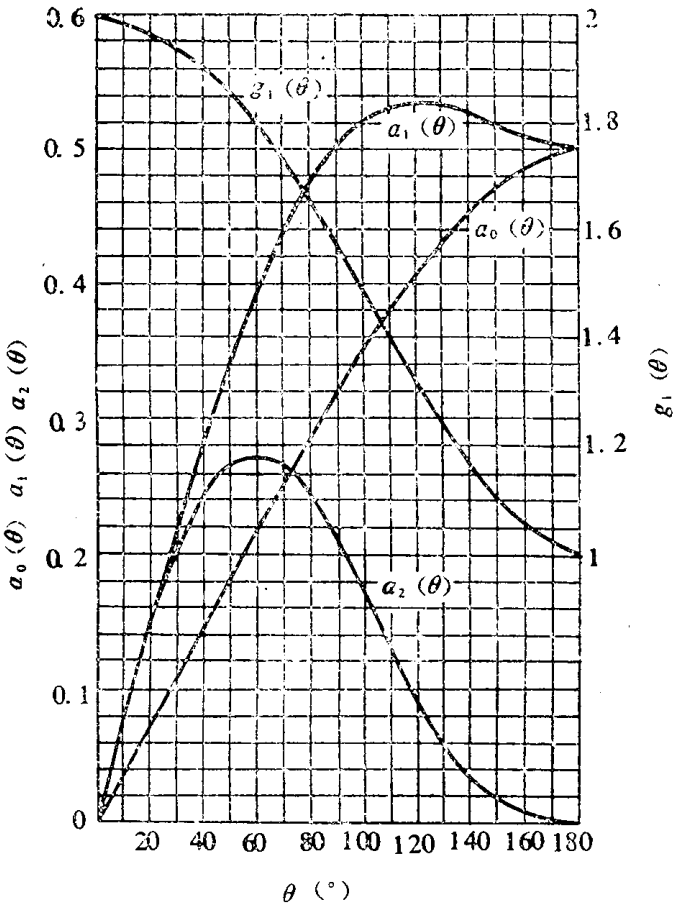


图4.4 尖顶脉冲分解系数

于是就能推导出下列几种表达式：

$$P_{in}=\frac{R_i I_{cm}}{2\beta^2(1-\cos)}\alpha_1(\theta) \tag{4.9}$$

式中P_{in}为输入高频功率；

R_i为输入阻抗；

β为其共射电路的放大倍数。

集电极直流输入功率P_{dc}：

$$P_{dc}=E_c \cdot I_{cm}\cdot\alpha_0(\theta) \tag{4.10}$$

集电极高频输出功率P_o为：

$$P_o=1/2 I_{cm} \cdot U_c \cdot \alpha_1(0) \tag{4.11}$$

式中U_c是$\omega t=0$时的集电极电压振幅。

式（4.9）～（4.11）是丙类放大器基础，电子管式功率放大器与此相类似。

4.2.2 高频功率放大器的负载特性[2]

高频功率放大器的工作状态决定于负载阻抗R_P，直流电源电压E_c、E_b及激励电压U_b四个

参数。如果维持三个电压参数不变，那么工作状态就取决于R_p。此时各种电流，输出电压，功率与效率等随R_p而变化的曲线，就叫负载特性。

图4.5所示的集电极电流波形与负载电阻的关系说明了随着负载电阻R_p的加大，动态负载线斜率将逐渐减小，放大器高频输出电压u_c及输出功率P_o将逐渐增高。这就是负载线1所代表的情形，一般此时称为欠压工作状态。

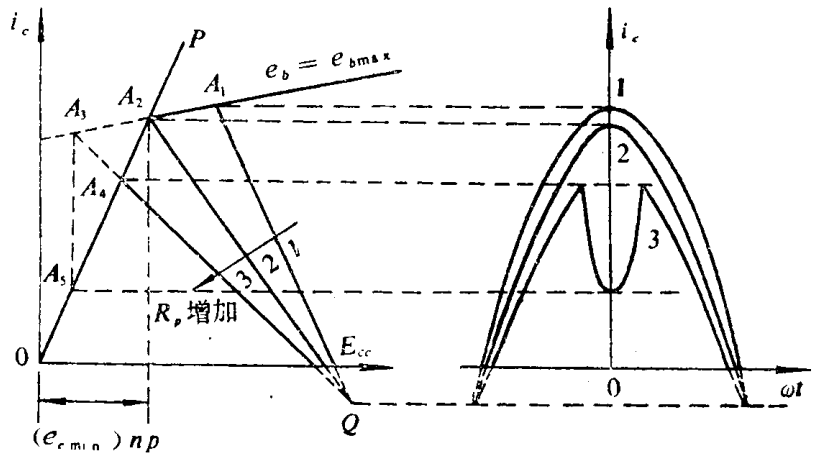


图4.5 集电极电流波形与负载电阻R_p的关系

当负载电阻R_p增加到临界值R_{pk}时，动态负载线恰好与临界线OP、静态线相交于A_2，此时放大器工作于临界状态。

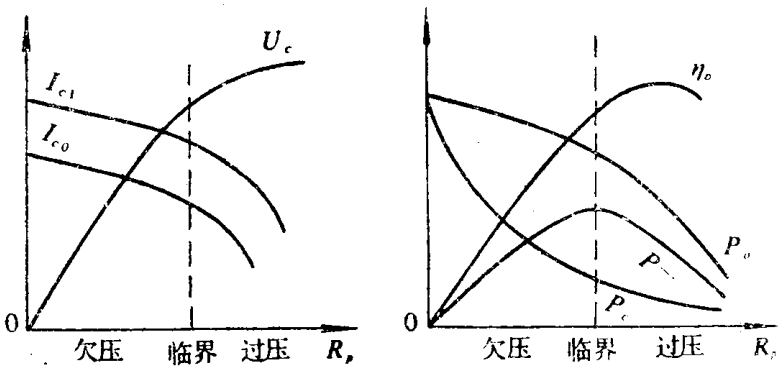
临界状态的特点是最小管压降E_c-U_c恰好等于晶体管的饱和压降U_{CEsat}，则临界状态的条件是：

$$E_c-U_c=U_{cesat} \qquad (4.12)$$

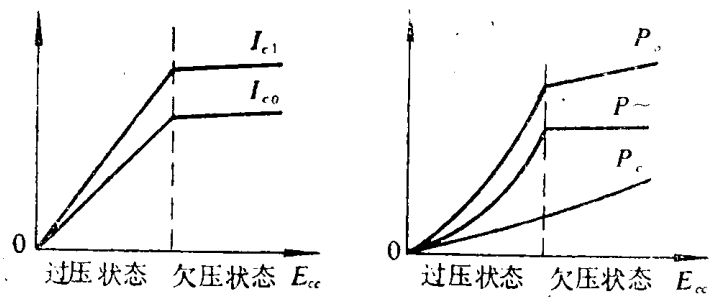
当负载阻抗R_p继续增加，输出电压进一步增大，即进入过压工作状态。此时负载线斜率将进一步下降，它与静态线交点将位于饱和线上。因而此时集电极电流的脉冲幅度，将因R_p的增加而减小，基波电流I_{c1}此时也将减小，但由于R_p的增加，回路高频电压振幅U_c还将有些增加。也就是随着回路瞬时电压的加大，管压降瞬时值将减小，动态工作点将沿着负载线QA_3线逐渐向A_4移动。当工作点到达A_4点后，u_c的瞬时值还在继续增大，即管压降瞬时值还将继续减小，这时动态工作点，将沿着饱和临界线OP由A_4向A_5移动、直至回路电压达到最大值U_{cmax}，管压降到达最小值E_c-U_{cmax}即工作点到达饱和点A_5为止。于是过压状态的动态负载线为QA_4A_5所示的折线，与此相对应集电极电流将是带有凹顶的脉冲波。

综上所述，在E_b，E_c和U_b不变的情况下，随着R_p的改变而导致放大器电流、电压、功率和效率变化的情况如图4.6(*a*)所示。而同图(*b*)(*c*)分别是其它参数不变时，仅E_{cc},U_b改变时工作状态的变化情况。

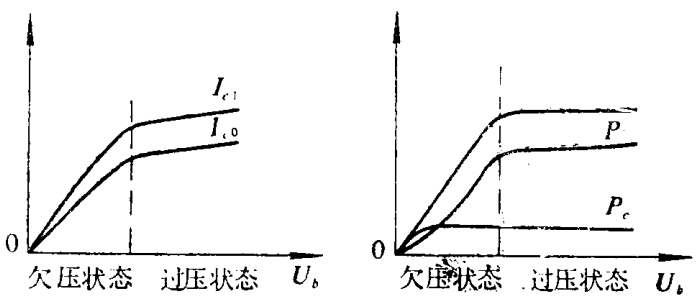
利用负载特性所反映的电流、电压和功率的变化关系，可以帮助我们认识功率放大器的不同特点。并且根据不同工作状态的特点，使放大器得到合理的运用，并能更好地满足发射机各部分电路提出的要求。



(a) 负载特性曲线



(b) E_{cc} 对工作状态的影响



(c) U_b 对工作状态的影响

图4.6 R_p、E_{cc}、U_b等对工作状态的关系

4.3 晶体管高频功率放大器[1][2]

正如前面所述，随着晶体管制造技术的发展，晶体管高频功率放大器的高频输出功率将越来越大，那么其应用也随之越来越广泛、在这一节中将着重电路的设计原理和实际电路的调试。

4.3.1 高频大功率晶体管

在设计高频晶体管功率放大器时，选用能满足设计要求的高频大功率晶体管是设计者优先考虑的问题。因此，我们先就其等效电路加以叙述，以便我们选用合适功率管。

一、 高频功率晶体管的等效电路

高频晶体管功率放大器都是在大振幅情况下工作的，要精确画出它的等效电路十分困难。但是在忽略了一些次要因素后，我们可以画出其近似等效电路，一般采用如图4.7所示的混合π型等效电路，下面我们就电路中各个参量的物理意义加以简单地介绍。

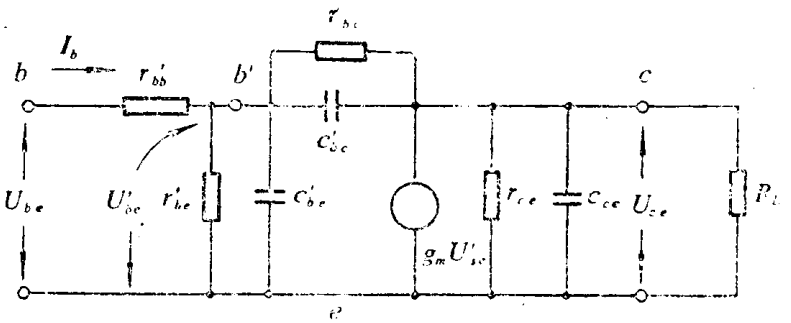


图4.7 共发射极混合π型等效电路

1. $r_b'_e$是发射结的结层电阻，在正向偏置下，其数值较小，一般是几百欧。它的大小与发射极静态电流I_e有关，可用$r_b'_e=\frac{26}{I_e}\cdot\beta_0$来估算，$r_b'_e$单位为Ω，$I_e$单位为mA。$\beta_0$是晶体管的低频电流放大系数。

2. $C_b'_e$是发射结电容，它包含了势垒电容C_{je}和扩散电容C_{de}两部分，即

$$C_{be}=C_{je}+C_{de}$$

其数值和发射结电流有关，可用$C_b'_e\approx\frac{I_e\times10^6}{52\pi f_T}$(pF)来估计，$I_e$单位为mA，$f_T$单位为MHz。一般高频功率管的$C_b'_e$都比较大，其数值大致为10—500pF，甚至达到1000pF以上。

3. $r_b'_b$是基区扩散电阻。不同类型的晶体管，$r_b'_b$的数值也不一样，低频小功率晶体管可达几百欧，高频大功率管的$r_b'_b$一般在1～10Ω之间，甚至在1Ω以下。

4. $C_b'_c$是集电结电容。它也包含势垒电容C_{jc}和扩散电容C_{dc}两部分。由于集电结总是处在反向偏置，扩散电容C_{dc}很小，故$C_b'_c\approx C_{jc}$。一般其数值约为几微微法。

5. $r_b'_c$是集电结电阻。由于集电结总是处于反向偏置，所以$r_b'_c$数值较大，约在10kΩ至10MΩ之间。

6. $g_mU_b'_e$是表示晶体管放大作用的等效电流发生器。它的物理意义是：当我们在有效基区B'到发射极E之间加上交变电压$U_b'_e$时，它对集电极电路的作用就相当于有一电流源$g_mU_b'_e$存在。

g_m叫做晶体管的跨导，也和发射极电流有关，一般可用下式表示：

$$g_m=\frac{\alpha_0 I_e}{26}\ (I_e\text{以mA为单位，}g_m\text{以V为单位}) \qquad (4.13)$$

$$=\frac{\alpha_0}{r_e}\ (r_e\text{为发射电阻})$$

式中，α_0为低频时的共基极短路电流放大系数

7．r_{ce}是集电极一发射极电阻。晶体管集电极电流I_c主要决定于基极电压$U_{b'e}$（或基极电流I_b），同时集电极电压U_{ce}对I_c也有影响、这种作用可用电阻r_{ce}来表示。

8．C_{ce}是集一射极电容。一般其数值很小，大约在2—10pF左右。

虽然我们知道混合π型等效电路有物理概念清楚，对晶体管放大作用的描述比较全面，各参量基本上与频率无关等优点。但在不同频率范围内，等效电路中各个元件所起作用有所差别。在我们所讨论的频率范围内，由于$r_{b'e}$很大，与$C_{b'e}$的容抗相比可以忽略；一般在实际电路中，R_L大多是低阻值，它与r_{ce}以及C_{ce}的容抗相比，r_{ce}、C_{ce}均可忽略不计；因此图4.7所示等效电路可简化成图4.8(*a*)。

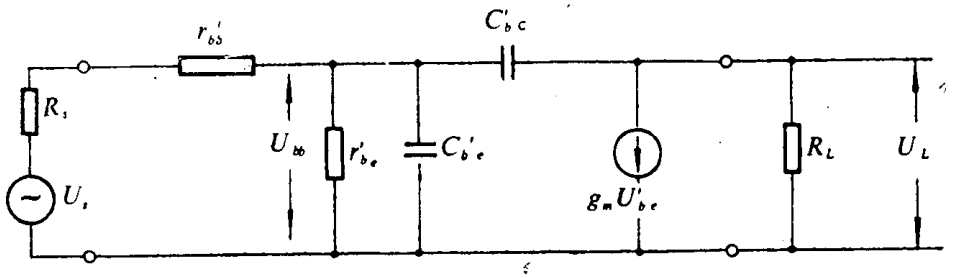
在VHF频段内，$C_{b'e}$既对输入端有分路作用，也对输出端有分路作用。根据图4.8(*a*)所示电路，可$C_{b'e}$两端电压为：

$$U_{b'e}-U_L=U_{b'e}+g_mR_LU_{b'e}=U_{b'e}(1+g_mR_L)$$

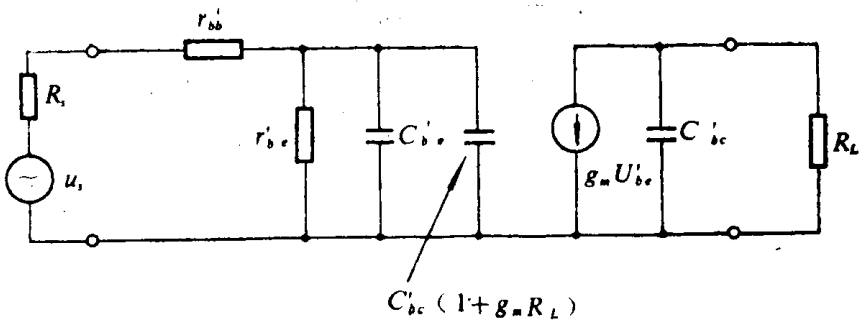
也即流过$C_{b'e}$的电流为

$$I_{b'e}=j\omega C_{b'e}(1+g_mR_L)U_{b'e} \qquad (4.14)$$

由此可知，$C_{b'e}$对输入端的分流作用，可用并接到输入端的等效电容$C_{b'e}(1+g_mR_L)$来取代；而$C_{b'e}$对输出端的作用就相当于$C_{b'e}$并接在输出端，因此，图4.8(*a*)的电路可画成图(*b*)所示的*H*型等效电路。



(*a*) 简化后的等效电路



(*b*) 图(*a*)的*H*型等效电路

图4.8 等效电路的化简

二、 高频功率晶体管的增益

在高频功率放大器中、其功率增益是一个十分重要的参量，而且也是一个与工作频率密切相关的参量，因此我们先就几个频率参数加以讨论，然后再来叙述其功率增益。

1．f_β和f_T

f_β称作β截止频率，而f_T称为特征频率，它们都是根据特殊β值来定义的。

众所周知，参量β是共射极短路电流放大系数。它是指当集电极负载R_L短路时(即$R_L=0$)集电极电流I_c与基极电流I_b之比，即

$$\beta=\frac{I_c}{I_b}\Big|_{U_L=0}$$

如图4.8(*a*)所示，当R_L短接后，$r_b'_e$、$C_b'_e$和$C_b'_c$三者并联。因此

$$U_b'_e=I_b\frac{r_b'_e}{1+j\omega r_b'_e(C_b'_e+C_b'_c)}$$

$$I_c=g_mU_b'_e$$

所以可求得

$$\beta=\frac{I_c}{I_b}\Big|_{U_L=0}=\frac{g_mr_b'_e}{1+j\omega r_b'_e(C_b'_e+C_b'_c)}$$

$$=\frac{\beta_0}{1+j\omega r_b'_e(C_b'_e+C_b'_c)} \qquad (4.15)$$

式中$\beta_0=g_mr_b'_e$是晶体管在低频时的电流放大系数。式(4.15)表明，当f升高时，β减小。复数电流放大系数β的模值$|\beta|$下降到β_0的$\frac{1}{\sqrt{2}}$时，即$|\beta|=\frac{\beta_0}{\sqrt{2}}$时的频率$f_\beta$叫做β截止频率。

根据这个定义，令式(4.15)分母的模等于$\sqrt{2}$，得

$$\sqrt{1+[\omega_\beta r_b'_e(C_b'_e+C_b'_c)]^2}=\sqrt{2}$$

所以

$$f_\beta=\frac{1}{2\pi r_b'_e(C_b'_e+C_b'_c)} \qquad (4.16)$$

上式是f_β和晶体管参数$r_b'_e$、$C_b'_e$、$C_b'_c$的关系式。引入f_β这个参数后，式(4.15)可改写为：

$$\beta=\frac{\beta_0}{1+j\frac{f}{f_\beta}} \qquad (4.17)$$

它的模是

$$|\beta|=\frac{\beta_0}{\sqrt{1+\left(\frac{f}{f_\beta}\right)^2}} \qquad (4.18)$$

图4.9画出$|\beta|$对频率f的关系曲线。可以看出，当频率增加时，$|\beta|$随之下降。

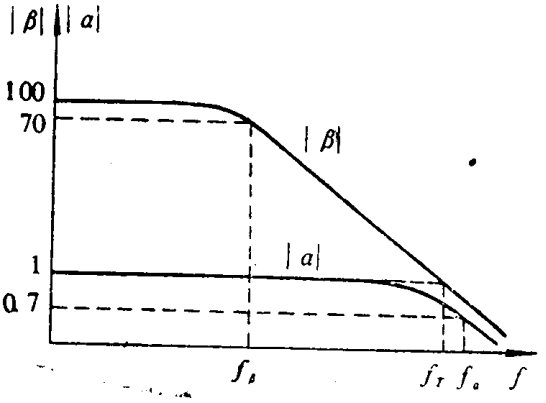


图4.9 β-f关系曲线

晶体管的放大性能，有时还用特征频率f_T来表示。所谓特征频率是指$|\beta|=1$时的频率。根据定义，由式(4.18)，得

$$\frac{\beta_0}{\sqrt{1+\left(\frac{f_T}{f_\beta}\right)^2}}=1$$

解之，得

$$f_T=f_\beta\sqrt{\beta^2{}_0-1} \qquad (4.19)$$

当$\beta_0\gg 1$时，上式可近似为

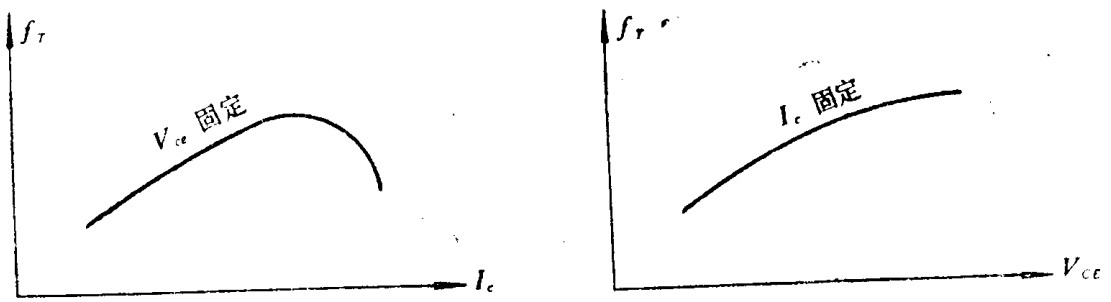
$$f_T\approx\beta_0 f_\beta$$

再将式（4.16）的f_β代入上式，并利用$r_e=\frac{r_b'_e}{\beta_0}$的关系，得

$$f_T=\frac{1}{2\pi r_e(C_b'_e+C_b'_c)} \qquad (4.20)$$

其中，r_e为发射极电阻；$r_b'_e$为发射结的结层电阻；$C_b'_e$为发射结电容；$C_b'_c$为集电结电容。

式中，$r_e=\frac{r_b'_e}{\beta_0}$由于$r_e$，$C_b'_e$，$C_b'_c$都与晶体管的静态工作点$I_c$和$V_{CB}$有关(以后我们还会讨论到)。因而$f_T$也将是$I_c$或$V_{CE}$的函数。也就是说晶体管的静态工作点的（测量条件）不同，则f_T也不同。因此当给定f_T值时，必须弄清楚测量条件（即说明在什么频率下），I_c和V_{CE}取多大数值时而得的f_T。通常在测定f_T或使用晶体管时，往往将工作点选在最佳工作点附近，从使用情况来说，如果工作点选取不当，是不可能达到给定的晶体管频率特性的。图4.10画出了$f_T\sim I_c$和$f_T\sim V_{CE}$的关系曲线。



(a) f_T-I_c 关系曲线　　(b) f_T-V_{ce} 关系曲线

图4.10 f_T-I_c和f_T-V_{CE}关系曲线

由图4.10可见，当V_{CE}固定时，在大电流和小电流情况下，f_T都明显下降。当I_c固定时，在V_{CE}较小时f_T小，V_{CE}增加时，f_T也随着增加，并且随着V_{CE}的进一步增大，f_T变化缓慢，而后又稍有下降。

由上讨论可知，特征频率f_T，它不仅反映了电流放大系数β随信号频率升高而下降的问题，而且也反映晶体管静态工作点（I_c和V_{CE}）的变化问题，即晶体管的运用范围问题以后我们将证明晶体管高频功率放大器的输出功率和功率增益大小以及线性运用情况都与f_T有密切关系。因此f_T是晶体管在高频工作时、能够全面反映高频放大性能的一个综合参数。

最后，我们再介绍一下高频大功率晶体管的等f_T曲线族。

我们知道，在晶体管高频功率放大器的应用中，由于高频效应的影响，晶体管在高频工作时的静态特性与低频工作时的静态特性有着较大的差异，并且表现最突出的是曲线族呈扇形展开，如图4.11所示。而晶体管手册上给出的或由图示仪测出来的静特性曲线都是频率比较低的情况下取得的。因此，为能反映其实际情况，就需要寻出一种能反映晶体管在高频工作时的特性曲线族。这就是我们所说的等f_T曲线族。等f_T曲线族的做法，可通过实验测得。如取某一固定I_C，改变V_{CB}测出不同V_{CE}的f_T，再将I_C固定在另一个值上测出不同V_{CE}下的f_T。依此类推进行下去，最后将测得的f_T相等的点连接成曲线，就可能得到f_T曲线族，如图4.12所示。不过这个曲线族一般情况不易测得，特别是高压大电流区受到晶体管安全工作区的限制，如不采取措施容易烧坏管子。由图4.12，我们可以得出如下结论：在Q点(I_{CQ}、V_{EQ})f_T最大，在低压小电流区，低压大电流区，高压小电流区，高压大电流区，f_T下降都非常显著，在虚线之内f_T变化比较缓慢，而在一定范围内f_T主要与I_C有关而与V_{CE}关系不大。

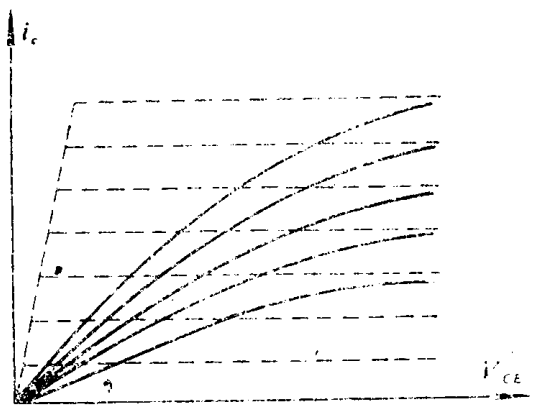


图4.11 呈扇形展开的输出特性曲线

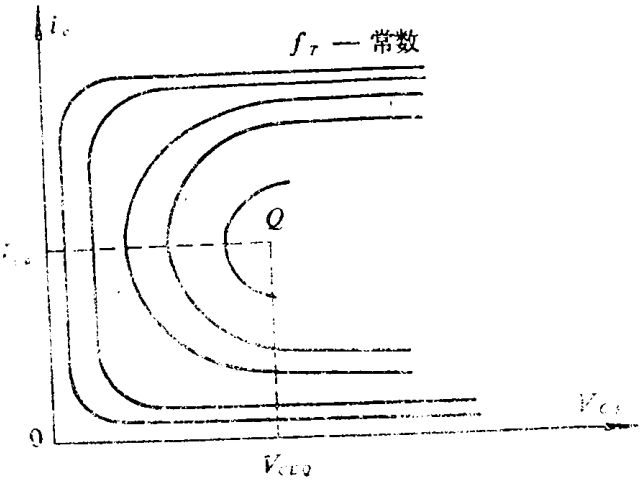


图4.12 等f_T曲线

2. *功率增益K_{pm}*

高频大功率晶体管发射结和集电结的结面积随功率增加而相应地增大，所以$C_b'_e$和$C_c'_c$也随之增大。在超高频工作频段内，一般可认为$r_b'_e \gg 1/\omega C_b'_e$，所以在图4.8中，其$r_b'_e$可忽略，为此其输入电容$C_i$可写成：

$$C_i = C_b'_e + C_b'_c(1+g_m R_L)$$

$$= C_b'_e\left(1+\frac{C_b'_c}{C_b'_e}+\frac{C_b' g_m R_L}{C_b'_e}\right)$$

由于在实际高频功率管中，往往$C_b'_e \gg C_b'_c$，所以

$$C_i = C_b'_e\left(1+g_m\frac{C_b'_c R_L}{C_b'_e}\right) \qquad (4.21)$$

同时，式(4.20)的f_T也可写成：

$$f_T = \frac{1}{2\pi r_e C_b'_e}$$

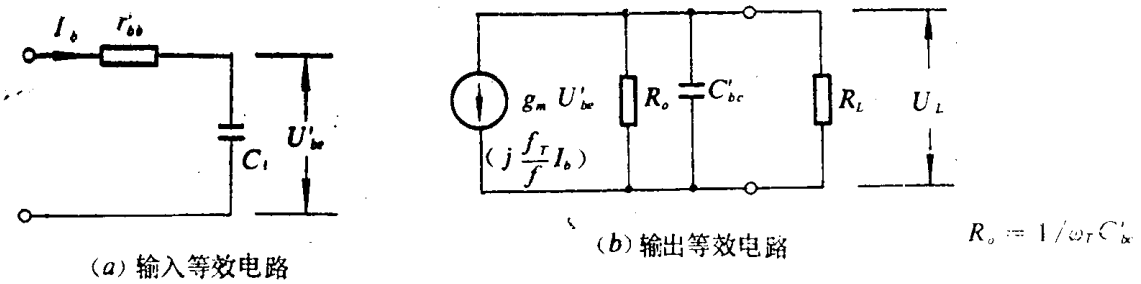
即

$$C_b'_e=\frac{g_m}{\omega_T}$$

于是将上式代入式(4.21)后可得

$$C_i=\frac{g_m}{\omega_T}(1+\omega_T C_b'_e R_L \qquad (4.22)$$

综上所述，图4.8(*b*)的输入电路又可画成图4.13(*a*)所示的输入等效电路。



(*a*) 输入等效电路　　(*b*) 输出等效电路

图4.13 等效电路

为了求得满足共轭匹配条件时的输出功率，我们先将其输出电路化简。从图4.13(*a*)中可知

$$\dot{U}_b'_e=\dot{I}_b\frac{1}{j\omega C_i}$$

$$=\dot{I}_b\frac{1}{j\frac{\omega}{\omega_T}\cdot g_m\cdot\left(1+\frac{R_L}{R_o}\right)} \qquad (4.23)$$

式中，　$R_o=\frac{1}{\omega_T C_b'_e}$

$$\dot{U}_L=g_m\dot{U}_b'_e\frac{R_1\cdot X_b'_e}{R_1+X_b'_e}$$

所以将式(4.23)代入上式可得

$$\dot{U}_L=-j\frac{\omega_r}{\omega}\dot{I}_b/\left(\frac{1}{R_L}+\frac{1}{R_o}+\frac{1}{X_b'_e}+\frac{1}{R_o X_b'_e}\right)$$

因为　$R_o\cdot X_b'_e\gg R_1$

所以上式可化简为

$$\dot{U}_L=\frac{-j\frac{\omega_T}{\omega}\dot{I}_b}{\frac{1}{R_L}+\frac{1}{R_o}+\frac{1}{X_b'_e}} \qquad (4.24)$$

因此其输出电路可按上式(4.24)画出等效电路如图4.13(*b*)所示。

由图4.13(*a*)可求得在输入电路共轭匹配时的输入功率P_i为

$$P_i=I_b^2\cdot r_b'_b \tag{4.25}$$

同样，在输出电路中，满足共轭匹配条件，即$R_o=R_L=\frac{1}{\omega_T C_b'_c}$时，通过集电极电流为：

$$\dot{I}_c=\frac{f_T}{2f}\cdot\dot{I}_b=\frac{\beta\dot{I}_b}{2} \tag{4.26}$$

而输出功率P_{out}可写成：

$$P_{out}=I_c^2R_L=\left(\frac{f_TI_b}{2f}\right)^2\cdot\frac{1}{2\pi f_TC_b'_c}$$

$$=\frac{f_TI_b^2}{8\pi C_b'_c f^2}$$

于是其功率增益K_{pm}为

$$K_{pm}=\frac{f_T}{8\pi C_b'_c r_b'_b f^2} \tag{4.27}$$

这说明K_{pm}与特性征频率f_T成正比，与集电极电容$C_b'_c$、基极电阻$r_b'_b$及工作频率的平方成反比。

在前面所讲到过的高频功率晶体管等效电路中，都没有考虑到晶体管各电极引线电感的影响。但在实际高频放大电路中，恰恰是各电极的引线电感，尤其是发射极引线电感对电路工作状态影响极大，所以对此一定要加以补偿。图4.14所示等效电路是考虑了发射极引线电感L_e后所综合得到的。

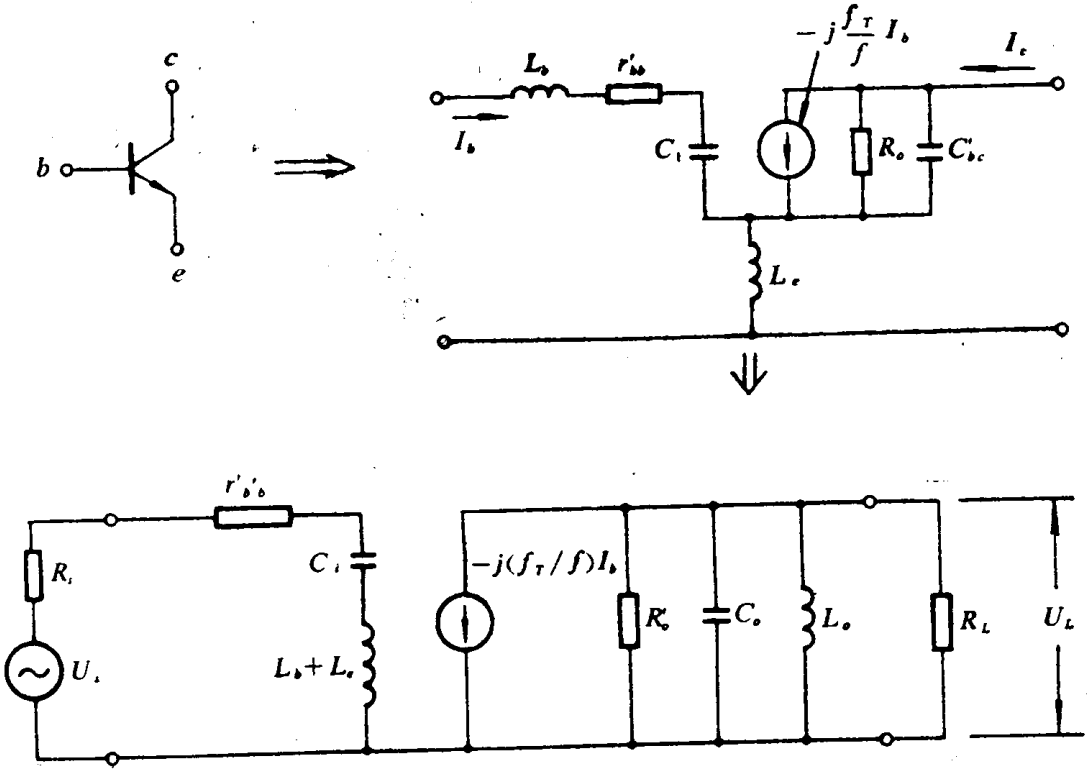


图4.14 带有引线电感的功率晶体管等效电路

图中：　$r'_{b'b}=r_{b'b}(1+\frac{\omega_T L_e}{r_{b'b}})$

$R_o'=R_o(1+\omega^2 L_e C_{b'c})$

$C_o=C_{b'c}/(1-\omega^2 L_e C_{b'e})^2$

从而可求得在考虑了引线电感后的晶体管输入功率P_{in}为

$$P_{in}=I_b^2 r'_{b'b}$$
$$=I_b^2\cdot r_{b'b}(1+\frac{\omega_T L_e}{r_{b'b}})$$

在输出电路中，由于L_e感抗较大，可忽略。所以在共轭匹配情况下，其输出功率P_{out}为

$$P_{out}=I_c^2 R_L$$
$$=\left(\frac{f_T}{2f}I_b\right)^2\cdot\frac{1}{2\pi f_T C_{b'}}$$

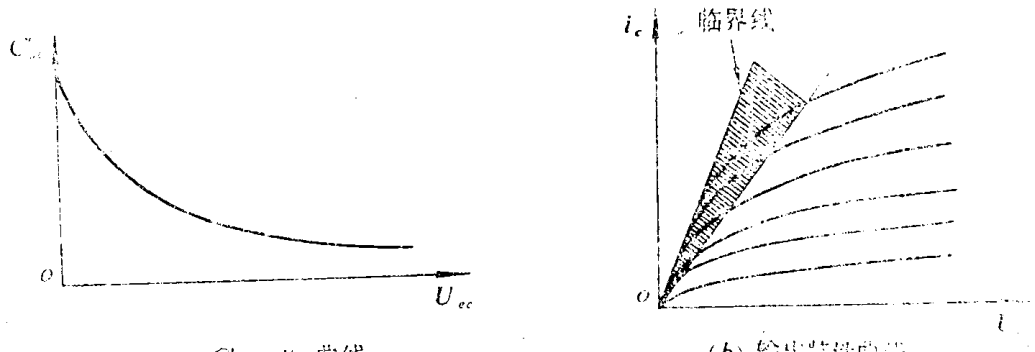
于是其功率增益K'_{pm}为

$$K'_{pm}=\frac{P_{out}}{P_{in}}=\frac{f_T}{8\pi f^2 C_{b'c}(r_{bb'}+\omega_T L_e)} \qquad (428)$$

由此可见，发射极引线电感L_e的影响使得功率增益下降，主要是由于L_e的存在使输入阻抗增大所致，同时L_e也是造成电路不稳定的原因。所以在设计高频功率放大器时，要尽量使发射极直接接地，并应缩短和加粗所有其它电极引线，这样才能获得较高增益。

3．$C_{b'c}$的影响

从上述可知，$C_{b'c}$是形成晶体管内部反馈的主要因素，它对放大器性能有不好的影响。第一，由于$C_{b'c}$的存在，输大器的输入和输出导纳，分别与负载及信号源导纳有关。这种关系给放大器的调测带来很多麻烦。第二，也是十分重要的不良影响，就是致使放大器工作不稳定。因为被放大后的输出电压U_L通过$C_{b'c}$，将一部分信号反馈回到输入端，尽管$C_{b'c}$的数值不大，也由于放大后的信号U_L比输入信号U_i大得多，所以反馈电压U_f并不是总可以忽略不计，它回到输入端以后，又由晶体管加以放大，然后又通过$C_{b'c}$反馈回到输入端。如此循环不止。在条件合适时，放大器甚至不需外加信号，也能产生振荡，这时正常的放大作用被破坏。第三，在乙、丙类放大器中工作时，由于晶体管工作于大信号的非线性状态，其参量（例如β、f_T、C_{cc}及$C_{b'c}$等）将随各电极电压而变化。其中特别是$C_{b'c}$，其变化曲线如图4.15(*a*)所示，当集电极输出电压增加时，它是按非线性规律减少的。由于$C_{b'c}$的非线性特性，当晶体管工作于输出特性曲线的临界线附近时(图4.15(*b*)的*A*区)，若$C_{b'c}$减小，则集电极回路必呈现感性，这时反映在输入端就出现一个负电阻，于是就有可能产生自激振荡。

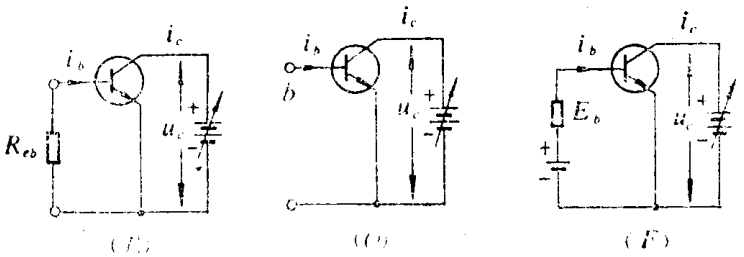


(*a*) $C_{b'c}\sim U_{cc}$曲线　　(*b*) 输出特性曲线

图4.15 $C_{b'c}$的参变效应

三、 高频功率管的二次击穿特性和安全工作区

所谓二次击穿是指发生一次击穿后的一种击穿现象。它是一种破坏性的热电击穿，是不可逆击穿。二次击穿特性如图4.16所示，图中曲线R、O、F分别是表示基极反向偏置开路，正向偏置时的二次击穿曲线，通称为二次击穿特性。一般认为引起二次击穿的原因是由于局部电流过大引起局部过热，从而导致晶体管损坏的。



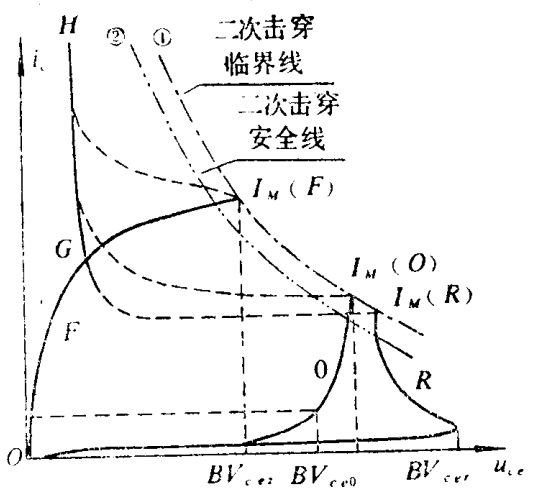


图4.16 二次击穿特性

高频功率晶体管的二次击穿特性之所以引起人们的普遍注意，这是因为在使用丙类放大器以获得高频输出时，当电路过程中发生负载的非匹配变化，或在实际工作电路中负载发生剧变的时候，将发生不可控制的振荡；甚至激励功率的突然加大，电源的开关等都可能使晶体管进入二次击穿范围内。对大功率晶体管而言二次击穿是主要的烧管原因之一。

为了防止二次击穿的发生，放大器的动态工作点不应超过图4.16所示的二次击穿临界线①。同时也不允许晶体管在运行时超过I_{cm}，P_{cm}和最大雪崩击穿电压V_{cmx}所限制的安全工作区。如图4.17所示由这四个因素所确定的区域即为晶体管安全工作区。

同时，在选择晶体管时，应留有一定余量。

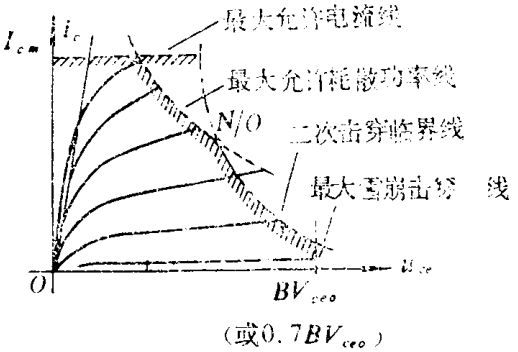


图4.17 晶体管的安全工作区

一般应取$P_{cm}>3P_o$，β值不可过高；电源电压E_{cc}要留有较大的余地，不可选得过高，同时，从防止二次击穿的要求出发，高频功率放大器不提倡在高电压小电流区域工作，而更多地是要求晶体管工作在低电压大电流状态。这对晶体管更为安全些[2]。

4.3.2 大功率场效应晶体管

大功率场效应晶体管是近年发展起来的新型半导体器件，目前这类功率管大多采用金属—氧化物—半导体（简称MOS，为Metal-Oxide-Semicondactor之缩写）场效应晶体管(简称FET)。作为功率器件，它与双极型晶体管相比具有以上优点[24]：

(1) 当栅源电压固定时，MOSFET的漏极电流温度系数是负的（由于沟道中载流子迁移率随温度升高而下降）。这个特点，一方面使MOSFET从原理上消除了热不稳定性二次击穿这个双极功率管中十分棘手的问题；另一方面使MOSFET可以用多元胞简单并联的结构获得很大的功率输出。而在双极晶体管中必须用发射极镇流电阻或内匹配网络等才能抑制电流局部集中，得到较大的功率输出。

(2) 在短沟道MOSFET中，载流子以饱和漂移速度通过全部沟道长度时，MOSFET的跨导是不随栅源电压变化的恒定值，可以获得线性功率放大。

(3) MOSFET输入阻抗高，是电压控制器件。这使输入电路的功耗大大减小，有助于提高最大输出功率。

(4) MOSFET功率开关器件具有较快的开关速度（由于没有少子存贮）。

(5) 目前，MOSFET的漏源工作电压可高达100V以上。这对于大功率状态工作的管子尤为有利。

一、 MOSFET的基本工作原理

图4.18为n沟通MOSFET的结构原理示意图。在p型硅衬底上有两个相距较近的n型区。两个n型区之间的表面氧化层上有金属层覆盖。在使用时MOSFET的电路接法已示于图中。接正电极的n型区称作漏，另一个n型区称作源。氧化层上的金属层称作栅，p型半导体基片称作衬底。假设氧化物中和硅—二氧化硅界面上的电荷较少，它们不足以在p型硅衬底表面感应出反型层。在栅源电压V_G为0时（或负值时），虽然漏源之间加有电压，但因两n型区之间有p型衬底相隔，电流不能流通。漏极电流I_D接近于零，MOSFET处于截止状态。但当栅源电压达到一定的正值足以在p型衬底表面感应出反型层时，两个n型区之间有p型硅表面反型层(称作沟道)相连，电流开始流通，MOSFET开始导通（或称开启）。漏极电流的大小与反型层的电导有关。因而I_D是随V_G的增加而增加的。在理论分析中，通常定义，当V_D接近于零时栅区衬底表面开始强反型时（$\phi_S=2\phi_F$）的栅源电压为MOSFET的开启电压，同时它也是任意V_D时紧靠源

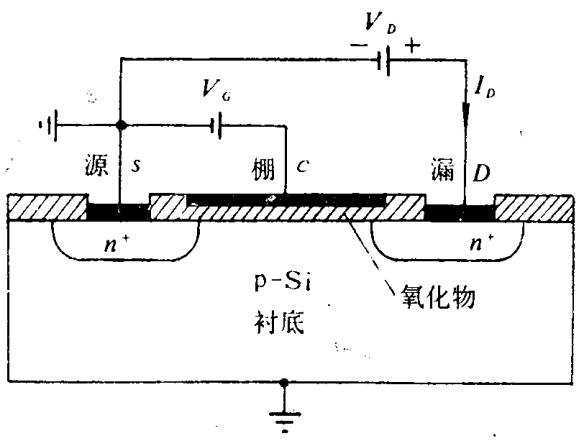


图4.18 n沟增强型MOSFET原理图

区的衬底表面开始强反型时的栅源电压。在实际工作中往往规定漏极电流达到一定数值时的栅源电压为MOSFET的开启电压。后一种情况所得的开启电压会因测量的具体条件而不同。例如，晶体管的图形尺寸不同时应适当选取不同的I_D值作为开启的标准；另外I_D值与漏源电压有关。为避免由此引起的差异，通常规定测开启电压时漏源电压要选在I_D随V_D变化较小的“饱和区”，并且保持V_D在固定值上。理论分析中所定义的开启电压与实际工作中所测出的开启电压，虽然在本质上都是表面反型层形成的程度的标志，但其数值并不完全相等，因为两种定义方法不同。

二、 MOSFET的高频等效电路

图4.19中画出了通常的MOSFET所包括的非本征元件，其意义如下：

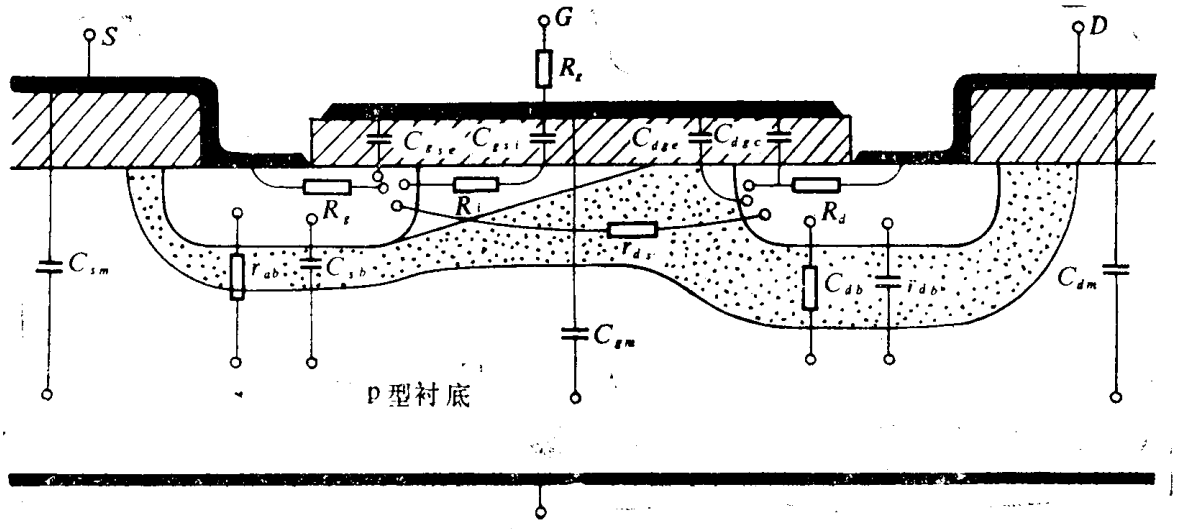


图4.19 外部MOSFET中的寄生元件

C_{gse}为栅金属与源区交叠部分的MOS电容；

C_{dge}表示栅金属与漏区交叠部分的MOS电容和通过沟道夹断区形成的栅漏间电容；

R_s、R_g、R_d分别为源、栅、漏区半导体欧姆电阻及有关接触电阻、金属化电阻等；

C_{sm}、C_{gm}、C_{dm}分别为源、栅、漏压焊柄的MOS电容；

C_{sb}、C_{db}分别为源衬、漏衬pn结电容；

r_{sb}、r_{db}分别为源衬、漏衬pn结微分电阻。

图4.20为源衬短接时饱和区共源等效电路的完整形式。虚线内为内部MOSFET等效电路。图中忽略了r_{sb}、r_{db}。附加的元件r_{gm}、r_{dm}为压焊柄与源之间的衬底欧姆电阻，C_{12}、C_{13}、C_{23}、L_e、L_g、L_d为封装的寄生电容和电感。

为了电路分析或器件性能分析简单可行，希望等效电路在保证一定精度条件下尽可能简化。由于容抗、感抗随频率变化较大，在不同的频段内等效电路具有不同的简化形式。对于通常的MOSFET，在甚高频或更低一些频率下，等效电路可简化为图4.21的形式。其主要特点为忽略了R_s的反馈作用和封装的寄生效应。这样，整个输入电路可合并为一个RC电路，以C_{gs}、R_{gs}表示之，并可近似取

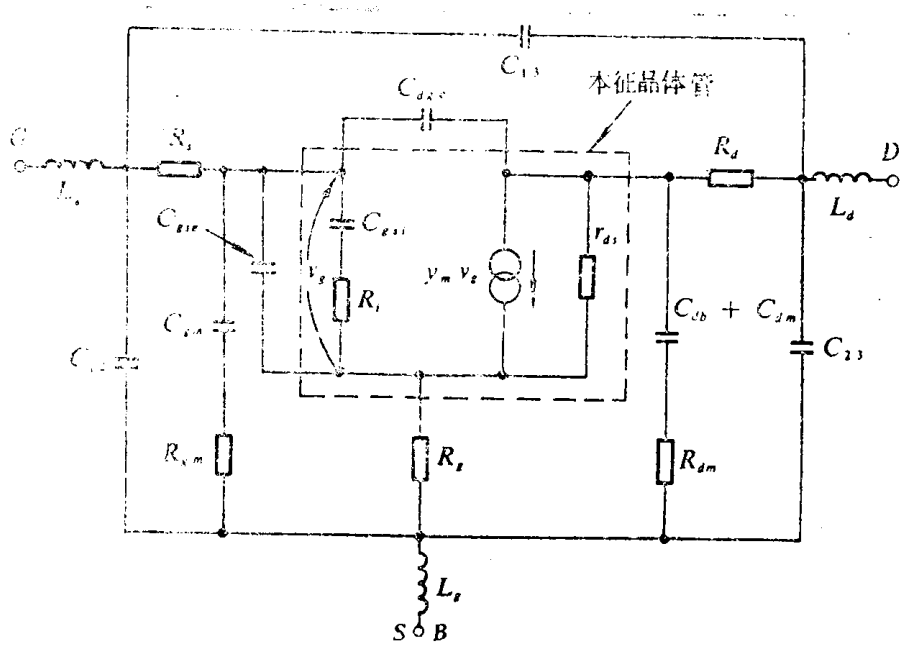


图4.20 外部MOSFET饱和区共源等效电路

$$\left.\begin{aligned} C_{gs} &\approx C_{gsi}+C_{gse} \\ R_{gs} &\approx R_i+R_s \end{aligned}\right\} \quad (4.29)$$

此外，图中忽略了R_d的其它作用（因为r_{ds}很大，C_{dge}很小），直接将它与R_{dm}合并，即

$$\left.\begin{aligned} R_{ds} &\approx R_{dm}+R_d \\ C_{ds} &\approx C_{db}+C_{dm} \end{aligned}\right\} \quad (4.30)$$

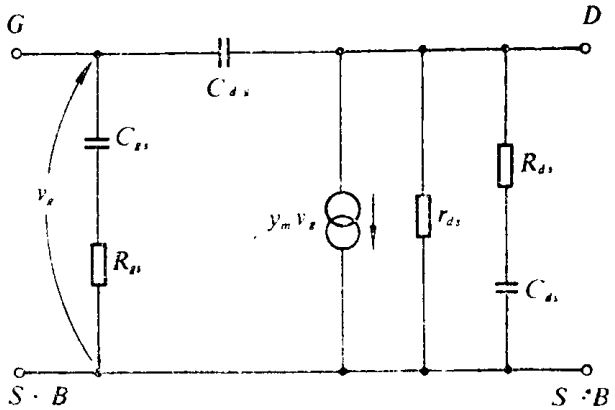


图4.21 等效电路的简化形式

三、V-MOSFET

所谓V-MOSFET（为Vertical Metal-Oxide-Semiconducor FET之缩写）就是具有V形槽的MOSFET。其最大特点是利用严格控制扩散结深的方法来控制沟道长度，以提高f_T、f_{max}。在后面将要介绍的高频场效应晶体管放大器中，其场效应管就是采用V-MOSFET，图4.22为其结构示意图。

V-MOSFET功率管具有下列特点：

1．输入、输出阻抗高，从结构上可以看出，由于栅源之间是SiO_2层，所以栅源之间的直流电阻基本上就是SiO_2的绝缘电阻。易与信号源和负载匹配。

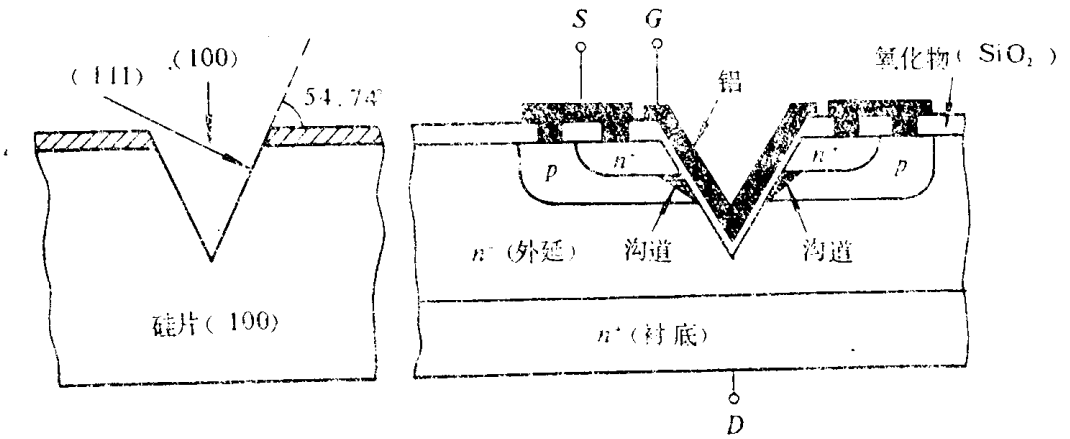


图4.22 V-MOSFET结构示意图

2．高的漏源击穿电压。高漏源击穿电压不仅能提高供电电压以提高输出功率，而且对于其供电电源也大为有利，一般高电压，小电流电源易实现。

3．跨导的高线性。由于V-MOSFET的沟道长度一般均控制在1～2μm之间，所以载流子的漂移极易饱和。饱和时跨导g_{mc}几乎为一常数，不随电流大小而变。

4．低的导通电阻R_{on}。导通电阻是工作在线性区时漏源之间的电阻如图4.23所示，在用于功率放大时，它决定了最小电压V_{Dmin}的大小。高的R_{on}，将使其工作动态范围缩小，并使其内部损耗功率增加，沟道温度升高，所以低的导道电阻既能提高最大输出功率，又能保持较低的耗散功率，对于功率放大来说这是一个十分重要的参数。

5．通频带宽、高频特性好。由于V-MOSFET多数载流子运动是属于漂移运动，同时漂移距离极短，约1～1.5μm，而不象双极型晶体管那样存在着少子基区渡越时间限制。所以其通频带宽、高频特性较好。

表4.1列出了双极型晶体管与MOSFET的性能比较。

图4.24为V-MOSFET DVD030S的输出特性，而图4.25为其SOA区（safe-operating area，称为安全工作区），一般在确定其SOA区时都留有较大余量。

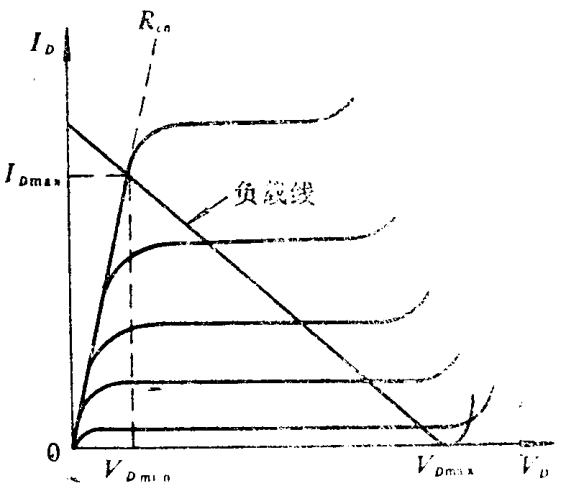


图4.23 MOSFET最大输出功率计算图

表4.1 双极型npn晶体管与MOSFET的性能比较

项　　目	双极型晶体管	MOS—FET
并联连接特性 （电流错乱）	由于基极电流有错乱现象，因此应插入镇流电阻。所以并联连接个数受到限制	没有电流错乱，所以能众多管子排列连接使用
温度特性	正的温度系数 集电极电流随温度升高而增大，温度稳定性差	负的温度系数 漏极电流随着温度升高而变小，温度稳定性好
二次击穿	随着集电极电压、电流的增加，电流集中流向一点，以致有效SOA受到限制	良好的温度特性，且漏电流没有集中到一点，所以有极宽的SOA
输入阻抗 输出阻抗	低 高	高 高
截　　止	零偏置状态为ON	在零偏置状态时既可能ON，也可能OFF。但对发射机用MOSFET而言为OFF状态

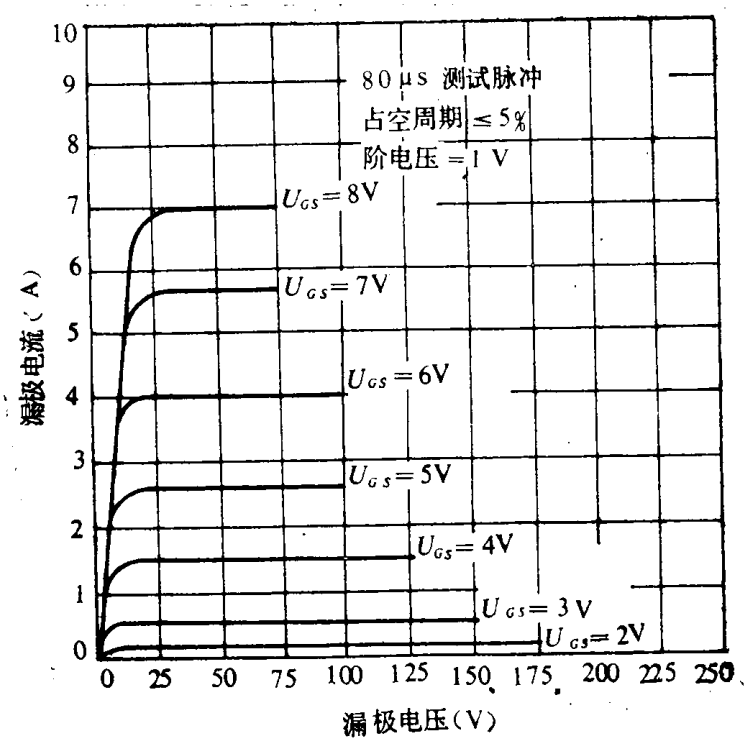


图4.24 DVD030S的输出特性

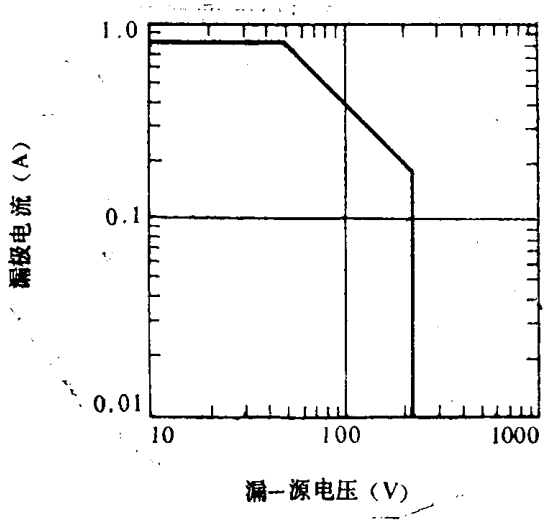


图4.25 SOA

4.3.3 高频大功率晶体管的散热设计

晶体管的故障率随结温的升高，大致上是按指数函数增加的[1]，因此，需要采取散热措施以降低结温。对于硅管来说，其最高允许结温一般为150°～200℃，但在设计时应使实际结温低于120℃为好。

一、 晶体管的散热等效电路

一般，大功率晶体管在工作时，其管芯所产生的热量经管壳和底座、绝缘介质、散热器再向周围介质传递，我们用图4.26所示的散热等效电路来近似表示晶体管散热过程。

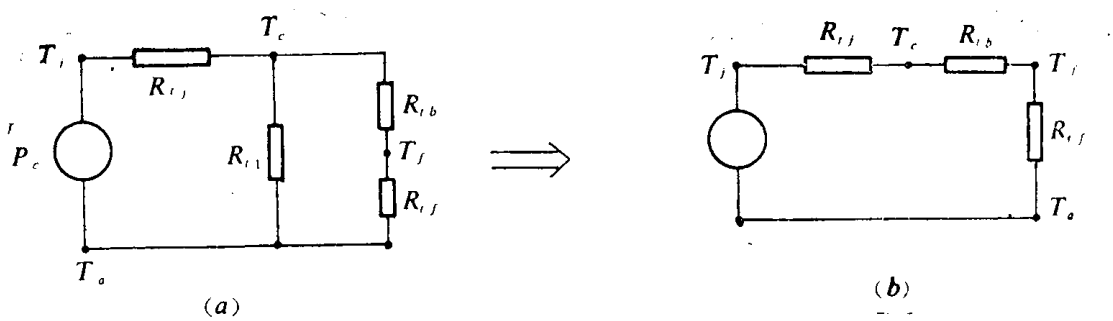


图4.26 晶体管的散热等效电路

根据导热基本关系可知，安装在散热器上的功率晶体管散热时应该满足以下关系：

$$P_c=\frac{\Delta T}{R_t}=(T_j-T_a)/R_t \text{ W} \qquad (4.31)$$

式中P_c为晶体管耗散功率（W）；

R_t为总热阻（℃/W），按图4.26所示热路：

$$R_t=R_{tj}+R_{tb}+R_{tf} \qquad (4.32)$$

其中R_{tj}为晶体管内热阻（℃/W），这个参数可在晶体管手册中查到。R_{td}为晶体管外壳底座与散热器之间的界面热阻（℃/W）；R_{tf}为散热器热阻（℃/W）。

综合式（4.15）（4.16）可得：

$$P_c=\frac{\Delta T}{R_{tj}+R_{tb}+R_{tf}} \qquad (4.33)$$

式（4.33）表明，为了提高晶体管的输出功率，总是努力降低各种热阻值。一般说来，R_{tj}是由厂家提供的，对于一个管子来说，这似乎是无法改变的。所以说降低热阻实际上是降低R_{tb}和R_{tf}。

界面热阻R_{tb}主要决定于两个因素：一是管子和散热器之间的接触面积及紧固程度，这部分热阻称接触热阻；另一个是管子和散热器是否加绝缘层，这部分热阻称绝缘热阻。

影响接触热阻的因素主要是接触压力和接触面的表面质量(如表面光洁度等)。为了降低接触热阻，应在安装晶体管时保持与散热器之间有足够的压紧力。此外，接触热阻与接触面积成反比，并与接触材料的硬度，光洁度有关。所以，必须保持管座与散热器安装表面的光洁、平整、无划伤、坑或异物，尽量减少接触表面之间存在的气隙，以最大限度地降低接触热阻。

在一般情况下，散热器是接地的，因此在管座和散热器之间需加绝缘垫片；但对超高频功率管而言，其管座与管蕊在封装时就已用绝缘片隔开，所以管座与散热器之间无须再加装绝缘垫片，此时的热阻已总括在接触热阻之内。

散热器热阻R_{tf}对总热阻影响极大，因为散热器是以辐射、对流方式和空气进行热交换的，所以其热阻主要决定于散热器的面积，并且与散热器的材料、厚度、放置位置及形状等有关。图4.27给出了热阻R_{tf}与包络体积V的关系曲线。

目前，电子设备中常用的晶体管散热器有下列四种类型：平板散热器、铝型材散热器、辐射散热器、叉指型散热器。在高频电路中，又以平板散热器与叉指型散热器用得较多，铝型材散热器多见用于电源或低频电路中。这几种散热器的参数可参见附录Ⅲ。

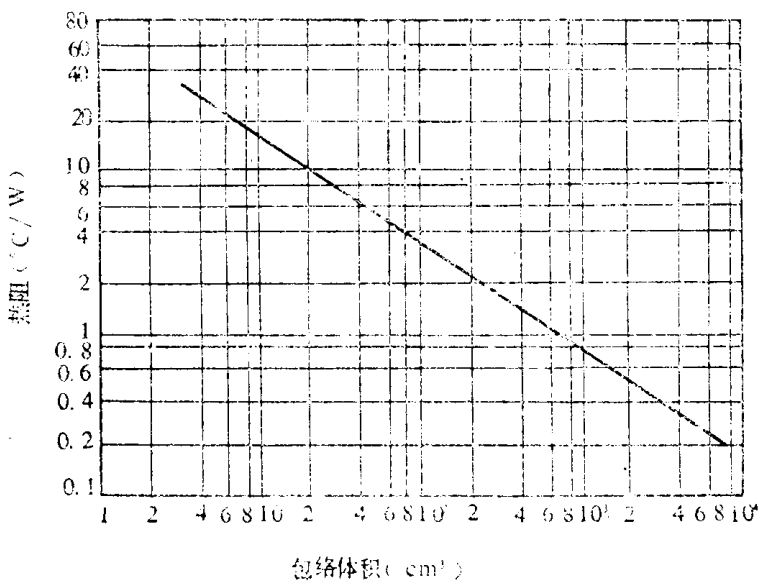


图4.27 热阻（R_{tf}）与包络体积(V)的关系曲线

二、 散热器的选用

1．求出R_{tf}。根据晶体管手册查出以下数据：P_{cm}、T_{jm}、R_{tj}以及晶体管外形，并根据使用要求（如管壳和散热之间是否要求绝缘等）确定界面热阻P_{tb}，再根据环境温度和所要求的使用功率P_c，利用下式确定R_{tf}：

$$R_{tf}=\frac{T_j-T_a}{P_c}-(R_{tj}+R_{tb}) \qquad (4.34)$$

一般$T_j=(0.5\sim0.8)T_{jm}$，

P_c为实际耗散功率＜最大耗散功率

2．然后查晶体管散热器特性曲线（见附录Ⅲ）在横坐标上找到设计需要达到的损耗功率P_c，再从R_{tf}-P_c曲线上找到相应于P_c点的R_{tf}值，如果查出的R_{tf}值小于式（4.34）计算值时，则认为该散热器可满足要求。

4.3.4 高频耦合匹配回路

耦合匹配网络具有滤波和匹配两种职能。因此必需满足以下条件：

(1) 应无损耗地通过所需信号；

(2) 应对杂散信号有足够地抑制；

(3) 在工作频段内，应使信号源与负载匹配。

由于调频广播所处频段决定了耦合匹配网络的元件既可采用集总参数，也可用分布参数元件。实际上，往往是两种参数形式的回路都同时被采用。本节仅就它们的一些设计原则作一粗略地介绍，因为在实际电路设计时，有许多寄生参数无法考虑在内，因而其具体计算都是一种粗略地估计，而且实际电路中，都需要有微调元件进行调整，但仍不失为有指导趋向作用。

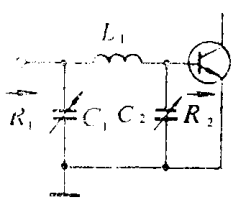
一、集总参数式高频网络

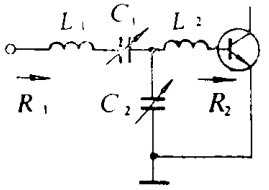
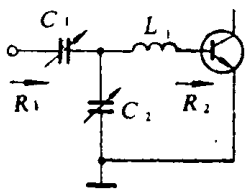
在高频晶体管功率放大器中常见的集总参数式耦合匹配网络如表4-2所示。实际测量证明[1]高频功率晶体管的输入阻抗（如图4.7中的r_{bb}'与$c_b'_e$串联所形成的阻抗值）大约在1～10Ω左右，由于前级输出阻抗高，因此其输入耦合匹配网络多采用降压型网络。

下面再来看看回路品质因数Q和谐波抑制度，电路损耗及传输效率的关系。

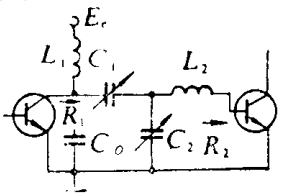
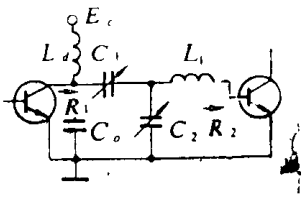
表4.2 LC组合匹配网络计算公式

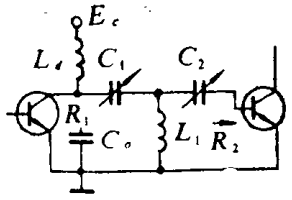
(a)输入电路

	网络形式及其条件	计　算　公　式
1	 $R_1>R_2$	$X_{c1}=\frac{R_1}{Q_L}$ $X_{c2}=\frac{R_2}{\sqrt{\frac{R_2}{R_1}(Q_L^2+1)}-1}$ $X_{L1}=\frac{Q_LR_1}{Q_L^2+1}\left[1+\frac{R_2}{Q_LX_{c2}}\right]$

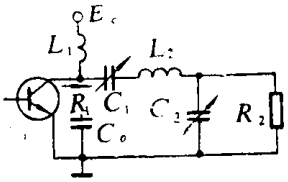
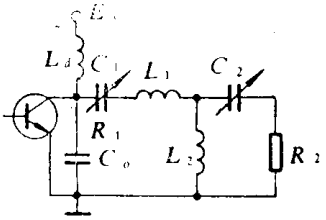
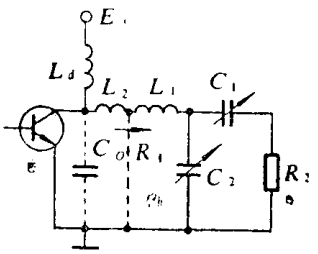
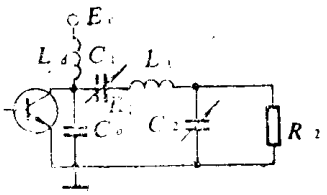
2	 $R_1>R_2$	$X_{L1}=Q_L R_1$ $X_{L2}=\frac{R_2}{Q_L}\left[\sqrt{\frac{R_1(Q_L^2+1)}{R_2}}-1\right]$ $X_{c1}=\frac{R_1(Q_L^2+1)}{Q_L}\left[1-\sqrt{\frac{R_2}{R_1(Q_L^2+1)}}\right]$ $X_{c2}=\frac{R_1}{Q_L}\sqrt{\frac{R_2(Q_L^2+1)}{R_1}}$
3	 $R_1>R_2$	$X_{L1}=Q_L R_2$ $X_{c1}=R_1\sqrt{\frac{R_2(Q_L^2+1)}{R_1}}-1$ $X_{c2}=\frac{R_2(Q_L^2+1)}{Q_L}\cdot\frac{1}{\left[1-\frac{X_{c1}}{Q_L R_1}\right]}$

（b）级间耦合电路

	网络形式及其条件	计　算　公　式
1	 $Q_L^2 R_2>R_1>R_2$ $X_{co}^2>R_1R_2$	$X_{L1}=Q_L R_2$ $X_{c1}=X_{co}\left[\sqrt{\frac{(Q_L^2+1)R_2}{R_1}}-1\right]$ $X_{c2}=\frac{R_2(Q_L^2+1)}{Q_L}\cdot\frac{1}{\left[1-\sqrt{\frac{R_1R_2(Q_L^2+1)}{Q_L^2X_{co}^2}}\right]}$
2	 $Q_L X_{co}>R_1>R_2$	$X_{L1}=\frac{R_1}{Q_L}$ $X_{L2}=\frac{R_2\left[\sqrt{\frac{R_1}{R_2}}-1\right]}{Q_L\left[1-\frac{R_1}{Q_L X_{co}}\right]}$ $X_{c1}=\frac{R_1\left[1-\sqrt{\frac{R_2}{R_1}}\right]}{Q_L\left[1-\frac{R_1}{Q_L X_{co}}\right]}$ $X_{c2}=\frac{R_1\sqrt{\frac{R_2}{R_1}}}{Q_L\left[1-\frac{R_1}{Q_L X_{co}}\right]}$

3	 $Q_L^2 R_2 > R_1 > R_2$	$X_{c2}=Q_L R_2$ $X_{c1}=X_{c0}\left[\sqrt{\frac{R_2(Q_L^2+1)}{R_1}}-1\right]$ $X_{L1}=\frac{R_2(Q_L^2+1)}{Q_L\left[1+\sqrt{\frac{R_1 R_2(Q_L^2+1)}{X^2_{c0}Q^2_L}}\right]}$

（c）输出电路

	网络形式及其条件	计　算　公　式
1	 $R_1<R_2$	$X_{c1}=Q_L R_1$ $X_{c2}=\frac{R_2}{\sqrt{\frac{R_2(Q_L^2+1)}{R_1 Q_L^2}}-1}$ $X_{L1}=\frac{Q_L R_1}{\left[\frac{Q_L R_1}{X_{c0}}+1\right]}$ $X_{L2}=Q_L R_1\left[1+\frac{R_2}{Q_L X_{c2}}\right]$
2	 $\frac{\sqrt{R_1 R_2}}{X_{c0}}>1$	$X_{c1}=\frac{Q_L X^2_{c0}}{R_1}\left[1-\frac{R_1}{Q_L X_{c0}}\right]$ $X_{c2}=\frac{R_2}{\sqrt{\frac{(Q^2_L+1)R_1 R_2}{Q_L^2 X^2_{c0}}}-1}$ $X_{L1}=\frac{Q_L X^2_{c0}}{R_1}\left[1+\frac{R_2}{Q_L X_{c2}}\right]$
3	 $\frac{Q_L X_{c0}}{\sqrt{R_1 R_2}}>1$	$X_{L1}=\frac{Q_L X^2_{c0}}{R_1}\left[1-\frac{\sqrt{R_1 R_2}}{Q_L X_{c0}}\right]$ $X_{L2}=X_{c0}\sqrt{\frac{R_2}{R_1}}$ $X_{c1}=\frac{Q_L X^2_{c0}}{R_1}\left[1-\frac{R_1}{Q_L X_{c0}}\right]$ $X_{c2}=\frac{R_2}{Q_L}\left[\frac{Q_L X_{c0}}{\sqrt{R_1 R_2}}-1\right]$
4	 $(Q_L^2+R1)>R_2>R_1$	$X_{I1}=Q_L R_1$ $X_{c1}=R_2\sqrt{\frac{R_1(Q^2_L+1)}{R_2}}-1$ $X_{c2}=\frac{R_1(Q^2_L+1)}{Q_L\left(1-\frac{X_{c1}}{Q_L R_2}\right)}$

回路连接负载时的品质因数称为有载品质因数，习惯上用Q_L来表示；与此相对应，不接负载时的品质因数称为开路品质因数，通常用Q_o表示。

(a) 电容输入式（LF）　　(b) 电感输入式（LF）

图4.28 基本的谐波抑制电路

为了有效地除去谐波分量，有必要使用带通或低通滤波器型的匹配网络。对于图4.28所示基本谐波抑制电路而言、当信号源阻抗与负载匹配时，传到R_L上的二次谐波功率和基波功率之比K_m[1]为

$$K_m=\frac{4(1+Q^2_L)}{9Q^4_L+4Q^2_L+4} \qquad (4.35)$$

取分贝，即 $K_m〔dB〕=10\lg\frac{4(1+Q^2_L)}{9Q^4_L+4Q_L+4}$ (4.36)

将式(4.36)用曲线表示、如图4.29所示。因而根据这一曲线、大致可确定二次谐波衰减量所需的Q_L值。

而理论推导表明、传输效率η可用下式表示：

$$\eta=1-\frac{Q_L}{Q_o}$$

式中Q_L，Q_O为回路有载和无载Q值。

从式中可知，为提高回路传输效率应减小Q_L而增大Q_O，这恰恰与K_m所要求相反，即Q_L越高，二次谐波衰减得越多。所以Q_L的选择应兼顾两者的关系。而提高Q_O则与K_m没有矛盾，因此应以提高Q_O来满足这既矛盾又统一的指标。一般取$Q_L<10$。

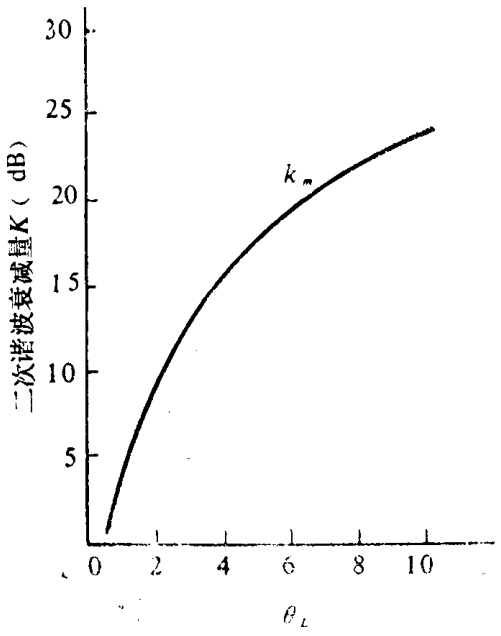


图4.29 Q_L与二次谐波抑制比K_m之关系

二、 分布参数式高频网络

由于微带线所特有的优点，目前也被引进FM广播发射机中，主要用于大功率晶体管放大器末级，末前级的输入、输出匹配网络，功率合成用匹配网络及滤波器等等，下面我们将加以简单的介绍并给出一设计例。

1．微带传输线[11],[12]

标准的微带线如图4.30所示，这种微带线目前只有近似解，但仍具有工程应用足够的准确度。流行的是Wheeler的近似解、其结果是：

当$W/H<1$时

$$Z_0=\frac{376.687}{\pi\sqrt{2}\cdot\sqrt{\varepsilon_r+1}}\left[\ln\frac{8H}{W}+\frac{1}{32}\left(\frac{W}{H}\right)^2\right.$$

$$\left.-\frac{1}{2}\left(\frac{\varepsilon_r-1}{\varepsilon_r+1}\right)\left(\ln\frac{\pi}{2}+\frac{1}{\varepsilon_r}\cdot\ln\frac{4}{\pi}\right)\right] \qquad (4.37)$$

当$W/H>1$时

$$Z_0=\frac{376.687}{2\sqrt{\varepsilon_r}}\Big/\left\{\frac{W}{2H}+0.441+0.082\left(\frac{\varepsilon_r-1}{\varepsilon_r^2}\right)\right.$$

$$\left.+\frac{\varepsilon_r+1}{2\pi\varepsilon_r}\left[1.451+\ln\left(\frac{W}{2H}+0.94\right)\right]\right\} \qquad (4.38)$$

式中ε_r为相对介电常数。

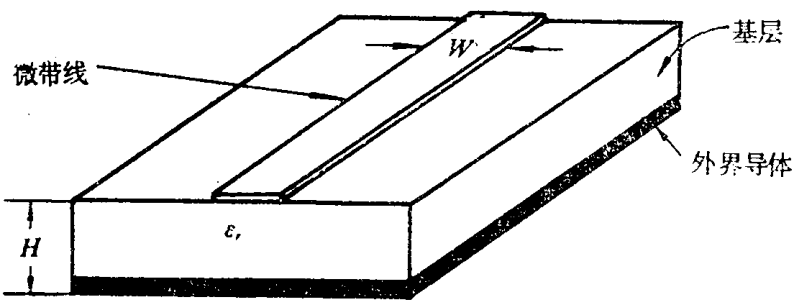


图4.30 微带传输线

这些结果包含的数学式虽然长，但能提供相当准确的结果，图4.31所示曲线就是其一例。

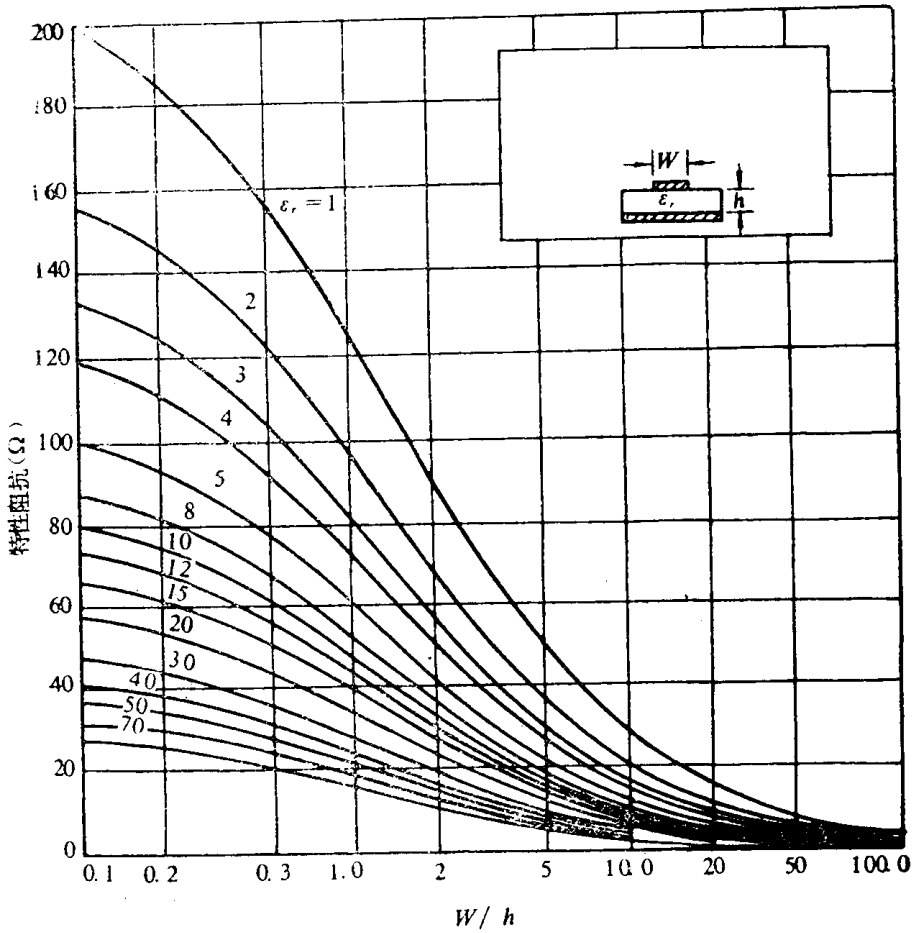
另外，在进行工程计算时，可利用下式来计算分布参数，其误差在5%以下。

$$L_1=\frac{Z_{01}}{\omega_0}\mathrm{tg}\frac{2\pi l_1}{\lambda_g} \qquad (4.39)$$

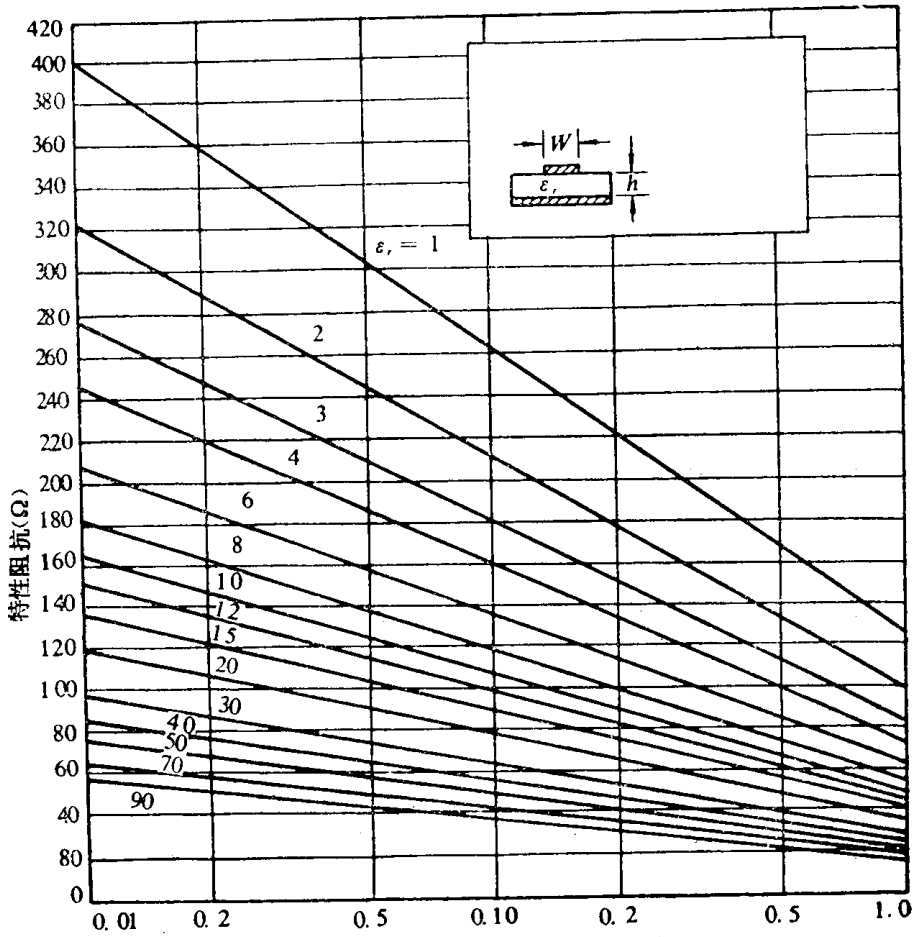
$$C=l_2/Z_{02}\cdot\lambda_g\cdot f_0 \qquad (4.40)$$

式中Z_{01}，Z_{02}分别为不同微带线宽度时的不同特性阻抗；

$\lambda_g=U_\varphi/f$，U_φ为微带线相速，f为工作频率，λ_g为在微带线中的波长；



(*a*) 宽带条微带线特性阻抗与W/h的关系曲线 $W/h \geq 1$



(*b*) 窄带条微带特性阻抗与W/h的关系曲线，$W/h \leq 1$

图4.31 微带线$\frac{W}{n}$与Z_0关系曲线

l_1，l_2分别为微带线长度。

式(4.39)，(4.40)对于微带集中参数回路，特别对于100～500MHz这么一段频率范围来说、尤为有效。在调频发射机中所用的微带线就是根据这一公式计算的。

2．30W100MHz微带功率晶体管放大器输入、输出匹配网络的设计

一般国产大功率晶体管，厂家都不提供输入阻抗和输出阻抗，所以在设计时，根据一些经验数据，同时也参照国外同类型（或相近功率，频率）功率晶体管的阻抗参数来估计的。

第一步：根据设计要求，考虑到微带线的散热条件及其工作频率较低这一事实，确定选用环氧玻璃纤维双面敷铜板作为微带线衬板，厚度$H=2$mm、介电常数$\varepsilon_r=4.7$。由于厂方提供的材料中，其介电常数往往与理论数据有异，所以实际上可用测量电容量的办法来确定ε_r。例如：已知介质厚度H，金属表面面积A，并测得（用高频Q表等仪器）其电容量为C(pF)则

$$\varepsilon_r=\frac{CH}{0.0885\times A} \tag{4.41}$$

式中C为电容量(pF)；

A为面积(cm^2)；

H为介质厚度(cm)。

所选用的晶体管是北京电子厂生产的4S98，一般可认为其输入阻抗的实部，即$r_{b'b}=2\Omega$

第二步：输入匹配电路估算

在调频波段，采用集总元件和分布元件组成降压形输入匹配电路，对其两端阻抗进行调谐具有较大适应性。一般输入匹配电路大多采用表4.2序号3所示的电路。其中Q_L不能太小，因为此时电路负载($\approx r_b'_b$)仅为2Ω，若Q_L取值较小，虽然可提高传输效率(式(4.36))，但L_1值难以实现，折衷考虑，选取$Q_L=5$。

因此，电路元件参数可计算如下：

$$L_1=\frac{R_L\cdot Q_L}{\omega_0}=15.9\ \text{nH}$$

$$C_1=\frac{1}{\omega_0 X_{c1}}=\left[\omega_0 R_1\sqrt{\frac{R_2}{R_1}(1+Q_L^2)-1}\ \right]^{-1}=159\quad \text{pF}$$

$$C_2=\frac{1}{\omega_0 X_{c2}}=\frac{(1-\frac{X_{c1}}{Q_L R_1})Q_L}{\omega_0\cdot R_2(1+Q_L^2)}=137\quad \text{pF}$$

l_1用微带线来实现，选取$Z_0=50\Omega$、由式(4.39)计算出线长l。

$$l=\frac{\lambda_g}{2\pi}\text{tg}^{-1}\left(\frac{\omega_0 L_1}{Z_0}\right)=0.0314\times\lambda_g$$

查微带阻抗数据表，得$\sqrt{\varepsilon_e}=2.21$，$W/H=1.8$ 所以

$$\lambda_g=\frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_e}}=136 \quad \text{cm}$$

则 $l=4.3$ cm

$$W=1.8H=3.6 \text{ mm}$$

C_1，C_2采用固定电容与空气微调容器相并联，同时在调试中应注意其谐振频率。所设计输入匹配电路如图4.32所示。图中C_3根据需要可接在微带线的两端或中间一位置上，以改善阻抗匹配。

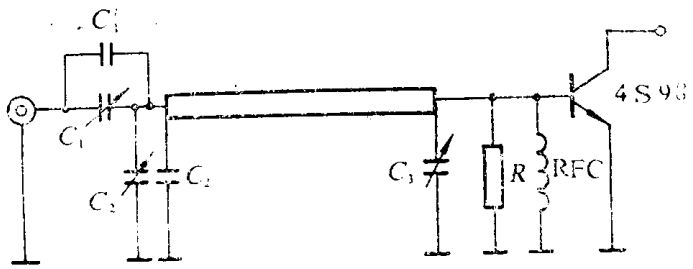


图4.32 设计的输入匹配电路

第三步：输出匹配电路的计算

输出匹配电路采用表4.2(c)序号4所示电路。由于该级电路是整机末前级电路，所以在电路设计时应对谐波抑制有足够地重视，因此希望Q_L值取得高一些，但若太大，那电容量可能会较小，兼顾而取$Q_L=5$

集电极负载电阻R_c可用下式进行估算。

$$R_1=R_c=(V_{cc}-V_s)^2/2P_{out}=20^2/2\times30=6.7\ \Omega$$

于是根据表4.2所提供的计算公式进行设计。

$$L_1=\frac{Q_L\cdot R_1}{\omega_0}=53 \text{ nH}$$

$$C_1=\frac{1}{\omega_0 X_{c1}}=\left[\omega_0 R_2\sqrt{\frac{R_1(1+Q_L^2)}{R_2}-1}\right]^{-1}$$

$$=[\omega_0\times78.8]^{-1}$$

$$=20 \text{ pF}$$

$$C_2=\frac{1}{\omega_0 X_{c2}}=\frac{Q_L\left(1-\frac{X_{c1}}{Q_L\cdot R_2}\right)}{\omega_0\cdot R_1\cdot(1+Q_L^2)}$$

$=31$ pF

当L_1仍用微带线实际时，仍然取其特性阻抗为50Ω，$\sqrt{\varepsilon_r}=2.21$，$W/H=1.8$，则其尺寸为

$$l=\frac{\lambda_g}{2\pi}\mathrm{tg}^{-1}\left(\frac{\omega L_1}{Z_0}\right)=12.75\ \mathrm{cm}$$

C_1，C_2仍采用并联电容形式（固定电容加空气微调电容器），其完整电原理图如图4.33所示。

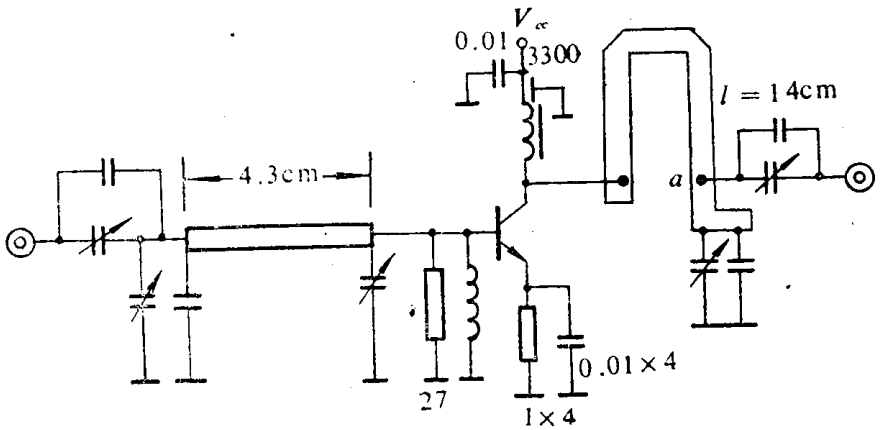


图4.33 混合型匹配电路

三、 功率合成用匹配网络

目前，国内外半导体厂家生产的晶体管单管输出功率都不太大，所以为了提高全固态发送设备的额定输出功率等级，而往往用数只，甚至数十只晶体管并联运行，此时就要用到各种各样的功率合成网络。常用的合成网络有3 dB定向耦合器，传输线变压器或$\frac{\lambda}{4}$传输线等。

1．用3 dB耦合器做成的合成网络

在FM广播发射机中，也常常采用这种由3 dB耦合器组成的合成网络，其原理如图4.34所示，分配器与合成器结构完全一样。目前常用的3 dB耦合器有两种形式，一是双蕊耦合电缆，目前国内已有生产（1423所），但只能用于10W以内的功率合成；二是采用微带线组成，虽然它有不少优点，但其结构不太适合与印刷板电路连接。

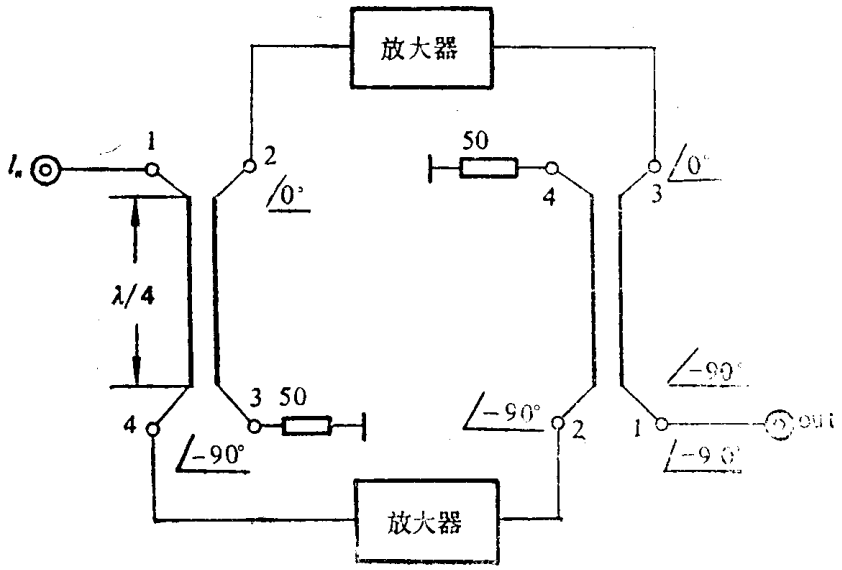


图4.34 3 dB耦合器式功率合成网络

目前在电视发射机和FM发射机中常用的3dB耦合器是采用双蕊式微带耦合器，如图4.35所示。实际上，它是由两块标准微带线，并在其间插入聚四氟乙稀薄膜（当然其它介质也可，但应对超高频信号损耗较小）等所组成。目前这种电路虽有一些数学解，但有些参数仍难以测定，且计算复杂，所以一般多用估算设计再根据实际调试来确定其数据的。在米波段，特别是FM波段，其波长较长、为此将微带线做成蛇形状。如图4.36所示。

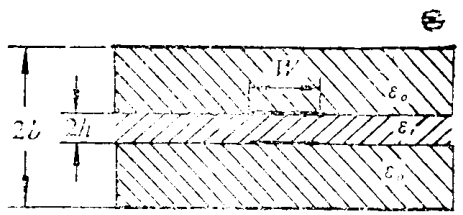


图4.35 双蕊式3 dB耦合器

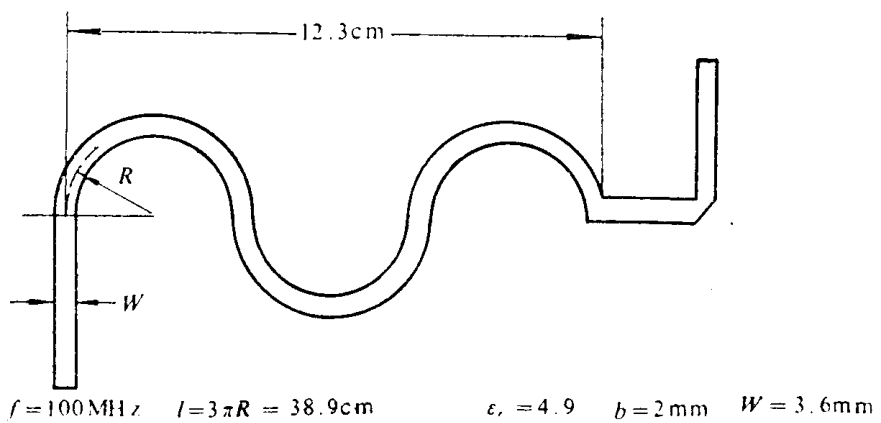


图4.36 蛇状形标准微带线

在实用电路中，这种微带式3dB耦合器的结构等比较复杂，所以可采用一种半集总半分

布式参数定向耦合器[13]

图4.37为半集总参数的正向耦合定向耦合器。信号自端口1输入时，有信号自端口2、4输出，端口3无输出，称为隔离端。此耦合器的设计方程式为下所示：

$$tg\theta_0=\frac{1}{\omega_0 C Z_0} \qquad (4.42)$$

$$耦合度(dB)=-20lg(\cos\theta_0) \qquad (4.43)$$

式中 $\theta_0=2\pi l/\lambda$；

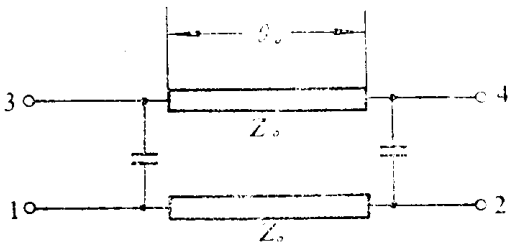


图4.37 半集总参数正向耦合定向耦合器

例：设计一中心频率为100MHz，用50Ω微带线构成的半集总参数式—3dB耦合器（$\varepsilon_r=4.9$）

从式(4.43)可知：耦合度为−3dB时，$\theta_0=45°$、亦即$l=\lambda_g/8=19.5$cm、由式(4.42)可知$C=32$pF，图4.38为其实际定向耦合器。调试结果表明，这种耦合器频带较窄（一般可用范围不大于6MHz)但结构简单，调试方便，目前浙江省广播科研所研制的ZGY-86FM-100W机就利用这种半集总参数式3 dB定向耦合器来做成末级功率合成网络。由于通过功率较大

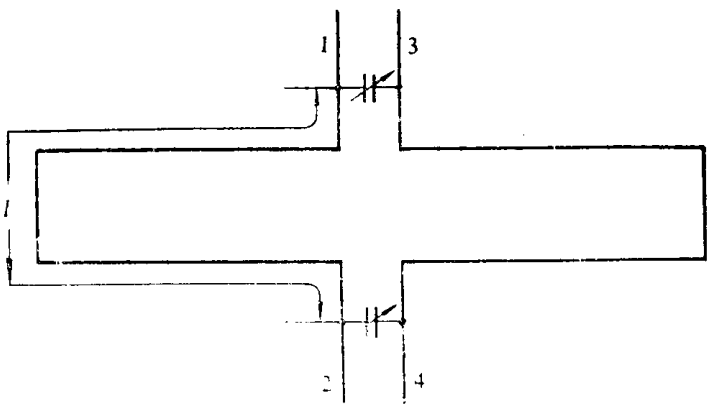


图4.38 实用的3 dB定向耦合器

(100W)，还需采用散热器散热的办法来保证其损耗不再增加。实践证明、其使用效果基本上满足了各项指标要求。

微带状定向耦合器不仅仅用于功率合成网络中，有时也用于监测保护系统，当然，此时其耦合度不是－3 dB而是－20dB以上。

在调试时，应注意其均匀耦合度、隔离度还有其插入损耗。定向耦合器一般都是单独调试，然而接入电路中即可。

另一种常用的3dB耦合器就是用双蕊耦合电缆制成。图4.39是英国W·L·Gore & Associated Ltd已批量生产的一种双蕊电缆的横截面图。图4.40为该电缆的长度，耦合量，工作频率间的计算图。我们曾选用1423所双蕊电缆作功率合成用3dB耦合器根据测试（一批20根）大致可按照图4.40来确定用作3dB耦合器的电缆长度l。

双蕊电缆耦合器与其它形式（如带状线）的定向耦合器相比较，具有制作特别简单，成本低、体积尤小、不需要调整等优点。目前广泛用于电视发射（差转）机的功率合成器中。

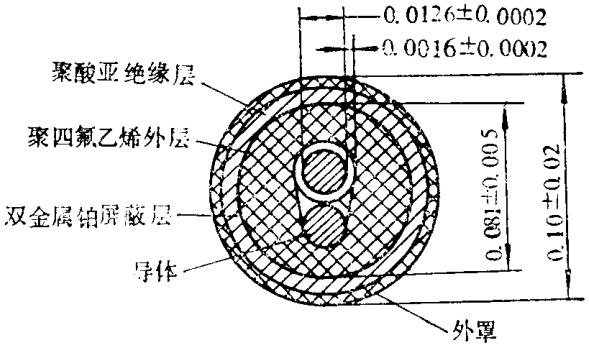


图4.39 双蕊电缆的横截面图

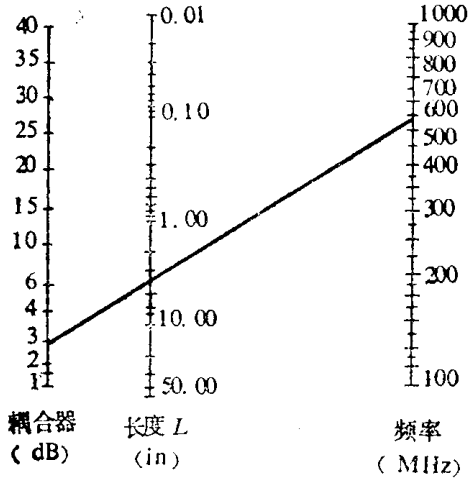


图4.40 双蕊电缆的长度、耦合量、工作频率间的计算图

2. 用传输线变压器做成的功率合成网络[2][14]

在目前常用的高频合成网络，特别对于数百MHz以内的合成网络大多是以传输线变压器为基础做成的。这种合成网络最大特点是频带宽，插入损耗小等优点。

在传输线变压器中最常用的仅是 1 ：4 和 4 ：1 阻抗变换传输线变压器，如图 4.41 所示。下面以 4 ：1 传输线变压器为例加以简明地阐述。

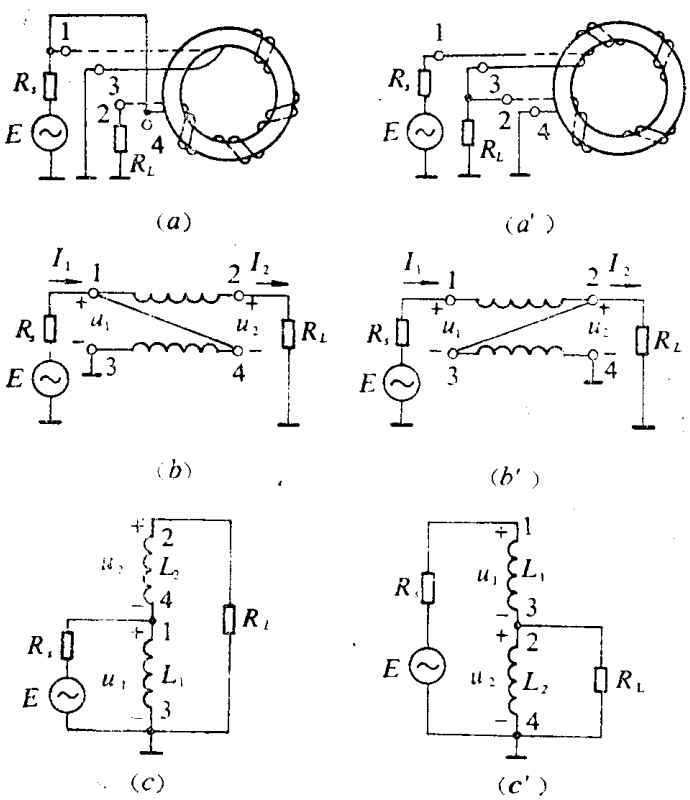
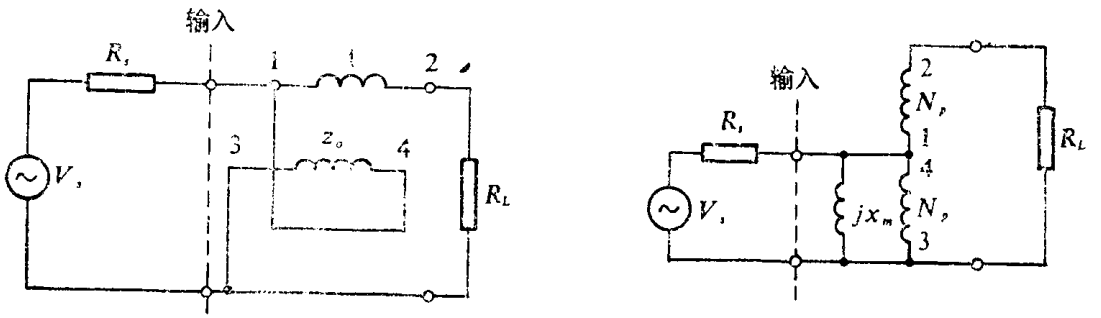


图4.41 1：4和4：1阻抗变换传输线变压器

传输线变压器可以利用描述其工作原理的高频段和低频段等效电路（如图4.42所示）来分析。在较高频率上，铁淦氧磁蕊的导磁率下降，因而失去了普通变压器的作用，两个绕组形成传输线，于是输入信号就以电磁能交换的形式，自始端传输到终端，最后被负载吸收。此时由于电磁波主要是在导线间介质中传播的，因此磁心的铁磁损耗对信号传输的影响也就



(a) 高频等效电路　　(b) 低频等效电路

图4.42 传输线变压器的等效电路

大为减少。在高频等效电路中，其插入功率损耗为

$$\frac{P_i}{P_o}=\frac{[2R_s(1+\cos\beta l)+R_L\cos\beta l]^2+\left[\frac{R_sR_L+Z_o^2}{Z_o}\right]^2\sin^2\beta l}{4R_LR_s(1+\cos\beta l)^2} \qquad (4.45)$$

式中P_i为信号源有用功率；

P_o为输出功率；

P_s为源电阻；

β为传输线的相位常数；

L为传输线长度；

R_L为负载电阻；

Z_o为传输线的特性阻抗。

对于低频端，传输线线长比较短，因此，单位长度的感抗很小，单位长度的容抗也非常小。这样，在分布电容和电感中储能作用就很差，难于利用电磁能的交替转换的作用，将始端能量传输到终端。但低频信号电压加于传输线的1端和地之间时，将有电流流过初级绕组。该电流通过高μ磁环内的磁耦合，在次级产生感应电压而将能量传到负载端。也即其磁性材料的导磁率对变压器的性能有决定性的影响。通过简单地分析可得到

$$\frac{P_i}{P_o}=(R_s^2+4X_m^2)/4X_m^2 \qquad (4.46)$$

式中X_m为初级磁化电感。

其最佳功率传输条件为

$$\begin{cases}R_L=4R_s\\Z_o=2R_s\end{cases} \qquad (4.47)$$

磁蕊的磁化电感为

$$L_m = X_m/\omega = 4N_p^2\mu_o(A_e/l_e) \quad \mu H \qquad (4.48)$$

式中N_p为初级匝数；

A_e为磁蕊的有效截面积（cm^2）；

L_e为磁蕊的平均磁路长度（cm）；

μ_o为磁蕊的导磁率；

ω为角速度（rad/s）。

在上述方程中，当A_e为cm^2，L_e为cm时，则L_m的单位为nH。

令式（4.46）等于2（3dB点），就能确定下截止频率f_1，即

$$f_1 = (R_s \times 10^9)/(4\pi N_p^2 A) \quad Hz \qquad (4.49)$$

这一关系确定了对某一特定低频响应所需要的匝数。用类似方法可从式（4.45）得到最佳匹配变压器的上截止频率，此时$L \approx 0.3\lambda_h$实际上，为了减少插入损耗而应使$L < \frac{\lambda_h}{8}$，但L也不能过短，若太短的话，将使低频传输特性恶化。

传输线变压器的特性阻抗决定于线径，线间距和介质，但要想严格设计制作，达到所要求的阻抗值（也即满足式4.47）是比较困难的。图4.43是表示由漆包线绞扭而成的传输线特性阻抗。从图中可知，绞扭线的松紧将对特性阻抗有明显影响。一般为了得到沿线均匀的特性阻抗，宜用紧绞合线。

上面我们叙说了传输线变压器的一些基本特性，但未完全直接涉及到功率的分配与合成。下面我们以一个功率二分配器为例来解释它是怎样分配和合成的。

图4.44是功率二分配器的原理图，注意它与图4.41(a)所示1：4传输线变压器的主要区别在于负载的差异。

根据基尔霍夫定律，利用图4.44(b)的等效电路可证明网络在正常工作时，具有如下特性[2]：

$$\begin{cases} I_{L1} = I_{L2} = I \\ I_d = 0 \\ U_t = 0 \end{cases} \qquad (4.50)$$

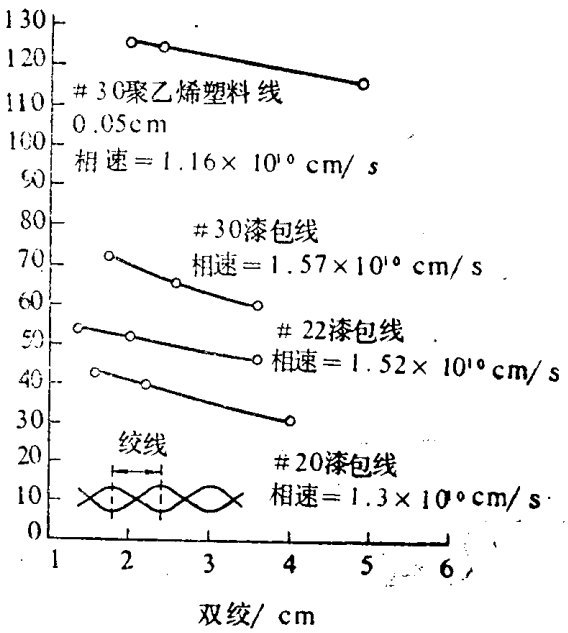


图4.43 扭绞与特性阻抗的关系

这些特性是符合分配网络所要求的。同时也说明两负载能获得相等的功率，由于I_{L1}，I_{L2}无论在幅度上，还是在相位上都是相等的，所以这种分配电路称之为同相分配电路。$I_d = 0$说明平衡电阻R_d不消耗功率，这也保证了负载能得到最大功率；同时也说明了它与信号源不构成能源转换关系，所以常把D、C端称为互相隔离端。$U_t = 0$说明了传输线变压器初次级绕组上都没有压降形成，也即符合传输线的特点。

理论和实践都证明了：

（1）A与B端 和C与D端互相 隔离的条件是

$$R_{L1}=R_{L2}=2R_s=\frac{R_D}{2}=Z_o$$

（2）若从C端 送入 激励 功率，则将在A 端与B端 均匀分 到同相同值功率，但D端无输出。

若从D端送入激励 功率，则这功率均 匀分 到A、B端，但相位相反，D端无输出。

（3）从A端与B端 同时送入反相激励电压，则D端得到 它们的合成功率，C端无输出。

若从A端与B端 同时 送入激励电压，则从C端能 得到合成功率，而D端无输出。

所以功率分配和合成网络实质上是同种网络，区别在于激励端口，这对于工厂生产极为有利。

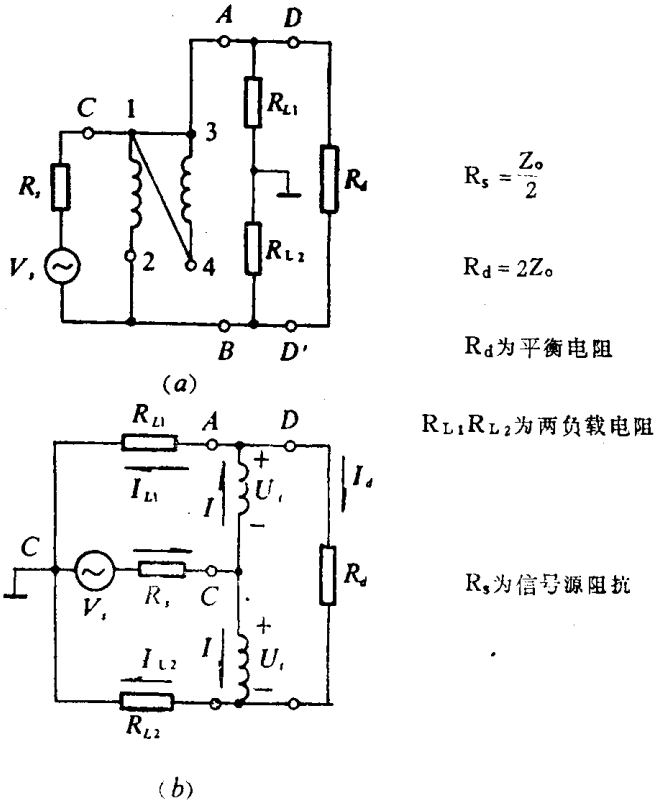


图4.44 功率二配器的原理图

3．N路功率均匀分配的混合型网络[3][18]

为了提高全固态发射机的输出功率，就需要将数个甚至数十个功率放大器并联工作，因而就要用到N路功率分配网络和N路功率合成网络，如图4.45所示。

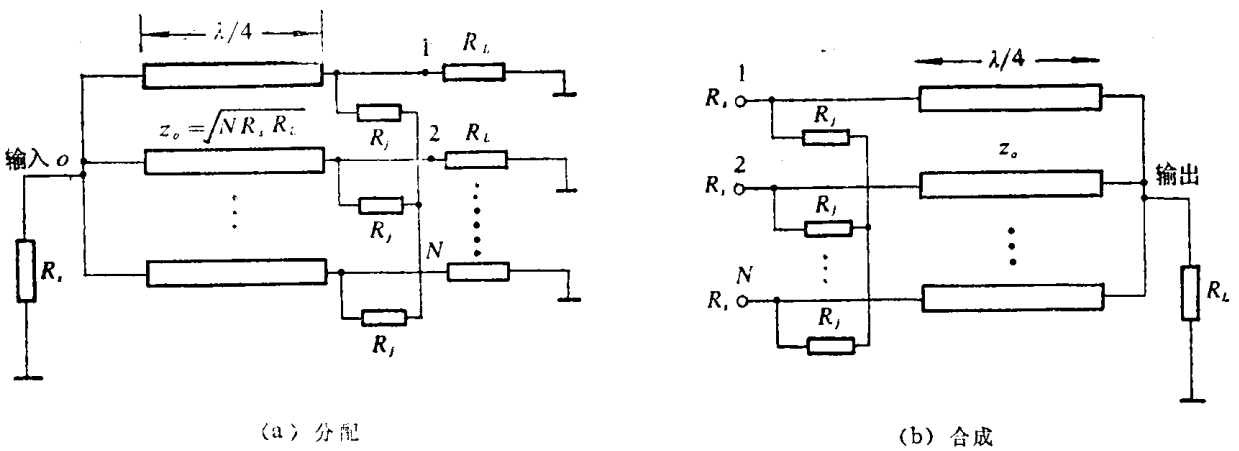


图4.45 N路功率分配、合成网络

现在我们以图4.45(a)所示分配网络为例来叙述其工作原理。从图中可知，信号源与N条特性阻抗为Z_o的阻抗变换节相连，然后通过这些阻抗变换节再与N个负载R_L 相 连。同 时 为了避N个输出端之间的相互干扰而接入N个平衡隔离电阻R_j。

假如$R_s\neq R_L$，那么各路支线中的阻抗变换节的特性阻抗应为

$$Z_0=\sqrt{NR_sR_L} \qquad (4.51)$$

式中，N为功率分配器输出的路数。

从图中可知，由于电路结构的对称性，将使输入功率分成大小相等的N份输出。当输出各路均接于匹配负载R_L时，只要各路信号所经过的电长度相同，各输出端将处于同电位，因而输出端口和公共结点间的隔离电阻R_i并不消耗任何功率。假如输出端口之一由于某种原因使信号发生了反射，此反射信号的功率也将分路，一部分直接经过这些隔离电阻传至其余各输出口，而其余的功率将返向输入端口，并在各路支线汇集处再度分配，于是重新经由各支线传至各输出端口。因此，某一端口的反射信号将经两种途径传至其余各输出端口，而这两种途径的电长度并不相同，当隔离电阻尺寸很小，可视为集总元件时，它的电长度可近似地认为是零，支线阻抗变换节的电长度在中心频率处为$\frac{\pi}{2}$（$\frac{\lambda}{4}$）因而往返二次的电长度是π。可见由两种不同途径至其余各输出端口的反射信号相位正好相反。可以证明，只要隔离电阻R_i选得与负载电阻R_L一样，且变换节特性阻抗满足式（4.51），则两种途径的反射幅度将是相等的，因而彼此抵消，这就实现了各输出端口之间相互隔离的目的。

再来看看图4.45(b)所示的功率合成网络。当N个功率放大器以相同振幅，同相工作时，没有电流流过隔离电阻，也即每台放大器输出功率P_0都馈到负载R_L，所以：

$$P_L^{(N)}=NP_0 \qquad (4.52)$$

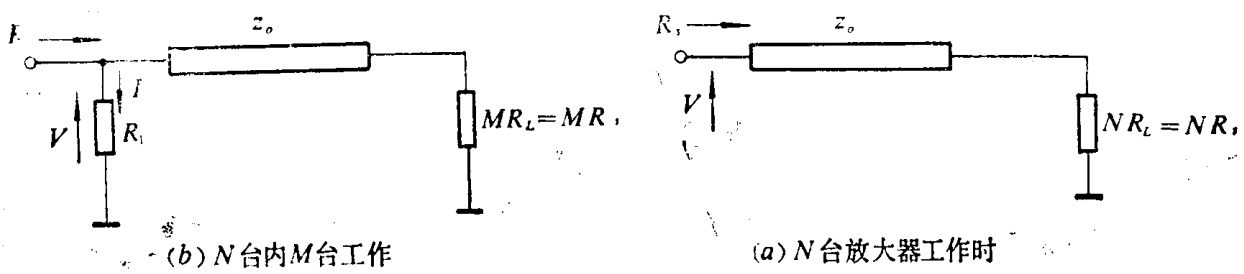
式中$P_L^{(N)}$为N台放大器馈给负载的总功率。

当N台放大器中有（$N-M$）台出故障，也即仅M台放大器工作时，负载R_L上能得到多大功率呢？

从任意一台正常工作的放大器输出端，也即合成器输入端向负载端看的等效电路如图4.46所示，当N台放大器全部工作时，如图(a)所示；而在N台放大器中只有M台工作时，其等效电路如图(b)所示。由于合成网络的输入阻抗与工作台数无关，始终为R_s，所以从图(b)中可以看到，此时在其合成网络输入端接入由于平衡电阻而引起的电阻R_1。

令其输入端电压为V，供给等效负载电阻MR_0的功率P_1为

$$P_1=V^2/\frac{N}{M}R_s=\frac{M}{N}P_0 \qquad (4.53)$$



(b) N台内M台工作　　(a) N台放大器工作时

图4.46 从与工作的任意一台放大器连接的合成网络输入端往负载看的等效电路

式中$P_o=V^2/R_s$（每一台放大器输出功率）。

于是由M台放大器供给负载电阻R_L（$=R_s$）的功率$P_L^{(M)}$为

$$P_L^{(M)}=\frac{M^2}{N}P_o=\left(\frac{M}{N}\right)^2 P_L^{(N)} \tag{4.54}$$

由于M台放大器的总输出功率为MP_o，所以消耗在隔离电阻上功率$P_b^{(M)}$为：

$$P_b^{(M)}=MP_o-\left(\frac{M}{N}\right)^2 P_L^{(N)}=\frac{M(N-M)}{N}P_o \tag{4.55}$$

为分析方便起见，将与故障的$N-M$台放大器连接的合成网络的输入端看作接地，如图4.47所示。消耗在每台放大器的R_s上的功率为式（4.55）中的M分之一。令流过与工作放大器连接的平衡电阻的电流为I，则消耗在R_s的功率为$P_{b1}^{(M)}$，则

$$P_b^{(M)}/M=\frac{N-M}{N}P_o=\frac{N-M}{N}\frac{V^2}{R_s}=VI \tag{4.56}$$

所以 $$I=\frac{N-M}{N}\cdot\frac{V}{R_s}$$

从而 $$P_{b1}^{(M)}=I^2R_1=I^2R_s=\left(\frac{N-M}{N}\right)^2 P_o \tag{4.57}$$

而消耗在与出故障放大器连接的隔离电阻上的功率$P_{b2}^{(M)}$为

$$P_{b2}^{(M)}=P_o\left\{\frac{N-M}{N}-\left(\frac{N-M}{N}\right)^2\right\}M\frac{1}{N-M}=\left(\frac{M}{N}\right)^2 P_o$$

例如一全固态发射机是由12台100W放大器所组成，现在若有两台放大器出故障，则按照式(4.54)可知其天线上可得到〔（12－2）^{2}/12〕×100W＝8.3×100W输出，从而保证了发射机仍能正常工作，提高了发射机的可靠性，这也是合成功率放大器方式的优点之一。

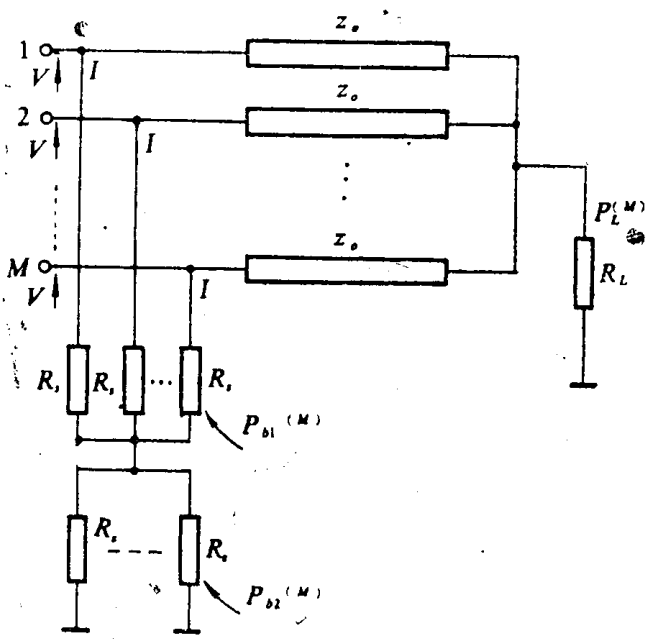


图4.47 合成网络的等效电路

4.3.5 高频晶体管功率放大器设计举例

因为高频功率放大器是大信号工作，所以要定量地分析晶体管是困难的，加之目前国产晶体管的离散性很大，所以不得不参照实际给定数据，推导出必要的特性值，然后用试探的方法来决定常数，最后再经过精心调试，一台放大器才有希望合格地出厂。

一、设计一输出功率为100W的功率放大器

1．给定条件

电源电压＝22～24V（随意选择）

工作频率＝100 MHz（87～108MHz）

输出功率＞100 W（输入功率为30W时）

负载阻抗＝50 Ω

2．基本电路的选择

如附表工所示那样，目前国产大功率晶体管的最大输出功率虽可达100W（4S99），但实际上都不可能使工作晶体管处于这样一个极端工作状态，一般为可靠起见要求其输出50～60W，所以为了达到输出100W的目的，就必须采用两管并联工作状态。从结构和功率来考虑，选用图4.22所示的半集总参数式微带线3dB耦合器作为该放大器的合成网络，考虑到合成网络的损耗，确定每管输出为60W，其方框图如图4.48所示。

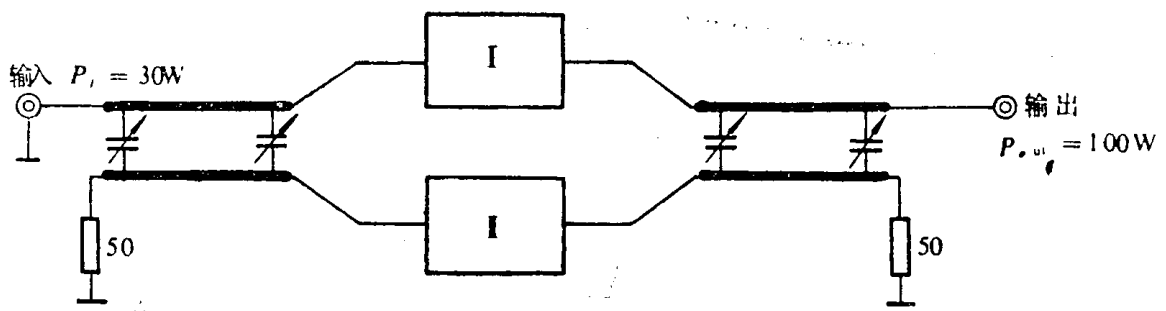


图4.48 100W功放电路方框图

3．输出电路的设计

输出耦合匹配电路如图4.49所示，估计4S99晶体管的C_{ob}大于65pF（厂方没有提供，根据3DA36推算），所以不能不考虑$C_o=2C_{ob}$的影响，需对它进行修正。

由附录Ⅱ所提供的数据可知，$U_{CE(sat)}=1.5$V，则集电极电路两端的高频电压为24—1.5＝22.5V，于是4S99的单管等效输出阻抗R_o为

$$R_o=(22.5)^2V/2\times60=4.2\ \Omega$$

$$C_o=2C_{ob}=130\ \text{pF}$$

由于C_o较大，应对它采取一定措施，以抵消它。一般有以下三种方法[1]：

（1）把C_o作为耦合匹配电路的一个因素来求电路常数；

（2）在设计馈电用电感L时，使其正好与C_o相抵消；

（3）适当地增大耦合匹配网络中的L，如图4.49中的L_s，并以此来抵消C_o。

在这三种方法中，由于(1)、(2)的方法比较复杂和困难，为此，多采用方法(3)的方法。

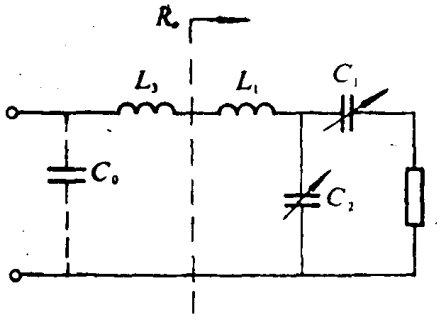


图4.49 输出基本匹配电路

在图4.49中，当$\omega=\omega_o$时，从1—1端往负载端看阻抗是一实数，其值为R_o'，因此，如果把L_s当作串联元件加在电路中，当$\omega=\omega_o$时，其总输入阻抗为$R'_o+j\omega_oL_s$，以导纳形式表示为

$$Y_s=\frac{1}{R'_o+j\omega_oL_s}=\frac{R_o'-j\omega_oL_s}{R_o'^2+\omega_o^2L_s^2}=\frac{1}{R_o+j\omega_oX} \qquad (4.58)$$

式中，Y_s的虚部设计成恰好抵消晶体管输出电容C_o，即

$$C_o=\frac{L_s}{R_o'^2+\omega_o^2L_s^2} \qquad (4.59)$$

从式(4.58)可知，其实部R_o为

$$R_o=\frac{R_o'^2+\omega_o^2L_s^2}{R_o'} \qquad (4.60)$$

于是由式（4.59）、（4.60）可求得

$$L_s=C_oR_o/(1+\omega_o^2C_o^2R_o^2) \qquad (4.61)$$

将式（4.61）代入（4.60）可得

$$R_o'=\frac{R_o}{1+\omega_o^2C_o^2R_o^2} \qquad (4.62)$$

那么其加补偿电感L_s后的有载Q_L即为

$$Q_L=Q_L'+\frac{\omega_oL_s}{R_o'}=Q_L'+\omega_1C_oR_o' \qquad (4.63)$$

由此可见，串接L_s抵消C_o后，使功率管的输出阻抗R_o变换到R_o'，再使R_o'经输出网络变换到R_L，从而完成了阻抗匹配作用。

在实际电路中，L_s和L_1是串联在一起的，就是一个线圈，只要将L_1多绕几圈就行了。通过C_1改变串联臂的电抗值，使L_s发生变化，准确抵消C_o。而$L_1C_1C_2$仍按有关公式计算。

按照表4.2(c)序号4所示计算公式还需要确定Q_L，一般选$Q_L=5$。

于是 $$L_1=\frac{Q_L\cdot R_L}{\omega_o}=\frac{21}{2\pi\times10^8}\approx33 \quad \text{nH}$$

$$X_{o1}=R_L\sqrt{\frac{R_o(Q_L^2+1)}{R_L}}-1=54.4$$

$$C_1=\frac{1}{\omega_0 X_{c1}}=\frac{1}{54.4\times 2\pi\times 10^8}=29\quad \text{pF}$$

$$C_2=\frac{1}{\omega_0 X_{c2}}=\frac{1}{\omega_0}\cdot\frac{Q_L\left(1-\frac{X_{c1}}{Q_L R_L}\right)}{R_0(Q_L^2+1)}=67\quad \text{pF}$$

4．输入匹配电路

由于这一级是末级，谐波抑制度是一个十分重要参数，所以考虑到可能和实际两方面，取$Q_L=10$；4S99的输入阻抗约在1～2Ω左右，一般取为2Ω。输入电路常采用表4.2(*a*)序号3的电路，于是

$$L_1=\frac{Q_L\cdot R_2}{\omega_0}=\frac{2\times 10}{2\pi\times 10^8}=32\quad \text{nH}$$

$$C_1=\frac{1}{X_{c1}\omega_0}=\left[\omega_0 R_1\sqrt{\frac{R_2(1+Q_L^2)}{R_1}-1}\right]^{-1}=18\quad \text{pF}$$

$$C_2=\frac{1}{X_{c2}\omega_0}=Q_L\left[1-\frac{X_{c1}}{Q_L R_1}\right]/\omega_0 R_2(1+Q_L^2)=65\quad \text{pF}$$

5．基极偏置电路的确定

在高频晶体管大功率放大器中，其偏置电路多采用图4.1(c)(d)所示电路。在本级放大器中，采用它们之组合，如图4.50所示。在偏置电路中，为了既能馈送直流电源又能防止高频信号进入电源，一般都采用扼流圈。倘若其电感太大，那势必有可能产生低频振荡，为此，扼流圈的选取应遵循电感量不能太大，Q值不能太高的原则。

一般　$\omega L_{RFC}\approx(10\sim 15)r_{bb}'$

$Q_{RFC}\approx 2\sim 5$

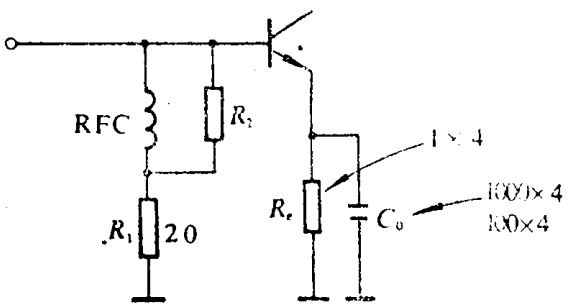


图4.50 基极偏置电路

该电路的散热设计可参照4.4.3节；功率合成网络采用半集总参数正向耦合定向耦合器，也即图4.38所示的实用3dB耦合网络。整个电路图如图4.51所示。

二、场效应管功率放大器实用例[22][23]

随着超高频大功率场效应管的问世，全固态调频发射机的功率放大器越来越多采用这种场效应管。正如§4.3.2所述那样大功率场效应管与普通双极型晶体管相比较主要有以下几个特点。

1．效率高。例如NEC的2SK524漏极效率在110MHz时可达75%。

2．增益高。可做到15～17dB、例如DVD150T为17dB；而双极型晶体管的典型增益为7dB左右，例如4s99为6～7 dB左右。

3．管子的输入输出反馈电容小。按大致相同功率等级的管子相比较，NEC的硅双极型

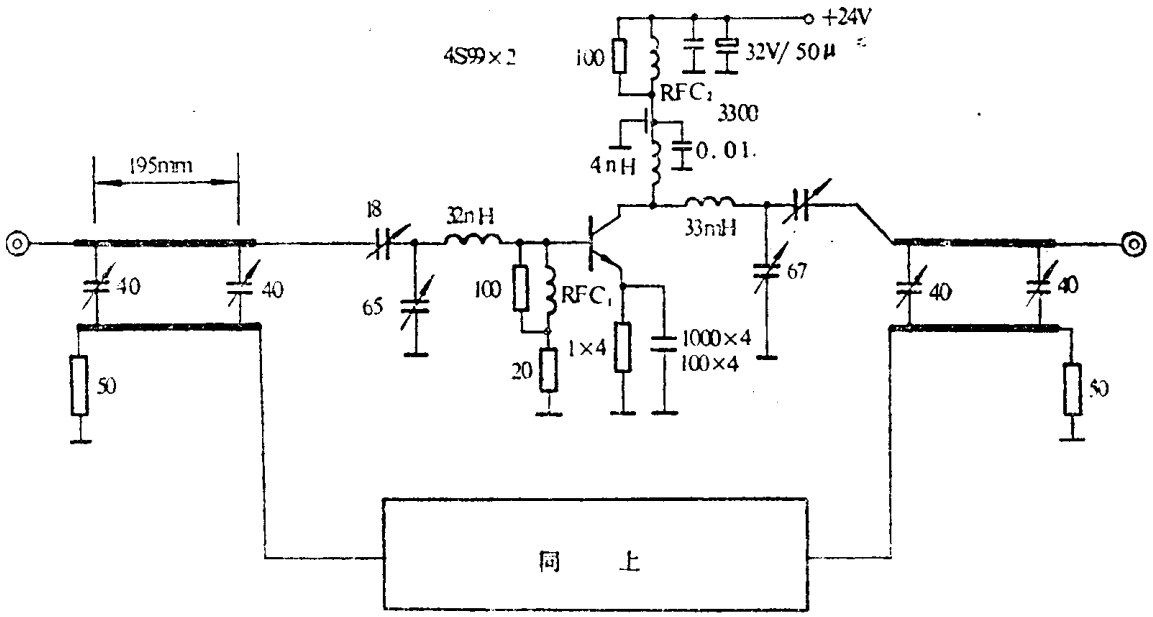
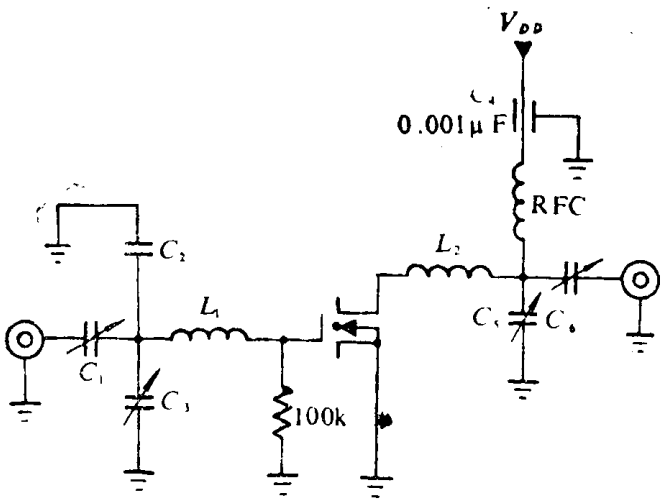


图4.51 实用100W 100MHz功放电路

晶体管2SC3286（总耗散功率为350W)的反馈电容为240pF,NEC MOS FET 2SK524（总耗散功率240W)的反馈电容也仅为15pF。由于反馈电容小，线路设计和调整较容易且稳定。这些特点尤为超高频电路所欢迎。但是大功率场效应管的不足之处是输入电容大，Q值高，宽带有一定困难。例如DVD150T的共源极输入电容高达400pF，这对电路设计者来说应有足够的注意。

图4.52为一典型应用例，图4.53为不同漏极电压时的输入功率与输出功率关系曲线。



C_1，C_5，C_6为6—80pF微调电容(ARCO•462)

C_2，30pF功率电容器

C_3，4—40pF微调电容器

RFC，13^T•18漆包线，内径为φ8mm，L_1，3^T•12漆包线内径为φ8mm，L_2，5^T•12漆包线内径为φ8mm

图4.52 100MHz时电路应用例

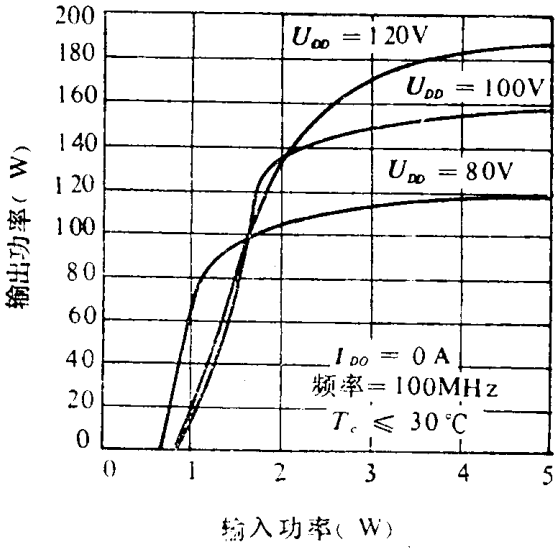


图4.53 输入功率与输出功率之关系曲线

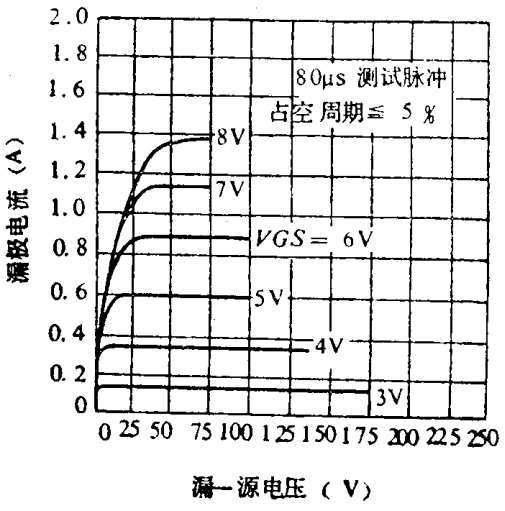


图4.54 特性曲线

图4.54～图4.56分别为DVD150T转性曲线，MTTF及安全工作区。从图中可知，其可靠性可得到大幅度的提高。

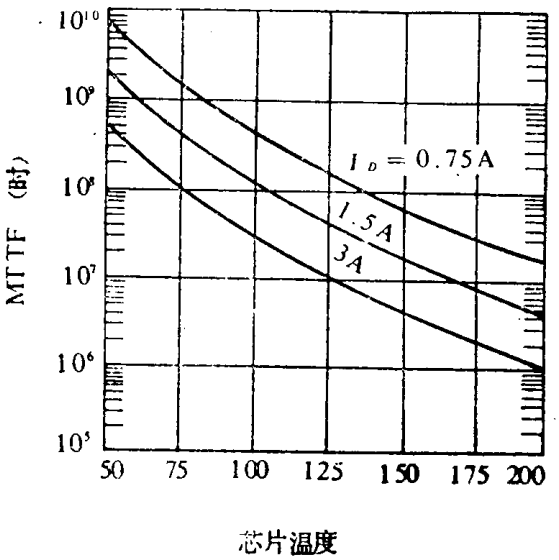


图4.55 MTTF与芯片温度的关系

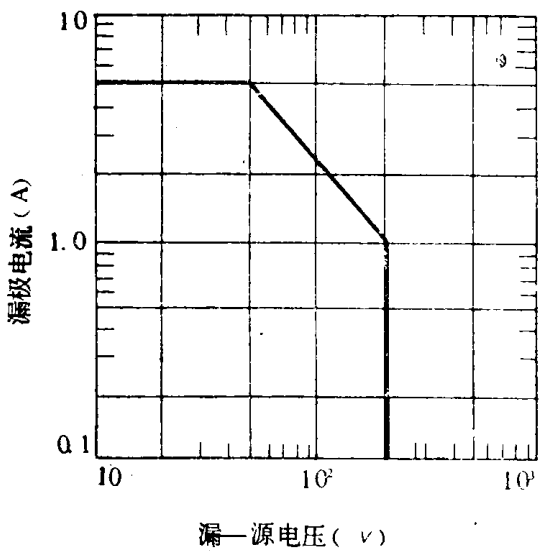
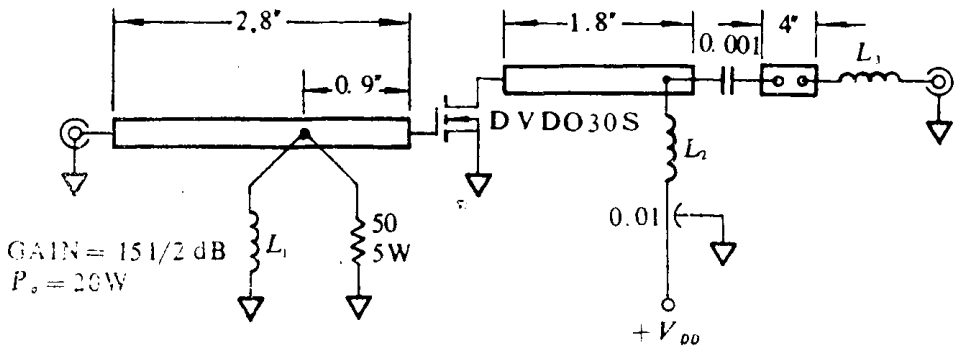


图4.56 安全工作区

图4.57为采用微带线的宽带（87～108MHz）功率放大器，其场效应管为DVD030S，总耗散功率为40W，增益高达16dB；该电路的输出功率可达30W。图4.58、4.59分别为DVD030S的输出功率，G和VSWR特性曲线例。



L_1 1$\frac{1}{2}$T，•18AWG φ6mm 长50mm

L_2 8$\frac{1}{2}$T，•18AWG φ6mm 长230mm

L_3 6$\frac{1}{2}$T，•18AWG φ6mm 长120mm

全部微带线：W=6.4mm(z_0=30Ω)，厚1.5mm的环氧玻璃纤维板。

图4.57 微带线宽带大功率放大器

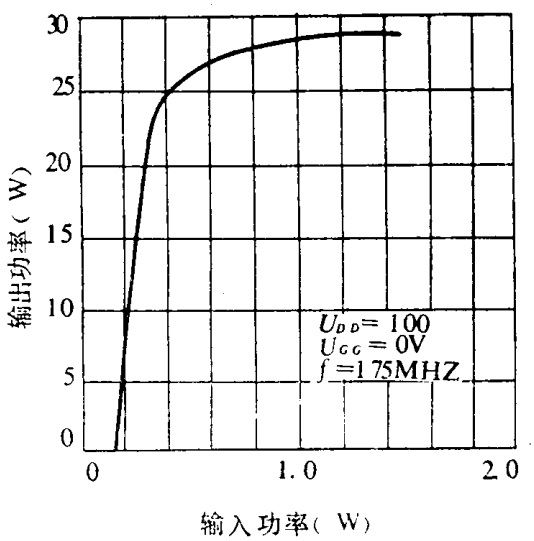
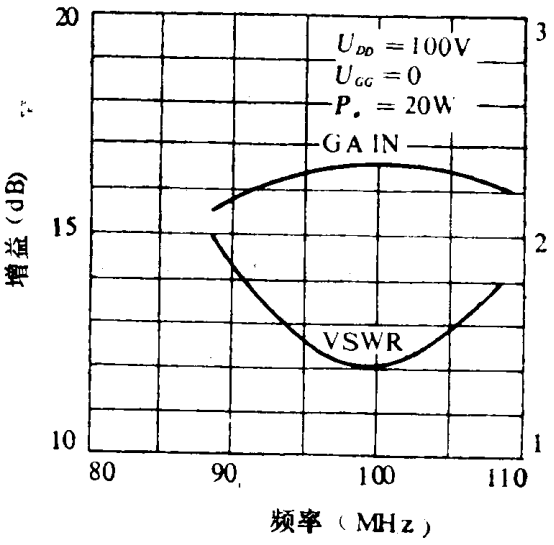


图4.58 输入与输出功率关系曲线（f=175MHz）



4.59（图4.41所示电路）VSWR、G与频率的关系

目前，由于国内没有同类型场效应管，所以浙江省广播科研所从国外引进DVD150T，DVD120T，DVD030S，DVD020S等超高额大功率场效应管，试制成ZGY-86FM-100W Ⅱ型，ZGY-86FM-30Ⅱ型立体声调频广播发射机，其可靠性得到提高。

4.3.6 辅助电路[4][9][15]

在前面，我们介绍了功放电路的主体及其部件，并按照指标要求设计了性能优良的电路，但是，为了使功率放大器具有稳定可靠的技术性能，还需一些辅助电路相配合。本节就主要辅助电路，即功放管的保护电路加以简单介绍，以使读者进一步明确到保护电路的重要性。

一、 基本保护电路的原理

实际证明，在激励级或末级的直流输入端加以限流，是使高频功率放大器免受损害的根本方法，保护电路大多是依照这一原则所组成的。其方框图如图4.60所示。

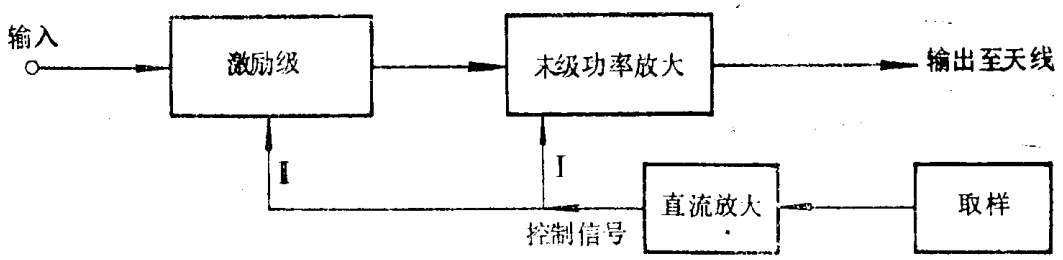


图4.60 基本保护电路原理图

于是根据取样方式、控制对象等组合成多种多样的晶体管保护电路。取样方式一般有：取样电流值，例如AGC电路中以末级功放管的发射极电流为取样对象；以电压为取样对象，例如在失谐保护电路中是用定向耦合器来选取反射波电压(VSWR)；以温度为取样对象，利用热敏电阻检测功放管的温度，然后来控制末级晶体管的工作状态。控制对象有直流馈电、电源、输入激励信号等，从而根据整机要求来选取保护电路的基本形式。

二、 功率增益自动控制（AGC）电路

为了维持末级功放电路的输出功率不变，可采用AGC电路。实际上它也是通过控制激励功率来达到目的的，但因控制对象的区别，其AGC的具体电路也有区别，图4.61～4.62就是其两实例。

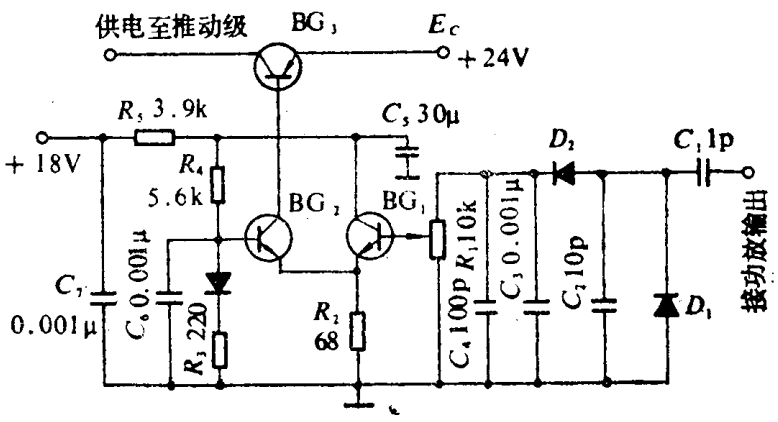


图4.61 AGC电路之一

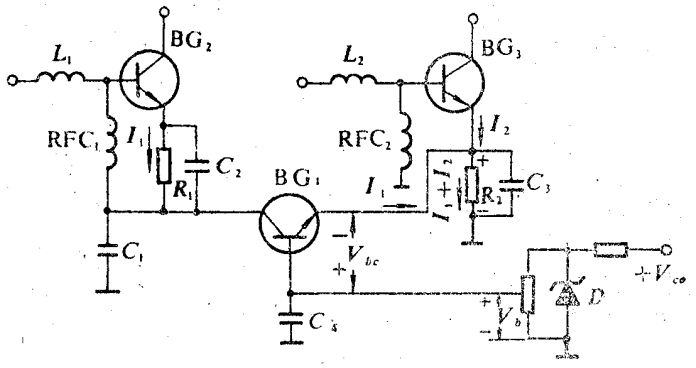


图4.62 AGC电路之二

从图4.6可知，对于工作于丙类状态的功率放大器来说，其输出功率在一定范围内几乎与电源电压成比例变化，图4.61的AGC电路正是利用这一关系来使输出功率恒定。图4.62所示的AGC电路是用输出级BG_3发射极电流改变所引起的电压变化与基准电压比较，用这变动部分来控制前级的激励电平，以维持整机输出功率的恒定。

三、 过载保护电路

在实际工作时，由于某种原因而致使天线负载发生生急骤的变化甚至开路，短路，以致末级管子被损坏。为此一般需增加自动过载保护电路，它由传感器及控制电路两部分所组成，如图4.63所示。

图4.63(a)所示电路是某一通讯机用的保护电路，当然也可用于FM广播发射机中。该电路原理简述如下：末级功放输出功率经一段馈线穿过方向耦合器小磁环，送往天线，方向耦合器将反射信号通过D_2检波，在R_3上产生一个直流电压，经BG_1，BG_2直流放大，再去控制调整管BG_4的输出电压。当天线严重失配，开路，短路时，反射信号加强，使BG_4输出电压急剧下降，致使推动级输出功率降低，从而功率管获得保护。

图4.63(b)是一综合晶体管保护电路，它由定向耦合器，控制单元，限流电路所组成。

限流电路对功放所需总电流起响应，BG_1用作阀值检波器，用以检测R_1两端的压降。当通过R_1的电流在其上建立的压降能使BG_1导通时，BG_1把控制电流通过D_1传到控制单元，于是通过BG_4（达林顿复合管）使I级的集电极电压被控制到使整个功放电路的总电流不超过额定值。如图4.6所示，降低集电极电压将导致激励级输出的减少；同时致使末级集电极电流的减少（图4.6(c)）。从而使整个功放电路的电流限定在一定范围内，达到保护末级功放管的目的。

由定向耦合器所组成的检测电路是为了监测天线负载的变动，保护末级功放管而设置的。若检测到反射功率大于允许值，则D_3被导通，于是反射信号（直流电平）被加到由BG_2～BG_4所组成的控制单元，从而使末级功放管输出功率大幅度降低。因此保护末级管不致由于功耗太高而损坏。

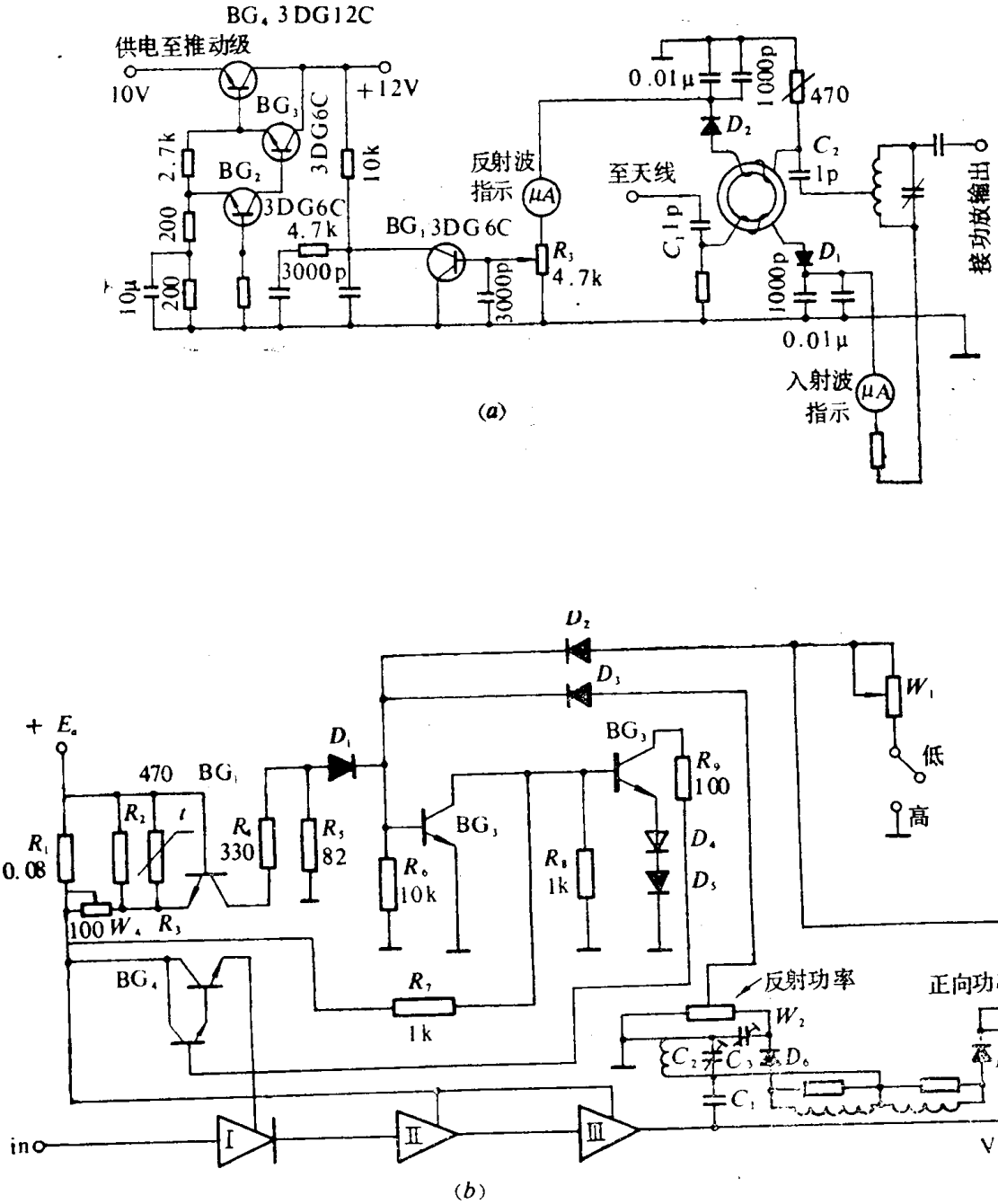


图4.63 过载保护电路

总之，晶体管保护电路具有多种类型，通过几个例子，可略见一斑。其余电路不再一一例举，读者可参考文献资料[4][9][15]。

四、 环行保护电路

由于环行器是一种非可逆元件，所以它常用于大功率晶体管输出电路中，以免天线负载

或下一级负载的急剧变化而导致大功率晶体管的损坏（如图4.64所示）。

在FM广播发射机中常常应用集中参数环行器，这不仅是其结构尺寸较之Y结型环行器要小很多、而且还可以用改变集中参数（电容）的方法来实现工作频率在宽广范围内的调谐。ZGY-86FM-100WFM立体声广播发射机末级输出与天线之间按装了由北京798厂生产的100W环行器（HXT-1），其性能指标如下所示：

型号	频率范围 MHz	宽带 MHz	最大正向插入损耗 dB	最小隔离 dB	最大驻波系数	温度范围 ℃	平均功率 W	外型尺寸 mm
HXT—1	87—108	21	0.8	20	1.20	10—60	50	95×100×56
	85—110	10	0.6	20	1.20	10—60	100	95×100×56

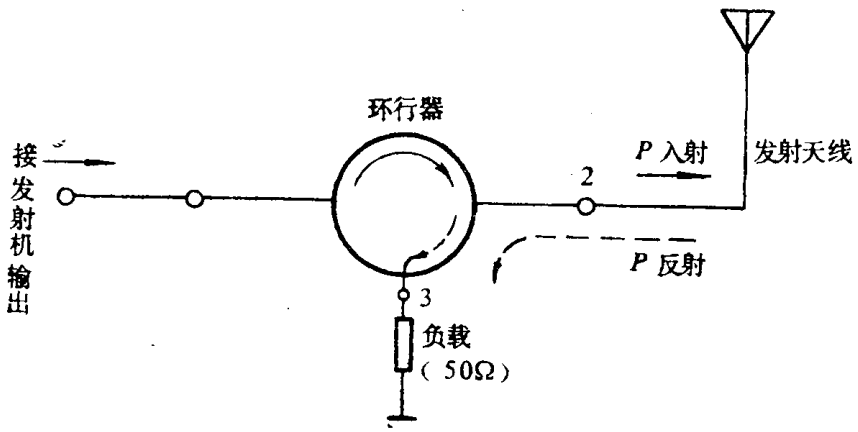


图4.64 集中元件环行器

如图4.64所示那样，1端口与FM发射机输出相连，2端口与天线相连接，3端口与吸收负载电阻连接。根据环行器的单向性，从端口1进入的行波经过环行器馈电给天线。而由于天线的失配而产生的反射波由端口2进入后，经过环行器，加到端口3的吸收负载上，从而使末级晶体管得到保护。

4.3.7 高频晶体管功率放大器的调试和维护

任何一种超高频功率放大器在设计，安装之后，若不进行认真仔细地调试，那就不可能使其工作状态符合设计要求，为此在放大器投入正式使用前必须全面加以检查和调试，现在以图4.65所示电路为例，就其调试步骤加以简单介绍。

一、 调试步骤

一般，其调试步骤有：

1．检查电路元件数值是否符合设计值。

2．在不加激励情况下，将E_{cc}额定值的$\frac{1}{5}\sim\frac{1}{4}$左右的电压值接入电路；用频谱仪BP-30等观察有无寄生振荡，同时用扫频仪BT-3或SWOB5观察输入驻波比(VSWR)，放大器频响。

3．逐步升高电压，同时仔细观察；每升高一档（一般按$\frac{1}{5}E_{cc}\rightarrow\frac{1}{3}E_{cc}\rightarrow\frac{1}{2}E_{cc}\rightarrow E_c$后，都要观察其频响，微调有关元器件，使其谐振在其原设计频率上。

4．逐步增大激励电压（为图4.65(*b*)所示），既要仔细观察放大器所接电表（图4.65(*c*)）指示，也要观察功率计指示，一直至其指示值为设计值的$\frac{1}{3}\sim\frac{1}{2}$左右时，再次微调谐振匹配电路，使功率最大，高次谐波分量最小。

5．当各项电性能指标都达到设计值后，应对功放管的表面温度进行测试，以确定晶体管功耗是否超过额定值。其晶体管结温可用下式估算：

$$T_j=T_f+(R_{tb}+R_{ef}+R_{tj})\times(P_{dc}+P_{in}-P_{out}) \qquad (4.64)$$

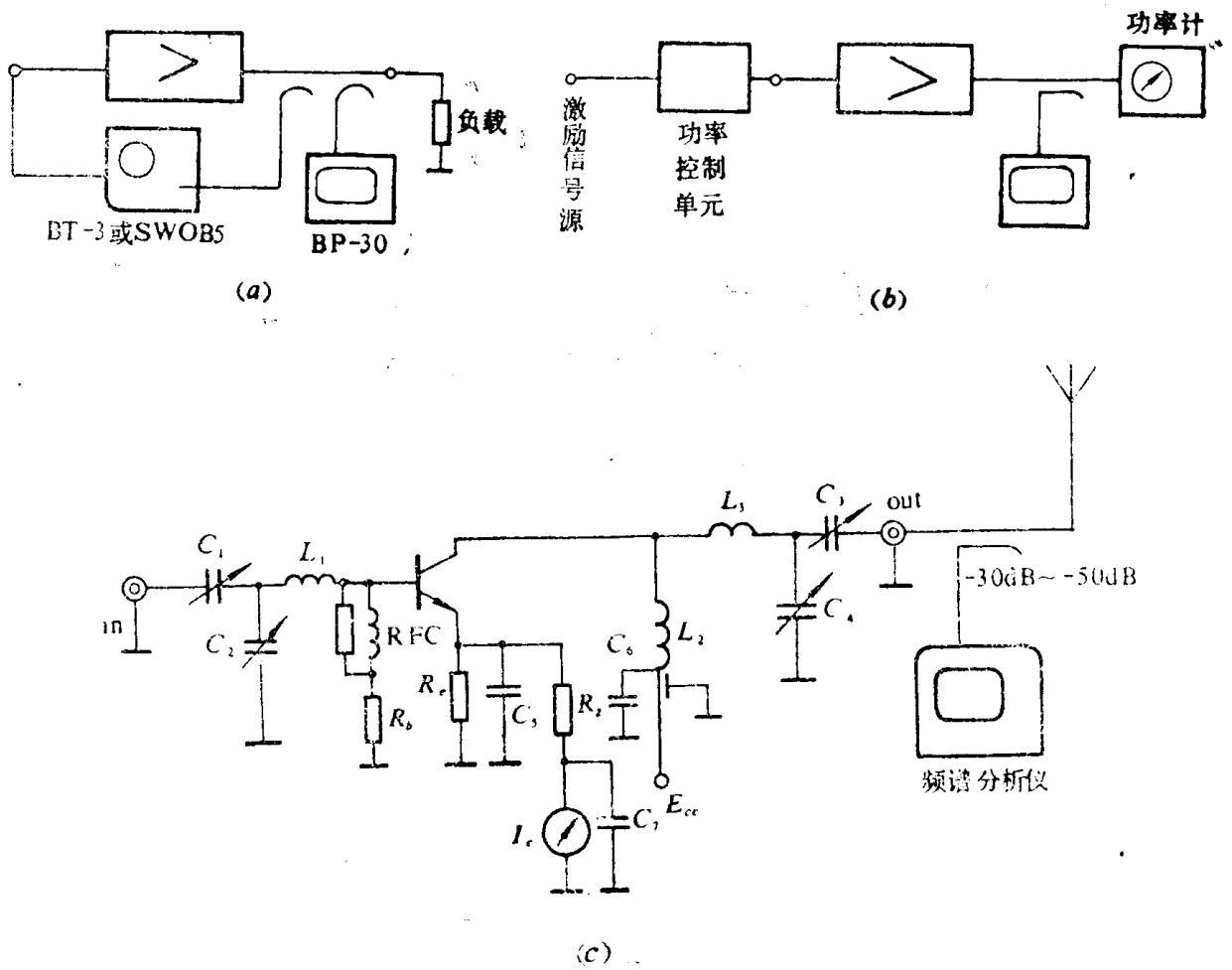


图4.65 丙类放大器的调整

根据计算，若T_j一般控制在120℃以内，那是安全可靠的使用方法。

到此为止，这个高频晶体管功率放大器可以投入整机试用。

在放大器调试或投入试用后，由于某些原因，都有可能产生一些异常现象，需要我们值机人员加以解决，下面给予简要介绍。

二、 超高频晶体管功率放大器的维护

图4.66所示示电路，是全固态调频发射机功率放大器的基本电路。在处理这类电路时，除了在电路设计时应有足够的重视之外，在调试时也应引起注意，稍不留意、就有可能损坏晶体管等。

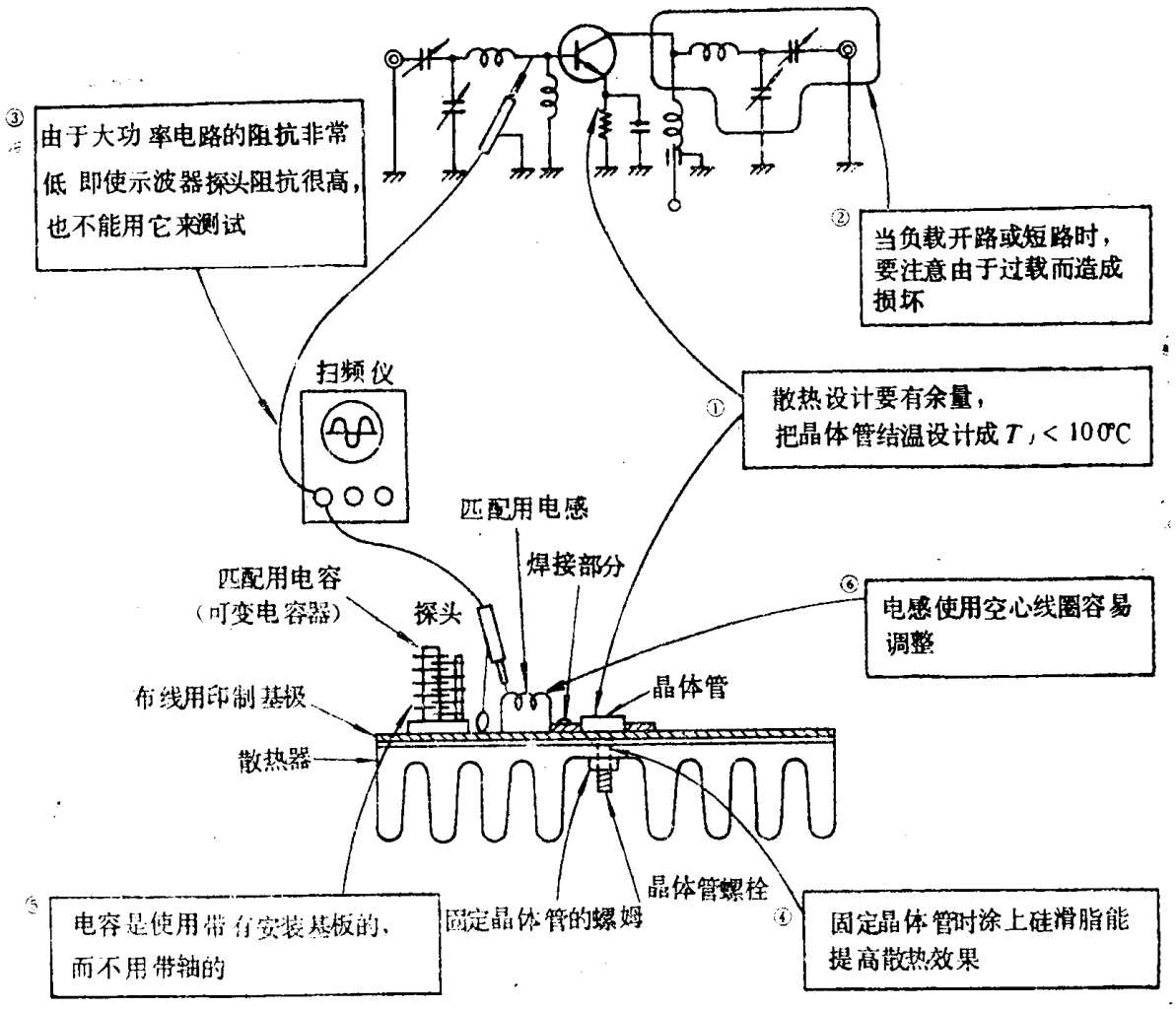


图4.66高频大功率晶体管电路设计与调整的注意事项

1. 异常寄生振荡的消除

异常寄生振荡的频率多低于f_T、且大多幅度较大，所以应当特别注意低频振荡。但有时也会产生超高频振荡。

对于一般寄生振荡可按照图4.67程序框图进行排除，而对于超高频寄生振荡来源，其产生机理如图4.68所示。

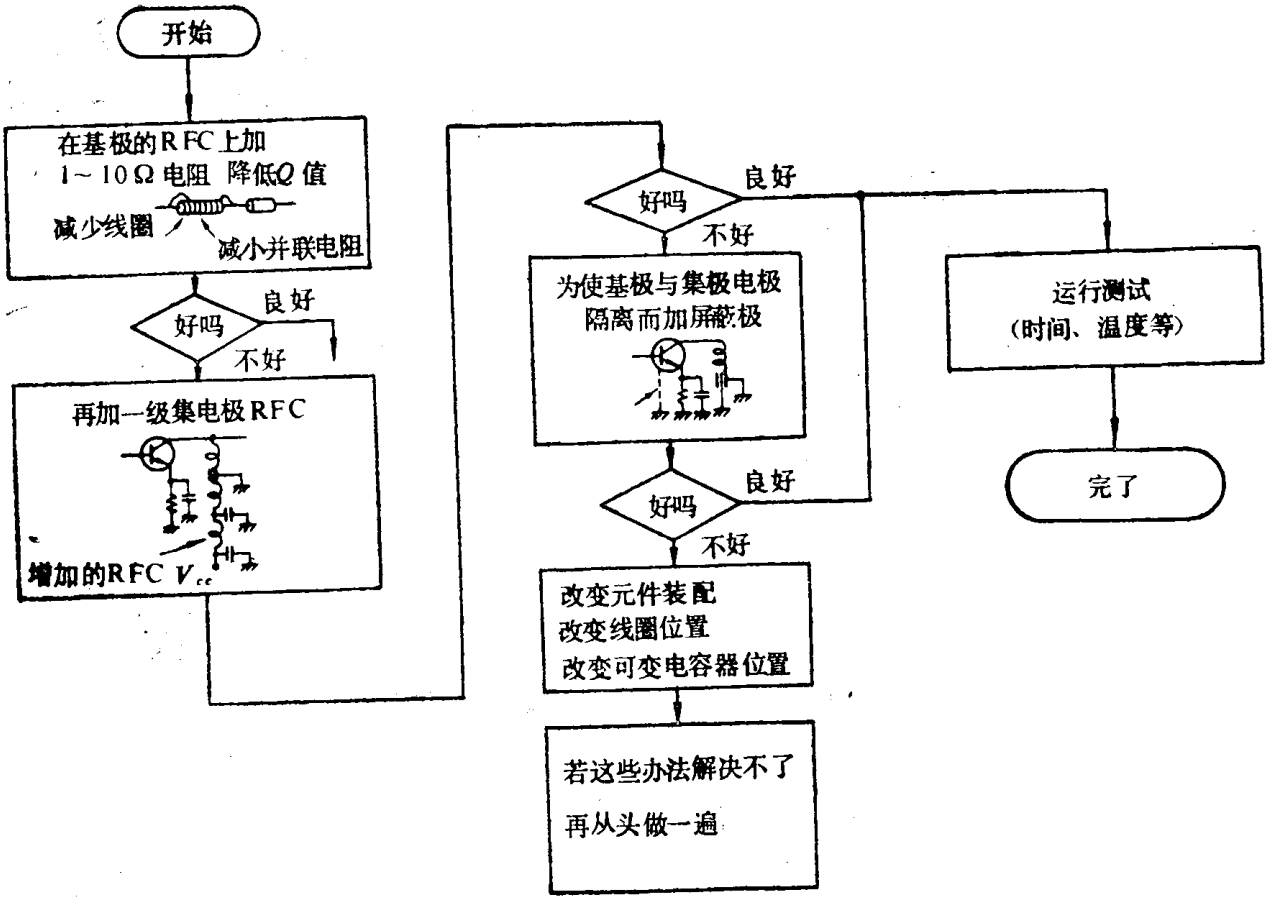
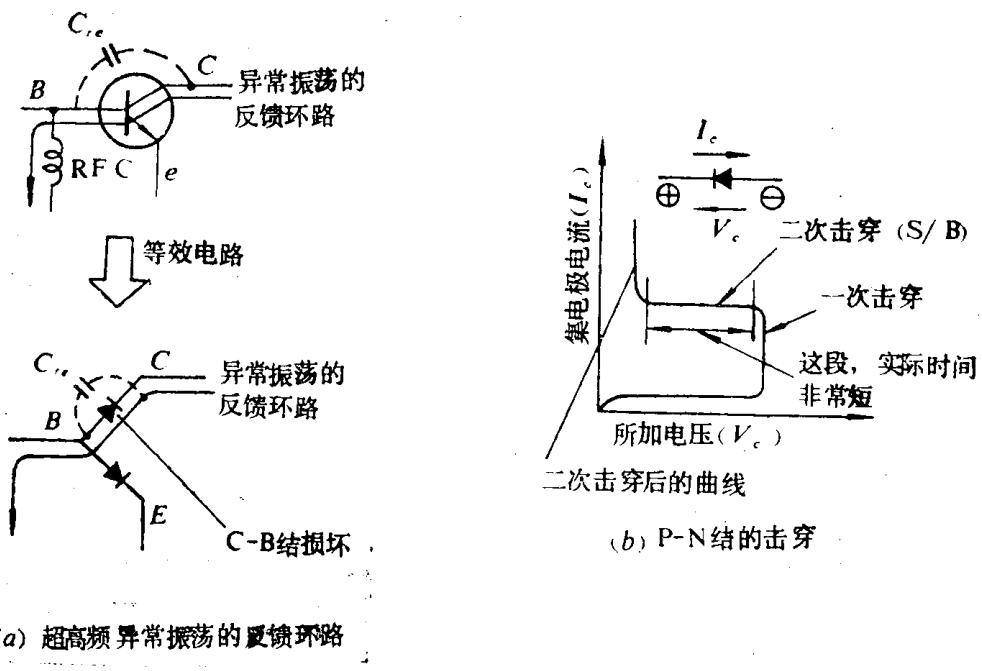


图4.67 处理异常振荡的程序图



(a) 超高频异常振荡的反馈环路

(b) P-N结的击穿

图4.68 超高频异常振荡的形成及损坏

与高Q值电路相比，Q值低的电路具有宽带特性，因此容易产生超高频振荡，要兼顾到Q值的选择是困难的。若是认为这种异常振荡会使晶体管损坏，则应重新设计电路，改变电路形式会得到良好的效果。

2.功率增益不足

在调试部件或更换晶体管等元器件后，有时也可能会遇到这么一种现象：输入功率已经满足设计要求而得不到预定的输出功率。这实际上可能有多种原因引起，需加以分析。若在整机投入使用后出现这种现象，那么可以根据图4.69所绘制的程序检查。如果在调整时得不到功率增益，可认为是由于匹配电路失配或调整不当使晶体管特性变坏或损坏所造成的。当电路中的可变电容器已调到最大点和最小点时，被调整的电路还失配，就要相应地改变线圈的数值，其方法如图4.70所示。

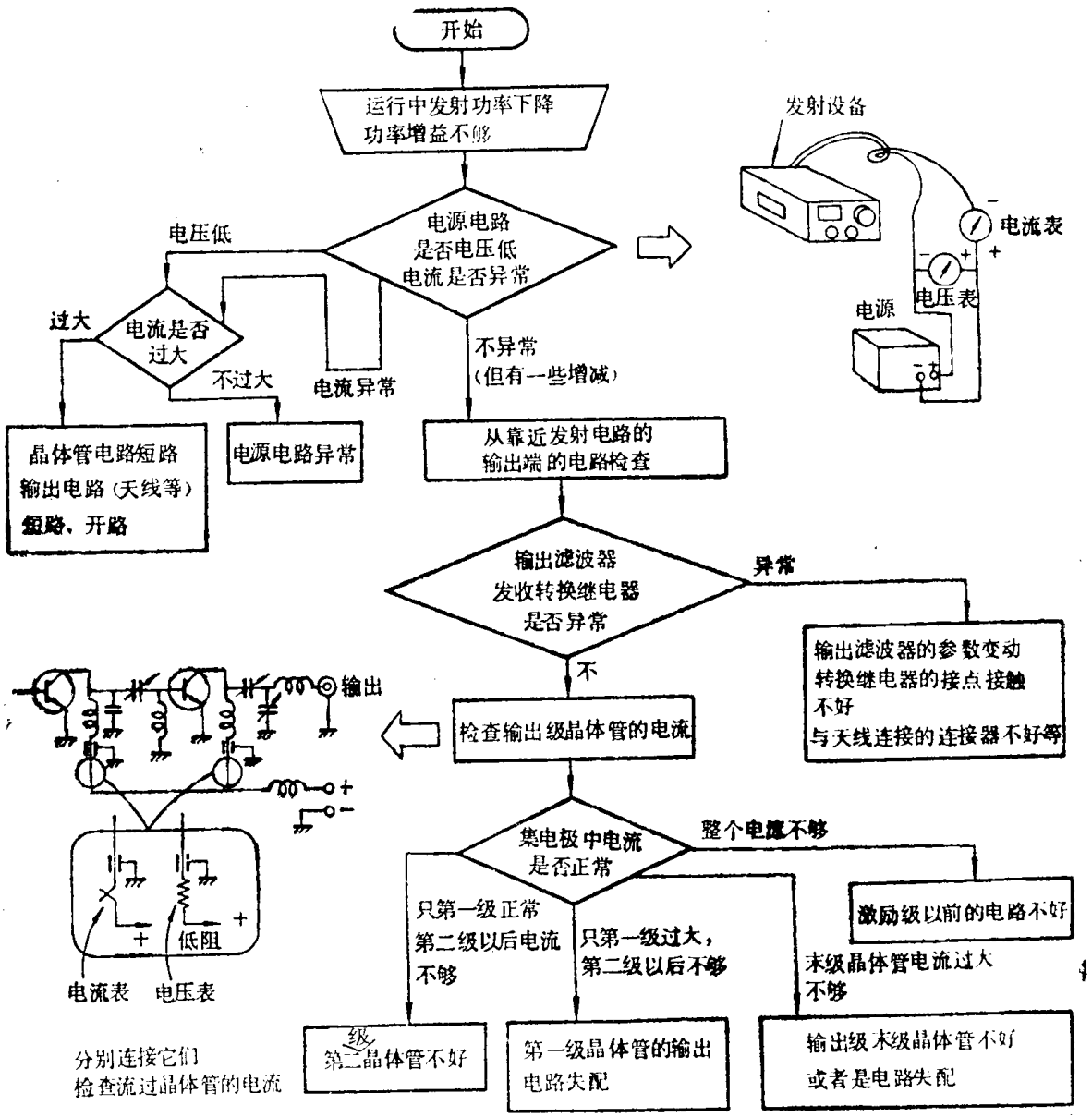


图4.69 发射设备输出功率不足故障之排除程序框图

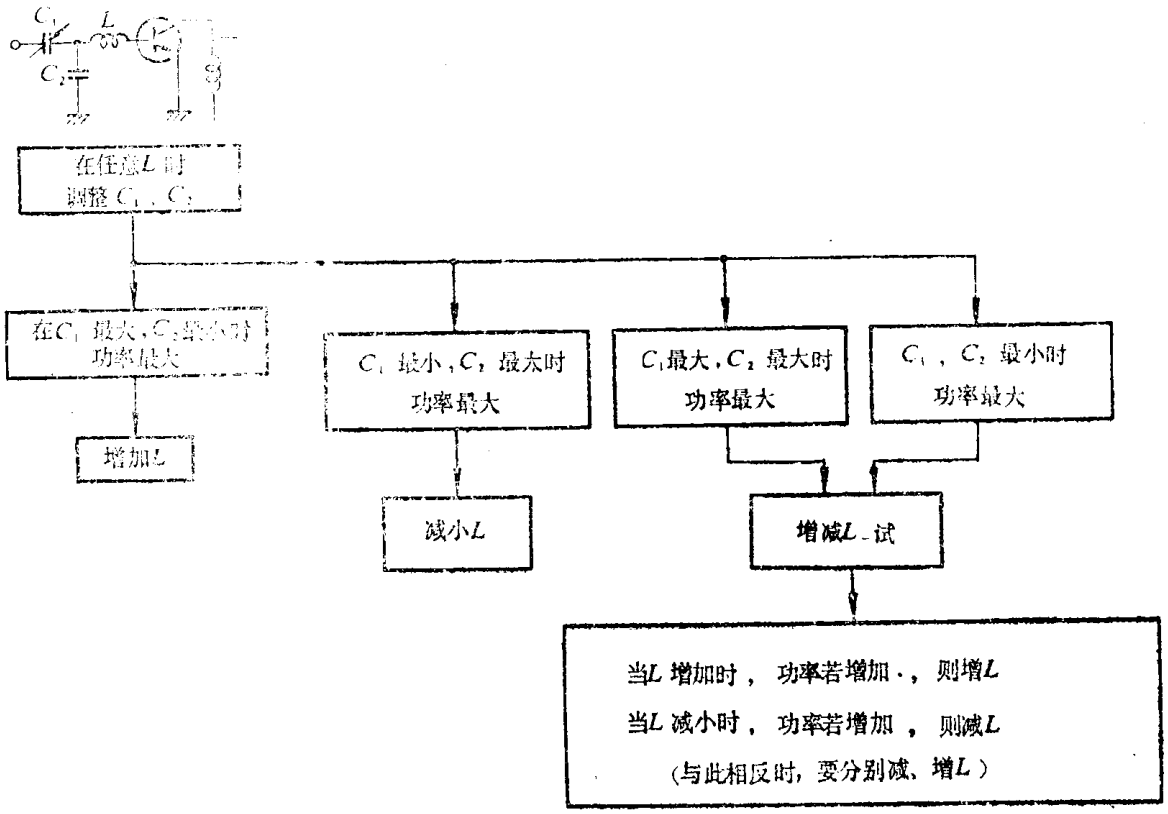


图4.70 匹配电路调整法

还有一种可能是由于风机振动或其它特殊原因引起接插件松动，开路或短路等等都可能导致上述现象的发生，在实际工作的设备中，往往发生这种故障现象。

同时还应注意到测试指示系统的正确性，有时候也会发生这种故障现象。

只要认真分析，检测，一般都可以较快排除这类故障 。

3．输出功率变化

当发射机投入运行后可能还会出现一些异常现象，例如(1)输出功率一会变大，一会儿变小；(2)输出功率随时间的增加而加大；(3)输出功率随时间增加而减小等等。

其中(1)项现象是一种间歇振荡的异常振荡现象，若从频谱上看，它会出现图4.71所示那种现象。其原因是高频信号通过电源电路形成了反馈，由于时间常数非常大，所以产生了间歇振荡。解决的办法如图4.72所示，其目的是降低电源阻抗，并对高频信号很好地旁路。

象第(2)种故障，只要原调试正确一般不会出现，但也有这种情况：在部件调试时，没有匹配，但随着开机后工作时间的增加，其电路参数受温度特性的影响，到了一定时间后，电路可能又恢复到匹配状态，因而输出功率又增加了。

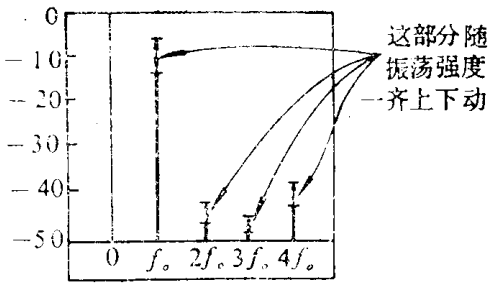


图4.71 用频谱仪观测间歇振荡时的情况

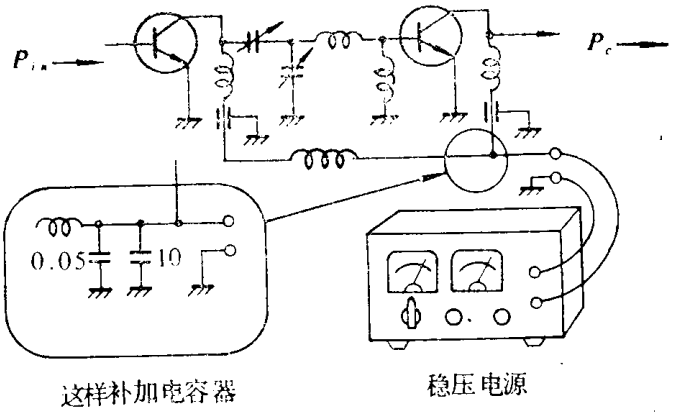
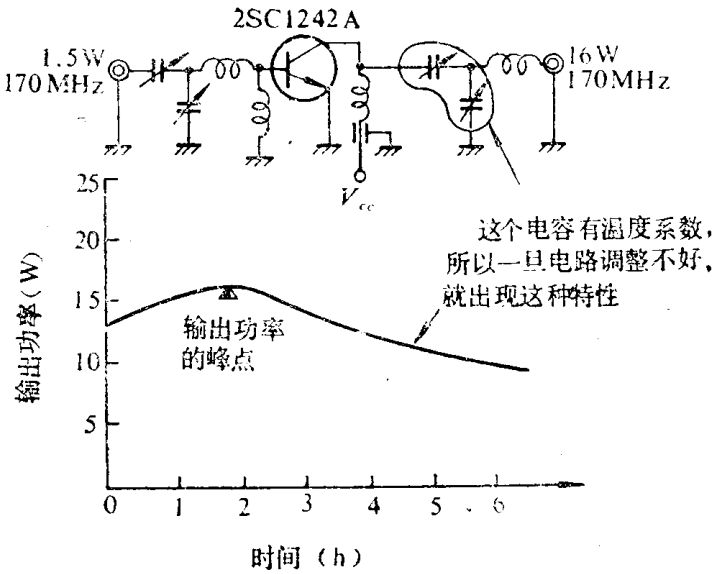


图4.72 防止CW功率放大器产生间歇振荡的方法



办法1：可变电容器用温度系数小的
办法2：重新审查散热器(电源)
办法3：重新调整匹配电路

图4.73 调频功率放大器的输出功率随时间的增加

但是，对于这种情况，当超过它的最大输出功率点时，输出功率就有急剧减小的趋势。散热设计不当、电路参数温度特性大、电路调整不完善等，这些都是产生(2)项故障的原因，如图4.73所示。

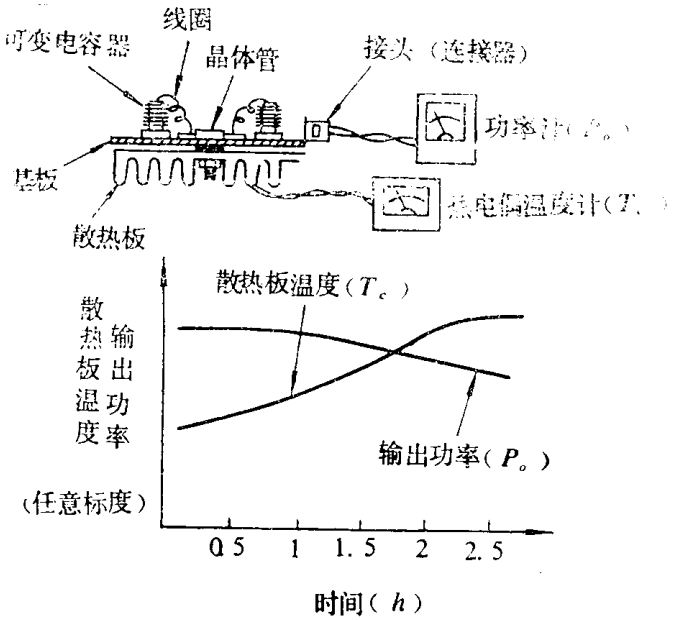


图4.74 输出功率与散热板温度的关系

(3)项中随时间增加功率减小的现象是晶体管功率放大器的一般特征。能允许功率下降到多少，就成了设计的指标，通常控制在0.5dB以内。图4.74表示了输出功率下降与晶体管外壳（附有散热器）的温度关系，它们是成反比的。外壳的温度，对不同的散热器是不同的，但到了某一定温度就要饱和，反过来说，若温度不饱和，则它总是上升的，这是散热器过小的缘故。

前面已经讲了，如果电路元件的温度特性大，也将是输出功率变化的原因，所以也要注意。关于元件选择的注意事示项于图4.75。

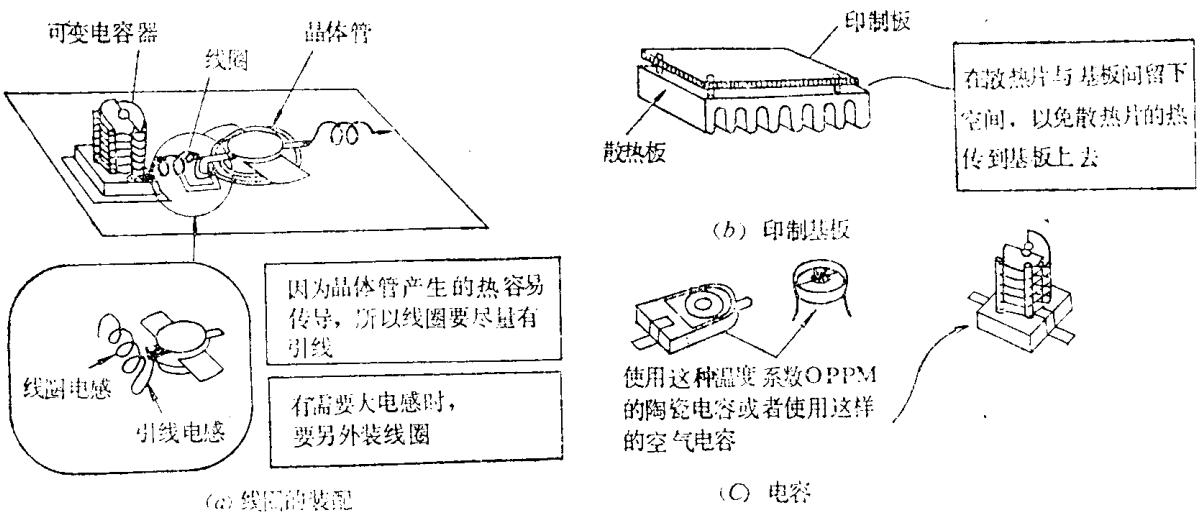


图4.75 解决调频功率放大器输出功率变化的办法

4. 超高频大功率晶体管的损坏

晶体管损坏的原因能举出很多种，而在这里所考虑的是所谓原因不明的损坏现象。损坏

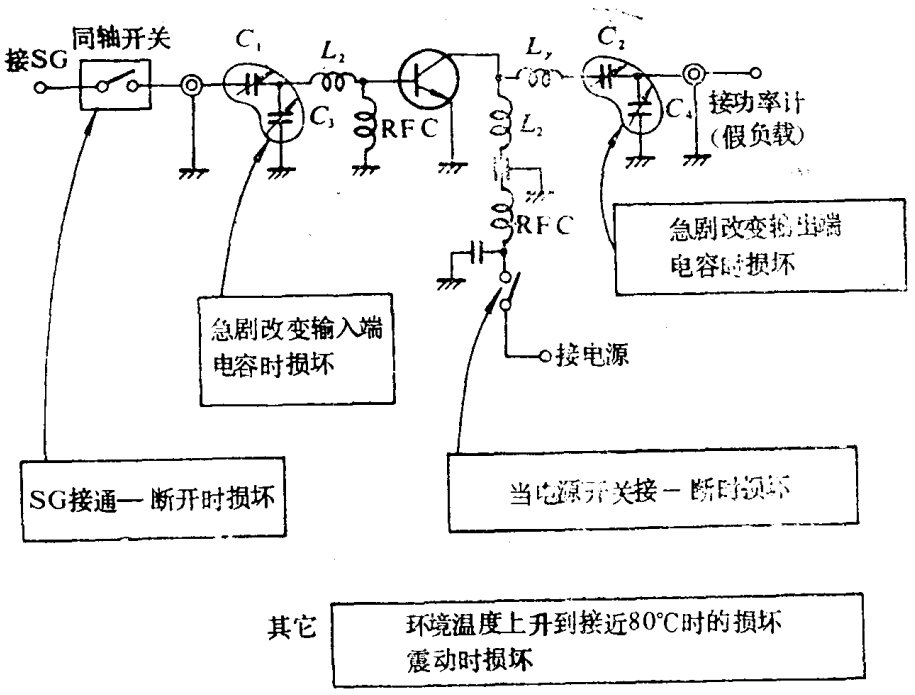


图4.76 高频大功率晶体管原因不明的损坏

方式从现象中是看不出来的，并且在短时间（1秒以内）内晶体管就被损坏了，这里不包括明显的原因，例如异常振荡和散热设计不当等。

原因不明的损坏方式如图4.76所示。

高频大功率晶体管结的晶片如图4.77所示，它是多晶片的，所以当它的一部分烧毁时，饱和输出功率将按照图4.78所示那样下降，这样就得不到初期的正常输出，这就是特性变

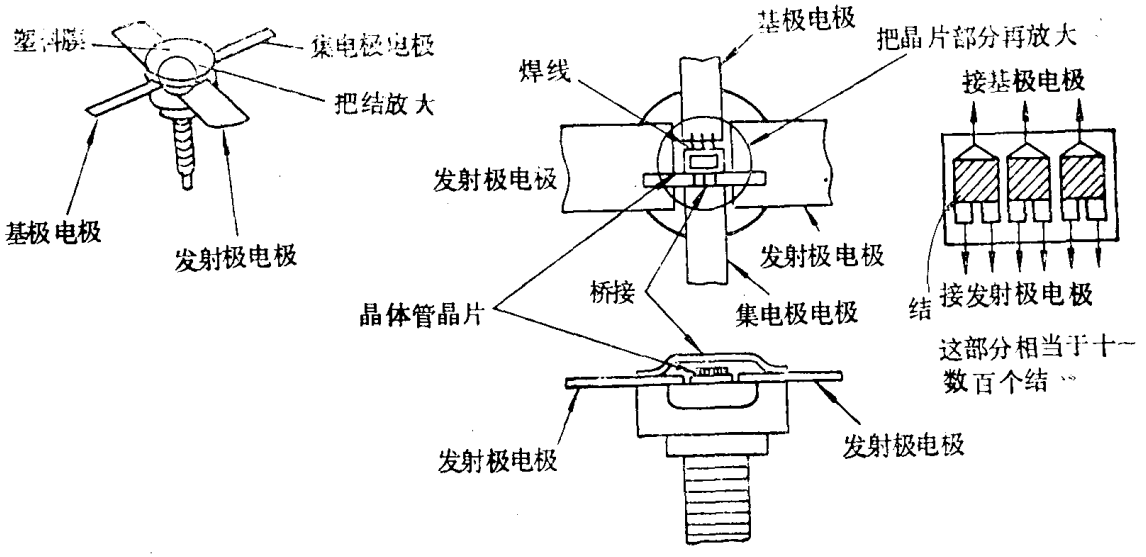


图4.77 高频大功率晶体管的结（晶片）

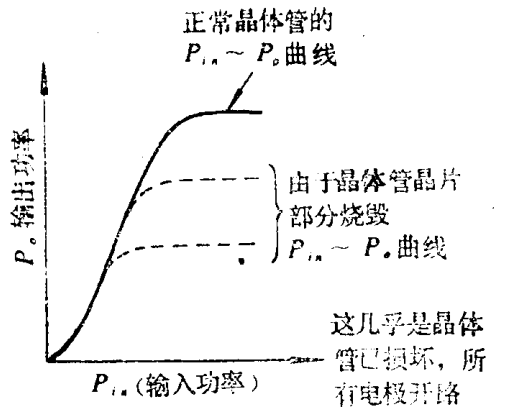


图4.78 由于高频大功率晶体管的晶片烧毁，输出功率下降

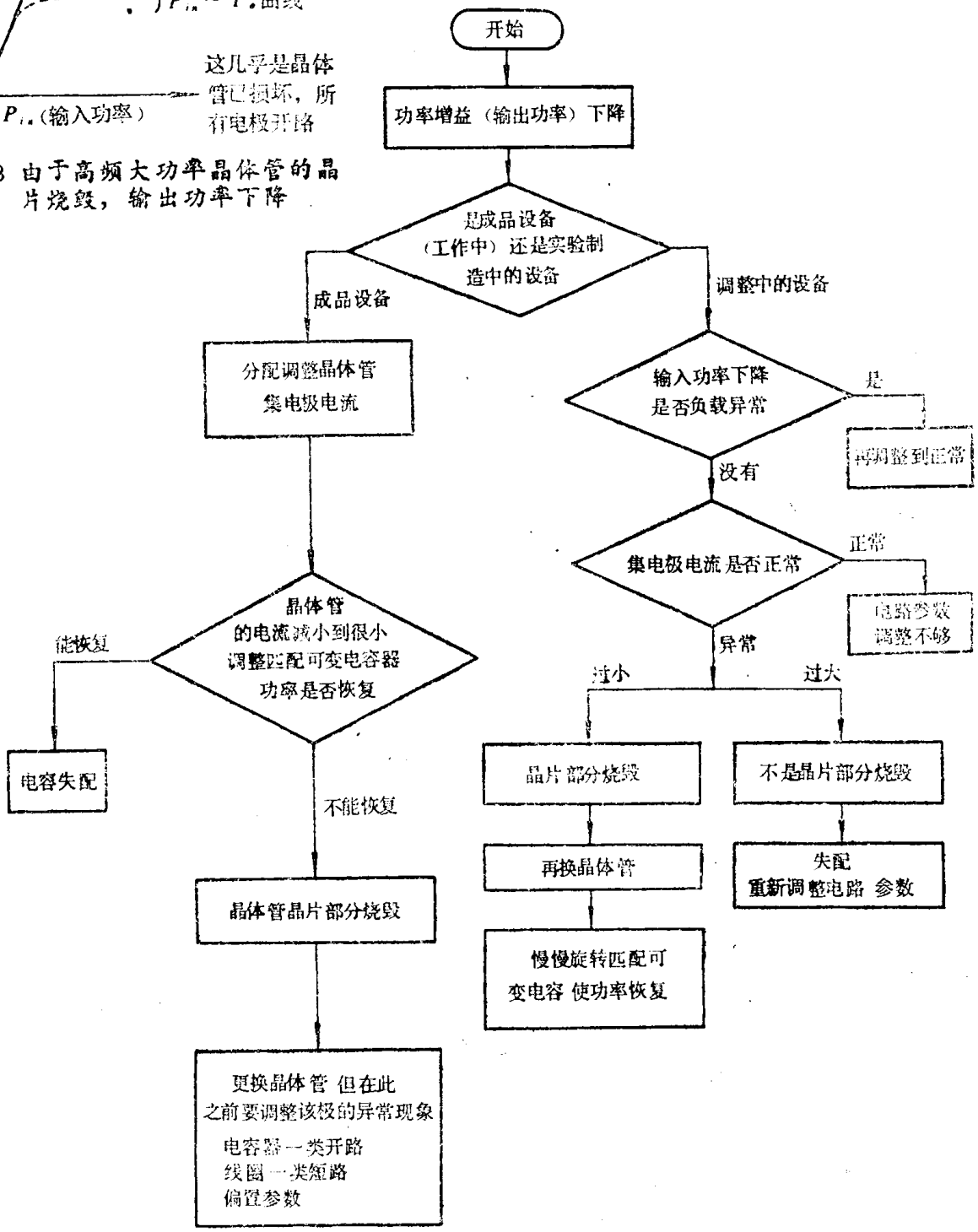


图4.79 寻找晶体管晶片烧毁的故障和处理程序图

坏，通常这要使晶体管的功能下降，所以当输入功率过大时就会损坏晶体管，寻找这种故障的程序图示于图4.79。

在实际电路中要按图4.80所示的连接方法进行调整。用这种方法调整后，若工作稳定，则去掉电阻，电源照原样接入电路。

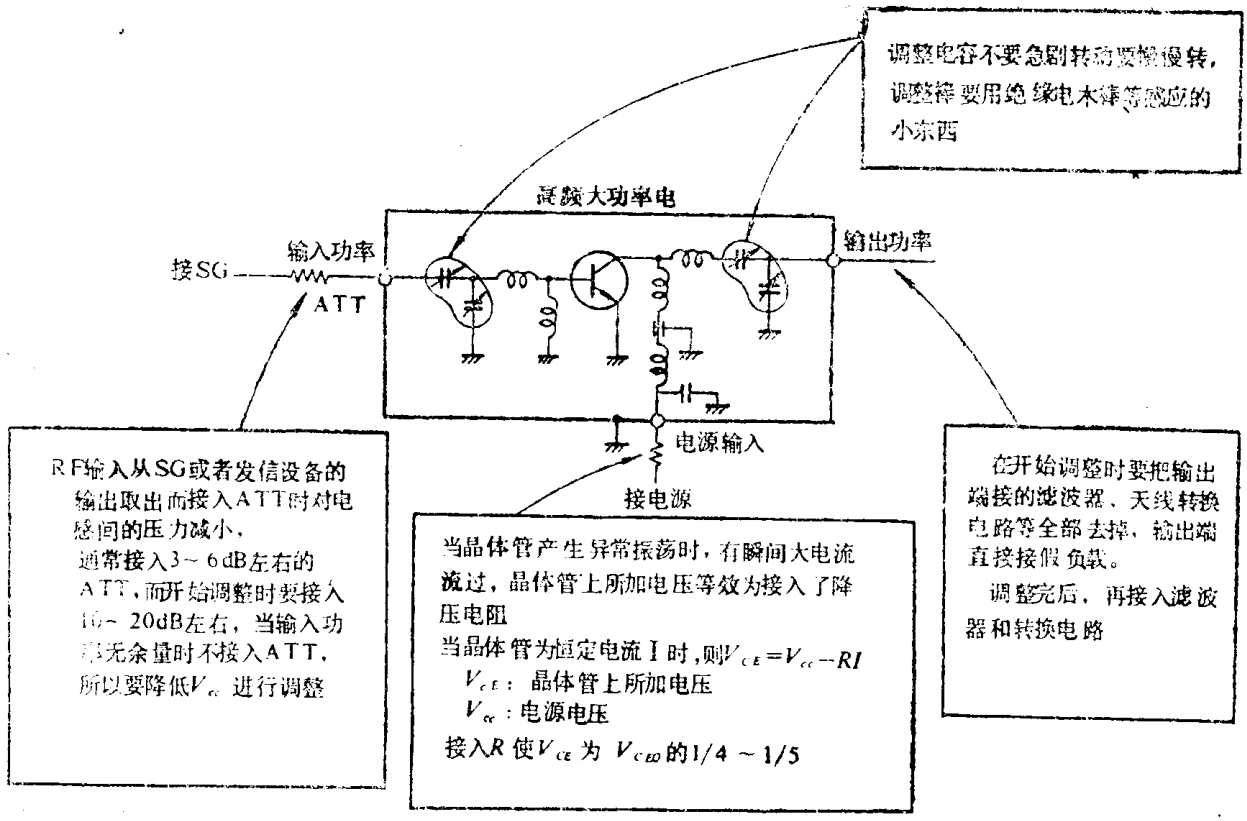


图4.80 考虑到高频放大电路损坏的调整方法

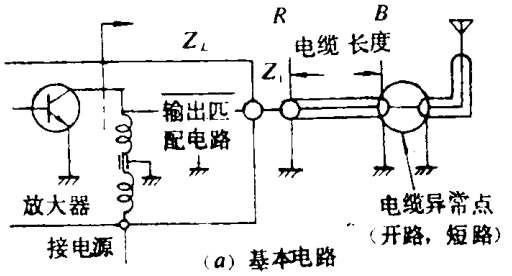
5.与负载（天线）连接时的注意事项

全固态调频发射机不仅要注意它与天线电路的连接，而且还必须注意端子不能开路和短路。特别是当频率变高波长变短时，由于天线馈线的开路和短路的位置不同，在某波长就时会导致晶体管的完全短路和开路，完全有因电流过大和负载过重而使晶体管损坏的危险。如图4.81所示，在馈线电缆的某一点上发生短路和开路时，从馈线入口A处向负载看过去的开路和短路阻抗变为图4.81(c)和(d)所示那样，阻抗可根据入口处到故障点的线长来计算，它随波长的变化如图所示。

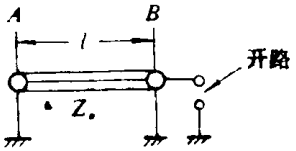
由于这个阻抗变化，从集电极向负载端看进去的阻抗可能为零，在理论上会产生无穷大的高频电流。此外，当对某一波长来说其阻抗呈开路时（馈线入口的阻抗为$\pm\infty$时），负载电流将要下降，这也是异常状态，需要注意。

在所有的情况下，负载异常都是与晶体管的异常振荡相联系的。

输出电路与天线连接的注意事项示于图4.82。



（a）基本电路

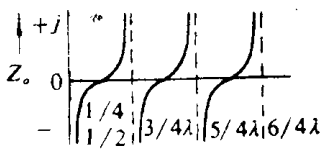


由 A 向 B 看得的阻抗

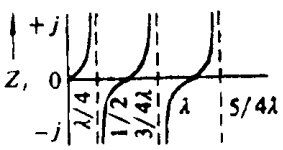
B：开路时 $Z_0 = -jZ_0 \cot 2\pi/\lambda t$

B：短路时 $Z_0' = jZ_0 \tan 2\pi/\lambda t$

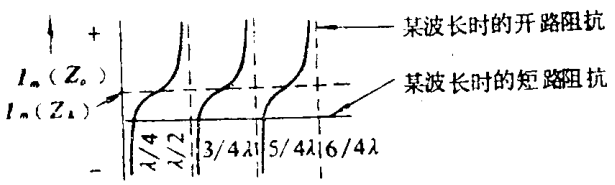
（b）电缆的阻抗



（c） $Z_0 = -jZ_0 \cot 2\pi/\lambda t$ 的曲线



（d） $Z_0' = jZ_0 \tan 2\pi/\lambda t$ 的曲线



* 电缆短路（Z_0'）图略

（e）只是 $Z_{co} = Z_L + Z_0$ 虚部的曲线

图4.81 负载电缆的异常

6．长时间连续工作，输出功率下降

这种故障，焦点都集中在与晶体管发热有关的散热问题上。一般调频广播发射机或差转机工作环境都比较恶劣，不仅在低温下工作，也要在高温中工作，因此仅用外部线圈和电容

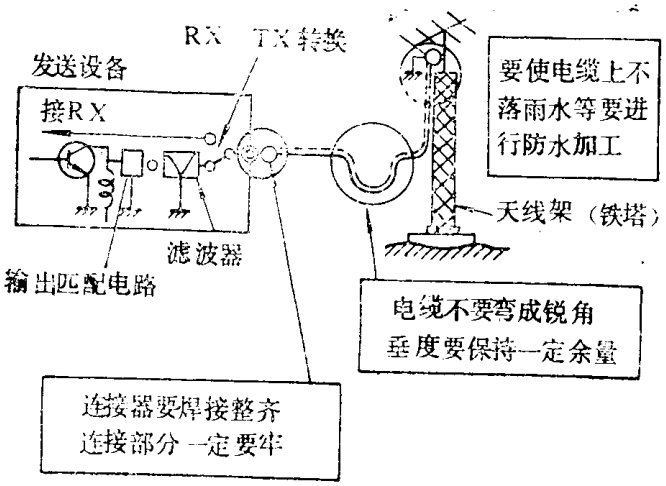


图4.82 输出电路负载异常的解决办法

进行温度补偿的话，往往补偿不了输出功率的变化。如图4.83所示，当高频输出级的晶体管结温上升时，晶体管参量就随温度变化，结果将引起匹配电路失配、输出功率下降。这时即使用匹配电路LC能进行温度补偿，但因晶体管本身的h_{fe}变化，输出功率的变化还是不能解决。

一般考虑的环境温度变化范围是从－10℃到＋40℃，在此范围内要根据所允许的输出功率变化的dB数来确定散热器的设计。如果允许壳温上升20℃，则输出功率变化约在1 dB以内。长时间发射输出功率变化的解决办法（散热器的温度上升也考虑在内）示于图4.84。

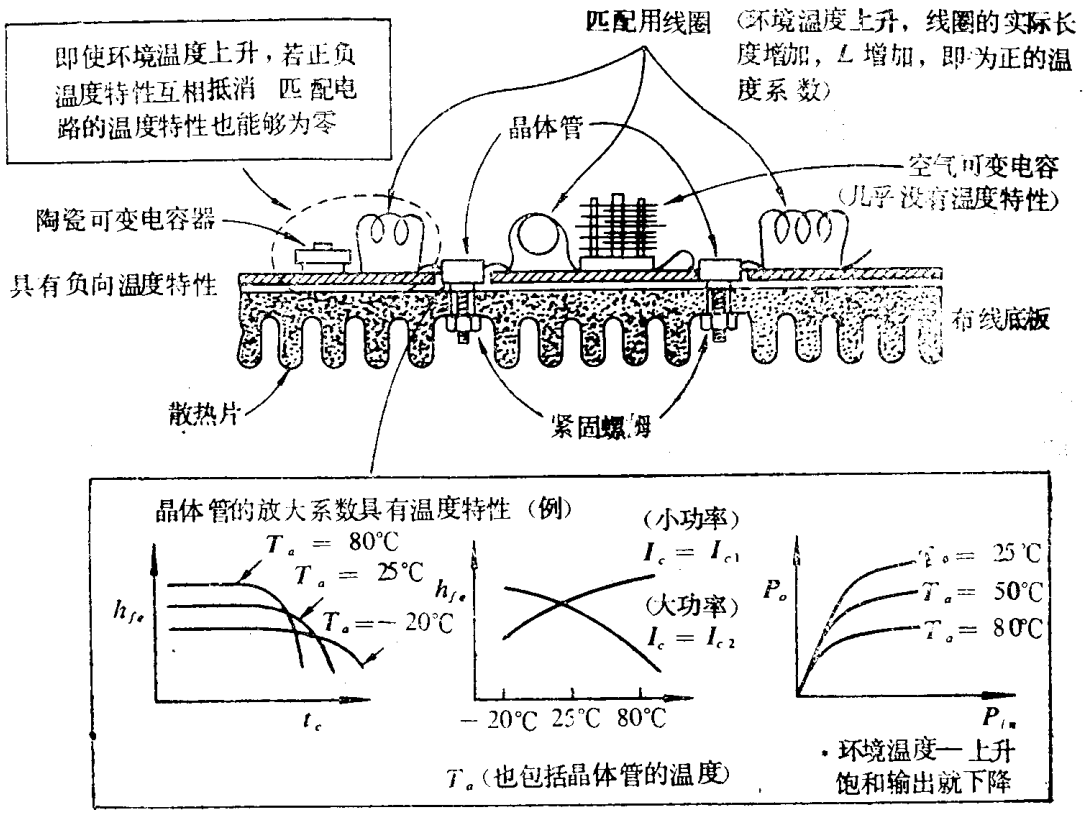


图4.83 输出功率和环境温度的关系

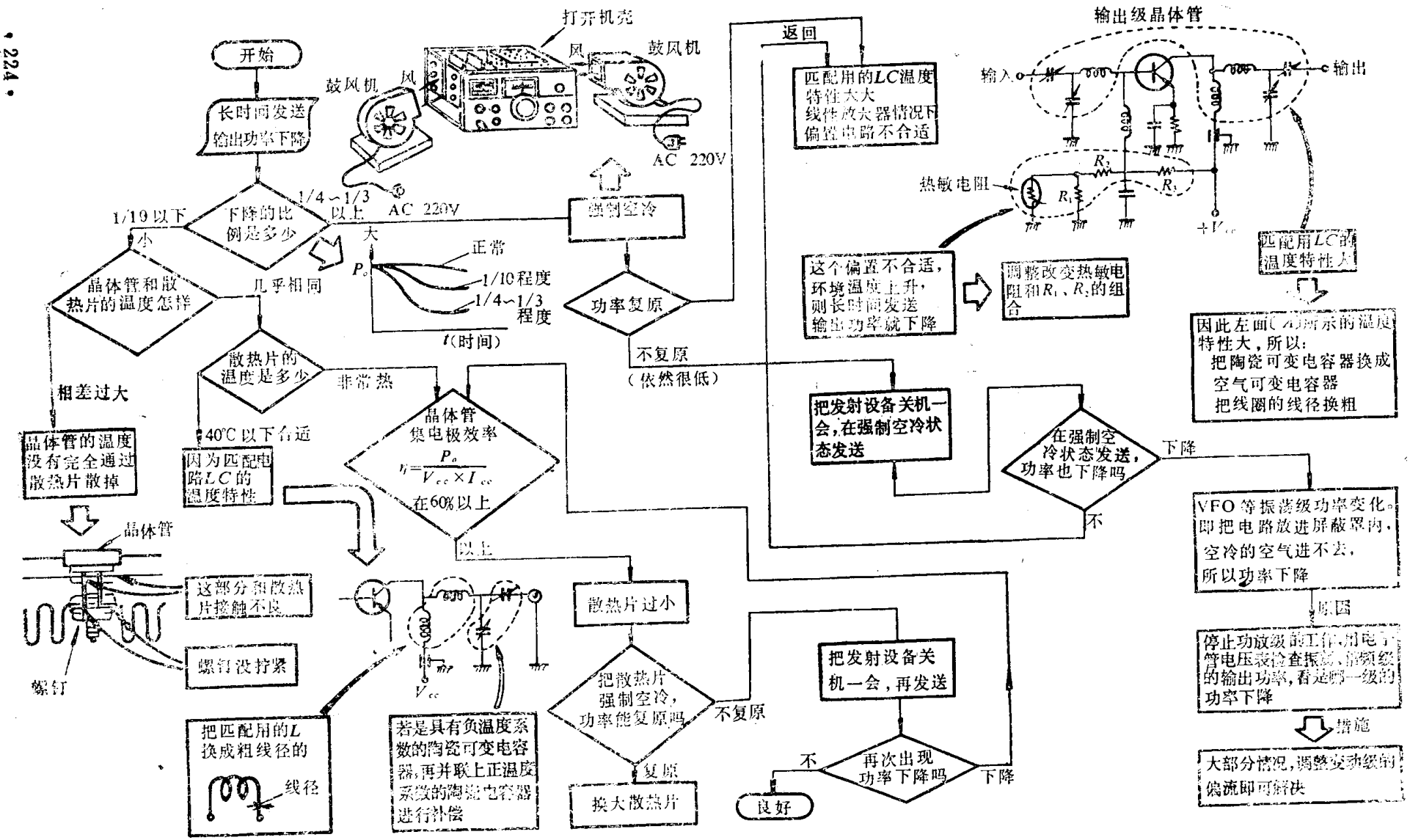


图4.84 长时间发射输出功率下降程序图

4.4 高频电子管功率放大器[6][16]

在大功率调频广播发射机中，电子管功率放大器仍占优势地位。在国内，目前1kW以上等级的发射机末级或末前级大多是采用电子管功率放大器，因此本节对它加以介绍，以使读者有更深的认识。

功率放大器的基本功能是将激励器的输出功率放大到额定的发射机输出功率。在发射机的各种性能特性中，大多数是由激励器决定的，但也有一些是由功率放大器的特性确定或受其影响的。

（1）载频谐波成分的输出，几乎完全决定于在输出槽路和输出滤波器中所受到的衰减。我国规定残波幅射强度小于1mW或低于载波功率60dB（功率>25W，GB4312.1—84）。

（2）调幅噪声的主要来源是末级功率放大器。我国规定寄生调幅噪声<−50dB（无调制）。

（3）射频功率输出应保持在额定输出的±10%以内，要达到这一要求，控制作用是在末级功率放大器中实现的。

（4）带宽不足，特别是涉及信号带宽上的相位线性时，会降低立体声的分离度，并造成辅助通信业务通道的串音。

4.4.1 超高频发射管

在大功率调频发射机（一般1kW以上等级），尤其是无人值守，自动播出的发射机中，其使用的发射管应是稳定度高、寿命长的发射管。近几年来，尽管晶体管在小功率方面几乎全面取代了电子管，而且也正在涉足大功率范畴，但由于发射管本身具有的高频，大功率，耐环境高温，脉冲性能好等特点，所以欧美一些国家对大功率调频或电视发射机而言，较之日本更喜欢在末级采用发射管。本节就超高频发射管的一些特性加以扼要介绍：

一、 发射管的结构

尽管发射管具有多种结构形式，但都包括阴极，栅极和屏极。

1. 阴极

阴极是电子管的心脏，其作用是必须发射足够的电子。阴极的好坏，决定着电子管的性能，特别是对寿命影响较大。发射管常用的阴极有纯钨阴极，氧化物阴极和碳化钍钨阴极。

纯钨阴极是一种纯金属阴极。钨的熔点很高，达3000K以上，这就使纯钨阴极能在2500K的高温下工作。虽然纯钨阴极的发射效率很低，约为5～13mA/W，但是钨阴极有很多优点，例如制造简单，有足够长的寿命，在长期使用过程中发射性能稳定，它不怕管内残存气体正离子的轰击等。

碳化钍钨阴极是用含有碳的钨和少量氧化钍所组成的（1.5～2.0%的ThO_2）。制成后，在其表面形成一层钍的单原子层。这种阴极在2000K的工作温度下发射电流密度达2A/cm²，发射效率高达200mA/W，同时这种阴极还有发射稳定和寿命长的优点，因此碳化钍钨阴极已应用到输出功率1kW以上的大功率发射管中。

发射效率最高的是氧化物阴极，它是一种在其金属表面复盖一层碱土金属氧化物所制成

的阴极。氧化物阴极由于具有逸出功低，工作温度低，发射效率高而被广泛采用。例如FC-10FT，FU-100F等管子就是采用这种阴极。

但是氧化物阴极的工作温度应比较严格地控制在1000K左右，其过高或过低的运用温度对阴极都是不利的。阴极温度过高，表面氧化物的蒸发快，阴极的使用寿命缩短。运用温度过低，发射电流减小，同时还可能使氧化物涂层局部过热。这是由于氧化物涂层往往是粗糙不平的，涂层厚的地方电阻大。如果阴极温度偏低，这个涂层半导体的电阻增大，发热更厉害。这样，局部区域的温度可能上升到氧化物的蒸发点，因而使氧化物涂层遭到破坏，这种局部过热现象容易在阴极加热电压降低而屏压没有相应地降低所致。

氧化物阴极的缺点是极易受有害气体的影响，而导致发射下降，即所谓阴极“中毒”。另外，承受管内剩余气体离子的轰击能力较差，所以对管内真空度要求较高。

2．栅极

电子管的栅极，一般分为一栅，也称控制栅；二栅，也称为屏蔽栅或帘栅；三栅，也称为抑制栅。在调频广播中采用的功率管大多是带有一栅和帘栅极的四极管。一栅的作用主要的控制阴极电子流；帘栅的作用主要是屏蔽屏极对一栅的影响，同时加速电子。

对于栅极的结构形状来说，形式较多，目前常用的有下列两种：

(1) 笼形栅极为FU-100F等都采用的一种栅极结构。它是用点焊的方法获得的，栅丝表面涂复适当的金属薄层，以抑制栅放，例如FU-100F所用栅极表面镀金。这种栅极的特点是制造方便，容易对栅，电极间电场均匀。

(2) 电火花加工栅极是被FC-10FT等所采用的一种栅极结构。这种栅极的加工方法是将一栅，帘栅钎焊在陶瓷底座上，然后在电火花机床上，使电极放电，同时穿过两个钼筒切割而形成。电火花加工制造的栅极，刚度大、变形小、对栅精确、一致性好。其缺点是加工工艺复杂，生产周期长，代价高。

3．屏极

屏极既是电子的收集极，也是电子管外壳的一部分，屏极的作用可从下列三个方面来分析：

(1) 建立必要的管内电场；

(2) 接收阴极发射的电子，组成输出电路的一部分；

(3) 耗散由电子轰击产生的热量和其它电极幅射来的热量。

一般，屏极可按散热方式分成自然冷却和强迫冷却两种。在强迫冷却方式中包括风冷、水冷、蒸发冷却等。

二、 电子管中的电流

1．电子管中的电场及电子运动轨道

电子管各电极电流的大小，主要决定各电极获得电子数的多少。电极间的电流分配关系，则决定电子运动的轨迹，而电子运动的轨迹，则决定于电子管内的电场分布。图4.85表示一个平板三极管，在不同栅压下，管内电场（用虚线表示等位线）分布和电子运动（用实线表示）的轨道。

分析图4.85所画出电子运动轨道，可以得出如下结论：

(1) 不同栅压时，屏栅之间电场变化小，阴栅之间电场变化大。

(2) 电子运动的轨迹由屏极电位和栅极电位所合成电场决定。

(3) 栅极电位控制电流的能力要比屏极电位控制电流的能力大得多。

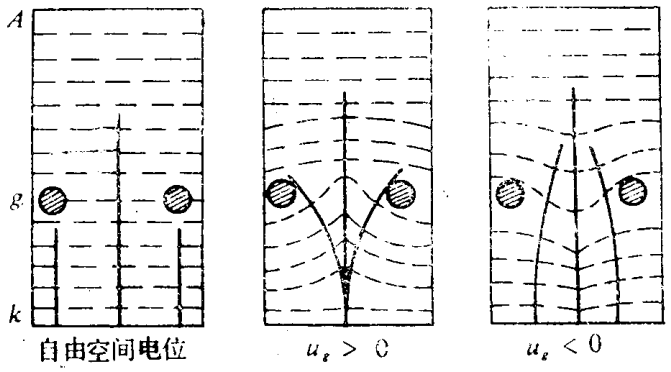


图4.85 电子管内电子运动轨迹

(4)栅 极电位过低时，形成截止状态，电子只能返回阴极，电流将截止。实际电子管中，电场分布显然不象上面讨论那么简单。由于空间电荷存在，电极的不均匀，都会影响管内电场的分布，会使问题复杂化。但有了这些基本概念，就可以定性地讨论电子管中的电流问题。

2. 一栅电流

(1) 一栅正向电流

当栅极偏压不太大，即$U_g < 0$时，尽管在屏极和阴极间存在着减速场，但其中部分具有较大动能的电子，还能打到栅极上去，形成正栅流$+I_g$。改变U_g的大小，I_g也随着改变，能使$I_g = 0$的U_g称为“栅流截止电压”U_{g0}、$U_g = 0$时的I_g称为“零栅流”I_{g0}，U_{g0}与阴极温度有关。而I_{g0}则与栅极结栅尺寸、屏极电压及阴极温度有关。栅丝越密、阴栅距离越近、屏压越低、阴极温度越高、则I_{g0}就越大。

(2) 离子电流(I_{gi})

电子管内部并非绝对真空，总有一些剩余气体存在。电子管在工作过程中，管内另件还会不断放气。高能量的电子与残余气体分子相碰撞时，若电子能量超过气体分子的电离电位，则将使气体电离而产生离子。因为栅极电位为负，正离子则向屏极运动而形成离子流I_{gi}。离子流的大小，主要决定于管内气体的多少和电子功能的大小。当栅极电位为正或屏极电位为零时，离子流亦为零。

(3) 漏电流(I_{gk})

栅极与其它电极绝缘不良，当有电位差存在时，就会有漏电流I_{gk}产生。其方向与离子流一致。漏电可能发生在管内，也可能发生在管外。管内漏电，一般是在工作过程中，由于金属及氧化物蒸散到绝缘陶瓷或玻璃上而造成。管外漏电一般是与环境及污染有关。

(4) 热放射电流(I_{ge})

由于管内活性物蒸散到栅丝上，使栅极的逸出功降低。当$U_g < 0$时，栅极就会发射电子

而形成热放射电流I_{ge}，其方向与离子流一致。

综上所述，一栅回路的电流主要由栅极正向电流$+I_g$，离子流I_{gi}，漏电流I_{gk}及热放射电流I_{ge}组成。其中I_{gi}、I_{gk}和I_{ge}的方向相同并与$+I_g$相反，通常称之为反栅流$-I_g$。显然一栅回路中的电流为

$$I_g=(+I_g)+(-I_g)$$

式中$-I_g=-(I_{gi}+I_{gk}+I_{ge})$

实际应用中总栅流的极向及大小取决于$+I_g$与$-I_g$的代数和。

3．反栅流对电子管工作的影响

电子管在正常工作中，希望反栅流越小越好。因为反栅流的存在，会给以下几个方面带来不良的影响：

（1）作为放大器，将消耗信号功率。对本级而言，将改变输入阻抗。

（2）被电离的正离子质量较大，会以较大的能量轰击阴极，将缩短寿命。

（3）由于电离很不稳定，会引起较强的噪声。

（4）电子管特性将随使用时间漂移，栅流在栅极电阻上的压降将被当作信号而放大。

（5）反栅流过大，会造成电子管的寄生振荡。

（6）反栅流在偏压电阻上产生与栅偏压反向的压降，使实际栅偏压数值降低，将导致屏流增加而过荷，使电子管屏极过热而损坏。

4．帘栅电流

有帘栅的电子管，必然存在帘栅电流，其方向可能为正也可能为负，这取决于各极电压以及电极空间的物理过程。在四极管、五极管中，帘栅为加速电子总是正电压，常常截获电子就会形成正向帘栅电流，这时阴极发射的电子实际上被近似的分为两部分。即屏流和帘栅电流。尽管帘栅压总是正值，但帘栅流并不总是正电流，图4.86表示的是实际测试四极管FC-10FT的二栅流曲线，可以看到随屏极电压增加，而二栅电流则由正变到负。为解释这一现象，必须列入一个新的概念，即二次电子发射和二次电子转移。

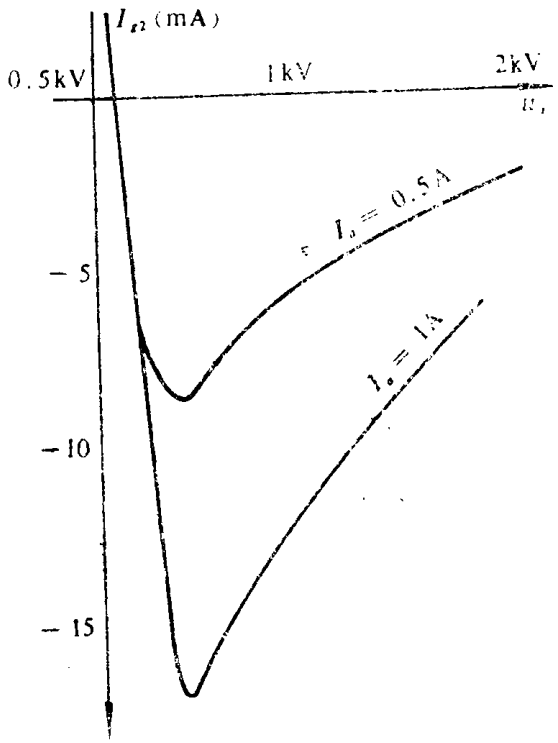


图4.86 FC-10FT的二栅流曲线

所谓二次电子发射，可理解为电子打击金属表面而逸出电子的物理现象。打击金属的电子称一次电子，受一次电子打击而逸出金属的电子称二次电子。后者与前者数量之比定为二次电子发射系数δ。

二次电子的形成是有条件的，一般而言，二次电子发射系数与下列因素有关：

（1）一次电子能量愈大，则二次电子就愈多，但当一次电子能量达到一定值后反而减

少。不同金属有不同的值，就二次电子而言，300V到600V是最重要的，在此电压范围内，可能得到最大的二次电子发射系数。

(2) 二次电子发射与金属表面情况，一次电子的入射角等都有较大的关系。金属表面吸附气体将使δ增大。一次电子入射角增大时，电子穿入金属浅，二次电子易出来，因此随着入射角的增大δ也增大。自然二次电子发射数量就会相应增加。

讨论帘栅流曲线图的目的，不是研究二次电子，而最感兴趣的是二次电子的转移，可以这样设想，尽管二次电子发射很多，但都不可能转移到其它电极上，那就不可能有电流流通。

当$U_a \leqslant 500V$时，帘栅电流出现正值，这时屏流和帘栅流受电流分配决定。当然从理论上去理解会有二次电子产生，但是没有转移的可能，即使是有，那也是能量很大的二次电子才有可能，所以帘栅流呈正极性。随着U_a增加，则出现负帘栅流，这时帘栅发射的二次电子就有可能转移到电位较高的屏极而形成反向帘栅流，真正的帘栅流是正向电流与反向电流之和，即$I_{g2}=I_{g2}+(-I_{g2})$

对讨论的特定情况而言，$U_a \geqslant 500V$已经使$|-I_{g2}|>I_{g2}$，所以反向电流随U_a的增加而迅速增加，最后达到最大值。再增加U_a时，由于管内电场变化，阳极对电子的作用增强，使落到二栅的一次电子数减少，反向电流则相应减小。以致于最后还可能变为正电流。

对于大功率四极管，反向二栅电流的存在是完全正常的，但过大的二栅反向电流会给使用带来不良影响，主要表现为：

① 当在低屏极电压使用时，会出现负阻效应，如图4.87所示，就有可能引起负阻振荡。只不过这时电子从阳极转向二栅。从这点出发希望电子管能使用于高屏极电压，低帘栅电压，屏极电压最小值U_{amin}不应低于帘栅电压。

② 使屏极电流增加，而额外增加的二次电流又不受控制栅的控制，这就有可能导致阳极过荷。

③ 帘栅反向电流的存在会改变各电极电流分配关系，引起电子管伏安特性不稳定。

④ 增加管内额外的噪声。

为消除帘栅反向电流对使用的影响，最根本的是管子制造者能做出帘栅反向电流尽可能小的电子管，但对使用者而言，选择合理的电路及电子管工作状态也是非常重要的。

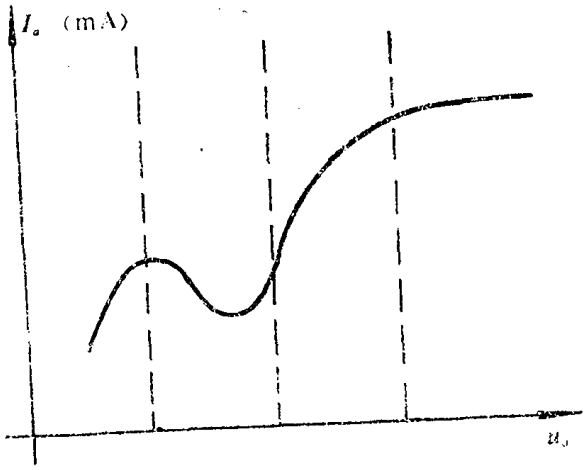


图4.87 有负阻效应的伏安特性曲线

4.4.2 高频电子管功率放大器的线路[10]

无论是FM广播发射台还是生产厂家的工程师们都一样，他们不仅对如何配合应用来保证电子管的最佳工作状态，而且对其理论设计都十分感兴趣，实际上两者缺一不可。在这一节中我们将以具体电路为例，就上述两个问题加以阐述。

图4.88是ZGY-86FM-10kW立体声调频广播发射机末级(10kW)功率放大器的实际电路图。

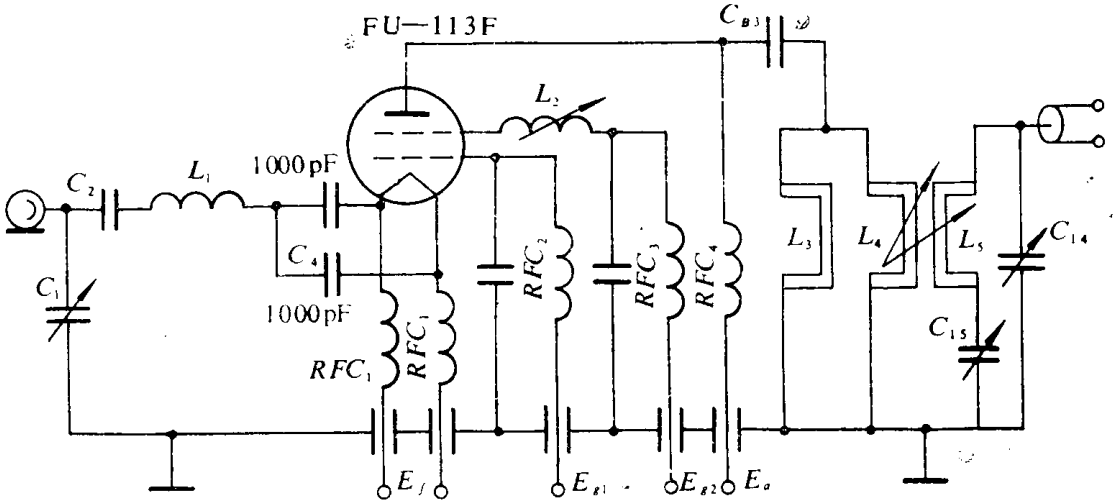


图4.88 10kW功率放大器实际电路例

一、 屏极电路

1. 屏极馈电线路

在近年生产的调频广播发射机中，末级功放电路的屏极馈电线路大都是并联馈电线路，如图4.88所示。屏极并联馈电线路的优点是回路电感上没有直流高压。但由于高频阻流圈(RFC_4)处于高频高电位，以致产生一些不足之处，例如RFC_4太大的话，那它的自身分布电容有可能与阻流圈电感对工作频率正好谐振，使高频短路；又若RFC_4不够大，那么由于其本身与谐振回路并联，以致损失一部分功率；等等。

C_{B3}(隔直电容)的选择。由于C_{B3}处于高频高电位，它的分布电容将对谐振回路的工作产生影响，所以C_{B3}不宜取得太大，可按下式计算：

$$\frac{1}{\omega C_{B3}} \leqslant R_{oe}/10—50 \qquad (4.65)$$

同理高频阻流圈(RFC)的电感值也不宜取得太大，可按下式计算：

$$L_{RFC} \geqslant 50L_o \qquad (4.66)$$

式中L_o为L_3，L_4的并联值。

同时，为了阻挡通过RFC的高频电流流入直流电源而产生十分不利的影响，采用旁路电容(穿心电容)C_a'将阻流圈的高频低电位端短路到地。其容量可由下式决定：

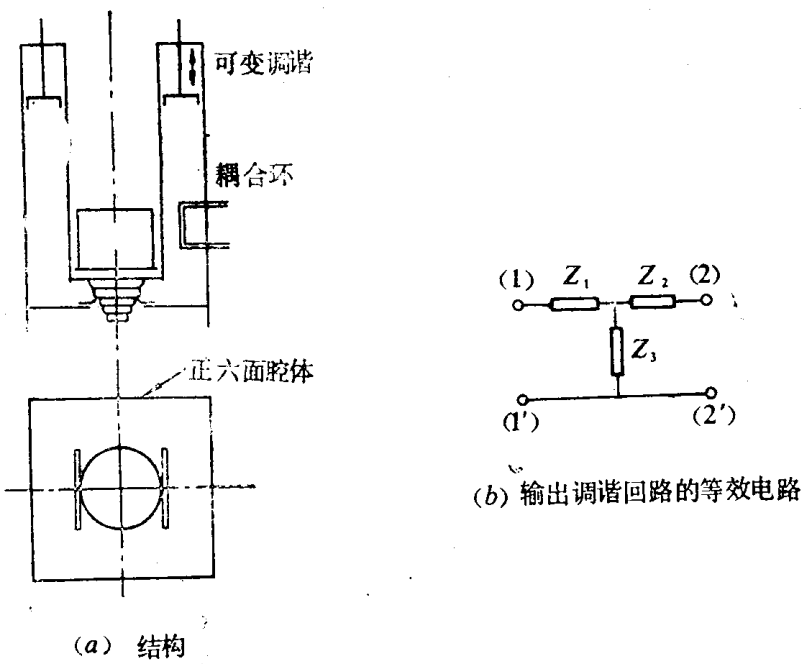
$$\frac{1}{\omega C_a'} \leqslant \frac{\omega L_{RFC}}{100—200} \qquad (4.67)$$

在实际调机过程中，我们还常常遇到由于RFC的Q值太高而导致异常振荡。于是往往不用镀银铜丝而改用铁丝绕成RFC，来消除其异常振荡。实践证明，这在某种场合下，倒是一种行之有效的方法。

2．屏极输出回路[8]

在调频立体声广播场合，在其频带内不仅应具有良好的振幅特性，还应具有良好的相位特性。也即，立体声广播时，以载波为中心的大约±83kHz宽频带内包含了99%以上的高频能量，所以要求在这频带内应具有能满足指标的相位特性。发射机的带宽特性几乎由功率放大器中的输出回路所决定，所以在设计功率放大器时应特别留意①平坦振幅且延迟失真少宽带特性，②寄生幅射少，③能稳定工作，且效率高。

若根据振幅特性的形状来分类的话，那发射机的输出调谐回路可分成①单峰特性②最大平坦特性③双峰特性。在这些调谐回路中，以单峰特性的调谐回路为最简单，且设计和调试也容易，但其振幅特性的平坦部分比较狭窄，所以在要求具备宽频带特性时、应采用具有最大平坦特性的输出调谐电路。



(a) 结构　　(b) 输出调谐回路的等效电路

图4.89 输出调谐回路的结构和等效电路

图4.89(a)表示输出调谐回路的结构图。在正六面体槽路箱中装有两条顶端短路的平行板式分布线路，该线路与电子管输出电容一起组成初级调谐回路。而次级调谐回路是由为了输出高频功率的耦合环及与该环电感调谐的电容所组成。

为了分析该调谐回路而将电子管的屏极和耦合环端子用四端网络的T型网络来表示。于是我们可以按照已知的输出调谐回路的结构和尺寸推导出等效电路的参数。当图4.89(b)所示等效电路的输出端子2—2′开路时，设从1—1′看进的阻抗为Z_a，则

$$Z_a=Z_1+Z_3 \qquad (4.67)$$

而当端子1—1′短路时，令从端子2—2′看电路的等效阻抗为Z_b，则

$$Z_b=Z_2+\frac{Z_1Z_3}{Z_1+Z_3} \tag{4.68}$$

又设流过端子1的电流为I_1时的端子2-2′的电压为V_2，因此其互阻抗Z_c为

$$Z_c=V_2/I_1=Z_3 \tag{4.69}$$

由式(4.67)～(4.69)可得

$$\left.\begin{aligned}Z_1&=Z_a-Z_c\approx Z_a\\Z_2&=Z_b-Z_c+Z_c^2/Z_a\approx Z_b\\Z_3&=Z_c\end{aligned}\right\} \tag{4.70}$$

下面再来看看其等效电路的物理意义。当端子2—2′开路，也即没有电流流过耦合环，因此即使除去耦合环，对网络的工作状态也没有影响，从而为了求解Z_a，那只要考虑由图4.90(a)所示腔体和分布参数传输线所组成的初级电路就行了。

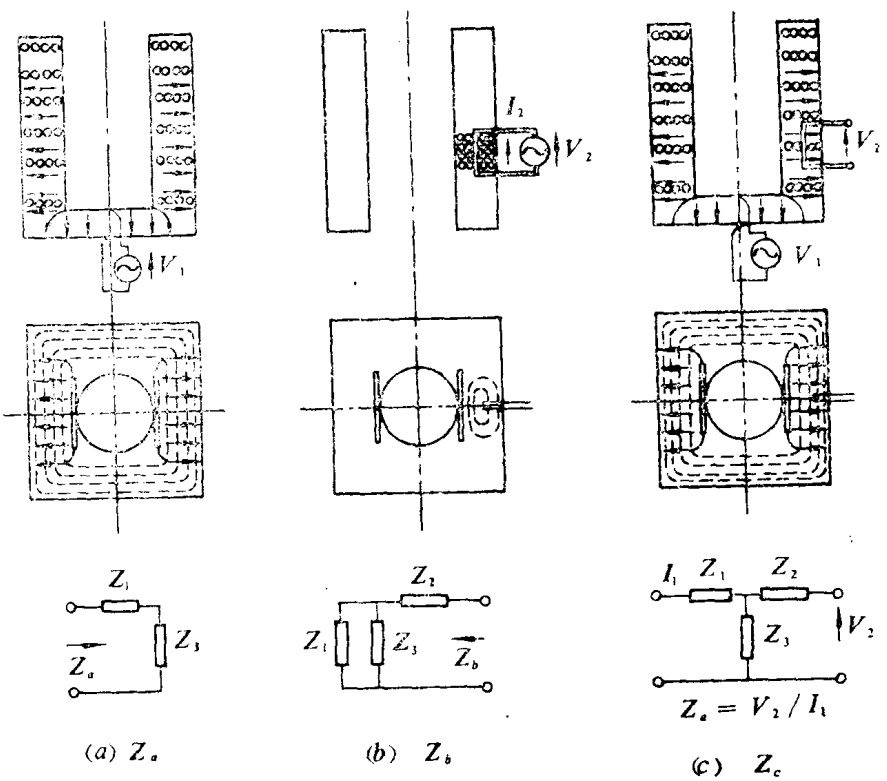


图4.90 求解等效电路参数用的电磁场分布情况及其等效电路

根据图4.90(a)所示的电磁场分布可知，它与同轴传输线一样，是受TEM模所支配，因此可知其分布参数传输线路的特性阻抗Z_{01}，从而Z_a为

$$Z_a=jZ_{01}\mathrm{tg}(2\pi l/\lambda) \tag{4.71}$$

式中λ为空间波长；

l为分布参数传输线电长度。

其次，对Z_b加以讨论。如图4.90(b)所示，Z_b相当于在电子管屏极与地之间用导体短路时的耦合环感性电抗。该感抗(Z_b)能用由于腔体电磁场耦合所产生的电抗与耦合环(1匝)本身所呈现的自感之和来表示。在实际结构中，前者与后者相比，能忽略不计。

如图4.90(c)那样，求解互阻抗Z_c的问题实质上是求解在腔体电磁场分布中与磁场耦合线圈的开路输出电压，有关问题可参阅文献资料[17][18]。

(1) 振幅频率特性、相位特性

在上述T型等效电路中加入电子管输出电容C_o和输出负载电阻R_L后所组成的电路如图4.91所示。

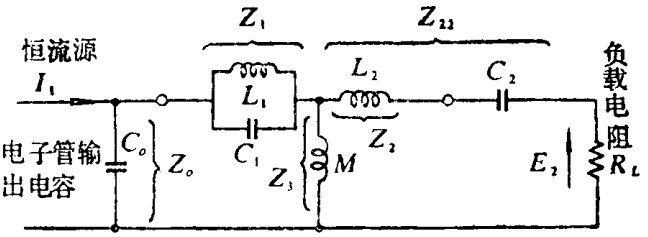


图4.91 输出等效电路

当电子管为四极管场合，电子管是作为恒流源工作的，所以其传递函数H可用I_1/E_2来表示，即

$$H=I_1/E_2=\{(Z_o+Z_1+Z_3)(Z_{22}+Z_3+R_L)-Z_3^2\}/Z_oZ_1Z_3 \qquad (4.72)$$

式中

$$\left.\begin{aligned} &Z_o=\frac{1}{j\omega C_o},\ Z_1=jZ_{o1}\mathrm{tg}\frac{2\pi l}{\lambda}\approx\frac{j\omega L_1}{1-\omega^2L_1C_1}\\ &Z_{22}=j\omega L_2+\frac{1}{j\omega C_2}\qquad Z_3=j\omega M\end{aligned}\right\} \qquad (4.73)$$

若从式(4.72)中抽出与频率特性有关各项加以整理，则能得到下式：

$$\frac{I_1}{E_2}\propto A=1-\frac{4x^2}{k^2}+j\frac{2x}{k^2Q_L} \qquad (4.74)$$

式中

$$\left.\begin{aligned} &k=\frac{M}{\sqrt{L_1L_2}}\cdot\frac{C_o}{C_1+C_o},\ Q_L=\frac{\omega_oL_2}{R_L}\\ &x=\frac{\Delta\omega}{\omega_o}\ll1\qquad\qquad\omega=\omega_o+\Delta\omega\\ &\omega_o^2L_1(C_o+C_1)=1\end{aligned}\right\} \qquad (4.75)$$

令式(4.74)的$|A|=\sqrt{2}$(3dB)时的x为x_o，则

$$A=|A|\angle\theta=\sqrt{1-\left(\frac{2Bx}{x_o}\right)^2\left(2-\frac{1}{\alpha^2}\right)+\left(\frac{2Bx}{x_o}\right)^4}\ \angle\mathrm{tg}^{-1}\frac{\left(\frac{2Bx}{\alpha x_o}\right)}{1-\left(\frac{2Bx}{x_o}\right)^2} \qquad (4.76)$$

式中$\alpha=kQ_L$

$$B=\frac{1}{2}\sqrt{1-\frac{1}{2\alpha^2}+\sqrt{1+(1-\frac{1}{2\alpha^2})^2}}$$

$$x_0=Bk \qquad (4.77)$$

对ω_0而言，电子管的负载电阻R_{0e}：

$$R_{0e}=\frac{1}{\omega_0(C_0+C_1)}\cdot\frac{B}{\alpha x_0}=\frac{B}{\alpha\pi\Delta f_b(C_0+C_1)} \qquad (4.78)$$

式中Δf_b为3dB带宽。

从上式可以看到：负载电阻R_{0e}与C_0，C_1及带宽成反比，而与中心频率$\omega_0/2\pi$无关。若从振幅特性的形状来看α值，则

单峰　时　$\alpha<\frac{1}{\sqrt{2}}$　弱耦合

最平坦时　$\alpha=\frac{1}{\sqrt{2}}$　临界耦合

双峰　时　$\alpha>\frac{1}{\sqrt{2}}$　强耦合

根据式(4.76)计算输出调谐回路的振幅，相位特性，其结果如图4.92所示。而按照式(4.78)计算α与$\Delta f_b(C_0+C_1)R_L$关系所得的结果如图4.93所示。从图中可知　若在相同的$\Delta f_b(C_0+C_1)$时则最大平坦特性的R_{0e}为最大。

（2）耦合与输出功率，屏极回路效率的关系

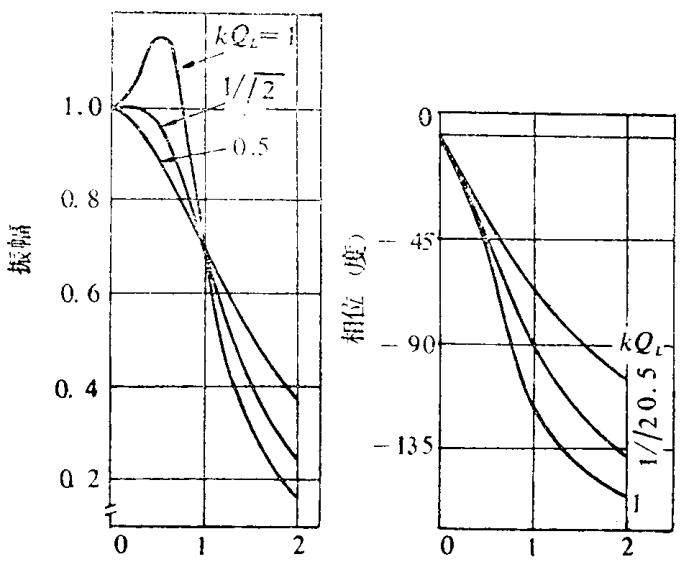


图4.92 输出调谐回路的振幅1相位特性

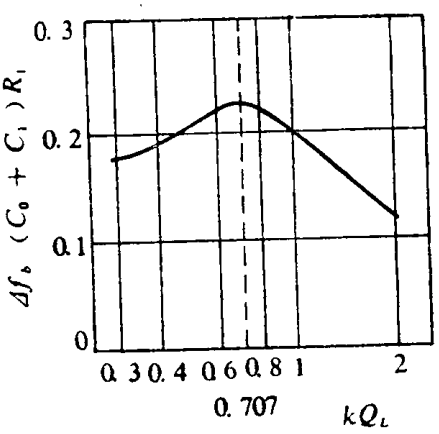


图4.93 R_{QL}与$\Delta f_d(C_0+C_1)$ R_L之关系曲线

在电子管高频功率放大器中，是通过双调谐耦合回路将功率送至负载（天线或下级栅极）。能量从初级回路传送到次级回路的负载上的效能是以耦合回路的效率η来衡量的。一般，在FM立体声广播发射机中，要求末级输出回路必须保证有高达80～90%的传输效率，以

减少能量的损耗。本小节重点讨论次级回路所吸取的功率P_2、回路效率η和电路参数间关系。

在上述T型等效电路中，将电子管输出作为恒压源考虑时，图4.89所示等效电路可由图4.94所示回路来表示。

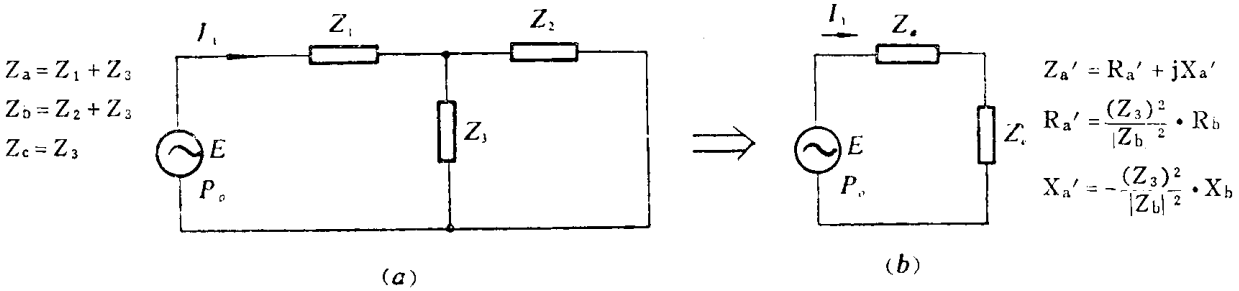


图4.94 一般性等效电路

从图4.94(b)可知，功放电路中的电子管输出总功率P_{oe}等于：

$$P_{oe}=I_1^2\cdot R_{1e}=\frac{E^2}{R^2_{1e}+X^2_{1e}}\cdot R_{1e} \qquad (4.79)$$

式中R_{1e}和X_{1e}为初级等效电路的总电阻和总电抗。初级回路本身所消耗功率P_1等于

$$P_1=I_1^2\cdot R_a=\frac{E^2}{R^2_{1e}+X^2_{1e}}\cdot R_a \qquad (4.80)$$

显然，在耦合调谐回路中，次级回路向功率源吸取的功率P_2为

$$P_2=P_o-P_1=\frac{E^2}{R_{1e}^2+X_{1e}^2}(R_{1e}-R_a)$$

$$=\frac{E^2}{R_{1e}^2+X_{1e}^2}R_a' \qquad (4.81)$$

它等于次级回路在初级回路内的反映电阻R_a'上所消耗的功率。从式(4.67)可知，在E、R_a和R_a'一定时，要使次级回路获得最大功率，必须合适地选择回路的参数使初级等效电路发生串联谐振，即要求X_{1e}等于零从而达到初级部分谐振。

从上述分析可知，耦合回路的效率η应等于次级回路中负载所取得的能量与供给耦合回路的总能量的比值。即

$$\eta=\frac{P_2}{P_{oe}}=\frac{R_a'}{R_{1e}}=\frac{\frac{R_a'}{R_a}}{1+\frac{R_a'}{R_a}}=1-\frac{R_a}{R_{1e}} \qquad (4.82)$$

也可用耦合系数来表示：即

$$\eta=\frac{k^2}{(1+\xi_2^2)k_c^2+k^2} \qquad (4.83)$$

式中k_c为临界耦合系数，即耦合回路获得功率传输或阻抗匹配所需的最小互感量，此时初次级间的耦合称为临界耦合。

ζ_2为次级回路的一般失调系数，即

$$\zeta_2=\frac{X_b}{R_b} \tag{4.84}$$

由式(4.82)和式(4.83)绘制出η与$\frac{R_a'}{R_a}$，$\frac{k^2}{(1+\zeta_2^2)k_c^2}$的关系曲线如图4.95所示。显然，当$R_a'$与$R_a$之比愈大、也即初次级间耦合越强时，回路效率愈高。同样，从式(4.69)可知，当次级回路达到谐振时（即$\zeta_2=0$）回路的效率达到最大值，此时式(4.69)可写成：

$$\eta=\frac{1}{1+\left(\frac{k}{k_c}\right)^2} \tag{4.85}$$

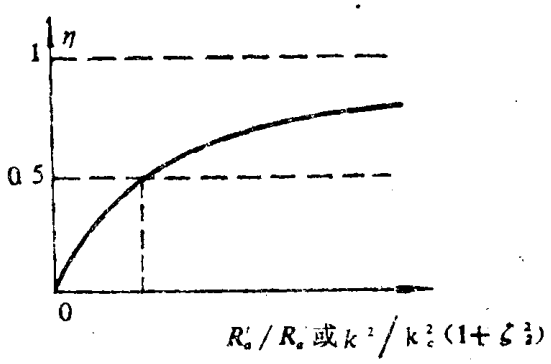


图4.95 η与R_a'/R_a之关系

显而易见，欲使$\eta>90\%$，则$k>3k_c$。

（3）回路效率与有载等效阻抗R_{oe}的关系

在实际调频广播发射机中，其大功率末级或末前级大多采用同轴腔体，其目的是为了减少损耗。一般其特性阻抗Z_{o1}为：

$$Z_{o1}\approx\sqrt{\frac{L}{C}}=\frac{1}{\omega_o C}=\omega_o L \tag{4.86}$$

式中L、C分别是同轴腔体内组成传输线谐振回路的电感和电容。

屏极回路的有载等效电阻R_{oe}为

$$R_{oe}=Z_{o1}^2/R_{1a} \tag{4.87}$$

令初次级回路间耦合为零时的屏极回路等效阻抗为无载等效电阻R_{oex}，则

$$R_{oex}=Z_{o1}^2/R_a \tag{4.88}$$

于是式(4.82)也可改写为

$$\eta=1-\frac{R_{oe}}{R_{oex}} \tag{4.89}$$

从式中可以得出这样一个结论：即为使η高，必须使R_{oex}大，R_{oe}小，也即R_a小。同时由式(4.86)(4.88)可知，为使η高，还应使L大，C小。

在实际调频广播发射机中，由于工作频率高，其分布电容较大，且电子管输出电容也较大，所以为提高传输效率就不应再增加其它电容，也即应采用电感调谐，从而使屏极回路的谐振电容减到尽可能小，以提高其特性阻抗。

二、栅极电路

1. 栅极馈电线路

在大多数调频广播发射机中，其电子管的栅极馈电方式大多采用并联馈电方式，如图4.96所示，L_2为高频阻流圈，其作用是防止激励信号串入栅偏压电源。C_5为旁路穿心电容器，

其作用①防止RFC未能完全挡住的高频电流流入偏压电源，②将高频阻流圈高频低电位端短路到地。从图中可以看到输入回路，偏压电源与电子管三者是并联的，所以称并联馈电。

一般栅极电源都采用外接固定栅偏压电源，这是因为大多数电子管工作于临界状态，其栅流很小。

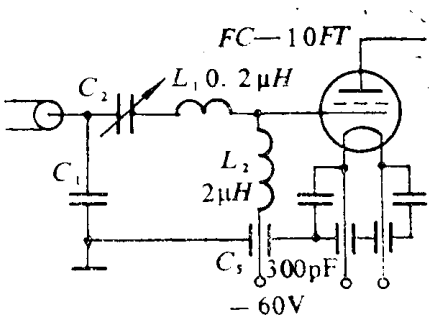


图4.96 栅极馈电线路

2．级间耦合回路

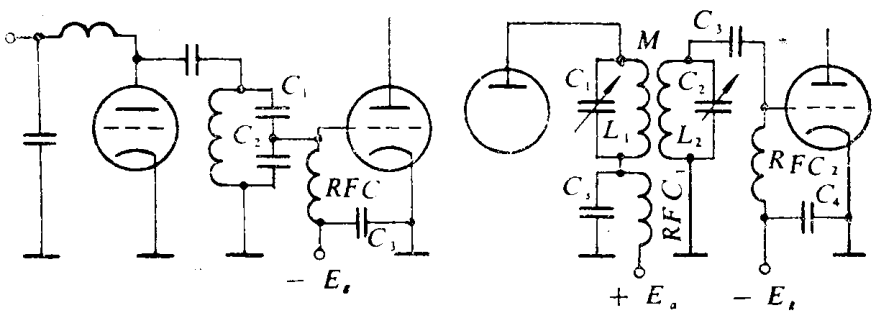
栅极耦合回路是以后级的栅极输入电阻作为其栅极负载。前面讨论屏极回路时，其天线负载阻抗一般是固定不变的，但栅极输入电阻却是一个非线性参量，它随着激励电压的增大而变化，而且也随着本级电子管工作状态的变化而变化，从而导致前级输出高频电压的变化，这是所不希望的。为此其设计要求是得到稳定的激励电压幅度，这与屏极输出回路的设计要求不一样，在这里。回路效率退居次要位置。怎样使激励电压稳定不变呢？一般有下列两种方法：

（1）使前级工作于过压状态。从图4.6可知，当电子管工作于过压状态时，其屏极负载R_{o_p}（相当于R_p）变化时，回路电压U_a（相当于U_c）几乎不变。

（2）降低级间耦合回路的效率，由式(4.82)可知，减弱耦合度可降低回路效率，也即使得下一级栅极输入电阻变动分量反映到前一级分量相对来说小一些。

级间耦合回路的型式是多种多样的，一般在调频广播发射机中多采用如图4.97所示的双调谐回路耦合，电容耦合等型式。

电容耦合回路的优点在于，在电子管的栅极与阴极之间的电抗是容性，它对远高于工作频率的信号频率来说，近似于短路。所以，它具有抑制超高频寄生振荡的潜在能力。为要抑制寄生振荡，最好将电容C_2直接接在栅极附近，以缩短从栅极到C_2的联接线，从而减小引线电感。



（a） 电容耦合　　（b） 双回路变压器耦合

图4.97 常用的级间耦合回路

图4.97(b)是一种双调谐回路的级间耦合回路，它与屏极输出回路有一些相似之处。两个回路都调谐到与前级激励电压频率谐振，所以栅极上得到的激励电压波形毫无失真。在调频广播发射机中是为了抑制分布电容和引线电感的不良影响而采用这种级间耦合回路。

三、帘栅极电路

1．帘栅极馈电线路

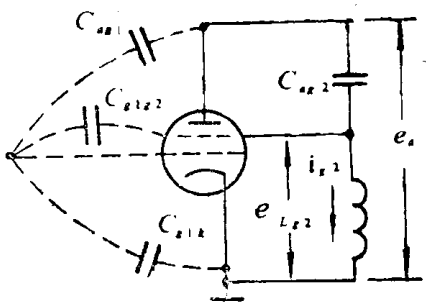
四极管的帘栅极电压一般是屏压的 $\frac{1}{5}\sim\frac{4}{5}$，在调频广播发射机中，其末级或末前级功率放大器的帘栅极电源都采用独立的电源单独馈电。帘栅压的改变，一般多采用调整电源变压器初级电压来获得。

采用独立帘栅压电源时，必须严格遵守电压的接入程序。也即必须先接通屏极电压，然后接入帘栅电压。如果次序颠倒，会使帘栅流很大，而损坏电子管。

在调频波段，工作频率高，引线电感的影响严重，在用帘栅高频旁路电容器短路高频时，一般采用平板状的聚四氟乙烯薄膜做介质的电容器，这样引线电感可以减到最小，同时还需采用中和的方法稳定电子管的工作。

2．帘栅极中和原理

帘栅极中和的目的是为了消除接近于工作频率的寄生振荡。产生这类振荡的原因是由于功率放大器的极间屏蔽不良（如极间电容C_{ag}、C_{ak}引线电感以及输入与输出回路间由于屏蔽不良引起磁和电的耦合），引起放大器的“直通”和反作用所造成的。



C_{ag2}——屏极—帘栅极间电容
C_{ag1}——屏极—栅极间电容
C_{g1g2}——帘栅极—栅极间电容
C_{gik}——栅极—阴极间电容
e_a——屏极上的高频电压
j_{g2}——流过帘栅极引线电感的高频电流

图4.98 帘栅中和原理

帘栅中和原理可用图4.98所示电路来说明。在图中没有考虑到阴极引线电感的影响，但已注意到帘栅引线电感的影响。

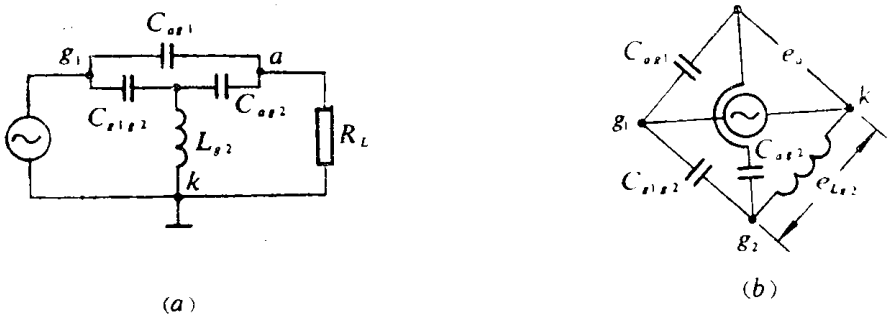


图4.99 等效电桥

从图4.98可知

$$i_{g2}=e_a\Big/\left(j\omega L_{g2}+\frac{1}{j\omega C_{ag2}}\right) \tag{4.90}$$

式中$j\omega L_{g2}$为帘栅极引线电感的感抗，

$\frac{1}{j\omega C_{ag2}}$为屏极与帘栅极的容抗。

由于 $j\omega L_{g2}\ll\frac{1}{j\omega G_{ag2}}$，所以$i_{g2}=j\omega C_{ag2}e$

则 $$e_{Lg2}=-\omega^2 L_g\cdot e_a\cdot C_{ag2} \tag{4.91}$$

从图4.99可知，如果能使下式成立，

$$\frac{\frac{1}{\omega C_{g1g2}}}{\frac{1}{\omega C_{ag1}}}=\frac{|e_{Lg2}}{|e_a|} \tag{4.92}$$

则此电桥平衡，也即电子管栅阴之间没有电能的传输，也就是说栅阴之间的输入不受e_a输出的影响，因而可以消除极间电容所造成的有害作用。这种情况，相当于电子管达到自中和。对于超高额四极管，自中和频率高于工作频率；因此，引线电感上的高频电压通过极间电容C_{g1g2}在输入阻抗上产生的电压降。小于屏蔽极高频电压e_a通过极间电容C_{ag1}在输入阻抗上产生的电压降。为了增大e_{Lg2}，所以在帘栅上必须外接串联电感，使在输入阻抗上电压降相等，而互相抵消，从而在工作频率上消除了极间电容的有害作用。

4.4.3 栅地式丙类放大器设计基础

栅地放大器的栅极对高频是接地的，而激励电压加在阴极上。其输入阻抗相对于阴地放大器的低，所以在激励级有所变化时，其输入阻抗仍较稳定。同时，由于栅极、帘栅极高频均接地，使得其输入和输出进一步被隔离，因此只要严格注意到外部输入和输出电路的布置和隔离，栅地放大器无须加接中和线路就可以防止通过外部路径而产生反馈。图4.100是栅地放大器基本原理图。

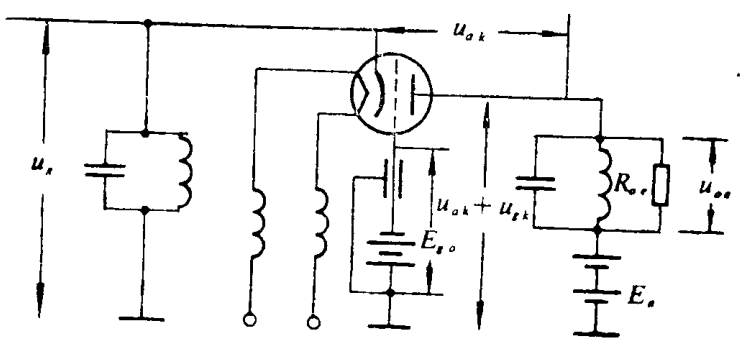


图4.100 栅地放大器原理图

一、图解计算法——13点法[17]

一般在电子管功率放大器中，其分析计算方法有图解法和折线法两种。目前实际上大家

都喜欢使用图解分析法，其原因就是能获得较为准确的计算结果。如果进一步增加取点的数目，精度可以进一步提高。计算方法的推导也不繁锁。但在工程计算中13点计算法的精度（3%）已能满足实际要求。

一般激励电压可用下式表示：

$$e_{g1}=E_{g1}+U_{g1}\cos\theta \tag{4.93}$$

13点计算法就是在$\theta=0\sim\pi$的范围内将θ分为十二等分（$\Delta\theta=\frac{\pi}{12}=15°$），用图解法求出不同相位激励电压所对应的屏流值，分别用$I_{a1},\cdots,I_{a13}$来表示。具体方法是以$e_{g1}=E_{g1}$为圆心，U_g为半径作半圆，将半圆圈分为十二等分，每等分为15°，得到13点，由十三个点向横轴作垂线，分别与转移特性曲线交于十三个点，作出i_a的时间曲线$i_a(\theta)$如图4.101所示。

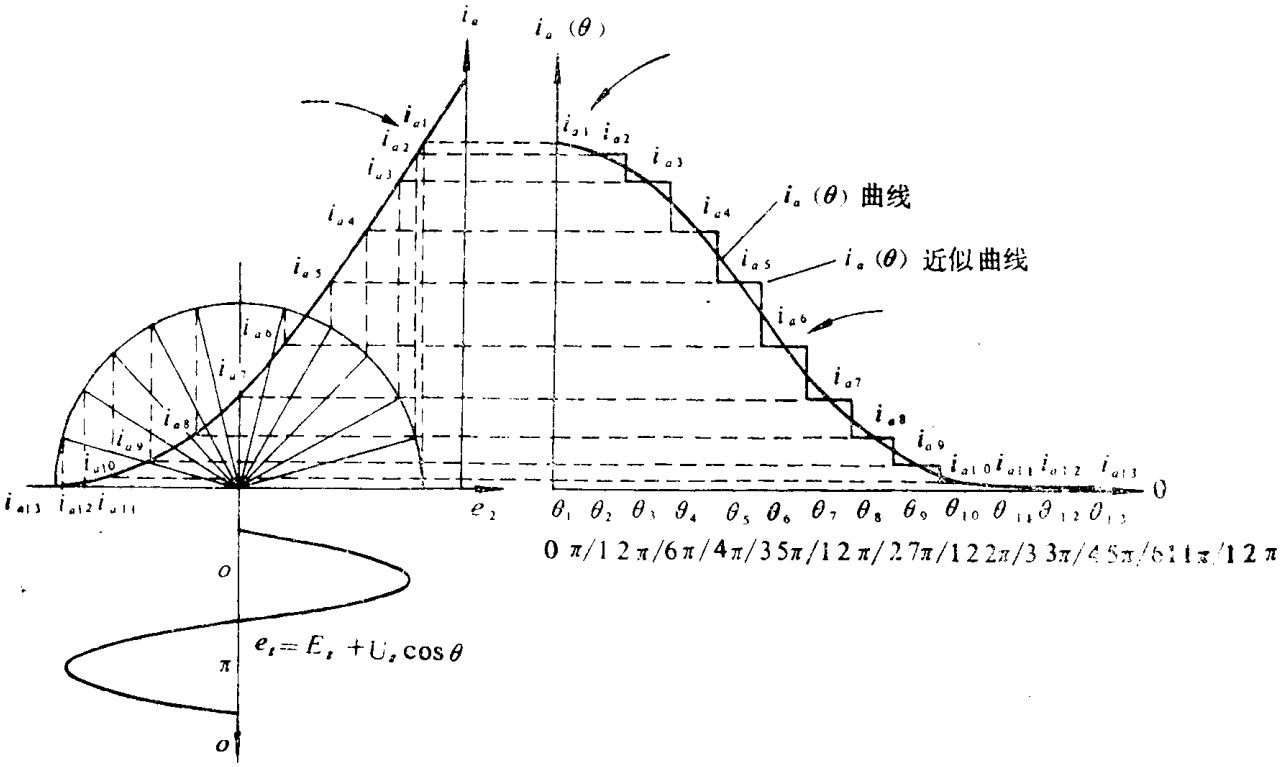


图4.101 近似积分法

假设在每一电流点附近±7.5°范围内i_a保持不变，则$i_a(\theta)$曲线就变成如图中所示阶梯形曲线，阶梯曲线和$i_a(\theta)$曲线一样，也是周期性偶函数，阶梯曲线的积分可简化为代数和：

$$\int_0^{\pi} i_a\cos n\theta\,d\theta=\frac{\pi}{24}\left(i_{a1}\cos 0°+i_{a13}\cos n\pi\right)$$

$$+\frac{\pi}{12}\sum_{k=2}^{12} i_{ak}\cos n(k-1)\frac{\pi}{12} \tag{4.94}$$

从而将$\cos(k-1)\frac{n\pi}{12}$的数值代入上式后，根据傅里叶级数可求出：

$$I_{a0}=\frac{1}{24}(i_{a1}+i_{a13})+\frac{1}{12}\sum_{K=2}^{12}i_{aK}$$

$$I_{a1}=\frac{1}{12}[(i_{a1}+i_{a5}-i_{a9}-i_{a13})+1.93(i_{a2}-i_{a12})$$
$$+1.73(i_{a3}-i_{a11})+1.414(i_{a4}-i_{a10})+0.518(i_{a6}-i_{a8})]$$

$$I_{a2}=\frac{1}{12}[(i_{a1}+i_{a3}-i_{a5}-i_{a9}+i_{a11}+i_{a13})$$
$$+1.73(i_{a2}-i_{a6}-i_{a8}+i_{a12})-2i_{a7}] \qquad (4.95)$$

栅流和帘栅流的直流分量和各次谐波，可以根据由负载线得到$i_{g1}\sim e_g$，$i_{g2}\sim e_g$曲线，用与上式相对应的方法进行计算。

在实际设计时，其计算步骤如下所示：

1．定E_a：作$e_g=E_a$线；

2．定E_{g1}：作$e_g=E_{g1}$线，这样就确定了$Q(E_a,E_{g1})$点，如图4.102所示；

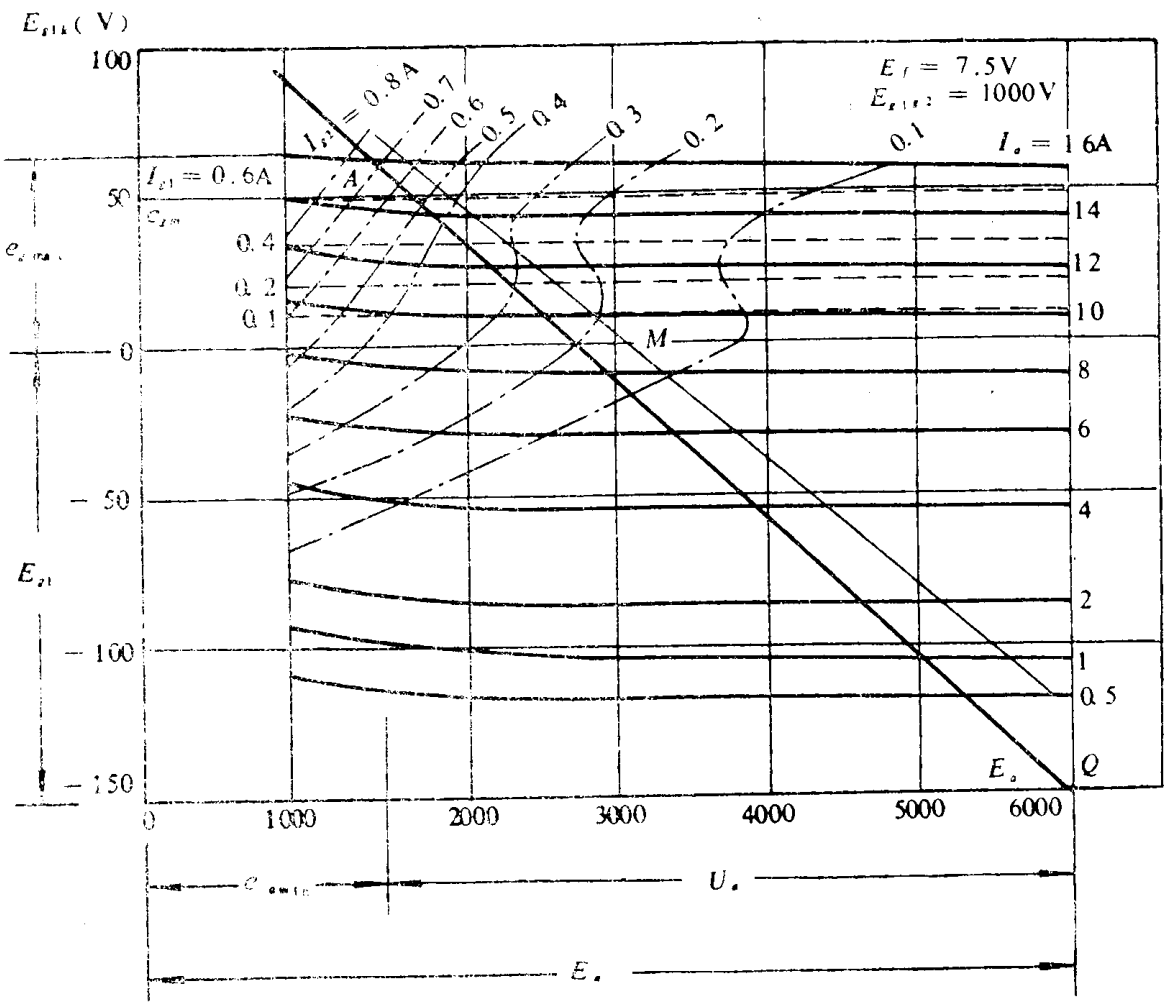


图4.102 13点分析法

3．设一合理的U_{g1}值，作$e_{gmax}=E_g+U_{g1}$线；

4．设一合理的U_a值，作$e_{amin}=E_a-U_a$线，这样就确定了A点；

5．联接QA，即确定了工作路，由Q点到A点，相应于一个周期的$\frac{1}{4}$，即90°；

6．将$\overline{QA}$分为六段，其中每段相应于15°。设QA长度为1，则$\overline{QB}$、$\overline{QC}$、$\overline{QD}$、$\overline{QE}$、$\overline{QF}$将分别为0.966、0.86、0.707、0.500、0.259，这样A点一径确定后，就可以定B、C、D、E、F各点。

为了便于上述B、C、D、E、F各点的确实，可以事先用一透明塑料的直角三角尺刻出相应于0.966、0.866、0.707、0.500、0.259的线段，使用时只要把三角尺复盖在等流线平面上，使三角尺的斜边对准工作路的AQ两端点，根据由三角尺直角幅射出来的那5斜线与工作路的交点，就很容易把B、C、D、E和F点确定下来，这样便可以在等流线图上直接读出各点的电流i_A、i_B、i_C、i_E、和i_F，如图4.103所示。

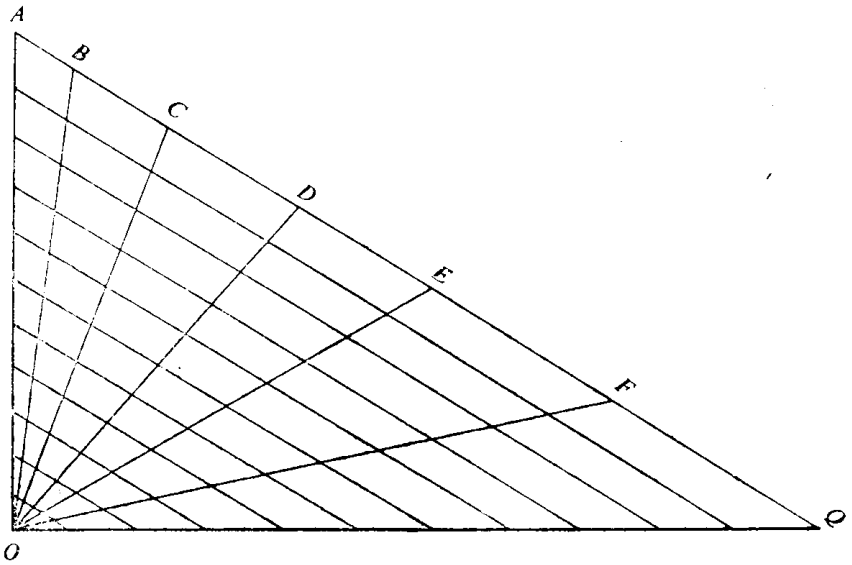


图4.103 B总分析法用三角尺

7．从恒流曲线图（4.102）上读出相应于A、B、C、D、E和F六点的电流i_A……。从这些瞬时电流数值可以按照式（4.95）求出I_o、I_{a1}、I_{a2}等，在丙类功率放大器中，式中i_{a1}，…i_{ab}分别用i_A，…i_F代替，i_{a7}……i_{a13}均为零。

如果是用栅流恒流曲线，则i_A～i_F六值分别代替i_{g1}……i_{g7}等等。有的读者会问：为什么我们所用的实际上只六点，而又要称为13点计算法呢？在图4.101中已经说明所指13点是在0°～π范围内，以15°为等分的线段也即图4.102中A、B、C、D、E、F、Q以及另外半个周期内与A、B……各点相对应的A'、B'……F'但在实际丙类功率放大器中，A'、B'、C'、D'，E'和F'各点上电流等于零，所以没有在图4.103中画出。

8．用上述方法求出四个电流I_{a0}、I_{a1}、I_{c0}、I_{c1}后，其余各量可由下列各式算出：

屏极直流输入功率　$P_{DC}=E_aI_a$

屏极输出功率　$P_o=\frac{1}{2}U_aI_{a1}$

屏极耗散功率　$P_a=P_{DC}-P_o$

屏极效率　$\eta=P_o/P_{DC}$

屏极负载　　$R_{oe}=U_a/I_{a1}$

栅极输入激励功率　$P_{in}=\frac{1}{2}U_gI_{g1}$

栅极直流功率　　$P_{gDC}=|E_g|\cdot I_{go}$

栅极耗散功率　　$P_{ga}=P_{in}-P_{gDC}$　　(4.96)

从上述设计步骤及分析中可知，其四个起始数据的选取十分重要，因为设计结果是否良好，决定于这四个起始数据的选取是否恰当。因此当按照上述计算出的结果不令人满意时，则应另选适当U_g、U_a，重新计算至结果满意为止。

这里还应注意到，在变动U_a、U_g，即改变A点位置时，放大器的工作状态究竟将怎样变化？或者说，应该怎样改变U_a与U_g时，才能使计算结果向预期的数值靠拢？对于这一点，可用图4.104来说明。

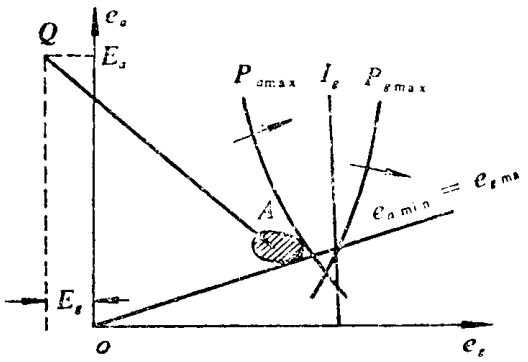
一般来说，在设计放大器时，E_a、E_g、U_a、U_g四个量都可以选取。但在调整放大器时，可变量往往只有两个，即U_a与U_g，它们的变化则改变了A点的变化。但A点的变化受到以下几个因素限制：

(1)屏极耗散功率P_a决不允许它超过P_{amax}，以免电子管因过热而损坏。这样，A点就只能在P_{amax}等值线的左方（越向右，P_a越大，图中箭头表示功率增加方向）。

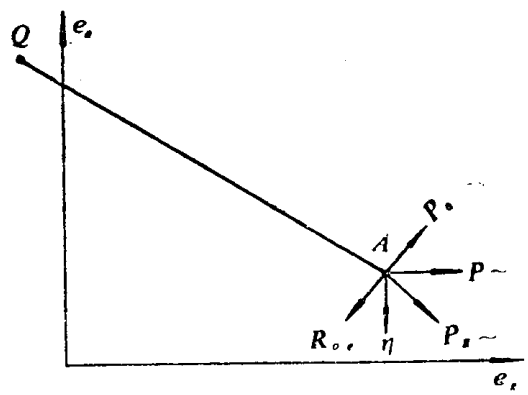
（2）栅极耗散功率P_{ag}是决定栅极发热的主要参数之一，因此决不允许超过P_{agmax}。

（3）e_{gmax}不应超过e_{amin}，以免栅流过大，因此A点应在$e_{gmax}=e_{amin}$直线的上方。

综合上述可知，A点的变动范围应限制在图4.104所示的椭圆形阴影范围内。在这一范围内变动A点时，对于功率、效率及其它一些参数的影响如图4.104（b）所示，图中箭头表示各参量增加的方向。



(a) 端点A的变化范围限制



(b) 点A移动对工作状态的影响

图4.104 点A的变化

二、设计计算实例

设计一台10kW发射机末级功率（10kW）放大器。

1．选用国产金属陶瓷四极管FU-113F为末级功放管，根据附录可知，其典型工作状态为

$E_a=6kV$　$E_{g2}=1kV$　$E_{g1}=-200V$　$P_{amax}=15kW$

2．定U_a。选取其电压利用系数$\xi=0.75$，使放大器工作于欠压状态，即

$U_a=(6000+200)\times0.75=4650$ V

则　$e_{min}=E_{ag1}-U_a=1550$ V

（3）U_g的确定。一般调频发射机末级工作于丙类状态，所以其流通角多取60°～80°左右，令$\theta_a=75°$，那么e_{gmax}可用下式来估算：

$$e_{gmax}=\frac{(-E_g)(1-\cos\theta_a)-E_{g2}/\mu_{g2}}{\cos\theta_a} \qquad (4.97)$$

式中$E_{g2}=1.20\text{kV}$，μ_{g2}可从附录中查到：$\mu_{g2}=8.75$，

则$e_{gmax}=43$ V

$U_g=e_{gmax}-E_g=43+200=243$ V

因而确定了工作路中A点位置（e_{min} e_{gmax}）

至此确定了四个起始量：E_a、E_{g1}、U_a、U_g

（4）在QA上确定B、C、D、E、F各点，各点上相应的i_a、i_g值列表如下：

	A	B	C	D	E	F
i_a(A)	14	13	9.5	6	2.2	0.1
i_g(A)	0.5	0.4	0	0	0	0

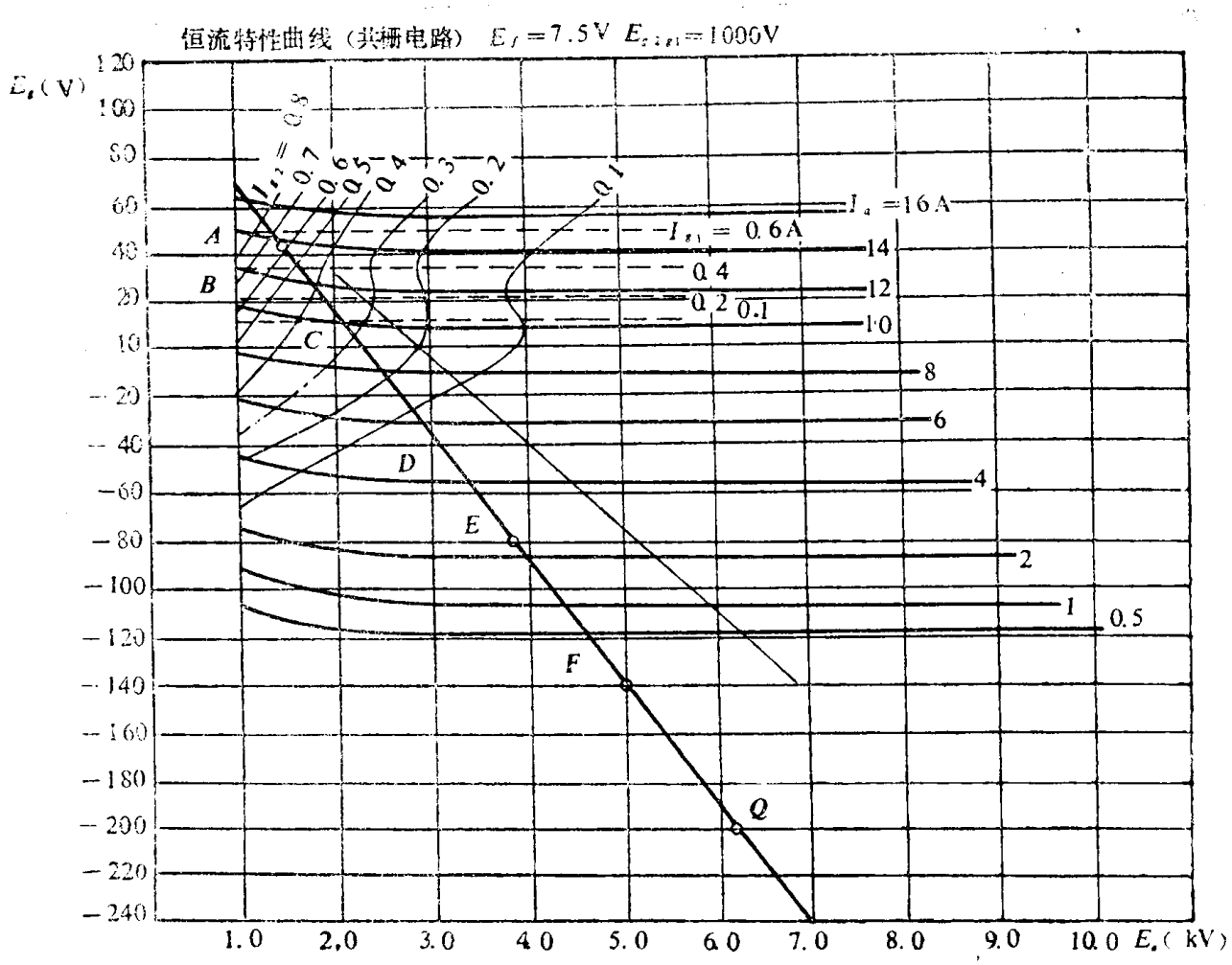


图4.105 设计例负载线Ⅰ

从而根据式（4.95）可计算出：

$$I_{a0}=\frac{1}{12}(0.5\times14+13+9.5+6+2.2+0.1)=3.15\quad A$$

$$I_{a1}=\frac{1}{12}(i_A+1.932\times i_B+1.732i_C+1.414i_D+i_E+0.518i_F)=5.52\quad A$$

（5）根据式（4.96）进行计算：

$$P_{DC}=E_a\cdot I_{a0}=6\times3.15=18.9\quad kW$$

$$P_o=\frac{1}{2}U_aI_{a1}=\frac{1}{2}\times4650\times5.52=12.85\quad kW$$

$$P_a=P_{DC}-P_o=18.9-12.85=6.05\quad kW$$

$$\eta=P_o/P_{DC}=12.85/18.9=68\%$$

$$R_{oe}=\frac{U_a}{I_{a1}}=\frac{4.650}{4.35}=1069\quad \Omega$$

同时为了计算栅极参数，需求出

$$I_{g0}=\frac{1}{12}(\frac{1}{2}\times0.5+0.4)=0.054\quad A$$

$$I_{g1}=\frac{1}{12}(0.5+1.932\times0.4)=0.11\quad A$$

$$P_{in}=\frac{1}{2}U_gI_{g1}=\frac{1}{4}\times243\times0.11=13.4\ W$$

$$P_{gDC}=|E_g|\cdot I_{g0}=200\times0.054=11\quad W$$

$$P_{ga}=P_{in}-P_{gDC}=13.4-11=3.4\quad W$$

从上述计算中，我们发现其效率较低，板耗很大，距我们设计要求较远，需重新进行设计。众所周知，减少流通角可以提高整机效率；当然，在欠压状态工作时，提高屏压利用系数ζ，U_a增加，P_o和η都随着增加，一般取$\zeta=0.8\sim0.9$。下面我们取$\zeta=0.85$再重复计算一下上述参数看看。

1° $U_a=E_{ag1}\times\zeta=6.2kV\times0.95=5.27\ kV$

$e_{min}=E_{ag1}-U_a=0.93\ kV$

2° 工作路中A点位置为（e_{min}，e_{gmax}），即（0.93kV，0.043kV）

3° 在$\overline{QA}$线确定B、C、E、F各点，其相应值如下所示。

	A	B	C	D	E	F
i_g(A)	13	11.6	9.6	6	2.3	0.1
i_g(A)	0.5	0.3	0.1	0	0	0

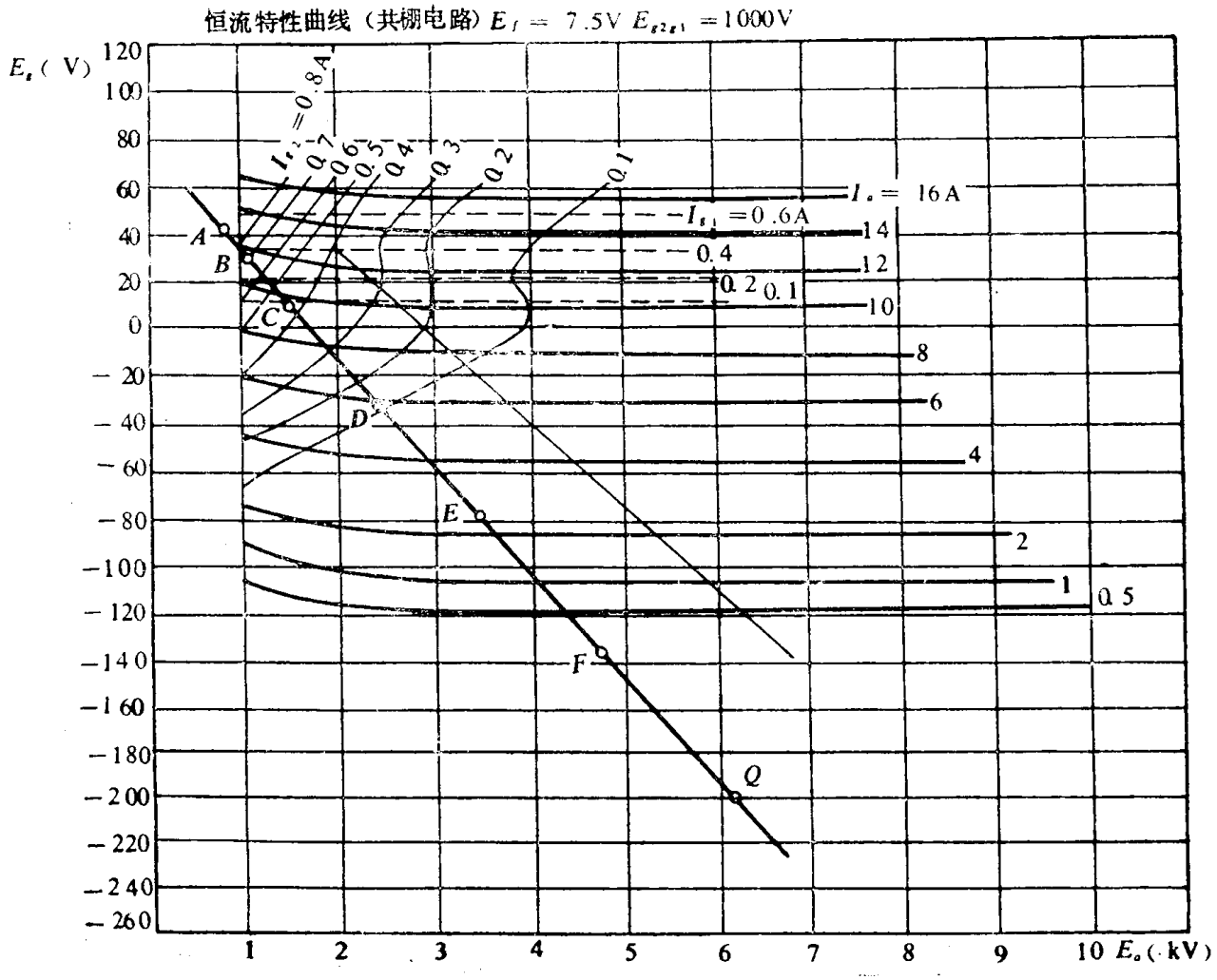


图4.106 设计例负载线Ⅰ

从而根据式（4.95）可计算出：

$$I_{a0}=\frac{1}{12}(0.5\times13+11.6+9.6+6+2.3+0.1)=3.0\quad A$$

$$I_{a1}=\frac{1}{12}(13+1.932\times11.6+1.732\times9.6+1.414\times6+2.3+0.518\times0.1)$$

$$=5.24\quad A$$

4° 从而根据式（4.82）进行计算：

$$P_{DC}=E_a\cdot I_{a0}=18\ kW$$

$$P_o=\frac{1}{2}U_a\cdot I_{a1}=0.5\times5270\times5.24=13.800\ kW$$

$$P_a=P_{DC}-P_o=18-13.8=4.2\ kW$$

$$\eta = P_o / P_{DC} = 77\%$$

从上述计算来看，其输出功率大于要求输出功率较多，因而可进一步降低e_{gmax}一试，令

$$e_{gmax} = 30 \text{ V}$$

则 $U_g = 30 + 200 = 230$ V

因而确定了工作路中的A点位置为

（0.93kV、0.030kV）

经计算后可得 $I_{a0} = 2.54$ A

$I_{a1} = 4.44$ A

$I_{g0} = 0.021$ A

$I_{g1} = 0.041$ A

$P_{DC} = 6 \times 2.54 = 15.24$ kW

$$P_o = \frac{1}{2} U_a \times I_{a1} = \frac{1}{2} \times 5270 \times 4.44$$

$$= 11.7 \text{ kW}$$

$$\eta = 11.7 / 15.24 = 77\%$$

这数据比较接近我们的设计要求，由式（14.97）可知，适当减少θ_a就行了。但应注意，在降低流通角时，也即适当增加$|E_g|$，或者适当降低E_{g2}等均可适当减少e_{gmax}。

从上述计算可知，U_a、U_g两个量的选取是既关键又重要，所以在设计时应反复改变U_a和U_g，甚至E_g值，重新计算，直至满意为止，最后我们确定：

$E_a = 6$ KV　　$E_{g2} = 1.0$ KΛ　　$E_{g1} = -200$ V

$\xi = 0.85$　　$U_a = 5.27$ KV　　$U_g = 230$ V

$I_{a0} = 2.54$ A　$I_{a1} = 4.44$ A　　$I_{g0} = 0.021$ A

$I_{g1} = 0.041$ A　　$R_{oe} = 5.27/4.4 = 1187$ Ω

4.4.4 栅地式丙类功率放大器的调试方法

电子管功率放大器与其它功率放大器一样经过设计和安装完成后，应该进行调整与测试，以使放大器的工作状态符合设计要求。一般调试分两个阶段，第一阶段是检查阶段，第二阶段才是真正地调试阶段，但两者缺一不可。下面就这两个阶段分别加以简单介绍，以供感兴趣的读者参考。

一、检　查

对于每一台出厂的发射机，或者重新安装后的发射机来说，在正式上电前，都必须对发射机作全面检查，特别对电控部分，那更是如此，其检查步骤如下所示：

1．检查所有元件，特别是穿心电容的绝缘度；调谐机构是否失灵，指示电表是否正常等等。

2．检查每一条控制支路是否有效，如果是新安装发射机还需要对每一条控制支路作连通试验，同时还应检查各种过流继电器是否失灵，各种开关例如风接点，门开关，互锁接点等是否失灵等等。

3．切断与供电有关的自动空气断路开关（对于有关辅助接点使其开路或短路）然后按

顺序接通控制支路，检查接触器是否按设计要求闭合或断开。

4．用扫频仪BT-3或SWOB5等检查栅极输入回路的VSWR，改变其有关元件参数，使其VSWR小于1.5。

5．对于阴地放大器来说，还需消除阴极引线电感所导致的影响，如图4.107所示。由于存在着阴极引线电感，即X_k，所以其前级激励就无法全部送到电子管的栅阴之间，也即前级激励功率有一部分消耗在阴极引线电感上，因此必须加以消除。一般消除办法有：极力减少其阴极外部引线电感；其二是串接电容C_k，以抵消L_k的影响。目前由于大多采用同轴型管座，其L_k很少，几乎可忽略。

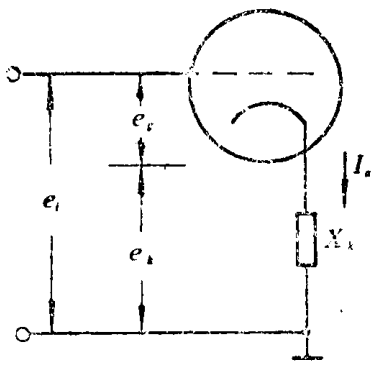


图4.107 阴极电路

同理，对于共栅电路的栅极引线电感L_c的不利影响也必须加以消除，但其消除原理几乎与上述相同。

6．合上全部自动空气断路开关（应注意电子管各极电压不接入，为可靠起见，将各电源的输出线断开），按正常程序开关机，然后依次检查各电压是否正常？等等。

二、调　试[16]

调试的目的是使放大器处于最佳工作状态，也即消除寄生振荡和得到符合要求的功率输出。

1．由于寄生振荡对发射机的不良影响极大，必须彻底地加以消除*

寄生振荡的频率决定于各种不同的寄生振荡回路，而这些寄生振荡回路是由接线的电感，极间电容，中和电容，高频扼流圈及隔直流电容等所构成。

各种各样的寄生振荡可以按振荡频段，振荡强弱以及振荡线路等各方面来进行分类。

按振荡的频段可分为：①与工作频率相同或相近的寄生振荡，常称为本波振荡；②低频振荡，通常由高频扼流圈引起；③超高频寄生振荡，这是最容易产生而且较难抑制的寄生振荡，一般由极间电容、引线电感等构成寄生振荡回路。

按构成振荡的线路可分为：单边寄生振荡和推挽寄生振荡。

按振荡强度的大小可分为：①强烈寄生振荡，是指破坏线路正常工作，烧毁零件或使电子管严重过载甚至烧坏的强功率振荡；②中等寄生振荡，是指使他激振荡输出功率或效率显著降低，但还不致破坏线路工作和损坏零件的寄生振荡；③微弱的寄生振荡，是指不显著改变他激振荡器的能量，但对发射机的工作频率进行寄生调制的振荡。

任何寄生振荡都是发射机所不能允许的，因为它会破坏发射机的正常工作，降低发射机的有用输出功率和效率，出现干扰其他发射机工作的寄生发射，以及使原来不打算承受高压或大电流的元件损坏，甚致导致电子管、测量仪表的损坏等。因此，在制造和调整发射机时，必须采取措施消除各种各样的寄生振荡。

---

* 在工作中，我感到原中央广播局科研所八二〇小组编写的《调频广播》一书在消除寄生振荡方面的描述尤为详细，并对实际工作有用，因此这一小节几乎不加修改搬过来，特此说明。　　——编著者

为了有效地消除寄生振荡，对构成寄生振荡线路的基本概念应有足够的了解。

由于寄生振荡回路多半由看不见的一些寄生参数所构成，因此我们在分析寄生振荡的电路时必须具有一种概念：对于超高额寄生振荡而言，凡是在振荡系统中的接线，都看作一个电感（大功率管的板极不计电感）；凡是电子管的各电极之间，必须考虑其极间电容；同时把电感量较大的电感看成开路；电容量较大的电容看成短路。而对高频扼流圈必须考虑其分布电容，对旁路电容必须考虑其引线电感。反之，对于低频寄生振荡来说，必须考虑高频扼流圈和旁路电容的作用，不计接线的电感，而把原来的回路电感看成短路，把原来的回路电容看成开路。

而寄生振荡只所以产生，取决于这些寄生参量对某一频率构成了自激振荡线路，而且满足了自激振荡的条件。

（1）抑制本波自激振荡

接近于工作频率的寄生振荡，通常称为本波自激振荡。产生这类振荡的原因，是由于功率放大器的极间屏蔽不良（如极间电容C_{ag}、C_{ak}、引线电感以及输入与输出回路间由于屏蔽不良引起磁和电的耦合），引起放大器的“直通”和“反作用”而造成。下面简单的介绍一下直通和反作用。

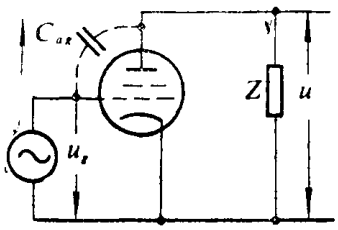


图4.108 电子管极间电容的直通效应

1）直通效应：是高频能量从栅极电路通过屏栅极间电容C_{ag}直接输入屏极回路，如图4.108所示。

图中：u_g为栅极激励信号电压；C_{ag}为电子管栅极与屏极之间的极间电容；Z为屏极回路负载阻抗；u为屏极负载阻抗上的电压降。

当电子管的屏流被截止时，由前级输入的激励电压通过屏栅极间电容C_{ag}，产生直通电流，在屏极回路内产生电压降。这电容的电抗越小，屏极负载阻抗越大，则直通效应越显著。所以频率越高直通效应越严重。直通效应的危害性在于当屏极回路内不应该存在能量时而有能量出现。对于调频发射机来讲，由于屏栅极间电容的直通效应必须增加前级的激励功率。

2）反作用：是放大器的屏极电路通过屏栅极间电容C_{ag}影响前级的屏极电路，如图4.109所示。

图中u_g为激励电压；u_a为屏极高频电压；C_{ag}为屏栅极电容；u为屏极高频电压通过极间电容C_{ag}的反作用在栅极电路中产生的电压。

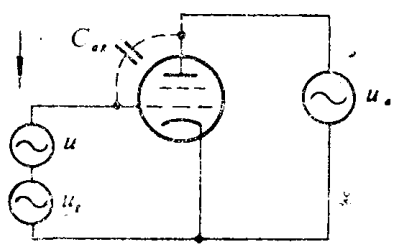


图4.109 电子管屏栅极间电容的反作用效应

从图4.109中可以看出，u_g与u的相位适当时，有可能使栅极电路的激励功率增加，这就成了正反馈放大器，使放大器变成自激振荡器。由于这种振荡是我们所不希望的所以称为寄生振荡。

由上所述，在放大器线路里必须采取措施，消除由于这个屏栅极间电容所造成的有害作用。

消除或削弱放大器的直通和反作用现象，使放大器不能产生自激振荡的主要方法有下面两种：

①加强极间的屏蔽作用，从根本上消除或削弱这种现象。

② 人为地引入反作用的措施，来抵消或削弱这种现象。

第一种方法可以从下列几个方面着手：

① 采用多极电子管，使有影响的极间耦合减到最小的程度，目前在小功率和中等功率的超高频发射机中，采用极间电容和引线电感较小的超高频四极管。

② 在放大器线路选用上，尽可能地选用极间耦合弱的线路，象栅极接地线路就是良好的例子。这种线路在超高频发射机中已被普遍地采用，10kW调频发射机中的末级功率放大器采用栅地线路。

③ 在设计和安装发射机时尽量考虑到加强屏蔽，削弱外界耦合。如将功率放大器输入和输出槽路用静电屏蔽的方法隔离开，减少输入和输出回路通过空间电磁场耦合。特别要做好地线的布置工作，接地可靠，接线要短并有足够大的截面积；各高频接地端应该以接地的电极作为中心尽量集中到一点，使接地的栅极真正接地，不接地各极的接线不应该有较大的阻抗。

第二种方法主要是采用“中和”。

中和实际上是人为地在放大器中引入一些反馈，来抵消或削弱由极间电容或引线电感的存在而产生的反作用。因而它是一种常用的和有效的防止放大器产生自激振荡的方法。

在放大器线路中增加一些阻抗元件，调整这些元件来达到抵消极间反馈的线路，就叫中和线路，这些元件叫做中和元件。

有关帘栅中和的原理已在4.4.2节中叙述，这里就其有关实用中和电路及其输入与输出之间的屏蔽问题加以简单讨论。

为了消除具有公共点O的两个高频振荡器e_1和e_2之间的静电耦合，必须装设屏蔽，以切断由振荡器e_1通向振荡器e_2的电力线。当满足下列三个条件时，屏蔽将是完备的：

① 屏蔽应与两个振荡器的公共点相连接；

② 屏蔽必须切断所有的电力线；

③ 对于具有控制作用的那个振荡器来说，屏蔽对地的交流阻抗应该等于零。

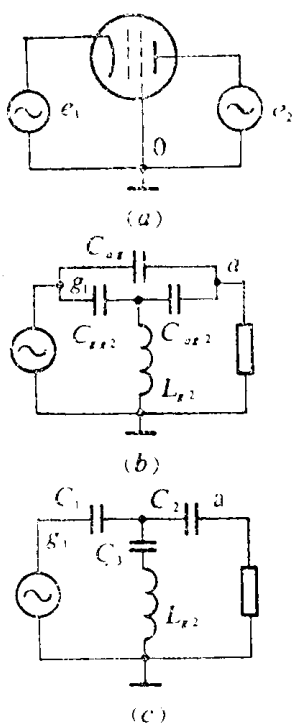


图4.110 帘栅极静电屏蔽作用

前两个条件是明显的，如果考虑到由两个振荡器所产生的电压，电流通过屏蔽而短路，则第三个条件也成为明显的，因此屏蔽的阻抗是振荡器电路间的耦合阻抗。

图4.110（b）示出四极管放大器的等效线路，其中未计入阴极引线电感，但已计入极间电容和帘栅极的引线电感。这个线路表明由于下列两种原因静电屏蔽是不完备的。第一，屏蔽是不能切断所有电力线的，其中一部分可以由屏蔽的空隙中渗透(因为帘栅极是网状的)，因此残存着跨越电容C_{ag}。第二，由于帘栅极的引线电感L_{g2}。

四极管的跨越电容与帘栅极引线电感都是很小的，因此在中波和较长的短波段可以不考虑它的作用，但在短波和超短波时，帘栅极的引线电感将成为直通、反作用甚至自激的

原因。

如果我们把三个连成三角形的电容换算为星形的连接，此时图4.110（b）的线路变换图4.110（c）所示的线路，在图（4.110）线路中的各个电容，可用图4.110（b)上的极间电容表示之。如下各式：

$$C_1=\frac{\Sigma CC}{C_{ag2}};\quad C_2=\frac{\Sigma CC}{C_{g1g2}};\quad C_3=\frac{\Sigma CC}{C_{ag1}}$$

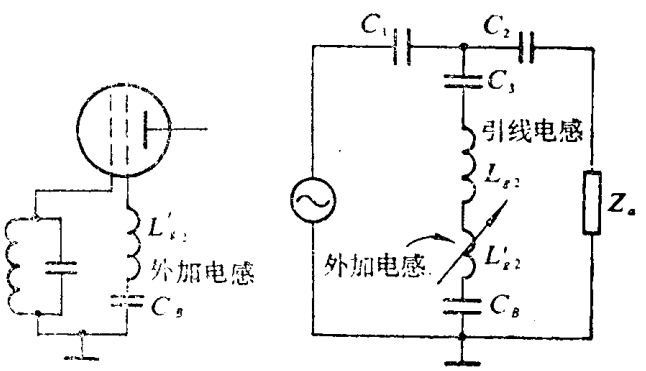
其中$\Sigma CC=C_{ag1}C_{g1g2}+C_{ag2}C_{ag2}+C_{g1g2}C_{ag2}$

由于直通电容C_{ag1}通常较C_{g1g2}与C_{ag2}小得多，所以电容C_1、C_2、C_3的准确表示式可用近似式来代替：

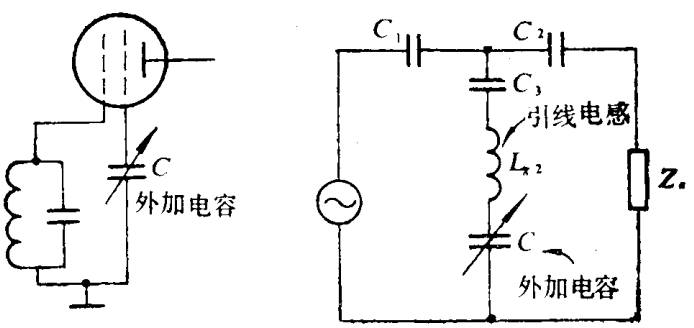
$$C_1\simeq C_{g1g2};\quad C_2\simeq C_{ag2};\quad C_3=\frac{C_{ag2}C_{g1g2}}{C_{ag1}}$$

经过换算之后，由图4.110（c）可看出电容C_3成为输出与输入电路之间的耦合电容了。由于直通电容C_{ag1}通常是十分之几到百分之几微微法的数量级，所以电容C_3是几千微微法的数量级。

在理想的屏蔽情况下，图4.110（c）中三个电容的公共点与地之间应该是短路的。从图中看来，能满足理想屏蔽条件的这一频率是存在的。此频率ω_0，对应于电路C_3L_{g2}内的电压谐振（串联谐振）为自中和频率。自中和现象指明，由于直通电容所引起的直通电流和由于引线电感所引起的直通电流，具有相反的相位。在自中和频率时，两电流值相等而消除了



(a)当自中和频率ω_0＞工作频率ω时的中和线路



(b)当自中和频率ω_0＜工作频率ω时的中和线路

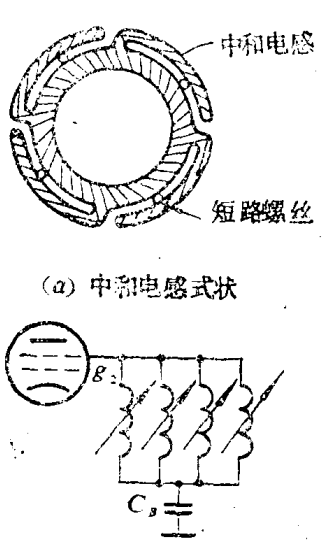
图4.111 实用四极管帘栅中和线路

直通效应。但是当工作频率$\omega<\omega_0$时，直通主要由C_{ag1}引起，为了消除工作频率上的直通电流，则必须采用图4.111（a）的中和线路，因为电子管直通电容C_{ag1}引起的直通电流大于引线电感引起的直通电流，为了使电子管放大器在工作频率上中和，因此，必须在电子管帘栅极中串接电感$L_g'_2$以增加引线电感引起的直通电流，使与电容引起的直通电流相等，而达到中和。此时为了使帘栅极引线电感高频接地，必须串接帘栅隔直流电容C_B，这时的中和电路等效成图4.111（a）右图所示，调节帘栅极的外接电感L'_{g2}使包含隔直流电容在内的自中和频率等于工作频率。这时帘栅起到了静电屏蔽作用。

如果工作频率高于自中和频率，此时，电子管的直通电流主要由引线电感引起。为了使电子管放大器在工作频率上达到中和，因此必须在电子管帘栅极中串接电容C，以增加极间电容C_{ag1}的直通电流，调节电容C使与屏栅极间电容C_{ag}合成的直过电流等于引线电感引起的直通电流，而使放大器在工作频率上达到了中和。这时帘栅极起到了静电屏蔽作用，其原理如图4.111（b）所示。

在老式的电子管中一般它的自中和频率比工作频率低，因此需要在帘栅极串一个电容〔如图4.111(b)〕，以减小e_{Lg2}，或者在C_{ag1}上再并上一个电容，使在工作频率上电桥达到平衡。在超高频四极管中，它的自中和频率往往高于工作频率，因而需要把电感加大，使电桥在工作频率上达到平衡。如图4.111(a)所示。

如果从物理概念上讲，屏极高频电压e_a通过极间电容C_{ag1}在输入电容C_{g1k}的输入阻抗上产生的电压降，与帘栅引线电感上的高频电压降通过极间电容C_{g1g2}在输入电容C_{g1k}的输入阻抗上产生的电压降相等时，由于e_a与e_{Lg2}相位差180°，所以在输入阻抗上的两个电压降互相抵消。就是说栅阴之间的输入不受e_a输出的影响，因而可以消除极间电容所造成的有害耦合，这种情况相当于电子管达到自中和。对于超高频四极管，自中和频率高于工作频率；因此，引线电感上的高频电压通过极间电容C_{g1g2}在输入阻抗上产生的电压降，小于屏极高频电压e_a通过极间电容C_{ag1}在输入阻抗上产生的电压降。为了增大e_{Lg2}，所以在帘栅极中必须串接电感，使在输入阻抗上的电压降相等，而互相抵消，从而在工作频率上消除了极间电容的有害作用。相反，如果电子管的自中和频率低于工作频率，根据同样道理，在帘栅极串接电容或在屏栅之间并接电容，使在工作频率上消除极间电容的有害作用。



(a) 中和电感式状

(b) 等效电路

图4.112 中和电感形状

综上所述，四极管极间电容C_{ag1}的有害作用是始终存在的，但是我们可以用人为地引入一个与屏极高频电压e_a通过极间电容C_{ag1}到达栅极的振幅相等而相位相反的电压来解决，这个电压通过帘栅中和的方法来实现。如图4.98所示。

中和盘的结构：从以上讨论知道，由于应用超高频四极管，自中和频率高于工作频率，对于这类电子管，为了使电子管自中和频率降低为工作频率，从而使帘栅极起到良好的静电屏蔽作用，其方法已在上面介绍过，即在帘栅极串接中和电感。由于这个电感量很小，而且要求电感量可调，因此

将中和电感成如作图4.112(*a*)所示的形状，等效电路如图4.112(*b*)所示。

由于帘栅极必须加直流高压，因此帘栅电感接地必须通过隔直流电容C_B，C_B主要作用是隔直流，为使高频接地良好，此电容作成平板形。为使C_B的容量大，所以电容的介质采用耐压高、高频损耗小的聚四氟乙稀（又称塑料王）。但是C_B也串接在帘栅高频电路中，所以它对帘栅中和也有影响（如图4.111(*a*)中C_3是一只相当大的电容器，而C_B的数量级与C_3差不多），所以对于帘栅中和必须考虑C_B的影响。

根据以上分析可以知道，帘栅中和在工作频率上可以使输入不受输出的影响，因此，是消除本波自激振荡有效的方法。在我们调机中，遇到本波自激振荡主要是用调中和来消除，其次是加强极间屏蔽作用，防止外部引起耦合。

（2）抑制超高频寄生振荡

我们把比工作频率高得多的寄生振荡，称为超高频寄生振荡。由于寄生振荡频率比工作频率高得多，因此产生寄生振荡的主要原因是电子管的极间电容。引线电感以及分布电容等、这些电容和电感构成了超高频谐振电路。此外，由于电子管结构的关系，帘栅极在超高频时，通常要削弱一些效用。电子管的内部结构在超高频范围内变成二个相当大的阻抗，使帘栅极失去效用。要使帘栅极旁路有效，在超高频寄生频率下，要遇到更多的困难。因此，输入与输出间经电子管的耦合，以及存在着的杂散电感和电容之间的耦合，使电子管成为一个超高频调屏调栅双回路振荡器。

抑制寄生振荡更多的是一种技巧，但要作好这项工作也没有什么神秘。要预知超高频振荡回路的回授路径是困难的，但通常不需要知道它的回授路径，因为除较难处理的外，所有情况都可通过应用寄生振荡抑制器，以及将超高频频率进行妥善而彻底旁路的方法，来消除寄生振荡。典型的寄生振荡抑制器，是绕在50—100欧姆的无感电阻上的1—10匝的线圈组成。这些抑制器是装置在放大器电路中，与栅极引线和屏极引线串联，最好与电子管的栅极和屏极的接线柱直接连接。如图4.113所示。

抑制器所需的实际匝数，决定于元件的具体布置以及采用的电子管型式，因此必须通过试验来确定。抑制器对于工作频率来说，阻抗应该是不大的；但是对超高频寄生振荡频率来说，阻抗应该是相当大的。有时可以将跨接在抑制器线圈两端的电阻取消。这样做的好处是，因为在大功率放大器中，寄生振荡功率也可能很大，因此抑制器的电阻的功率可能变得相当大，对于寄生振荡或甚至对振荡倾向的消除，都要求用有相当大的功率耗散能力的电阻。

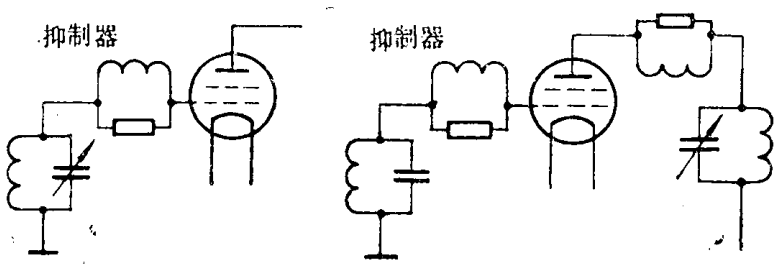


图4.113 消除超高频寄生振荡的抑制器接法

虽然放大器是按比寄生振荡频率低得多的频率设计的，但放大器中的旁路电容必须同时适用于寄生振荡频率和工作频率。电容器的内部电感，在较低的工作频率可以完全无碍，但不适于在超高频的寄生频率下存在。因此，原来是低阻抗的电容器，而对超高频寄生振荡则表现为高阻抗。这样形成的阻抗也将成为回授的途径和形成振荡的原因。

要顺利地消除寄生振荡，一般需要分四步进行。

1）在确定放大器的具体布置时，应该使部件间的接线尽量短，以消除可能发生的多种多样的超高频振荡。

2）选择旁路电容和耦合电容器，务使在可能的超高频振荡频率下，电容器的阻抗是不显著的，以及在所选择的部件中不存在超高频谐振。

3）用前面讲过的方法检查放大器有无寄生振荡存在。

4）对放大器中存在的寄生振荡，用前面讨论的方法抑制，并更加细心地重新检查，务使这些寄生振荡确已完全抑制，即不只是寄生振荡在频率上有移动或部分地被抑制，而且在调制的峰值时不再重现等等。

（3）抑制低频寄生振荡

此类寄生振荡的频率比工作频率要低很多，一般是由附属元件（如高频扼流圈、旁路电容、高压电源变压器和滤波电感等）构成其振荡槽路而引起。因此抑制这类寄生振荡的主要方法，是改变其槽路参数。如增减扼流圈的圈数、增加旁路电容容量、改变接地点位置、在扼流圈上并联无感电阻、用无感电阻代替栅极扼流圈等。

（4）抑制10kW调频发射机功率放大器中的寄生振荡

10kW调频发射机的功率放大器是指末前级1kW功率放大级和10kW功率放大级。在末级采用栅地线路，所以工作比较稳定：在1kW级功率放大器中寄生振荡较多，下面主要介绍1kW级功率放大器中的寄生振荡。

1）抑制本波寄生振荡的方法

这种寄生振荡主要是由于极间电容和屏蔽不良引起，因此，抑制本波寄生振荡主要是调好中和加强极间屏蔽。调中和的方法已在前面介绍过，加强极间屏蔽的方法是：拧紧槽路箱隔离板的螺丝和关好槽路箱门。

①1kW级功率放大器抑制本波振荡的例子

如某部机器发现有80MHz振荡，细调中和，振荡消失。中和盘的短接螺丝均在中间位置上。

还有一部机器有90MHz的振荡，中和电感用到最大仍不能抑制，加大帘栅对地的旁路电容，寄振被抑制。加大帘栅旁路电容器的方法是将原0.2mm两层聚四氟乙稀薄膜改为一层。

②抑制10kW级本波振荡的方法

从调机中得出，10kW末级功率放大器中的本波振荡，细调中和均能抑制。

2）抑制超高频寄生振荡的方法

超高频寄生振荡主要由于极间电容和引线电感以及分布参数引起，因此，抑制超高频寄生振荡的方法，主要是采用衰耗法和破坏寄振槽路。

抑制末前级1kW功率放大器超高频寄生振荡的方法。

首先应采用破坏寄生槽路的方法，其做法之一是改变屏极或栅极阻流圈的圈数或阻流圈的直径。一般做法是增加屏极阻流圈的圈数，减少栅极阻流圈的圈数。

例如，某一部机器出现520MHz的寄生振荡，这种振荡与输入槽路$C_{并}$、$C_{串}$无关，仅与屏槽位置有关。考虑到这点，把屏极高压馈电阻流圈从20圈变为14圈，于是寄振被抑制。

破坏寄振槽路方法之二是，在输入槽路的可变电容器上并取小电容，这样增加了起始电容，缩小了电容器的调节范围，因此对消除超高频寄生振荡也是行之有效的方法。

例如在1kW级功率放大器中，在$C_{并}$和$C_{串}$上并联了5pF—10pF的电容器后，超高频振荡大为减少。但应注意的是并上去的电容器应有足够的耐压，以免高频击穿。

另外发现FU-100F的灯丝阻流圈引起不良作用，因此去掉灯丝阻流圈，对抑制超高频寄生振荡、本级振荡和短波振荡均有好处。

例如在调机中发现有118MHz的寄生振荡，将灯丝阻流圈去掉，改成两根镀银铜线，细调中和，寄生振荡被抑制。

3）抑制短波寄生振荡的方法

以1kW级功率放大器为例。

① 对于9MHz的寄生振荡，与屏槽调谐电感和栅槽调谐电容无关。在栅偏压馈电中，加了一个120Ω的碳膜电阻，寄振即被抑制。

② 对于30MHz的寄生振荡，同样与屏槽调谐电感和栅极调谐电容无关，在屏极阻流圈前串上60Ω电阻后，寄振被抑制（为了增加电阻的耗散功率，60Ω的电阻采用两个120Ω5W的碳膜电阻并联）。

2. 指标调试

当放大器彻底消除各种寄生振荡后，就需要进行指标调试，对于末级功放来讲，其主要指标有：额定输出功率，带宽和寄生调幅噪声等，下面我们一一加以简单分析。

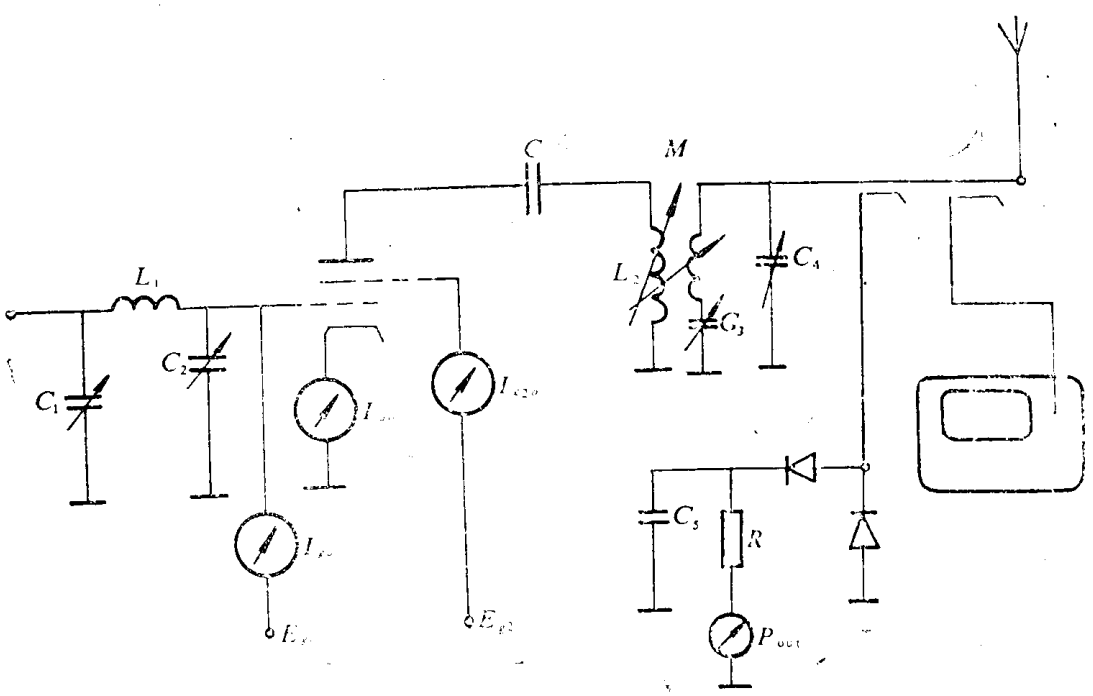
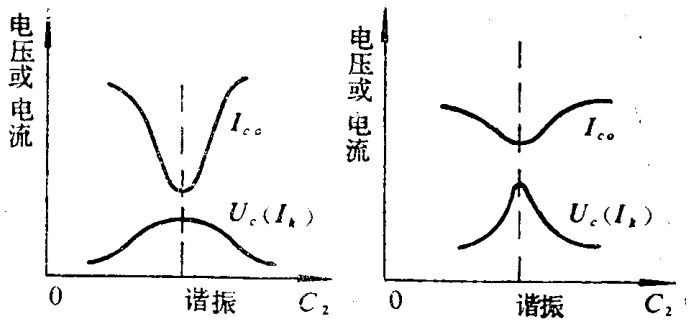


图4.114 调试实例

调试放大器的工作状态主要依靠放大电路内装的各种仪表及从馈线中耦合出信号来分析的频谱分析仪（例如BP-12，BP-30等），主要测量I_{go}、I_{g2o}、I_{ao}和P_{out}，如图4.114所示。至于外电源供给的直流电压表都没有在图中标明，因为它们与工作状态等关系不大。

在图4.6中可知，当回路谐振阻抗R_{oe}大到使放大器工作于过压状态时，也即屏极回路从失谐到谐振时，I_{ao}应逐渐减小，而U_a却增加。但这时回路电压U_a的变化则比较小，此时的调谐曲线如图4.115(*a*)所示。但若回路谐振阻抗R_{oe}较低不足以使放大器处于过压状态，那么从图4.6中可知，放大器处于欠压状态时，R_{oe}的变化对回路电压U_a影响较大，而I_{ao}等变化比较缓慢，其此时调谐曲线如图4.115(*b*)所示。



(*a*) 过压时　　(*b*) 欠压时

图4.115 中介回路的调谐特性

综上所述，在调整屏极槽路时、应以I_{ao}电表读数最小作为过压时的谐振指示，而以P_{out}电表（或频谱仪）指示最大为欠压时的谐振指示，当然，两者不论都在过压还是在欠压工作状态都可指示谐振状态。

在实际调试放大器时应先作好下述准备：

(1) 减小前级激励电压（功率），其原因是：当屏槽未调谐时的阻抗极小，电子管工作于严重的欠压状态，可能在E_a，E_{g2}等电压加入后，P_a过大，使电子管受损。

(2) 减弱中介回路与负载回路的耦合，即将耦合环远离发射管或与腔体壁成30°角的位置如图4.116所示，目的是使中介回路的Q值尽可能高，以取得较尖锐的谐振曲线。

完成上述准备工作后，按下列步骤调试：

(1) 加上屏压（$\frac{1}{2}\sim\frac{1}{3}E_a$）后，再慢慢加大帘栅压，直至$I_{ao}$出现，然后调谐中介回路、使$I_{ao}$读数最小，$P_{out}$（入射功率）表，$I_{go}$，$I_{g2o}$电表读数达到最大。其后将屏压加大到额定值，同时也将E_{g2}加大到额定值、每提高一次、都须微调中介回路使P_{out}，I_{g1o}，I_{g2o}保持最大读数，而I_{oa}较小。

(2) 当中介回路处于谐振后，调节输出回路电容C_3，C_4、使P_{out}最大；再调屏极调谐电感、使中介回路进入谐振，调谐时应看入射功率表（P_{out}）和频谱分析仪指示，使其达到最大。

(3) 加强中介回路与负载回路的耦合、即将耦合环靠近屏极调谐电感，约与腔体壁成40°～60°角位置、如上步骤重新调整一次。这时由于负载加重，I_{g1o}，I_{g2o}必下降，而I_{ao}会

上升一些，输出功率表增大些。如此反复调节耦合环的位置和负载回路电容C_3、C_4，同时调节激励功率大小（可用改变*FM*激励器功率来实现），反复比较其工作状态，其中必有一个状态是效率较高输出功率最大，这就是我们要求的最佳耦合度和与天线相匹配的状态。

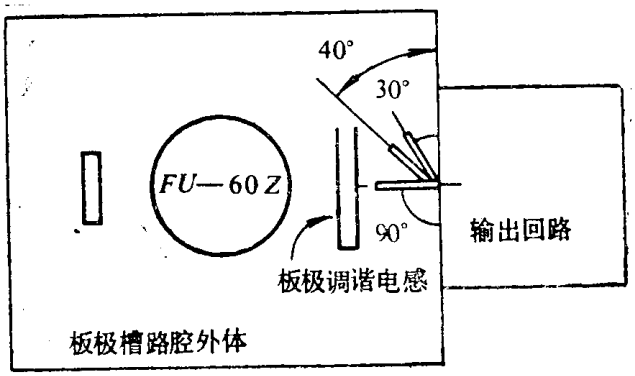
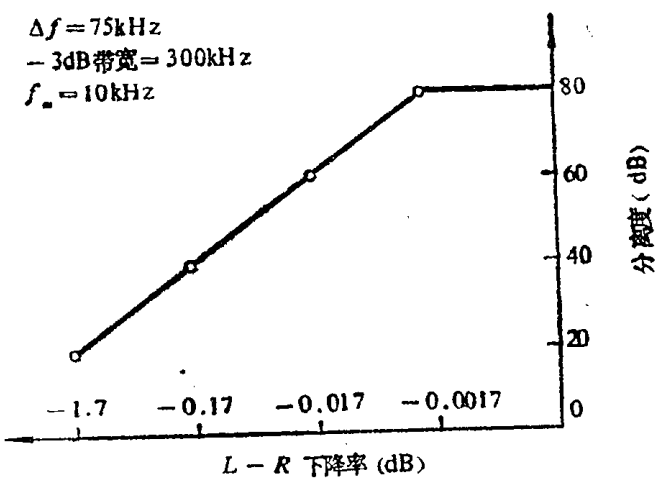


图4.116 耦合环位置图（俯视）

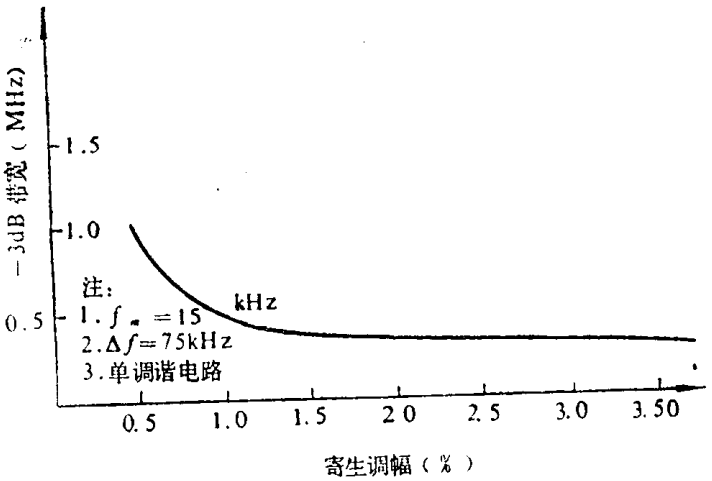
至此超高频电子管功率放大器的初步调试已告结束，但为了使其各项指标超过部标还应进一步细调。在上面，我们曾经谈到过：带宽不足将会降低立体声的分离度，并造成辅助通信业务通道的串音。

理论分析和实测表明[21]，射频带宽较窄，就会使立体声分离度下降。其之所以下降，不是由于相移，而是由于高频跌落，也即对于带宽受限的调频波来说，使声道分离度变坏的原因是振幅问题而不是相位问题。图4.117所示*a*、*b*、*c*、*d*四条特性曲线表明了带宽与调频发射机指标的关系，从而使我们在调试时对带宽引起足够的重视。

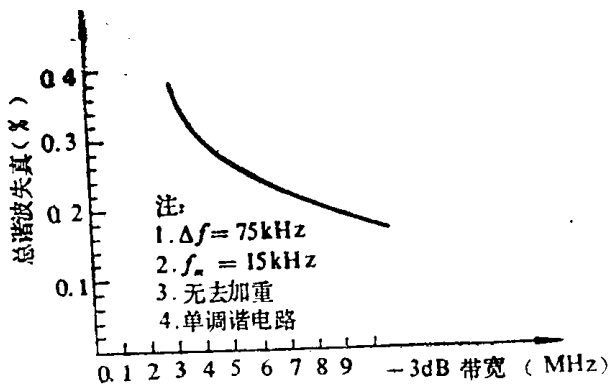
调频带宽受限后所产生的问题如表4.4所示，从而对我们调试将有较大帮助。



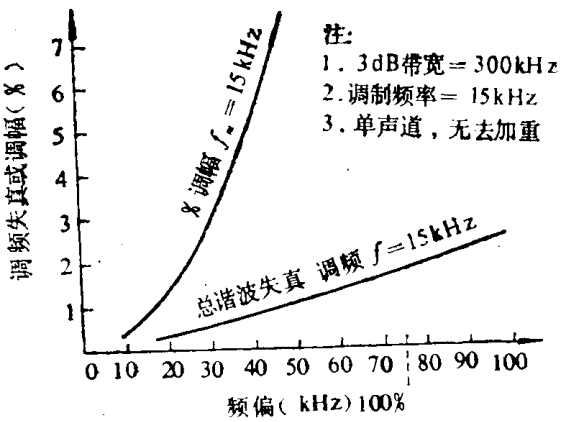
(a) 振幅特性与分离度关系



(*b*) 寄生调幅与带宽的关系



(*c*) 总谐波失真与带宽的关系



(*d*) 寄生调幅及调频失真与调制频偏的关系

图4.117 带宽与分离度、寄生AM总谐波失真的关系

表4.4 调频宽带所引起问题

带宽较宽(>2MHz)	带宽中等(1～2MHz)	带宽较窄(0.5～1.0MHz)	带宽很窄(<0.5MHz)
没有问题	1.立体声对SCA信道的串音增大 2.声道分离度变坏	1.立体声对SCA信道的串音为50—60dB 2.互调失真为0.2% 3.总谐波失真为0.2% 4.立体声声道分离度约为50dB 5.寄生AM增大到1%	1.立体声对SCA信道串音为40 dB或变坏 2.互调失真为0.5% 3.总谐波失真为0.5% 4.立体声声道分离度为30～40 dB(复合信号高频跌落) 5.寄生AM增大到5% 6.电路随时间和温度不稳定 7.SCA声道对立体声声道的串音增加 8.播出的音质显著降低

注：表中所列数据均为近似值。

参 考 文 献

〔1〕《高放大功率晶体管》翻译组。高频大功率晶体管。国防工业出版社，1976

〔2〕清华大学通信教研组编。高频电路(上册)。人民邮电出版社，1981

〔3〕日本放送协会编。放送机(放送技术双书10)。日本放送出版协会，1983

〔4〕钟俊、张孝森等。调频袖珍电台的设计与制造。国防工业出版社，1984

〔5〕木宗正。高频电路设计例。(台)全华科技图书股份有限公司出版，1984

〔6〕〔美〕乔治，W，巴特利特编。(美国)全国广播工作者协会工程手册。电子工业出版社，1985

〔7〕南工无线电系《电子线路》编写组编。电子线路(第三册)人民教育出版社，1980

〔8〕孝康、王仕璠、朱俊达。微带功率晶体管放大器。人民邮电出版社，1982

〔9〕张肃文。高频电子线路(上册第二分册)人民教育出版社，1979

〔10〕Tri T H, Solid—state microwave amplifier design, Johu Wlcey 8 Sons, 1981

〔11〕清华大学《微带电路》编写组编。微带电路。人民邮电出版社，1976

〔12〕林为干。微波网络。国防工业出版社，1978

〔13〕顾其净、项家桢、袁孝康。微波集成电路设计。人民邮电出版社，1978

〔14〕Herbert L K、Charles W A. Designing toroiolal transformers toptimhze wideband performance electronics. Aug 16, 1973; 113～116

〔15〕Frederick W Hauer. Step burnout in Rf Power amplifiers. Electronic Design. Jan 4, 1975; 110～114

〔16〕广播电视部广播科研所820小组编。调频广播。

〔17〕《电视和调频发射机》》编译组编译。电视和调频发射机。人民邮电出版社，1980

〔18〕日本放送协会编。放送送信技术。日本放送出版协会，1983

〔19〕郁文。关于电视发射机影末级设计和调试的几个问题。浙江广播电视技术，1985；4：1～33

〔20〕虞星译。调频广播用发射机和接收机。国防工业出版社，1978

〔21〕[美]R频R韦拉瑟等著，马增令译。幅频特性，相频特性、奇生AM以及谐振腔放大器功放管的饱和特性对FM波的影响。广播技术参考资料 1984；1：39～47

〔22〕广电部设备厂。考察日本FM广播技术报告。黑龙江广播电视技术 1986年增刊。

〔23〕[美]M/A—COM PHI公司。RF Power FETS。1986

〔24〕Evans A D et al. Higher power rating extend. VMOSFET'S Dominion Electronics 1978; 105～112

第 五 章

微机自动监视控制系统

5.1 概　　述

随着电子技术的高速发展，微处理器和微型电子计算机的应用正迅速地深入到各个领域。微型电子计算机具有体积小、重量轻、价格低、功耗少、可靠性高、速度快、功能强、使用灵活、通用性强、可扩性好等特点。在工业检 测 控制方面，它正迅速地取代着传统的测试仪器仪表以及传统的控制方法，使得整个系统（或 工程）具有智 能化的 实时处 理和分析能力，从而提高了系统的质量，促进了技术的发展。

调频立体声广播发射机在工作时，人们需要随时知道它的工作状况，控制它的工作频率和输入输出功率等等。传统的办法是在发射机上装上各种仪表，以指示其状态。安装有人工可调器件（电位器、电容器、电感器等）以控制它的工作质量。

利用微机代替上述监视仪表和控制器件，不但能快速实现上述目的，而且由于微机具有智能化，还可以自动处理简单故障，实时记录实测内容，决定要否开启备机，以及可以帮助分析故障原因。从而也减轻了值班人员的劳动强度和紧张心理，提高了播出质量。

本章结合浙江省广播科研所和浙江大学电子计算机系共同研制开发的 ZGY-FM-1kW，调频立体声广播发射机的微机实时监控系统，介绍监控微机的原理、结构、设计和调试等内容，文中的例子都取自于实际工程。这样做的目的，是使读者学习了本章以后，对微机监控系统有一个全貌的了解，并能掌握微机应用的基本知识，以期举一反三，更好地应用它。

5.1.1 监控系统概念

所谓监控系统，就是完成报告被监视对象的各种状态的任务，以及实现对被控对象进行控制的目的。监控系统的种类很多，根据不同的分类方法，可以列出如表5.1所示的种类。

监控系统通常是机，电、仪一体化的组合装置。典型的监控系统如图5.1所示。

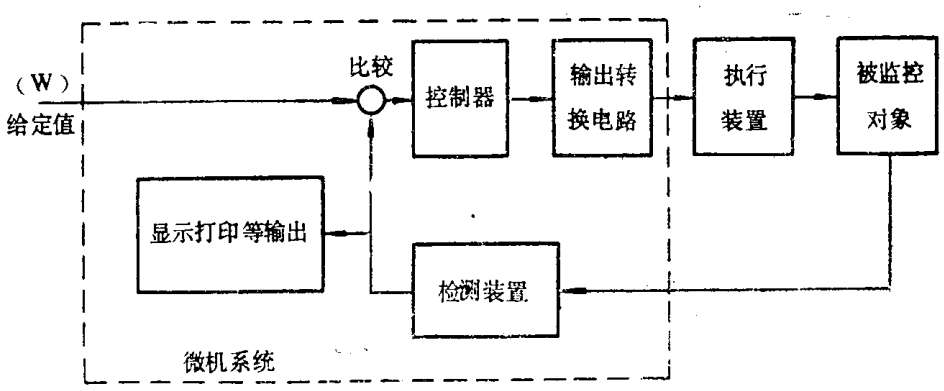


图5.1 监控系统示意图

表5.1 监视控制系统的种类

分类方法	方　式	说　明	备　考
监视控制对象设备的观点	局部监视控制方式	以局部规模利用监视控制对象设备的方式	监视控制系统的基本，最终的支援系统
	集中监视控制方式	设监视控制对象设备为以设备系统为背景的有机集团而监视控制的方式，在一处集中监视控制分散的各种设备	常用于省力化、设备的有效运用，输入情报传送装置、情报处理装置
人对监视控制的功能	手动监视控制方式	由人进行各种判断、控制	代替常规仪表、仪器
	自动监视控制方式	以机械自动监视、判断、控制，分为局部自动控制与集中自动控制	用扫瞄监视器、自动记录装置、各种自动控制装置等
监视控制对象设备与监视控制装置的连续法	直接监视控制方式	以1：1对应方式个别监视控制监视控制视象设备	用于监视控制对象数少的场合或对象与监视控制装置之距离短的场合
	选择监视控制方式	对监视控制对象设备，把监视控制情报传送装置等共用化的方式	用于与上相反的场合，远方监视控制装置为其代表
	随机监视控制方式	随时驻有技术员，监视、操作机器、控制设备	常用于实时在线监视场合
监视控制的稳定性	非随机监视控制方式	技术员不常驻，而是巡回，或由远方监视控制，监视操作机器、设备	远方监视控制方式为其代表

如果监控系统采用微机，那么就组成了微机监控系统或称为微机控制系统。典型的微机监控系统见图5.1虚线方框内所示。

微机监控系统从本质上来看，它的工作过程可以归结为以下三个步骤：

一、实时数据采集 对被监控的参数的瞬时值进行检测，并输入，保存和输出指示。

二、实时决策 对监控对象采集到的表征参数的状态量进行分析处理，以及按已定的控制规律（数学模型或顺序）决定进一步的控制过程。

三、实时控制 根据决策，及时地对控制机构发出控制信号。

上述过程不断重复，使整个系统能够按一定的动态品质指标进行工作，并且对被控参数和设备本身出现的异常状态及时监督并作出迅速处理。对微处理器来讲，工作过程的三个步骤，实际上只是执行算术、逻辑操作和输入、输出操作。

FM微机监控系统是一种“实时”、“在线”工作系统。所谓“实时”是指信号的输入，计算和输出都要在一定的时间范围内完成，亦即计算机对输入信息，以足够快的速度进行处理，并在一定的时间内作出反应或进行指示和控制，超出了这个时间，就失去了监视和控制的时机，也就失去了意义。实时的概念不能脱离具体过程，通常调频发射机中要求监视控制时间不超过1/3秒。所谓“在线”是把微机直接联接在发射机上，可以当作发射机中的一个组成部分。因此，对监控微机有更高的性能要求。

5.1.2 监控系统的分类

微机监视控制系统实质上就是计算机控制系统，其种类很多。它与被控的对象密切相关，控制对象不同，对控制性能的技术要求不同，可采用不同的微机控制系统。

根据控制系统的特点，大致可分成如下几类：

一、实时在线监视系统

使用微机实时在线监视被测对象时，主要是对大量的过程参数进行巡回检测、数据记录、数据计算、数据统计和整理、数据越限报警以及对大量数据进行积累和实时分析。这种应用方式，微型机不直接参于过程控制，对被监视的对象工作过程无任何影响。它的作用相同于一般指示仪器仪表，所不同的是它可以对对象的整个工作过程中的各种参数进行集中监视。同时，由于微机具有速度快，逻辑功能强，内存容量大的特点，因此可以对大量实时数据进行集中分析处理。然后进行显示、绘图、打印及报警等等，随时报告被监视对象的状态。以便操作人员及时进行校正、管理。

根据微机的作用，由于该系统仅向操作人员提供数据和信号，以帮助操作人员决策，因此也有操作指导控制系统之称。而从微机的功能来看，却被称为数据采集和数据处理系统。微机实时在线监视系统原理方框图如图5.2所示。

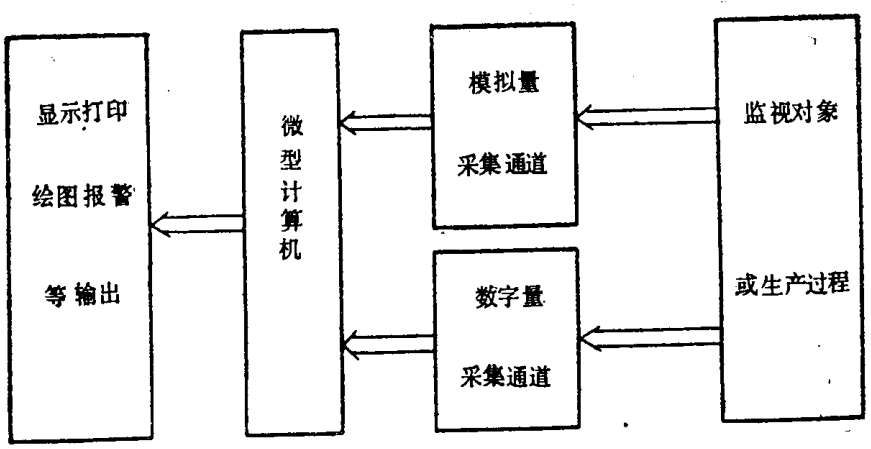


图5.2 微机实时在线监视系统框图

该系统的特点是简单可靠，成本低，适用于监测参数量大、实时性强、而无须控制的场合。该系统通常与仪器仪表配套使用。

二、直接数字控制系统（DDC）

直接数字控制（direct digital control）是微机实时在线监视系统的发展，它不但具有监视功能，而且还具有对被控制对象的直接控制作用。是工业应用中最普遍的一种。调频立体声发射机中的微机监控系统便属于这一类。其原理图如图5.3所示。

该系统是使用微机实时在线检测被控对象的各种性能参数，然后与操作人员给定的值进行比较，由微机根据控制规律或数学模型作出决定，去控制受控对象。在工业控制中，它不仅可以代替模拟调节器使用，而且由于微机具有速度快，巡回检测能力强、多通道等特点，也可以根据优化控制算法实现多路控制，最佳控制等等。直接数字控制系统通常带有开关量控制输出和模拟量控制输出，故它具有模拟调节器和开关调节器的所有特点，特别适用于多回路、多参数的监视控制现场。

三、监督控制系统（SCC）

微机监督控制（supervisory computer control）系统是一种简接控制被控对象的系

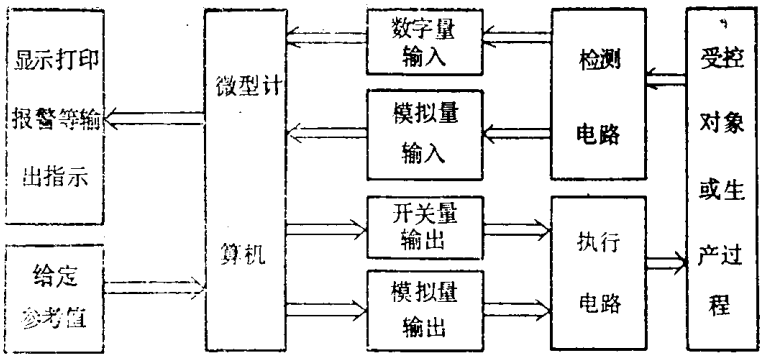


图5.3 DDC控制系统框图

统。它自己并不直接控制被控对象，而是通过模拟调节器或者直接数字控制式微机去控制受控对象。因此监督控制系统仅起到给定参考值，决定控制算法等发号施令的作用。监督控制系统往往用在输入数据量大，参数变化范围宽，具有多种控制算法的场合。在监督控制系统中，微机可以根据原始的工艺数值和现场参数，按照过程中的数学模型或其他方法，自动地改变模拟调节器和DDC式微机的参考值，从而达到最佳控制的目的。从其作用上看，它起到改变在线控制过程中的参考值的作用，因此又有给定值控制(set point computer control)之称。

监督控制系统的两种组成方式如图5.4所示。

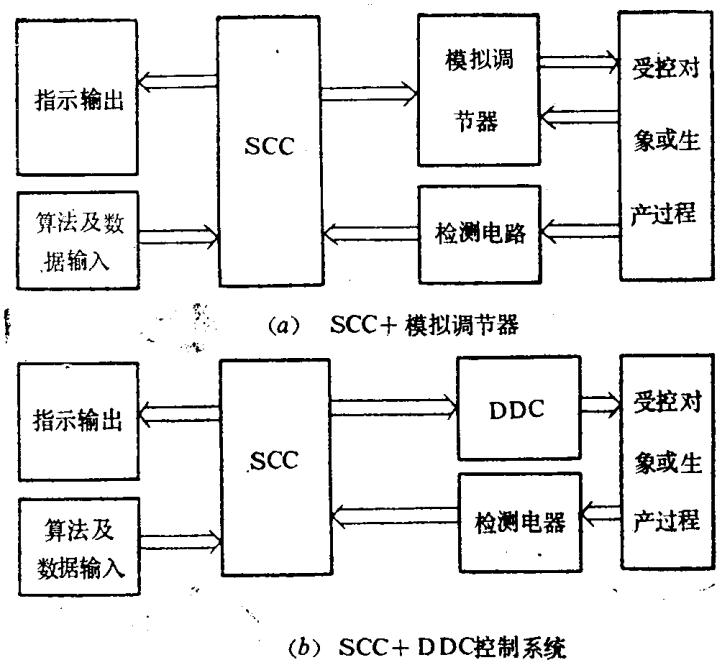


图5.4 SCC组成框图

SCC控制系统是二级控制系统，通常采用通用微机和专用微机或模拟调节器来实现整个控制系统的功能。采用通用微机便于人机对话。操作人员可以随时改变（或者输入）各种控制参数，以达到新的要求。而微机在人机对话时，并不会影响现场的控制过程。并且由于通用微机大多都带有高级算法语言，这无论对程序设计或者实现控制算法来讲，都带来极大的方便。同时SCC微机还便于联网，实现远距离控制和多级控制。浙江省广播科学研究所和浙江大学计算机系共同研制开发的，应用在中心发射台站的ZJC—I型微机系统便是SCC系统。

四、分布式控制系统

分布式控制（distributed control）是一种多机控制系统。通常可以根据微机之间的互联关系分为很多种类，常见的结构有如下几种：

1．星型网络结构

星型网络结构如图5.5所示。这种结构的优点是线路可用性强、效率高、便于程序集中研制和资源共享。但系统的化费大，负责通信协调工作的中央处理机负荷较大，系统对中央处理机的依赖性也较强，一旦中央处理机发生故障，整个通讯就得停顿。

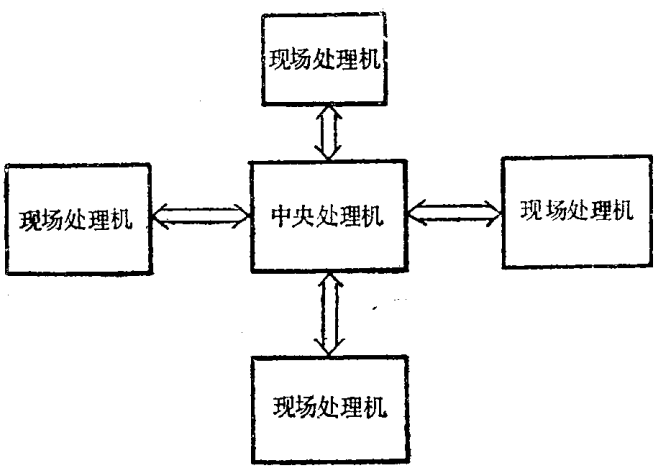


图5.5 星型网络结构

2．总线式结构

总线式结构如图5.6所示。它把所有微机都挂在一种总线上（电缆或光缆）。它的最大特点是设备安装费用低，特别适合于工程应用。虽然这种结构的通信效率不很高，任何时间，只能一台微机占用总线，但可提高通信速度来加以弥补。例如目前正在利用光缆作为数据传送通道。

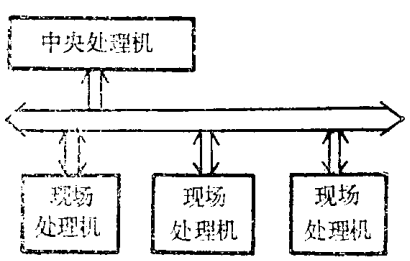


图5.6 总线式结构

3．环型结构

环型结构是系统间的各个微机首尾相接而联成一个环

型（或菊花型），其结构如图5.7所示。

这种结构的特点是联接线路简单，易于扩展，而且这种结构的安装费用也较低，可用性优于总线式网络结构，但远程扩展能力不如总线网络强。

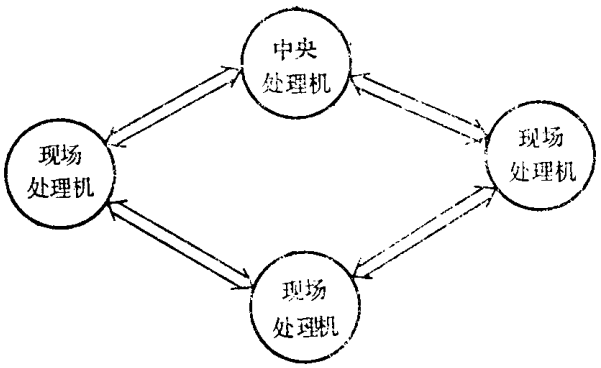


图5.7 环型结构

4．网状结构（部分互连结构）

网状结构是各微机之间互相联接成网状，或者根据需要部分联接。其结构如图5.8所示。

这种网络结构的通信效率和可靠性最好，任何两个处理机之间的数据通信不影响其它处理机通信和它们的控制功能的完成。中央处理机在通信系统中的地位与现场处理机相同，但这种结构费用庞大，接口复杂，扩展困难，灵活性差，故一般不使用在控制系统中。

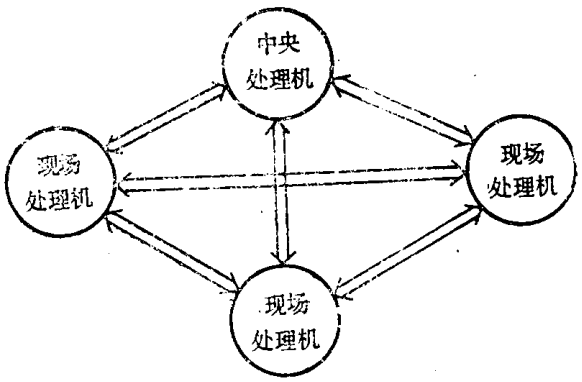


图5.8 网状结构

5．树型结构

树型结构也称为分级结构，是由一个“主机”和几个从机为基础的一种结构体系。这种结构一般分为三级。中央处理机作为第一级，集中收集处理系统中的各种参数，对整个系统进行协调控制或者集中控制，同时决策人员可以通过中央处理机对控制现场发布命令，或者随时了解控制对象过去的和现时的各种状态。中央处理机往往作为永久性现场记录和提供复杂的控制对策之用。中间级是一种SCC系统，它往往和直接数字控制器构成现场实时监控系统。分布式树型结构原理如图5.9所示。

浙江省广播科研所和浙江大学计算机系联合开发研制的广播电视发射微机远距离监控系统即属于这种结构。

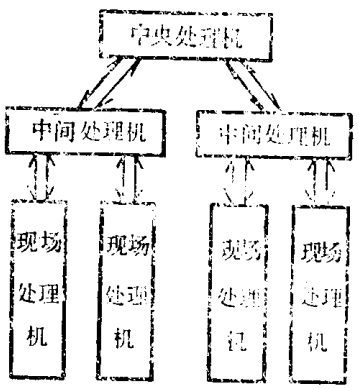


图5.9 分布式树型结构

6．其他结构

分布式控制系统中，由于控制对象的不一样，其结构方式也不一定相同，除以上常用的几种方式外，还有一些其他结构，例如存贮器共享式结构，开关转换式结构等等，这里不作一一介绍。

5.1.3 基本微机监控系统的组成

基本微机监控系统也即直接数字控制系统，通常由组成微机监控系统实体的硬件和支持微机工作的软件二部分组成。

一、硬件组成

微机监控系统的硬件一般包括：微处理器（CPU），内存贮器（ROM，RAM），以模/数转换和数/模转换为核心的模拟量输入/输出通道，开关量输入/输出通道，以及人—机联系设备，操作控制台等几部分。它们通过微处理器的系统总线（地址总线、数据总线和控制总线）构成一个完整的系统，其框图见5.10所示。

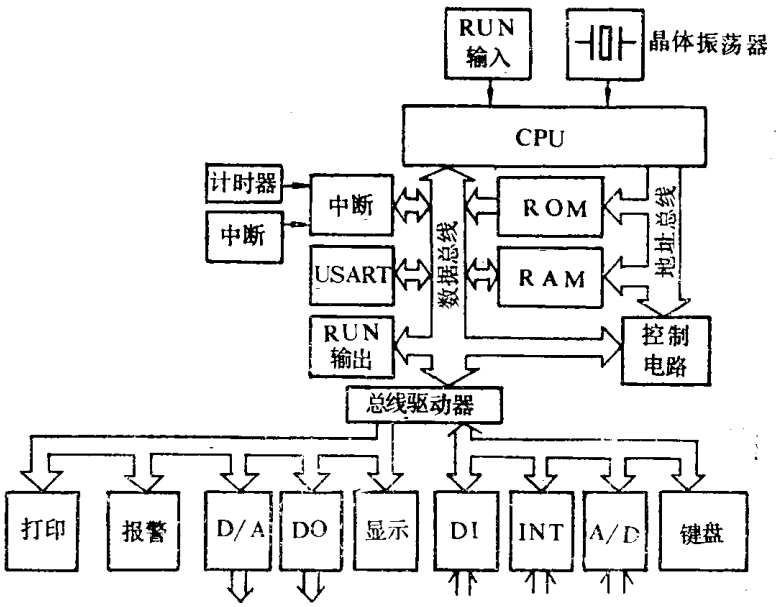


图5.10 微机监控系统组成框图

框图中的“DI”为数字量输入，“INT”为中断请求信号输入，A/D为模数转换输入，“DO为数字量输出（即开关量输出），“D/A”数模转换输出，RUN输出为运行结果指示输出，RUN输入为运行指令输入，USART为串行通讯。

二、软件组成

除了硬件是保证功能实行以外，还必须有相应的软件。

软件是指能完成各种功能的计算机程序的总和，如操作、监控、管理、控制、计算和自诊断等。因此，软件是微型机系统的神经中枢，整个系统的动作都是在软件指挥下进行协调工作的。就语言来分，软件可分为机器语言、汇编语言和高级语言。就功能来分，软件又可分为系统软件、应用软件及数据库。各种软件都是用计算机能接受的语言写成。软件的组成及分类见表5.2。

5.1.4 监控系统的应急处理—中断

在微机监控系统中，重要的故障信号及内部标准时钟都是通过中断方式进行处理的。因此在介绍系统器件之前，以Z—80为例简单介绍中断的概念。

表5.2 计算机软件组成及分类

- 软件
  - 系统软件
    - 操作系统——管理程序、磁盘操作系统程序等。
    - 诊断系统——调节程序、诊断程序等。
    - 开发系统
      - 程序设计语言——汇编语言、算法语言，如BASIC、ALGOL、FORTRAN、PASCAL、COBOL等。
      - 语言处理程序——汇编程序、解释程序、编译程序。
      - 服务程序——装配程序、编辑程序。
      - 模拟系统——系统模拟、仿真、移植软件。
      - 数据管理系统
    - 信息处理——文字翻译、资料检索、企业管理。
  - 应用软件
    - 过程监视
      - 巡回检测程序
      - 数据处理程序警
      - 上下限检查及报警程序
      - 操作面板服务程序
      - 数字滤波及标度变换程序
    - 过程控制计算
      - 判断程序
      - 过程分析程序
      - 控制算法程序
        - PID算法
        - 最优化控制
        - 串级调节
        - 比值调节
        - 前馈调节
        - 系统辨识
        - 其它
      - 事故处理程序
      - 信息管理程序
        - 信息生成调度
        - 文件管理
        - 输出、打印、显示等
    - 公共服务程序
      - 基本运算程序
      - 函数运算程序
      - 数码转换程序
      - 格式编辑程序

一、中断概述

1．中断和中断源

所谓中断，就是打断正在执行的程序（称为主程序），转而为临时出现的紧急事件服务（执行中断服务程序），服务完毕后，再返回被中断的程序（主程序），继续执行。其过程如图5.11所示。它和程序传送（同步、异步）相比，既能提高CPU的工作效率，又能及时响应外设的请求。因而广泛地用于分时操作、实时处理等场合，同时中断的方法也用来处理计算机本身的故障、如掉电、运算溢出等。

在计算机系统中，引起中断的原因通常有各种外设，实时时钟及计算机本身的故障等，这些统称为中断源。系统要为每个中断源编制一套相应的中断服务程序，以备为它服务时，由CPU执行。例如打印机向CPU发出中断请求，执行完N－1地址处指令后响应中断，则控制转向打印机服务程序（事先安排在系统中的一段输出字符程序），当完成一组字符的输出

后，又返回N地址处（见图5.11）继续执行主程序，完成一次中断过程。

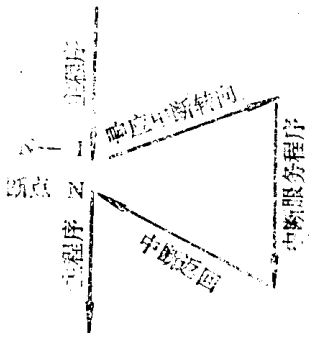


图5.11 中断过程

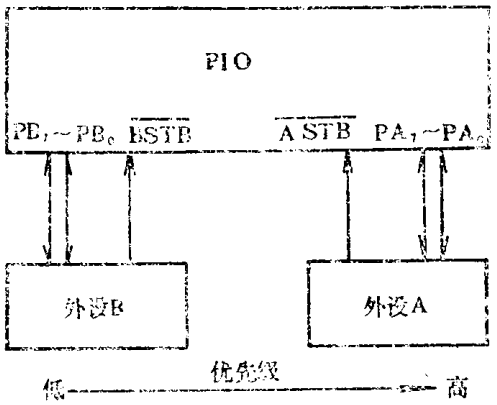


图5.12 PIO优先级安排

2. 优先中断

在系统中，如果有几个中断源同时提出中断请求，CPU不可能同时为它们服务，只能先选择其中一个为之服务，然后再对其它的逐个服务。确定CPU服务次序的原则一般是：首先对紧要的（如掉电请求）、快速的设备（如软盘）进行服务，然后是次要的、慢速的。

通常用优先级来表示中断源的紧要程度，优先级越高，表示中断源越紧要，CPU要优先为它服务。系统中所有的中断源要按优先级的高低排好队。在几个中断源同时请求中断时，CPU首先响应其中优先级最高的中断源，这种中断控制称为优先中断。计算机接口电路中大部分多端口器件的内部都安排有中断优先级电路。

例如：PIO接口，中断逻辑规定端口A的优先级高于端口B，因而在组成系统时，要将优先级高的外设A接端口A，优先级较低的外设B接端口B，如图5.12所示。以保证当两个外设同时用$\overline{STB}$信号发出中断请求时，CPU首先响应优先级高的外设A的请求，当时外设A服务完后，才为外设B服务。

对于CTC，通道0具有最高优先级，依次为通道1、2、3。

如果系统有多个PIO(或SIO、CTC)接口，它们的中断允许输入信号线IEI和中断允许输出信号线IEO相互联接组成链形结构，称为中断链，如图5.13所示(如不附加电路，链中最多可

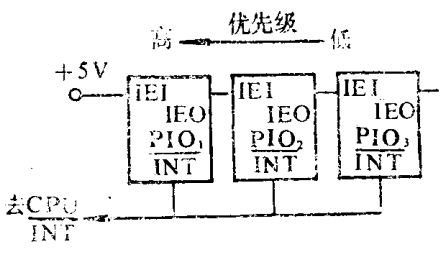


图5.13 中断链

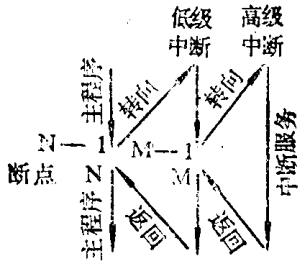


图5.14 多重中断过程

包含四个芯片)。图中所有PIO的$\overline{INT}$(中断请求信号)线连在一起，与CPU的$\overline{INT}$线相接，使

得CPU可以接受任意一个芯片的中断请求。各个PIO的优先级取决于它在中断链中的实际位置。IEI与电源（+5V）相连者（PIO_1）具有最高的优先级，和它相接的PIO_2具有次高级，依次类推，优先级逐一下降。在中断链中，如果CPU没有为任何接口服务，则所有的IEI和IEO都为高电平。对于每个接口，只有当IEI=1时，才能发出$\overline{INT}$信号（即INT=0）。而该接口得到CPU服务时，其IEO=0，使在它后面所有接口的IEI、IEO均为0，从而阻止比它优先级低的接口请求中断。因而，当几个PIO同时请求中断时，便能保证首先对最前面的PIO进行服务。

3．多重中断

优先中断控制是针对几个不同优先级别的中断源同时提出中断请求时，CPU响应中断的情况。而多重中断控制是几个不同优先级别的中断源在不同时间提出中断请求，CPU及时响应其中优先级较高的中断源的一种控制方式。如图5.14所示，CPU首先响应了一个低级中断请求，在执行该中断服务程序过程中，又有一个高级中断源请求中断，此时，CPU就要在*M*处（断点）中断低级中断服务程序，响应高级中断。当高级中断服务完成后，又返回*M*点继续执行低级中断服务程序，最后返回*N*点继续执行主程序。这种中断的中断称为多重中断，由于具有嵌套形式，又叫中断嵌套。

Z-80中断链具有实现多重中断的功能，例如图5.13中，当CPU正在为PIO_2服务时，$IEO_2=0$，阻止比它中断级别低的PIO_3请求中断，但比它级别高的PIO_1仍可以发出$\overline{INT}$信号请求中断（因$IEI_1=1$）。若PIO发出$\overline{INT}$信号，CPU响应，使$IEO_1=0$，中止CPU对PIO_2的服务，转而为PIO_1服务，只有在PIO_1服务完成后，执行一条中断返回指令(RETI)，CPU转而恢复对PIO_2的服务。当PIO_2中断服务结束执行RETI指令后，才允许PIO_2后面中断源向CPU发出中断请求信号。

4．Z-80CPU中断控制指令有五条

EI：允许CPU中断，置中断触发器为“1”。

DI：关闭CPU中断，置中断触发器为“0”。

IM_0：中断方式0，CPU按中断方式0响应中断。

IM_1：中断方式1，CPU按中断方式1响应中断。

IM_2：中断方式2，也即矢量中断方式，CPU执行该指令按矢量中断方式响应中断。

此外，CPU还有二条中断返回指令：

RETI：中断返回指令，用于矢量中断返回。

RETN：非屏蔽中断返回指令。

二、中断控制过程

一个典型的中断控制，以Z-80CPU中断控制过程为例，可分为请求中断，CPU响应中断，寻找中断源，保护现场，转向中断服务，恢复现场和返回主程序等几个过程。

请求中断是外设通过接口电路向CPU的两根中断请求线$\overline{NMI}$和$\overline{INT}$之一提供低电平，$\overline{NMI}$是非屏蔽中断请求线，一般与最重要的中断源相联接。$\overline{INT}$为屏蔽中断请求线，一般的接口中断请求都与该线相连。

当$\overline{INT}$为低电平（0）时，CPU在下列条件满足时即产生中断响应。其条件如下：

1．CPU处于“开中”状态，即内部中断允许触发器(IFF)必须置1。

2．CPU必须占用系统总线，而不是放弃总线的控制权。即总线请求信号有效时，不响应中断。

3．CPU执行指令的最后一个时钟周期才检测中断，只有CPU完成后一条指令才响应中断。而非屏蔽中断的响应，则不受上述第一条限制。

CPU寻找中断源就是寻找中断服务程序的入口地址。这与中断类型及方式有关。非屏蔽中断的中断服务程序入口地址规定为0066H单元。而对于可屏蔽中断，方式0，方式1，方式2的中断服务程序入口地址都有特殊的规定。对于方式0中断，入口地址由RETP指令决定，共有8个入口地址，见表5.3。

表5.3 IM_0中断服务程序入口地址表

RETP	入口地址(H)
RET 0	0000
RET 1	0008
RET 2	0010
RET 3	0018
RET 4	0020
RET 5	0028
RET 6	0030
RET 7	0038

对于方式1，则与方式0中的RET 7相同，即从0038H单元开始启动程序。

方式2的中断服务程序入口地址较灵活，它由CPU中的矢量寄存器I和外部接口提供的低8位中断矢量地址组成16位中断矢量地址，中断矢量地址中放入64K存贮器中的任意一个地址作为中断服务程序入口。

保护现场是在进入中断服务程序前，为防止主程序丢失和出错，把CPU中有关寄存器的内容压入内存堆栈中或者保留在辅助寄存器中。

中断服务是执行中断服务程序，完成对外设的服务功能。

恢复现场是从堆栈中或者辅助寄存器中取出各有关寄存器内容，使CPU转而执行原先程序，即返回主程序。

通常非屏蔽中断的优先级大于可屏蔽中断。各种外设接口之间的中断优先级可事先用硬件电路排队，也可以用软件设定。

在FM微机督控系统中，发射机的主要故障处理是通过并行输入输出接口PIO向CPU产生中断请求的。一片PIO有16条输入输出线，因此可以按排16个中断源，可以满足FM发射机中主要故障信号的输入。

中断举例

在调频发射机工作时，如果发射机产生不能恢复的故障时，则必须立即倒备机。因此，在监控系统中，重要的故障信号都送入PIO，一旦故障出现，则由PIO向CPU产生中断请求信号。CPU响应中断后，进入中断服务程序，而在中断服务程序中安排一条与备机联络的指令，也即送给备份机一个低电平信号，备机检测到该信号后，自动开启发射机，完成倒

备过程。其程序如下：

```
SPIO:  LD   A, 20H;          置中断矢量的高 8 位
       LD        I, A;
       LD        A, 00H;    置中断矢量低 8 位
       OUT  (PIOA), A;
       LD   A, 02H      ;
       OUT  (PIOB), A;
       LD   A, OCFH     ;   置PIO位控方式
       OUT  (PIOA), A;
       OUT  (PIOB), A;
       LD   A, OFEH     ;   置I/O选择字
       OUT  (PIOA), A;      PA0为输出，其他输入
       OUT  (PIOB), A;      PB0为输出，其他输入
       LD   A, 97H      ;   置中断控制字，允许中断
       OUT  (PIOA), A;      "或"操作，低电平有效
       OUT  (PIOB), A;
       LD   A, 01H      ;   置屏蔽字，屏蔽PA0，PB0
       OUT  (PIOA),  A;
       OUT  (PIOB),  A;
       IM2              ;   置CPU中断方式 2
       LD   A, 01H      ;   使PA0为高电平
       OUT  (PIOA-2), A;
       EI               ;   开中断
```

以上是PIO的初始化设置，一旦设置好后，PIO就按此方式工作，程序中设有PIO中断服务程序。该程序的入口地址存放在中断矢量指针表地址2000H单元中，一旦发射机产生的可恢复性故障，则PIO接口就向CPU产生中断请求。CPU中断响应后即取出2000H单元中的中断服务入口地址，转向执行PIO中断服务程序。进入中断服务后，CPU要保护寄存器中内容并进一步判别中断源（PIO共挂有十几个中断源）。倘如是要倒备机，则使PA0输出由高电平 1 变为低电平 0 。程序有：

```
PIOSEV: PUSH AF          ;
        PUSH BC          ;   保护现场
        PUSH DE          ;
        PUSH HL          ;
          .              ;   判别中断源和其他服务分程序
INSMCN:  IN A,(PIOA-2)   ;   使PA0为低电平
        RES  0, A        ;
        OUT (PIOA-2),  A;
          ⋮              ;   其他中断服务程序
        POP  HL          ;
```

```
POP   DE          ;        恢复现场
POP   BC          ;
POP   AF          ;
EI                ;        开中断
RETI              ;        返回主程序
```

5.1.5 监控系统的控制算法

在监控系统中，计算机通过模拟输入通道把被控对象的各种参数数字化后输入，这些数字化的参数在计算机中按一种控制算法进行运算处理，然后把结果通过模拟输出通道转换成模拟信号输出，并由执行器去控制被控对象，以达到预定的要求。

计算机中的控制算法有许多种。用得最多最广的是据经典控制理论中连续系统PID算法转化而来的离散PID算法。此外离散系统的直接数字化控制算法也越来越受到人们的关注，并已取得一些应用成果，这里我们仅介绍离散PID算法。

一、 离散PID算式

我们知道，模拟系统中的PID控制算法可以用微分方程来表达，其表达式为

$$P(t)=K_P\left[e(t)+\frac{1}{T_I}\int e(t)dt+T_D\frac{de(t)}{dt}\right] \qquad (5.1)$$

式中$P(t)$为调节器的输出信号；

$e(t)$为调节器的偏差信号，它等于测量值与给定值之差；

K_P为调节器的比例系数；

T_I为调节器的积分时间；

T_D为调节器的微分时间。

根据采样定理，我们可以用数字形式的差分方程来代替连续系统的微分方程。此时积分项和微分项可用求和及增量式表示：

$$\int_0^n e(t)dt=\sum_{j=0}^{n}e(j)\Delta t=T\sum_{j=0}^{n}e(j) \qquad (5.2)$$

$$\frac{de(t)}{dt}\approx\frac{e(n)-e(n-1)}{\Delta t}=\frac{e(n)-e(n-1)}{T} \qquad (5.3)$$

于是离散PID表达式即为差分方程式：

$$P(n)=K_P\left\{e(n)+\frac{T}{T_I}\sum_{j=0}^{n}e(j)+\frac{T_D}{T}[e(n)-e(n\quad)]\right\} \qquad (5.4)$$

式中$\Delta t=T$为采样周期；

$P(n)$为第n次采样时计算机的输出；

$e(n)$为第n次采样时的偏差值；

$e(n-1)$为第$n-1$次采样时的偏差值；

n为采样序号，$n=0$，1，2……。

由于该式的输出是一个绝对值，相当于机械系统的位置，故也称为PID位置控制算式。

由式(4)可知，要想计算$P(n)$，不仅需要本次与上次的偏差信号$e(n)$和$e(n-1)$，而且还要在积分项把历次的偏差信号$e(j)$进行相加$\sum_{j=0}^{n} e(j)$，这样不仅使得计算繁琐，而且为了保留$e(j)$还要占用很大的内存。因此，这种算式实际上是不用的。

实际应用的算式是增量PID算式，这种算式表示计算机某一时刻输出控制量是增加（或减少）量$\Delta P(n)$，即为本次输出和前一次输出的增量。

其表达式为

$$\Delta P(n)=P(n)-P(n-1)$$

$$=K_P\left\{e(n)-e(n-1)+\frac{T}{T_I}e(n)+\frac{T_D}{T}[e(n)-2e(n-1)-e(n-2)]\right\}$$

$$=K_P[e(n)-e(n-1)]+K_P\frac{T}{T_I}e(n)+K_P\frac{T_D}{T}[e(n)-2e(n-1)-e(n-2)]$$

$$=K_P[e(n)-e(n-1)]+K_Ie(n)+K_D[e(n)-2e(n-1)-e(n-2)] \quad (5.5)$$

式中：$K_I=K_P\frac{T}{T_I}$——积分系数；

$K_D=K_P\frac{T_D}{T}$——微分系数。

增量PID控制输出有很多优点、其中：

1．由于计算机输出增量，所以误动作时影响小，必要时可用逻辑判断的方法去掉；

2．手动／自动切换时冲击比较小；

3．不产生积分失控，所以容易获得较好的调节效果。

因此，增量控制得到了广泛的应用。

二、 增量PID控制算法的程序设计

根据式(5.5)可以写出第K次采样增量PID的输出表达式为：

$$\Delta P(K)=K_P[E(K)-E(K-1)]+K_IE(K)+K_D[E(K)-2E(K-1)+E(K-2)] \quad (5.6)$$

式中的K_P，K_I，K_D都为已知常数，事先通过试验和计算后得出，并转换成二进制数后输入到计算机中，作为原始数据存放在指定单元中。

进一步对式(5.6)进行化简，并设：

$$\left.\begin{aligned}P_P(K)&=K_P[E(K)-E(K-1)]\\P_I(K)&=K_IE(K)\\P_D(K)&=K_D[E(K)-2E(K-1)+E(K-2)]\end{aligned}\right\} \quad (5.7)$$

则可得到：

$$P(K)=P_P(K)+P_I(K)+P_D(K) \quad (5.8)$$

对增量PID的程序设计就可以按照表达式(5.7)和(5.8)来编程。其程序模块如图5.15所示，其中U(R)为给定参考，值也是事先转换成二进制数输入到计算机的。U_K为第K次 取样值。

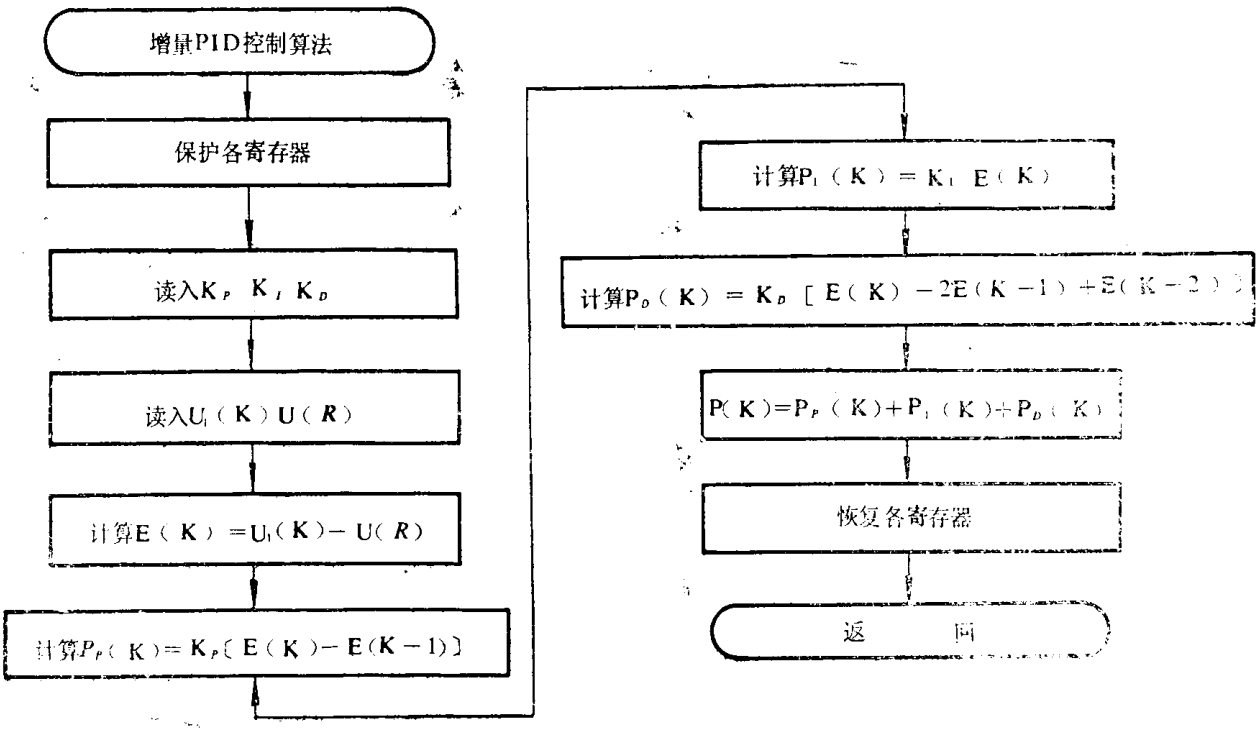


图5.15 增量型PID控制算法模块

设常数项和中间结果存放单元如表5.4所列。则

入口条件为表5.4所列各种参数，以及从模拟通道(DATA端口)取入的第K次实际值$U_T(K)$。

出口条件为增量ΔP输出及改变中间参数。

所用寄存器为：BC、HL、DE、AF。

表5.4 常数项及中间结果存放表

内存单元名称	存放的常数	内存单元名称	存放的中间结果
COEFUR	U(R)	BIASE0	E(K)
COEFKP	K_P	BIASE1	E(K-1)
COEFKI	K_I	BIASE2	E(K-2)
COEFKD	K_D	BIASPP	P_P(K)

下面给出增量型PID算法的程序清单：（用Z−80汇编写成）

```
PIDIN:   EX    AF,    AF'      ;
         EXX                   ; 保护现场
         LD    BC, (COEFUR);  BC←U(R)
         IN    A,(DATA)        ; } 输入采样数据
         LD     L, A           ; } 采样值 送HL
         LD    H,   OOH        ; }
         AND   A               ;
```

```
        SBC  HL, BC          ;  计算E(K)=Ui(K)-U(r)
        LD   (BIASE0), HL    ;  存E(K)
        LD   DE, (BIASE1)    ;
        AND  A               ;
        SBC  HL, DE          ;  计算E(K)-E(K-1)
        EX   DE, HL          ;
        LD   BD, (COEFKP)    ;
        CALL SMUST           ;  计算PP(K)=KP〔E(K)-E(K-1)〕
        LD   (BIASPP), HL    ;  存PP(K)
        LD   DE, (BIASE0)    ;
        LD   BC, (COEFKI)    ;
        CALL SMULT           ;  计算PI(K)=KIE(K)
        LD   DE, (BIASPP)    ;
        ADD  HL, DE          ;  计算PP(K)+PI(K)
        LD   (MIDDLE), HL    ;  存入中间结果单元
        LD   HL, (BIASE1)    ;
        ADD  HL, HL          ;  E(K-1)扩大一倍
        EX   DE, HL          ;
        LD   LLHL,(BIASE0)   ;
        AND  A               ;
        SBC  HL, DE          ;  E(K)-2E(K-1)
        LD   DE, (BIASE2)    ;
        ADD  HL, DE          ;  E(K)-2E(K-1)+E(K-2)
        EX   DE, HL          ;
        LD   BC,(COEFKD)     ;
        CALL SMULT           ;  PD(K)=KD〔E(K)-2E(K-1)+E(K-2)〕
        LD   DE,(MIDDLE)     ;
        ADD  HL, DE          ;  P(K)=PP(K)+PI(K)+PD(K)
        LD   DE, (BIASE1)    ;
        LD   (BIASE2), DE    ;  E(K-2)←E(K-1)
        LD   DE, (BIASE0)    ;
        LD   (BIASE1), DE    ;  E(K-1)←E(K)
        EX   AF, AF'         ;
        EXX                  ;  保护现场
        RET                  ;  返回
SMULT:  LD  A, 00H           ;
        LD(SYMBOL), A        ;  置符号位为00H
        BIT   7 , D          ;  判乘数的符号，若乘数为正时，
        JR    Z, SMULT1      ;  转SMULT1
```

```
        CALL CMPLM1          ; 调用求补子程序
        LD   A, 80H          ;
        LD   (SYMBOL), A     ; 置符号标志
SMULT1: CALLMULT             ; 调用无符号乘法子程序
        LD   A, (SYMBOL);    }
        BIT  7, A            ; } 取符号位，若为正，则返回
        JR   Z, SMULT2       ; }
        CALL CMPLM2          ; 否则将乘积求补
SMULT2: RET                  ;
CMPLM1: LD   A, L            ;
        CFL                  ;
        LD   E, A            ;
        LD   A, D            ; } 双字节求补子程序
        CPL                  ;
        LD   D, A            ;
        INC  DE              ;
        RET                  ;
CMPLM2: LD   A, L            ;
        CPL                  ;
        LD   L, A            ;
        LD   A, H            ;
        CRL                  ; } 双字节求补子程序
        LD   H, A            ;
        INC  HL              ;
        RET                  ;
MULT:   PUSH HL              ; 保护现场
        LD   HL, 0000H       ;   清中间结果单元
        LD   A, 10H          ;   置循环次数
LOOP:   BIT  0, E            ;   乘数D0位等于0，转SHIFT
        JR   Z, SHIFT        ;
        ADD  HL, BC          ;   否则被乘数加入中间结果
SHIFT:  SRL  H               ;
        RR   L               ;
        RR   D               ;   中间结果右移一位
        RR   E               ;
        DEC  A               ;   计数器减1
        JR   NZ, LOOP        ;   若计数器≠0 继续做下一位乘法
```

```
POP     HL          ；恢复现场
RET                 ；返回
```

三、PID参数的选定

在控制系统中，PID调节器的参数取得可以通过人工凑试法或者实验经验值来确定。但目前已使用计算机自动生成PID调节器的参数，这样可以更好地发挥计算机的功能。计算机自动生成PID调节器的参数实际上是模拟凑试法的一种方法。其过程如下：

1.首先只整定比例部分，即变化比例系数K_p，并跟踪K_p变化的系数响应曲线，不断计算超调量和调节时间，直到测得超调量最大，调节时间最短的一点为止。

2.K_p确定后，再确定K_I。先给它一较大的积分时间T_I，并把由第一步确定的K_p缩小约0.8倍，然后减小积分时间T_I，测试并计算系统静差，使静差得以消除或成最小值。

3.从零开始逐步加大微分时间常数，使系统的响应增快，超调量减小。这样反复调节K_p、T_I、T_D，直至得到最佳响应曲线为止。该时的K_p、K_I、K_D即为系统的特征系数了。

读者对这方面感兴趣，可以参阅《计算机控制原理》一书或《计算机控制技术》一书。内有详尽介绍。

5.2 调频发射机微机监控系统

图5.16是浙江省广播电视研究所在浙江大学计算机系的协作下研制成功的调频电视发射机专用微机监控系统的原理框图。它具有如下特点：

- 采用国内使用最普通的廉价的Z—80系列芯片和其他TTL电路组成。时钟频率4MHz。
- 具有32路A/D输入。
- 具有64路数字量输入，其中16路为时钟输入。
- 具有32路可编程中断量输入。
- 具有12只键的优化非编码键盘，供人机对话之用。
- 具有2路串行通讯接口，满足RS232接口标准。可联接监控网使用。
- 采用6只0.5英寸的发光数码管作数字显示。
- 采用8只74LS273八D锁存器共可锁存64路开关量。
- 采用双色发光管指示报警信号。
- 采用2路D/A转换器输出模拟信号。
- 采用μ—16微型打印机输出。采用一路警铃报警音响电路。

其功能包括：

- 按主机命令或设定条件自动开关机。
- 自动抄表。
- 越限自动声光报警；简单处理发射机故障。
- 定时或随时向主机报告发射机各种参数和故障现场。
- 自动调节发射机功率。
- 具有人机对话功能，可随时修改日期；时间；开关机时间，输入发射机号，值班员号及天气，气象资料等随时接受操作人员发出的打印现场，与主机通讯等命令。

ZGY—CS—I监控微机系统包括Z—80中央处理器，计数器/定时器电路（CTC），并

行输入/输出电路（PIO）和串行输入/输出电路（SIO）等基本Z—80器件电路外，增加4片ADC0809，二片DAC0832。八片74LS273电路作为开关量输出锁存，四片74LS244三态输入门。存贮器包括2片2732EPROM和4片6116RAM。另外配上一块带有六只LED显示器和12只专用键盘的面板电路等组成。

下面对系统部件及功能作简单介绍：

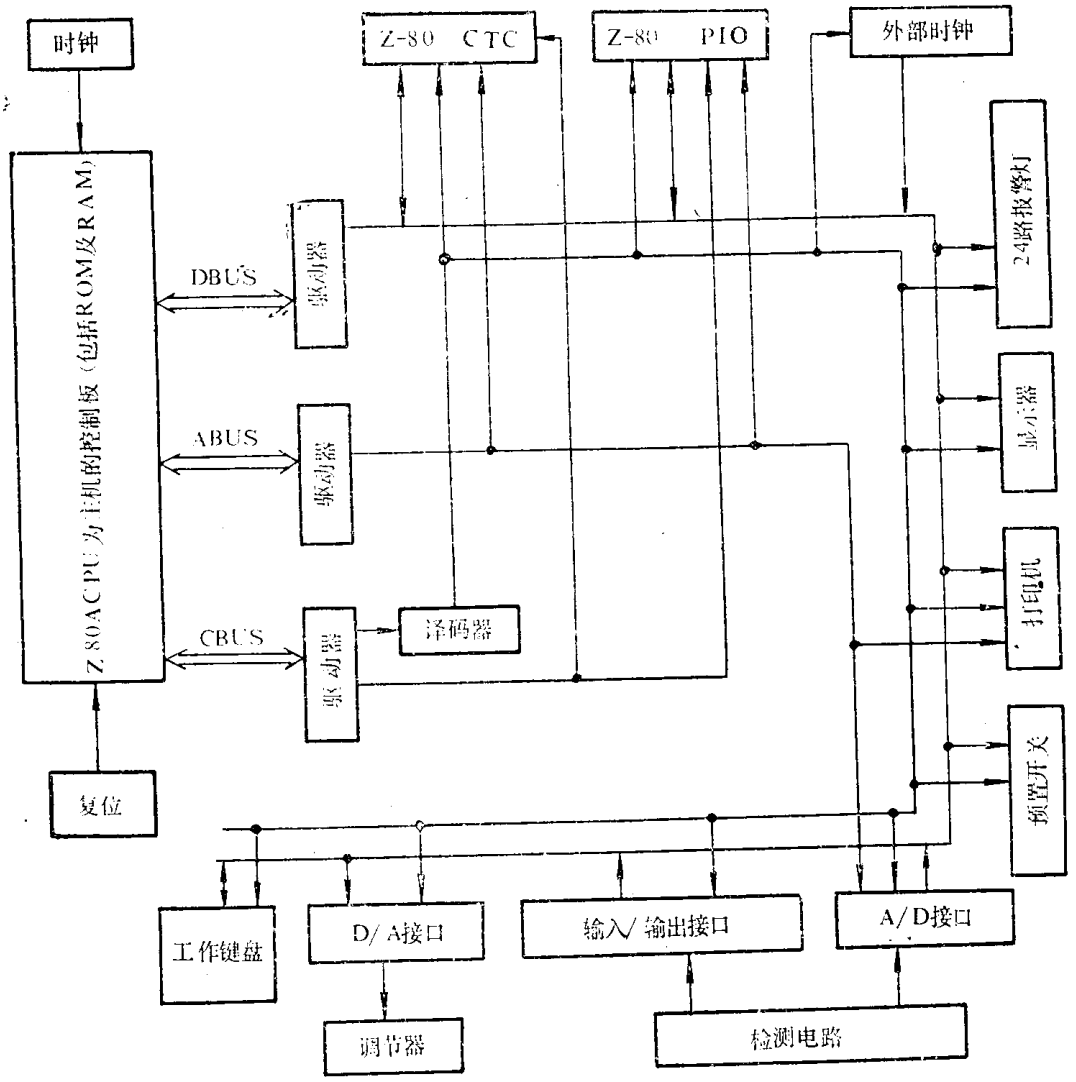


图5.16 ZGY—CS—1监控微机硬件框图

5.2.1 CPU及存贮器

一、CPU

在监控系统中，要完成数据的采集，处理，运算和输出控制，主要是依靠系统中的CPU来完成的。监控系统中采用的CPU不同，系统的功能和性能也不尽相同。通常在工业控制系统中，用得最多，最广的是字长8位的CPU。

常用的8位CPU芯片有INTEL公司的8080、8085，Motorola公司的MC6800及

Technology公司的6502和Zilog公司的Z—80。而其中 Z-80CPU则是在8080A6502及MC6800 CPU基础上而研究成的，因此具有典型的结构和最佳的功能。下面对Z-80CPU作简单介绍。

Z-80CPU是一片包含有8200个晶体管，2733个逻辑门的大规模集成电路，总电路仅为5.2×5.21mm²。它有158条（实际上只有150条）基本指令，其中包括8080A的全部指令（78条）。用户可以非常灵活地使用这些指令，编制各种程序。

由于Z-80CPU具有功能强，价格低，且在国内使用最早，面最广。因此，在电视调频发射机微机监控系统中采用它作为系统的中央处理器。

Z-80CPU的结构如图5.17所示。它有一累加器A（accumulator）和一标志寄存器F（Flags）对，其中AF为主寄存器对，A′F′为替换寄存器对或称备用的辅助寄存器对。还有两组通用的寄存器，每组包括六个8位寄存器，分别称为B、C、D、E、H和L及B′、C′、D′、E′、H′和L′。其中B、C、D、E、H和L为主寄存器，而另一组为备用寄存器。以上寄存器可以单独使用，也可以联起来组成16位的寄存器对来使用，如AF、BC、DE、HL及AF′、BC′、DE′、HL′、程序只能对主寄存器直接编程，而不能直接对备用寄存器编程，要改变备用寄存器的内容是通过寄存器组交换指令实现的。

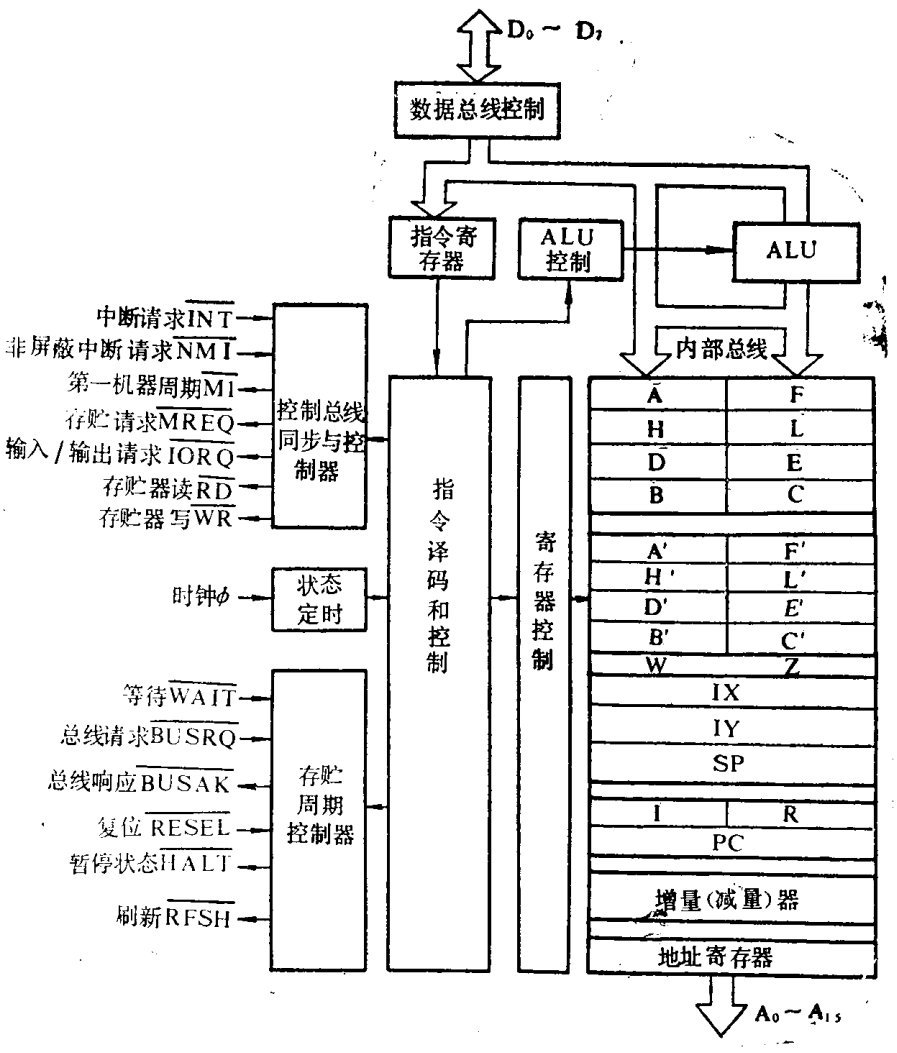


图5.17 Z-80CPU结构框图

CPU中还有一个8位的存贮器刷新寄存器R（refresh register），用来存放对动态存贮器的刷新的行地址。一个8位的中断矢量地址寄存器I(interrupt vector registor)，用来存放中断矢量的高位地址。即中断服务程序入口地址表的页地址。另有四个16位的寄存器，包括：

一个16位的程序计数器PC（program counter）它使得指令直接寻址范围为64K。一个16位堆栈指示器SP（stack pointer）。可以把64K地址范围内的任意存贮器地址作为程序的堆栈。两个独立的16位变址寄存器（index register）IX和IY。在使用变址寻址指令时，该两个寄存器中的任意一个都可以设置一个基本地址，然后加上指令中给定的偏移量，(+129～-127）形成64K范围内的实际地址。

图5.18是Z-80CPU的引脚图，是一种标准40脚双列直插式封装，因此使用和更换极为方便。Z-80CPU的实际指令总数为696条，这里不作解释，读者可以直接查阅Z-80CPU手册。

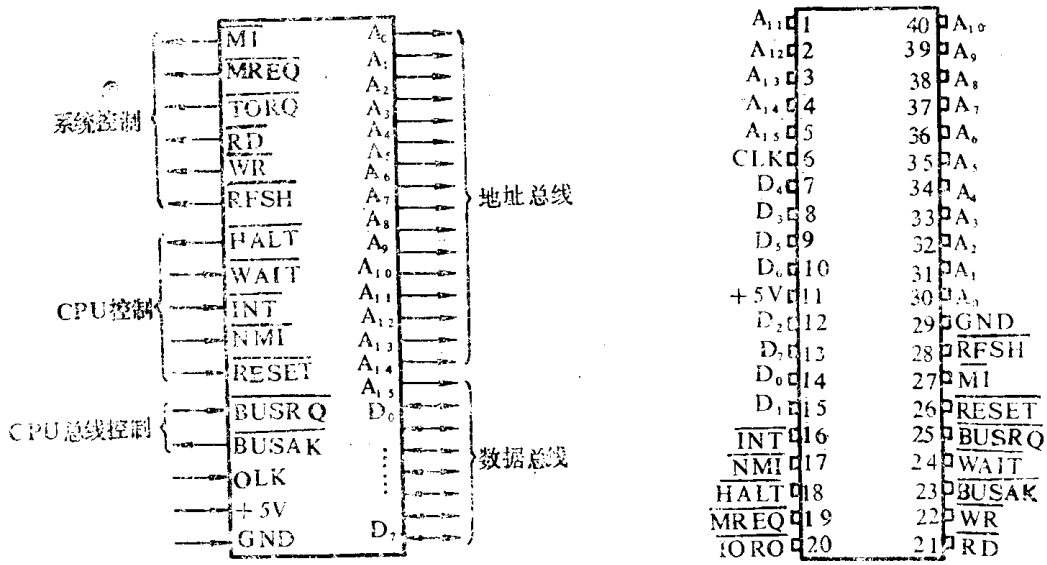


图5.18 Z—80CPU引脚图

二、存贮器

计算机中的存贮器相当于一个二进制信息的仓库，计算机执行的程序和所有的数据，特征，状态标志等都存放在里面。在Z80微机系统中，由于Z-80CPU的字长为8位，因此要求存贮器的每一单元存放8位二进制数，称为一个字节。

存贮器分只读存贮器和随机存贮器二种。只读存贮器（read only memory；ROM）一般存放程序或固定表格，因此也称程序存贮器。随机存贮器（random access memory；RAM）是存放一些可以变改的内容和中间结果，也称活动存贮器。RAM中需要不断刷新的存贮器称为动态存贮器，不要求刷新的存贮器称静态存贮器。

由用户编程的只读存贮器称PROM，而可以擦除重写的只读存贮器称EPROM。目前市场上用得最多最广的有INTEL2716，2732，2764几种。它们都可用紫外线擦除，电写入。用单5V电源，静止的等待工作模式，快速和单地址编程，因而使得用它们进行程序设计变得迅速，简单和经济，且芯子引脚向上兼容，更便于系统程序的扩展，和芯子替换。下面介

绍一下INTEL2732EPROM，和6116RAM

1．INTEL2732EPROM内部结构方框图如图5.19(*b*)所示。其中12条地址线可以指向内部$2^{12}=4096$个单元。8位数据输出线可以与8位CPU直接相连接，允许输出（$\overline{OE}$）与片选（$\overline{CE}$）控制着数据输出。$\overline{OE}$信号消除了在多总线微处理器系统中的对总线的争夺。$\overline{OE}$为高电平时，输出为高阻状态。$\overline{CE}$信号可以使芯片处于动态或静态工作，当$\overline{CE}$为高电平时，芯片处于静止等待模式，其电流为35mA，是动态工作时125mA的30%。

图5.19(*a*)是INTEL2732的引脚图。图中的$\overline{OE}/V_{PA}$引脚决定了器件的读写操作。当$\overline{OE}/V_{PA}$为低电平时，表示允许读输出，而在编程模式时$\overline{OE}/V_{PA}$的输入是从5V到+24V的脉冲。

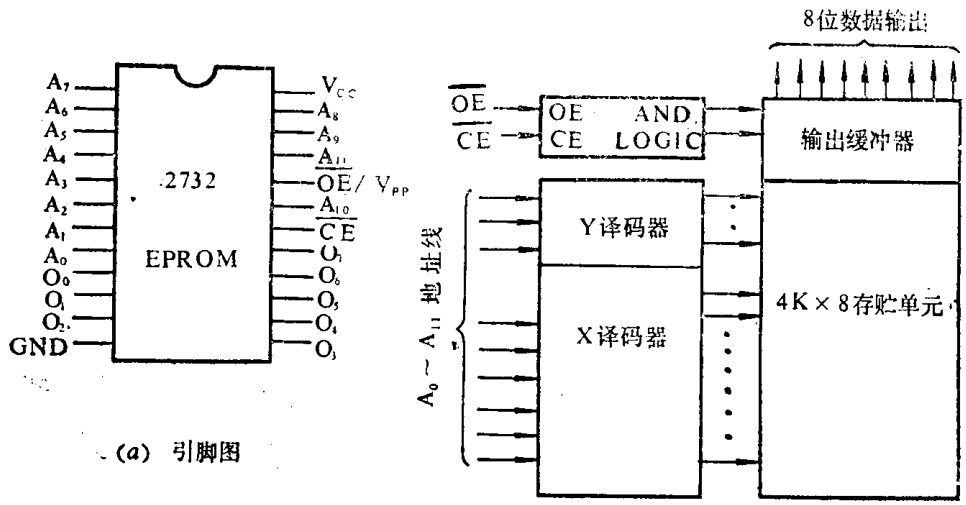


图5.19 INFEL 2732 EPROM

2．6116RAM

随机存贮器构造与只读存贮器不同。它的每一位都是一只双稳态触发器，当CPU对存贮器进行写操作时，可改变触发器的状态，而读操作时并不改变触发器状态。

6116存贮器是2K×8位的静态随机存贮器。设有时钟，刷新和锁存等问题。其管脚与INTEL2716兼容。引脚如图5.20所示，采用单5V电源，自动功率下降方式。

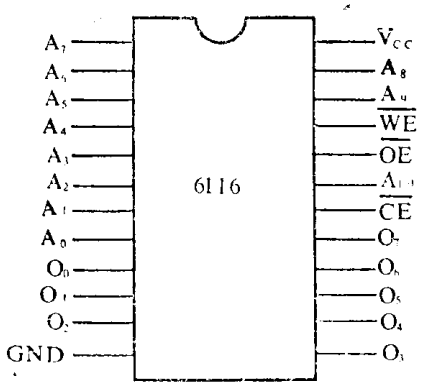


图5.20 6116RAM引脚图

5.2.2 计数/定时器CTC介绍

在调频电视发射机微机监控系统中，经常用到一些时间变量，例如，何时采样及转换时间多长，机器故障及故障累计时间等等。因此微机内部必须有一统一计时时钟，才能满足要求。对于微机来讲，要产生时间量并不困难，一般可以用软件和硬件两种方法来实现，比如，在进行A/D转换时，可以用程序延时来产生A/D转换等待时间，程序延时就是软件计时的一种方法。另一种是硬件电路实现计时，这就是大家熟识的电子钟。计算机只要不断读电子钟时间即可得到任何时间量。前者缺点就是占用CPU工作时间，后者不足就是增加电路复杂性和提高了成本。结合二者之长，而摒弃二者之不足。计算机内部时钟往往采用硬件定时，软件计时的方法来实现（详见CTC应用）。现介绍可编程计数/定时器件Z—80CTC。

一、Z—80CTC的功能和组成

1．CTC的功能

Z-80CTC（计数器定时器电路）是一种具有四个独立通道的可编程器件，它具有如下功能。

（1）定时　定时地发出脉冲，并能在发脉冲的同时请求中断。脉冲的时间间隔，起始和终了，产生脉冲的方式（由程序或外界控制）均可由程序规定。

（2）计数　对外部脉冲进行计数，当达到程序规定的计数值时，可输出一个脉冲，也可同时发出中断请求信号。

2．CTC结构

（1）结构框图　CTC由内部控制逻辑、中断控制逻辑、CPU总线接口和四个独立的通道组成，如图5.21所示。每个通道可以单独编程，按定时或计数方式工作，可提供各自的中断向量，向CPU提出中断请求。

（2）引脚和信号线　CTC是28脚双列直插式器件，其引脚图见图5.22。按照引脚功能可分为：

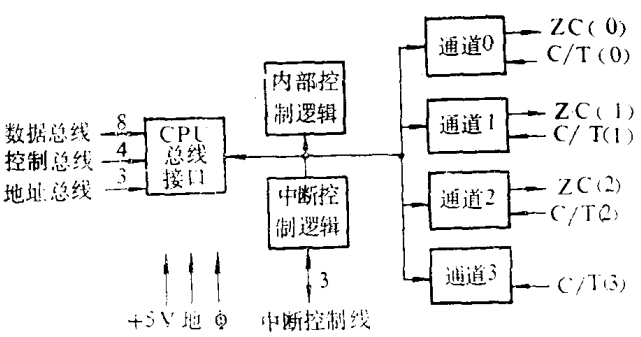


图5.21 CTC结构框图

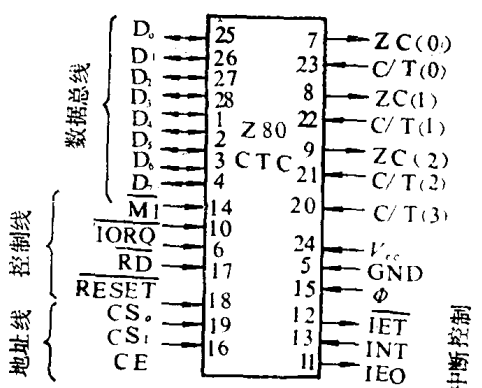


图5.22 CTC引脚图

1)数据线：D0—D7，双向，与CPU数据总线相连。

2)地址线：

$\overline{CE}$：输入片选信号，低电平有效，通常由地址总线的A7～A2经译码后进行控制。

CS_0、CS_1：输入通道选择信号，分别与CPU地址总线的A0、A1相连，来选择四个不同的通道，它们和$\overline{CE}$一起，实现对通道的选择，见表5.5。

3)控制线CPU控制信号$\overline{M1}$、$\overline{IORQ}$、$\overline{RD}$用来控制CTC操作。当$\overline{IORQ}$有效，$\overline{RD}=0$时，进行读操作，$\overline{IORQ}$有效，$\overline{RD}=1$时，进行写操作，$\overline{M1}$、$\overline{IORQ}$同时为低电平时，作为CPU的中断响应信号。此时数据总线上的内容为CTC的低8位中断矢量。

$\overline{RESET}$：输入复位信号，低电平有效，其功能为终止所有通道工作。

4）中断控制线

$\overline{INT}$：输出中断请求信号，低电平有效。可直接挂在CPU的可屏蔽中断输入线上。

IEI、IEO：允许中断输入和输出信号。可与其他器件构所链形中断优先级控制。

5）脉冲信号

C/T：输入外部时钟/定时器触发脉冲信号，由程序规定，可以是上升沿或者是下降沿有效。在计数方式时，该脉冲使计数器减1，定时器方式时，用来启动定时器。

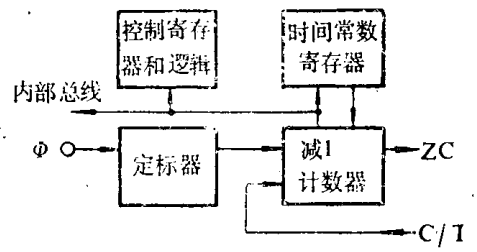


图5.23 通道逻辑结构

ZC：“回零”/“时间到”输出信号，高电平有效。每当计数器减到零（“回零”或“时间到”）时，发出一个ZC脉冲信号，通道3没有该信号。

6）其它：电源V_{cc}为+5 V，地和时钟φ。

3. 通道逻辑结构

CTC具有四个独立通道，图5.23示出每个通道的逻辑框图（通道3只有C/T，而无ZC），由控制寄存器、时间常数寄存器、二个8位计数器（定标器、减1计数器）和逻辑控制电路组成。

（1）控制寄存器和逻辑电路CPU写控制字(命令）到控制寄存器，以规定通道的工作方式和各种参数，CTC四个通道有四个控制寄存器，通过CS_0和CS_1进行选择，见表5.5。

表5.5 CTC通道选择表

通道号	$CS_1(A_1)$	$CS_0(A_0)$	$\overline{CE}$
ch 0	0	0	1
ch 1	0	1	1
ch 2	1	0	1
ch 3	1	1	1

（2）定标器。仅用于定时器方式，对系统时钟信号φ进行16或256（由程序给定）分频，分频后的输出脉冲为减1计数器的输入。

（3）时间常数寄存器。时间常数寄存器用来保存1～256（对应01～00H）范围内的任一整数，具体数值由CPU写入。当CTC处在初始状态时，该数值（称作时间常数）装入减1计数器，作为计数器的初值。并且，每当减1计数器减到零（“回0”或“时间到”）时，时间常数将再次自动装入减1计数器。当通道正在计数或定时时，如果有一个新的时间常数写入时间常数寄存器，要等到减1计数器完成现行计数操作“回0”后，这个新的时间常数才能装入减1计数器。

（4）减1计数器。在计数器方式时，对外界的C/T脉冲进行减1计数。在定时器方式时，对定标器的输出脉冲进行减1计数。无论是哪种方式，当计数器减到零时，发出“回0”（或“时间到”）脉冲ZC，同时可送出中断请求信号$\overline{INT}$（通道3只能送出$\overline{INT}$信号）。CPU用IN指令可以读取减1计数器的内容。

4. 中断逻辑控制

Z-80CTC是在CPU中断模式2下工作的。每个通道提供一个独立的中断矢量，作为转移表指针的低8位，转移表指针高8位由CPU中的中断矢量寄存器I提供。当CTC的计数器减到零时（即复零或回零），发出中断请求信号（$\overline{INT}=0$）CPU转入中断模式2工作方式，即从数据线中取到转移表低8位地址，并和I寄存器中的高8位地址结合成中断矢量（转移表）地址，然后进入中断服务程序，如图5.24所示。

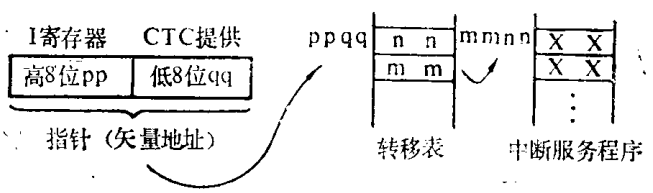


图5.24 CTC中断控制

CTC中的IEI和IEO引脚是为实现硬件中断链而设计的，它和PIO、SIO，等组成硬件多重中断控制。在ZGY-CS-I型监控微机中，CTC的中断优先级最高，它们之间的中断关系如图5.25所示。

图5.25 CTC和PIO、SIO的中断链路

5. Z-80CTC的编程

CTC中每个通道占用一个端口地址，CPU通过对端口写方式送入中断矢量，控制字和时间常数：

（1）中断矢量

CPU对CTC写入中断矢量，只须把中断矢量地址写入零通道（也只能写入零通道）。而1、2、3通道的中断矢量即由CTC自动产生，无须写入。作为中断矢量的特征位D_0必须为0，中断矢量格式如图5.26所示。

(2) 控制字

CTC的通道控制字如图5.27所示。

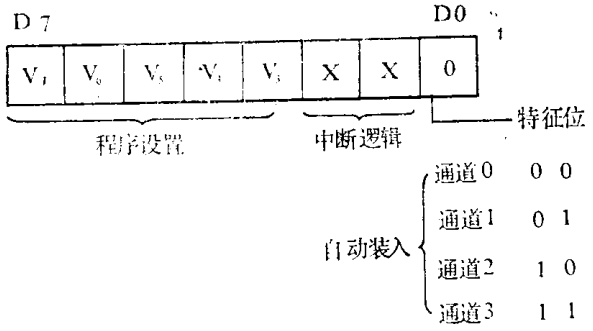


图5.26 中断矢量字

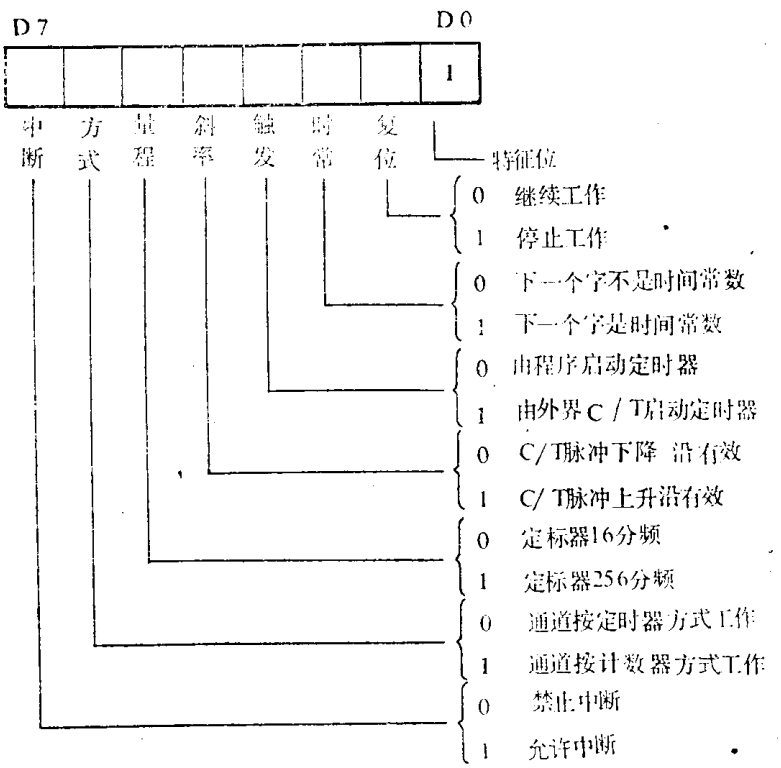


图5.27 CTC的通道控制字

(3)时间常数CTC有8位时间常数寄存器，所以能存放1～256之间的任一整数，1～255对应十六进制的01H—FFH，256对应00H。

例如：置通道0由程序启动定时器方式工作。ZC脉冲周期为24μs，允许中断，中断矢量为00H。则有如下程序：

```
INICTC:  LD    A，00H    ；     送中断矢量
         OUT   (CTC0),A；
         LD    A，85H    ；     送控制字
         OUT   (CTC0),A；
         LD    A，03H    ；     送时间常数
         OUT   (CTC0),A；  周期T=T0×P×TC=1/(2×10^6)×16×3=24μs
         ⋮
```

$D_7D_6D_5D_4D_3D_2D_1D_0$

1 0 0 0 0 1 0 1

- 允许中断
- 定时器方式
- 16分频
- 下降沿有效
- 程序启动
- 下一个字是时间常数

若由外界C/T脉冲启动定时器方式工作，则控制字中的D_5为1，控制字改为8 DH。若按计数器方式工作，则控制字中的D_6改为1，控制字改为C5H。等等。

二、 CTC与Z-80CPU的连接

CTC的工作是在CPU的编程下进行的。CPU与CTC的连接见图5.28所示。其中CTC的8条数据线分别与CPU的数据总线相连。四个通道选择线CS_0，CS_1分别与Z-80CPU的地址引出线A_0，A_1相连接。CPU通过74LS138地址译码器产生的端口地址与CTC的片选（$\overline{CE}$）线相连。CPU只要对口地址进行操作即可对CTC进行控制。

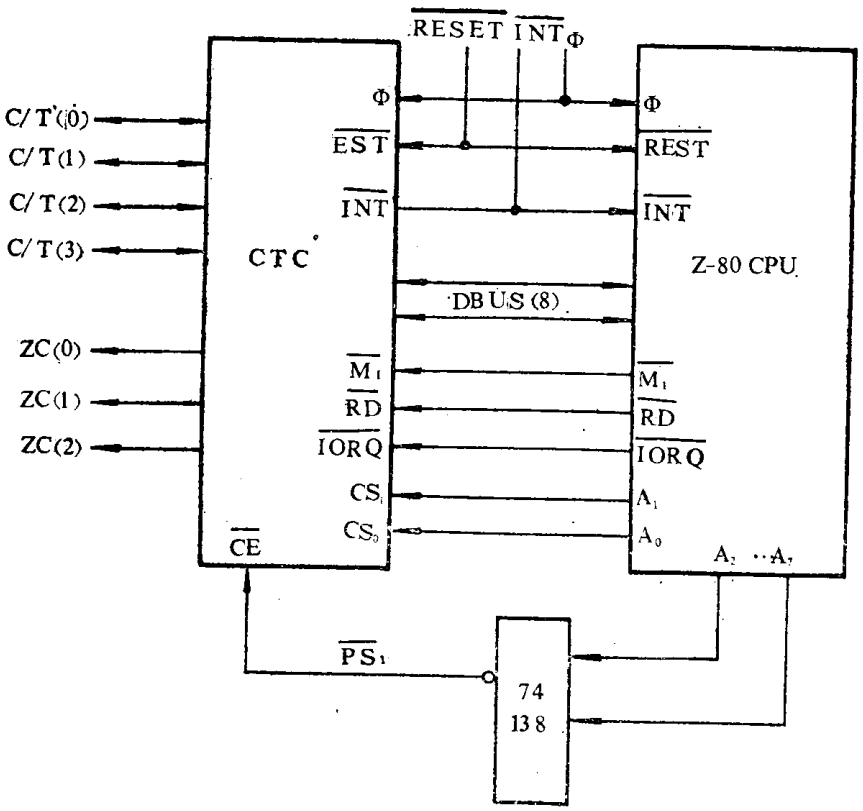


图5.28 Z-80CTC与CPU连接图

三、 CTC的应用

Z-80CTC在监控微机中有如下几个用途。

1. 内部标准时钟定时器。在开启微机后，微机首先从外部时钟中取到现时时间（一般事先定好），然后，微机便以此时间为基础，由CTC产生内部时钟，完成年、月、日、时、分、秒的计时功能。

2. 人机对话时产生中断请求信号。在微机正常工作时，要使它返回到人机对话的功能上来，可通过CTC产生中断请求信号，然后在中断服务程序中实现人机对话功能。

3. 通讯频率发生器。即在通讯时，用CTC的定时方式产生通讯的波特率。例如通讯波特率为每秒1kHz，则只须使CTC工作在定时方式，时间常数为1ms即可。

4. 音乐报警输出。根据故障种类及性质，可使CTC产生不同的定时时间和间隔，从而由CTC经驱动器到喇叭的发音效果不同、而产生音乐感。

四、 CTC应用举例

机内实时时钟的产生。

机内时钟是实时时钟，可自动记录年、月、日、时、分、秒。它可以通过六位LED显示器分二次显示或打印机打印输出。显示格式为

年 (十位)	年 (个位)	月 (十位)	月 (个位)	日 (十位)	日 (个位)
时 (十位)	时 (个位)	分 (十位)	分 (个位)	秒 (十位)	秒 (个位)

打印格式为：××年××月××日××时××分（秒不打印）。

机内时钟的任一时间量都可人工修改。

该程序的设计分二部分，一为CTC定时程序，另一为CTC中断服务程序。

假定CTC产生1秒钟的定时信号，则可以把CTC的0号通道和1号通道串联起来作为一个定时器用，具体做法如下：

(1) 把ZC_0引脚和C/T1引脚短接。

(2) 设置CTC。为定时器工作方法，时间常数为20ms。不允许中断。

(3) 设置CTC_1为计数器工作方式，时间常数为50（50×20ms=1s）允许中断。该部分程序可如下设置：

```
CTCSET:  LD   A, 27H        ;
         LD   I  A,         ;   } 中断矢量表地址
         LD   A, 00H        ;
         OUT  (CTC0), A     ;
         LD   A, 025H       ;
         OUT  (CTC0), A     ;   } 产生20ms定时
         LD   A, 9CH        ;
         OUT  (CTC0), A     ;
```

```
        LD   A, 0D5H        ;
        OUT  (CTC1), A      ;   CTC1为计数器工作方式允许中断
        LD   A, 32H         ;
        OUT  (CTC1), A      ;
        IM2                 ;
        EI                  ;
        ⋮
2702H:  DW   2200
```

2200H 为实时时钟中断服务程序入口地址

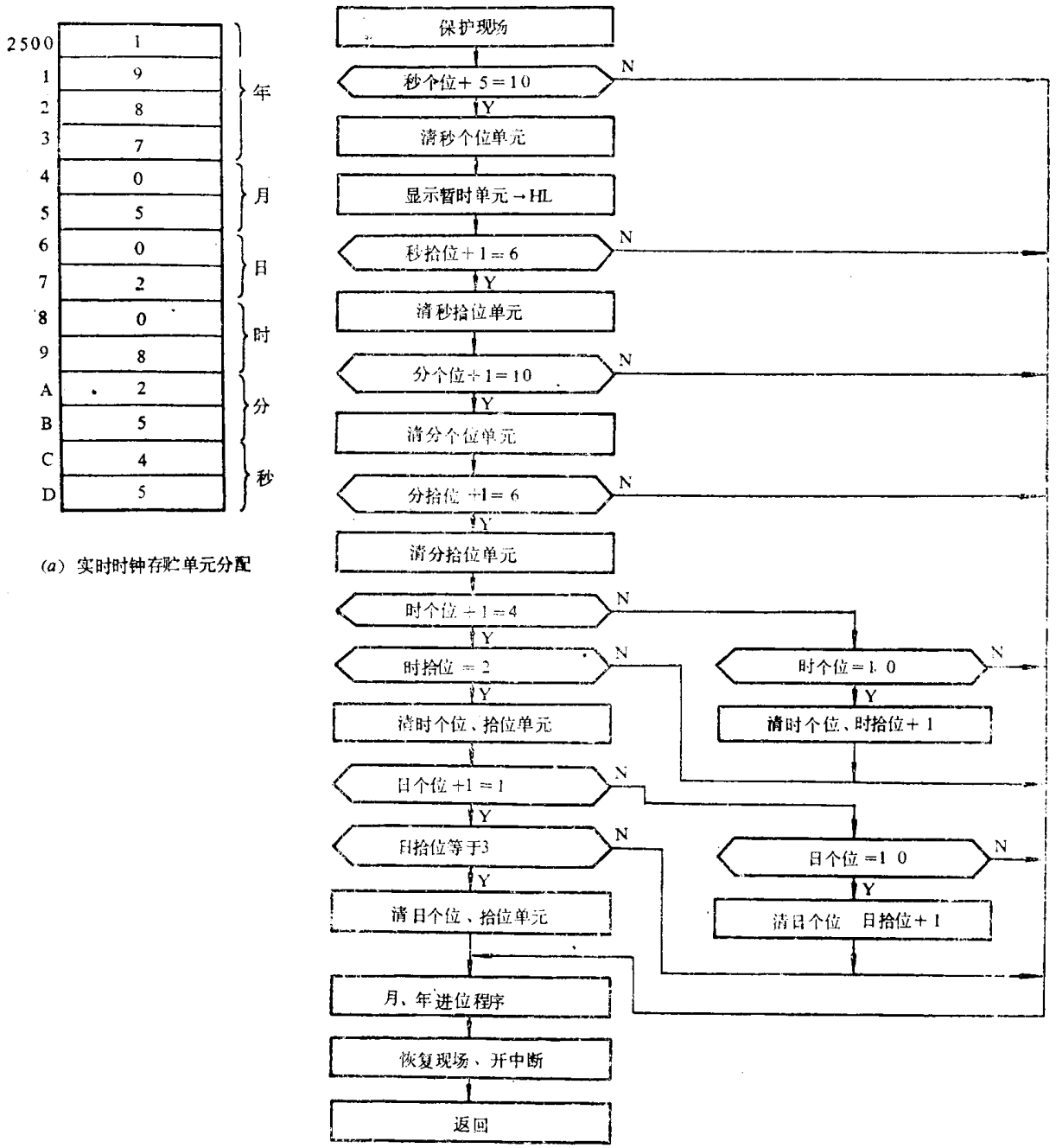
实时时钟中断服务程序的任务是，当CTC定时时间到时，则向秒单元个位加1，并判断其够不够10，如果够10，则向秒十位单元进一，然后再判断十位单元够不够6，不够6则返回，如够6则向分个位单元进一，如此按照秒、分、时、日一位一位地进上去，即可得到一个实时时钟。由于每24小时为一日，最多每31日为一个月，所以本程序在进行时、日时，还要判断是否够24小时，若够则向日进位，如果本月没有31天，在记到30日后可用人为的办法清除全部计时单元，然后重新计时。也就是说，本实时时钟最多可计时一个月，每隔一个月要清除一次。然后再重新启动本程序（如果需要年、月则仿照上述设计方法继续延时即可）。

完成上述任务的时钟内存单元分配以及实时时钟程序流程图见图5.29。

中断服务程序清单如下：

```
        ORG  2200H          ;
        EX   AF, AF'        ;
        EXX                 ;   保护现场
        LD   HL, TIME1      ;   秒个位计时单元地址送HL
        LD   A, 01H         ;
        ADD  A, (HL)        ;   秒个位单元加1
        LD   (HL), A        ;
        LD   A, 0AH         ;
        CP   (HL)           ;   判秒个位单元是否等于10，
        JR   NZ,DONET       ;   若不等于10则返回
        XOR  A              ;
        LD   (HL), A        ;   若等于10，则清秒个位单元
        DEC  HL             ;   求秒十位单元地址
        INC  (HL)           ;   秒十位单元加1
        LD   A, 06H         ;
        CP   (HL)           ;   判秒十位是否等于6，若不等于6
        JR   NZ,DONET       ;   则返回
        XOR  A              ;
```

```
LD   (HL), A        ;        清秒十位单元
```



(a) 实时时钟存贮单元分配

(b) 实时时钟产生程序框图 (CTC中断服务程序)

图5.29 实时时钟产生

```
DEC   HL          ;        求分个位单元地址
INC   (HL)        ;        分个位单元加1
LD    A, 0AH      ;
CP    (HL)        ;        判分个位单元是否等于10;
JR    NZ,DONET    ;        若不等于10则返回
```

```
        XOR   A          ;
        LD    (HL), A    ;   若等于10，则清分个位单元
        DEC   HL         ;   求分十位单元地址
        INC   (HL),      ;   分十位单元加 1
        LD    A, 06H     ;
        CP    (HL)       ;   判分十位单元是否等于 6 若不等于 6，则返回
        JR    NZ,DONET   ;
        XOR   A          ;
        LD    (HL), A    ;   清分十位单元
        DEC   HL         ;   求时个位单元地址
        INC   (HL)       ;   时个位单元加 1
        LD    A, 04H     ;
        CP    ( HL )     ;   判时个位是否为 4，若不等于 4 则转DONETA
        JR    NZ, DONET  ;
        DEC   HL         ;   求时十位单元地址
        LD    A, 02H     ;
        CP    (HL)       ;   若等于 4 则判时十位是否等于 2，若不等于 2 则返回
        JR    NZ,DONET   ;
        XOR   A          ;
        LD    (HL), A    ;   清时十位单元
        INC   HL         ;
        LD    (HL), A    ;   清时个位单元
        DEC   HL         ;
        DEC   HL         ;   求日个位单元地址
        INC   (HL)       ;   日个位单元加 1
        LD    A, 01H     ;
        CP    (HL)       ;   判日个位单位是否为 1，若不为 1，则转DONETB
        JR    NZ,DONETB  ;
        DEC   HL         ;   求日十位单元地址
        LD    A, 03H     ;
        CP    (HL)       ;   判日十位是否为 3，若不等于 3 则返回
        JR    NZ,DONET   ;
        XOR   A          ;
        LD    (HL), A    ;   若等于 3，则清日十位及个位单元
        INC   HL         ;
        LD    (HL), A    ;
DONET:  EX    AF, AF'    ;   恢复现场
        EXX              ;
```

```
        EI                  ;   开中断
        RETI                ;   返回
DONETA: LD    A, 0AH        ;
        CP    (HL)          ;   判时个位是否等于10,若不等于10，则返回
        JR    NZ, DONET     ;
        XOR   A             ;   清时个位单元
        LD    (HL), A       ;
        DEC   HL            ;   求时十位单元地址
        INC   (HL)          ;   时十位单元加 1
        JP    DONET         ;   转到DONET
DONETB: JP    DONETA        ;   DONETB处理同DONETA
```

5.2.3 面板及键盘设置

一、 面板设置

FM微机监控系统的面板设置如图5.30所示；面板的右下方是专用键盘；右上方是六只LED数码显示管；左上方是打印机输出口；面板中间画有发射机原理框图，并在发射机监视点所对应的框图位置，安装一只双色发光管；左下方的一排双色发光管指示着发射机的工作的情况，面板上还有两只状态开关，用来设置主备机和冷热备机。

数码显示器用来显示实时时针；各通道模拟量及通道信；故障编码和其他一些要显示内容。

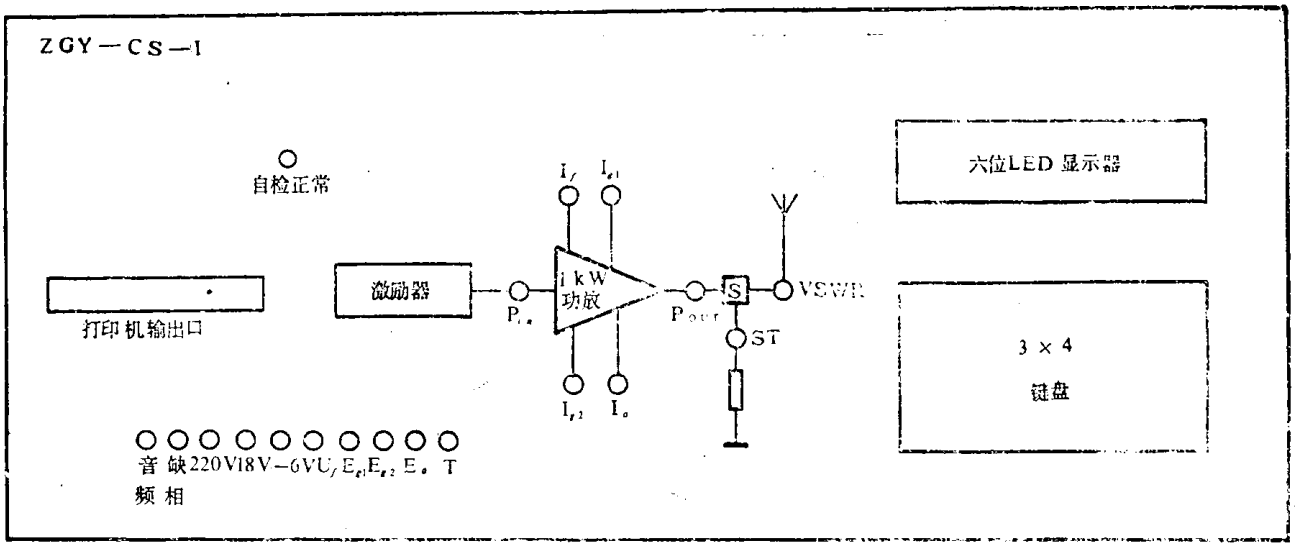


图5.30 ZGY-SC-I面板布局图

打印机采用日本产的Mode 1150—Ⅱ型微型机械式点阵打印机芯，每行可记录5×7点阵的16个字符。打印纸宽的50mm左右，每个检测量占用一行或二行记录。在调频微机监控系统联网使用时，由总控微机形成表格式记录由宽行打印机输出调频发射机中的各种参

数。

面板上的21只双色发光管由三块74LS273八D锁存器和三块74LS240八反相缓冲器驱动。正常时八D锁存器输出为低电平、使绿色管点亮；故障时，锁存器对应输出高电平经反相后，使红色管点亮。

二、 键盘设置

键盘是一种人机对话的工具，操作人员可以把自己的意图通过键盘告诉计算机。键盘有编码键盘和非编码键盘两种。编码键盘能自动产生被按键的ASCII编码，同时产生一选通脉冲通知CPU，使CPU接收键盘代码。实用的编码键盘还具有去抖动多键串键(roll—over)保护电路，以保证按键的唯一性。编码键盘一般为64键以上的大键盘，应用在多板通用微机系统中。

非编码键盘象一组矩陈开关，它不能自动产生ASCII编码，仅能表示某一开关的闭合或断开，而其他全部工作包括键的识别，按键代码的产生，防串键和去抖动等问题都由软件完成。

因此，非编码键盘具有灵活，机动和价格低的特点，特别适用于小的控制系统。

非编码键盘的程序按排如下；

(1) 检查有否按键闭合；

(2) 检查出那一键按下；

(3) 处理按下的键；

(4) 执行键定义。

调频微机监控系统是一种专用机系统，人对它的操作功能仅限于输入或修改其中的一些参量，命令它执行某种操作，例如，开机、关机、打印等等。因此为降低成本，提高键盘的价格性能比和减小体积，设置了一个由十二只键构成的 3 × 4 陈列非编码键盘，如图5.31所示。

1. 键定义

每只按键都有数字和功能二种定义，见图5.31所示。

7 / 自检	8 / 打印	9 / 通讯	MON / RET
4 / 显示A	5 / 开机	6 / 关机	DATA / CTRL
3 / TOM	2 / 值班员	1 / 机号	0 / 时钟

图5.31 调频发射机微机键盘设置

键盘在“DATA”控制下（即不按DATA/CTRL键时），按任意一个键，输给计算机的

信息被作为数字处理，而当键盘在“CTRL”控制下（按一次DATA/CTRL后），键盘上的十个数字键即为功能键了。例如按下“DATA/CTRL”键后再按“5/开机”键即微机就进入开发射机状态等等。在“CTRL”控制下键盘十个功能定义如下：

0/时　钟：显示实时时钟值，允许修改时间。

1/机　号：显示发射机号，允许修改机号

2/值班员：显示值班员代号，允许修改、增加。

3/TIM：显示开机时间和关机时间，允许修改。

4/模拟量：显示实测发射机各种被监视参数，不允许修改。

5/开机：开启发射机，使发射机处于工作状态，并随即打印出发射机各参数。

6/关机：关闭发射机，并随即打印出发射机各参数。

7/自检：脱机检查微机系统，微机与发射机无关。

8/打印：立即打印出目前发射机的各参数。

9/通讯：按下此键后，微机立即把指定单元中的内容发送给总控机。

2．键盘和微机的联接

非编码的键盘似一组开关，它与CPU连接是通过固定输入输出接口74LS244和74LS273来实现的。本系统中，键盘的输入输出口地址分别为“8CH”和“90H”。电路原理如图5.32所示。

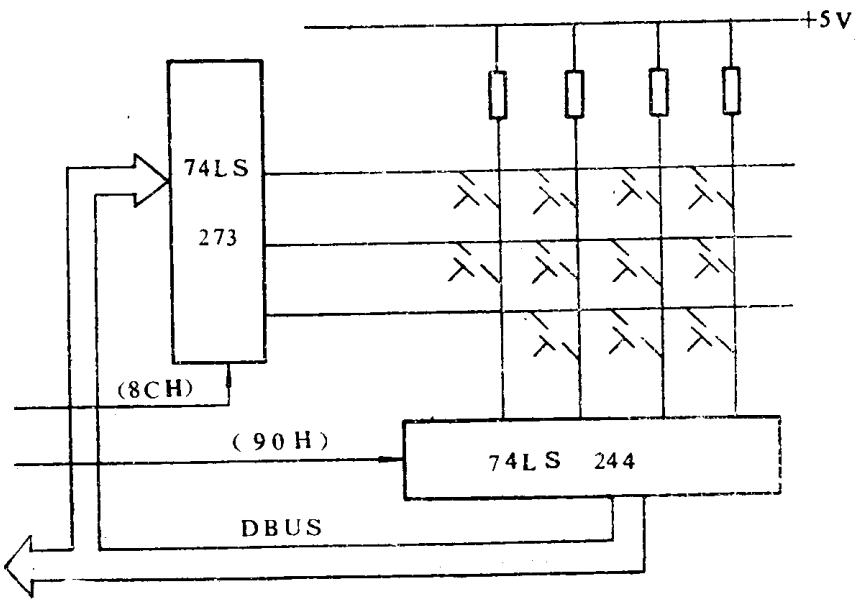


图5.32 键盘与微机连接电路原理

74LS273是八D锁存器，它用来存放CPU查询按键的行信号，这里我们用了低三位。

查询按键时，CPU使得行锁器74LS273的输出为低电平。然后读入列值检查是否某一列有0。假定此时没有键按下，那么列值必定为全“1”（高电平）。若有一键按下，那么该键所在的列就因与行的低电平接通而变低。CPU只要检查到列的值不全为“1”，就退

出键盘扫描程序而进入键号识别程序即编码程序。

键盘扫描和编码程序框图如图5.33所示。

键盘的编号分别为（十六进制数）：

第一行：00，01，02，03

第二行：04，05，06，07

第三行：08，09，0A,0B

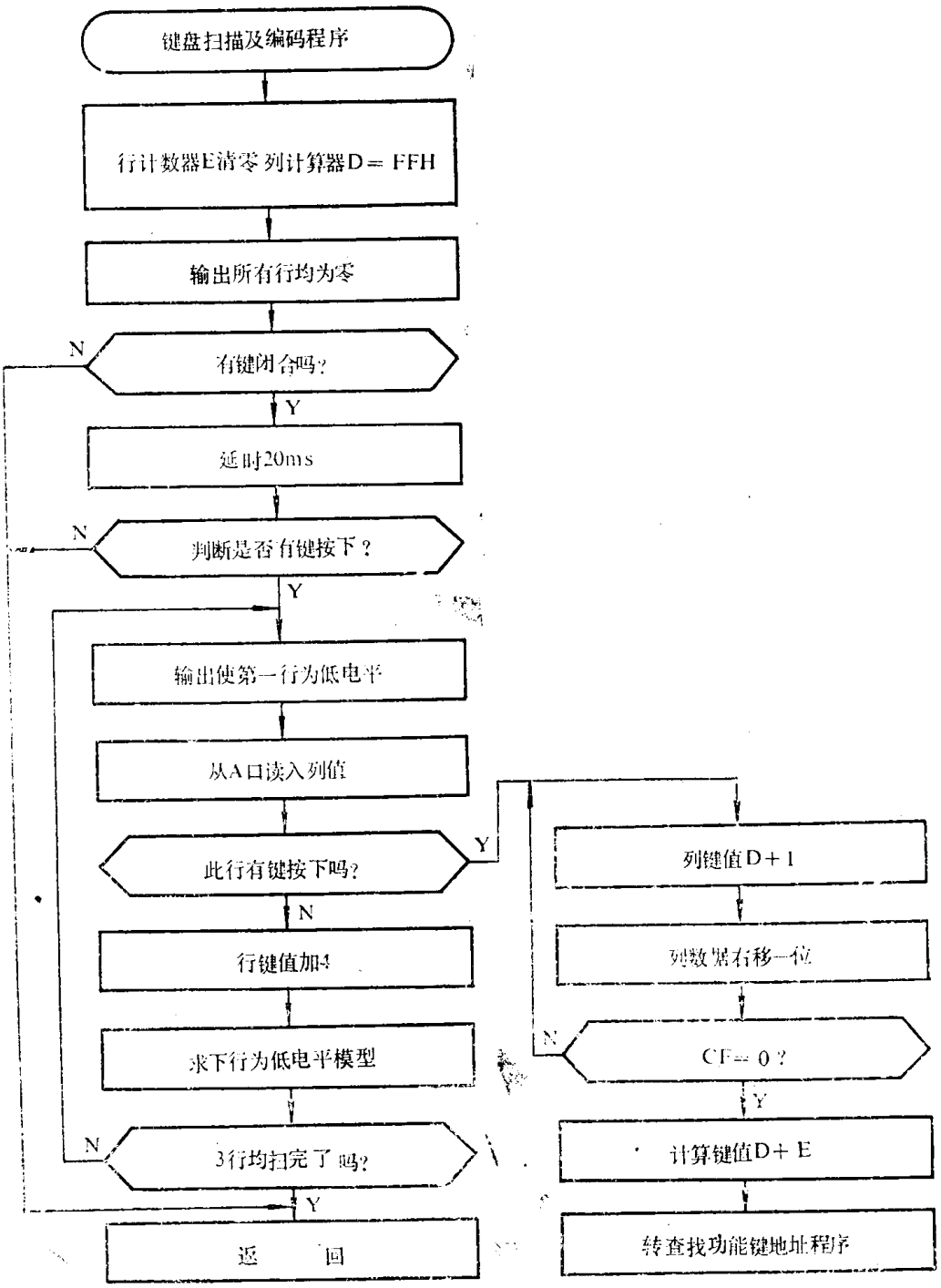


图5.33 键盘扫描及编码程序框图

3. 键处理程序

在非编码专用键盘中，由于键数的压缩，一键往往多种定义，而在键号找到后，如何区别同一键是数字键还是功能键呢？

这就必须依靠键处理程序来解决，在本机的键盘处理程序中采用了判别标志位来识别是数字键还是功能键。过程如下：

(1) 先判别是否DATA/CTRL按下。若是，则使键标志置1；若不是，则判别DATA/CTRL键是否已按过，即键标志是否为“1”。若为“1”，则说明目前的键是功能键；若不为“1”，则说明目前的键是数字键。键标志建立后，由MON/RET键来复位。

(2) 若是数字键，则目前的键值就等于数字（其中0A，0B二键为键盘控制键，不作数字键处理）送到数据缓冲区存放。

(3) 若是功能键，则求出功能程序入口地址。常用的办法是查功能程序转移表。

这是一张按顺序排好的表，表中用三个字节的绝对转移指令作为引入功能程序。由于有十个功能键，则表的长度为三十个单元。假定0/时钟键的入口地址为0830H，1/机号键的入口地址为0900H，……。而表头地址为0700H，则有表地址和内容：

表5.5 键功能转移表

表地址	内容	备注
0700H	C3	转入
0701H	30	0830H
0702H	08	地址
0703H	C3	转入
0704H	00	0900H
0705H	09	地址
0706H	C3	转入
…	⋮	⋮
…	⋮	⋮

因此执行功能键的程序入口地址只须执行表中的指令即可。执行指令的表地址可如下计算：

指令地址＝表头＋3×键值

例如“0/时钟”键值为0，表头为0700H。

则指令地址＝0700＋3×0＝0700H

同样，“1/机号”键值为1。

其指令地址为0700＋3×1＝0703H

依次类推，就不难找到相应的程序入口了。

键盘处理程序框图如图5.34所示。

5.2.4 可编程并行输入输出接口电路

可编程输入输出接口电路是指其输入输出的方向、方式等可以通过编程改变的接口电

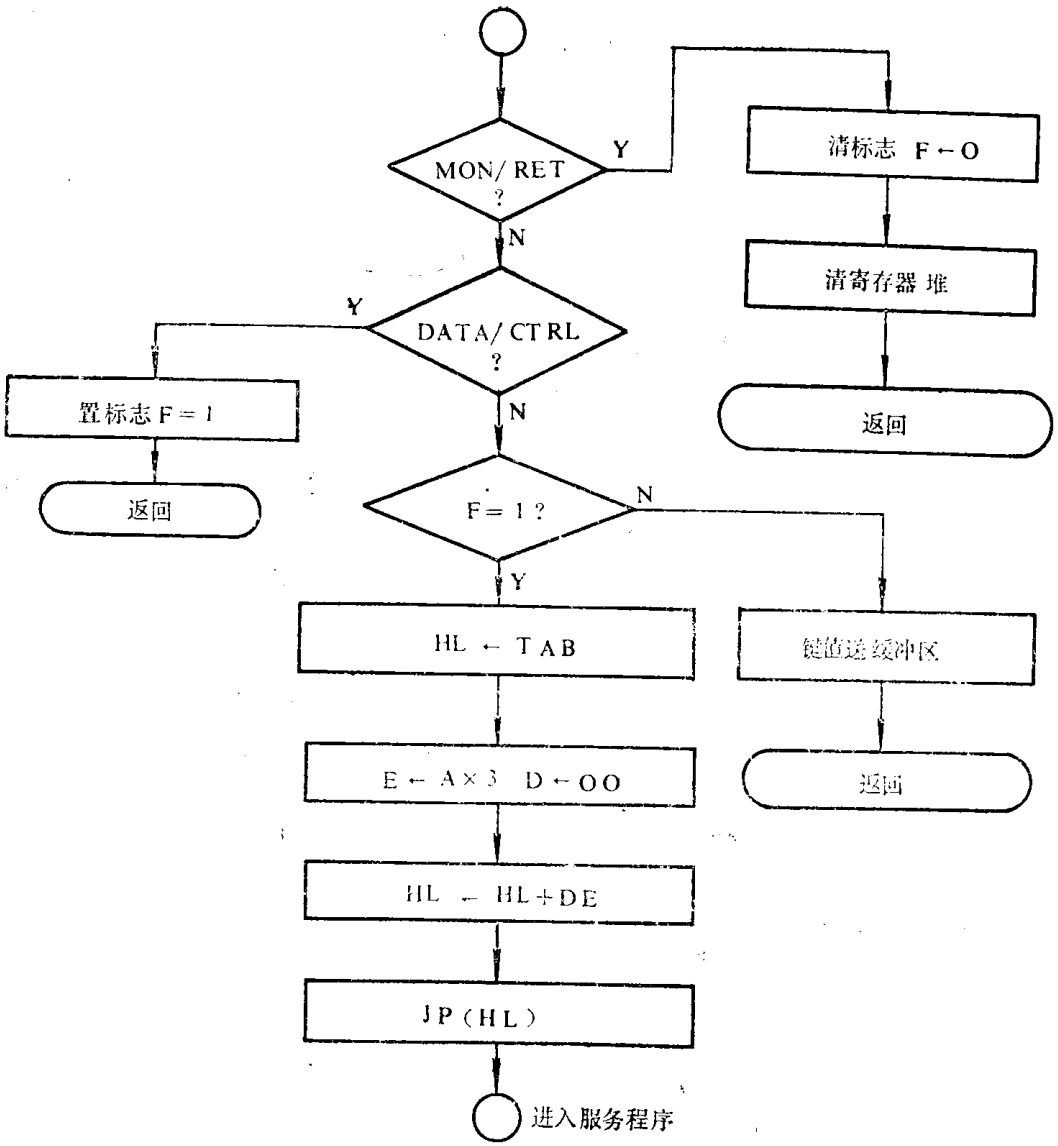


图5.34 键盘处理程序框图

路。常用的有Z-80PIO，INTEL8255等。本系统中，采用z-80PIO，故仅介绍z-80PIO

一、 Z-80PIO简介。

Z-80PIO是一个可编程并行输入输出接口电路，它的主要特性为：

（1）具有两个独立的8位端口A和B，并有联络线，用来控制数据的传送。

（2）每个端口通过更改程序可以选择下列工作方式：

方式0—输出。

方式1—输入。

方式2—双向，既可作输入，也可作输出，只允许端口A选用。

方式3—位控，端口的每个位可以单独选择作为输入或输出。

（3）具有中断逻辑控制和中断请求线，可自动提供中断矢量，也可实现链形优先级中断控制。

1．PIO结构

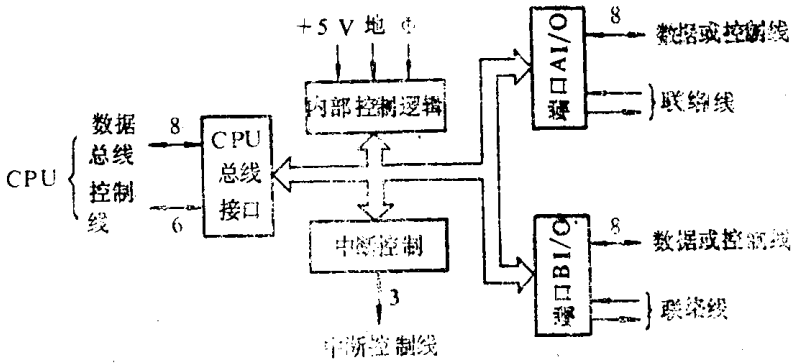


图5.35 PIO结构框图

（1）框图 PIO的内部结构框图示于图5.35它由CPU总线接口、内部控制逻辑、中断控制逻辑、端口A输入/输出逻辑和端口*B*输入/输出逻辑组成。CPU总线接口使得PIO和CPU总线可以直接相连，两个端口输入/输出逻辑实际上是一样的，都由六个寄存器和联络控制逻辑组成，如图5.36所示，其中：

1）方式控制寄存器（2位）：由CPU用程序控制（预置）选择端口的工作方式—0、1、2或3。

2）数据输出寄存器（8位）：CPU用输出（OUT）指令将数据写入该寄存器，然后在端口联络线的控制下，再输出给外设。

3）数据输入寄存器（8位）：在端口联络线的控制下，外设的数据送入寄存器，然后CPU用输入（IN）指令进行读操作，将数据输入到CPU。

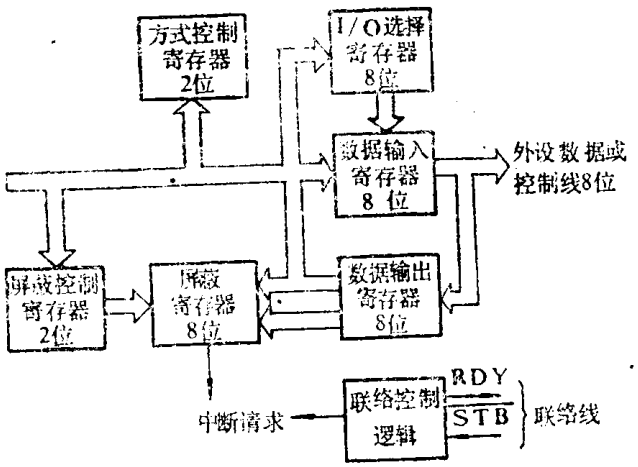


图5.36 PIO端口结构框图

4）I/O选择寄存器（8位）：只用于位控方式，CPU用程序通过该寄存器指定端口

中的任一位作为输入或输出。

5） 屏蔽控制寄存器（ 8 位）：只用于位控方式，CPU用程序通过该寄存器可以对端口的每一位进行屏蔽。

6） 屏蔽控制寄存器（ 2 位）：在位控方式中，CPU用程序通过该寄存器确定引起中断的条件，包括引起中断的有效电平（是高电平，还是低电平），各个未屏蔽位引起中断的逻辑关系（是“与”关系，还是“或”关系）。

PIO具有很强的中断控制逻辑，在方式 0 、 1 、 2 中，每个端口的STB信号可引起中断。在方式 3 中，当外设状态与程序规定的条件相符时，也能引起中断。在系统中，PIO可按链形结构联接，实现优先中断控制。

（ 2 ） 引脚和信号线：PIO是40脚双列直插式器件，其引脚见图5.37按功能可分为数据总线、PIO控制线、中断控制线和端口线等。

1） D7～D0：数据总线，双向线。和CPU数据总线相接，用来传送数据或控制命令。

2） PIO控制线，全部为输入线。

B/$\overline{A}$：端口选择。当 B/$\overline{A}$= 0 时，选择端口A；B/$\overline{A}$= 1 时，选择端口B。通常和地址总线的A_0相接。

C/$\overline{D}$：控制或数据选择，规定CPU向PIO传送的信息类型。当C/$\overline{D}$= 0 时，向 PIO 传送数据。C/$\overline{D}$= 1 时，向PIO传送控制命令。通常和地址总线的A_1相接。

$\overline{CE}$：芯片选择，低电平有效。当 $\overline{CE}$ = 0 时，芯片选中，一般由地址译码器控制。

$\overline{M1}$， $\overline{IORQ}$， RD信号在CPU中已介绍过，在这里用来控制PIO的操作。如$\overline{IORQ}$有效$\overline{RD}$= 0 时，进行读操作。$\overline{IORQ}$有效$\overline{RD}$ = 1 时，进行写操作。 $\overline{M1}$， $\overline{IORQ}$同时为低电平时，作为CPU的中断响应信号等。此时，数据总线上的内容为PIO的低8位中断矢量

3） 中断控制线

$\overline{INT}$ ：中断请求输出信号，低电平有效。当 $\overline{INT}$ = 0 时，向CPU发出中断请求。

IEI：允许中断输入信号，IEO：允许中断输出信号。它们用来构成链型优先级中断控制，具体功能将在中断一节中介绍。

4)端口线

PA7～PA0：端口A双向总线，三态。用来在端口 A和外设之间传送数据或控制信息。

$\overline{ASTB}$：端口A输入选通脉冲，低电平有效，由外设输入。

ARDY：端口A输出准备就绪信号，高电平有效，送给外设。上述二个信号其作用均与端口工作方式有关。

对于端口 B，和端口A一样，对应的有 PB_7～PB_0、 $\overline{BSTB}$和BRDY信号。

此外还有电源＋ 5 伏、地和时钟φ。

2．PIO工作方式

（ 1 ）方式 0 （ 输出 ） 方式 0 的时序见图5 38，其操作如下：

1）CPU执行写操作（OUT指令），产生$\overline{WR}$脉冲，将数据送入端口数据输出寄存器。$\overline{WR}$的上升沿使RDY信号变为高电平，表示端口已有(准备就绪)数据。

2）外设检测到RDY的上升沿（或高电平）时，取走数据。并发出回答信号$\overline{STB}$，其上升沿使RDY变为低电平，完成一次数据传送。外设发出的$\overline{STB}$上升沿可自动产生一个中断请求信号$\overline{INT}$（即使$\overline{INT}$=0），若CPU允许中断，则可引起中断。

（2）方式1(输入） 方式1的时序见图5.39其操作过程如下：

1）CPU执行前一次IN操作时，使RDY变高电平。表示端口数据输入寄存器已空，允许外设送数。

2）当外设检测到RDY＝1时，发$\overline{STB}$信号，将数据送入端口数据输入寄存器。其上升沿使RDY变低电平，表示输入寄存器已满，禁止外设再送数。

3）CPU执行IN指令，产生$\overline{RD}$**信号,将数据从输入寄存器取走。$\overline{RD}$上升沿使RDY变高电平，完成一次数据传送。

$\overline{STB}$信号的上升沿，同样可以产生中断请求信号$\overline{INT}$引起CPU中断。

（3）方式2（双向） 这一方式是方式0（输出）和方式1（输入）的组合，必须使用四根联络线，因此只有端口A可以按方式2操作，此时,端口B只能按位控方式操作(因位控方式不需要联络线）。方式2的时序见图5.40,端口A的联络线用于输出控制,端口B的联络线用于输入控制。操作过程跟方式0和方式1基本相同，其差别仅在于只有当$\overline{ASTB}$为低电平时，才允许数据从端口输出寄存器送到端口数据总线上，其上升沿可作为外设取数信号。

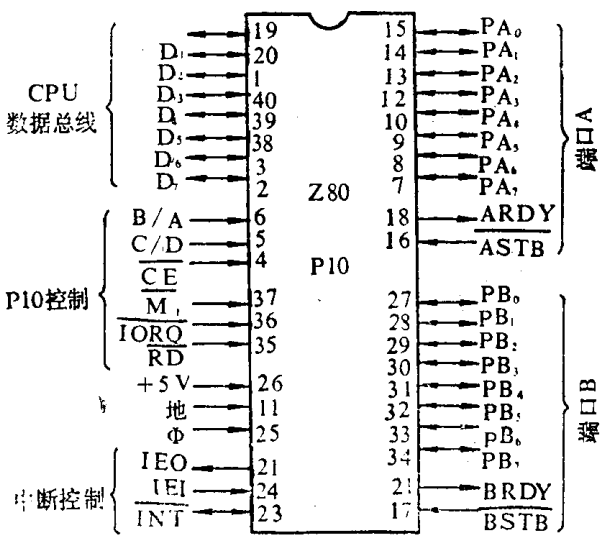


图5.37 PIO的引脚布置（图内数字表示管脚号）

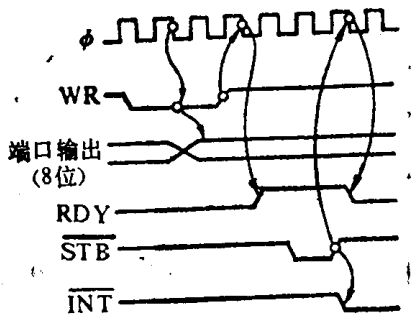


图5.38 PIO的输出时序

$\overline{ASTB}$和$\overline{BSTB}$的上升沿均可产生中断请求信号$\overline{INT}$。但要注意的是，必须将端口A

*）$\overline{WR}=RD\cdot\overline{CE}\cdot C/D\cdot\overline{IORQ}$

**）$RD=\overline{RD}\cdot\overline{CE}\cdot C/D\cdot\overline{IORQ}$

和端口B的中断允许触发器都置1（开中断），才能实现按中断方式操作的双向传送。

（4）方式式3（位控）这一方式不使用联络线，并可以在任何时刻执行端口的输入、输出操作。由于这种方式要用程序规定端口的某些位为输出，另一些位为输入，当执行输入指令时，读入CPU的数据由两部分组成：一部分是端口数据输出寄存器中相应于被规定为输出位的内容；另一部分是数据输入寄存器中相应于被规定为输入位的内容。

按方式3操作，中断请求是这样产生的：当外设状态与程序规定的条件相符时，产生中断请求信号$\overline{INT}$。

3．PIO的中断控制

PIO具有功能很强的中断控制逻辑，几乎可以不附加任何硬件，使系统按中断方式操作。

PIO是根据CPU采用中断方式2的要求设计的，每个端口（A和B）可以用程序设置一个独立的8位中断矢量。当CPU按中断方式2响应PIO某一端口的中断请求后，PIO自动地向CPU提供上述中断矢量，这个矢量形成中断服务程序入口地址表指针的低8位，指针的高8位由CPU的中断寄存器I（也由程序确定）提供。根据中断服务程序入口地址表使CPU控制转向中断服务程序。

PIO产生中断请求信号$\overline{INT}$的条件，除了与其工作方式有关（如前所述，在方式0、1、2中，用$\overline{STB}$上升沿产生$\overline{INT}$信号，在方式3中，$\overline{INT}$信号是在外设状态和程序规定的条件相符时出现）外，还取决于端口中的中断允许触发器的状态，只有用程序使该触发器置1（中断控制字的D_7为1表示允许中断）才能产生$\overline{INT}$信号。

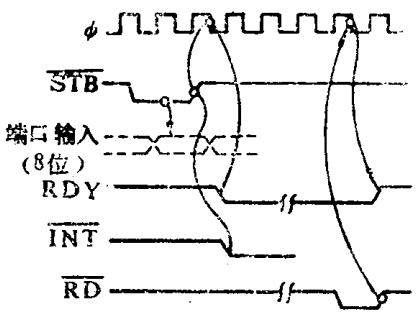


图5.39 PIO的输入时序

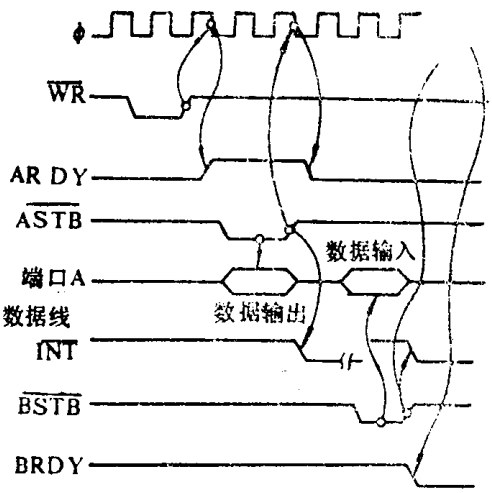


图5.40 PIO的双向方式时序

二、PIO的编程方式

PIO每个端口有六个寄存器、其中数据输入寄存器和数据输出寄存器共占一个外设地址。为编程方便起见，统称它们为数据寄存器，其作用是传送数据。剩下的四个寄存器也共占一个外设地址，统称为控制寄存器。其作用是接受CPU来的控制命令，确定PIO的工作方式。为了使PIO按事先规定的方式工作，必须依次将各种控制字（控制命令）用程序写入端口的控制寄存器，这个过程称为PIO的预置（或称初始化）。

PIO的每个端口用上述两个可寻址的寄存器表示，可组成PIO的编程模型，如图5.41所示，图中四个寄存器是用$\overline{CE}$、C/$\overline{D}$和B/$\overline{A}$信号寻址的，在ZGY—CS—I中，设定A7～A2=100000时，CE=0，芯片被选中，则可定各寄存器地址为

$\overline{CE}$	C/$\overline{D}$ (A1)	B/$\overline{A}$ (A0)	选中寄存器	地址
0	0	0	PIODRA（端口A数据寄存器）	80H
0	0	1	PIODRB（端口B数据寄存器）	81H
0	1	0	PIODRA（端口A控制寄存器）	82H
0	1	1	PIODRB（端口B控制寄存器）	83H
1	×	×	芯片未被选中	

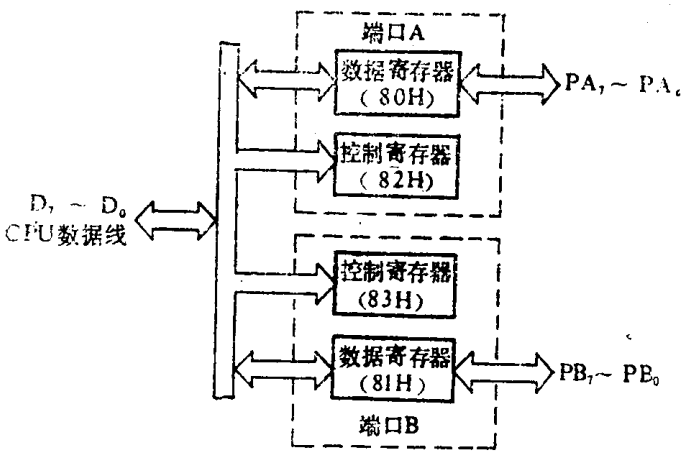


图5.41 PIO编程模型

由于PIO的每个端口的控制寄存器共用一个外设地址，用此各种操作的控制字由特征位来决定。PIO工作状态的预置，根据操作方式按如下步骤进行：

1．PIO非中断工作方式

（1）首先送“方式选择字”，其格式为

D_7							D_0
		×	×	1	1	1	1
		任意		特征位（表示方式选择字）			
0	0	方式0（输出）					
0	1	方式1（输入）					
1	0	方式2（双向）					
1	1	方式3（位控）					

（2）若按方式3操作，在送方式选择字后，紧接着要送“I/O选择字”，其格式为

D_7							D_0
I/O	I/O	I/O	I/O	I/O	I/O	I/O	I/O

其中：I/O＝1，该位为输入；I/O＝0，该位为输出。

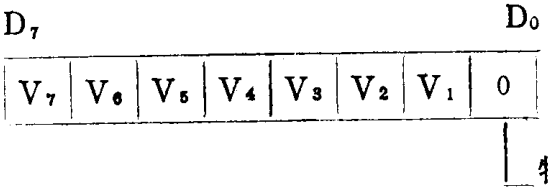
例如：在图5.41中，设PIO端口A为位控，其中1、5、6位为输入，其余位为输出端口B为输出。可送如下控制程序：

```
LD    A, 0001111B          ; 送方式选择字
OUT   (PIOCRB), A          ; 在图5.41中，PIOCRB=83H
LD    A, 11001111B         ; 送方式选择字
OUT   (PIOCRA), A          ; 在图5.41中，PIOCRA=82H
LD    A, 01100010B         ; 送I/O选择字
OUT   (PIOCRA), A          ;
```

2.PIO中断工作方式

按照方式0、1、2操作，需要写入三种控制字，其次序和格式为

(1)中断矢量控制字



其中V_7～V_1根据中断服务程序入口地址转移表在内存中的地址安排，中断向量控制字规定转移表指针的低8位，指针的高8位由中断寄存器I提供，如图5.42所示

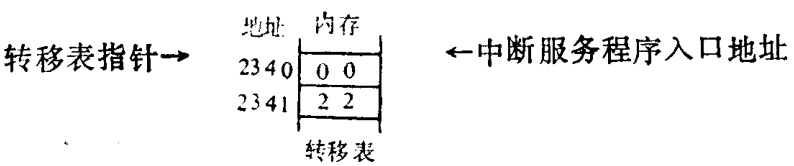
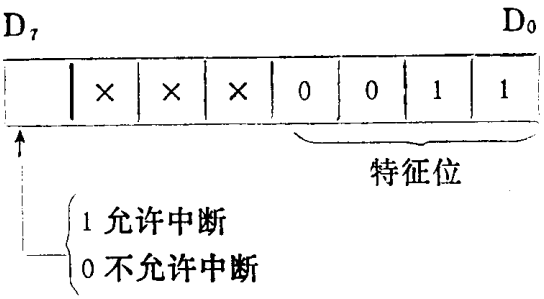


图5.42 转移表指针

I＝23H，V_7～V_1＝01000000B，则指针为2340H，转移表中存放中断服务程序的入口地址为2200H。

(2)方式选择控制字，在非中断工作方式已介绍。

(3)中断允许控制字



例如：端口B输出，允许中断，矢量地址为80H。

```
LD    A, 80H  ;      送中断矢量字
```

```
OUT   (PIOCRB),A;
LD    A, 0FH      ;  送方式选择字
OUT   (PIOCRB),A;
LD    A, 83H      ;  送中断允许字
OUT   (PIOCRB),A;
```

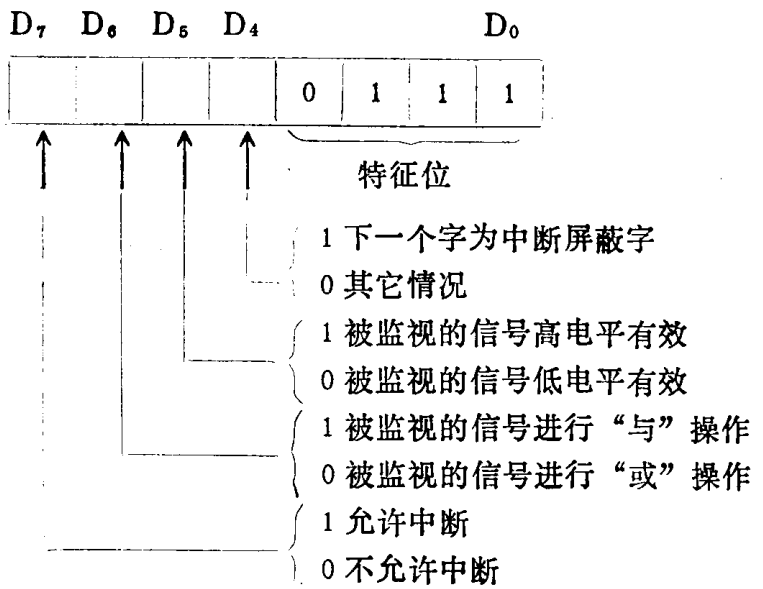
若按照方式3操作，要写入下列五种控制字，其次序和格式为：

1）方式选择控制字，在非中断制控方式中已介绍。

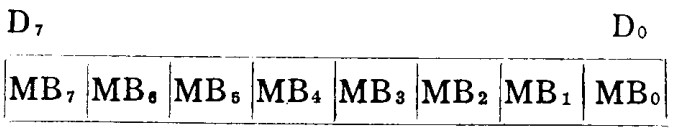
2）I/O选择 控制字，在非中断控制方式中已介绍。

3）中断向量控制字，在中断控制方式中已介绍。

4）中断控制字



5）中断屏蔽字



当MB＝0，该位受监视。受监视位的状态如符合“中断控制字”规定的条件时，发出中断请求信号$\overline{INT}$；MB＝1，该位被屏蔽而不被监视。

例如：端口B置为位控方式，位6、3、2、1为输入，其余位为输出。位6或3或1或2出现高电平时请求中断，矢量地址为04H。

```
LD    A, 0CFH     ;  送方式选择字
OUT   (PIOCRB),A ;
LD    A, 01001110B;  送I/O选 择字
OUT   (PIOCRB),A ;
LD    A, 04H      ;  送矢量地址
OUT   (PIOCRB),A ;
LD    A, 10110111B;  送中断控制字
```

```
        OUT   (PIOCRB),A ;
        LD    A, 11111000B;   送中断屏蔽字
        OUT   (PIOCRB),A ;
        IM2                ;   CPU中断方式 2
        EI                 ;   开中断
        HALT               ;   等待中断
```

三、PIO应用实例

在ZGY—CS—1监控系统中，Z-80PIO不但作为发射机故障信号引入接口，使CPU能迅速及时地响应和处理故障。而且也作与总控微机及备机微机之间的串行通讯接口。

下面是采用PIO作串行通讯的实例。我们设定PB_0为发送端，PB_7为接收端。其硬件方框如图5.43所示。

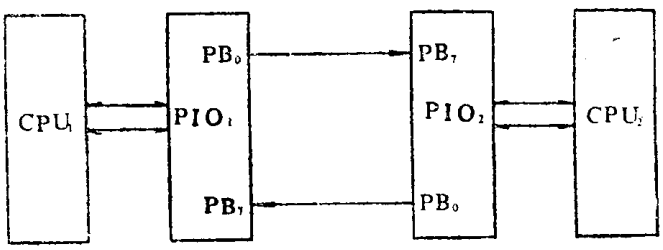


图5.43 PIO串行通讯结构示意图

采用PIO作为串行通讯时有两种控制方法。一种是CPU控制通讯方式。另一种是中断方式下的PIO串行通讯方式。但这两种方法都必须由软件控制。

我们设定传送为异步方式且波特率为110波特。于是每一位数据持续时间$T_d=1/110\ s=9.1ms$。并设定数据格式为1位起始位，七位或八位二进制数据位，一个检验位和二位停止位。起始位为0，停止位为1。校验位和数据一起存放在内存TXME单元中，而接收的数据除掉首尾存放在内存RXME单元中。于是接收和发送的程序可编成：

1. CPU控制发送程序：

```
TXPR:  LD    A, 0CFH       ; 置B口位控式
       OUT   (PIOB),A      ;
       LD    A, 080H       ; 设第 8 位为输入，其余为输出
       OUT   (PIOB),A      ;
       LD    B, 0BH        ; 设B寄存器为字符位数计数（11位）
       XOR   A             ; 清除进位位
       LD  A,(TXME)        ; 取发送数据
       RLA                 ; 产生启始位“0”
STTX:  OUT   (PIOB—2),A    ; 从端口B送出一位
       CALL  DEL9          ; 延时9.1ms
       RRA                 ; 右移准备发下一位
```

```
        SCF             ;   产生停止位
        DJNZ  STT,      ;   未发完一个字符继续发送
        ⋮
DEL9:   EX  AF, AF'     ;
        EXX             ;   程序延时设计
        LD  DE, 02FFH   ;
DEL91:  DEC  DE         ;
        LD  A, D        ;
        CP  E           ;
        JR  NZ  DEL91   ;   继续延时
        EXX             ;
        EX  AF, AF'     ;
        RET             ;   返回
```

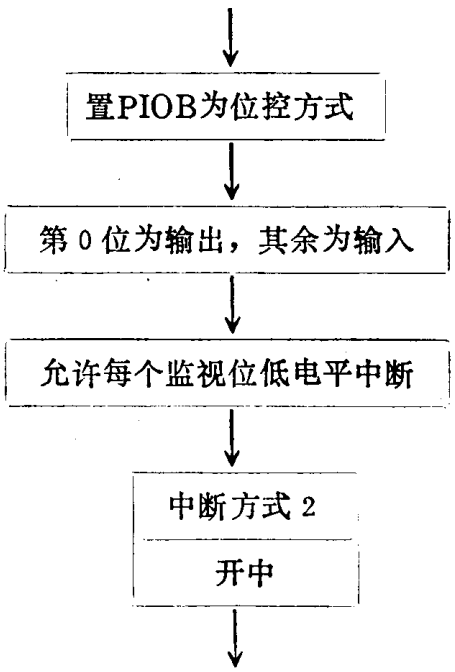
2. CPU控制PIO接收数据程序

当PIO处于接收数据时，它必须遵守通讯协议，即数据格式和传送的定义必须与发送相同。于是程序可如下编写：

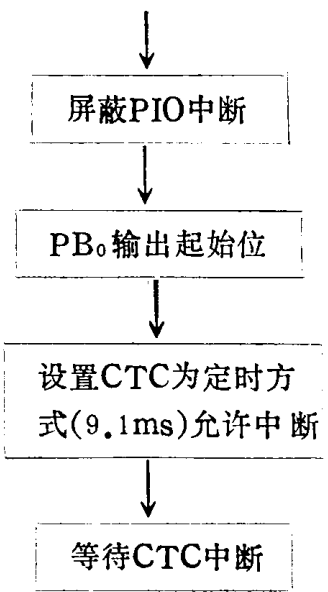
```
RXPR:   IN  A, (PIOB-2)   ;   检查起始位，即第七位有否输入?
        BIT  7, A         ;
        JR  NZ, RXPR      ;
        CALL  DEL45       ;   延时4.5ms，B寄存器高位置“1”
        LD  B, 80H        ;
RXDT:   CALL  DEL9        ;   延时9.1ms
        IN  A, (PIOB-2)   ;
        RLA               ;   输入位寄存在CY中，形成并行8位
        LD  A, B          ;
        RRA               ;
        LD  B, A          ;   保存数据
        JR  NC, RXDT      ;
        LD  (RXME), A     ;   送内存缓冲单元
        LD  B, 02H        ;   检测停止位
TEXT:   CALL  DEL9        ;   是否连续2位“1”
        IN  A, (PIOB-2)   ;
        BIT  7, A         ;
        JR  Z, RXER       ;   数据错
        DJNZ  TEXT        ;   接收下一个字节
        ⋮
RXER:   JR  ERR           ;   转出错处理
DEL9:   ⋮                 ;   延时9.1ms程序
```

DEL45：⋮　　延时4.5ms程序

采用CPU控制PIO串行通讯虽然能节省硬件串行通讯接口，但由于通讯期间CPU一直为通讯服务，所以降低了CPU的使用率。为了克服该缺点，在FM监控微机中，我们采用PIO中断方式串行通讯。这种方面的硬件电路不变，仅软件不同。软件设计上，使PIO处于中断监视接收端状态，一旦产生接收端中断，即CPU转入接收程序，而此时设CTC为定时方式，允许中断。CTC中断时，CUP才去控制PIO的串行通讯一位，而其他时间，CPU可以做其他工作。程序框图如下：



当PIO作为发送时，有如下程序框图：



在CTC中断服务程序中，安排PIO串行通讯，其框图如图5.44所示

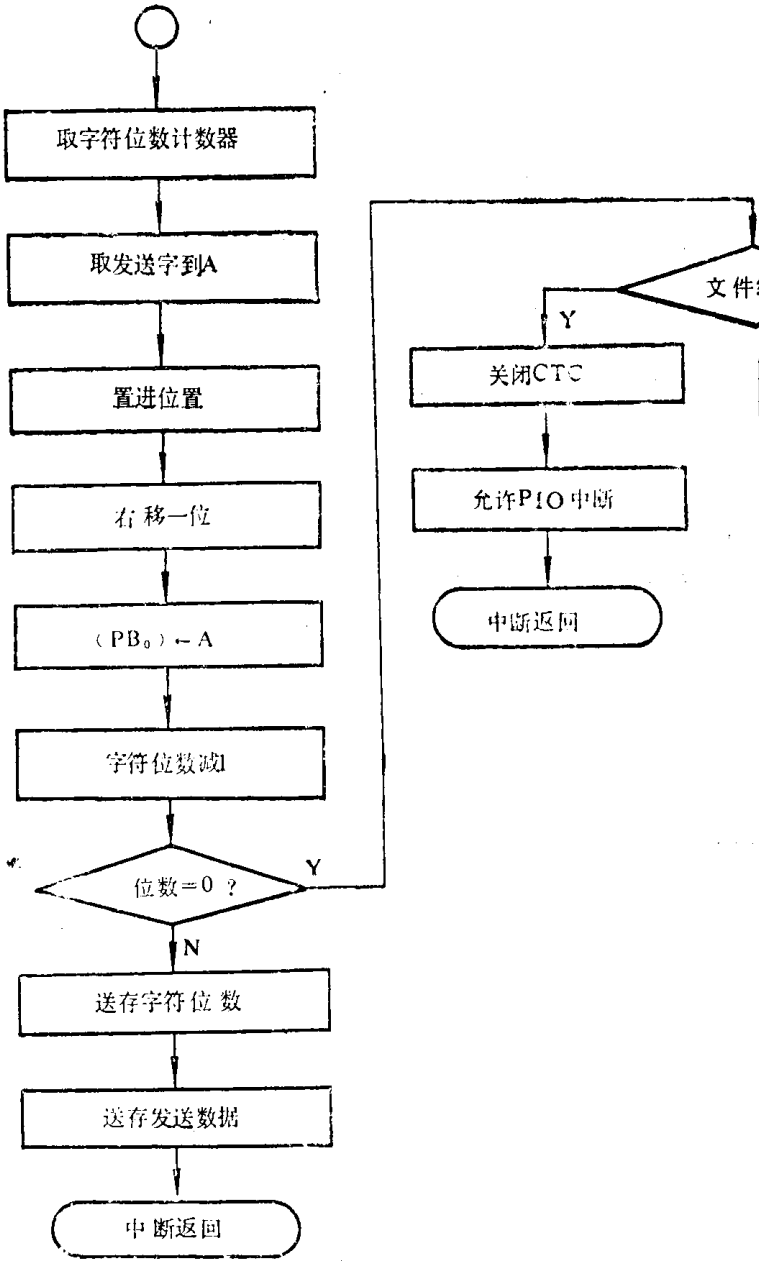


图5.44 CTC中断控制下的PIO串行通讯发送程序框图

当PIO作为接收时，其程序框图如图5.45所示（当PB_7为低电平中断时，转为接收服务）。

此时CTC中断控制下的PIO通讯程序框图如图5.46所示。

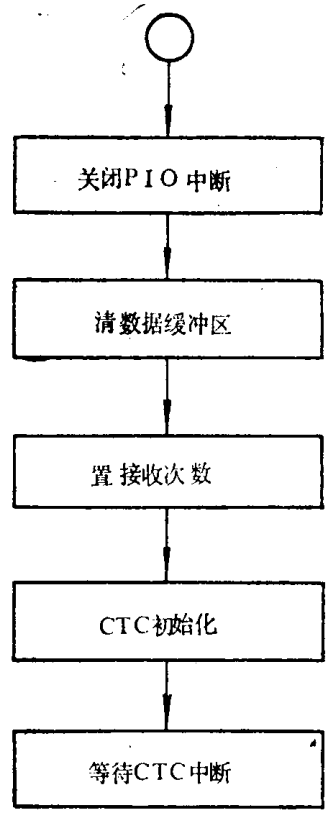


图5.45 PIO串联通讯接收程序框图

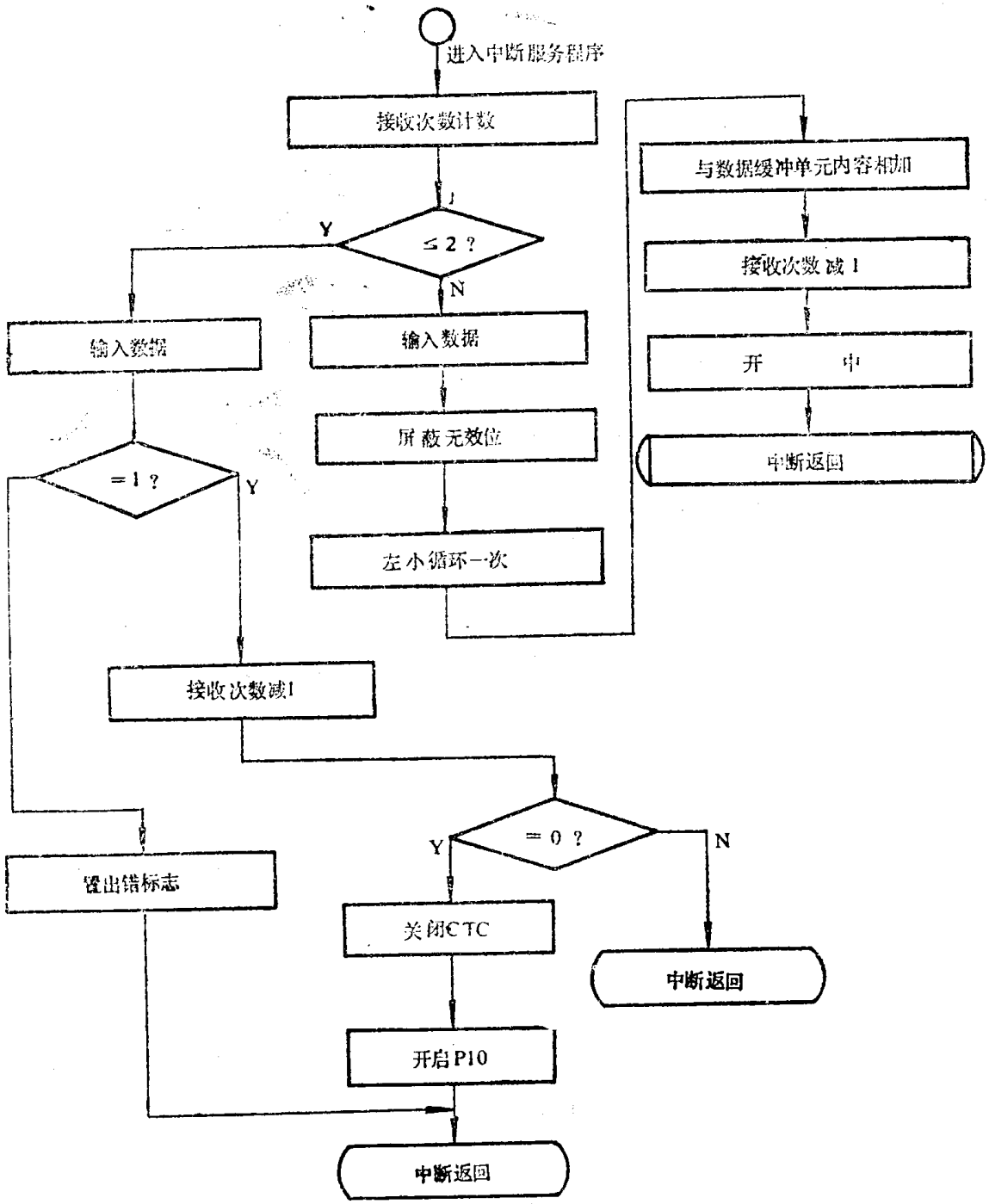


图5.46　CTC中断控制下的PIO通讯程序框图

5.2.5 单向并行输入输出接口电路

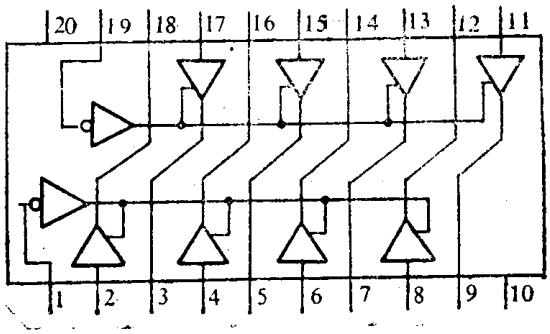
一、单向输入/输出电路

用PIO作为并行输入输出的最大特点是可以向CPU产生中断和对输入输出方式进行灵活编程。但作为单向的不要求产生中断传送的输入输出的情况下，用简单的输入接口电路和输出接口电路比PIO更具有广泛的用途。在控制电路中，通常用74LS244和74LS373作为开

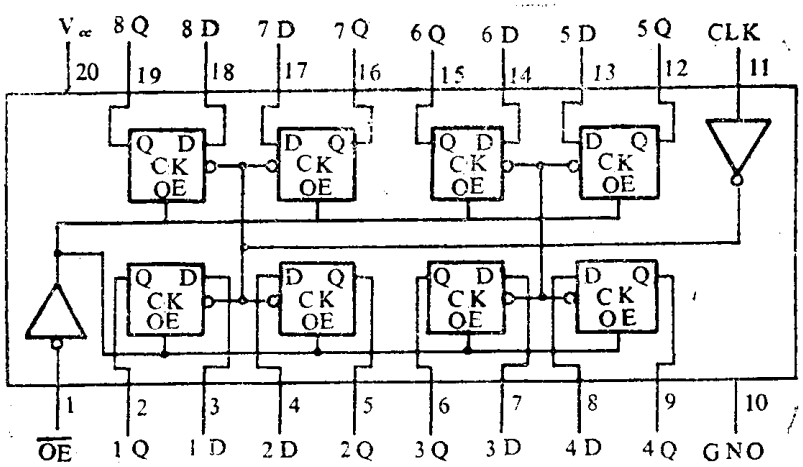
关量输入，用74LS273或74LS373作为数字开关量的输出。下面仅这几种电路作简单介绍：

74LS244是一块三态八总线驱动器，见图5.47(*a*)，控制端（脚1.19）为高电平，则输出被封锁，呈高阻抗状态。相当于在数据总线上接一个很大的电阻，不影响数据总线的正常数据传送。当使能端为低电平时，74LS244的输入输出信号接通，这时数据总线的内容即为74LS244的输入内容。

当输入数字开关量需要锁存后送入计算机时，可用74LS373代替74LS244。74LS373的电路逻辑如图5.47（*b*)所示。是一块具有三态输出的八D锁存器。当控制端为高电平时，输出为高阻抗，所以可以直接与数据总线连接。



(a)74LS244结构示意



(b)74LS373结构示意

图5.47 单向1/0电路器件结构示意图

控制信号由计算机外部接口地址译码器输出片选信号产生。在ZGY—CS机中的外部时钟输入接口采用74LS373，而键盘输入接口采用74LS244芯片。

另一种数字开关量输出所采用的器件74LS273是一块不具有三态特性的锁存器，其它性能类似74LS373。数字信号由控制端信号的正跳沿输入。在ZGY—CS中用74LS273作为开关机状态数据锁存和显示，报警点灯等数字输出锁存。

CPU与74LS244、74LS373和74LS274的连接如图5.48所示。

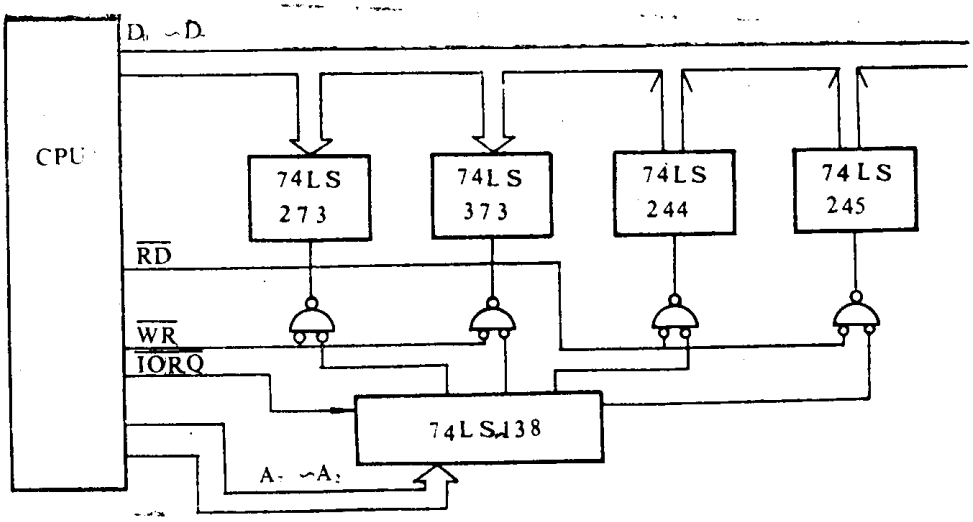


图5.48 单向I/O接口电路与CPU连接图

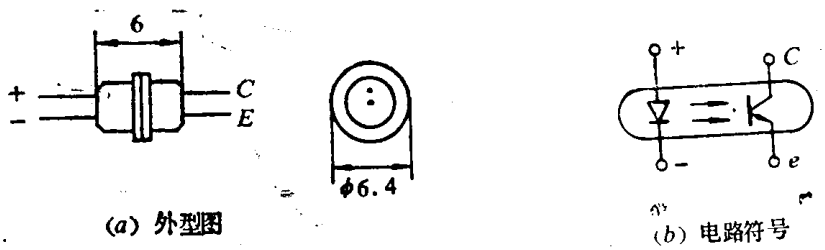
数字开关量输入输出数据只仅用CPU的二条输入输出指令即可完成。

对于输入有：IN A，（PORTII） ；从端口输入CPU累加器

对于输出有：OUT （PORTO），A ；从累加器输出到端口

二、隔离式数字开关量输入输出

在实时在线监控系统中，由于现场与微机有一定距离，如果微机接口与设备直接联接，就会产生很大的干扰，此外由于设备电源电压与微机系统的电源电压不一致时，为防止设备中各种浪涌电压给微机造成损坏。常采用隔离方法，把微机的输入输出接口和设备之间完全隔离开来。完全隔离有二种办法，一种用继电器隔离，一种用光电隔离。



(a) 外型图　　(b) 电路符号

图5.49 光电耦合器件

光电耦合器件有很多种品种。图5.49所示的是GD101—103金属封装光电耦合器件。发光源多采用峰值发光波长为9000（Å）左右的红外发光二极管，光敏器件多采用硅光敏三极管。当输入端通电使发光管产生光通量后，光敏三极管就感应出电流。随着输入电流的增加，光敏三极管输出电流也增加。图5.50是光电耦合器的电流——电流转移特性曲线。图中的I_F为发光管电流，I_C为光敏管输出电流，在作为数字开关量传送时，输入电流约10mA，即可使光敏管输出导通为“0”电平。而输入端电流为0时，光敏三极管没感应出电流，使输出开路为“1”电平。

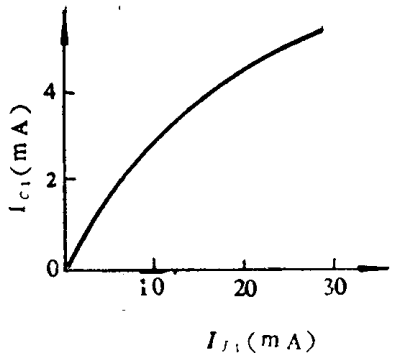


图5.50 光电耦合器电流/电流转移特性曲线

带光电隔离的输入输出电路如图5.51所示。

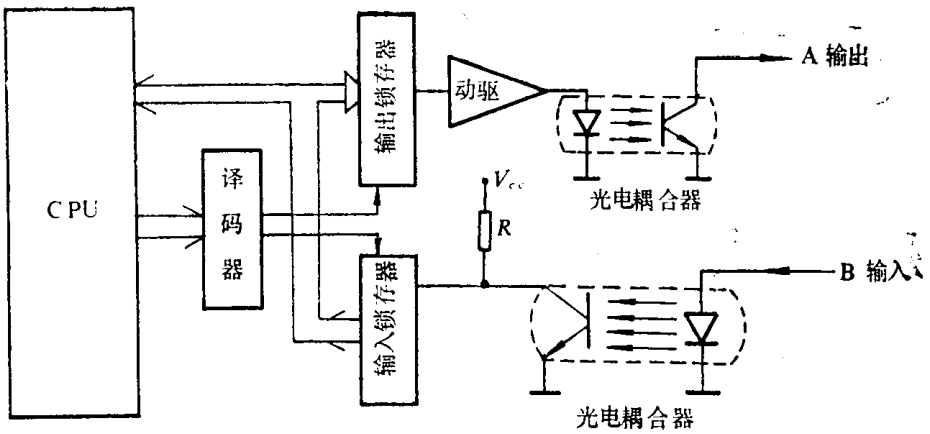


图5.51 带光电隔离的输入输出电路

微机监控系统采用光电耦合技术有下列优点：

1．输入输出之间完全隔离，一般绝缘电阻可达$10^9\Omega$。对于双列直插式光电耦合器件，绝缘电压可达2.5kV左右。因此在工业过程检测控制中可以有效地防止漏电，短路，打火和感应引起的过电压窜入计算机而损坏器件。

2．输入信号采用电流回路，使输入回路具有较低阻抗，有效地抑制了由电容耦合所造成的干扰。

3．共模抑制比（CMRR）大。抗共模干扰能力强。由于光电耦合器的输入线中窜入共模干扰时，它们对发光管的作用完全抵消。因而在微机监控系统中，可用光电隔离差动放大器放大电流互感器中产生的电流信号。图5.52所示即大功率电子管中灯丝电流检测放大电路部份。光电耦合器可使共模抑制比提高到230dB。

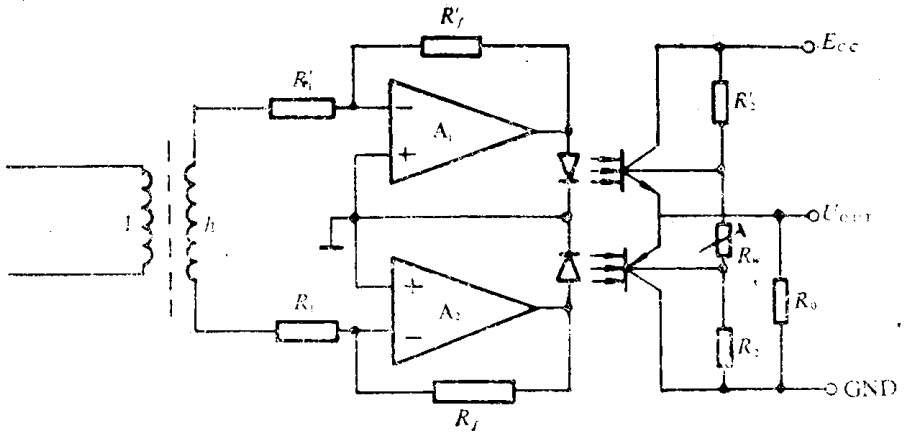


图5.52 光电隔离灯丝电流检测电路

4. 信号单向传送，输出信号与输入信号互相无影响。因此也可用光电隔离器件作为小信号中间隔离级去控制继电器，电磁阀等电感性负载回路。从而可以不使由于电感器工作时产生的反冲电压和其他干扰窜入微机而保证机器工作稳定。

5. 在微机监控系统中，被检测的设备和被控制的设备往往电压不同，有高有低。用光电耦合器可以方便地实现电平间的逻辑转换。而不必使系统电源统一化。且各电源之间无公共接地问题。

6. 光电隔离器件的工作频率高，转换时间快。一般约几微秒，最快可达到0.5μs。这也适用于瞬变信号的检测和控制。

7. 光电器件寿命长，不易损坏，体积小、价格低。作为信号隔离，它是一种理想的器件。

5.2.6 模拟量输出通道

我们知道，计算机是数字系统，计算机中的任何物理量都是以数字代码形式表示的。而在实际应用中，计算机所要检测和控制的参数几乎都是连续的模拟信号，这就需要在计算机和控制对象之间建立一个模拟量的输入输出通道，即模数转换和数模转换电路。下面分别加以介绍。

一、D/A转换电路

D/A转换器分串行输入和并行输入二种，串行D/A转换器的数据输入端只有一条引线。数据由高到低逐次输入。图5.53所示是串行输入D/A转换器AD7543的结构图。数据由SRI输入端送入，由STB_1，STB_2，$\overline{STB}_3$，$\overline{STB}_4$控制逐一输入到移位寄存器A中。当A装满时，用$\overline{LD}_1$、$\overline{LD}_2$信号将A中的数据送入B寄存器中，然后进行变换。$\overline{CLR}$信号使B寄存器复零。模拟量由OUT_1 OUT_2互补输出。

但在工业监控中，主要使用并行输入D/A转换器，因此，这里主要介绍并行D/A转换器。

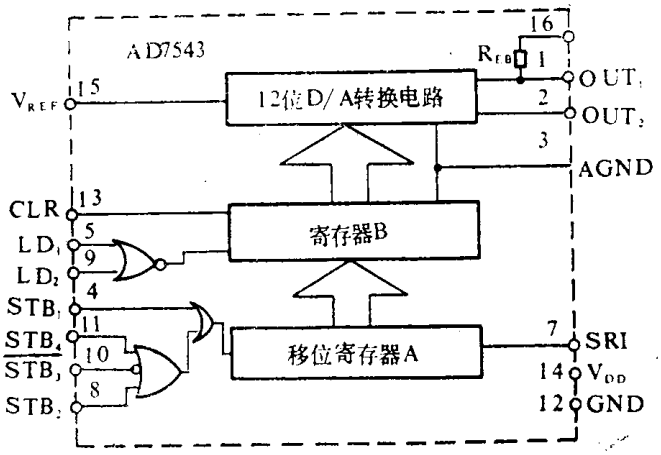


图5.53 AD7543结构框图

D/A转换器有四个部分组成：①电子开关$K_0 \sim K_n$，②电阻网络，③运算放大器A，④标准电压（参考电压）V_{REF}。在使用时，每位电子开关由一位二进制数控制，当该数是“0”时，开关断开；是“1”时，开关闭合，则把标准电压加到电阻网络中去。电阻网络则把标准电压转换成电流并将其求和送运算放大器放大输出。在集成电路D/A转换器中多采用T型电阻译码网络。T型电阻网络的特点是网络的阻抗不随电子开关的控制，而始终保持不变。图5.54所示为T型网络D/A转换器原理。其输出电压V_0与标准电压V_{REF}及电阻、开关之间的关系为

$$V_0 = \frac{-V_{REF}}{2R} \cdot R_0 \cdot \left(\frac{A_{n+1}}{2^0} + \frac{A_n}{2^1} + \cdots + \frac{A_0}{2^n} \right)$$

式中R_0为运算放大器的反馈电阻

A_i为表示二进制数码“1”或“0”

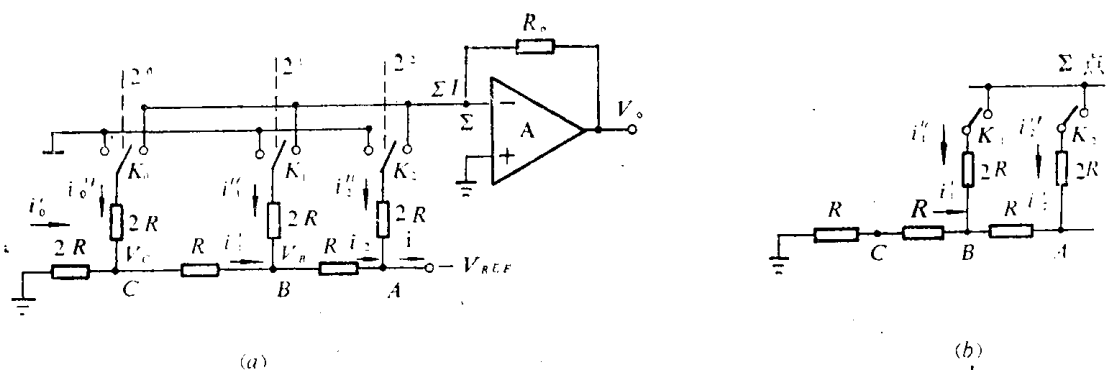


图5.54 D/A电路原理图

图5.55为常用D/A转换芯片——DAC0832。从图中可见，除了有一个8位D/A电流转换器外，还有两级8位的缓冲寄存器，它使转换有以下几种工作方式：①工作在输入、输出直通的工作状态，常用于连续控制的反馈环路中，②用于单缓冲器的操作方式，使两个寄存器之一处于始终直通的状态，另一个寄存器处于受控的锁存状态。③工作在双缓冲器工作

方式，此时必须用两步写操作。

DAC0832的外部引脚介绍如下：

1．$\overline{CS}$：片选，$\overline{CS}$与允许输入锁存ILE信号合起来可对$\overline{WR_1}$是否起作用进行控制。

2．ILE：允许输入锁存。

3．$\overline{WR_1}$：写信号1，用以将数字数据输入锁存于输入寄存器中。$\overline{WR_1}$必须同时与$\overline{CS}$和ILE有效。

4．$\overline{WR_2}$：写信号2，用以将锁存于输入寄存器中的数据传送到8位DAC寄存器中锁存起来，此时应有传送控制信号$\overline{XFER}$有效。

5．$\overline{XFER}$：传送控制信号，用来控制$\overline{WR_2}$。

6．DI_0～DI_7：8位数字量输入，DI_0为最低位。

7．I_{OUT1}：DAC电流输出1，当DAC寄存器中为全1时，输出电流为最大；当DAC寄存器中为全0时，输出电流为0。

8，I_{OUT2}：DAC电流输出2，I_{OUT2}为一常数与I_{OUT1}之差，即$I_{OUT1}+I_{OUT2}=$常数。

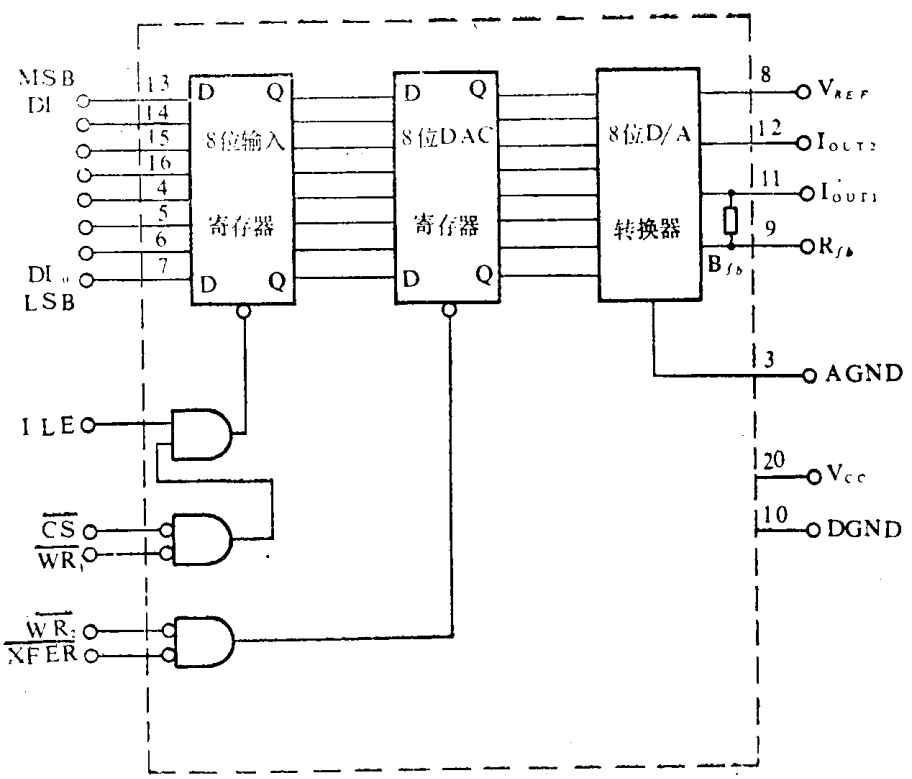
9．R_{fb}：反馈电阻，电阻固化在芯片内，用来作外部直流放大器的分路反馈电阻。

10．V_{REF}：参考电压输入。该端是将外部的标准电压源和片内的R—$2R$网络相接。V_{REF}可以超出+10～−10V范围，此端在作4象限放大应用时，又是模拟电压输入端。

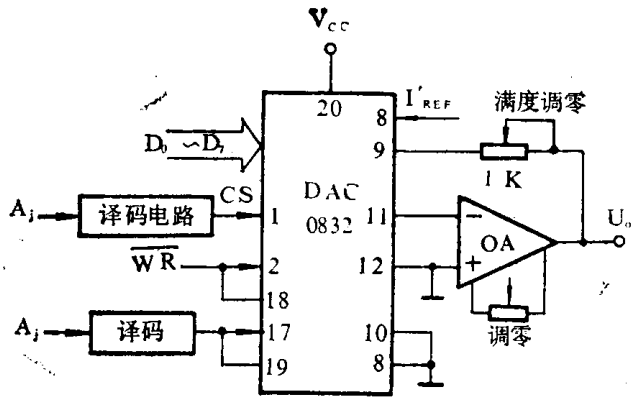
11．V_{CC}：数字电源电压。此端接电源电压，可从+5～+15V，最佳工作状态是用+15V。

12．AGND：模拟量地。模拟电路的接地端，应始终与数字电路地端相接。

13．DGND：数字电路地。



(a)DAC0832功能示意图



(*b*) DAC0832输出方式之一

图5.55 DAC0832芯片

DAC0832是电流输出器件，但在多数情况下，要求输出是电压，因此还须电流/电压转换。常用的方法是用运算放大器进行电流电压转换。其连接如图5.55(*b*)所示。

在图中，当V_{REF}接+5V（或−5V）时，输出电压范围是 0～5V（或0～−5V）。如果V_{REF}接+10V（或−10V）输出电压范围是0～10V（或0～−10V）。这种接法的数字量D与模拟量V_0之间的关系为：

$$V_0 = +V_{REF}\frac{D}{256}$$

式中D用十进制数表示，范围为0～255。可见当数据为全“1”时，

$$|V_0| = V_{REF}\frac{255}{256} < V_{REF}$$

上图输出电压极性由V_{REF}决定，或是正电压，或是负电压。因此也称单极性输出。但在连续控制系统中，往往要求采用双极性输出，即可以是正，也可以是负输出。这时只须再加一反相比例求和电路即可实现。其电路如图5.56所示。

图中运算放大器A_2的作用是把运算放大器A_1的单极性输出转换成双极性输出。原理如

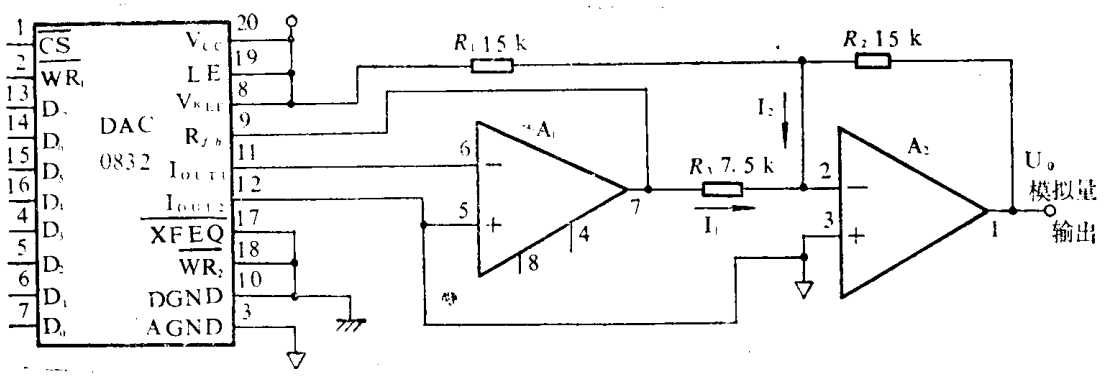


图5.56 DAC0832的双极性输出原理

下：运放A_2的输入电流为运放A_1的输出电流I_1与参考电压V_{REF}经R_1流向A_2的I_2相加。由于R_1与R_3的取值为2:1。在参考电压与A_1输出电压相同(满度)时。参考电压所产生的I_2为A_1输出的二分之一。这样恰恰使A_2的输出特性在A_1输出基础上位移了二分之一。即A_1的输出电压的二倍与参考电压求和，得到双极性输出，即模拟量输出电压V_0为：

$$V_0=-\left(\frac{R_2}{R_3}V_{A1}+\frac{R_2}{R_1}V_{REF}\right)$$

由于取$R_1=R_2=2R_3$，故有

$$V_0=-(2V_{A1}+V_{REF})$$

输入数据和双极性输出电压关系如下：

$$V_0=V_{REF}\times\left(\frac{D-128}{128}\right)$$

例如图5.56中，当V_{REF}为+5V时，输入数据为0，则输出模拟压$V_0=-5$V；而当输入数据为128（80H）时，$V_0=0$V；而当输入数据为255（FFH）时，输出模拟电压$V_0=5\times127/128$V≈5V。

DAC0832与CPU连接

由于DAC0832器件内部电路中已有数据锁存器，所以CPU与DAC0832的连接可以直接连接，如图5.57所示。

该电路中如果没有新的数据输入，它就保持原来的输出值。图中$\overline{WR_2}$和$\overline{XFER}$接成低电平，故8位DAC缓冲器始终是直通的，因此该电路属于单缓冲器工作方式。当执行输出操作时，$\overline{CS}$和$\overline{WR_1}$同时为低电平，CPU把数据打入DAC的锁存器中，再经过8位DAC缓冲器送D/A转换网络进行新的转换。

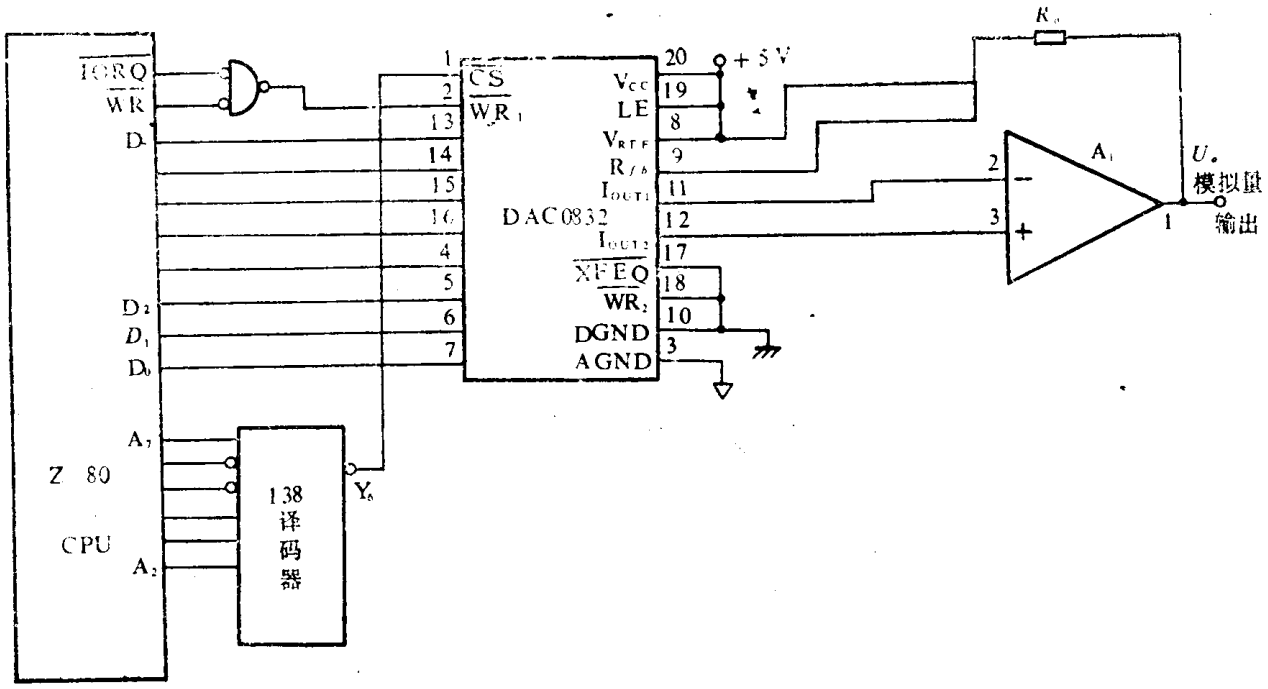


图5.57 DAC0832与Z80CPU连接

DAC0832的编程是很方便的。在此电路中，设它的接口地址为(98H)若要输出一个数据以改变输出模拟电压V_o，只须用以下指令：

```
LD   A, nn
OUT  (98H), A
 ⋮
```

其中*nn*为输出的数据，来自计算机处理的结果。

在D/A输出需要隔离的情况下，可以采用线性光电耦合器进行隔离，其原理如图5.58所示。图中T_D和T_G是光电耦合器的发光管和光敏管。T_O为被控电路的放大器。

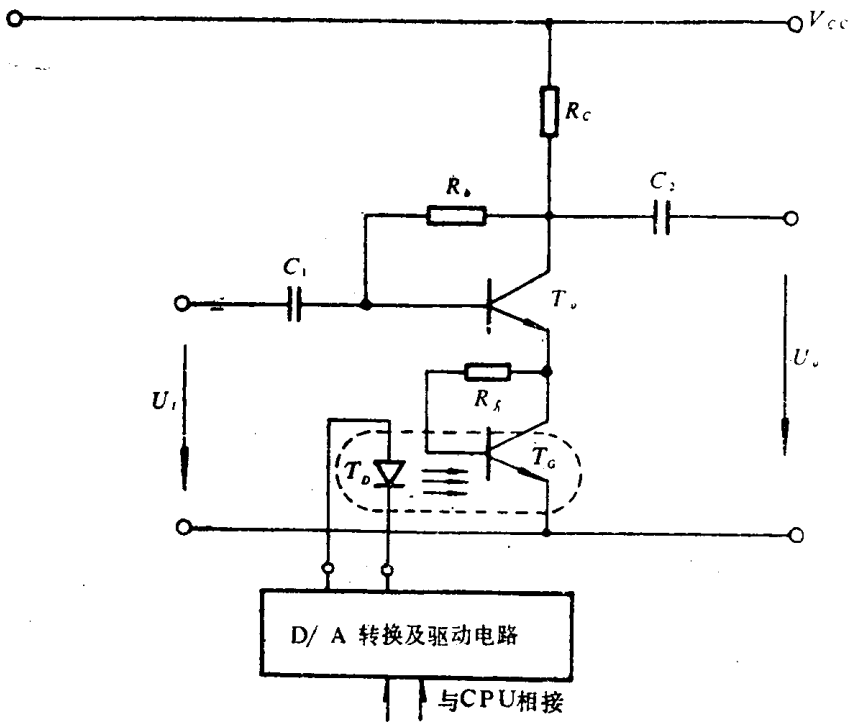


图5.58 D/A输出光电隔离电路

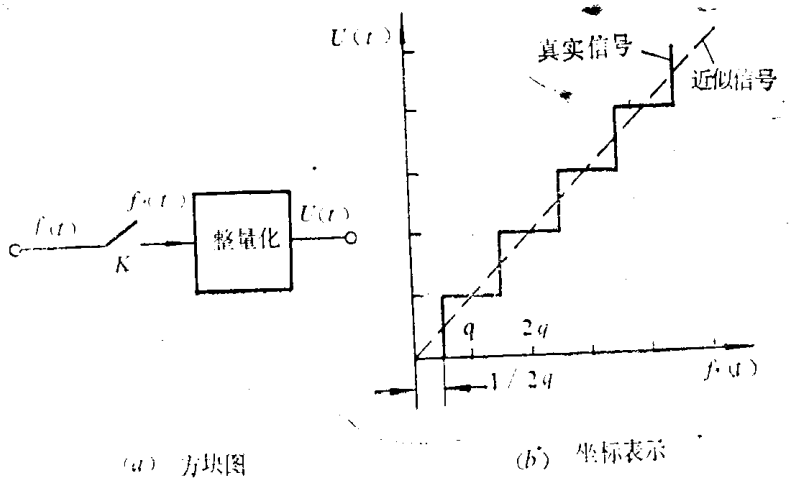
发光管T_D与计算机D/A输出的电流源相接，流经T_D的电流受计算机控制。光敏管在T_O放大器电路中起到一可变射极负反馈电阻的作用。改变D/A输出电流，可以改变发光管的发光强度，就可以改变光敏管的电流，从而改变了放大器回路中的增益，以达到模拟控制的目的。

5.2.7 模拟输入通道

一、A/D转换技术

A/D转换是实现模拟信号数字化的一种过程，是把通过采样得到的模拟信号幅值，经过整量化后转换成与之对应数字信号。

量化过程如图5.59所示。



(a) 方块图　　(b) 坐标表示

图5.59 整量化过程

为说明整量化过程，举一个天平称物体重量的例子：砝码种类有1g，2g，4g，8g，…，2^ng，如果物体重10.4g，0.4g被舍去，则称得结果是10g。这个例子说明了采样信号和数字信号的差别。例中10.4g相当于采样信号，而10g则是数字信号。如果要称的物体重量是10.6g，则可称得结果为11g。这样一种小数归整的过程，即为整量化，见图5.59(*b*)所示。

这样，数字信号和采用信号的差别，在于前者的幅值是断续的。若原始信号$f(t)$幅值有微小变化，只要这个变化不超过量化单位(本例量化单位为1g)，则整量化后的数字信号可以不变。所以，整量化过程可以视为“数值分层”的过程。

数字计算机中的信号是以二进制数的代码来表示的，任何值只能表示成二进制数的整数倍。比例中量化单位g是模/数转换器最低位二进制位(LSB)所代表的物理量，量化误差为$\pm\frac{1}{2}$g。在模/数转换器位数足够多的情况下，当经整量化而舍去的量足够小的时候，可以认为数字信号近似于模拟信号。在这个假设下，对数字系统的分析，可以沿用采样系统理论来进行。

二、A/D转换器的主要技术指标

正确使用A/D转换器应充分了解它们的主要技术指标

1. 分辨率。分辨率决定A/D转换器的精度和灵敏度，通常用数字量的位数来表示，如4位、8位、10位、12位、16位等等，位数越多，分辨率就越高。例如，8位A/D转换器，它的分辨率为：$1/2^8=1/256$；16位A/D转换器的分辨为$1/2^{16}=1/65536$。

表5.6和表5.7表示分辨率与位数的关系及量程电压与位数之间的关系。

表5.6为二进制各位权值或分辨率；表5.7是10V和10.24V量程中最低位值和满度减去最低位的值。在转换关系中，相当重要的一个因素是如何选择“满度”、最低位值和跃变点。大多数转换器满度为10V和10.24V。选用10.24V的目的是使最低位是10mV的倍数或约数。表5.7中列出了分辨率在2^{-16}以内且满度为10V和10.24V的转换器最低位值、全“1”值（即满度减去最低位值），以及在1/2最低位值(调零用)和全“1”(满度减去$1\frac{1}{2}$最低位值，调节放大系数用）值处的**跃变值**。当使用的满度为5V或5.12V时，只需把各数除以2。

表5.6 二进制各位权值或分辨率

位　号	2^{-n}	$1/2^n$(分数)	%
满　度		1	100
最高位1	2^{-1}	1/2	50
2	2^{-2}	1/4	25
3	2^{-3}	1/8	12.5
4	2^{-4}	1/16	6.2
5	2^{-5}	1/32	3.1
6	2^{-6}	1/64	1.6
7	2^{-7}	1/128	0.8
8	2^{-8}	1/256	0.4
9	2^{-9}	1/512	0.2
10	2^{-10}	1/1024	0.1
11	2^{-11}	1/2048	0.05
12	2^{-12}	1/4096	0.024
13	2^{-13}	1/8192	0.012
14	2^{-14}	1/16384	0.006
15	2^{-15}	1/32768	0.003
16	2^{-16}	1/65536	0.0015

表5.7 10V和10.24V量程中最低位值和满度减去最低位的值

位数 n	10V满度				10.24V满度			
	最低位	全1(V)	A/D跃变点		最低位	全1(V)	A/D跃变点	
			至最低位(1/2最低位)	至全1(V)			至最低位(1/2最低位)	至全1(V)
1	5V	5.0	2.5V	2.5	5.12V	5.12	2.56V	2.56
2	2.5V	7.5	1.25V	6.25	2.56V	7.68	1.28V	6.40
3	1.25V	8.75	625mV	8.13	1.28V	8.96	640mV	8.32
4	625mV	9.38	312mV	9.07	640mV	9.60	320mV	9.28
5	312mV	9.69	156mV	9.53	320mV	9.92	160mV	9.76
6	156mV	9.84	78.1mV	9.76	160mV	10.08	80mV	10.00
7	78.1mV	9.92	39.1mV	9.88	80mV	10.16	40mV	10.12
8	39.1mV	9.961	19.5mV	9.941	40mV	10.20	20mV	10.18
9	19.5mV	9.980	9.77mV	9.970	20mV	10.220	10mV	10.21
10	9.77mV	9.990	4.88mV	9.985	10mV	10.230	5mV	10.225
11	4.83mV	9.9951	2.44mV	9.9927	5mV	10.235	2.5mV	10.232
12	2.44mV	9.9976	1.22mV	9.9963	2.5mV	10.2375	1.25mV	10.2362
13	1.22mV	9.9988	610μV	9.9982	1.25mV	10.2388	625μV	10.2382
14	610μV	9.9994	305μV	9.9991	625μV	10.2394	312μV	10.2391
15	305μV	9.99970	153μV	9.99955	312μV	10.23969	156μV	10.23953
16	153μV	9.99985	76μV	9.99977	156μV	10.23984	78.1μV	10.23976

2．量程。量程指的是模拟电压输入的范围，包括正负。如量程为0～＋5V，0～＋10V，－5V～＋5V等等。多量程时所对应的转换精度也不同。

3．精度。有绝对精度和相对精度两种表示方法。常用数字量的位数作为度量绝对精度的单位，如精度为最低位LSB的±1/2位，即±1/2LSB。如果满量程为10V，则10位绝对精度为4.88mA（见表5.7）。若用百分比来表示满量程时的相对误差，则10位相对精度为0.1%（见表5.6）。注意，精度和分辨率是两个不同的概念。精度是指转换后所得结果相对于实际值的准确度，而分辨率指的是能对转换结果发生影响的最小输入量。如满量程为10V时，其10位分辨率为9.77mV。但是，即使分辨率很高，也可能由于温度漂移、线性不良等原因而并不具有很高的精度。

4．转换时间。完成一次模拟量——数字量转换所必需的最少时间，不同的种类有不同的转换时间，最快可达几ns，最慢的为ms级。逐次逼近式单片A/D转换器转换时间的典型值为1.0μs～200μs。

5．对基准电源的要求。基准电源的精度将对整个系统的精度产生影响，故选片时应考虑是否要外加精密参考电源等。

6．输出逻辑电平。多为与TTL电平配合。在考虑数字量输出与微处理器数据总线的关系时，应注意是否要用三态逻辑输出，是否要对数据进行锁存等。

7．工作温度范围。由于温度会对运算放大器和电阻网络产生影响，故只有在一定温度范围内才能保证额定精度指标。较好的转换器件工作温度为－40～85℃，差的只有0～70℃。

三、几种典型的A/D转换器芯片

A/D转换器种类很多，下面介绍几种常用的A/D转换器芯片。

1．8位A/D转换器ADC0808，0809

（1）ADC0808，0809是一种带有8位A/D转换器、8位多路开关以及与微处理机兼容的控制逻辑的CMOS组件。8位A/D转换器的转换方法为逐次逼近法。在A/D转换器内部含有一个高阻抗斩波稳定比较器，一个带有模拟开关树组的256R分压器，以及一个逐次逼近的寄存器。八路的模拟开关由地址锁存器和译码器控制，可以在八个通路中任意访问一个单边的模拟信号。其原理框图如图5.60所示。

这种器件无需进行调零和满量程调整，又由于多路开关的地址输入能够进行锁存和译码，而且它的三态TTL输出也可以锁存，所以易于与微处理机进行联接。

从图中可以看出，ADC0808，0809由两大部分组成，第一部分为八通道多路模拟开关，控制A、B、C端和地址锁存允许端，可使其中一个通道被选中。第二部分为一个逐次逼近型A/D转换器，它由比较器、控制逻辑、输出锁存缓冲器、逐次逼近寄存器以及开关树组和256R电阻分压器组成。由后两种电路（即开关树组和256R电阻分压器）组成D/A转换器。控制逻辑用来控制逐次逼近寄存器从高位到低位逐次取一，然后将此数字量送到开关树组（8位开关），用来控制开关K_7～K_0与参考电平相连接，参考电平经256R权电阻分压器，则输出一个模拟电压V_c，V_c与V_x在比较器中进行比较，当$V_c>V_x$时，本位$D_i=0$，当$V_c<V_x$时，则本位$D_i=1$。因此，从D_7～D_0比较8次则逐次逼近寄存器中的数字量，即与模拟量V_x所相当的数字量相等。此数字量送入输出锁存器，并同时发转换结束信号。

（2）ADC0808，0809的管脚及功能。

ADC0808，0809的管脚，如图5.61所示。

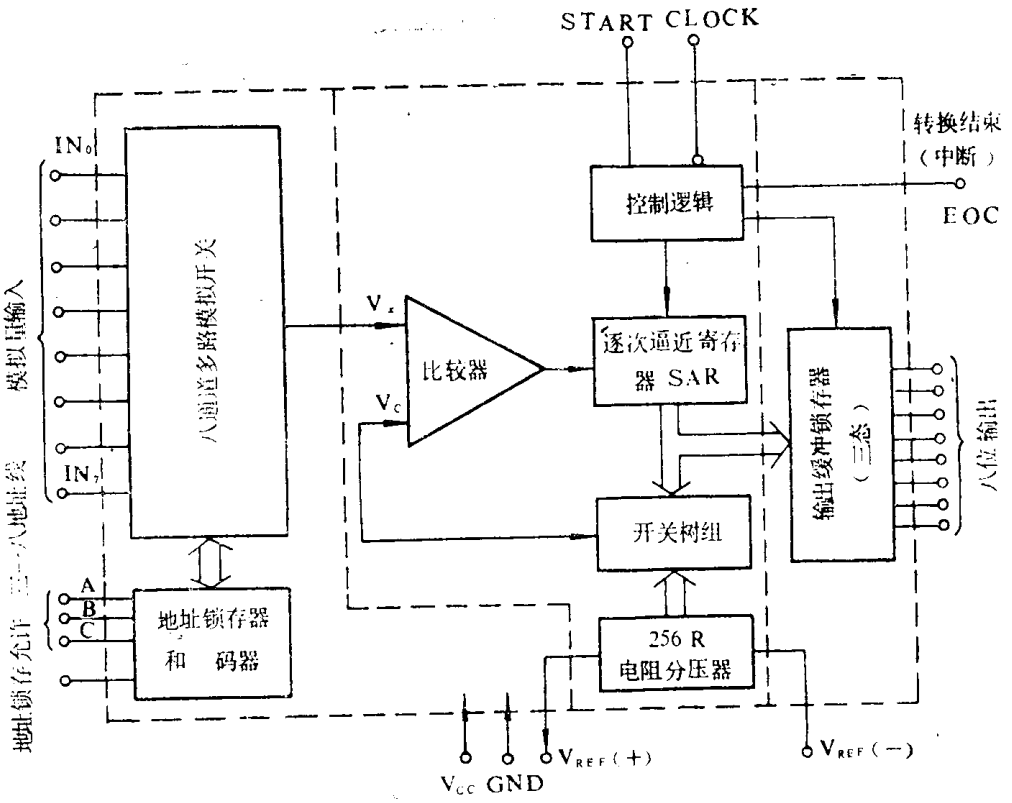


图5.60 ADC0808，0809原理图

在图5.61中，各管脚的功能如下：

1）IN0～IN7—八个模拟量输入端。

2）START—启动A/D转换器，当START为高电平时，开始A/D转换。

3）EOC——允许输出信号，也叫转换结束信号。当A/D转换完毕之后，发出一个正脉冲，表示A/D转换结束，此信号可用做A/D转换是否结束的检测信号或中断申请信号（加一个反相器）。

4）OUTPUT ENABLE(OE)——输出允许信号，当此信号被选中时，允许从A/D转换器锁存器中读取数字量，此信号即为ADC0808，0809的片选信号。

5）CLOCK(CLK)——实时时钟，可通过外接*RC*电路改变时钟频率。

6）ALE——地址锁存允许，高电平有效。当ALE为高电平时，允许C、B、A所示的通道被选中，并将该通道的模拟量接入A/D转换器。

7）ADDA，ADD*B*，ADDC——通道号译码输入端，C为最高位，A为最低位。

8）D_7～D_0——数字量输出端。

9）$V_{REF}(+)$，$V_{REF}(-)$——参考电压端，用来提供D/A转换器权电阻的标准电平。$V_{REF}(+)=5V$，$V_{REF}(-)=0V$。

10）V_{cc}——电源电压，+5V。

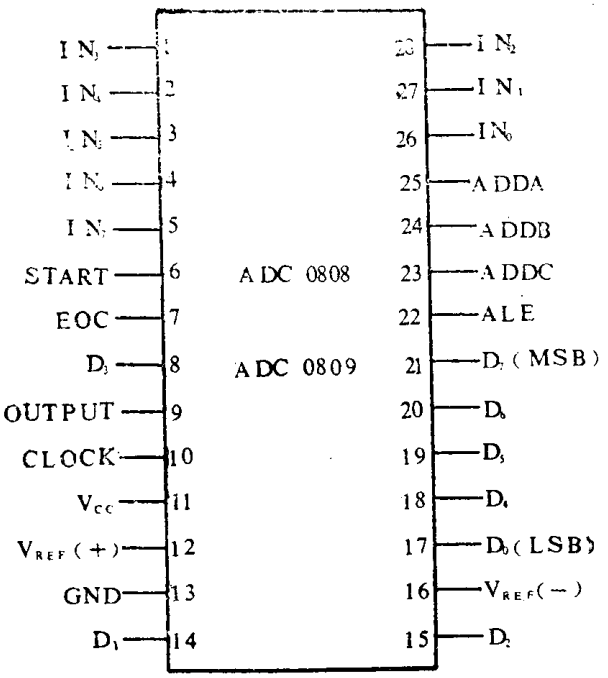


图5.61 ADC0808，0809管脚图

11）GND——接地端。

ADC0808，0809的典型应用，如图5.62所示。

（3）时序图及技术指标

1）时序图

该转换器的时序图如图5.63所示。

2）技术指标

a.分辨率　　8位

b.总的不可调误差

ADC0808　　$\pm\frac{1}{2}$LSB

ADC0809　　±1 LSB

c.变换时间　　100μs

d.第一电源　　5 V

e.温度范围　　−40℃～+85℃

f.低功耗　　15mW

g.不失调编码；

h.按比例操作，或参考电压接直流5V，或接可调的模拟电压。

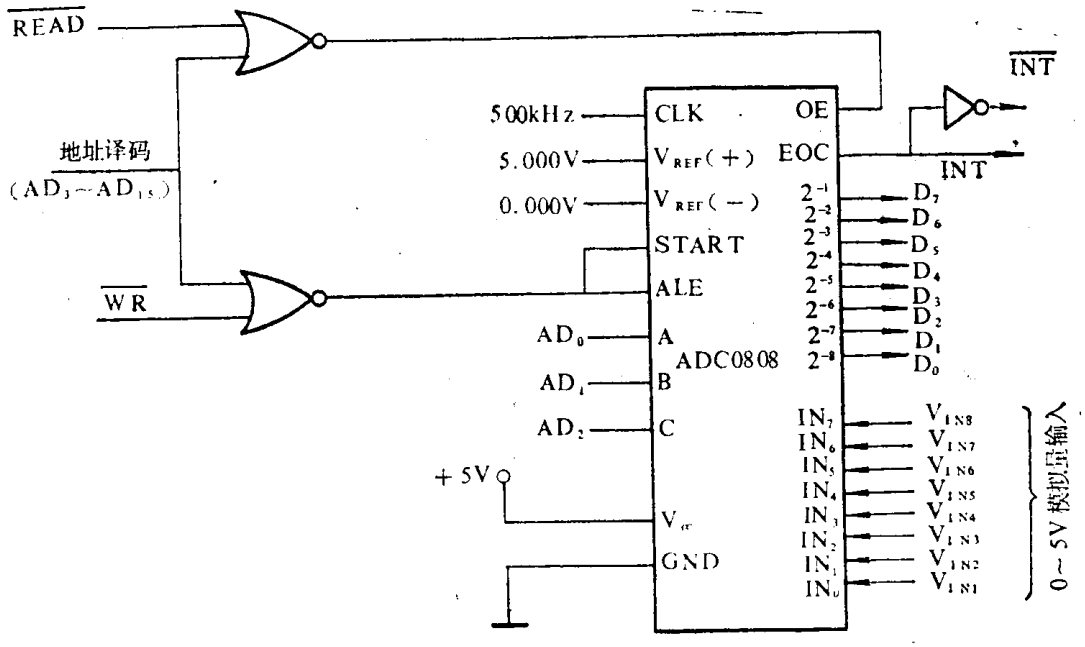


图5.62 A/D转换器应用接线图

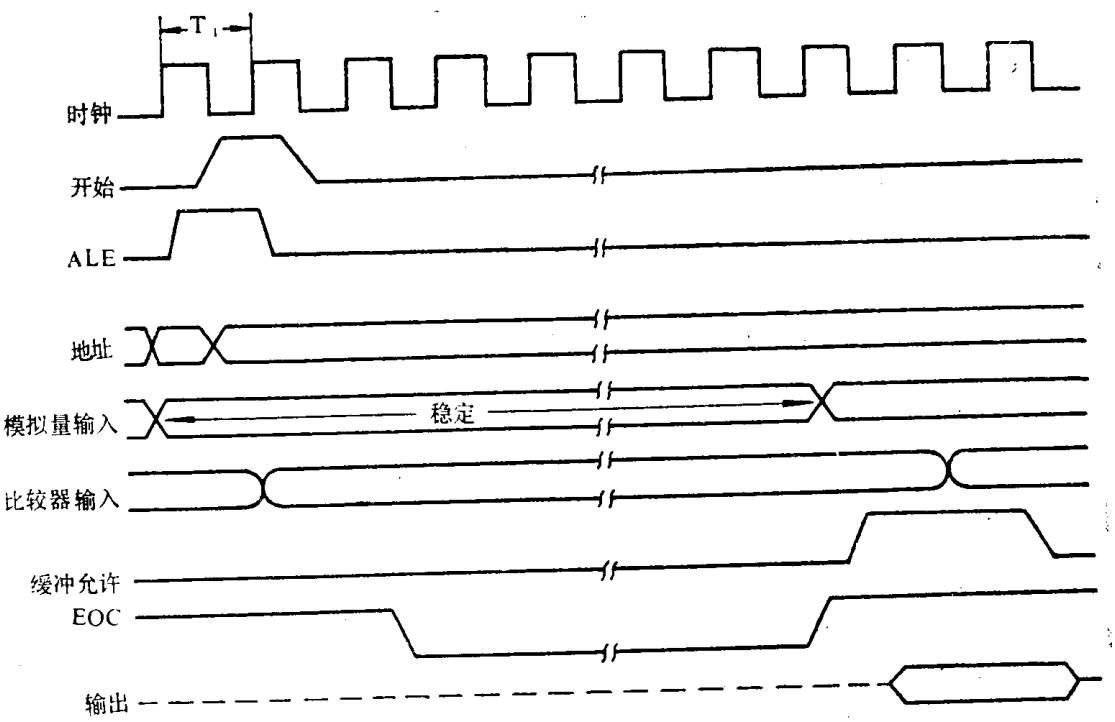


图5.63 ADC0808，ADC0809时序图

总之，ADC0808，0890具有较高的变换速度，较高的精度，较小的温度影响，较好的长期精度和重复度以及较低的功耗，而且还带有八路模似开关，所以用于过程控制是比较理想的器件。

（4）ADC0808（0809）与Z80-CPU连接。

ADC0808（0809）与CPU的连接同CPU检测方式有关，如果是中断方式下检测，则A/D转换结束信号加到中断电路中，此时输入数据在中断方式下进行。由于A/D转换器不能提供中断矢量，因此往往借用其他接口电路中的中断矢量。如图5.64所示。此电路中，A/D中断请求是通过CTC向CPU产生的。当CPU启动A/D转换器后，就去执行其他程序，而输入数据则在CTC中断服务程序中完成。

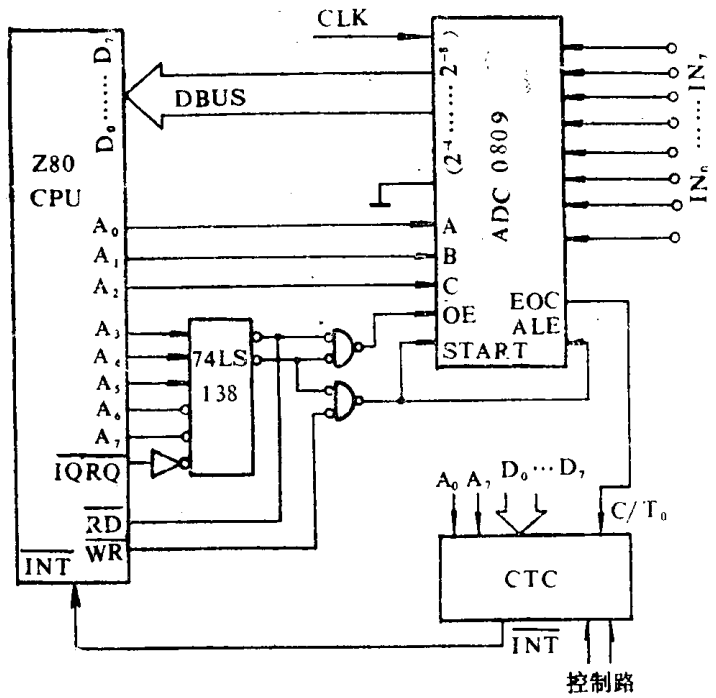


图5.64 采用中断方式输入的A/D转换电路与CPU连接

该电路的编程分对CTC初始化和启动A/D转换器二部分，程序如下：

设置CTC：

```
LD    A, nnH        ;    中断向量高位地址
LD    I, A          ;
LD    A, 00H        ;    写入中断向量
OUT   (CTC0), A     ;
LD    A, 005H       ;    计数方式，允许中断
OUT   (CTC0), A     ;
LD    A, 01H        ;    装入1个数
OUT   (CTC0), A     ;
IM2                 ;    中断方式2
```

```
        EI              ;       开中
        ⋮
```

设置完毕后，当CTC$_0$的T/C$_0$端输入一正脉冲，它就会发出中断请求信号（$\overline{INT}$有效），从而进入中断服务程序。此时在中断入口*nn*00H地址中存放中断服务程序首地址。程序如下：

```
  nn00: CTIS
  CTIS: IN    A, (C)          ; 从C寄存器口读进数据，并存入HL寄存器所指单元
        LD    HL, (ADCM)      ;                                ADCM中
        LD    (HL), A         ;
        INC   C               ; 指向下一个输入地址
        IN    HL              ;
        LD    (ADCM), HL      ; 保存数据有效地址
        LD    A, C            ;
        LD    (mm), A         ; 保存口地址
        RETI                  ; 中断返回
```

设置好了CTC后，要进行A/D转换只须调用如下程序即可。

```
 ADCSV: EXX
        EX    AF, AF'         ;
        LD    A, (mm)         ;
        CP    08, A           ;
        JR    Z, END          ;   A/D口送C寄存器
        LD    C, A            ;
        OUT   (C), A          ;   启动A/D
        JR    ENDI            ;
   END: LD    A, nn           ;
        LD    (mm), A         ;   重新置口地址
  ENDI: EX    AF, AF'         ;
        EXX                   ;
        RETI                  ;
```

执行以上程序后，CPU一次可以取进ADC0808（0809）的八路模拟量。

在程序控制输入时，ADC0808（0809）与CPU连接和图5.64基本相同，所不同的是它不需要中断方式下取数据，因此产生中断请求的这部分线路就可以省略了。即省略了在图5.64中与CTC电路的连接部分。

2. 8位16路A/D转换器

ADC0816，0817模数转换器件同ADC0808,0809一样是一种8位的单片CMOS器件。含有16通道多路转换器和微机兼容的控制逻辑，也采用逐次比较技术，内部结构如图5.65所示。

它的特点是具有高阻抗的比较器、256个电阻的电压分压器和模拟开关树以及逐次逼近寄

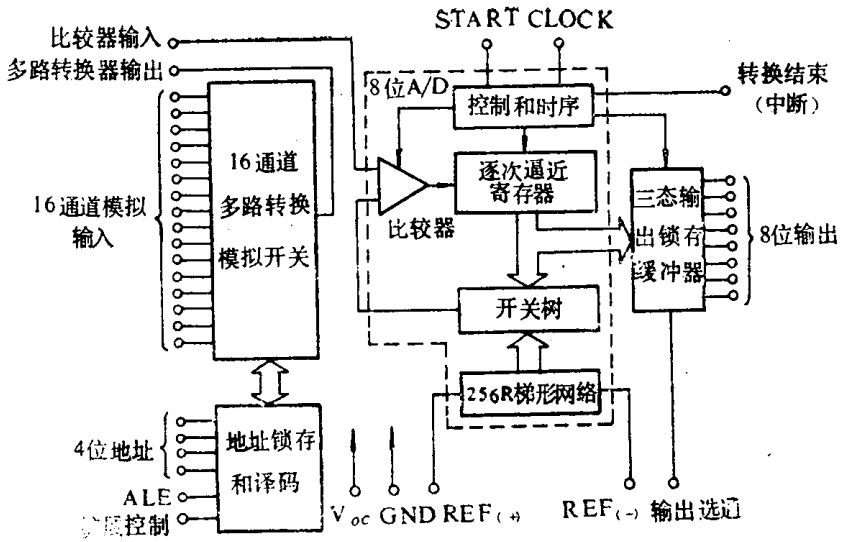


图5.65 ADC0816，ADC0817内部结构

存器。16个通道的多路转换器可直接接通16个单端模拟信号中的任何一个，并提供有通道扩充用的逻辑。对任何模拟输入信号的信号调节工作可在多路转换器输出和8位模/数转换器输入之间进行。

该器件不需要在外部进行零点和满度调节，由于多路转换器的地址输入受到锁存和译码，而且有锁存的TTL三态输出，所以易于与微处理机相接，也可单独工作。

设计ADC0816、ADC0817时采纳了多种模/数转换技术的长处，特别适用于过程控制等。

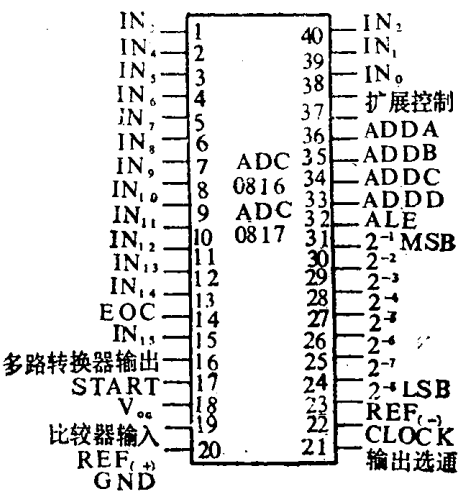


图5.66 ADC0816、ADC0817引脚图

图5.66是ADC0816，0817的引脚，了解了ADC0808，0809以后，不难看懂每引脚的功能。

图5.67是ADC0816，0817的典型应用。除了多一路输入控制端外，与ADC0808，0809一样使用。

主要技术特性

- 分辨率为8位；
- 不经调整的总误差为：$\pm\frac{1}{2}$LSB和$\pm$1LSB；
- 不会漏失代码；

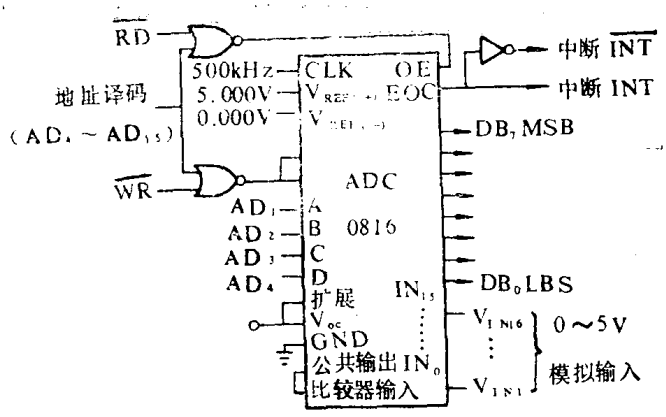


图5.67 ADC0816、ADC0817的典型应用

- 转换时间为100μs；
- 单电源为 5 V；
- 电位器式工作，或者用 5 V_{DC}或量程经过调准的模拟电压基准工作；
- 16通道多路转换器，带锁存控制逻辑；
- 输出符合TTL电压电平规范；
- 用一组5V电源时模拟输入电压范围为 0 ～5V；
- 标准的气密性的塑封40脚双列直插式封装；
- 温度范围为－40℃～＋85℃或－55℃～＋125℃；
- 功耗低为15mW；
- 锁存的三态输出；
- 信号调节电路可直接接在“比较器输入”和“多路换转器输出”之间。

ADC0816（0817）与CPU连接可参考上面ADC0808与CPU的连接，所不同的是ADC0816（0817）的输入模拟量有16个，故有四条地址线直接与它连接。因此译码电路中，需要四根地址进行译码。

ADC0816（0817）的编程器与ADC0808（0809）一样，这里就不重复了。

四、模拟量输入输出电路的调整

前面已介绍了模数，数模转换的原理及转换器件。我们知道，要得到精确结果，除了有精密的检测电路和稳定的执行电路外，还必须对转换电路进行调整。通常有如下几个方面：

1．CLK调整

输入时钟CLK是作为模数转换器逐次逼近寄存器（SAR—successive approximation registor）的计数时钟。输入时钟有一定要求，如ADC0808，ADC0809及ADC0816等器件中时钟频率不能超过500kHz。但是频率不宜太低。太低了影响转换速度，在用外部*RC*电路作时钟的振荡元件时，调节*R*或*C*可以得到要求的频率。通常可由主机的时钟脉冲分频得到。

2．参考电源的调整

模拟量输入输出器件的精度也取决于参考电压的精度。通常参考电压需要很稳定，很精确，因此需要进行调整。由于参考电压电流很少，所以可以用运放组成参数稳压形式的可调

参考电压源。如图5.68所示。调R_2的电阻值就可以得到稳定的V_{REF}电压（目前已有精密基准电压芯片出售，根据实际需要选用，可查阅有关产品手册）。

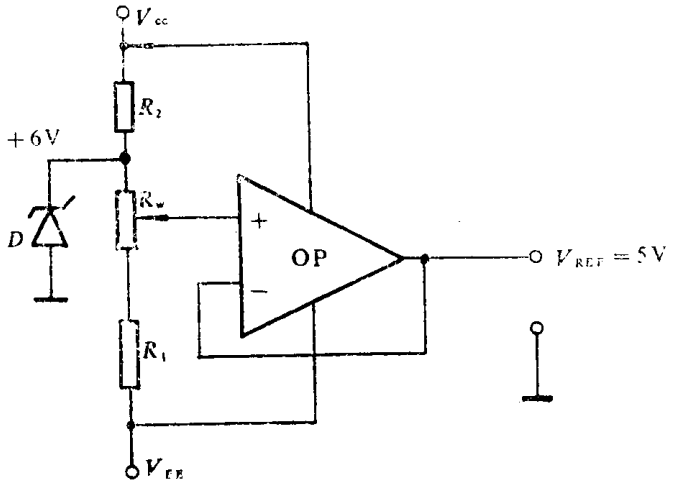


图5.68 可调参考电压源原理图

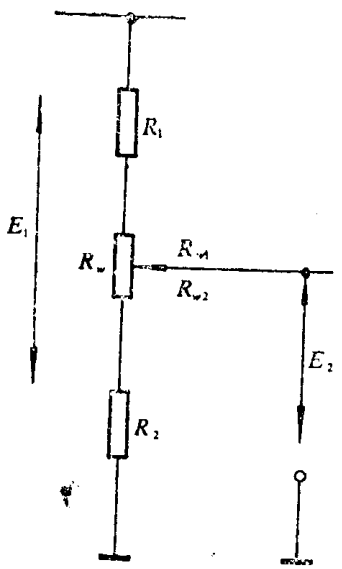
3. 模拟量输入的极性调整

在输入为负值时，要使转换正常进行，只要把参考电压V_{REF}的极性改成负即可。这时的输出数据就是负值了。

4. 模拟输出电路的调整。

数模转换后要驱动负载，往往要接放大器或跟随进行电压放大或电流放大。

调整反馈电阻R_f，就可以调节放大器增益。



$$E_2=\frac{R_2+R_{w2}}{R_1+R_2+R_w}E_1=KE_1$$

图5.69 直接电压检测电路

5.2.8 检测电路

在微机监控系统中，被检测的物理量必须转换成计算机所能接受的信号，这就首先要求把被测的物理量转变为电量。实现这种转换的电路称为检测电路 。检测电路分传感器和放大器二部分。

一台发射机，要检测的参数很多，既有电流、电压，功率等电量，也有温度、湿度、烟雾等非电量。下面简单介绍调频监控系统中所有的传感器检测电路。

1. 直接取样检测电路

直接取样检测电路是指检测电路的输出信号直接取自被检测的信号。如例FM发射 机中的一些直流电压，就是采用直接检测电路检测出来的。该电路通常用电阻或电位器作为传感器。由于这种检测电路有一定的功耗，因此要求被测量的电路有一定的负载能力。一般这种检测电路中的各电阻器要求有较高的精度。图5.69所示为直接电压检测电路。

2．间接取样检测电路

间接取样检测电路与直接取样检测电路不同的是，电路的输出信号来自于被检测量的间接变换信号，通常是非电量检测的一种方法。例如用热敏器件测温度，用光敏器件检测亮度和用气敏器件检测空气中的特殊气味（如烟雾等等）。图5.70所示是FM发射机中检测温度的一种检测电路。图中R_T为热敏电阻，R_2，R_3为桥路平衡电阻，R_1为调零电阻，R_4为满度校正电阻。当温度变化而使热敏电阻阻值变化，从而去破坏桥路平衡，产生输出，经放大器放大送A/D转换装置转换。

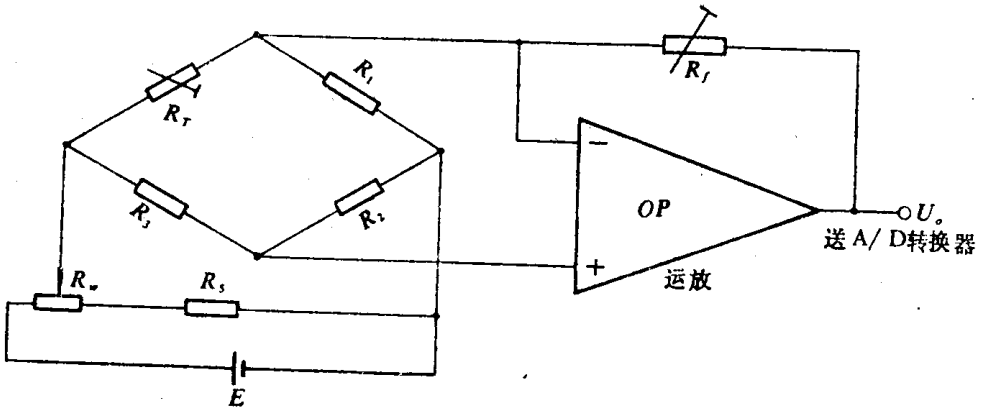


图5.70 温度检测电路原理

3．交流感应式取样检测电路

感应式取样检测电路是使用电磁感应原理把被检测的物理量（电压，电流）通过变压器或互感器取样的一种检测电路。通常为交流电压，交流电流等一些参数的取样。例如FM发射机中的供电电压380V相平衡就是通过这种检测电路检测的。其原理如图5.71所示。

相平衡时，零线电流≈0，互感器无输出，放大器A无输出，比较器B输出为零电平。当相不平衡时，零线电流＞0。互感器感应出电流经放大器A放大，二极管D整流及C_1滤波后产生直流电压，经比较器的比较。若到达一定值时，比较器输出为高电平，送计算机接口PIO电路。调节电位器R_W可调节相平衡灵敏度。

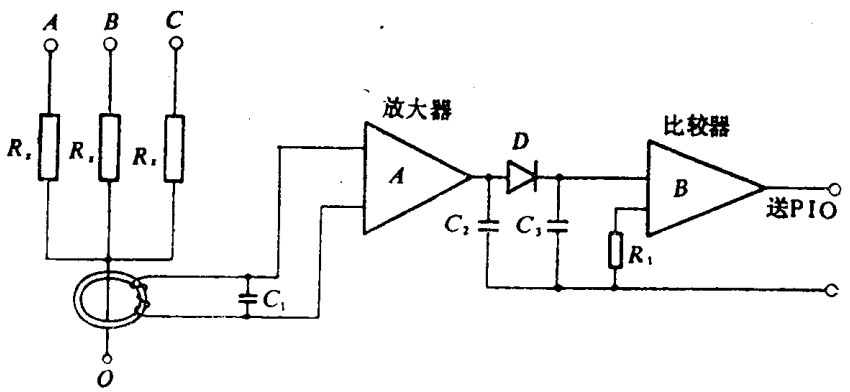


图5.71 相平衡检测电路

4．定向耦合器式检测电路

在FM立体声广播发射机中，其超高频输出功率，VSWR等参量的检测都不宜用电阻检测电路来检测，一般都用定向耦合器耦合出入射波和反射波，然后利用有关原理计算出VSWR，从而可监视天线负载的匹配情况。

（1）定向耦合器原理

定向耦合器式检测电路的结构原理如图5.72所示。

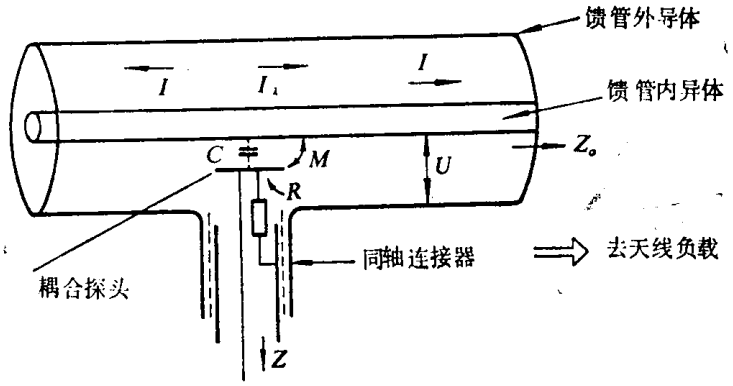


图5.72 定向耦合器结构示意图

如图所示，这种定向耦合器是由耦合探头与调节机构组成。它常常装在发射机各级的输入，输出端的同轴线路中，用来传感高频信号。

设主馈线阻抗为Z_0，耦合回路的负载阻抗为Z，线上的任一点电压为U，电流为I，入射波电压为U_i，电流为I_i，反射波电压，电流分别为U_R、I_R。根据传输线理论

$$\left.\begin{aligned} &U=U_i+U_R \qquad I=I_i+I_R\\ &U_i=I_iZ_0\\ &U_R=-I_iZ_0 \end{aligned}\right\} \tag{5.9}$$

设耦合探头与馈线内导体间的分布电容为C，则当$\frac{1}{\omega C}\gg R$时，R两端由C引起的电压e_0为

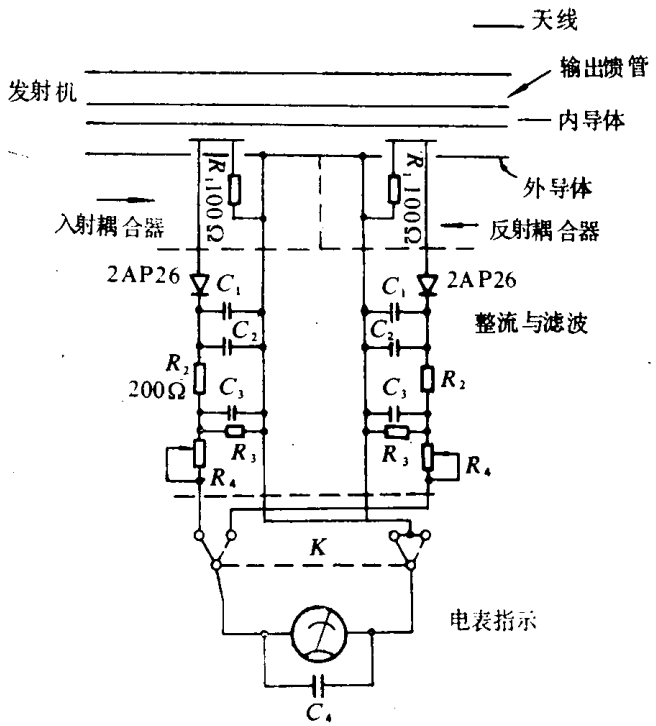
$$e_0=j\omega C\cdot R\cdot U=j\omega C\cdot R\cdot(U_i+U_R)$$

而耦合探头与馈线内导体之间还有电感耦合，因此由其互感M所建立的电压e_M为

$$e_M=j\omega MI=j\omega M(I_i+I_R)=\frac{j\omega M}{Z_0}(U_i-U_R)$$

命 $jCR=j\frac{M}{Z_0}=k$，则：

$$\left.\begin{aligned} &e_0=\omega k(U_i+U_R)\\ &e_M=\omega k(U_i-U_R)\\ &e_0+e_M=2\omega kU_i\\ &e_0-e_M=2\omega kU_R \end{aligned}\right\} \tag{5.10}$$



R_1 = 100Ω 1/8W　R_2 = 200Ω　R_3 = 2kΩ　R_4 = 3kΩ
C_1 = 0.01μF　C_2 = 1000pF　C_3 = 1000pF　C_4 = 0.01μF

图5.73 入射功率表与反射功率表原理图

从上式可知，只要将定向耦合器的耦合探头方向改换一下，就可以改变输出，使输出可以是e_C+e_M，也可以是e_C-e_M。这就是说，耦合器既可以只耦合入射波，也可以只耦合反射波。

（2）VSWR的测量

众所周知，馈线上的电压驻波比（VSWR）可以用下面的公式来计算：

$$VSWR=\frac{1+\sqrt{P_R/P_i}}{1-\sqrt{P_R/R_i}} \qquad (5.11)$$

式中：P_i、P_R分别为入射和反射功率。

因此，根据式（5.10），只要用两个耦合探头就可同时检测到入射和反射功率。图5.73是其原理图。而图5.74是根据式（5.11）绘制的关系曲线。

在监控系统中，VSWR是通过计算机计算后得到。这样既方便又准确。

5．光电耦合检测电路

在需要进行完全隔离的检测电路中，用光电耦合器作为信号的传送是一种较为理想的方法。其性能在5.2.6节中有介绍，这里不赘述了。其转换特性如图5.50所示。使用时，可用它其中的一段线性较好的区域作为模拟信号工作范围。

光电耦合器用于模拟电路中的最大缺点是工作范围小和线性差。同时由于不同的光电管的离散性，使得彼此互换性差，故一般用于要求不高的场合。

光电耦合器更多地被用于开关量的检测电路。在这种电路中，发光管接在开关量的输入端，随着开关量的变化，发光管也只有“有光”和“无光”二种变化。而使光敏管有电流和无电流二种状态，从而使开关量信号得以传送。

6．其他检测电路

其他检测电路也有很多，有水银开关检测电路，继电器检测电路，红外检测电路等等，本文不作介绍。

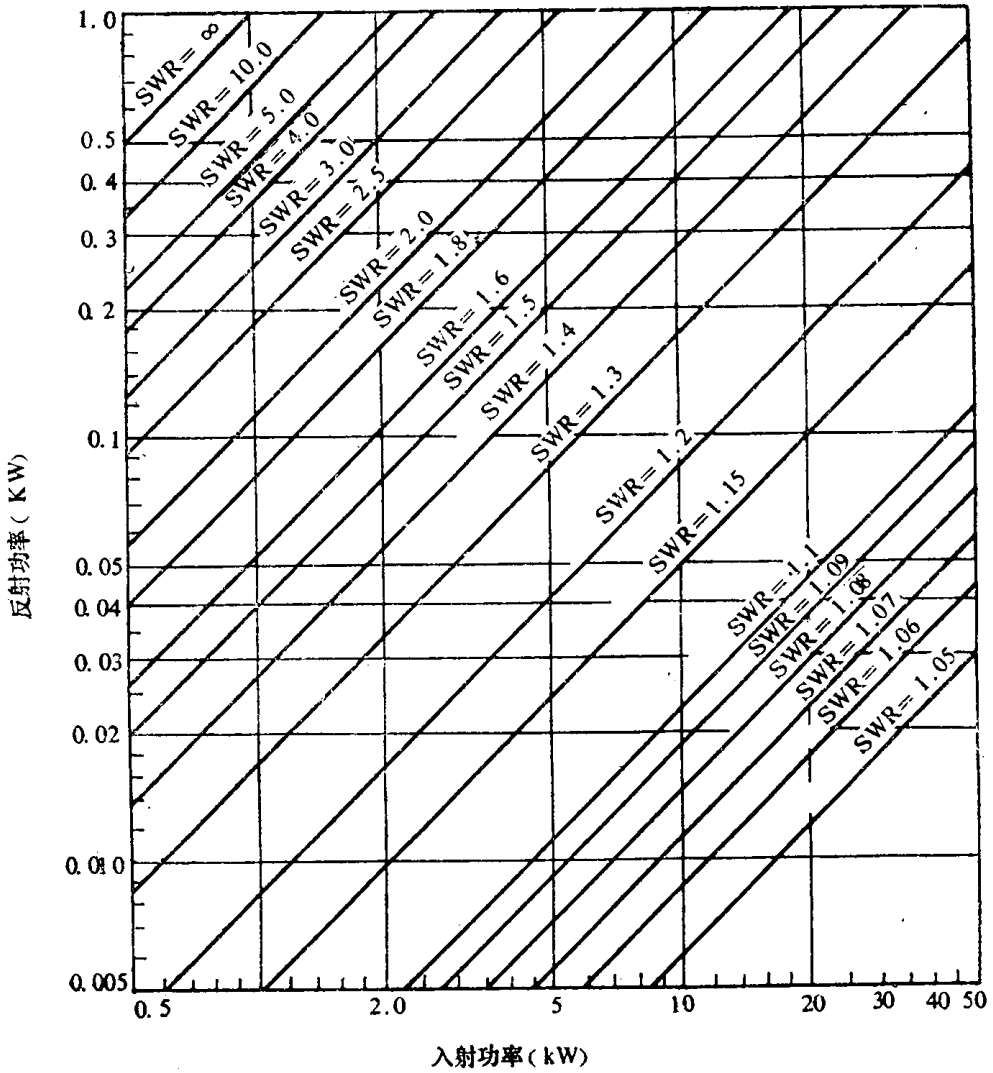


图5.74 驻波比相对于入射功率和反射功率的曲线图

5.3 调频微机监控系统与远程监测网

远程检测网是由中央机，总控机和终端机三级组成，是一个远距离集散式监测控制系统。中央处理机(本系统中采用IBM-PC)要及时了解发射机的各种性能参数，必须向下一级计算机发出命令，要求它们上报数据。而若下一级计算机检测到发射机工作情况不正常时，要马上向中央处理机汇报，并请求存盘等。这一切都要进行电子计算机之间的远距离数据通讯。

电子计算机之间的远距离数据通讯，是采用串行传送方式。通常用硬件串行接口Z-80SIO和INTEL8251等来实现。

在广播电视远距离微机检测控制网中数据通讯是借用微波的工务信道进行的，所有发射站（台）的从机都挂在该信道上。如图5.75所示。

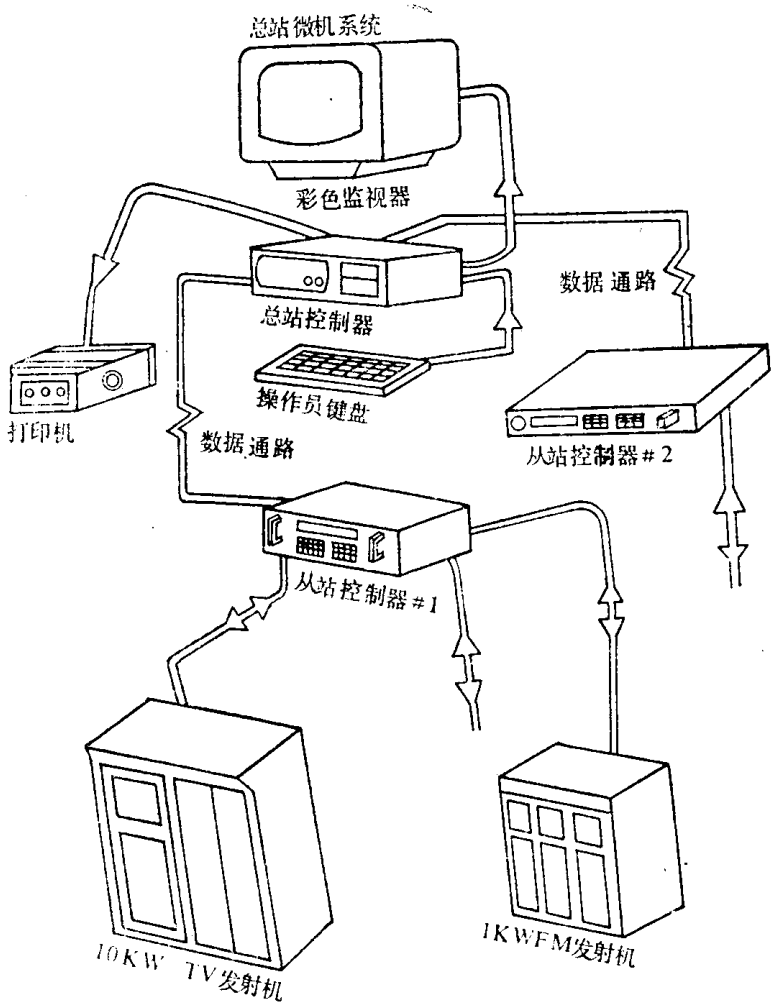


图5.75 调频微机监控系统与远程检测网

中央处理机（主机）与从站微机的通讯是通过查讯的方式进行的。

由中央处理机（主机）发出的信号，各从站都同时可以收到。主机通过呼叫从站的代号而与其中从站之一联系。某一从站一旦收到主机的呼叫信号（编号）时，即与主机联系。而其它从站只能处于等待状态。下面介绍远距离通讯中的器件和程序。

5.3.1 Z—80SIO介绍

一、Z-80串行输入/输出电路SIO是一个可编程的双通道器件，其主要性能如下：

（1）具有两个独立的全双工通道A和B，可以同时接收和发送串行数据。发送时，按照规定的数据格式将并行数据转变为串行数据，接收时，将串行数据转变为并行数据。

（2）可以按异步方式和同步方式操作。

异步方式：字符的数据位可以是5、6、7或8位，停止位为1、1位半或2位。具有（或无）奇偶校验位，时钟频率为波特数×1、×16、×32或×64（即波特速率系数K为

1、16、32或64），并且具有奇偶错、数据重叠和帧错误的检查。

同步方式：可以实现单同步、双同步、外同步和SDLC/HDLC方式。

（3）传送数据的速率在0～55K波特。

（4）具有和调制—解调器相接的所有输入、输出端。

（5）能自动提供中断矢量，具有链形优先中断控制逻辑。

1．SIO结构

SIO的结构框图如图5.76所示，它由CPU总线接口、内部逻辑控制、中断逻辑控制和两个全双工通道A、B组成。通道A、B的逻辑基本相同，都具有8个控制（写）寄存器WR_0～WR_7（其中WR_2只有通道B具有）和3个状态（读）寄存器RR_0～RR_2。写寄存器由程序控制，以决定通道的工作方式和性能，而读寄存器的内容可由CPU读取，作为通道的状态信息被检测。

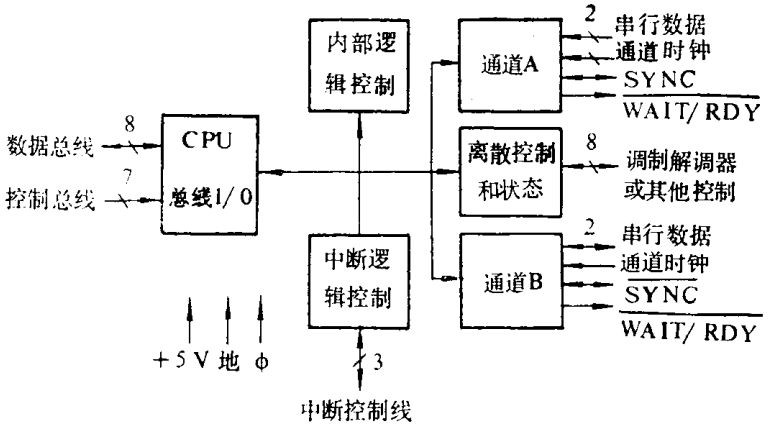


图5.76 SIO结构框图

2．引脚和信号线

SIO是40脚双列直插式器件，其引脚如图5.77所示，按功能可分为数据线、SIO控制线、中断控制线、通道信号和调制解调器控制信号。

（1）数据线D0～D7：双向，三态，与CPU数据总线相连。

（2）SIO控制线

$\overline{CE}$：片选信号，输入，低电平有效。

B/$\overline{A}$：通道选择输入信号，低电平选择通道A，高电平选择通道B，通常和地址总线$A0$相接。

C/$\overline{D}$：控制或数据选择输入信号，低电平传送数据，高电平传送控制（或状态）信息，通常和地址总线$A1$相接。

$\overline{M1}$、$\overline{IORQ}$、$\overline{RD}$信号在CPU中已介绍过，其功能和在PIO中完全一样，不再赘述。

$\overline{RESET}$：复位信号，输入，低电平有效。当$\overline{RESET}$＝0时，使接收器和发送器不起作用，调制解调器信号为高电平，各种中断禁止。

（3）中断控制线

$\overline{INT}$：中断请求，输出，低电平有效。

IEI：允许中断输入信号。

IEO：允许中断输出信号，它们都是高电平有效，用来构成优先中断控制链。

（4）通道信号

RxD：接收串行数据线。

TxD：发送串行数据线。

$\overline{RxC}$、$\overline{TxC}$：接收器时钟和发送器时钟输入端。

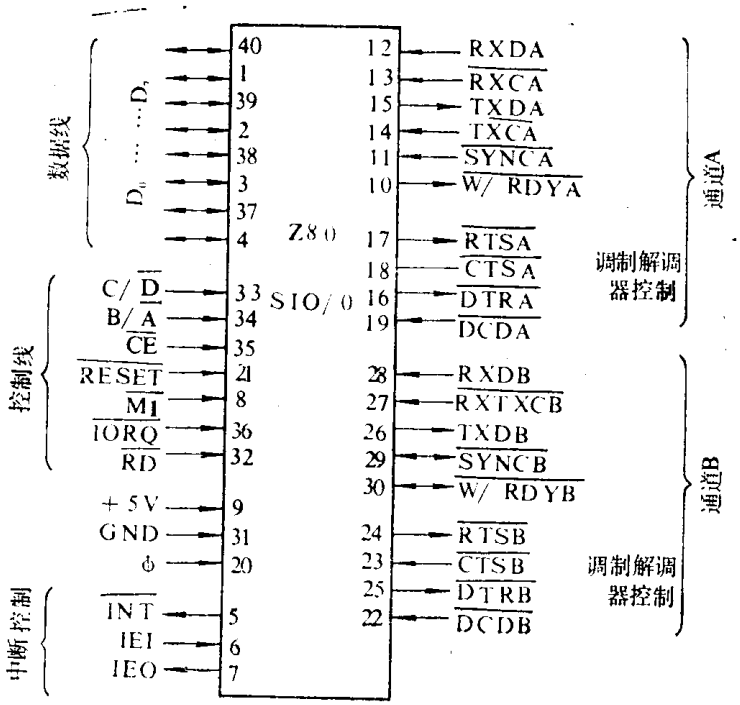


图5.77 SIO引脚图

$\overline{SYNC}$：同步信号，双向，低电平有效。当选择内同步（单同步或双同步）时，为输出信号。当选择外同步时，为输入信号，$\overline{SYNC}$为低电平，表示实现同步，开始传送串行数据。

$\overline{W/RDY}$：等待/准备输出信号，低电平有效。用程序控制，可以作为CPU和SIO同步的等待信号或与DMA控制器连用的准备信号。

由于受引脚限制，通常$\overline{RXC}$，$\overline{TxC}$，DTR，$\overline{SYNC}$四个信号只有2个引脚。所以SIO有三种引脚图。上面是Z—80SIO/0的引脚图。通道B的接收时钟$\overline{RxC}$和发送时钟$\overline{TxC}$共用一个引出端，用$\overline{RxTxCB}$表示。而SIO/1中把$\overline{RxC}$和$\overline{TxC}$分开引出，缺少$\overline{DTRB}$引脚。在SIO/2引脚中有$\overline{RxC}$，$\overline{TxC}$和$\overline{DTRB}$，而缺少$\overline{STNCB}$引脚。

（5）调制解调器控制信号，当串行数据通过电话线进行远距离通讯时，要使用调制解调器，其控制信号的连接如图5.78所示，用于SIO发送（即控制调制解调器接收）的信号：

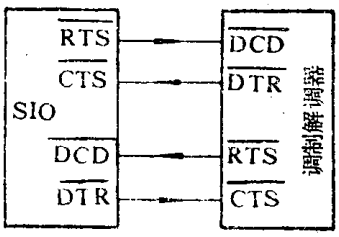


图5.78 调制解调器控制信号

$\overline{RTS}$：请求发送，输出，低电平有效。当SIO处于可发送状态。$\overline{RTS}$为低电平，向调制解调器送出请求发送信号。

$\overline{CTS}$：清除发送，输入信号，低电平有效，它为调制解调器对RTS的响应信号。若SIO用程序设置为“自动开放”，当$\overline{CTS}$＝0时，开放发送器，开始发送数据。若SIO用程序设置为“发送器开放”，该输入端用于通用的联络信号。

用于SIO接收（即控制调制解调器发送）的信号：

$\overline{DCD}$：数据传送检测，输入信号，低电平有效。当$\overline{DCD}$＝0时，开放接收器。

$\overline{DTR}$：数据终端准备好，输出信号，低电平有效。当SIO处于可接收状态时，$\overline{DTR}$＝0。

通道*A*、*B*都具有上述四个调制解调器控制信号。

此外，还有电源＋5V、地和系统时钟φ。

3．SIO中断控制

（1）中断种类　SIO具有三种中断：接收中断、发送中断和外部/状态中断。其中接收中断又分为第一接收字符中断、全部接收字符都中断（均使接收字符有效）和特定接收条件中断，各种中断的中断源如图5.79所示。

1)发送中断：当发送缓冲器由满变空时产生发送中断，在中断服务程序中执行发送操作。

2)接收中断：第一接收字符（包括最初数据字符、最初的非同步字符和SDLC方式的地址符）中断，在DMA或数据块成组传送时使用，在中断服务程序中启动DMA或执行数据块成组传送指令，因而，它只用于同步传送。

所有接收字符都中断，一般用于异步传送，每接收一个数据都产生中断，在中断服务程序中执行接收数据的操作。在接收数据过程中，如果出现帧错、数据重叠、奇偶错或帧结束（SDLC）时，都能产生特定接收条件中断，在中断服务程序中作相应的处理。

3)外部/状态中断：采用DMA或数据块成组传送数据，如果对方的收、发装置状态发生改变，则产生外部/状态中断。如$\overline{CTS}$的状态由低电平变为高电平（表明对方接收装置不能接收数据），则产生外部/状态中断，在中断服务程序中作停止发送的处理。

（2）中断矢量　SIO和PIO一样，是根据CPU采用中断方式2的要求设计的，用通道B的WR_2可以设置一个中断矢量$V_7V_6V_5V_4V_3V_2V_1V_0$，其中$V_3V_2V_1$位根据中断种类可以自动改变（当“状态影响矢量”标志置1时）或不改变（当“状态影响矢量”标志复0时）。

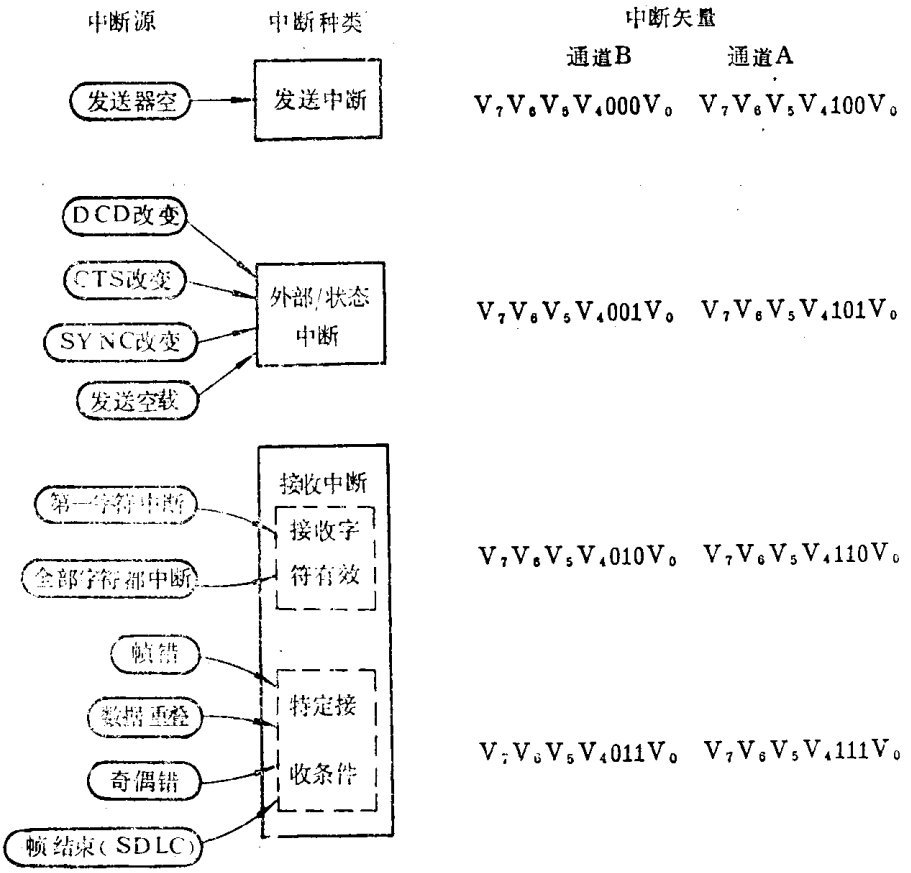


图5.79 SIO中断种类

如自动改变，对应两个通道的四个中断源形成八个连续的中断矢量，如图5.79所示。当CPU按中断方式2响应SIO某一种中断请求后，SIO自动向CPU提供上述某一中断矢量，形成中断服务程序入口地址转移表指针的低8位，指针的高8位仍由中断寄存器I提供。

(3)中断优先链在系统中，SIO同样可以按链形结构连接，形成优先中断链。在SIO内部，通道A的优先级高于通道B。而每个通道的三种中断中，优先级最高的是接收中断，发送中断次之，最低的是外部/状态中断。

4. SIO预置

(1)地址分配　SIO在传送数据以前，必须事先写入规定的控制字，向每个通道传送数据和控制字各用一个口地址，它们的地址分配见表5.6。

(2)写寄存器　控制字要写入每个通道的八个写寄存器WR_0～WR_7，以便确定通道的工

表5.6 SIO地址分配

C/D (A1)	B/$\overline{A}$ (A0)	功　能	口 地 址
0	0	通道A数据	SIOADD
0	1	通道B数据	SIOADD+1
1	0	通道A控制/状态	SIOADD+2
1	1	通道B控制/状态	SIOADD+3

作方式和性能，八个写寄存器的功能见图5.80所示。

(3)SIO工作状态预置　由于写入每个通道的所有控制字都使用同一个控制口地址，因而把控制字写入各个写寄存器前必须用WR_0指明是哪个写寄存器，也就是说，要用两次输出操作才能完成对某一写寄存器的预置，第一次用WR_0指定写寄存器，第二次才是真正的控制字。

WR_0是一个特殊的寄存器，除了用它的低三位来指示所选的写寄存器外，还可以设定CRC控制和全部基本命令，这些命令可以和指定写寄存器同时预置。复位时，SIO按WR_0的内容预置。

1)按中断控制实现异步通讯的预置步骤为：

步骤	WR	装入命令
1	WR_0	通道复位，指定WR_2
2	WR_2	中断矢量
3	WR_0	指定WR_4，复位外部/状态中断
4	WR_4	异步方式，奇偶校验，停止位，时钟速率
5	WR_0	指定WR_5
6	WR_5	发送器开放，发送字符长，RTS，DTR
7	WR_0	指定WR_3
8	WR_3	接收器开放，接收字符长，自动开放
9	WR_0	指定WR_1，复位外部/状态中断
10	WR_1	发送中断开放，全部接收字符都中断，外部/状态中断开放，状态影响矢量

各写寄存器预置如下格式，见图5.80所示。

A通道除第二步无须设置外，其余都同以上的过程。

但对于某一个具体的预置程序，究竟需要几步，取决于是否采用中断方式和通道的具体功能。

例如：通道B按中断方式接收串行数据，数据格式：七个数据位，一个奇奇偶位，二个停止位，×16时钟方式。预置工作状态程序如下：

```
LD   A, 1AH          ; 通道复位，指定WR2
OUT  (SIOCRB), A     ;
LD   A, 00H          ; 中断矢量
OUT  (SIOCRB), A     ;
LD   A, 04H          ; 指定WR4
OUT  (SIOCRB), A     ;
LD   A, 4DH          ; 选异步方式，奇奇偶校验，二个停止位，×16时钟
OUT  (SIOCRB), A     ;
LD   A, 03H          ; 指定WR3
OUT  (SIOCRB), A     ;
LD   A, 41H          ; 接收器开放，接收7位/字符
OUT  (SIOCRB), A     ;
```

写寄存器 0

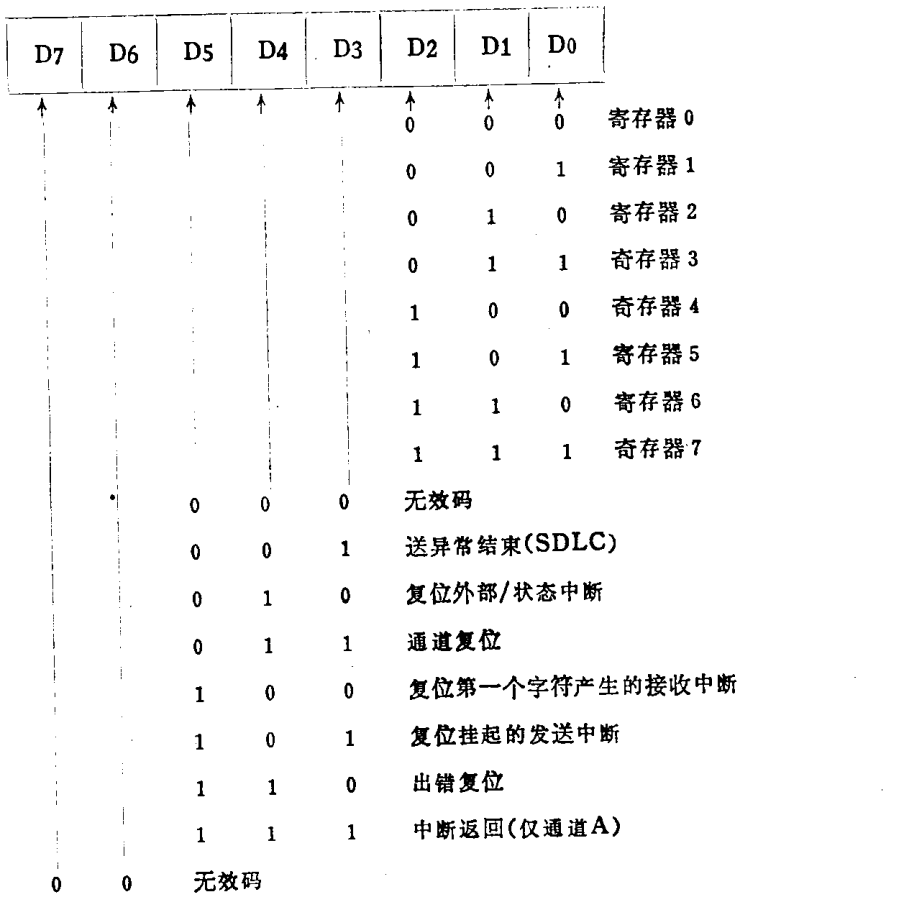


图5.80(*a*)

写寄存器 1

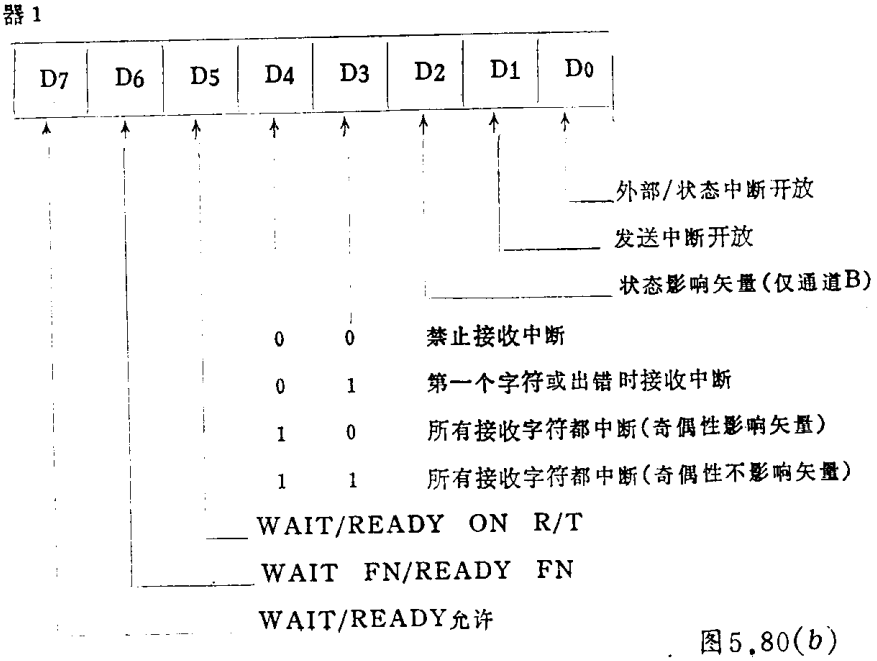
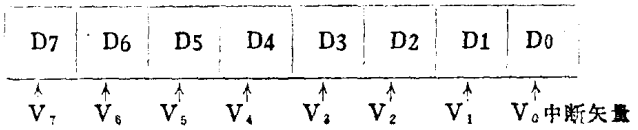
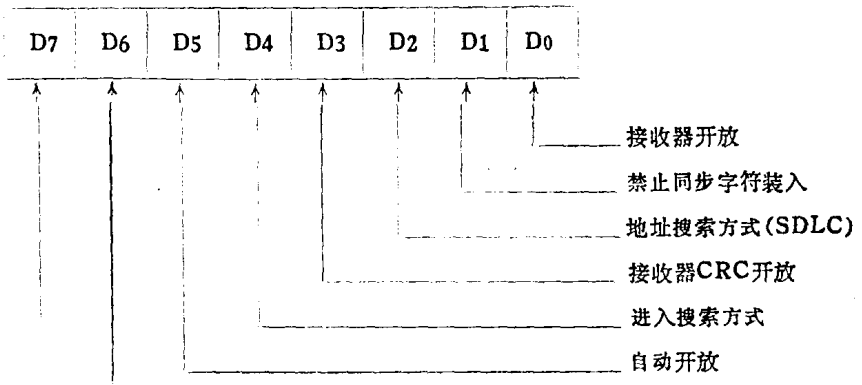


图5.80(*b*)

写寄存器 2



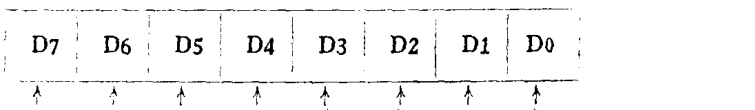
写寄存器 3



0	0	接收5位/字符
0	1	接收7位/字符
1	0	接收6位/字符
1	1	接收8位/字符

图5.80(c)

写存寄器 4



0	0	同步方式开放
0	1	1个停止位/每字符
1	0	1.5个停止位/每字符
1	1	2个停止位/每字符

0	0	8位同步字符
0	1	16位同步字符
1	0	SDLC方式(01111110同步标志)
1	1	外同步方式

0	0	×1时钟方式
0	1	×16时钟方式
1	0	×32时钟方式
1	1	×64时钟方式

图5.80(d

写寄存器5

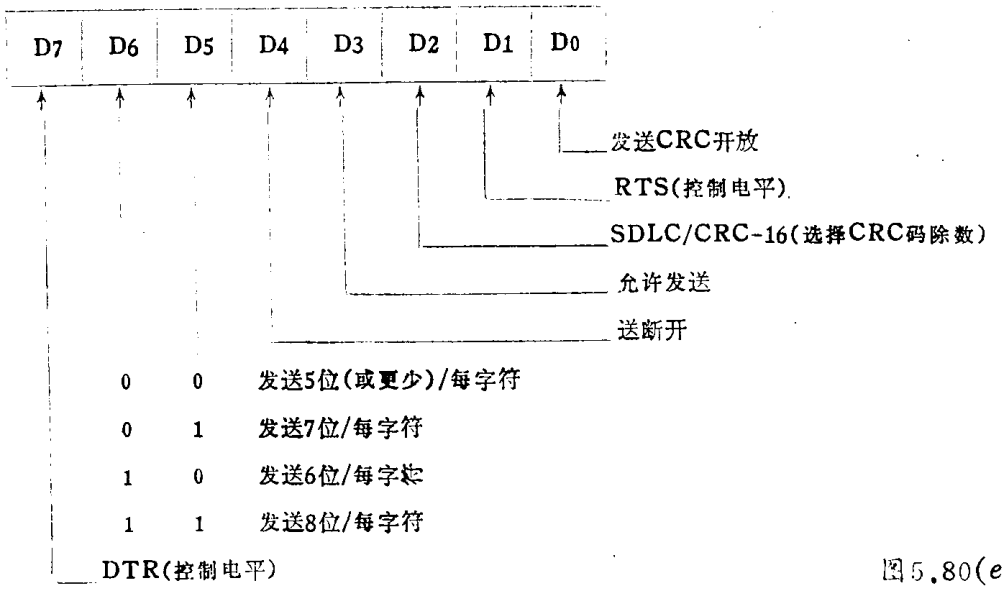


图5.80(e)

写寄存器6

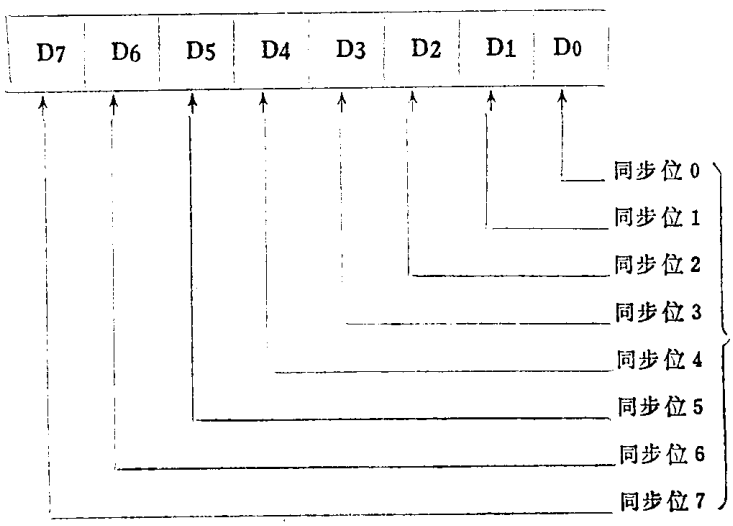


图5.80(f)

写寄存器7

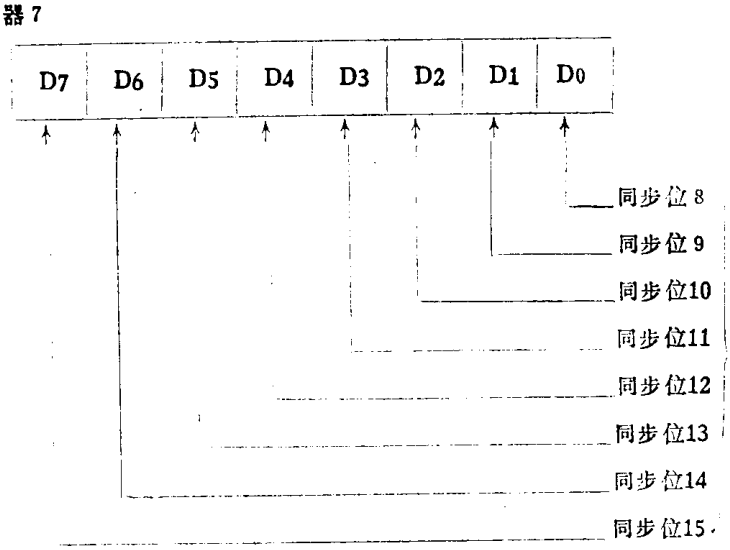


图5.80(g)

图5.80寄存器预置格式

```
        LD   A, 01H          ; 指定WR1
        OUT  (SIOCRB), A     ;
        LD   A, 18H          ; 所有接收字符都中断
        OUT  (SIOCRB), A     ;
```

例如：通道A既能发送，也能接收串行数据，数据格式：七个数据位，一个偶奇偶位，一个停止位，×16时钟方式。

使用表格和数据块I/O指令预置SIO的程序：

```
        LD   B, 8H           ; 预置的字节数
        LD   C, SIOCRA       ;
        LD   HL, SIOTBL      ; SIO预置表格的起始地址
        OTIR                 ;
        ⋮
        ORG  2000H
SIOTBL: DEFB  1CH            ; 通道复位，指定WR4
        DEFB  47H            ; 异步，×16，一个停止位，偶奇偶校验
        DEFB  05H            ; 指定WR5
        DEFB  0AAH           ; 发送7位,发送器开放,DTR、RTS置1(低电平有效)
        DEFB  03H            ; 指定WR3
        DEFB  61H            ; 接收 7 位，接收器开放
        DEFB  01H            ; 指定WR1
        DEFB  00H            ; 禁止中断
```

2 ）按中断控制实现同步通讯的预置步骤为：

步	WR	装入命令
1	WR_0	通道复位，指定WR_2
2	WR_2	中断矢量
3	WR_0	复位发送CRC发生器，指定WR_4
4	WR_4	选同步方式
5	WR_0	复位接收CRC校验器，指定WR_6
6	WR_6	同步字符或地址段(SDLC)
7	WR_0	外部/状态中断复位，指定WR_7
8	WR_7	同步字符地同步标志01111110(SDLC)
9	WR_0	外部/状态中断复位，指定WR_5
10	WR_5	发送器开放，发送CRC开放，选择SDLC/CRC码，发送字长，DTR，RTS
11	WR_0	指定WR_3
12	WR_3	接收器开放，接收CRC开放，接收字长
13	WR_0	指定WR_1
14	WR_1	

第一个接收字符中断，状态影响矢量，发送中断开放，外部/状态中断开放和异步通讯预置相比，同步通讯只是多了同步字符和CRC的设置，其余基本相同。

例如：通道A按SDLC方式发送串行数据，数据字长8位。

```
        ORG   1000H
        LD    A, 02H          ; 指定通道B的WR2
        OUT   (SIOCRB), A     ;
        LD    A, 00H          ; 中断矢量
        OUT   (SOCRB), A      ;
        LD    B, 10H          ; 预置通道A
        LD    C, SIOCRA       ;
        LD    HL, SIOTBL      ;
        OTIR
        ⋮
        ORG   2000H           ;
SIOTBL: DEFB  0ACH            ; 发送CRC发生器复位，通道复位，指定WR4
        DEFB  20H             ; 选SDLC方式，×1时钟
        DEFB  06H             ; 指定WR6
        DEFB  0FH             ; 地址段
        DEFB  07H             ; 指定MR7
        DEFB  7EH             ; 同步标志
        DEFB  05H             ; 指定WR5
```

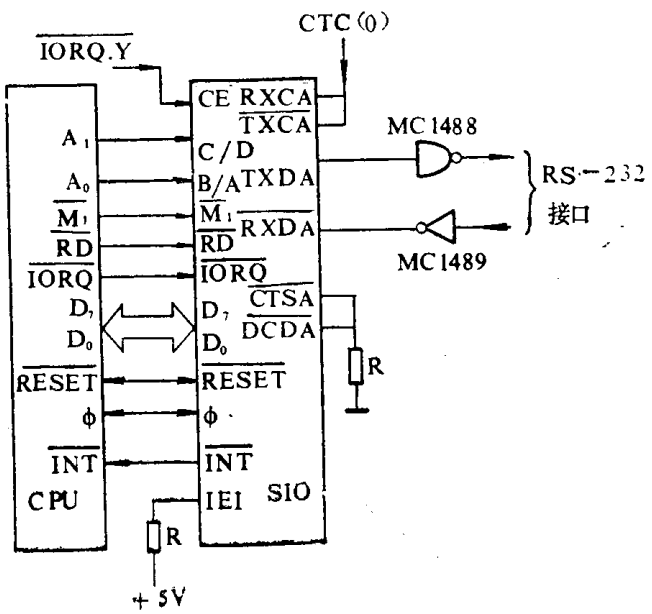


图5.81 异步传送接口

```
        DEFB    0EBH    ；发送8位/字符，DTR、RTS低电平有效，发送器开放，
                        发送CRC开放，选择CRC码。
        DEFB    01H     ；指定WR1
        DEFB    06H     ；发送中断开放，状态影响矢量
```

二、用SIO实现异步传送

用SIO实现串行数据异步传送的电路如图5.81所示（只画出通道A）。SIO发送、接收时钟由CTC的0通道提供，发送和接收线分别用发送器（MC1488）和接收器（MC1489）与RS—232总线相接。该接口电路只适用于本地传送，如使用调制解调器实现远方传送时，需要用MC1488和MC1489将四个调制解调器控制信号与RS—232总线相连，其余部分与图5.81完全一样。

1．询问方式

询问方式是CPU不断检测SIO的状态，以决定何时传送数据或处理错误。

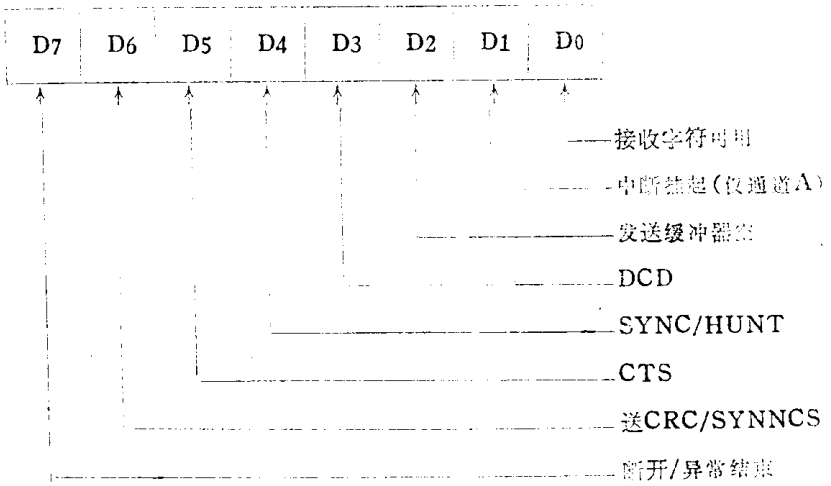
SIO每个通道具有三个状态（读）寄存器（RR_0、RR_1、和RR_2），CPU对它们进行读取操作，可以获得通道的标准通讯接口规程信号、错误状况和中断矢量。三个读寄存器的状态如图5.82所示。

读取状态寄存器的内容，首先要用WR_0指示是哪个状态寄存器，然后，再对该寄存器进行读取（IN）操作（读RR_0例外，可以不必指示而直接读取），读取状态寄存器的口地址和控制字共用。

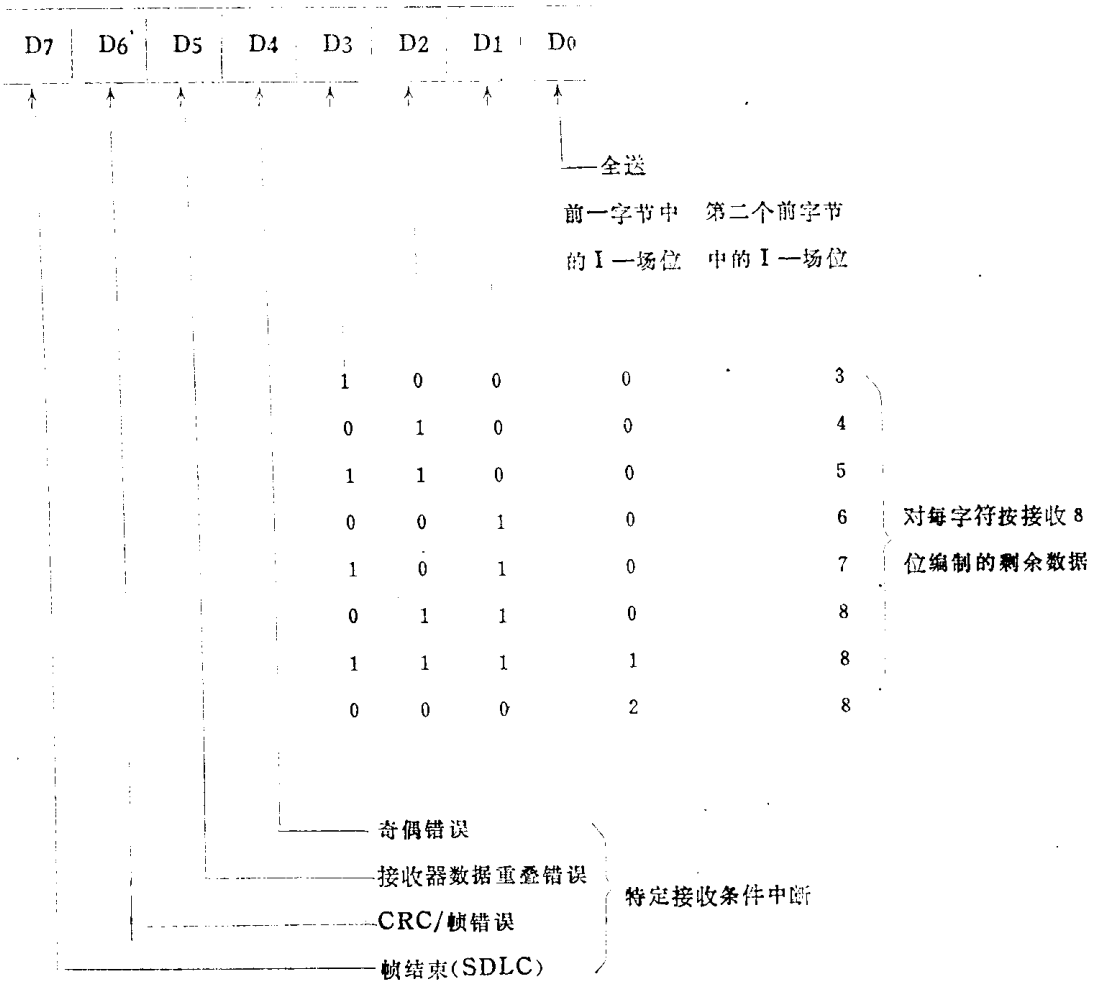
（1）CPU发送（字符写入SIO）通道的发送缓冲器如图5.83所示，它由缓冲器和移位寄存器组成。当数据从缓冲器送入移位寄存器，使缓冲器变空时，才允许从CPU向SIO发送新的数据。缓冲器是否变空由RR_0的D2位指示，当标志位D2=1时，表示缓冲器变空。用询问方式进行发送的流程图见图5.84，假定被发送的数据已存入内存nnnn单元，程序为

```
SIODRA：EQU     90H             ；设SIOA数据口地址为90H
SIOCRA：EQU     92H             ；设SIOA控制口地址为92H
        ORG     1000H           ；
   TX：LD       B，06H          ；预置通道A
        LD      C，SIOCRA       ；
        LD      HL，SIOTBA      ；
        OTIR                    ；
 LOOP：IN       A，(SIOCRA)     ；询问
        BIT     2，A            ；
        JR      Z，LOOP         ；
        LD      A，(nnnn)       ；取数
        OUT     (SIODRA)，A     ；发送
        ⋮
        ORG     0100H
SIOTBA：DEFB    1CH             ；通道复位，指定WR4
        DEFB    47H             ；异步，×16，一个停止位，偶奇偶位
```

①读寄存器0



②读寄存器1



③读寄存器2(仅通道B)

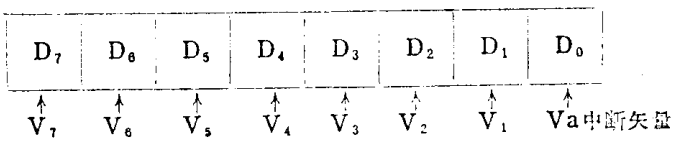


图5.82 读寄存器格式

```
DEFB    05H             ；指定R5
DEFB    0AAH            ；发送7位，发送器开放
DEFB    01H     指定WR1
DEFB    00H     禁止中断
END     TX
```

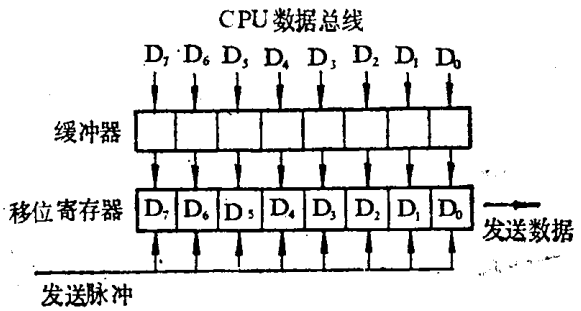


图5.83 发送缓冲器构成

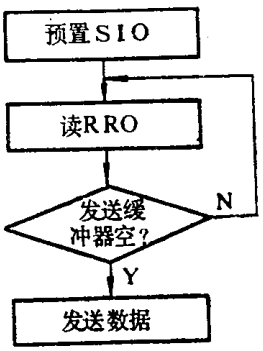


图5.84 发送流程图

（2）CPU接收（字符读入CPU）通道的接收缓冲器如图5.85所示，它由三个缓冲器和一个移位寄存器组成。当缓冲器1、2、3中有接收数据时（至少有一个），CPU就可读取接收数据。缓冲器中有无接收字符用RR_0的D0位指示，当标志位D0＝1时，表示缓冲器中有接收数据。

接收缓冲器最多可容纳四个字符，否则将出现接收字符重叠错误，除此之外，在接收过程中还可能出现帧错和奇偶错，上述错误分别用RR_1的D5、D6和D4位指示，如果出现错误，标志位置“1”。当发生数据重叠和奇偶错时，必须向WR_0写入错误复位命令后才能使其复位。用询问方式进行接收的流程图见图5.86，假定接收数据存入从DATA开始的内存单元，此时程序为：

```
SIODRB：EQU     91H             ；设SIOB数据口地址为91H
SIOCRB：EQU     93H             ；设SIOB控制口地址为93H
DATA：  EQU     0050H           ；
        ORG     1050H           ；
    RX：LD      B，06H          ；预置通道B
        LD      C，SIOCRB       ；
        LD      HL，SIOTBB      ；
        OTIR                    ；
        LD      HL，DATA        ；
LOOP1： IN      A，（SIOCRB）   ；询问是否有效
        BIT     0，A            ；
        JR      Z，LOOP1        ；
        LD      A，01H          ；检查是否有错
```

```
        OUT     (SIOCRB), A ;
```

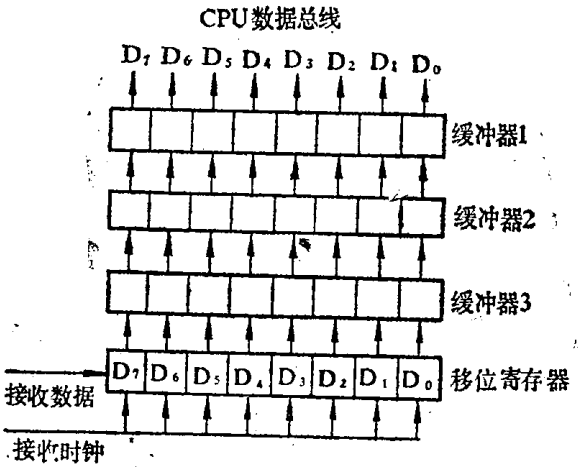


图5.85 接收缓冲器结构

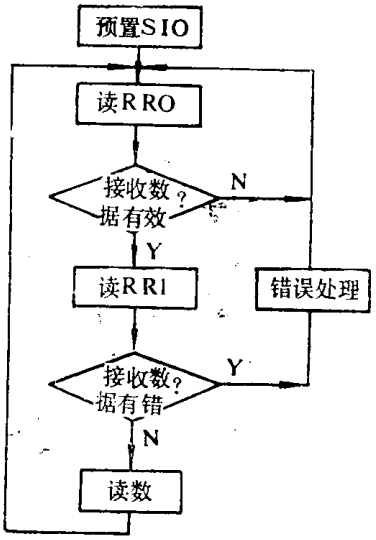


图5.86 接收流程图

```
        IN      A, (SIOCRB);
        BIT     4, A        ;
        JR      NZ, LOOP2   ; 奇偶错?
        BIT     5, A        ;
        JR      NZ, LOOP2   ; 数据重叠?
        BIT     6, A        ;
        JR      NZ, LOOP2   ; 帧错?
        IN      A, (SIODRB) ; 接收数据
        LD      (HL), A     ; 存内存
        INC     HL          ;
        JR      LOOP1       ;
LOOP2:  LD      A, 30H      ; 错误复位
        OUT     (SIOCRB), A ;
        JR      LOOP1       ;
        ORG     20H         ;
SIOTBB: DEFB    1CH         ; 通道复位，指定WR4
        DEFB    47H         ; 异步，×16，一个停止位，偶奇偶位
        DEFB    03H         ; 指定WR3
        DEFB    41H         ; 接收7位/字符，接收器开放
        DEFB    01H         ; 指定WR1
        DEFB    00H         ; 禁止中断
        END     RX          ;
```

2．中断方式

中断方式是当出现中断条件时，根据不同的中断源，使控制转到相应的中断服务程序，进行数据传送或错误处理。

（1）CPU发送　由于发送缓冲器由满变空时，才产生发送中断。因而要用询问方式发送第一个字符，从第二个字符开始按中断方式进行，流程图如图5.87所示。

假定要发送的数据已存入从DATA开始的内存单元中，发送程序为

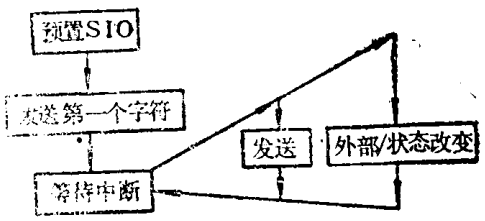


图5.87 中断接收流程图

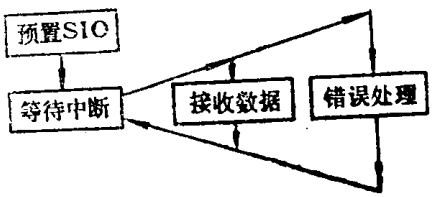


图5.88 中断发送流程图

```
SIODRB: EQU   91H          ;
SIOCRB: EQU   93H          ;
  DATA: EQU   3000H        ;
   BTX: EQU   50H          ; 发送服务程序入口地址
  BEXT: EQU   100H         ; 外部/状态改变程序入口地址
        ORG   0000H        ; 主程序
    TX: LD    SP, 2000H    ; 栈顶
        LD    A, 10H       ; 指针高 8 位
        LD    I, A         ;
                           ;
        LD    B, 8H        ; 预置通道 B
        LD    C, SIOCRB    ;
        LD    HL, SIOTBB   ;
        OTIR               ;
        LD    HL, DATA     ;
LOOP1:  IN    A, (SIOCRB); 发送第一个数据
        BIT   2, A         ;
        JR    Z, LOOP1     ;
        LD    A, (HL)      ;
        OUT   (SIODRB), A;
        INC   HL           ;
        IM 2               ; CPU中断方式 2
        EI                 ; CPU开中断
```

```
LOOP2: JR      LOOP2        ; 等待中断
       ORG     1000H        ; 转移表
TABLE: DEFW    BTX          ; 发送服务程序入口地址
       DEFW    BEXT         ; 外部/状态改变程序入口地址
       ORG     50H          ;
  BTX: LD      A,(HL)       ; 发送数据
       OUT     (SIODRB),A   ;
       INC     HL           ;
       EI                   ;
       RETI                 ;
       ORG     100H         ;
 BEXT: ⋮                    ;
       ORG     30H          ; 预置通道B表
SIOTBB: DEFB   1AH          ; 通道复位，指定WR2
       DEFB    00H          ; 中断矢量
       DEFB    14H          ; 外部/状态中断复位，指定WR4
       DEFB    4DH          ; 异步，奇奇偶位，二个停止位×16时钟
       DEFB    05H          ; 指定WR5
       DEFB    0AAH         ; 发送7位/字符，发送器开放
       DEFB    11H          ; 外部/状态中断复位，指定WR1
       DEFB    07H          ; 发送中断开放，外部/状态中断开放，状态影响矢
                              量。
       END     TX           ;
```

（2）CPU接收　由图5.79已知，异步传送的接收中断有全部接收字符都中断和特定接收条件产生中断两种方式。它们分别产生各自的中断矢量，使控制转到相应的中断服务程序，流程图如图5.88所示，接收程序和发送程序类同（参考询问方式），这里不再赘述。

5.3.2 调制解调器

在微机远距离检测控制系统中，计算机之间的信号是通过微波传送的。微波线路中专门开劈一路工务信道供计算机通讯之用。因此如何把计算机中的数字信号发送出去和接收进来，这就要依靠调制解调器来实现。下面介绍调制解调器的特性和功能。

一、调制解调器是如何工作的

用最简单的话来说，调制解调器是将从终端接收来的二进制电信号转换成能在公共电话线上传送的音频信号；同时调制解调器又接收由远程调制解调器通过电话系统发送来的音频信号而将其转换为二进制电信号送往终端去。如图5.89所示，调制器将数字信号(方波信号)调制成模拟信号（振荡信号），而解调器将模拟信号解调成数字信号。就是从这个调制—解调（modulate-demodulate）功能导致了调制解调器（modem）这个名词。

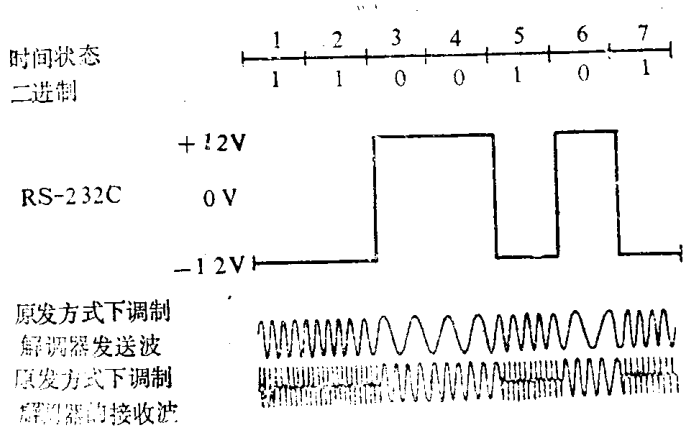


图5.89 数字信号的调制

二、调制解调器的速度和规程

调制解调器的速度由它所能发送或接收数据的最大速率来决定，速率的度量单位是比特/秒或波特。比特/秒是每秒传送的二进制数字位数，而波特是每秒发送的信号事件数（number of signal events）。对于大多数的通信应用来说，这两个速率是相同的，只有当数字信号被迭加上模拟信号的时候，这两个速率才不相同，此时每个信号事件载有两位或更多位的二进制数字位。调制解调器的三种速度分类列表如下：

调制解调器的类别	比特/秒
低　速	≤600
中　速	1200～9600
高　速	>9600

调制解调器三种分类见图5.90所示。

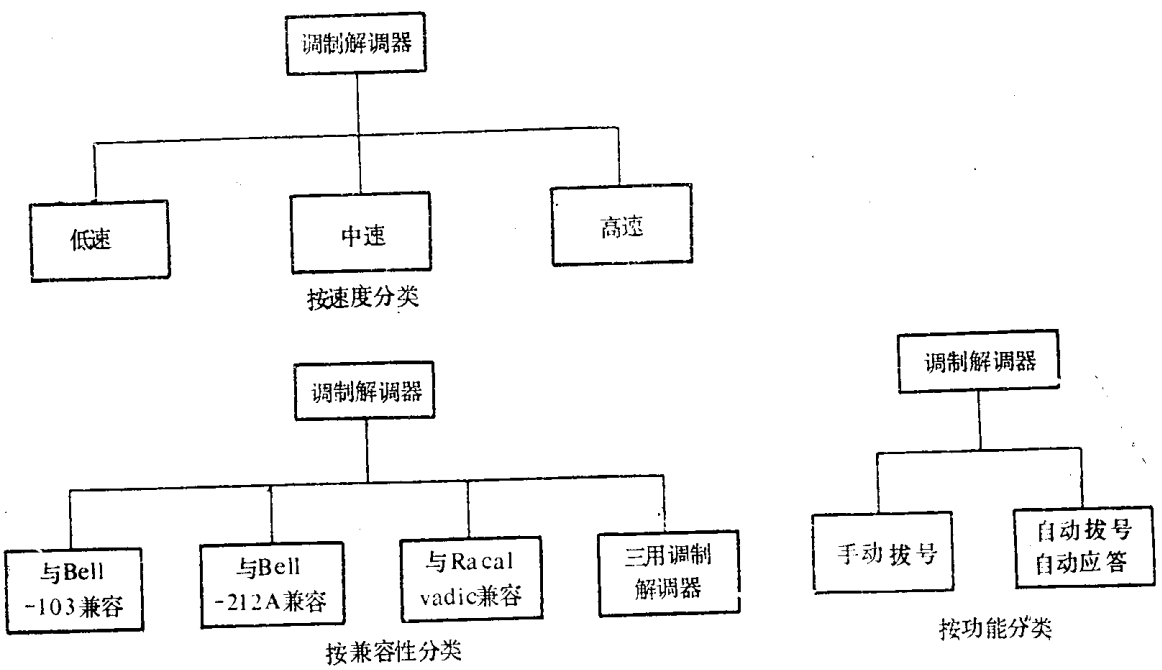


图5.90 调制解调器的分类

调制解调器采用特定的音频范围来区别发送和接收的数据。下面是IBM—PC中用得较多的一种调制解调器Bell—103原发方式的频率值，这也说明对发送和接收数据的二进制逻辑值分别赋予了特定的频率。

方向	信号逻辑	频率(Hz)
发　送	0	1070
发　送	1	1270
接　收	0	2025
接　收	1	2225

Bell—103调制解调器的原发方式和回答方式是通过频移来控制的，起动一次通信链接的调制解调器置于原发方式，而响应这次起动并完成通信链接的远程调制解调器置于回答方式。如图5.91(a)和5.91(b)所示，回答方式的接收频率是和原发方式的发送频率相同的；而原发方式的接收频率是和回答方式的发送频率相同的。由于在发送频率和接收频率上的差别，为了能正确地建立通信链接和传送数据，通信链路两端的调制解调器之一必须处于回答方式而另一个处于原发方式。

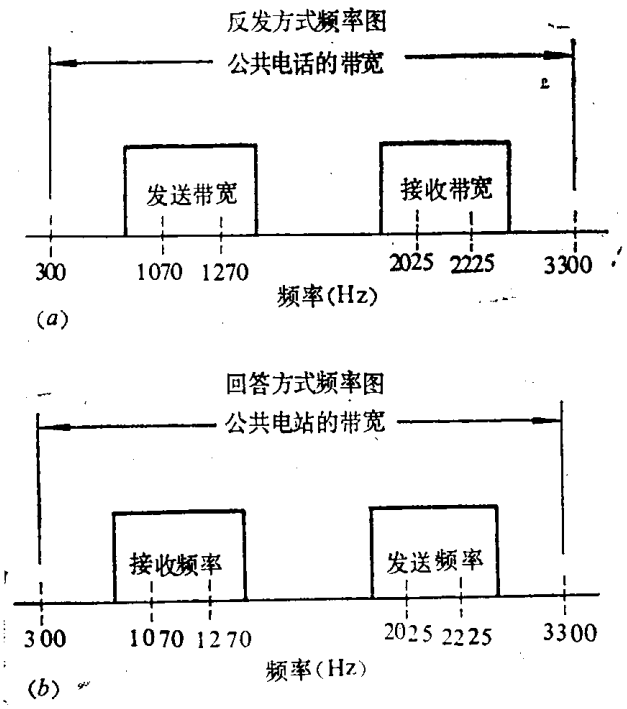


图5.91 调制解调器的频率图

三、调制解调器的功能

随着通讯技术的发展，调制解调器的品种越来越多，功能越来越强。表5.9列出了调制解调器的一些功能。

表5.9 调制解调器功能

功　能	说　明
直接连接	允许在调制解调器和电话线之间直接连接而不需要声耦合设备。
自动应答	允许用户通过信链路给调制解调器发送一字符或信号序列来将它转换到回答方式。
自动拨号	允许用户通过个人计算机的键盘或软件访问储存在磁盘文件中的电话号码来拨一个电话号码。调制解调器拨出该号码并与远程的宿主机系统建立正确的载波信号。
自动重拨号	允许用户去重拨上一个由向调制解调器送一短的字符或信号序列来呼叫的号码。有些重拨功能允许在已拨过的号码因忙而未拨通或者没有检测到载波信号时，自动重拨号。
电话簿	非易失性的调制解调器存储器允许用户通过软件控制使用“电话簿”去储存和自动拨号。
自动复位	允许用户向调制解调器送一字符号或信序列来把调制解调器复位到预先设定的参数。
波特转换	调制解调器能检测输入呼叫的波特率，从而使自己转换至这种波特率。
自测试	允许用户对调制解调器能力进行软件控制下的诊断测试。

5.3.3 发射台监控系统中的调制解调器的设计

在发射台监控系统中，数据的传送是通过微波信道进行的。

为了不干扰原来的微波信道工作，专门设置8kHz，4kHz两个信道频率供微机通讯使用。因此必须把RS—232串行数据进行调制与解调。即把逻辑“1”调制为8kHz；逻辑“0”调制为4kHz，通讯速率设置为1000bps。在接收端经解调，把8kHz信号转为逻辑“1”，4kHz信号转为逻辑“0”，具体方法如图5.92所示。

图5.92(a)中IC_1为多谐振荡器，端点3输出8kHz的信号，其振荡频率由下式决定：

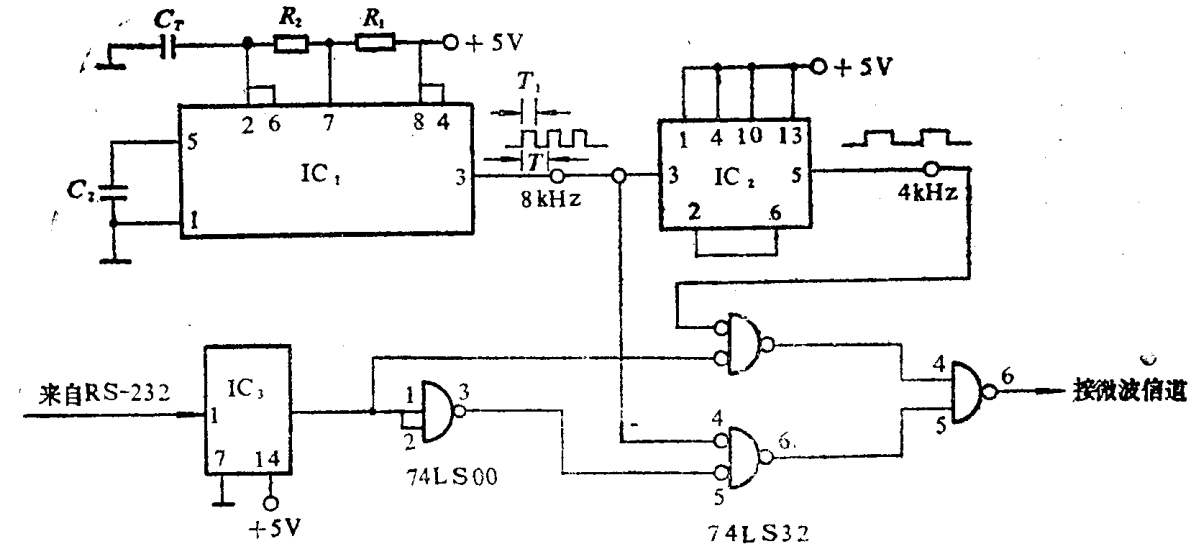
$$f=\frac{1.44}{(R_1+2R_2)C_T}$$

$$\text{占空比}=\frac{T_1}{T}=\frac{R_1+R_2}{R_1+2R_2}$$

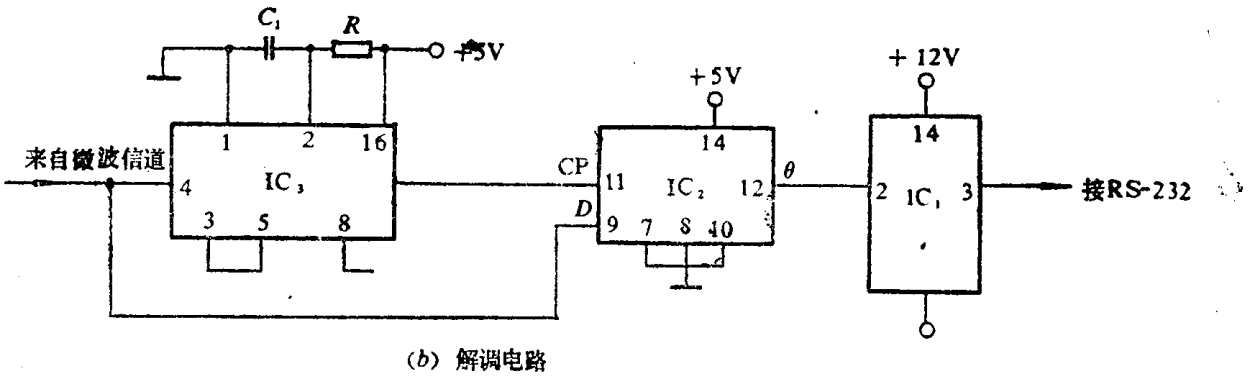
IC_2为二分频电路，端点5输出4kHz的信号。

IC_3为电平转换电路，把±12V电平转换为TTL电平，于是由图可知当IC_2输出端3为逻辑“1”时，开放8kHz信号；逻辑“0”时开放4kHz信号。

图5.92(b)中IC_3为单稳态触发电路，输出脉冲宽度取决于RC乘积，调整RC的值使输出脉冲宽度τ介于T_1和T_2之间(T_1为8kHz信号的脉冲宽度，T_2为4kHz信号的脉冲宽度)。IC_2为D触发器，当8kHz信号输入时将使输出Q为逻辑“1”；4kHz信号输入时使输出$\overline{Q}$为逻辑“0”，从而实现了介调。IC_1为电平转换电路。以满足RS—232的需要。



(a) 调制电路



(b) 解调电路

图5.92 调制与解调电路

5.4 调频微机监控系统的软件设计

一个完整的微机监控系统，在完成硬件设计以外，还必须配上使之运行的软件系统。微机的软件一般可分为系统软件和应用软件两大类。而监控系统往往正是专用的实时控制系统。因此，通常都配上用户自己编写的应用软件，即实时监控系统软件。

5.4.1 实时监控程序

在微机实时在线控制系统中，应当采用实时处理方式。所谓实时处理，如前已述是指直接接受被控对象的各种实时检测到的参数，对其进行处理，并立刻送回处理结果，以控制被控对象，或者立即输出，以显示被监视现场的状态。

在一个监控系统中，往往要求微机完成一些特定的功能和操作，这对软件来讲，必须包含许多不同功能和作用的程序块，且各个程序块之间存在着复杂的逻辑联系和时间联系，它们之间不但具有各自运行的独立性，而且具有共同运行的并行性。所谓并行性是指随着控制过程的进展，在某一时刻可能出现多个任意的不同请求，也就是要求n个程序同时运行。这种情况会产生对CPU、存贮器、I/O接口和外部设备，公共程序块等资源的竞争。系统必须实时地响应这些请求，妥善处理资源竞争。此外，系统还要管理所有外围设备，包括人—机对话，联网、处理故障以及自检等等。所有这些工作都由监控程序来完成。

实时监控程序大致有如下功能：

（1）按照一定的优先次序，启动或停止完成各种功能的程序块。

（2）响应多重中断请求，进行多重中断处理。

（3）同时处理各种输入输出设备。

（4）自我检查，报警处理及支持联机调试等等。

监控程序的功能可大可小，主要取决于系统的组成规模。

根据不同的功能和作用，就可以编写出各种不同的程序块了。这种完成某一功能或操作的，并能独立运行的程序称为模块程序。实时监控程序就是由管理这些模块程序的程序。下面介绍几个主要操作程序模块。

5.4.2 主要操作程序模块

调频电视微机监控系统中共有26块程序模块组成。由于采用模块化结构，使得实时监控程序大为简单和紧凑。各模块之间可以互相调用，互相嵌套，这给系统的扩展带来很大的灵活和方便。下面介绍几个主程序，其它不一一介绍。

一、主程序模块

主程序是微机在外部定时时钟的启动下开启电源并复位后就开始运行的程序，在初始化后和各种条件符合情况下，它由开机测试进入关机测试和其他操作条件测试的循环之中。当某一操作条件满足（例如，30分钟采样并打印一次机器数据）时，则调用相应功能程序模块。在循环中，CPU的中断是开放的，因此允许CTC，PIO等的中断请求，并响应中断，进入中断服务程序。当中断结束返回后，程序又重新循环。主程序模块如图5.93所示。

二、开发射机条件测试程序模块

在微机初始化和自检后，即调用开发射机条件测试模块。该模块的功能是输入预置条件开关值和实时时钟值，按照条件如果满足开机，则置“开机标志单元”为“1”，否则为“0”。程序框图如图5.94所示。

1．预置条件说明：

（1）允许/不允许开机：该信号来自发射机机械联锁装制，只有机器联锁正常时才允许开机。

（2）主/备机选择：由于每台发射机都有一套微机监控系统，因此发射机本身的主备位

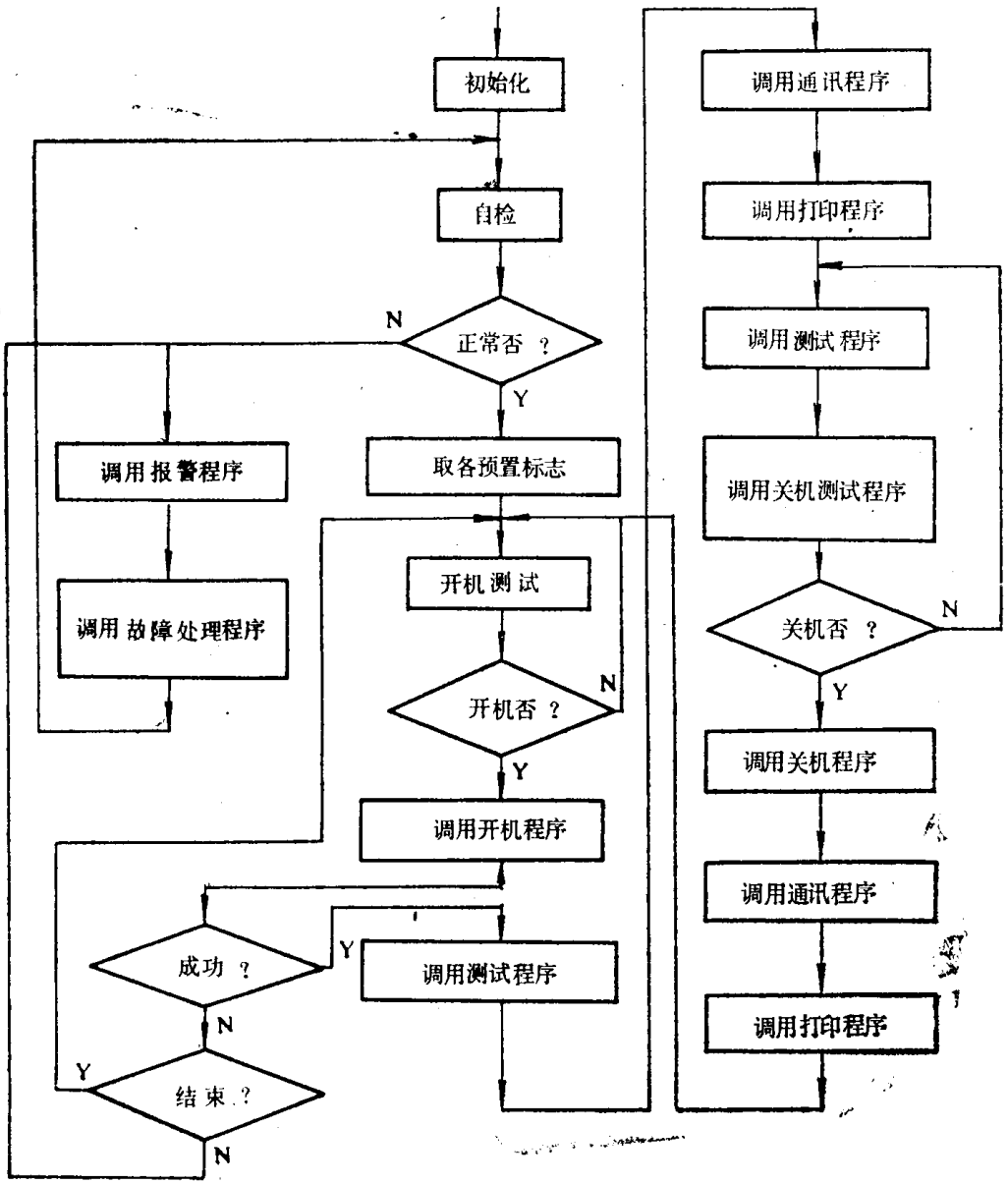


图5.93 主程序模块

置要送给计算机。这样才能同步工作。主/备信号来自面板开关。

(3)冷/热备机选择：此信号仅用于备机开机条件。有时发射机要处于热备状态，而大多数情况下，发射机是处于冷备状态。

(4)联络信号：由于主备机之间互锁，微机之间也得互锁，因此，要有一个联络信号。该联络信号来自对方微机。“0”表示对方不开机；“1”表示对方开机。

于是对主机开机条件是：“主/备”为“主”；“允许/不允许”为“允许”；“冷/热”备为任意，联络信号为“0”。

对于备机开机条件是：“主/备”为“备”；“允许/不允许”为“允许”；“冷/热”备

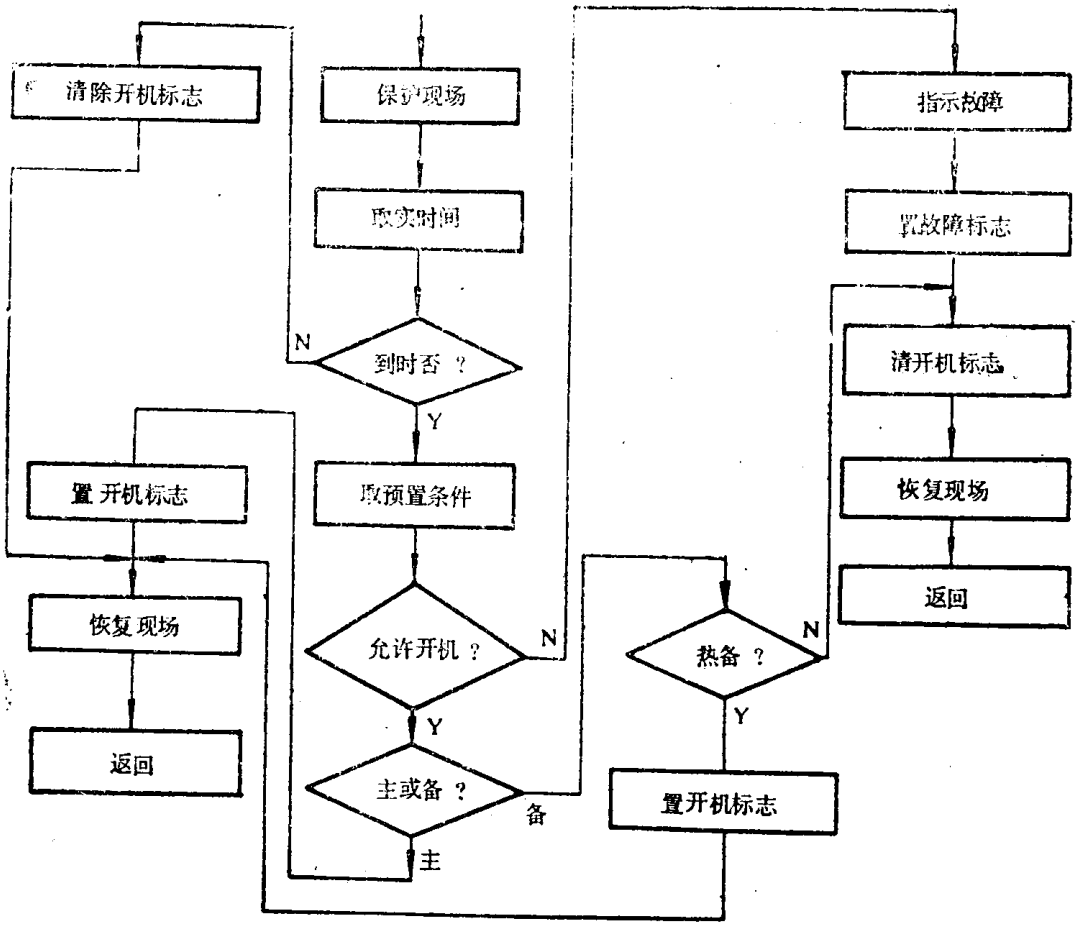


图5.94 开机条件测试模块

为“热”；联络信号为“0”表示全部开机，联络信号为“1”表示热备开机。

2. 程序有关的内存单元和口地址

与程序有关的内存单元有实时时钟内存单元2508H～250BH 4个，和存放开机时间表的内存单元2510H～251BH12个，仅一个开机标志内存单元2E00H和故障标志单元2E05H。

端口地址为90H，面板开关输入。

3. 程序清单

程序清单如下：

```
        DI                  ; 关中
ONMT:   PUSH  AF            ;
        PUSH  BC            ;
        PUSH  DE            ; 保护现场
        PUSH  HL            ;
        LD    DE, 2508H     ; 置初值
```

```
        LD    HL, 2510H    ;
        LD    B, 03H       ;
ONMT0:  LD    C, 04H       ;
ONMT1:  LD    A, (DE)      ;
        OR    (HL)         ;
        JR    Z, LOOP      ;
        PUSH  DE           ;
        LD    DE, 0004H    ;
        ADD   HL, DE       ;
        POP   DE           ;
        DJNZ  ONMTo        ;
        JR    ENDON        ;
LOOP:   DEC   C            ;    比较4次后都相等
        JR    Z, ONFMO     ;
        INC   HL           ;
        INC   DE           ;
        JR    ONMT1        ;
ENDON:  LD    A, 00H       ;
        LD    (2E00H),A    ;    清标志
ENDR:   POP   HL           ;    恢复现场返回
        POP   DE           ;
        POP   BC           ;
        POP   AF           ;
        EI                 ;
        RET                ;
ONFM0:  IN    A, (90H)     ;    输入预置条件
        AND   0F0H         ;
        BIT   7, A         ;
        IR    Z, ERRON     ;
        BIT   6, A         ;    备机？
        JR    NZ,ONFMI     ;    是备机转出
        IN    A, (PIOB)    ;    检查联络信号
        BIT   7, A         ;    如果联络为高电平
        JR    NZ,ENDR      ;    则返回
SFON:   LD    A, 0 H       ;    置标志返回
        LD    (2E00H)  A;
        JR    ENDR         ;
ONFMI:  BIT   5, A         ;    则热/冷
```

```
        JR NZ,SFON    ;
        JR    ENDON   ;
ERRON:  LD    A, 01H  ;
        LD    (2E05H),A;      置出错标志
        LD    A, 00H  ;
        OUT   (P10B),A ;      通知从机开机
        LD    A, 00H  ;
        LD    (2E00H),A;      清开机标志
        JR    ENDR    ;       返回
```

三、开机模块

当条件成立时，即进入开发射机程序。该程序用到部分检测程序。计算机逐步开启发射机的各档电源，同时逐步检测，当检测到不正常时，不再往下开而发出报警。只有当每步开启后都正常时才开启下一档电源。

1．本程序属顺序控制，用到的内存单元为时钟单元（分、秒），开机结束标志单元2E01H和开机成功标志单元2E02H，以及故障标志单元2E05H；及故障源存贮单元2E06H，及端口地址B8H。2E06H单元中故障源分配如下：

	D_7	D_6	D_5	D_4	D_3	D_2	D_1	D_0
2E06H	缺相	欠压 过压	风机	低压	激励器	天线	高压	帘栅压

2．程序框图如图5.95所示

3．程序清单如下：

```
ONSTA:PUSH  AF        ;
      PUSH  BC        ;       保护现场
      PUSH  DE        ;
      PUSH  HL        ;
      LD    C, 80H    ;       置C寄存器初值
      LD    A, 01H    ;       开总电源
      OUT   (FM), A   ;
      LD    A,(2508H) ;       取现时秒值
      ADD   A, 05     ;       增加5秒延时
      LD    B, A      ;
      EI              ;       开中
CYCLE0: LD  A,(2508H) ;       延时5秒到否？
```

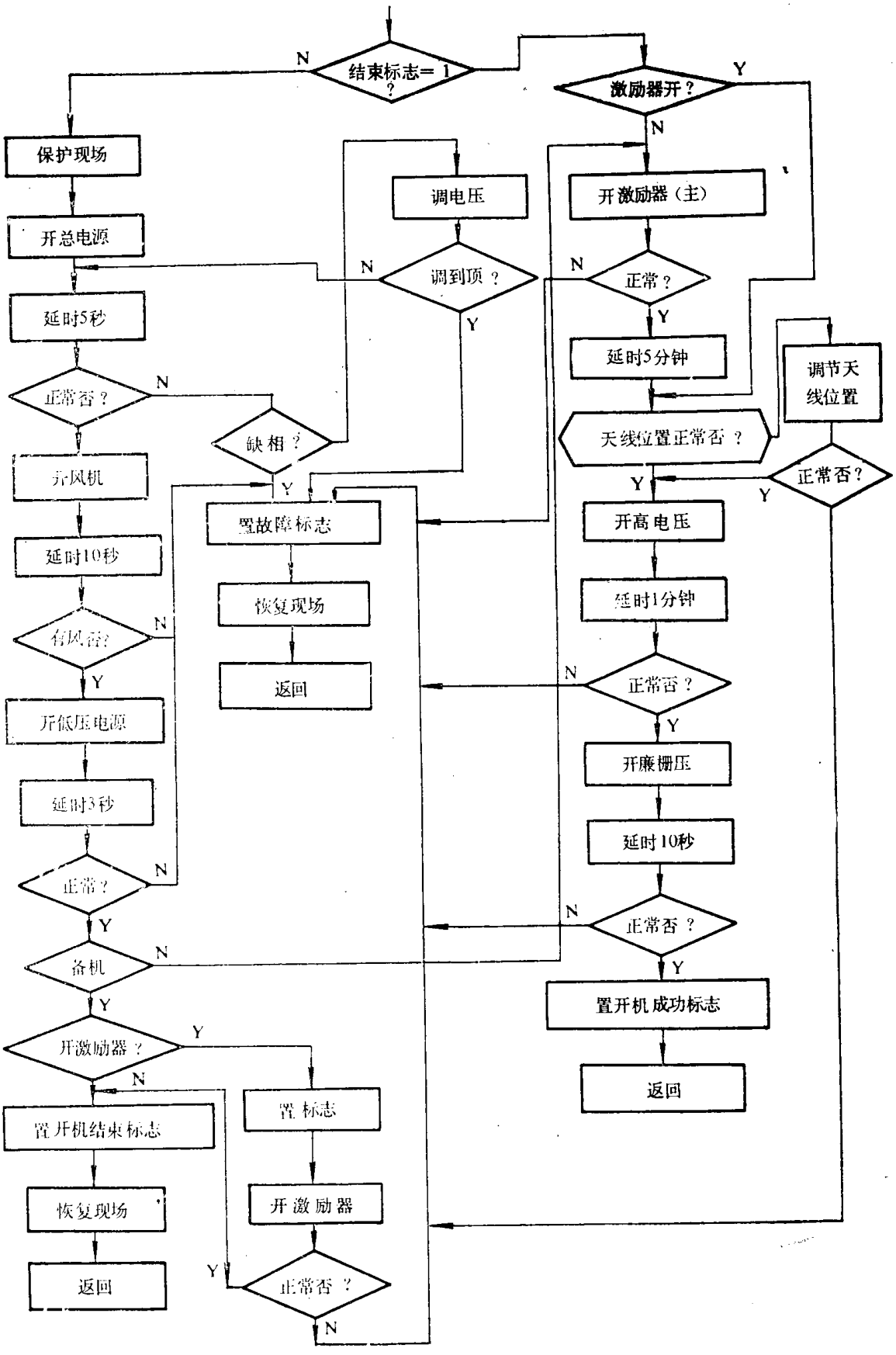

结束标志= 1 ?
N
Y
激励器开？
N
保护现场
开总电源
延时5秒
正常否？
N
Y
开风机
延时10秒
有风否?
N
Y
开低压电源
延时3秒
正常？
N
Y
备机
N
Y
开激励器？
Y
N
置开机结束标志
恢复现场
返回
调电压
调到顶 ？
N
Y
缺相？
Y
置故障标志
恢复现场
返回
置 标志
开 激 励 器
正常否 ？
Y
N
开激励器（主）
正常？
N
Y
延时5分钟
天线位置正常否 ？
Y
调节天线位置
正常否？
Y
开高电压
延时1分钟
正常否 ？
N
Y
开廉栅压
延时10秒
正常否 ？
N
Y
置开机成功标志
返回

图5.95 开机程序模块

```
        CP      B               ;
        JR      NZ CYCLE0       ;       未到，继续延时
        IN      A,(PIOA-2)      ;
        BIT     0, A            ;       查缺相
        JR      NZ,ERRS         ;       转缺相处理
        SRL     C               ;
        OUT     (ADC0),A        ;       启动A/D
        CALL    D100ms          ;       延时100ms
        IN      A,(ADC0)        ;       输入A/D口通道值
        CP      0B0H            ;       越上限否？
        JR      NC,ERRS         ;
        CP      82H             ;       越下限否？
        JR      C, ERRS         ;
        CP      9FH             ;       与正常比较
        JR      NC,CONTI        ;       偏大控制
        CP      90H             ;       偏小否?
        JR      C,CoNT2         ;       偏小控制
        DI                      ;       关中
        LD      A, 03H          ;       正常开风机
        OUT     (FM), A         ;
        LD      A,(2508H)       ;       延时 2 秒
        ADD     02H             ;
        LD      B, A            ;
CYCLE1: LD      A,(2580H)       ;       延时判别
        CP      B               ;
        JR      NZ,CYCLE1       ;
        SRL     C               ;
        IN      A,(PIOB-2)      ;
        BIT     1, A            ;       查电压正常否？
        JR      Z, ERRS         ;
        LD      A, 07H          ;
        OUT     (EM), A         ;       开低压源
```

```
        LD      A,(2508H)       ;       延时 3 秒
        ADD     03H             ;
        LD      B, A            ;
CYCLE2: LD      A,(2508H)       ;       延时判断
        CP      B               ;
        JR      NZ,CYCLE2       ;
        SRL     C               ;
        IN      A,(PIOA-2)      ;       正常合备机
        BIT     2, A            ;
        JR      Z, ERRS         ;
        LD      A, (90H)        ;
        BIT     6, A            ;
        JR      NZ,ONOTH        ;
        LD      A, 0FH          ;       开激励器
        OUT     (FM), A         ;
        LD      A,(2508H)       ;       延时 1 分钟
        ADD     01H             ;
        LD      D, A            ;
        LD      A,(250CH)       ;
        LD      E, A            ;
CYCLE3: LD      HL,(2508H)      ;
        SBC     DE, HL          ;
        LD      A, D            ;
        OR      E               ;
        JR      Z,NEXTI         ;
        ADC     DE, HL          ;       恢复DE
        JR      CYCLE3          ;
NEXTI:  IN      A,(PIOA-2)      ;       判别正常
        BIT     3, A            ;
        JR      Z, ERRS         ;       不正常转出错指示
        SRL     C               ;
        LD      A,(250BH)       ;       延时 5 分钟
```

```
        ADD   05H                ;
        LD    D, A               ;
        LD    A,(250CH)          ;
        LD    E, A               ;
CYCLE4: LD    HL,(250BH)         ;
        SBC   DE, HL             ;
        LD    A, D               ;
        OR    E                  ;   恢复DE
        JR    Z, NEXT2           ;
        ADC   DE, HL             ;
        JR    CYCLE4             ;
NEXT2:  IN    A, (PIOA-2)        ;   天线位置正常否
        BIT   4, A               ;
        JR    Z, CCFM            ;   不正常  调节位置
ONHV:                            ;   正常  开高压
        LD    A, 1FH             ;
        OUT   (FM), A            ;
        LD    A, (250BH)         ;
        INC   A                  ;   延时 1 分钟
        LD    D, A               ;
        LD    A, (250CH)         ;
        LD    E, A               ;
CYCLE5: LD    HL, (250BH)        ;
        SBC   DE, HL             ;
        LO    A, D;              ;
        OR    E;                 ;
        JR    Z, NEXT3           ;
        ADC   DE, HL             ;
        JR    CYCLE5             ;
NEXT3:  IN    A, (PIOA-2)        ;
        BIT   5, A               ;   判别有否开上高压
        JR    Z, ERRS            ;   无  则出错
                                 ;
        LD    A, 3FH             ;
        OUT   (FM), A            ;
        SRL   C                  ;
        LD    A, (250DH)         ;
```

```
        ADD   A, 02H          ;     延时10秒
        LD    B, A            ;
                              ;
CYCLE6: LD    A, (250DH)      ;
        CP    B               ;
        JR    NZ, CYCLE6      ;
        IN    A, (P10B2)      ;
        BIT   6, A            ;
        JR    Z, ERRS         ;
        LD    A, 01H          ;     置成功标志
        LD    (2E02H), A      ;
ENDON:  POP   HL              ;     恢复现场
        POP   DE              ;
        POP   BC              ;
        POP   AF              ;
        RET                   ;     返回
ONOTH:  BIT   4, A            ;
        JR    Z, ONOTHI       ;
        LD    A, OFH          ;
        OUT   (FM), A         ;
        SRL   C               ;
        LD    A, (250BH)      ;
        ADD   A, 02H          ;     延时 2 分钟
        LD    B, A            ;
OTHCG:  LD    A, (250BH)      ;
        CP    B               ;
        JR    NZ, OTHCG       ;
        IN    A, (PIOA—2)     ;
        BIT   3, A            ;
        JR    Z, ERRS         ;
        LD    A, 01H          ;
        LD    (2501H), A      ;
        JR    ENDON           ;
  ERRS: LD    A, 01H          ;
        LD    (2E05H), A      ;     置故障标志
        LD    A, C            ;
        LD    (2E06H), A      ;     保存故障源
        JR    ENDON           ;     返回
```

```
D100ms: EXX                ;
        EX   AF, AF'       ;
  D100: LD   A, 0EH        ;
        DEC  A             ;
        JR   NZ, D100      ;
        EX   AF, AF'       ;
        EXX                ;
        RET                ;
```

说明：

（1）开机成功标志的作用有①使程序调用A/D转换有效。②使得PIO处于中断方式监视发射机的工作状态。③使打印机打出第一批有效数据。④向总站发出的数据是成功的数据。

（2）开机结束标志作用有：①说明机器处于热备状态。②使得PIO处于监视主机工作状态。一旦主机故障，即备机可马上开高压和帘栅压，而不再从头开起。

（3）故障标志是：使报警信号是否有效，若故障标志为1，则进行故障处理，并把故障源存放单元内容显示出来。这对报警处理是很有用的。

5.4.3 主要算术运算程序模块

在调频电视微机监控系统中，由于被监测的物理量是不相等的，有高电压，也有低电压，有大电流也有小电流。而这些不等的量在送给A/D转换器以前就必须规范化，统一变成3V直流电压送给A/D转换器。上述规范化的过程是模拟量的放大或缩小的过程。计算机把A/D转换器中得到的数据处理后，还得复原成实际量进行显示或打印输出，供操作人员使用。也就要求计算机有对数字量进行扩大或缩小的功能，也即具有乘除运算能力。而且为了保证性能，还要求尽可能高精度。

本系统中采用了16位乘法和16位的除法，可以满足系统的精度要求：

一、十六位乘法程序块

乘法在计算机中的实现过程是：移位、判别，相加三大步。

为了乘法程序的通用性，假设把被乘数和乘数存放在2EA0～2EA3H四个单元中，而把结果（32位）

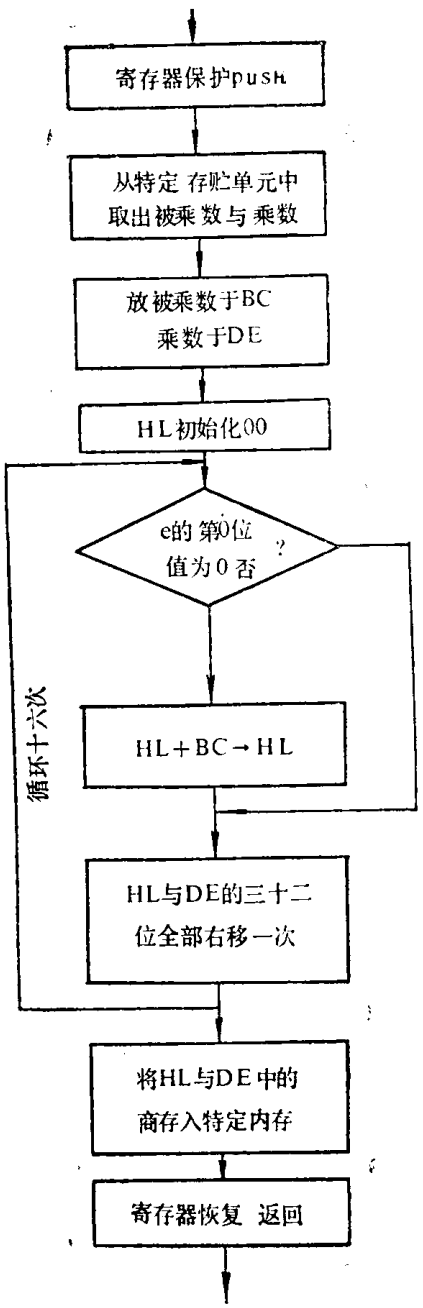


图5.96 乘法运算程序模块

存放在2EA4～2EA7H四个单元中。

程序用到AF，BC，DE，HL寄存器。

入口：乘数被乘数存放在2EA0～2EA3H中。

出口：乘积存放在2EA4～2EA7H中。

程序框图如图5.96所示。

其中：MLAD11 =2EA0H ;
MLAD12 =2EA1H ;
MLAD21 =2EA2H ;
MLAD22 =2EA3H ;
MLRAD1=2EA4H ;
MLRAD2=2EA5H ;
MLRAD3=2EA6H ;
MLRAD4=2EA7H ;

程序清单如下：

```
        ;
MUL:    PUSH AF          ;
        PUSH BC          ;
        PUSH DE          ;
        PUSH HL          ;
        PUSH IX          ;
        PUSH IY          ;
        LD A, (MLAD11)   ;
        LD B, A          ;
        LD A, (MLAD12)   ;
        LD C, A          ;
        LD A, (MLAD21)   ;
        LD B, A          ;
        LD A, (MLAD22)   ;
        LD A, A          ;
        LD A, 10H        ;
        LD HL,0000H      ;
LOOPMF: BIT 0, E         ;
        JR Z, LOOPMS     ;
        ADC HL, BC       ;
LOOPMS: RR H             ;
        RR L             ;
        RR D             ;
        RR E             ;
        DEC A            ;
```

```
        SCF                     ;
        CCF                     ;
        JR NZ, LOOPMF           ;
        LD A, H                 ;
        LD (MLRAD1), A          ;
        LD A, L                 ;
        LD (MLRAD2), A          ;
        LD A, D                 ;
        LD (MLRAD3), A          ;
        LD A, E                 ;
        LD (MLRAD4), A          ;
        POP IY                  ;
        POP IX                  ;
        POP HL                  ;
        POP DE                  ;
        POP BC                  ;
        POP AF                  ;
        RE T                    ;
```

二、除法程序块

为了得到较高精度的除法，采用了32位除16位的除法程序。为了程序的通用性，假设把除数存放在2EA8～2EA9H单元中，被除数存放在2EAA～2EADH中。商数在2EAE～2EAFH中，余数在HL中。

程序框图如图5.97所示。

程序清单如下：

```
DIV:    PUSH AF                 ;
        PUSH BC                 ;
        PUSH DE                 ;
        PUSH HL                 ;
        PUSH IX                 ;
        PUSH IY                 ;
        LD A, (DVAD11)          ;
        LD H, A                 ;
        LD A, (DVAD12)          ;
        LD L, A                 ;
        LD A, (DVAD13)          ;
        LD D, A                 ;
        LD A, (DVAD14)          ;
        LD E, A                 ;
```

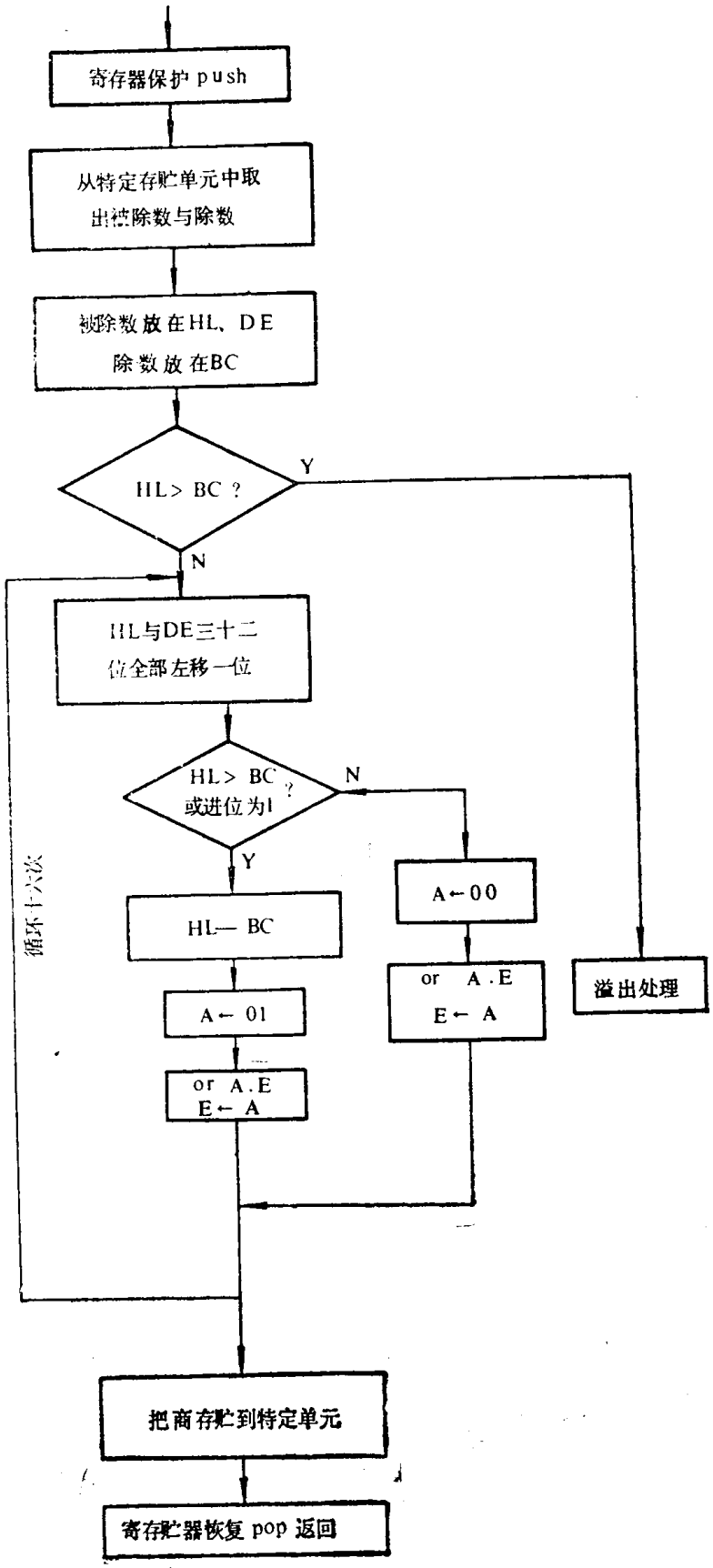


图5.97 除法运算程序模块

```
        LD A, (DVAD21)      ;
        LD B, A             ;
        LD A, (DVAD22)      ;
        LD C, A             ;
        LD A, 10H           ;
        AND A               ;
        SBC HL, BC          ;
        JR NC, OVF          ;
        ADD HL, BC          ;
AGAIN:  PUSH AF             ;
        ALA E               ;
        RL D                ;
        RL L                ;
        RL H                ;
        JR NC, DL           ;
        AND A               ;
        SBC HL, BC          ;
D0:     LD A, 01H           ;
        JR D2               ;
DL:     AND A               ;
        SBC HL, BC          ;
        JR NC, D0           ;
        ABB HL, BC          ;
        LD A, 00H           ;
D2:     OR E                ;
        LD E, A             ;
        POP AF              ;
        DEC A               ;
        JR NZ, AGAIN        ;
        AND A               ;
        LD A, D             ;
        LD (DVRAD1), A      ;
        LD A, C             ;
        LD (DVRAD2), A      ;
        JR RETII            ;
OVF:    ADD HL, BC          ;
        SCF                 ;
RETII:  POP IY              ;
```

```
        POP IX          ;
        POP HL          ;
        POP DE          ;
        POP BC          ;
        POP AF          ;
        RET             ;
DVAD11: EGU 2EAAH
DVAD12: EGU 2EABH
DVAD13: EGU 2EACH
DVAD14: EGU  EADH
DVAD21: EGU 2EA8H
DVAD22: EGU 2EA9H
DVRAD1: EGU 2EAEH
DVRAD2: EGU 2EAFH
```

5.5 微机监控系统的抗干扰措施

在微机监控系统中，由于被检测的物理量不在同一地方，都有一定距离，并且各种发射机本身就是一个强磁场和高电场的信号源，因此，对微机都要产生严重干扰。特别是在开启和停机时，干扰将更大。这样，轻则影响被测信号的精确度；重则冲乱计算机的程序，使计算机无法工作。下面介绍检测回路的抗干扰技术和保证计算机正常工作的抗干扰措施。

5.5.1 干扰途径和干扰分类

不管什么样的干扰源，对计算机的干扰总是通过传导和直接辐射两种途径进入计算机的。例如，发射机中的强磁场可以通过容性耦合和感性耦合直接辐射到控制系统中去。而在计算机进行输入输出控制操作时，被执行的器件（如继电器）产生的电弧干扰也会随输入输出线传导到计算机中。

在计算机监控系统中，按干扰结果来分，可分成被测信号干扰和计算机程序干扰二类，前者

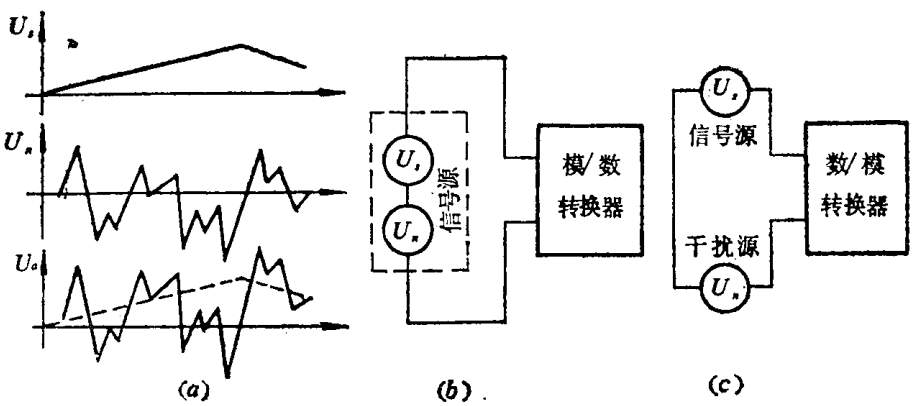


图5.98 常态干扰示意图

U_s——被测信号的理想波形；U_n——常态干扰信号波形；U_a——实际测得的信号波形。
(a)干扰的情况；(b)干扰的一种形式；(c)干扰的另一种形式

影响精度，后者影响工作。而被测信号干扰又可分常态干扰和共态干扰两种。下面分别介绍。

所谓常态干扰是指叠加在被测信号上的干扰噪声。这里的被测信号是指有用的直流信号或者变化缓慢的交变信号，而干扰噪声是指无用的变化较快的杂乱交变信号，如图5.98所示。

由图5.98(*b*)和(c)可见，常态干扰和被测信号在回路中所处的地位是相同的，总是以两者之和作为输入信号，因此常态干扰又称为串模干扰。

所谓共态干扰是指模/数转换器两个输入端上公有的干扰电压。这种干扰可以是直流电压，也可以是交流电压，其辐值可达几伏甚至更高，取决于现场产生干扰的环境条件和计算机等设备的接地情况。共态干扰常称共模干扰。

由于在计算机控制过程中，被控制和被测试的参量很多，并且是分散在发射机的各个地方，一般都用很长的导线把计算机发出的控制信号传送到现场中的某个控制对象，或者把安装在某个装置中的传感器所产生的被测信号传送到计算机的模/数转换器。因此，被测信号U_s的参考接地点和计算机端输入信号的参考接地点之间往往存在着一定的电位差U_{cm}（见图5.99）。由图可见，对于转换器的两个输入端来说，分别有U_s+U_{cm}和U_{cm}两个输入信号。显然，U_{cm}是转换器输入端上共有的干扰电压，故称共态干扰电压。

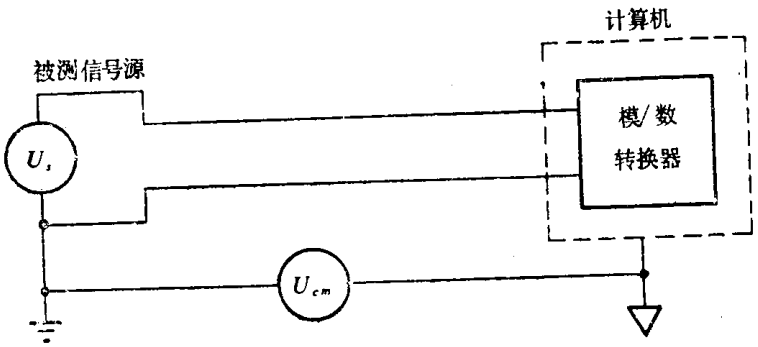


图5.99 共模干扰原理图

在监控系统中，如果被监视的信号采用单端输入方式，如图5.100所示。这样，对有共模干扰的场合下，共模干扰电压将全部变为串模干扰信号。因此，应采用双端不对地输入方式。如图5.100(*b*)所示。

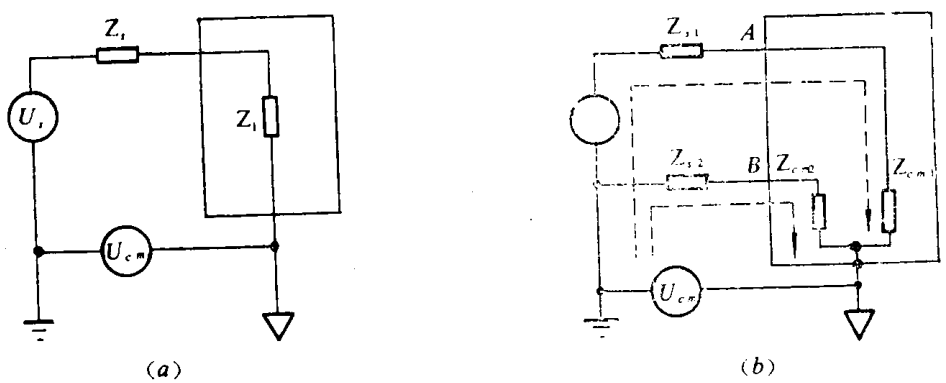


图5.100 被测信号的输入方式

Z_s、Z_{s1}、Z_{s2}—信号源内阻抗；Z_1、Z_{cm1}、Z_{cm2}—输入电路的输入阻抗。

(a)单端对地输入方式；(b)双端不对地输入方式

由图5.100(*b*)可见，共模干扰电压U_{cm}对两个输入端形成两个电流回路（如虚线所示），每个输入端A、B的共模电压为

$$U_A=\frac{U_{cm}}{Z_{s1}+Z_{cm1}}\times Z_{cm1}$$

$$U_B=\frac{U_{cm}}{Z_{s2}+Z_{cm2}}\times Z_{cm2}$$

因此，在两个输入端之间呈现的共模电压为

$$U_{AB}=U_A-U_B=\frac{U_{cm}}{Z_{s1}+Z_{cm1}}\times Z_{cm1}-\frac{U_{cm}}{Z_{s2}+Z_{cm2}}\times Z_{cm2}$$

$$=U_{cm}\times\left(\frac{Z_{cm1}}{Z_{s1}+Z_{cm1}}-\frac{Z_{cm2}}{Z_{s2}+Z_{cm2}}\right)$$

如果此时$Z_{s1}=Z_{s2}$和$Z_{cm1}=Z_{cm2}$，则$U_{AB}=0$，表示不会引入共模干扰，但上述条件实际上无法满足，只能做到Z_{s1}接近于Z_{s2}，Z_{cm1}接近于Z_{cm2}，因此$U_{AB}\neq 0$，也就是说实际上总存在一定的共模干扰电压。显然，当Z_{s1}、Z_{s2}越小，Z_{cm1}、Z_{cm2}越大，并且Z_{cm1}与Z_{cm2}越接近时，共模干扰的影响就越小。一般情况下，共模干扰电压U_{cm}总是转化成一定的常态干扰U_n出现在两个输入端之间。

为了衡量一个输入电路抑制共模干扰的能力，常用共模抑制比CMRR（common-mode rejection ratio）来表示，即

$$\mathrm{CMRR}=20\lg\frac{U_{cm}}{U_n}\ \ \mathrm{dB}$$

式中，U_{cm}是共模干扰电压，U_n是由U_{cm}转化成的常态干扰电压。显然，对于单端对地输入方式来说，由于$U_n=U_{cm}$，所以CMRR=0，说明无共模抑制能力。对于双端不对地输入方式来说，由U_{cm}引入的常态干扰U_n越小，CMRR就越大，所以抗共模干扰能力越强。

5.5.2 抗常态干扰措施

抗常态干扰的方法应从干扰信号的特性和来源入手，可以采取以下几种措施。

一、如果常态干扰频率比被测信号频率高，则采用输入低通滤波器来抑制高频常态干扰。如果常态干扰频率比被测信号频率低，则采用输入高通滤波器来抑制低频常态干扰。如果常态干扰频率落在被测信号频谱的两侧，则应用带通滤波器较为适宜。

一般情况下，常态干扰均比被测信号变化快，故常用二级阻容低通滤波网络作为模/数转换器的输入滤波器，如图5.101所示，它可使50Hz的常态干扰信号衰减600倍左右。该滤波器的时间常数小于200ms，因此，当被测信号变化较快时应相应改变网络参数，以适当减小时间常数。

二、当尖峰型常态干扰成为主要干扰源时，用双斜率积分式模/数转换器可以削弱常态干扰的影响。因为此类变换器是对输入信号的平均值而不是瞬时值进行转换，所以对尖峰干扰

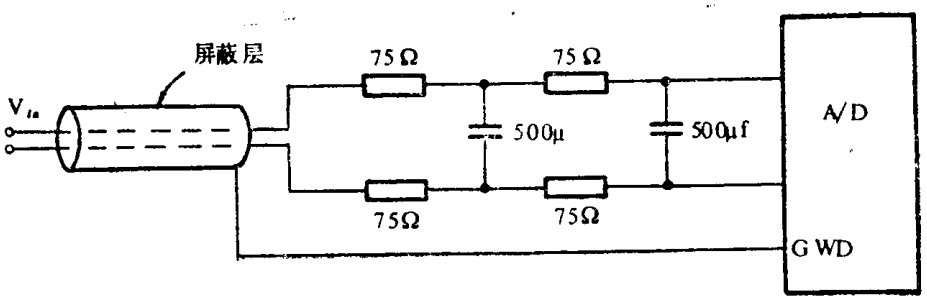


图5.101 二级阻容滤波网络

具有抑制能力。如果取积分周期等于主要常态干扰的周期或为整数倍，则通过积分比较变换器后，对常态干扰的抑制有更好的效果。

三、对于常态干扰主要来自电磁感应的情况下，对被测信号应尽可能早地进行前置放大，从而达到提高回路中的信号噪声比的目的；或者尽可能早地完成模/数变换或采取隔离和屏蔽等措施。

四、从选择逻辑器件入手，利用逻辑器件的特性来抑制常态干扰。此时可以采用高抗扰度逻辑器件，通过提高阈值电平来抑制低噪声的干扰；也可采用低速逻辑器件来抑制高频干扰；当然也可以人为地通过附加电容器，以降低某个逻辑电路的工作速度来抑制高频干扰。

对于主要由所选用的元器件内部的热扰动产生的随机噪声所形成的常态干扰，或在数字信号的传送过程中夹带的低噪声或窄脉冲干扰时，这种方法是比较有效的。

五、如果常态干扰的变化速度与被测信号相当，则一般很难通过以上措施来抑制这种干扰。此时可采取下述方法：

1．从根本上消除产生常态干扰的原因。对测量器件和电路进行良好的电磁屏蔽。计算机的信号线应选用带有屏蔽层的双绞线或同轴电缆线，并应有良好的接地系统。

2．利用数字滤波技术对已经进入计算机的带有常态干扰的数据进行处理，从而可以较理想地滤掉难以抑制的常态干扰。

5.5.3 抗共模干扰措施

共模干扰是最常见的干扰，常用的抗共模干扰的方法有如下几种。

一、利用双端输入的运算放大器作为模/数转换器前面的前置放大器，其抑制共模干扰的原理与图5.100(b)相似。

二、利用变压器或光电耦合器把各种模拟负载与数字信息源隔离开来，也就是把“模拟地”与“数字地”断开。此被测信号通过变压器耦合或光电耦合获得通路，而共模干扰由于不成回路而得到有效的抑制。

利用光电耦合器直接对模拟信号的隔离输入在5.2.7中已有介绍，这里不再赘述。

三、采用浮地输入双层屏蔽放大器来抑制共模干扰。这是利用屏蔽方法使输入信号的“模拟地”浮空，从而达到抑制共模干扰的目的，如图5.102所示。

图中Z_1和Z_2分别为模拟地与内屏蔽盒之间和内屏蔽盒与外屏蔽层（机壳）之间的绝缘阻抗，它们由漏电阻和分布电容组成，所以此阻抗值很大。图中，用于传送信号的屏蔽线的

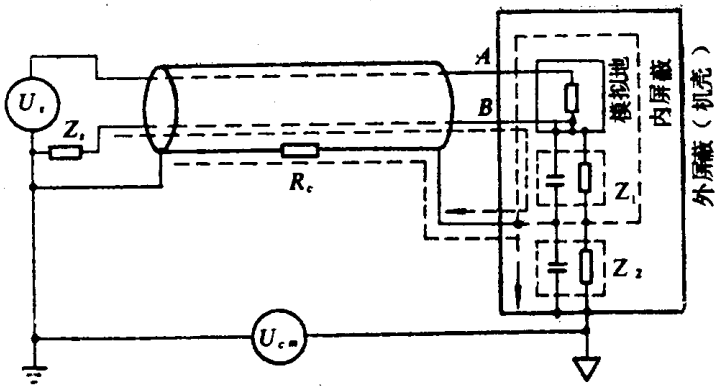


图5.102 浮地输入双层屏蔽放大器

屏蔽层和Z_2为共模电压U_{cm}提供了共模电流I_{cm1}的通路，但此电流不会产生常态干扰，因为此时模拟地与内屏蔽盒是隔离的。由于屏蔽线的屏蔽层存在电阻R_c，因此共模电压U_{cm}在R_c电阻上会产生较小的共模信号，它将在模拟量输入回路中产生共态电流I_{cm2}，此I_{cm2}在模拟量输入回路中产生常态干扰电压。显然，由于$R_c \ll Z_2$，$Z_s \ll Z_1$，故由U_{cm}引入的常态干扰电压是非常微弱的。所以这是一种十分有效的共模抑制措施。

四、用数据放大器来提高共模抑制比。数据放大器具有较强的抗共模干扰能力，且具有输入阻抗高，漂移低，增益可调等特点。是一种有效的抗共模干扰器件。

五、采用数字滤波技术，消除共模干扰信号。

5.5.4 抗电源干扰措施

计算机中有许多干扰是来自电源或由电源回路产生的，因此实际系统中对电源都要仔细设计，常可以采用以下一些措施。

一、在逻辑电路板上的电源线与地线的布线应合理，做到布线尽可能短，防止布成回路型和“菊花”链环状型。

二、在每一片集成电路芯片的电源与地引入端间接一个无感的瓷片电容器，其容量一般在0.01～0.1μF。

三、若一个装置中有多块逻辑电路板，则一般应在电源和地线的引入处附近并接一个10～100μF的大电容和一个0.01～0.1μF的无感瓷片电容，以防止板与板之间的相互干扰，但此时最好在每块逻辑电路板上装一片或几片“稳压块”，形成独立的供电系统，这样能较好地防止板间的相互干扰。

四、在大功率的开关驱动电路中，为防止驱动电路通过逻辑电路板的电源线和地线引入的干扰，可采取如下措施。

1.把同一类型的所有输出驱动器的输出线以及交流、直流供电线等聚集在一起，套以独立的铁壳屏蔽管，并远离其它类型的输入输出等信号线。

2.对直流输出驱动器来说，大电流直流信号线应采用外接线，有时还用独立的直流电源来提供电流，从而驱动器的大电流输出不通过逻辑电路板的电源线与地线。图5.51就是具有隔离的直流驱动器，它利用光电隔离把大电流输出地线与逻辑信号线分隔开来，从而使由地线内的大电流所引起的假触发率最小。

五、采用能抑制交流电源干扰的计算机系统电源，如图5.103所示。图中，电抗器用来抑制交流电源线上引入的高频干扰；变阻二极管用来抑制进入交流电源线上的瞬时干扰（或者大幅值的尖脉冲干扰）；隔离变压器的原、副边之间加有静电屏蔽层，从而进一步减小进入电源的各种干扰。这样，使送入整流器的交流电压预先经过滤波、限幅、隔离等处理，把交流干扰抑制到最小。该交流电压再通过整流、滤波和直流电子稳压后干扰进一步得到了抑制。

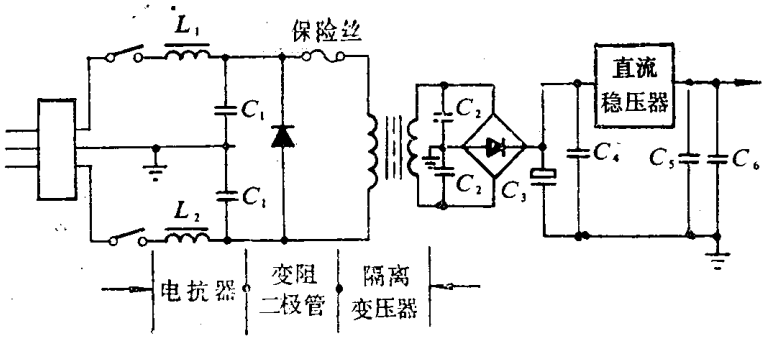


图5.103 计算机系统电源

六、采用公共接地点SGP是较大控制系统中常用的方法。因为所有的传输信号都有自己的参考接地点，若两个参考点之间存在电位差，就出现了“假”接地现象。于是，和该接地点相联系的电路所通过的信号都叠加了这个假地电位差，从而引入了干扰。防止的方法是把所有电路的“地”都接在一点，把该点作为系统接地点（SGP）。图5.104所示是这种SGP接地系统的示意图。

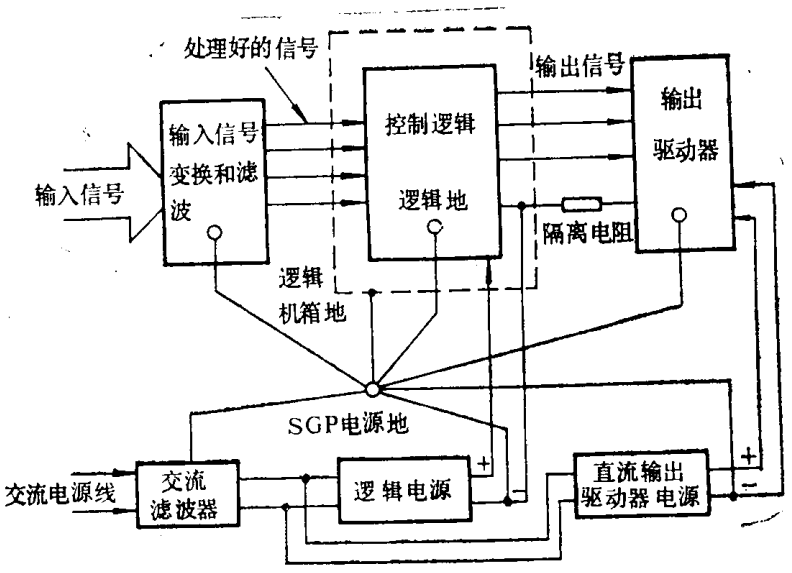


图5.104 SGP接地系统

七、在监控系统中，往往强电设备较多，因此，常采用三相隔离变压器以减小外来电网干扰，如图5.105所示。应该注意，三相变压器的原边应接成“Δ”形，付边应接成“Y”形，

以抑制高次谐波的干扰，减少其他强电设备对计算机的干扰。

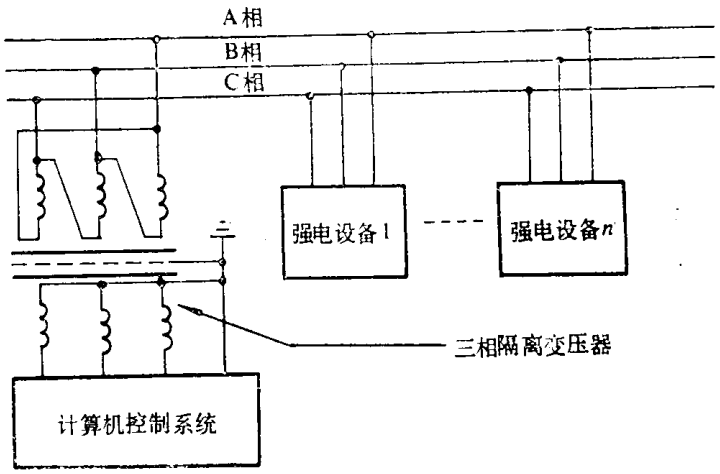


图5.105 三相隔离变压器的应用

5.5.5 软件抗干扰措施

软件抗干扰措施分数字滤波技术和程序恢复技术，下面分别介绍其中的部分措施。

一、数字滤波技术

在检测系统中，被检测的信号如果存在干扰，就会使得每次取样的A/D值都不一致，从而引起误差。采用数字滤波技术可以起到硬件滤波所引起的作用，且数字滤波具有如下优点：

（1）由于数字滤波是用程序实现的，因而不需要增加硬设备，可以多个输入通道“共用”一个滤波程序。

（2）由于数字滤波不需要硬设备，因而可靠性高，稳定性好，各回路之间不存在阻抗匹配等问题。

（3）数字滤波可以对频率很低（如0.01Hz）的信号实现滤波，克服了模拟滤波器的缺陷，而且通过改写数字滤波程序可以实现不同的滤波方法或改变滤波参数，这比改变模拟滤波器的硬件灵活、方便。所以，数字滤波受到相当的重视，得到广泛的应用。

数字滤波的方法有很多种，通常有程序判别法，中值滤波法，算术平均值法，加权平均值法，惯性滤波法，以及混合滤波法等等。下面仅介绍调频电视微机监控系统中用到的数字滤波方法。

1．程序判别法滤波

在调频电视微机监控系统中，由于被测的量一般都有一定的范围。如果在发射机正常工作时，由A/D转换所取得的值超过了正常范围（偶然的）、则说明有干扰进入采集系统，该次采样值应舍去。

程序判别算式如下：

若$|X_K - X_{K-1}| \leqslant \Delta X_0$，则表示本次采样值有效。

若$|X_K - X_{K-1}| \geq \Delta X_0$，则表示本次采样无效。计算机不把它存入内存。其滤波程序框图如图5.106所示。

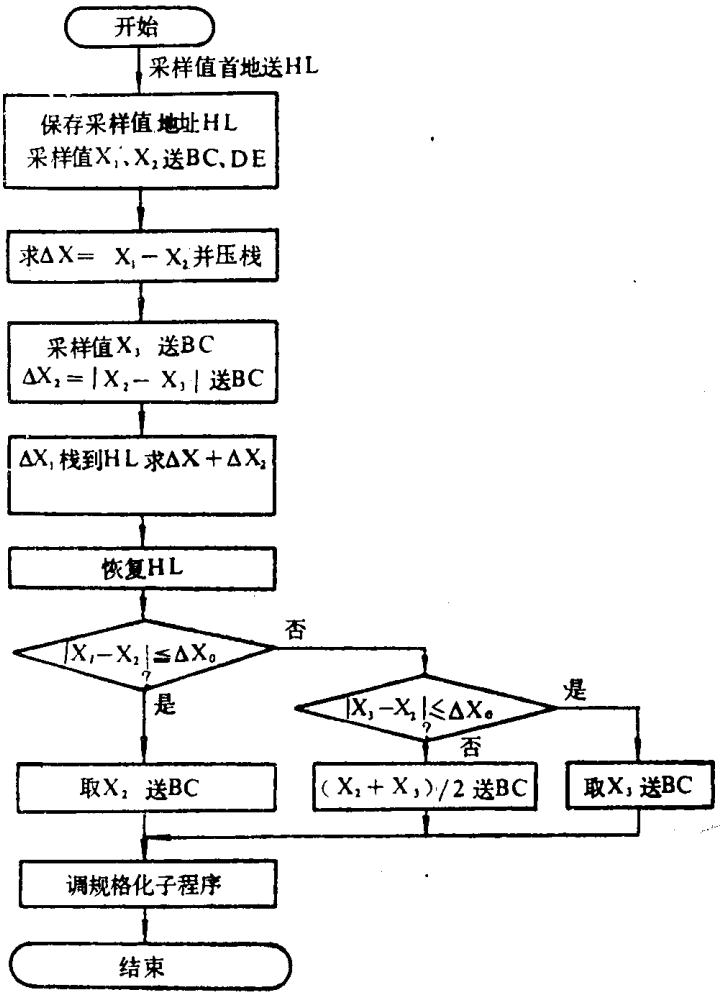


图5.106 程序判别滤波程序框图

2. 算术平均值滤波法

算术平均值法是要寻找这样一个Y，使该值与各采样值间误差的平方和为最小，即

$$E=\min\left[\sum_{K=1}^{N} e^2_k\right]=\min\left[\sum_{K=1}^{N}(Y-x_k)^2\right]$$

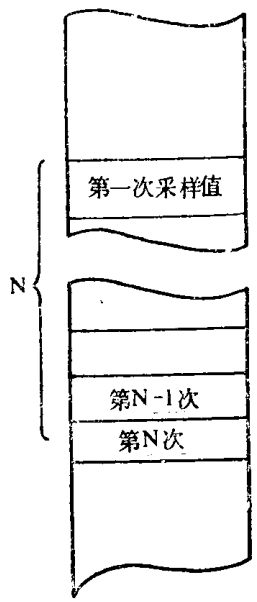
由一元函数求极值原理得

$$Y=\frac{1}{N}\sum_{K=1}^{N}x_k$$

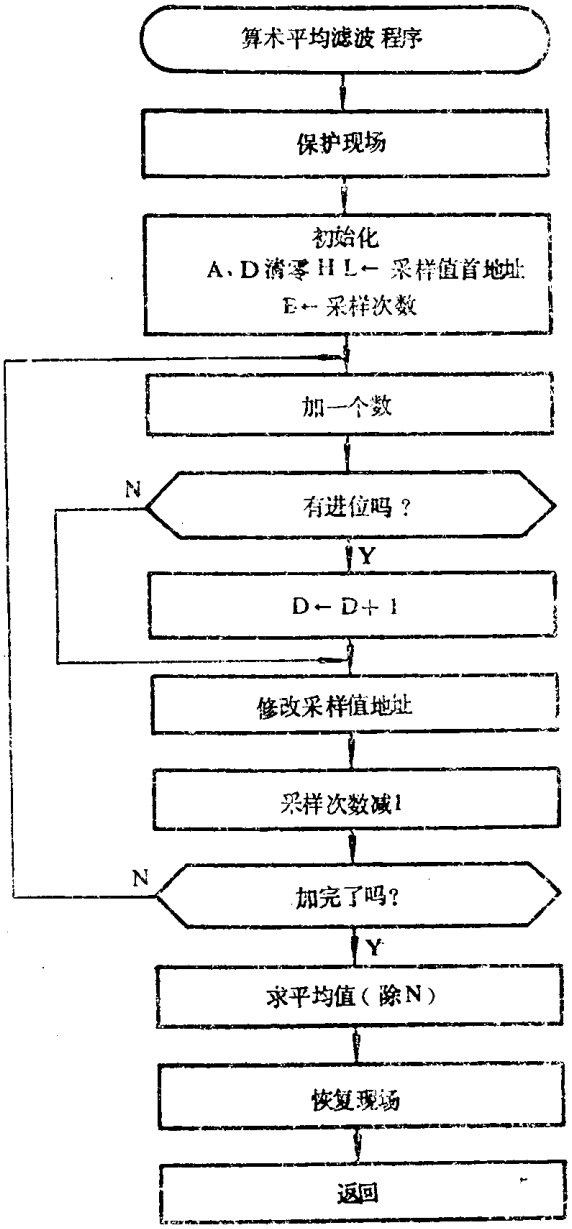
此式便是算术平均值法的算式。

算术平均值法程序将存于内存空间的N个数相加并求出平均值，结果存于缓冲区。调用时

将采样值存放首址送HL，采样次数送B。数据在内存空间的存储形式如图5.107。算术平均值算法程序框图如图5.108所示。



5.107 内存中数据存放形式



5.108 算术平均值滤波程序框图

3. 中值滤波方法

所谓中值滤波就是对某一被测量连续测量几次，然后按从大到小（或从小到大）排列。通常去掉这组数据中的最大值和最小值，然后取中间几个数值的平均值作为本次采样值。其算式如下：

$$x_i = \frac{1}{n-2}\sum_{K=1}^{n-2} x_k$$

式中X_i为本次采样值，X_k为每次采样的值，其程序框图如图5.109所示。

入口条件：n次采样值已存在以SAMP为起始地址的内存单元，（本程序$n=6$）

出口条件：采样值存于DATA单元。

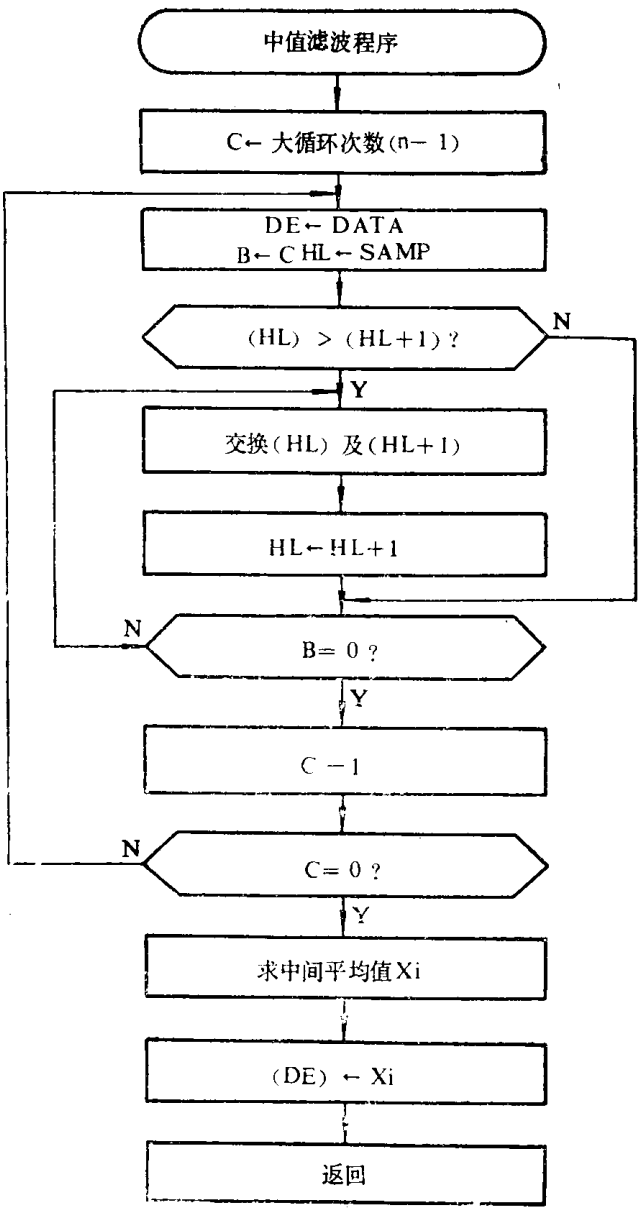


图5.109 中值滤波程序框图

4. 复合滤波方法

如果把几种滤波方法结合起来，对输入数字进行滤波，称为复合滤波方法。在调频电视微机监控系统中，是通过程序判别法把采样过程中的一些越限值去掉，然后用中值滤波法取得本次被测量的数据。

其程序框图如图5.110所示。

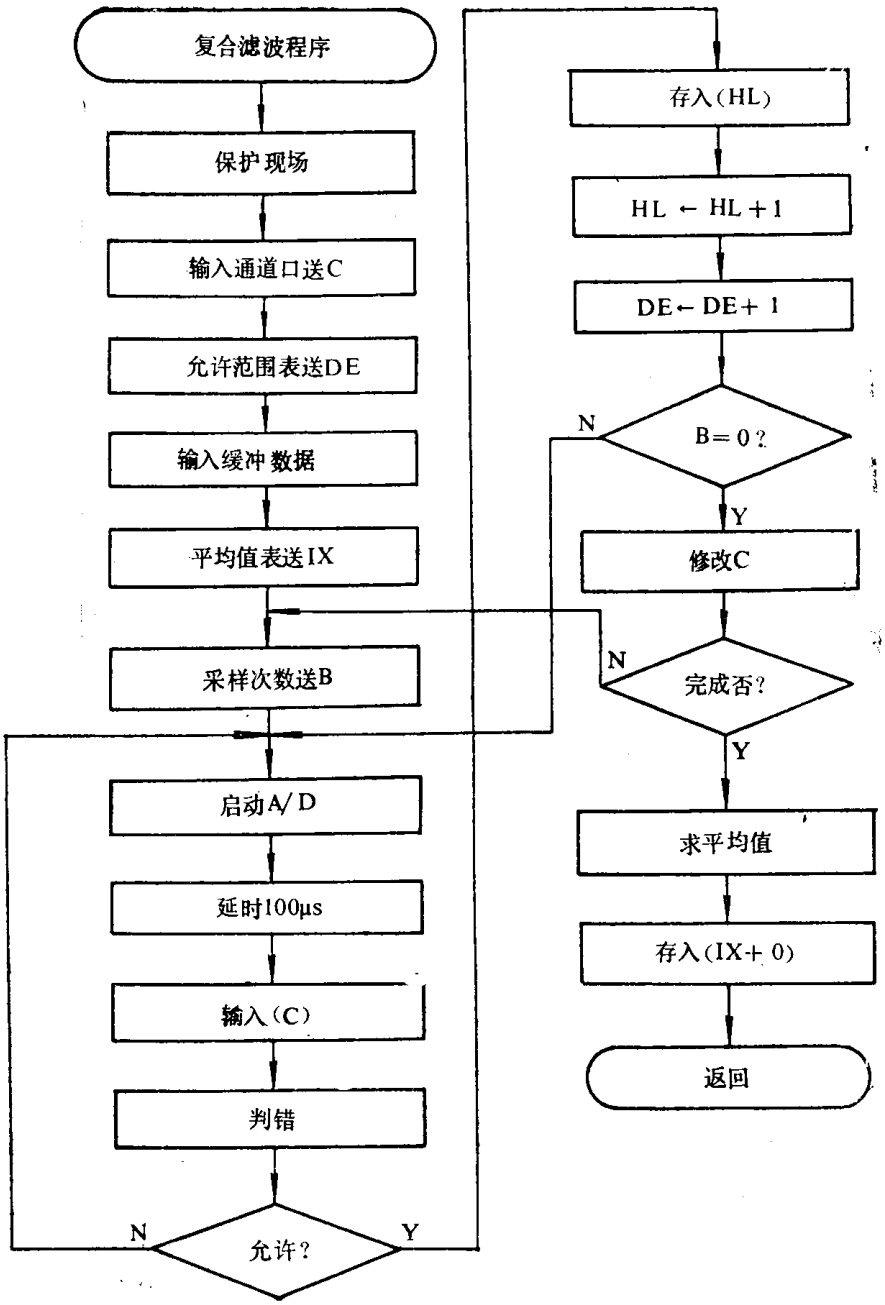


图5.110 复合滤波程序框图

其程序如下：设输入A/D地址为00～0FH。

入口条件：C寄存器存放口地址；B寄存器存放单点检测次数n，本例中 $n=6$；HL寄存器存放单次取样值；DE寄存器为存放上下限值。见上下限允许范围存放形式见图5.111所示。

出口条件：把由口地址为00～0FH的十六个A/D转换值存放在IX寄存器所指的DATA单元中。

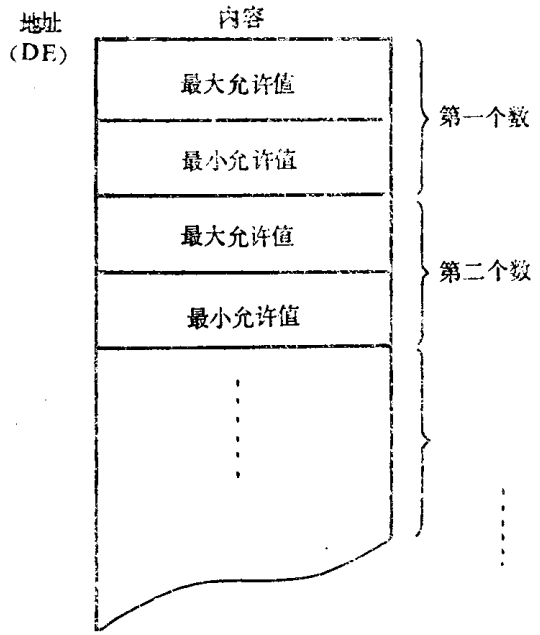


图5.111 上下限允许范围存放形式

```
STRT: PUSH   AF        ;     保护在场
      PUSH   BC        ;
      PUSH   DE        ;
      PUSH   HL        ;
      PUSH   IX        ;
      LD     C, 00H    ;     口地址初始化
      LD     DE, EUPD  ;
      LD     HL, SMP   ;
STATO: LD    IX, DATA  ;
      LD  B, 06H       ;
STAR1: OUT  (C), A     ;     启动A/D转换
      CALL  D100μs     ;     延时100μs
      IN  A, (C)       ;
      CP  (DE)         ;
      JR  NC, LOOP0    ;     比上限大，则重新采样
      INC  DE          ;
      CP  (DE)         ;     比下限小，则重新采样
      JR  C, LOOP1     ;
      LD  (HL), A      ;     存入HL中
      INC  HL          ;
```

```
        DJNZ  STAR1      ;
        INC   C          ;     形成下一口地址
        LD    A, 10H     ;     十六路有否采完?
        CP    C          ;
        JR    NZ  STARO  ;     未采完转下一口地址
        LD    C, 0FH     ;     采完后排队
        LD    HL, SMP    ;
STAT2:  LD    B, 06H     ;
CPMM:   LD    A, (HL)    ;
        INC   HL         ;
        CP    (HL)       ;
        JR    C, DONZ    ;
        LD    D, (HL)    ;
        LD    (HL), A    ;     交换(HL)⇋(HL+1)
        DEC   HL         ;
        LD    (HL), D    ;
DON2:   DJNZ, CPMM       ;
        DEC   C          ;
        JR    NZ, STAT2  ;     C≠0 继续排队
        LD    C, 0FH     ;
LOOP2:  LD    B, 04H     ;
LOOP3:  DEC   HL         ;     从顶向下求中值，除
        LD    A, (HL)    ;     去最大值
        ADD   A, E       ;
        JR    NC, LOOP4  ;
        INC   D          ;
LOOP4:  DJNZ, LOOP3      ;
        SRL   D          ;     DE除4，求平均值
        RR    E          ;
        LD    (IX+0), E  ;     存放平均值
        INC   IX         ;
        DEC   HL         ;     除掉最小值
        DEC   C          ;
        JR    NZ, LOOP3  ;
        POP   IX         ;
        POP   HL         ;
        POP   DE         ;
```

```
        POP  BC          ;
        POP  AF          ;
        RET              ;     返回
LOOP1:  DEC  DE          ;     恢复指针
LOOP0:  JR   STAR1       ;     重新采样
D100μS: EXX              ;
        EX   AF, AF'     ;
        LD   B, OEH      ;
D1001:  NOP              ;
        DJNZ, D1001      ;
        EX   AF, AF'     ;
        EXX              ;
        RET              ;
```

二、程序自恢复措施

程序自恢复措施是指当干扰信号使计算机偏离原有程序而“跑飞”时，使它能自动返回的一种措施。

当干扰信号较强时，它不但影响数据采集的精度，而且严重时，会干扰数据总线和地址总线。其结果必然会导致程序的“跑飞”。使微机无法工作。在FM微机系统中我们采用如下几种措施。

1. 结合硬件设计，设置重新启动指令

在采用Z-80CPU的专用微机中，是把数据线通过一个4.7kΩ电阻接到+5V电源。如图5.112所示。

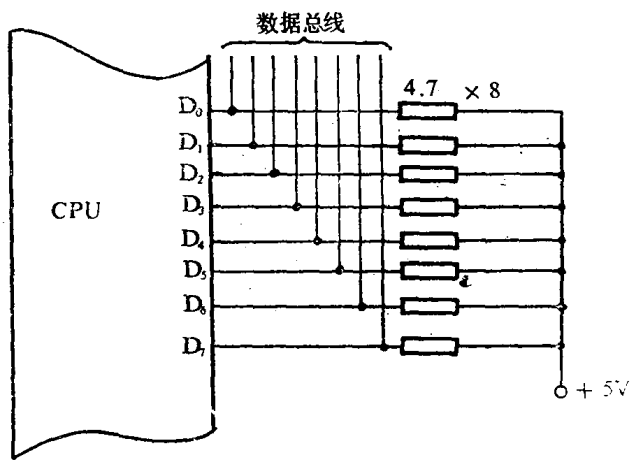


图5.112 数据总线通过4.7kΩ接+5V电源

这样做的目的是：当地址寄存器AR所指的单元是空单元时，CPU所取的指令码为“FFH”。

于是，当AR或PC受干扰，使地址偏离原程序而落在空单元地址时，这时取进的

“FFH”，是一条重新启动指令“RST7”。这条指令提供中断程序的入口地址为0038H单元。我们在该单元中放一条无条件转移指令，则就可以达到拉回“跑失”程序的目的。如图5.113所示。

由于Z-80CPU中，PC和AR的计数范围都是$2^{16}=65536$，也即CPU可直接寻址范围为65K，而在微机中，包括数据存贮器在内，仅用不到16K字节的内存地址。因此还有48K是空字节地址。

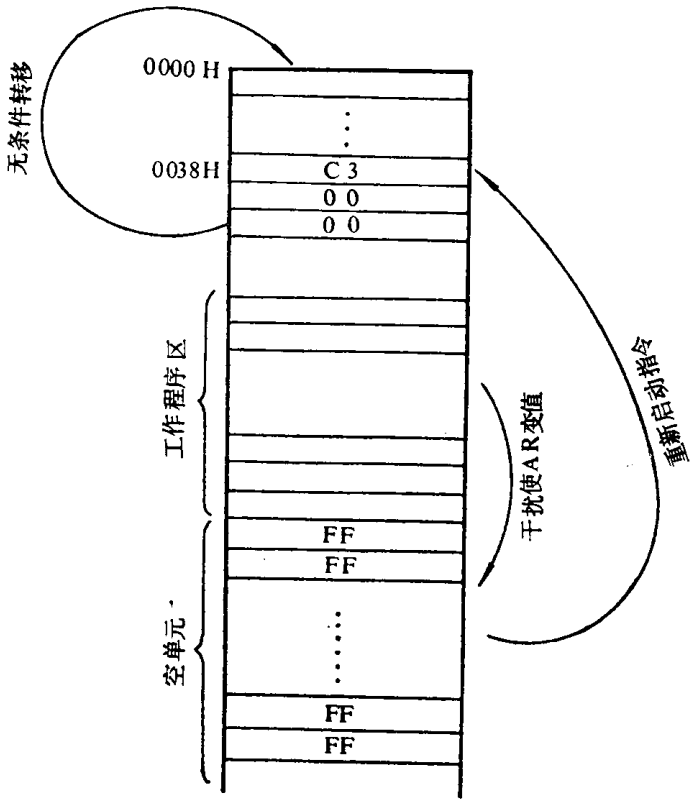


图5.113 重新启动示意

如果把数据存贮器中不用的单元也全部填上“FFH”字节，这样相对的“空字节”范围则更大。具体程序如下：

```
RSTS: XOR  A          ;
      LD   A, OFFH    ;
      LD   BC, NN     ;     送内存长度
      LD   HL, MMMM   ;     送首地址
STRT: LD   (HL), A    ;
      INC  HL         ;
      DEC  BC         ;     把空余单元全部填上“FFH”
      JR   NZ, STRT   ;
      DEC  HL         ;
        ⋮
```

微机受干扰后，程序落在“空字节”地址的可能是最大的。因此这样做是有效的。

2．在程序入口处建立标志，以区别“拉回”程序和正常程序

我们知道，程序启动以后，必须进行初始化，而初始的数据则往往并不是最佳的数据，而如果拉回来的程序再重新进行初始化的话，则会影响控制精度。因此作为有抗干扰能力的控制程序，则必须在入口区插入判断程序，以提高（或恢复）控制精度。具体结构如图5.114

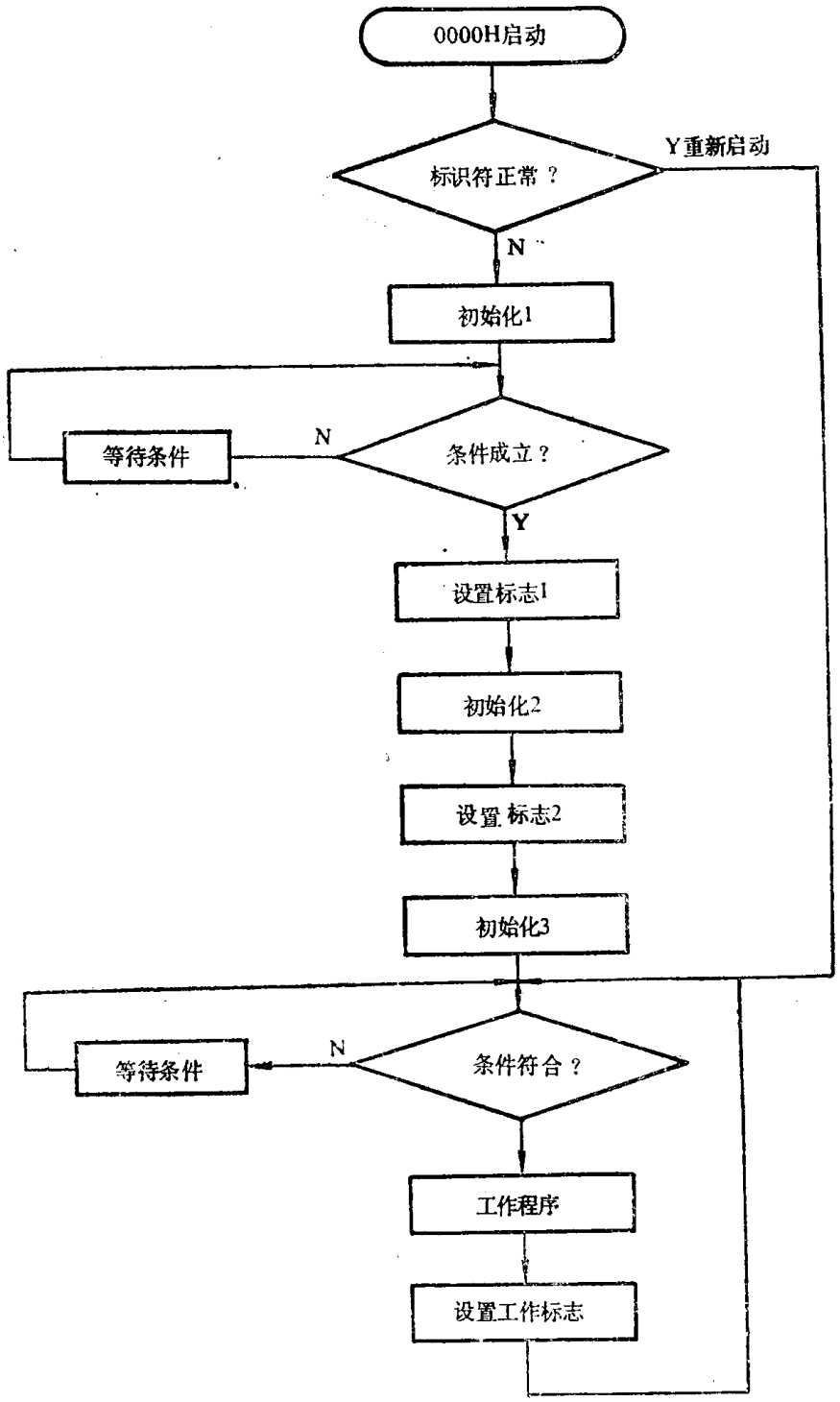


图5.114 具有判别能力的控制程序结构

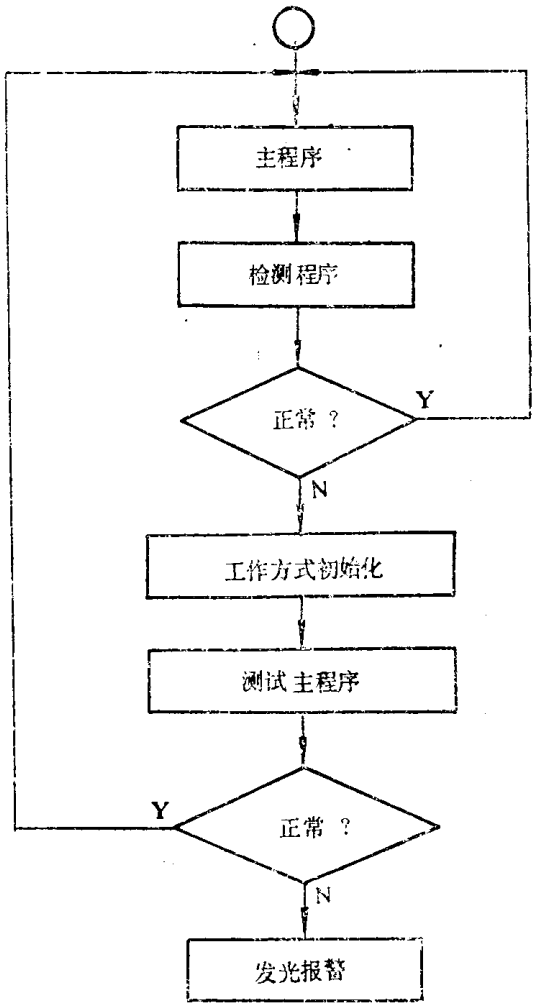


图5.115 具有自控功能的控制程序

所示。

3. 在主程序结束后，返回之前插入一段自检程序 以检查接口电路，执行电路，中断电路等是否正常，如果正常则返回，否则进行重新初始化，如果初始化后仍不行，说明器件故障，则报警。程序框图如图5.115所示。

4、采用CTC监视主程序

我们知道，定时工作方式下的CTC一旦启动，是不受CPU控制的，但它的工作方式受到CPU控制，采用的措施是，使CTC工作在定时方式下，允许中断，而把定时时间设置得较控制程序执行时间稍长。这样程序开始时启动CTC，如果程序正常，则由程序末尾设置的一条关闭CTC指令，不允许CTC中断CPU，然后再返回开头程序，又重新开启CTC，……。如果程序在执行过程中“跑失”，则当CTC定时时间到，就会向CPU发出中断请求。而在CTC中断服务程序中设置一条无条件转程到0000H单元的指令，这样可以把CPU从“死循环”中拉回。该程序也较简单，程序清单如下：

```
CTCMON: LD   A   00H        ;   置CTC中断矢量
        OUT  (CTC)  A       ;
```

```
        LD   A, nn          ;    置CPU中断矢量寄存器
        LD   I, A           ;
        LD   A, 0A5H        ;    置CTC时定时方式，允许中断
        OUT  (CTC), A       ;
        LD   A, CON         ;    置时间常数
        OUT  (CTC), A       ;
        IM2                 ;    中断方式 2
        EI                  ;    开中
        ⋮
        ⋮
        LD   A, 03H         ;    关闭CTC
        OUT  (CTC), A       ;
        DI                  ;    关中
        JP, STRT            ;    转四开始程序
```

中断入口处内容为0000H

```
        TABL: DW  0000H
```

程序从0000H单元开始，从而保证了机器的可靠工作。

程序恢复的办法还有很多，这里不一一介绍了。

第六章

调频差转技术

转发调频广播的目的有：一是扩大调频广播的服务区，使那些处于阴影区域的听众能满意收听，二是传输信号，例如对那些确实无条件，也不可能架设有线广播专线的地区传送节目内容。

转发调频广播的方式有：一是用高质量的调频接收机（例如National的ST-G6等）将调频信号解调出音频信号，送到调制式发射机进行调制，以不同频率和额定功率发射出去，目前这种方式已逐渐被淘汰，仅仅用作一种节目源的备份手段；二是采用差转方式，即接收前站送来的调频信号，不进行解调，经变频转换成某一发射频率，然后放大到额定输出功率发射出去；三是同频转播方式，即以收发为同一频率转播调频广播，这在某些山区作为一种扩大覆盖面积的辅助手段还是有效的。

为了高质量传送调频信号，要求差转式调频发射机应具有下述基本功能：

(1) 在一定接收场强下，具有良好的选择性，以抑制无用信号（包括自台干扰信号）；

(2) 变换频率；

(3) 把变频后的信号放大到某一额定功率。

对于同频调频转播机而言，上述第(2)点变成在其输入与输出之间应满足实际所需要的隔离度，否则将减低广播质量，严重时将无法工作。

本章主要讲述调频差转台台址选择，差转机电路介绍及其故障排除等，同时也简单介绍实现同频转播的条件和一些具体问题。

6.1 调频差转台设计时需考虑事项

6.1.1 台址的选择[3]

在选择可能的调频差转台台址时，必须十分慎重。最重要的因素如下：

一、 台址应尽量靠近拟服务的地区。

二、 在有丘陵或山地之类的自然高地的地方，应该利用这种地形。也可以考虑利用现有的塔、高层建筑、谷仓之类作为调频差转机台址。

三、 所考虑的台址必须有通向发端台的无阻挡的通途。在允许的情况下，建议取6/10的第一菲涅耳区空隙。

并非总能找到理想的台址，因此往往要折衷考虑。在考虑各种可作台址的地方时，必须作现场调查，了解进出是否方便，有无通行权，是否有全天候公路，是否有电源，是否靠近其他电台铁塔或设施等等。另外还要考虑是否需要消除台址的树木，土壤是否适于架塔及建

房等环境条件。如果该台址有巨石需要清除，如果拉线桩须通过爆破才能埋入坚硬的岩石或是沼泽地带，则这样的台址很可能是不经济的。

一旦台址初步选定，就要进行收转场强计算，这部分计算比较复杂，但在设计初期，可以先进粗略估算，最后按文献资料[1]所提供的计算方法进行复核。

1．画传播通路的地形剖面图。

取二十万分之一地形图（比例系数越大越清楚）和$\frac{4}{3}$剖面图（如图6.1)来画出主台铁塔同调频差转台址之间的传播路径剖面图。我们之所以用$\frac{4}{3}$大地剖面图是由于考虑了调频信号的正常大气弯曲，采用了等效地球半径概念[1]。

2．计算自由场强E_0。

由公式(6.1)可直接算出E_0。

$$E_0=\frac{222\sqrt{PG_1\eta_1}}{r}\ \text{mV/m} \qquad (6.1)$$

式中P为发射机输出功率(kW)；

G_1为发射天线的增益[倍]；

η_1为发射端馈线效率。

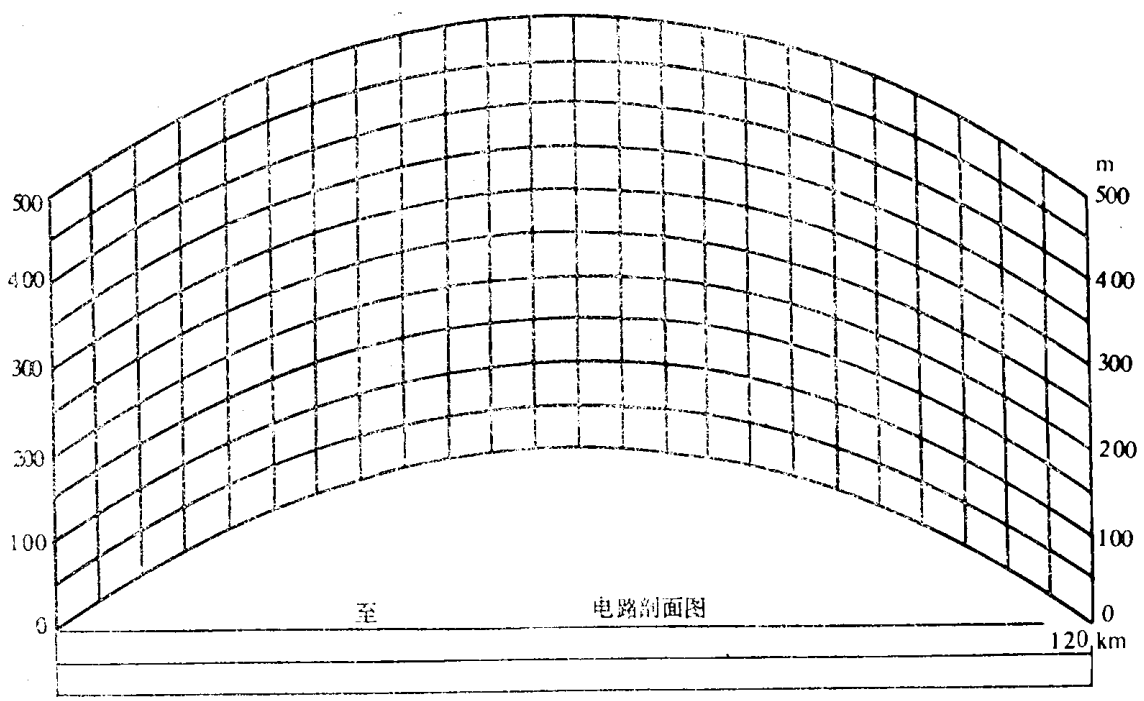


图6.1 $\frac{4}{3}$大地剖面图例

3．绕射场强的计算[2]

为使问题简单化，如图6.2所示，将山峰当作置于自由空间内之无限半平面的刀形吸收

体。图中T及R分别表示发射和接收天线位置。连线TR为两天线之视线。图中P点与TR连线之距以H表示，称为通路空隙（path clearance）。P在TR连线下方时记为正，在上方时则记为负。假设T所发射的电波中，到达P点下方之电波全被吸收，故对R不产生作用。然而，根据Huyghens原理，到达P点上方的电波，任何一点均可当作新的波源向四方传播，此种电波称为子波（Wavelet）。由于其波源在P点上方，故可传播至刀状吸收体之后方，这就是电波为什么能够绕射之缘故。为进一步明白绕射波之作用，可变化H之大小，而在R点上计算其电场强度E，其结果如图6.3所示。图中纵座标表示E对自由空间场强E_0之比$S=E/E_0$，称为绕射系数；横座标表示H与第1菲涅尔区半径r_1之比。从图中可知：当$H=0$时（即P点恰好在TR之视线上），$S=0.5$；增加H使横座标等于0.8时，S成为最大，其值约为1.15；如果继续增加H时，S即开始减小，到了最小值后再次增加，然后重复最大及最小值之出现，但其差值越来越小，最后即收敛为自由空间场强值E_0（即$S=1$）。

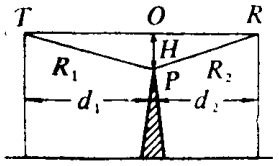


图6.2 通路空隙示意图

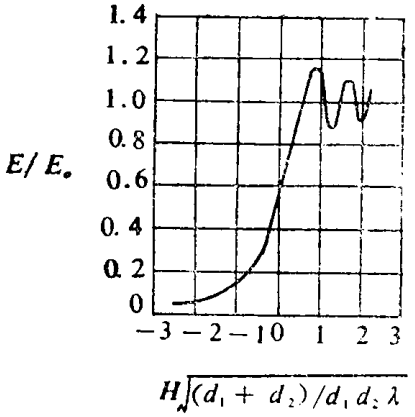


图6.3 绕射系数与γ_1之关系

场强出现强弱波纹之原因是由于菲涅尔区的作用，这可借助于图6.4得到解释。设TR之间没有障碍物，而其间O点假设与TR正交之无限大平面xy。从发射天线T辐射出来之电波，会在xy平面上之各点产生场强，但根据Huyghens原理，xy面的任意一点均可当作新的波源向R点传送子波，这些子波在R点之合成场强，即是R点之场强。在xy平面上取满足$(R_1+R_2)-(d_1+d_2)=\frac{\lambda}{2}$之半径$r_1$时，用此半径$r_1$绘成的圆内各点的子波，在$B$点之相位差均不超过180°，故均能在$B$点相加，有增强电场之作用。这个区域称为第1菲涅尔区。图中，半径差为半波长至1波长的部分（图中被r_1，r_2之两圆所夹的斜线部分）称为第2菲涅尔区。这些区域的子波到达R点时，与第1菲涅尔区的子波恰好反相位，故互相抵消，场强减弱。其次，半径差为λ至$\frac{3}{2}\lambda$之区域，称第3菲涅尔区，其子波会在R点相加，故场强会再次增加。

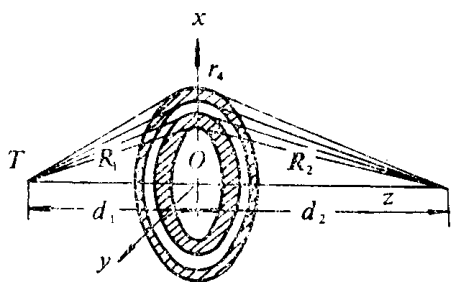


图6.4 菲涅尔区

若在xy平面上置刀状形吸收体，令刀尖P从O点逐渐向下方移动，则第1菲涅尔区的子波会渐渐增加而互相相加，因而促使R点之场强渐渐增加。当刀尖P移至第1与第2菲涅尔区边界处，即出现最大值，所以第1菲涅尔区有增强R点场强之作用，故在设计通路时，必须设法使第1菲涅尔区内不得有任何障碍物存在。第一菲涅尔区半径r_1可用下式来计算：

$$r_1=\sqrt{\frac{d_1d_2\lambda}{d_1+d_2}} \qquad (6.2)$$

第2、3菲涅尔区半径r_2、r_3分别为

$$r_2=\sqrt{\frac{2d_1d_2\lambda}{d_1+d_2}}=\sqrt{2}\,r_1 \qquad (6.3)$$

$$r_3=\sqrt{\frac{3d_1d_2\lambda}{d_1+d_2}}=\sqrt{3}\,r_1 \qquad (6.4)$$

由上式可知，每区面积均等于πr_1^2，所以每一区域对R点之场强影响均相等。

从上述可知，由于菲涅尔区的存在，有可能在山峰或障碍物之后方，获得比没有山峰或障碍物时之场强更大的场强，其计算方法如下所述。

设山峰之高度为H，如图6.5所示。P点场强为来自T点直接波及大地反射波TCP之合成场强。同样地以P点为波源之子波以直接波PR及大地反射波PDR的方式传至R，所以其场强为它们之合成场强。总之，发自T的电波可从TPR，TPDR，TCPR及TCPDR等四种途径到达接收点R。设E_r为R点之合成场强，则其大小可用下式表示：

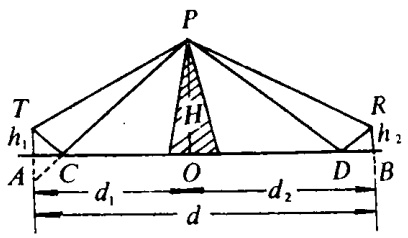


图6.5 绕射场强计算示意图

$$E_r=E_0SA_1A_2 \qquad (6.5)$$

式中S为绕射系数。

当图6.5中h_1，h_2，H均远小于d_1或d_2时，大地反射系数为-1，所以

$$A_1=2\sin\left(\frac{2\pi h_1H}{\lambda d_1}\right) \qquad (6.6)$$

$$A_2=2\sin\left(\frac{2\pi h_2H}{\lambda d_2}\right) \qquad (6.7)$$

λ为工作频率之波长。

将上两式代入式（6.5），R点的场强E_r为：

$$E_r=4SE_0\sin\left(\frac{2\pi h_1H}{\lambda d_1}\right)\sin\left(\frac{2\pi h_2H}{\lambda d_2}\right) \qquad (6.8)$$

〔计算例〕有一频率为100MHz，功率为1kW之调频发射台，其发射天线离地平面150m，天线增益（对半波长天线）为10倍，馈线效率为0.8。设接收天线高度为4m，收发点之间距离为80km；且距发射点60km处有一高度为250m之山峰时，求接收点之场强。假设平面大地，大地反射系数为-1，绕射系数$S=0.125$。

解：从题意可得：$h_1=150$m，$h_2=4$ m，$H=250$ m，$d_1=60$ km，$d_2=20$ km，$d=80$km，$P=1$kW，$G=10$，$\eta=0.8$，$f=100$MHz（$\lambda=3$m），$S=0.125$。

利用式(6.7)～(6.9)可求得E_r：

$$\frac{2\pi h_1H}{\lambda d_1}=\frac{2\pi\times150\times250}{3\times60\times10^3}=1.309\text{rad}=75^\circ$$

$$\because \quad A_1=2\times\sin 75^0=1.93$$

$$\frac{2\pi h_2 H}{\lambda d_2}=\frac{2\pi\times 4\times 250}{3\times 2\times 10_4}=0.314\text{rad}=18^\circ$$

$$A_2=2\sin 18^\circ=0.62$$

$$E_0=\frac{222\sqrt{1\times 10\times 0.8}}{80}=7.85\ \text{mV/m}$$

$$\therefore \quad E_r=E_0\times S\times A_1\times A_2=1.17\ \text{mV/m}$$

要得到可满意的结果，通路的最小空隙至少应是$\frac{6}{10}r_1$，但此值不能超过$\frac{18}{10}r_1$，因为在这个范围内，我们就可以指望差转机所接收到的信号等同于自由空间通路。要记住，在各个通路障碍点上，要为树木、房屋等保留附加空隙。通常对这种障碍物按＋15m考虑。

如果通过上述调查发现，通往调频差转台址的通路空隙不够，则可以把接收天线架在其高度足以克服通路障碍的铁塔上。此高度可以从通路部面图上求出。在有些情况下，不可能把接收天线提高到足以使空隙达$\frac{6}{10}r_1$的程度。高度不足，会使接收信号的损耗加大。上述损耗将从$\frac{6}{10}r_1$时的0d　　至$\frac{0}{10}r_1$的-19dB。

当通路空隙小于需要数值时，往往仍可直接收到令人满意的调频信号。当主电台采用特别高的有效辐射功率时，情况尤其如此。这种“超越地平线”的信号较易衰落，而且受气候条件影响较大。调频接收不同于电视接收，它是不受选择性衰落的影响的。正因如此，目前在使用的好些调频差转机是谈不上通路空隙的。这是因为一种称为“刃口效应”的传播现象在起作用。

下一步是了解从差转台台址到所服务区的通路空隙。方法与上文对主电台差转台台址通路的研究相同。由于通常我们总是要为一个较大范围的区域服务，而不是仅仅为一条通路服务，因此最好是考虑大致上以30°～45°为间隔的多条通路的剖面。要特别注意是否有特殊的地形存在。可以从剖面分析的结果选定调频差转台的发射天线的起码高度。

差转机的发射天线应足够高，以越过诸如树木、房屋等最容易形成阻挡的障碍物。

在选择台址时，往往还有一个多径问题被忽视。众所周知，理想的接收条件是来自一个单一信号源的直达强信号。如果由于反射，信号是由两个或更多的途径到达接收机的，就形成多径接收。当直达信号和反射信号的强度差别不大时，就会造成接收不良的现象。

不良反射会造成很不利的信号传播条件，以致使整个工程失效。因此在安装广播设备时，最重要的是发射天线的位置。必须经过慎重考虑，选定合适的地点。

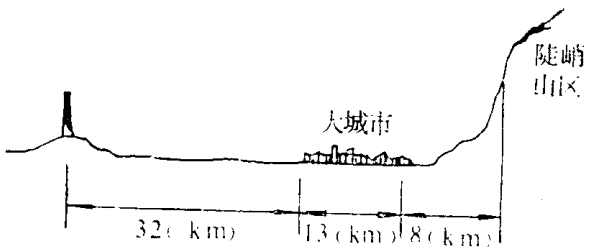


图6.6 调频台位置选择不当时，造成严重多径传输效应

例如发射台不应设在附近山岳会产生强烈反射的位置。在大城市的一侧建设发射台，而城市的另一侧恰好有座山时，就会发生这种情况。直接来自发射天线的辐射和附近山脉的反射波都进入城市，形成两个或多个传播信号途径。这些反射波可能仅比直射波弱6dB，从而引起严重的多径反射。

图6.6所给出的是多径反射的真实例子[3]。由于这座山丘上已经具备了电源和道路等条件，调频广播机构未经技术咨询和论证，就选择了这个地方。事实上，这里曾经建造过一座特高频电视台。进一步的调查表明，正是由于电视重影极为严重，致使电视台只能停办。现在，它又给调频广播台带来了严重的多径信号。

较好的方案是在高山和城市之间的小山上安装调频广播台，并用方向性发射天线，故向大山发射的功率很小，这样就可大大减少反射。

多径反射很容易被发现，用一台汽车收音机接收时，随着距离变化，信号一会儿出现，一会儿消失，极有规律。有时就称为“警戒现象”，因为好象有一条警戒线阻止或允许信号通过。当场强计沿发射方向移动比方说30m时，指针往往大幅度摆动。作者曾观察到地面上每间隔一定距离就出现的周期性变化，变化幅度高达40dB。

信号电平的大幅度变化，是由反射信号与直接信号相加或相减造成的，是反射台和接收机之间的传播路径上的传播问题，与发射天线本身完全无关。

类似多径传输的一种较为次要的表现形式，是立体声副载波的强注入电平。只要将激励器由立体声改为单声道，观察同一可疑地区的场强，就能容易地查明这一问题。如果在单声道工作时，多径效应减弱了，则说明立体声副载波注入电平太强，需要仔细检查调制监视器

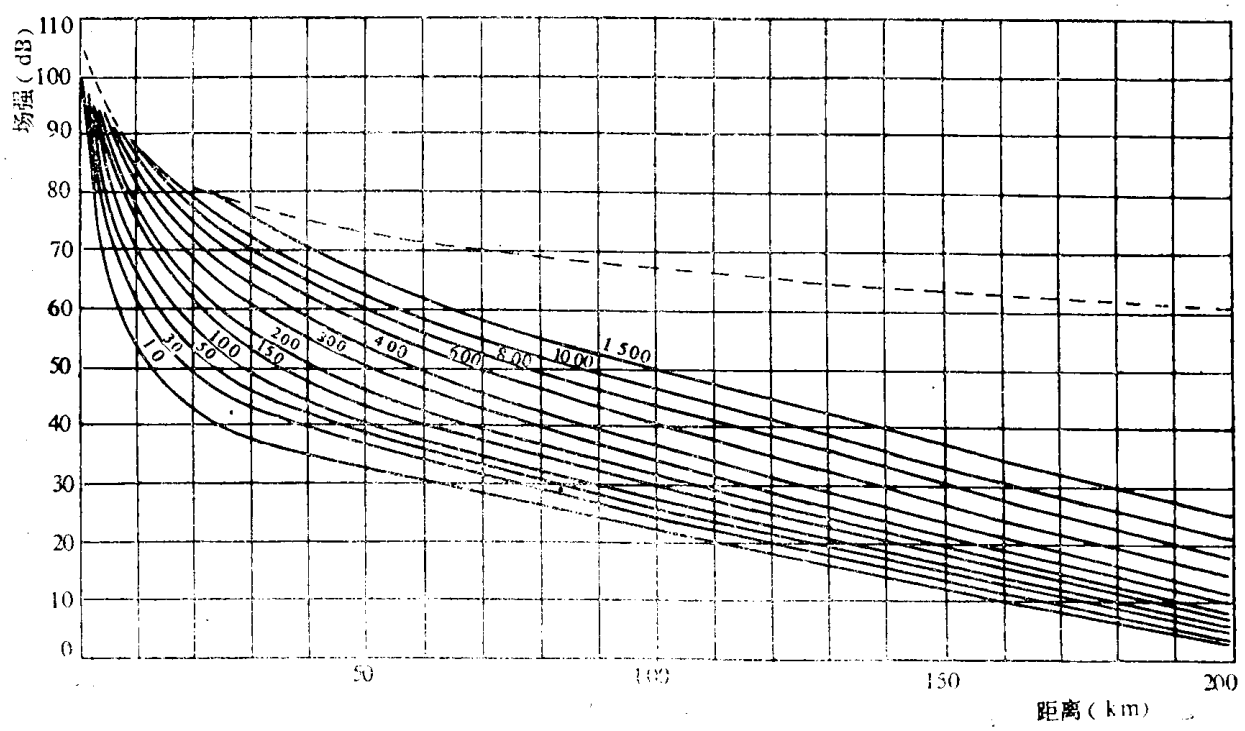


图6.7 100MHz服务场强计算曲线

1kW有效辐射功率；水平极化；接收天线高度4m；地形崎岖度10m；50%的时间；50%的地点。

的精度。已知28%的注入电平可引起23dB的多径信号变化。注入电平减至8%，该现象即随之消失。这是由于主载波与立体声副载波的频率不同，使它们进入接收机调谐器的信号电平有的相加，有的抵消而造成的。

为满足传输要求，天线塔的位置必须避开那些会引起多径反射的山丘和山脉。根据服务区域来选择台址与铁塔高度，必须满足第一菲涅尔区空隙的要求，这比满足简单的直视条件的要求要高得多。

6.1.2 对差转机输出系统的要求

差转机输出功率乘以天线增益，再减去传输线的衰减，就是有效辐射功率。计算差转机的有效覆盖时，必须知道输出功率。

求预期实际覆盖的方法一般有两种。第一种方法依靠F（50，50）曲线，即图6.7所示曲线来进行。这些曲线代表50%的接收点，不少于50%的时间内，当接收天线高度设为4m时，所估算的场强。该曲线的发射机有效辐射功率为1000W。

下一个合乎逻辑的问题是，对于可接受的覆盖而言，最低可用调频场强应是多少？在我国调频广播覆盖网暂行技术标准中规定：标称可用场强，城市为60dBμV/m，农村收听为46dBμV/m（接收天线高度4m）。经验表明，在调频情况下，即使是立体声信号，信号若为34～40dBμV/m，即可以得到满意的接收。如果某一调频广播听众架设了一付多少有点“增益”的室外天线，他很有可能接收到20dBμV/m的信号，因而得以欣赏优质的节目。由于几乎所有的调频差转机都座落在小城市里或边远地区，也即场强都比较弱的地区，因此一般普通听众无法接收到满意的调频信号，只有通过差转机转发后才能接收到其信号。

使用图6.7的F（50，50）曲线时，必须首先确定发射天线相对于周围2km与10km之间平均地形的高度。这可以从调频差转机台址开始，沿前述通路剖面图得到。要记住，F(50，50）曲线是针对1kW有效辐射功率而言的，当辐射功率并非1kW时，该曲线应上移或下移，请看下例。

假设要服务的地区距差转台址8～25km，而该台又在平均海拔300m的山丘上。从通路剖面图算出的3～15km所需收听区的平均高度是平均海拔180m。由此得出调频差转机的天线高为120m。利用图6.7的曲线，可得出1kW有效辐射功率下36dBμV/m等场强线的距离是67.2km。假设我们有一部10w调频差转机；其天线增益为10，即100W有效辐射功率，则我们可以在120m高度上找出图上的46dBμV/m值（36+10dBμV/m），从而得出36dBμV/m等场强线的正确距离。在本例中，我们可以预期服务距离为50km。如果我们遇到有效辐射功率不足以服务全部所需地区，则可从图上求出所需有效辐射功率。有效辐射功率一旦求出，就要反过来求差转机输出功率和天线增益。可以采用以下通式：

$$\text{ERP（有效辐射功率）} = \text{dBW} + G - L \qquad (6.9)$$

式中ERP是按照以1W为基准的分贝计；

dBW是以1W为基准的差转机输出功率（dB）；

G为发射天线增益（dB）；

L为传输线损耗（dB）。

只要知道了任一组上述数值，便可很容易地求出其他数值。

另一种估算某调频差转机的实际覆盖的方法是计算点与点之间信号，即通路损耗。用这种方法时，我们假设空隙至少是$\frac{6}{10}$第一菲涅尔区半径。在收听者的接收天线上所能得到的信号，可用下述通式算出：

$$P_i=\mathrm{ERP}-(32.5+20\log F+20\log D) \qquad (6.10)$$

其中P_i为各向同性接收天线上低于1W的功率数值（dB）：

ERP是按照以1W为基准的分贝计；

F表示频率（MHz）；

D表示通路长度（km）；

假设上例中距离是24km，频率是100MHz，有效辐射功率是100W（+20dBW）。

$P_i=+20-(32.5+2\lg 100+20\lg 24)$

根据本计算，24km处的接收功率为−80.1dBW。

一般认为F（50，50）曲线是保守的。这些曲线可用于某些不理想的传输通路。在使用户外天线，而到接收机的引线又是低损耗型引线的地区，一般都能有好得多的覆盖。

6.1.3 调频差转机发送频道的选择[9]

目前，我国实际情况大多是调频与电视发送同台工作，因此调频广播频道的确定既要遵照1.5节所述几个原则，还应注意以下三点：（1）不能干扰同台现有电视广播的播出质量。（2）保证电视不影响调频的播出质量。（3）同时要使服务区内的观众和听众所接收到的视听效果不因同台设置电视和调频而下降。

一般情况下，各市、地、县现有台（站）都设有1～2套米波电视差转机。若在此台（站）内增设多套调频，而且其信号源是靠收转来解决的，那么就应考虑1～2套米波电视发射频道与3～5套调频发射频率之间的各种组合频率，对欲接收的两套电视与多套调频信号源的干扰，以及对电视中频与调频中频，半中频组成的干扰，给调频频率的指配增加了很大的计算量和困难。

电视与多套调频的各组合频率表达式见表6.1。从表中可知，在确定差转机发送频道时应充分注意各种因素，慎重确定，否则将可能导致难以克服的固定干扰。

6.2 调频差转机的性能及组成

6.2.1 调频差转机的技术参数

单声和立体声调频广播差转机的技术参数应符合表6.2的规定。

表6.1(a) 同调频与米波电视有关的调频各组合频率表达式

名称 / 调频套数	各种组合频率总数	各组合频率表达式	备注
f_1、f_2（二套）	2	$2f_1-2$	落在DS-7～DS-11频道内
f_1、f_2、f_3（三套）	10	$F=f_1+$ "-2、2、6" $2F=2f_1+$ "2、4、6" $3F=3f_1+6$	
f_1、f_2、f_3、f_4（四套）	33	$F=f_1+$ "-4、-2、0、2、4、6、8、10" $2F=2f_1+$ "0、2、4、6、8、10、12" $3F=3f_1+$ "6、8、10、12" $4F=4f_1+12$	8F～5F同电视组合时与FM、TV有关
f_1～f_5（五套）	71	$F=f_1+$ "-8、-6、-4、-2、0、2、4、6、8、10、12、14、16" $2F=2f_1+$ "-2、-2、0、2、4、6、8、10、12、14、16、18" $3F=3f_1+$ "4、6、8、10、12、14、16、18、20" $4F=4f_1+$ "12、14、16、18、20" $5F=5f_1+20$	同上

表6.1(b) 电视与调频之间组合频率表达式

名称 / 电视套数（调频五套）	原频率组合总数	各组合频率表达式（与电视和调频有关部分）	备注
米波电视一套（f_{v1}）	f_v：10个 f_c：10个 f_s：10个 合计30个	$f_{v1}+F$、$f_{v1}-F_2$、$f_{v1}-2F$ $f_{v1}-3F$、$f_{v1}-4F$ $f_{c1}+F$、$f_{c1}-F$、$f_{c1}-2F$ $f_{c1}-3F$、$f_{c1}-4F$ f_s+F、f_s-f-F、f_s-2F f_s-3F、f_s-4F	$f_{v1}-5F$在电视波段外，未写出。
米波电视（两套）（f_{v1}、f_{v2}）	f_v：40个 f：40个 f：40个 合计：120个	$f_{v1}+F$、$f_{v1}-F$、$f_{v1}-2F$ $f_{v1}-3F$、$f_{v1}-4F$ $f_{v2}+F$、$f_{v2}-F$、$f_{v2}-2F$ $f_{v2}-3F$、$f_{v2}-4F$ $f_{v2}+f_{v1}-F$、$f_{v2}-f_{v1}+F$、$f_{v2}-f_{v1}-F$ $f_{v2}+f_{v1}-2F$、$f_{v2}-f_{v1}+2F$、$f_{v2}-f_{v1}-2F$ $f_{v2}+f_{v1}-3F$、$f_{v2}-f_{v1}-3F$ $f_{v2}+f_1-4F$ $f_{v2}-f_{v1}-4F$ $f_{v2}-f_{v1}-5F$ $f_{v2}-f_{v1}$	各表达式中：将f_{v1}、f_{v2}换为f_{c1}、f_{c2}即是f_c的组合频率表达式。同理，可换为f_s的组合频率表达式。未重复列出。 电视Ⅰ、Ⅲ波段之差部分频道干扰调频波段

注：1.f_1+"—4，2，0.2，4，6，8，10"中"内的数字是指f_1频率变化范围在—4，—2，……8，10内。例$f_1=91.2$，则其组合频率可能有87.2，89.2，91.2……99.2 101·2MHz等。其余同理。

2.当两套调频时：$3F=0$，$4F=$，$5F=0$。

当三套调频时：$4F=0$，$5F=0$。　　当四套调频时：$5F=0$。

3.表中f_v，f_c，f_c分别为图象载波彩色副载波，伴音载波；例如七频道$f_v=176.25$MHz，$f_s=180.68$MHz，$f_s=182.75$MHz。

表6.2 单声和立体声调频广播差转机技术参数

序号	参数	指标
1	频率范围	87—108MHz
2	频率移置偏差	<2000Hz（标称功率>50W） <3000Hz（标称功率≤50W）
3	接收/发射最小频率间隔	1.2MHz
4	中频频率	10.7MHz
5	标称负载阻抗	50Ω同轴
6	允许负载电压驻波比	<1.5
7	残波辐射强度允许值	<1mW和低于载波功率60dB （标称功率>25W） <25μW和低于载波功率40dB （标称功放≤25W）
8	标称输入阻抗	50Ω同轴
9	输入电压驻波比	1.3
10	输入电压范围	单声 100μV—5mV 立体声 200μV—5mV
11	频率响应	0.04-15kHz ±1dB(1kHz为基准)
12	噪声系数	≤7dB
13	信噪比	≥60dB （调制信号1kHz频偏75kHz）
14	寄生调幅噪声	<-50dB(无信号调制，以包络检波器输出端的载波直流分量为基准)
15	谐波失真	0.04-15kHz ≤1.5%(75kHz频偏)
16	双信号选择性	±400kHz ≥20dB(22.5kHz频偏)
17	镜像抑制	≥80dB
18	输出功率允许偏差	+10%
19	立体声左、右信号分离度	0.04-15kHz ≥36dB
20	立体声左、右信号电平差	0.04-15kHz ≤1dB
21	导频相位允许偏差	±5°

对于立体声带附加信道调频广播差转机的技术除了应满足表6.2所列规定外，还应满足表6.3的规定。

对于双节目调频广播差转机而言，应符合表6.2中1～18项参数之外，还应满足表6.4中的有关规定。

表6.3 调频广播差转机附加信道技术参数

序号	参数	指标
1	附加信道 信噪比	>58dB（调制信号1KHz，频偏4kHz 采用预加重及压扩技术）
2	附加信道 谐波失真	0.08—6kHz ≤2.5%
3	附加信道 频率响应	0.08—6kHz ≤±1.5dB（以1kHz为准）
4	附加信道对立体声左、右信道串音衰减量	0.08——6kHz ≥60dB
5	立体声左、右信道对附加信道串音衰减量	0.04——15kHz ≥60dB（采用预加重及压扩技术）

表6.4 双节目调频广播差转机副信道技术参数

序号	参数	指标
1	副信道信噪比	≥60dB（调制信号1kHz、频偏±8kHz，采用预加重及压扩技术）
2	副信道谐波失真	0.05-10kHz ≤2.5%
3	副信道频率响应	0.05-10kHz ≤±2.5 dB（以1kHz为准，含压扩偏差）
4	主副信道串音	副串主0.05-10kHz 优于60dB 主串副0.04-15kHz 优于65dB

6.2.2 调频差转机的组成和性能要求

如前所述，调频差转机的基本性能与电视差转机类同，其框图如图6.8所示。

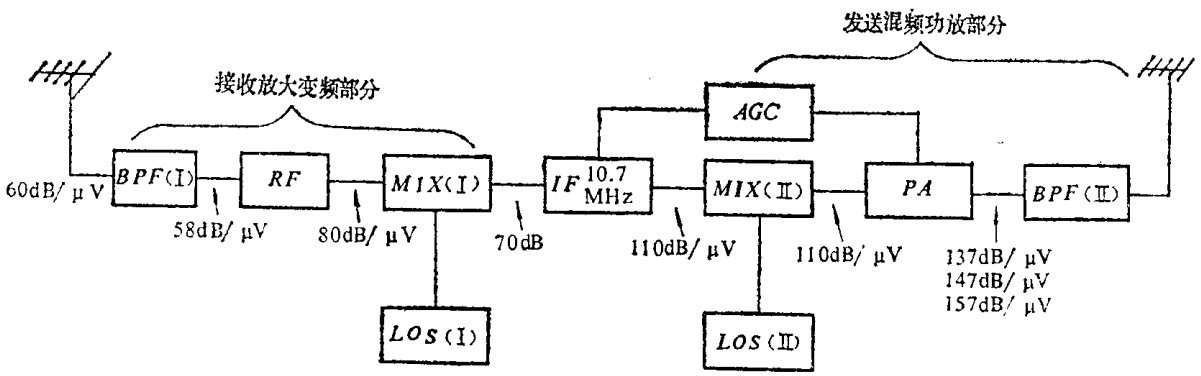


图6.8 FM差转机方框图及其典型电平例

从图中可知，调频差转机一般包括：输入、输出带通滤波器(BPF)，高频放大器(RF)，混频器(MIX)，本地振荡器（LOS），功率放大器（PA）等一些主要部件。除此之外，还有一些辅助但又不可少的电路：例如AGC电路，抑噪电路以及输出控制切换器等。同时，为了保证接收质量和服务区覆盖要求，且经济有效的手段是如何保证高质量的收发天馈线系统。本节就其一些基本部件加以介绍。

一、对接收天线的要求

为了得到理想的信噪比，要求接收天线既具有高的增益，又有窄的波束宽度，在系统设计时，往往根据特定的收转条件提出其要求。

1．增益

计算所需接收天线增益时，可采用以下标准公式：

$$G_R=FRP_M-(32.5+20\lg F+20\lg D)-L_f-L_r \qquad (6.11)$$

式中G_R表示接收天线增益；

dBW_r表示能产生令人满意的信噪比的以1W为基准的差转机功率分贝数；

L_r为引线损耗（dB）；

ERP_M为发端台以1W为基准的有效辐射功率（dB）；

F为频率（MHz）；

D为通路长度（km）；

L_f为通路空隙不足所造成的损耗（dB）。

当某系统的噪声系数是6dB时，要得到40dB的理想信噪比，将需要－92dBW的差转机功率，即在50Ω上有178μV。

该系统的噪声系数，是差转机的接收机的理想噪声系数、经天线有效温度、星系射电噪声和其它宇宙噪声等修正后的数值。

公式（6.11）的用法示例如下。假设一个工作频率为100MHz，有效辐射功率为100kW的发端台，同该调频差转台的距离是146km。若假设已根据式(6.2)求出了第一菲涅尔区空隙，并预期附加损耗“L_f”为2dB。还假设系统噪声因数是6dB，引线损耗是1dB。如果要求有40dB的信噪比，则从下述计算得到：

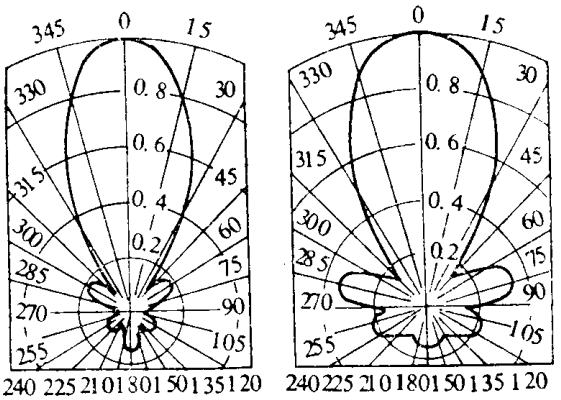
$$G_R=10\lg(100{,}000)-(32.5+20\lg 100+20\lg 146)-2-1+92$$

结果是所需接收天线增益为＋23.3dB。

2．抗干扰性强

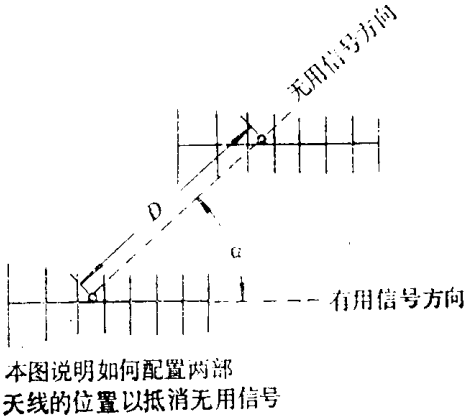
完全没有障碍物的空间几乎不存在，山峰、树木、电线、建筑物等都可能引起反射波，以至接收天线所接收到的信号往往是直射波和反射波的合成信号，从而产生场强变化，同时往往产生多径失真。为此要求接收天线仅仅接收所需要的信号，而不接收干扰信号，所以接收天线应具尖锐的波束特性，也即很窄的半功率角。图6.9所示方向图是8单元八木天线水平方向性例。

有时为了减小水平面波束宽度，而采用水平叠层。这种方法不改变垂直面方向性，而且只要层距合适，在任何一个天线方位上都可以使输入信号抵消，使增益降至几乎等于零。利用这种现象可以减弱无用干扰信号。图6.10是在A方向上产生零值的情况。等式为



(a) 水平面方向性　　(b) 垂直面方向性

图6.9 8单元八木天线水平方向性例



本图说明如何配置两部天线的位置以抵消无用信号

图6.10 天线偏置补偿

$$D=N\frac{\lambda}{2\sin\alpha} \qquad (6.12)$$

式中D为八木天线间距（km）；

λ为波长（km）；

N为任何奇数。

例如，假设某起干扰作用的调频电台工作于100MHz，同所需信号的夹角是30°，并设“N”为3。由此算出的天线间隔为8.85m。这是实际间隔。要记住，利用这种偏置可以抵消邻频信号或同频信号。要得到零值的最大深度，还得进行微调。微调方法是给馈线之一接线长延伸器，以便作相位调整，并在各传输线上加衰减器，以便进行幅度调整。

二、对滤波器的要求

在差转机使用滤波器的目的是：

1．滤除接收天线所接收到的干扰信号（无用信号）。

2．滤除超高频功率放大器等部件所产生的寄生分量。

3．滤除自台收发信号之间，或者与设置在附近的其它电台的信号所产生的差拍干扰信号。

对于(1)(3)项，主要是依靠输入带通滤波器，中频滤波器等来实现的；而其第(2)项，是利用输出带通滤波器来完成的。一般输入滤波器采用集中参数方式为多；而中频滤波器是以陶瓷滤波器，声表面波滤波器等为主；而输出带通（或低通）滤波器不仅要考虑到滤波性能，而且还要考虑到其插入损耗向题，所以大多采用二者都能满足的同轴型滤波器，当然其价格较高。

三、噪声系数

为了衡量调频差转机的内部噪声使信噪比变坏的程度，而引入噪声系数这一指标，一般它的范围是在3.0～10dB之间。噪声系数F_N的定义是，放大器输入端信号噪声比与输出端信噪比之间的比值。

$$F_N=\frac{P_{si}}{P_{Ni}}\Big/\frac{P_{so}}{P_{No}}=\frac{\text{输入信噪比}}{\text{输出信噪比}}=\frac{1}{G}\cdot\frac{P_{No}}{P_{Ni}} \qquad (6.13)$$

式中P_{si}为输入信号功率；

P_{so}为输出信号功率；

P_{Ni}为输入（随同信号而来的）噪声功率；

P_{No}为输出噪声功率。

从式(6.13)中可知，我们所关心的输出信噪比取决于输入信噪比及差转机的噪声特性，即

$$(S/N)_o[\mathrm{dB}]=F_N(\mathrm{dB})+(S/N)_i\ \mathrm{dB}$$

当然如果因原发射机噪声特性不佳而影响了输入信号的信噪比，则差转机输出信噪比也不会好。但是，如果输入信号在主台发射时的信噪比是高的，则被接收信号的信噪比将决定于接收天线系统的有效噪声功率，而接收机使信噪比降低之值就是接收机的噪声系数F_N。

差转机的总噪声系数可以用下式来表示：

$$F_T=F_{N1}+\frac{F_{N2}-1}{G_1}+\frac{F_{N3}-1}{G_1G_2}+\cdots \qquad (6.14)$$

式中F_{N1}，F_{N2}，F_{N3}分别为各级噪声系数；

G_1，G_2，G_3分别为各级之增益。

从上式，我们可以看到，整机噪声系数主要决定于前面几级，既与其本级噪声系数有关，也与其增益密切相关。为此，差转机的第1级高频放大器对整机信噪比起主导作用，所以一般均选用低噪声的超高频晶体管，例如无锡江南半导体总厂生产的CG39等。

四、 失真

在调频传输系统中，从理论上讲，其幅频特性不会造成失真，而相频特性的非线性将会造成失真。图6.11所示为调频传输系统中产生失真的情况，产生失真的原因大致为下：

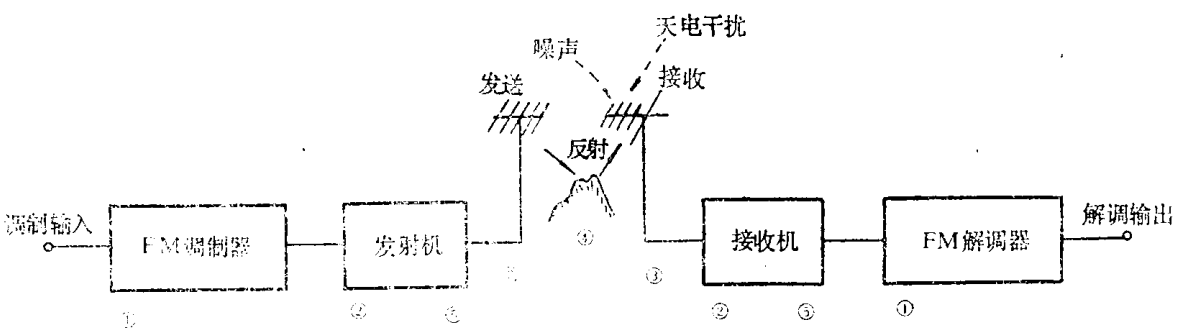


图6.11 调频传输系统失真的产生

1．频率调制器及解调器的非线性引起的失真

这种失真对于非调制式调频差转性来说，是不存在的。这种失真是频率调制器的调制信号电平与频率偏移间的关系不成线性时所产生的，或者是解调器中频频率偏移与鉴频器输出的解调信号电平间的关系不成线性时所产生的。

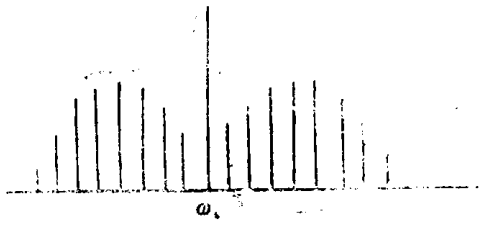
2．传输系统的幅频特性及相频特性不是线性时产生的失真

图6.12为调频传输系统的传输特性。具体上可以认为主要是接收机的中频放大特性，为了无失真地传输图6.12(a)所示的边带宽的调频波频谱，图6.12(b)为理想的传输特性，衰减特性$\delta(\omega)$及群时延特性$\tau(\omega)=d\varphi/d\omega$在传输频带内必须保持恒定。然而，实际接收机的特性多少都具有图6.12(c)所示形状，因而会产生失真。

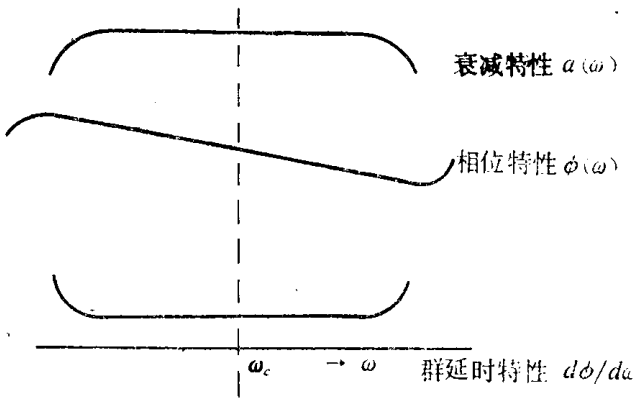
3．馈线系统反射产生的失真

发射机（或差转机）与馈线间，或者馈线与天线间，当阻抗不匹配时（如图6.13所示），例如是在接收端，天线接收到的调频波在天线与接收机间一边衰减一边以反射形式来回传递，从而产生主电波与反射波间干涉形式的失真。

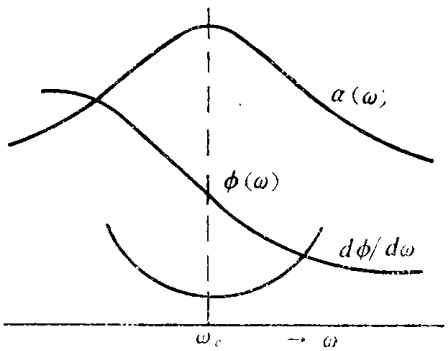
图6.13中，接收天线侧的反射系数γ_1为：



(a) 调制信号频谱

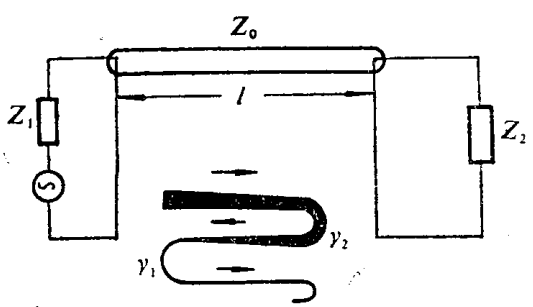


(b) 理想的传输特性



(c) 实际传输特性

图6.12 频率特性



Z_1：天线阻抗
Z_2：输入阻抗
Z_0：馈线特性阻抗

图6.13 由馈线反射引起的失真

$$\gamma_1=\frac{Z_0-Z_1}{Z_0+Z_1}=|\gamma_1|e^{j\theta_1}. \qquad (6.15)$$

接收机一侧的反射系数γ_2为：

$$\gamma_2=\frac{Z_0-Z_2}{Z_0+Z_2}=|\gamma_2|e^{j\theta_2} \qquad (6.16)$$

产生的失真可以表示成为γ_1,γ_2，它们都是馈线长度l的函数、馈线短时，失真是与γ_1，γ_2成正比。

4．多径失真

多径失真大多是由反射所引起的。在主台发射天线与差转机接收天线通道间有山丘、建筑物等都将造成反射成分，或者由于通过无线电波道而使到达时间滞后的电波与直射波合成，从而形成与馈线失真同样机理的失真。

在上述4项失真中，后3项是与差转系统有关，这需要引起我们在选择台址时充分注意。

6.3 高频放大器

从这一节开始，我们就差转机的一些典型电路加以简单地介绍。

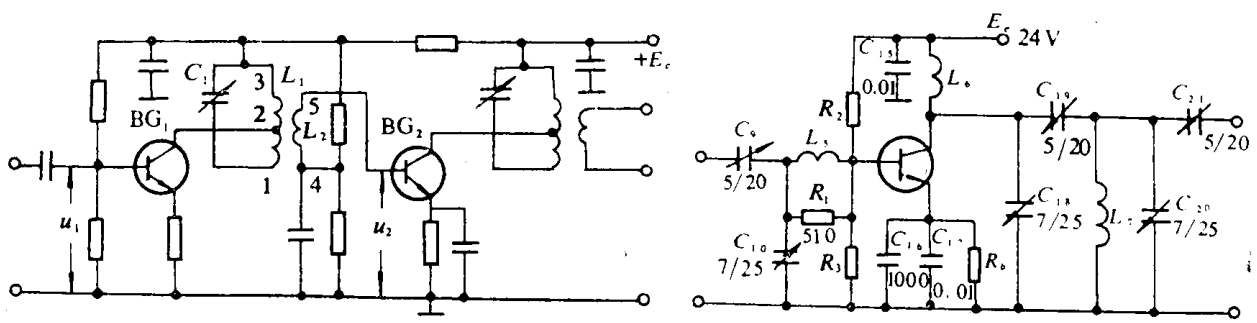
高频放大器是指接收混频器输入端前的电路，它应具备下列特点：

(1) 为了避免镜像、中频和假信号等干扰，在接收频带以外应有很大的衰减量，即应具有高选择性。

(2) 为了保证整机噪声系数的指标要求，高频放大器必须选用低噪声，高增益电路，如图6.14所示。

(3) 为了减少接收频率和其它干扰频率之间的交扰调制和相互调制，高频放大器应工作在线性区，且实际增益也不宜过高，一般以20～30dB为宜。

高频放大器常常采用图6.14(*a*)(*b*)所示那样的单调谐，双调谐放大器。前者由于频带较窄，选择性差，而且级数增多时，总的通频带迅速减小，但选择性的提高却较缓慢。目前除了一些简易型收音机外、调频差转机已不采用这种电路。



(a)典型的单调谐放大器电路　　(b)双调谐放大器实际电路

图6.14 高频放大器

后者是一种双调谐电路，其频带较宽，选择性好，所以在调频差转机中这是一种十分常用的电路，但它的缺点是电路结构复杂，调试困难，因此某些厂家，已开始采用如图6.15所

示的具有高滤波性能的高频放大器，它是由宽带放大器和带通滤波器组成，这样既便于工厂生产，也能满足调频差转机高指标的要求。

至于参差调谐方式，由于其相一频特性不是线性的，易产生失真，目前在调频差转机中已不采用这种电路。

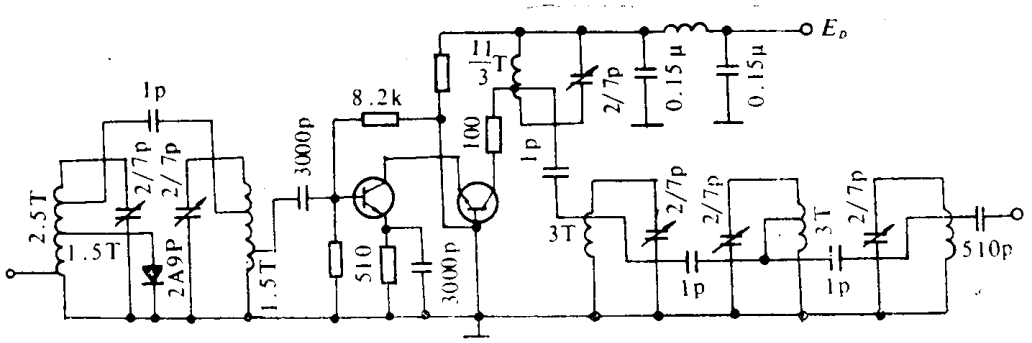
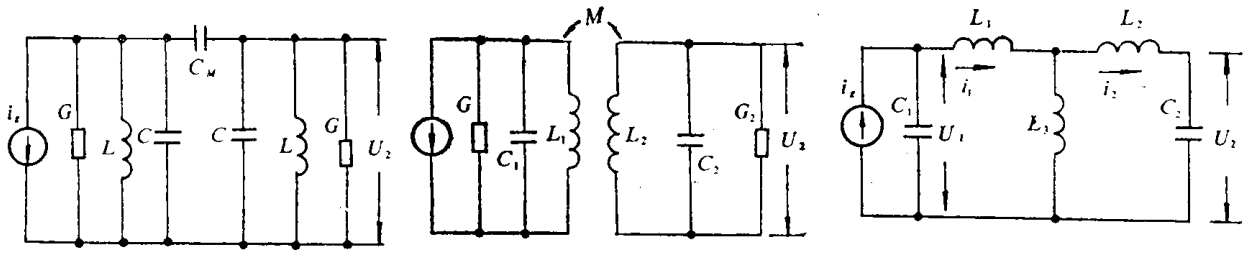


图6.15 高滤波性能的高频放大器

6.3.1 双调谐高频放大器

如图6.14(*b*)所示、双调谐高频放大器是以双调谐回路作为负载的高频放大器。其突出的一特点是具有明显的选频性能，且单级增益高。对于实际电路，我们所关心的是其增益，选择性和频率特性，这些都与图6.16所示的双调谐回路有关，现以图6.16(*a*)所示电容耦合双调谐回路为例加以叙述。

在图6.16(*a*)中，利用节点电流法列方程求解，即可求出电压U_2。



(*a*) 电容耦合双调谐回路　　(*b*) 互感耦合双调谐回路　　(*c*) *T*型调谐回路

图6.16 双调谐回路

$$U_2=\frac{\eta I_s}{G\sqrt{(1-\zeta^2+\eta^2)^2+4\zeta^2}} \tag{6.17}$$

式中ζ为相对失谐，$\zeta=Q\left(\frac{f}{f_0}-\frac{f_0}{f}\right)\approx Q\cdot\frac{2\Delta f}{f_0}$ (6.18)

η为耦合因素，$\eta=Q\cdot K$

K为耦合系数，$K=\frac{C_M}{C}<1$

式(6.17)中，当$\eta=1$、$\zeta=0$时，U_2得到最大值U_{2m}，这时

$$U_{2m}=\frac{I_k}{2G} \tag{6.19}$$

将式(6.17)和式(6.19)相比，可得到双调谐回路的谐振曲线相对抑制比的表示式

$$a=\frac{U_2}{U_{2m}}=\frac{2\eta}{\sqrt{(1-\zeta^2+\eta^2)^2+4\zeta^2}} \tag{6.20}$$

当η为不同值时，由式(6.20)可得双调谐回路的谐振曲线如图6.17所示。

1．$\eta<1$时，叫做弱耦合。这时谐振曲线为单峰，谐振点的电压小于最大输出电压。在$\eta<<1$时，可以求出$P_{双}=0.64B_{单}$即弱耦合时双调谐回路的带宽比单回路的带宽还要窄。因此、差转机中一般不采用弱耦合的双调谐回路。

2．当$\eta=1$时，叫做临界耦合。这时谐振曲线为单峰，谐振点的电压为最大输出电压。此时谐振曲线表示式为

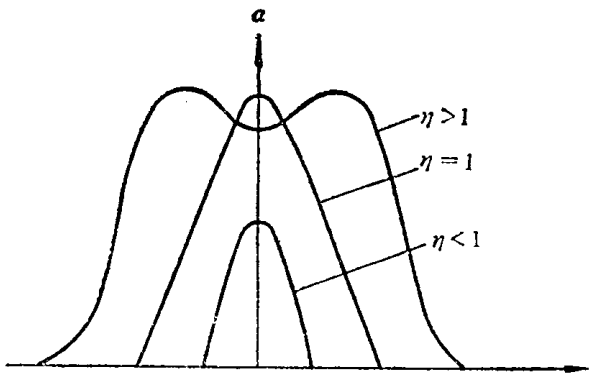


图6.17 双回路谐振曲线

$$\alpha=\frac{2}{\sqrt{4+\zeta^4}} \tag{6.21}$$

令$a=\frac{1}{\sqrt{2}}$代入上式，可求出临界耦合时双调谐回路的通频带，即

$$B_{双}=\sqrt{2}\frac{f_0}{Q}=\sqrt{2}B_{单} \tag{6.22}$$

3．当$\eta>1$时，叫做强耦合。这时谐振曲线为双峰，在$\zeta=0$处谐振曲线出现谷点。η越大，两峰点拉开得越远，谷点下陷越厉害。

由式(6.20)可以求得通频带，即

$$B_{双}=\sqrt{\eta^2+2\eta-1}\cdot\frac{f_0}{Q} \tag{6.23}$$

当$\eta=1$时，上式就是式(6.22)。必须指出的是，式(6.23)的应用范围为$\eta\leqslant 2.41$，因为当$\eta>2.41$时，谐振曲线的凹陷超过3分贝。当$\eta=2.41$时，强耦合双调谐回路的通频带

$$B_{双}=3.1\frac{f_0}{Q}=3.1B_{单}$$

上述分析的结果表明，双调谐回路的谐振特性可以通过改变耦合因素η来改变。对电容耦合双调谐回路来说，改变耦合电容C_M的大小，即可改变两回路的耦合程度，可以方便地改变它的通频带。上面分析的结果还表明，双调谐回路通频带的变化范围为单调谐回路通频带

的0.64～3.1倍。当$\eta \gtrsim 1$时，双调谐回路可以获得比单调谐回路宽得多的通频带，而且谐振曲线的选择性也比单调谐回路好得多，故差转机中常采用这种电路。

另外对电容耦合双调谐放大器，我们可以根据式(6.17)直接写出它的次级回路输出电压和电流源$I_c=Y_{fe}U_1$的关系式

$$U_o=\frac{\eta}{\sqrt{(1-\zeta^2+\eta^2)^2+4\zeta^2}}\cdot\frac{|Y_{fe}U_i|}{G} \qquad (6.24)$$

式中相对失谐　$\zeta=Q_L\cdot\frac{2\Delta f}{f_0}$

耦合因素　$\eta=KQ_L$

所谓电压放大倍数，是指放大器的输出电压和输入电压之比，即

$$K_v=\frac{U_o}{U_i}$$

因此，可得双调谐放大器的电压放大倍数为

$$|K_v|=\left|\frac{U_o}{U_i}\right|=\frac{\eta}{\sqrt{(1-\zeta^2+\eta^2)^2+4\zeta^2}}\cdot\frac{|Y_{fe}|}{G} \qquad (6.25)$$

当初、次级回路都调到谐振时，即$f_{01}=f_{02}=f_0$，在谐振点f_0处（此时$\zeta=0$）的电压放大倍数为

$$|K_{vo}|=\frac{\eta}{1+\eta^2}\cdot\frac{|Y_{fe}|}{G} \qquad (6.26)$$

在临界耦合时，$\eta=1$，放大器达到匹配状态，这时在谐振频率f_0处的电压放大倍数为最大

$$|K_{vo}|_m=\frac{|Y_{fe}|}{2G} \qquad (6.27)$$

将式(6.25)和(6.27)相比，就可得出双调谐放大器谐振曲线的表示式

$$\frac{|K_v|}{|K_{vo}|_m}=\frac{2\eta}{\sqrt{(1-\zeta^2+\eta^2)^2+4\zeta^2}} \qquad (6.28)$$

将$\eta=1$代入式(6.28)则可得到临界耦合时的谐振曲线表示式

$$\frac{|K_v|}{|K_{vo}|}=\frac{2}{\sqrt{4+\zeta^4}} \qquad (6.29)$$

其谐振曲线如图6.17所示。上述的讨论虽然是以电容耦合双调谐放大器为例进行的，但其结论和有关公式对互感耦合双调谐放大器仍然是适用的。

6.3.2 中频放大器

中频放大器除了提供足够的增益外，还必须有良好的选择性，才能抑制邻近电台的干扰，差转机的选择性主要取决于它。此外还要有足够宽的通频带，以便使有用信号全部通过。通频带如果太窄，在调制指数大及调制频率高的时候，通过中频放大器后的信号就不能

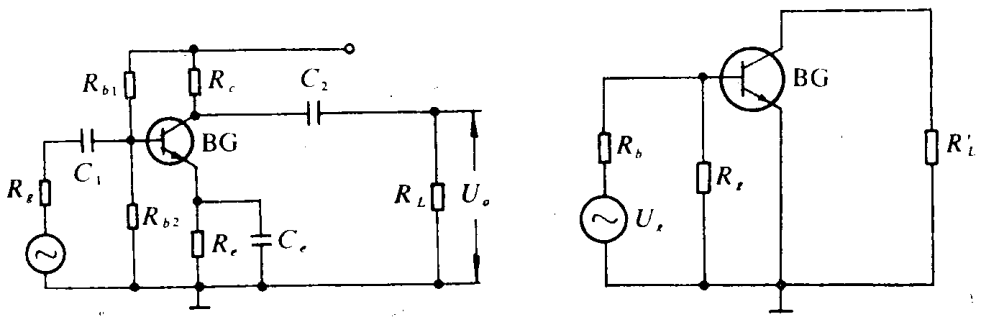
保持原来频谱间的相位关系和幅度关系，从而产生失真。

近年来，中频放大器已广泛采用放大与选频两种功能分开制作的办法。实现放大功能的部件有线性集成电路，共射阻容耦合电路等，而完成滤波任务的部件主要有LC带通滤波器、声表面波滤波器及陶瓷滤波器等。

一、中放电路

由于调频差转机中频频率为10.7MHz，要求其带宽为200kHz，所以对于分离元件来说，也还是比较容易实现的。

从整机电平分配来看，要求中放增益大于40dB，如果考虑到插入滤波器的损耗及元件的离散性，则要求$G\geq 50$dB。根据实际经验，一般将单级放大器的增益控制在20dB以内，这样既能用较少级数满足增益的要求，又能使中频放大器稳定地工作。



(a) 共发射极放大器　　(b) 共发射极放大器简化电路

图6.18 单级中频放大电路

众所周知，共发射极电路有一个显著的特点就是增益高，电路结构简单。所以在调频差转机中放电路中也常常采用这种共发电路。

图中，R_{b1}、R_{b2}、R_e为直流偏置电阻，C_e为发射极旁路电容，C_1、C_2为耦合电容，R_c为集电极负载电阻，R_L为外接负载，R_s为信号源内阻，U_s为信号源电压，E_c为直流电源。

若用混合π型等效电路来代替图6.18(b)中的晶体管BG，就可得到共发射极放大器的混合π型等效电路，然后对其进行简化，当工作频率不是很高的情况下，可得到如图6.19所示的共发射极放大器的高频等效电路。

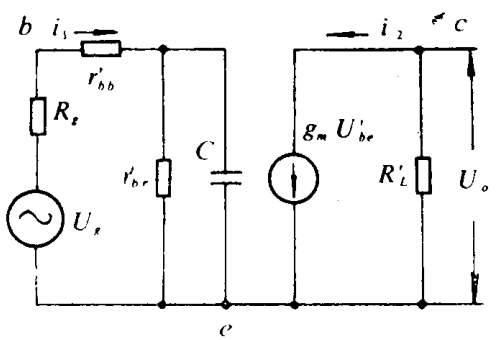


图6.19 共发射极放大器高频等效电路

图6.19中，$r_b'_b$是基极电阻，$r_b'_e$是发射结电阻，等效负载电阻$R'_L=\frac{R_c \cdot R_L}{R_c+R_L}$，$g_m U_b'_e$是表示晶体管放大作用的等效恒流源。$g_m U_b'_e$的物理意义是：当我们在晶体管的有效基区$B'$到发射极$e$之间加上交变电压$U_b'_e$时，它对集电极电路的作用就相当于有一电流源$g_m U_b'_e$存在，$g_m$叫做晶体管的跨导。

由图6.19的等效电路可以推导出共发射极放大器的频率特性表示式，即

$$\frac{\dot{K}_u}{\dot{K}_{uo}}=\frac{1}{\left[1+j\omega C\frac{(r_b'_b+R_g)r_b'_e}{r_b'_b+r_b'_e+R_g}\right]}$$

$$=\frac{1}{1+j\omega CR} \qquad (6.30)$$

式中 K_{uo}为放大器中频频段增益（$=\frac{-\beta_o R_L'}{r_b'_b+r_b'_e+R_g}$）

$$R=\frac{(r_b'_b+R_g)r_b'_e}{r_b'_b+r_b'_e+R_g}$$

则 $$\left|\frac{\dot{K}_u}{\dot{K}_{uo}}\right|=\frac{1}{\sqrt{1+(\omega CR)^2}} \qquad (6.31)$$

当$\left|\frac{\dot{K}_u}{\dot{K}_{uo}}\right|$下降到$\frac{1}{\sqrt{2}}$时，则其对应的频率为共发射极放大器的上限截止频率$f_h$

令$\frac{1}{\sqrt{1+(\omega CR)^2}}=\frac{1}{\sqrt{2}}$

解之得 $\omega_h=\frac{1}{RC}$，$f_h=\frac{1}{2\pi RC}$ (6.32)

将式(6.32)代入式(6.31)，则得到

$$\left|\frac{\dot{K}_u}{\dot{K}_{uo}}\right|=\frac{1}{\sqrt{1+\left(\frac{f}{f_h}\right)^2}} \qquad (6.33)$$

$$\left.\begin{aligned} K_u&=\frac{K_{uo}}{\sqrt{1+\left(\frac{f}{f_h}\right)^2}} \\ \varphi_h&=-\mathrm{tg}^{-1}\left(\frac{f}{f_h}\right)\end{aligned}\right\} \qquad (6.34)$$

将上式用图6.20来表示。图中f_l为放大器的下限频率，它与输入耦合电容C_1有关，一般定义：

$$f_l=\frac{1}{2\pi \cdot C_1(R_g+r_b'_e)} \qquad (6.35)$$

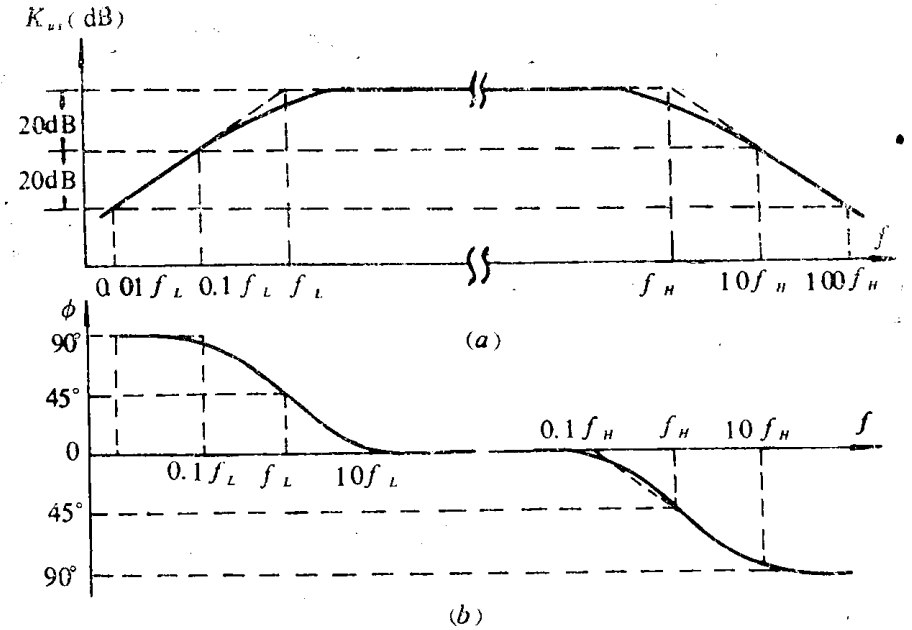


图6.20 幅频、相频特性

随着集成电路技术的提高，目前出现一种专为调频中放系统而研制的集成电路块LA1230。该电路的等效方框原理图如图6.21所示，从图中可知，它几乎具有与调频接收有关的所有功能。其中频放大和限幅级由六级AMR优异的双端式差分放大器构成，调频检波级是由双平衡式的90°相移检波电路构成的，并附有低频前置放大器和静噪控制电路。图6.22为其典型应用例，表6.5为其电性能参数。

浙江省广播科学研究所研制的调频差转机（ZGY—87FM—Ⅱ）中就是采用LA1230作为其中放电路，其辅助电路都作为差转机辅助电路用，例如其音频输出端用作监听，场强仪驱动部分仍用来指示接收场强等等。这无形使差转机扩大了许多有用功能，对用户提供了许多方便。估计这种电路将会在调频差转机中得到广泛应用。

二、中放电路结构[5]

对于分离元件式放大器来说，由于存在着许多麻烦，因此要求放大器的结构要合理，各元器件的排列要恰当、整齐，焊接要可靠，测试、调整要正确，只有这样才能做成既满足指标又稳定可靠的设备。

对于增益高、频带宽的中频放大器来说，结构问题更为突出。实践表明，结构的好坏是放大器能否稳定、正常工作的关键。例如，增益为60dB的宽带中放，如果由于结构不善、元器件安装排列不合理，以致有千分之一的信号电压由输出端反馈到输入端，放大器就可能产生自激，或者使频率特性受到影响。因此如何正确设计放大器的结构，减小电路的杂散耦合就成了研制中频放大器的关键之一。而对于集成中放电路来源，就可避免这些麻烦，因此在目前实际设备中，大家都希望使用集成中放电路。

大家还记得，在分析放大器的工作时，为了抓住主要矛盾，使讨论的问题简化，我们总是把电路中的分布参数和由它所引起的杂散耦合略而不计。事实上杂散耦合对放大器的工作

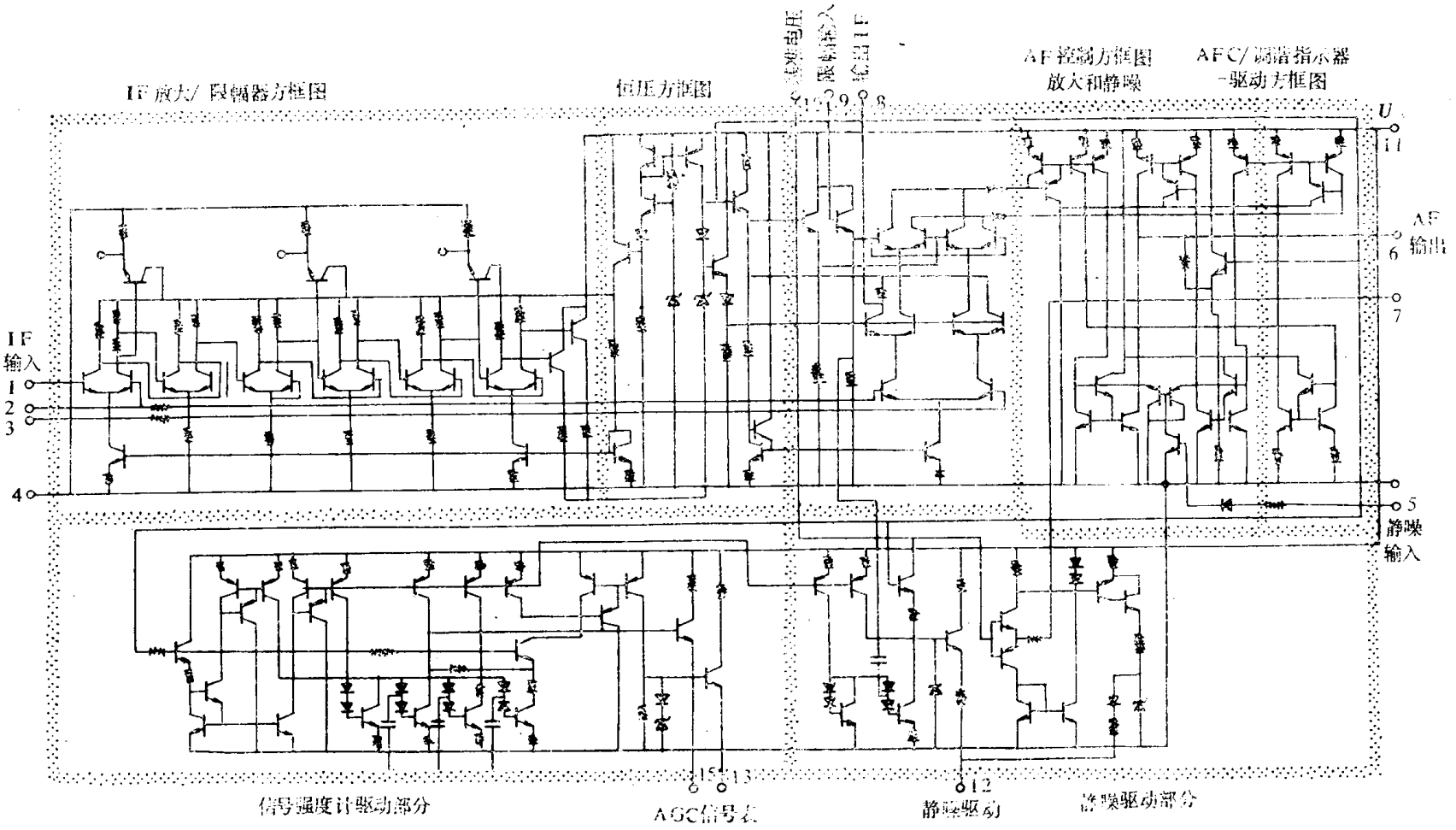


图6.21 LA1230等效电路

应用电路例

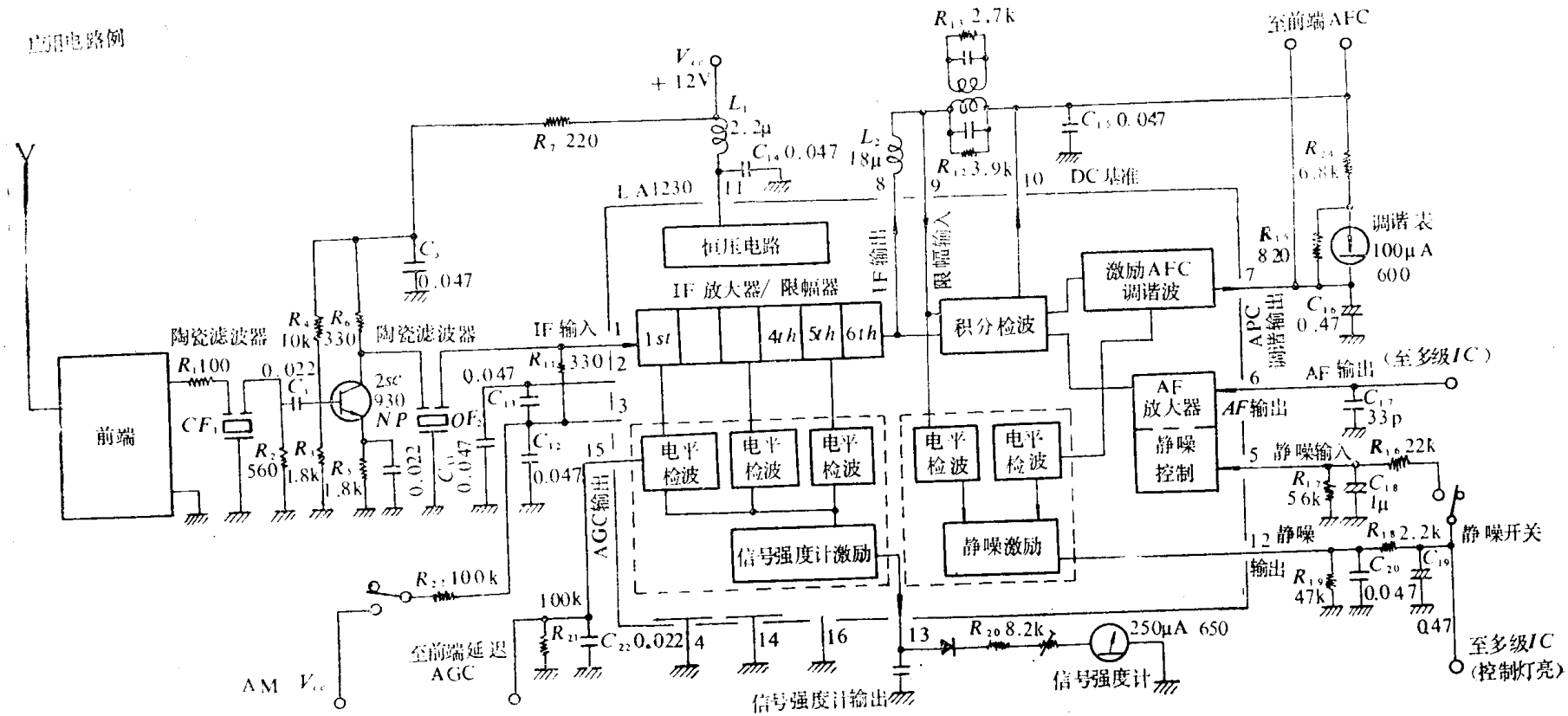


图6.22 应用电路例

表6.5 LA1230 电 性 能 参 数

（T_A=25℃，Ucc=12V，f=10.7MHz）

参数名称	符号	测试条件	最小值	典型值	最大值	单位
无信号电源电流	I_{CCO}			20	30	mA
补偿电压(6-10端之间)	U_{6-10B}	无信号	-500		+500	mV
补偿电压(7-10端之间)	U_{7-10B}	无信号R_{7-10}=5.1kΩ	-250		+250	mV
电 流	I_{cc}	U_{fn}=100dB		23	33	mA
输入限幅电压	$U_{fn(lim)}$	3dB以下 400Hz-100%调制		22	28	dB
解调输出	V_o	U_{in}=100dB、 400Hz-100%调制	240		460	mV
信噪比	S/N	U_{in}=100dB 400Hz-100%调制	67		70	dB
静噪抑制度	$U_{im(mut)}$	U_{12}=1.4V	20	26	32	dB
静噪衰减量	$mui_{(atta)}$	U_s=2V、 400Hz-100%调制	60			dB
静噪驱动输出	$U_{12(1)}$	无信号	4.4		6.0	V
	$U_{12(2)}$	U_{in}=100dB、 U_{cc}=16V			0.3	V
信号强度计驱动输出	$U_{13(1)}$	无信号			0.1	V
	$U_{13(2)}$	U_{f6}=70dB	1.5	2.5		V
	$U_{13(3)}$	U_{in}=100dB	4.5	5.6		V
AGC输出	$U_{15(1)}$	无信号	4.2		5.5	V
	$U_{15(2)}$	U_{in}=100dB			0.5	V
全谐波失真度	THD	U_{in}=100dB		0.1	0.3	%
调幅抑制比	AMR	U_{in}=100dB FM:400Hz 100% AM:1kHz 30%	45	55		dB
静噪带宽	$BW_{(mut)}$	U_{in}=100dB U_{12}=1.4V	140		370	kHz

有很大的影响。

使中频放大器产生杂散耦合的主要因素及其消除方法有下列几种：

1.电源耦合

放大器的直流供给电源大都是公用的，各级的偏置也多用同一电源通过分压器来供给。我们知道，直流电源的内阻Z_i不可能等于零，这样每一级放大器的输出信号电流流经Z_i时所产生的电压降，将经由电源引线耦合到其它各级的输入电路，造成了反馈。

解决这个问题的办法，一是采用较好的稳压电源，以减小电源内阻Z_i；另一是采用电源去耦电路，以削弱Z_i所引起的耦合。图6.23所示的倒L型LC网络是常用的一种电源去耦电路。实质上这是一个低通滤波器，直流电流可以经由各串接的去耦电感L馈送到各级晶体管，但对于高频信号分量来说，去耦电容C_f的电抗很小，可以看做短路（例如f=70MHz、C=0.033μF时，$x_C \simeq 0.07\Omega$）；而去耦电感L的电抗却很大，具有扼流作用(例如L=3.3μH

时，$x_L \approx 1400\Omega$）。这样一来，各级放大器的高频信号就不再从公共电源内阻Z_i中通过了，从而避免了各级放大器之间的互相影响。

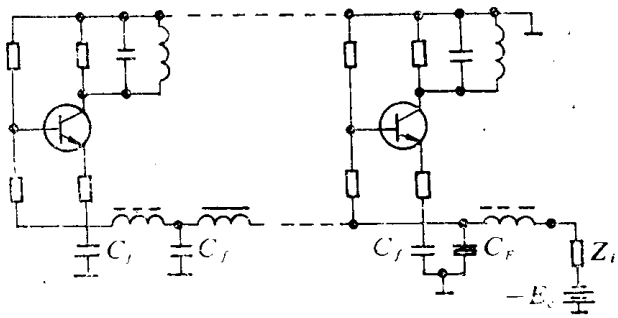


图6.23 电源去耦电路

去耦电容通常采用独石电容、云母电容或瓷介电容等高频电容器，容量一般在1000pF至0.047μF之间。要求引线电感要小，才能保证在高频时阻抗很小。

为了防止电路中的低频杂散耦合、抑制电源引线从外界窜入的低频干扰，往往在电源输入端并接一个容量很大的电解电容器，如图6.23中的C_F，容量一般是10—100μF。它对低频信号起去耦作用。但这种电容器引线电感和介质损耗都较大，对频率较高的信号不能看做短路，因此不能认为去耦滤波器接上C_F后就可以不接C_f了。这就是为什么在它的旁边还并上一个高频电容C_f的原因。

去耦电感L大都采用色码电感。这是一种用磁芯绕制的固定电感。选用时应注意分布电容的影响。通常色码电感的标称电感量越大，它的分布电容也越大，自然谐振频率f_0就越低。例如标称值为33μH的色码电感，其自然谐振频率约在10～20MHz范围内；而3.3μH的自然谐振频率，则在40～60MHz之间。工作频率高于f_0时，电感的阻抗随f增加而减小，f太高时色码电感将不起去耦作用。使用时，不应盲目选用标称值大的色码电感。

去耦电感还可以用低频磁芯（如MX—2000）自行绕制。方法是用3—5只环形磁芯迭在一起，绕线圈数匝就可以了。这种线圈在20至100MHz的范围内具有很好的扼流作用。这是因为这种磁芯在频率较低时导磁率高，因而电感量也大；而当频率较高时，磁芯的损耗增加，这时线圈变成一个电阻很大的元件，因而对高频也具有较好的扼流效果。

2．杂散电容和杂散电感耦合

放大器电路各元件之间、引线之间，以及它们对地之间都具有一定的杂散参量。例如，任何一段引线都有一定的分布电感；引线与引线之间、或引线对地之间则有分布电容；电感线圈之间也有杂散的互感，等等。从理论上说，杂散参量的存在是必然的，我们无法把它们完全消除掉，但是在放大器电路中必须想法把它们或它们的有害影响最大限度地减小。这就需要在线路的排列和结构等方面下功夫。

我们知道，放大器的第一级和末级的信号电平差别最大，它们之间如果有反馈存在，影响将最为严重。因此宽带中放各级最好排成一条直线，使第一级和最后一级尽量离得远一点，以减小它们之间的杂散耦合。晶体管的管脚应合理排列，例如使基极在左、集电极在右，这样可以避免引线互相交叉，或因引线太长而使分布电感和分布电容增大。线圈最好采

用磁芯，既可增加Q值，又可使磁力线集中在磁环之内，以减小线圈和其它元件的磁交连，必要时还应加上屏蔽罩。各级回路线圈的距离不应太近；在结构许可时，相邻两级的回路线圈最好互相垂直，以减小它们之间的互感。线圈与屏蔽盒之间应有一定的距离，以减小线圈对地的分布电容，同时也减小屏蔽盒中的感生电流，使线圈的Q值不致受太大的影响。

3．接地耦合

多级放大器中，“接地”是一个重要的问题。

任何一段导线总有一定的电阻，在印制板上也不是到处都有可以接地的接地点，不同接地点之间也有电阻存在。各级放大器的高频信号电流在地线中流动时，就会通过地线电阻互相交连，产生有害的影响。以图6.24所示的印制电路为例，地线安排在印制板的周围，各元件的接地点有的在上端，有的在下端。例如第j级放大器BG_j的发射极电容C_F的接地点在A点，集电极旁路电容C_f的接地点在B点。这样发射极电流必须绕印制板周围的地线才能从A点流到B点，经C_f回到集电极。从图上可以看出，各级放大器的高频电流在地线中所产生的压降，将对其它各级放大器产生影响，引起不良的后果。在实际工作中，经常会遇到由于接地不好而发生自激的情况。

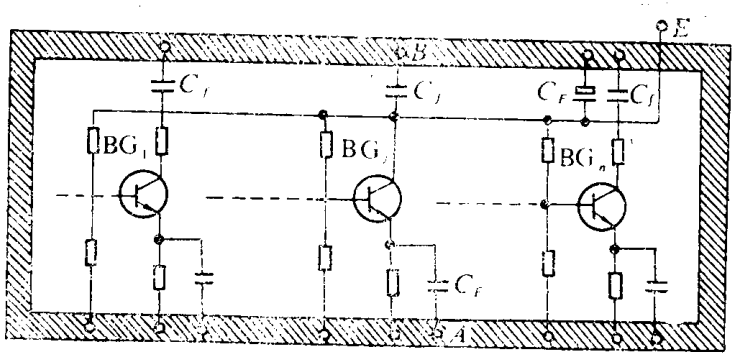


图6.24 地线安排在印制板周围示意图

解决这个问题有各式各样的方法。例如采用横截面较大的“地线”，或者把地线镀银，以减小它的电阻，有时利用各级放大器之间的隔离板把印制板上端和下端的地线连接起来，使每一级放大器的地电流，直接从邻近的隔离板中流通。更有效的办法是所谓“一点接地”，即每一级放大器必须接地的元件，都在同一地方接地，如图6.25所示。这样，每一级各有自己的独立的接地点，它的高频信号电流，都在本级线路之内流通，不会通过地线电阻和其它

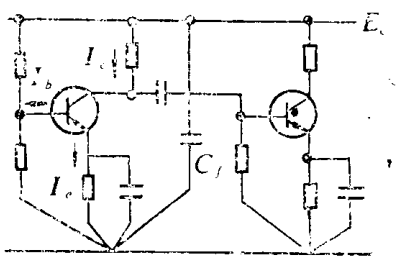


图6.25 “一点接地”示意图

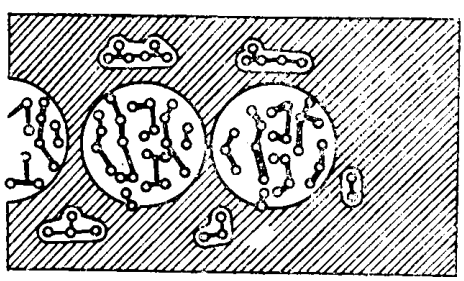


图6.26 宽带中放印制板布置图

各级交连。但是实际上要把每一级中应该接地的元件按图6.25所示的位置排列是有困难的。在安排元器件的位置时，既要考虑电气性能，也要考虑盒子空间的充分利用，同时还应顾及整齐、美观和便于调测等因素。图6.26的印制板结构是可供参考的一种图案，它是一负反馈对管放大器电路。各级放大器的元器件分别排列在一些互相独立的圆圈内，圆圈以外的铜箔（图中阴影线所示），除必要的接线点外，全部保留，不要腐蚀掉，当作地线。这样不但大大增加了地线的截面积，使地线电阻减小；同时，各级的高频电流也可以在它周围的铜箔中流动，基本上不会窜入其它各级的地线中，从而有效地减小了由于地线而引起的杂散耦合。

4. 屏蔽问题

上面讲过，宽带中放一般具有频带宽、增益高、对频率特性要求严格的特点。如果屏蔽不良，外来的有害信号将对它产生干扰，影响放大器的正常工作。因此宽带中放几乎都装在导电性能良好的金属盒之中，使整个放大器和外界完全隔离。此外，为了减小各级之间的杂散耦合，有时还在屏蔽盒内加上一些隔离板。屏蔽盒大都用导电率高、机械强度较好的黄铜板制成。为了进一步提高屏蔽盒的导电性能，减小接地电阻，有时还将盒子镀银。这样虽然有一些好处，但加工麻烦，也不经济，同时还要花费贵重的金属。目前宽带中放的电路和结构设计已日臻完善，各种杂散耦合可以大大减小，屏蔽盒一般不再采用镀银工艺，并且为了节省铜材，已逐步用铝板来制作。

宽带中放的结构问题比较复杂，这里只能介绍一些原则考虑。很多问题仍需用实验的方法加以解决。

6.4 带通滤波器

在调频差转机中，带通滤波器是一重要部件，一般常用的有：

（1）*LC*带通滤波器；

（2）陶瓷滤波器和晶体滤波器；

（3）声表面波滤波器。

下面我们以介绍*LC*带通滤波器为主，同时简单地介绍一下另两类带通滤波器。

6.4.1 *LC*带通滤波器的设计[6]

宽带放大器与谐振带通滤波器级联式中频放大器，比前述放大器每一级包含有晶体管和调谐回路的设计方案要优越得多。它便于集成化，且频率特性较好，易于控制。这种中频放大器的增益由宽带放大器来完成；其频率特性如中心频率、3dB带宽、阻带衰减等，由多回路谐振带通滤波器来实现。因此，该滤波器设计的好坏，对中频放大器的性能有决定性的影响。

一、多回路谐振带通滤波器电路

多回路谐振带通滤波器的电路如图6.27所示。这种电路适用于相对带宽小于20%的窄带情况，具有插入损耗低、阻带衰减大、结构简单、调整方便、输入和输出阻抗可以任意选择等优点，而这些优点，正适合于窄带FM电台中频放大器的要求，因此，获得了广泛的应用。

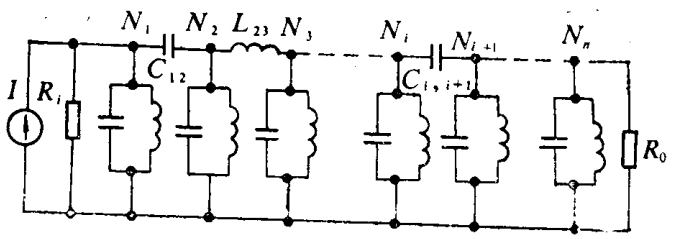
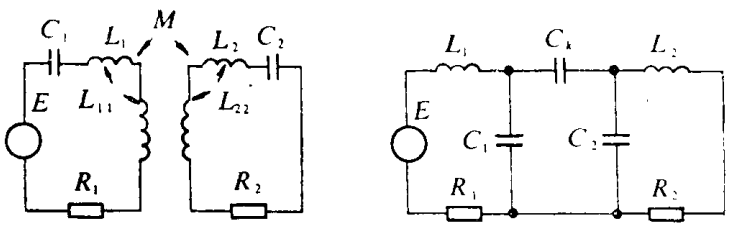


图6.27 多回路谐振带通滤波器电路

二、耦合设计法简介

耦合设计法的特点，是将谐振回路的参数特性归一化为耦合系数k'和归一化品质因数q。再根据滤波器特性要求，在预畸k'和q参数表中查出k'和q之值，按查得的k'和q之值计算回路元件参数。这样可使滤波器的设计大为简化。

怎样将谐振回路参数和特性，归一化为k'和q之值，就成了耦合设计法讨论的核心。由图6.27可以看出，它的任何两个相邻回路都可以看成一个双调谐回路。初级和次级回路间的耦合主要有电感（或互感）耦合和电容耦合两种方式。图6.28示出了这两种耦合方式。



（a）电感耦合　　（b）电容耦合

图6.28 双调谐耦合回路

电感（或互感）耦合的双调谐回路的耦合系数k定义为

$$k=\frac{M}{\sqrt{L_{11}L_{22}}} \tag{6.36}$$

式中M为互感；

L_{11}为初级回路总电感；

L_{22}为次级回路总电感。

电容耦合的双调谐回路的耦合系数k定义为

$$k=\frac{C_k}{\sqrt{(C_1+C_k)(C_2+C_k)}} \tag{6.37}$$

若　　$C_1=C_2$

则

$$k=\frac{C_k}{C_1+C_k} \tag{6.38}$$

众所周知，双调谐回路的谐振曲线是受$k\cdot Q$的乘积控制的，$k\cdot Q$不同，对应的谐振曲

线也不同，如图6.17所示。由图可见，当回路的Q值一定时，通过改变耦合系数k的大小，可以改变回路的特性和带宽。同理，如果将耦合系数$k_{12}k_{23}\cdots k_{ik}\cdots k_{(n-1)n}$给予不同的预值，就可以得到不同的谐振特性，这就是耦合设计法的基础。那么，怎样根据所要求的谐振特性去决定（预畸）k和q之值呢？这一问题就成为耦合设计法的核心。人们在这方面作了大量工作，通过串臂支路到并臂支路的导纳变换，将多回路谐振带通滤波器变为低通原形，再应用低通预畸k和q参数表定出k和q值。有了k和q之值，就可进行滤波器的参数和回路元件的计算了。

三、带通滤波器的设计步骤

1．根据对中频放大器频率特性的要求，确定滤波器的指标：

（1）中心频率f_0；

（2）3dB带宽B_{3dB}；

（3）20dB带宽B_{20dB}；

（4）插入损耗A_0（或谐振回路的空载品质因数Q_0）；

（5）输入和输出阻抗R_i和R_0。

2．根据带宽比

$$y=\frac{B_{20dF}}{B_{3dF}} \tag{6.39}$$

按图6.29或图6.30决定滤波器的级数n。再由图6.31或图6.33及图6.33校核阻带衰减是否满足要求。

图中．A_p为通带最大衰减；A_r为通带最大波纹衰减；A_s为阻带最小衰减。

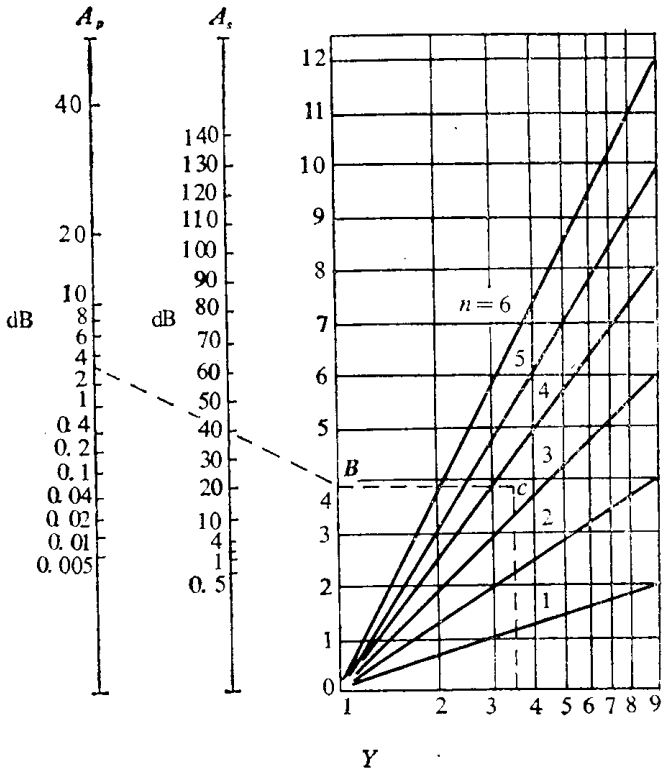


图6.29 最平滤波器计算曲线

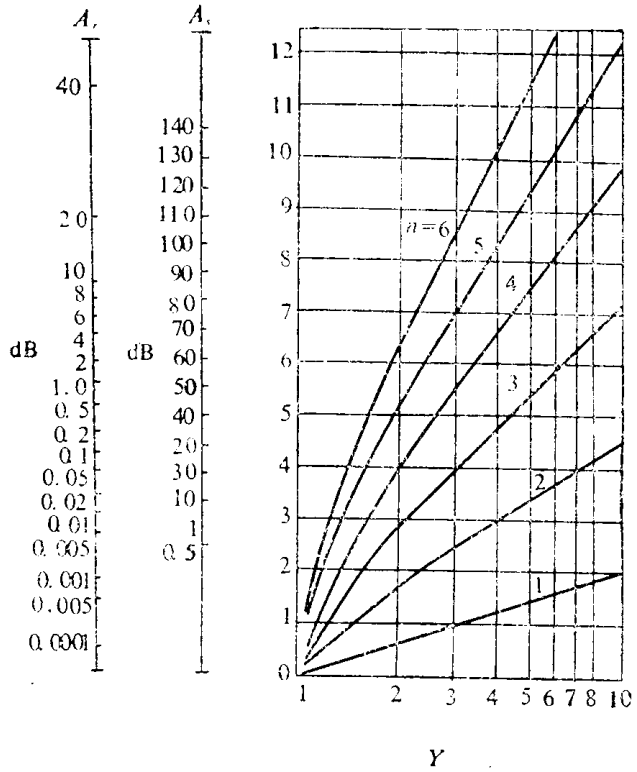


图6.30 契比雪夫滤波器计算曲线

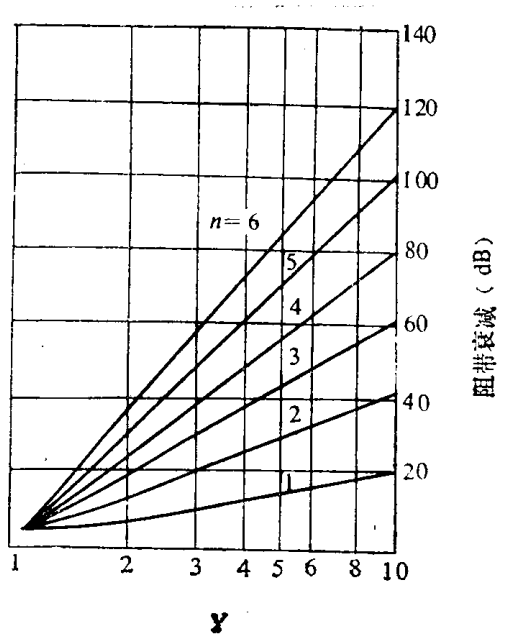


图6.31 最平滤波器阻带衰减特性曲线

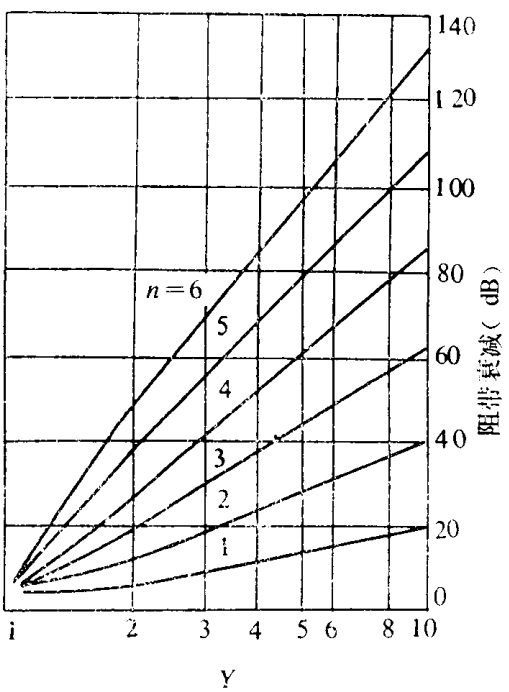


图6.32 契比雪夫滤波器阻带衰减特性曲线（A_r=0.01dB）

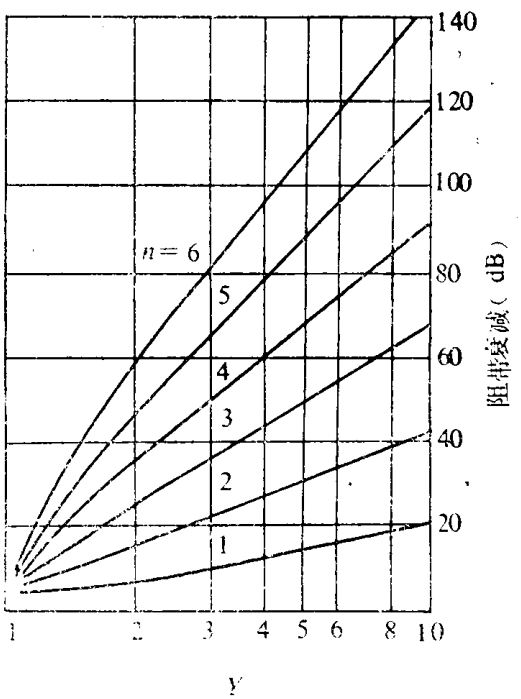


图6.33 契比雪夫滤波器阻带衰减特性曲线（A_r=0.5dB）

3.将空载品质因数归一化为q_o

$$q_o=\frac{B_{3dB}}{f_o}Q_o \tag{6.40}$$

根据滤波器级数n和归一化品质因数q_o按附录Ⅴ所列参数表，查出k'和q的预畸值。

4.根据查出的归一化k'和q之值求相应的各回路的耦合系数k和品质因数Q。并可表示为

$$k_{i,i+1}=k'_{i,i+1}\frac{B_{3dB}}{f_o} \tag{6.41}$$

$$Q_i=q_i\frac{f_o}{B_{3dB}} \tag{6.42}$$

式中$k_{i,i+1}$为带通滤波器第i个回路与相邻$i+1$个回路的耦合系数；

$k'_{i,i+1}$为相应的低通原形中第i支路与相邻第$i+1$支路间的耦合系数；

Q_i为带通滤波器第i个回路的品质因数；

q_i为相应低通原形第i支路的归一化品质因数。

5.选择一个工作在中心频率f_o的合适的电感L_p，令所有回路电感均等于L_p，则各回路电容为

$$C_p=\frac{1}{4\pi^2f_o^2L_p} \tag{6.43}$$

6.按下式计算耦合电容

$$C_{i,i+1}=k_{i,i+1}C_p \tag{6.44}$$

式中 $C_{i,i+1}$为第i个节点和第$i+1$个节点间的耦合电容。

7.按下式计算各回路的实际电容

$$\left.\begin{aligned}C_{\mathrm{I}}&=C_p-C_{12}\\C_{\mathrm{II}}&=C_p-C_{12}-C_{23}\\C_{\mathrm{III}}&=C_p-C_{23}-C_{34}\\&\cdots\cdots\cdots\cdots\end{aligned}\right\} \tag{6.45}$$

8.常用的匹配方式有两种，即电感抽头式和电容抽头式，图6.12示出了电容抽头匹配电路，由图可见，回路电容是C_1和C_2的串联，并表示为

$$C_{\mathrm{I}}=\frac{C_1\cdot C_2}{C_1+C_2} \tag{6.46}$$

设抽头比用p表示，则输入抽头比为

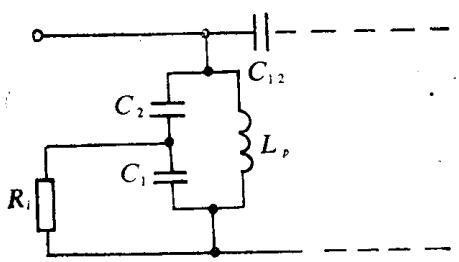


图6.34 电容抽头匹配电路

$$p_i=\frac{C_1}{C_1}=\frac{C_1+C_2}{C_2} \tag{6.47}$$

显然，抽头的计算就在于求出C_1和C_2之值。为了计算C_1和C_2之值，引入一个参量R_x，它表示R_i（或R_o）折算到输入（或输出）回路上的并联阻抗，R_x的值可由下式求出：

$$R_x=\frac{Q_oQ_1\omega_oL_p}{Q_o-Q_1} \tag{6.48}$$

式中 L_p为回路电感。

根据求得的R_x之值，按下式求出p_i值：

$$p_i=\sqrt{\frac{R_x}{R_i}} \tag{6.49}$$

最后便可按下式算出C_1和C_2之值为

$$C_1=p_iC_1 \tag{6.50}$$

$$C_2=\frac{p_iC_1}{p_i-1}=\frac{C_1}{p_i-1} \tag{6.51}$$

输出抽头比p_o值的计算同上，这里不再重复。

图6.35所示是电感抽头匹配电路。图中，N_1为线圈的抽头匝数；N为回路线圈的总匝数，则线圈的抽头比为

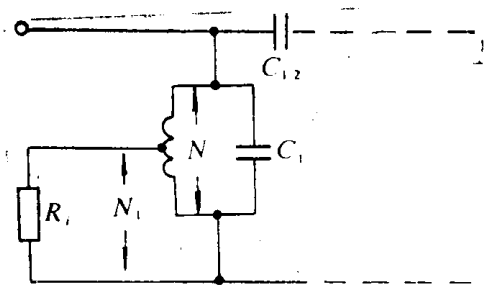


图6.35 电感抽头匹配电路

$$n_i=\frac{N}{N_1} \tag{6.52}$$

为了计算N和N_1，可按公式（6.48）求R_x。然后根据求出的R_x，按下式求抽头比n_i

$$n_i=\sqrt{\frac{R_x}{R_i}} \tag{6.53}$$

最后根据L_p的线圈匝数N，由式（6.52）求解N_1为

$$N_1=\frac{N}{n_i} \tag{6.54}$$

输出端抽头比n_o的计算同上，不再重复。

至此，算出了带通滤波器的各元件参数，最后绘出它的完整电路。

四、设计举例

〔例6—1〕 设计一个10.7MHz中频放大器用的最平型带通滤波器。

1. 设计指标

（1）中心频率f_o=10.7MHz；

（2）通带衰减A_p=3dB时的带宽B_{3dB}=0.4MHz；

（3）阻带衰减A_s=40dB时的带宽B_{40dB}=1.4MHz；

（4）插入损耗A_o≤8dB；

（5）$R_i=R_o$=500Ω；

（6）采用电容抽头匹配方式；

（7）谐振回路的电感用10.7MHz中周（10mm×10mm），Q=150。

2. 参数计算

（1）按带宽比Y确定滤波器级数n

$$Y=\frac{B_{40dB}}{B_{3dB}}=\frac{1.4}{0.4}=3.5$$

查图6.29可得n=4，即需4级。

具体查法如下：

① 首先在A_p轴和A_s轴上找出3dB和40dB点；

② 通过3dB和40dB点作一直线交纵轴于B点；

③ 通过B点作与横轴的平行线并与通过Y=3.5所作与纵轴的平行线相交于C点。该点所在的位置，就是所需的级数。

（2）按n=4、Y=3.5，再按图6.31校核衰减为42dB，满足衰减40dB的要求。

（3）按式(6.40)求归一化空载品质因数为

$$q_o=\frac{B_{3dB}}{f_o}Q_o=\frac{0.4}{10.7}\times 150\approx 5.6$$

根据q_o和n查附录Ⅴ可得预畸k'和q之值为

q_0=5.226(选择最接近q_o=5.6这一组)

A_0=6.822dB(满足设计小于8dB的要求)

q_1=0.5656

q_4=2.1621

k'_{12}=0.9547

k'_{23}=0.4906

k'_{34}=0.7444

（4）由预畸k'和q之值，按式(6.41)和式(6.42)计算k和Q之值。

$$k_{12}=k'_{12}\frac{B_{3dB}}{f_o}=0.9547\times\frac{0.4}{10.7}=0.0357$$

$$k_{23}=k'_{23}\frac{B_{3dB}}{f_o}=0.4906\times\frac{0.4}{10.7}=0.0183$$

$$k_{34}=k'_{34}\frac{B_{3dB}}{f_o}=0.7444\times\frac{0.4}{10.7}=0.0278$$

$$Q_1=q_1\frac{f_o}{B_{3dB}}=0.5656\times\frac{10.7}{0.4}=15.1$$

$$Q_4=q_4\frac{f_o}{B_{3dB}}=2.1621\times\frac{10.7}{0.4}=57.8$$

（5）在中心频率$f_o=10.7$MHz应用时，应使Q_o尽可能大，选回路电感$L_p=4.5\mu H$，则按式(6.43)计算回路电容为

$$C_p=\frac{1}{4\pi^2 f_o^2 L_p}=\frac{1}{4\pi^2(10.7\times10^6)^2\times4.5\times10^{-6}}\approx49pF$$

（6）按式(6.44)计算耦合电容。

$$C_{12}=k_{12}C_p=0.0357\times49\times10^{-12}\approx1.75\ pF$$

$$C_{23}=k_{23}C_p=0.0183\times49\times10^{-12}\approx0.9\ pF$$

$$C_{34}=k_{34}C_p=0.0278\times49\times10^{-12}\approx1.4\ pF$$

（7）按式(6.45)计算各回路的实际电容值。

$$C_{\mathrm{I}}=C_p-C_{12}=49-1.75=47.25\ pF$$

$$C_{\mathrm{II}}=C_p-C_{12}-C_{23}=49-17.5-0.9=46.35\ pF$$

$$C_{\mathrm{III}}=C_p-C_{23}-C_{34}=49-0.9-1.4=46.7\ pF$$

$$C_{\mathrm{IV}}=C_p-C_{34}=49-1.4=47.6\ pF$$

（8）按式(6.48)和式(6.49)计算输入抽头。

$$R_x=\frac{Q_oQ_1\omega_oL_p}{Q_o-Q_1}=\frac{150\times15.1\times2\pi\times10.7\times10^6\times4.5\times10^{-6}}{150-15.1}=\frac{68524.6}{134.9}\approx5.08\ k\Omega$$

$$p_i=\sqrt{\frac{R_x}{R_i}}=\sqrt{\frac{5.08}{0.5}}\approx3.19$$

根据式(6.50)和式(6.51)可得

$$C_1=p_iC_1=3.19\times47.25\approx150.7\ pF$$

$$C_2=\frac{C_1}{p_i-1}=\frac{150.7}{3.19-1}\approx68.8\ pF$$

同理可计算输出抽头比p_o和抽头电容C_3和C_4值。

$$R_x=\frac{Q_oQ_4\omega_oL_p}{Q_o-Q_4}=\frac{150\times57.8\times2\pi\times10.7\times10^6\times4.5\times10^{-6}}{150-57.8}\approx28.4\ k\Omega$$

$$p_o=\sqrt{\frac{R_x}{R_o}}=\sqrt{\frac{28.4}{0.5}}\approx7.5$$

$$C_4=p_oC_{\mathrm{IV}}=7.5\times47.6\approx357\ pF$$

$$C_3=\frac{C_4}{p_o-1}=\frac{357}{7.5-1}\approx 55\text{pF}$$

（9）根据计算结果绘出电路，如图6.36所示。

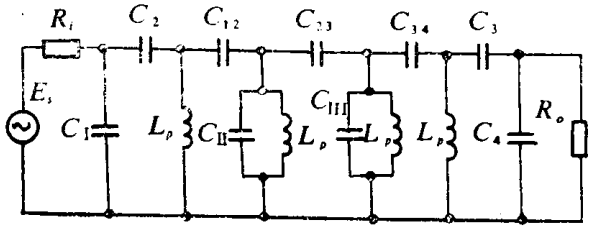
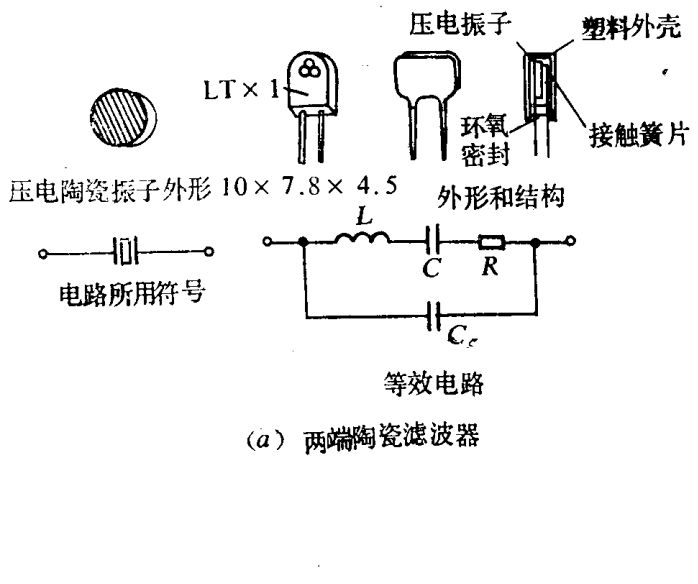


图6.36 多回路谐振带通滤波器电路

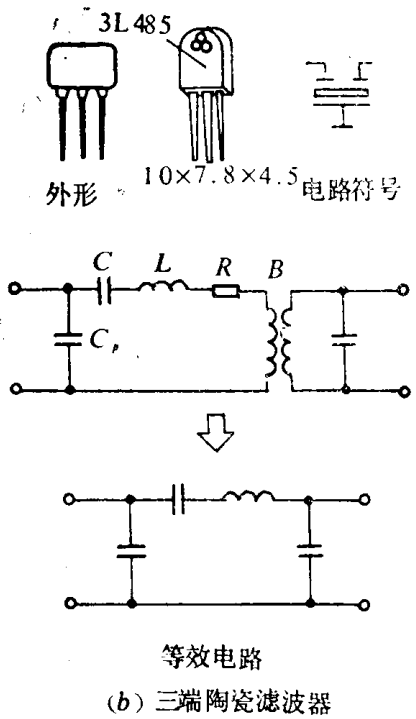
6.4.2 陶瓷滤波器

陶瓷滤波器是目前收音机中使用较广泛的一种滤波器，在一些简易型差转机中也有采用。其原因是体积小、成本低、插入损耗不大、通带较宽、选择性好、振幅特性和相频特性较好，性能稳定可靠。

图6.37是陶瓷滤波器的外形图，图形符号及等效电路图。图中L为等效电感，C为等效电容，R为等效电阻，C_o为装配电容，且$C_o \ll C$。



(a) 两端陶瓷滤波器



(b) 三端陶瓷滤波器

图6.37 陶瓷滤波器

但在调频差转机中应用的滤波器常常采用图6.38所示组合型陶瓷滤波器，图(b)(c)分别为其衰耗特性曲线。

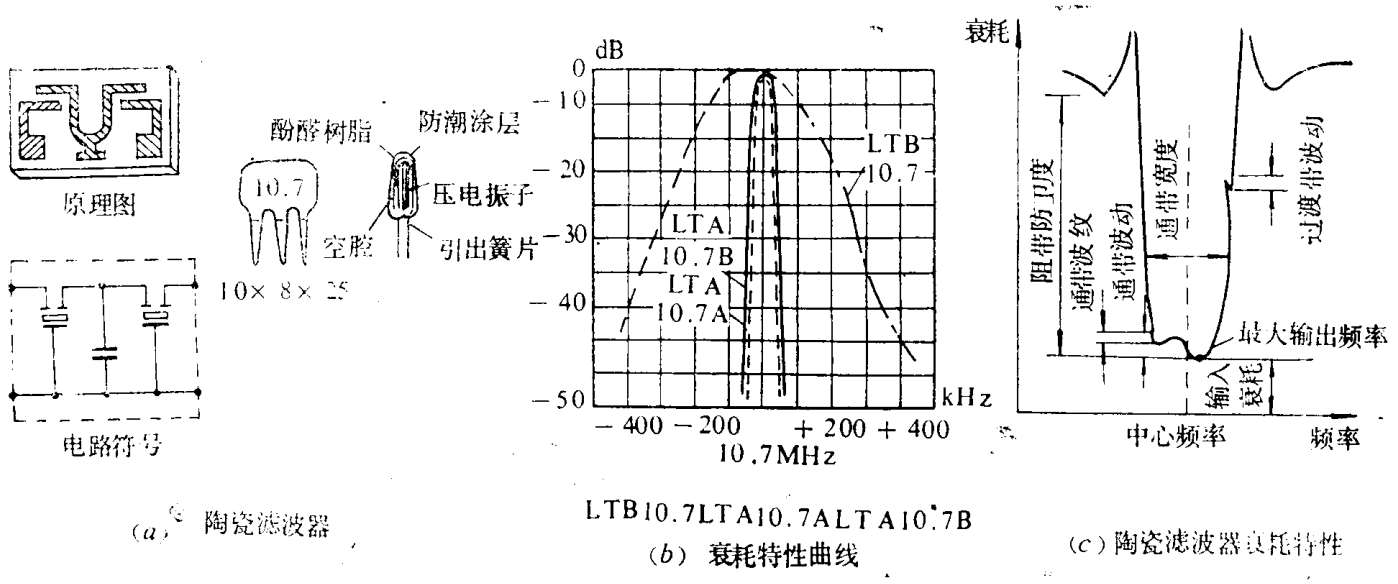


图6.38 用于调频差转机或接收机中放(10.7MHz)的陶瓷滤波器

图6.39表示一般陶瓷滤波器的幅频和群延时特性，以及失真情况。这些特性基本上能满足调频差转机的指标要求。图6.40表示最新陶瓷滤波器的幅频特性和群延时特性以及各种失真率。

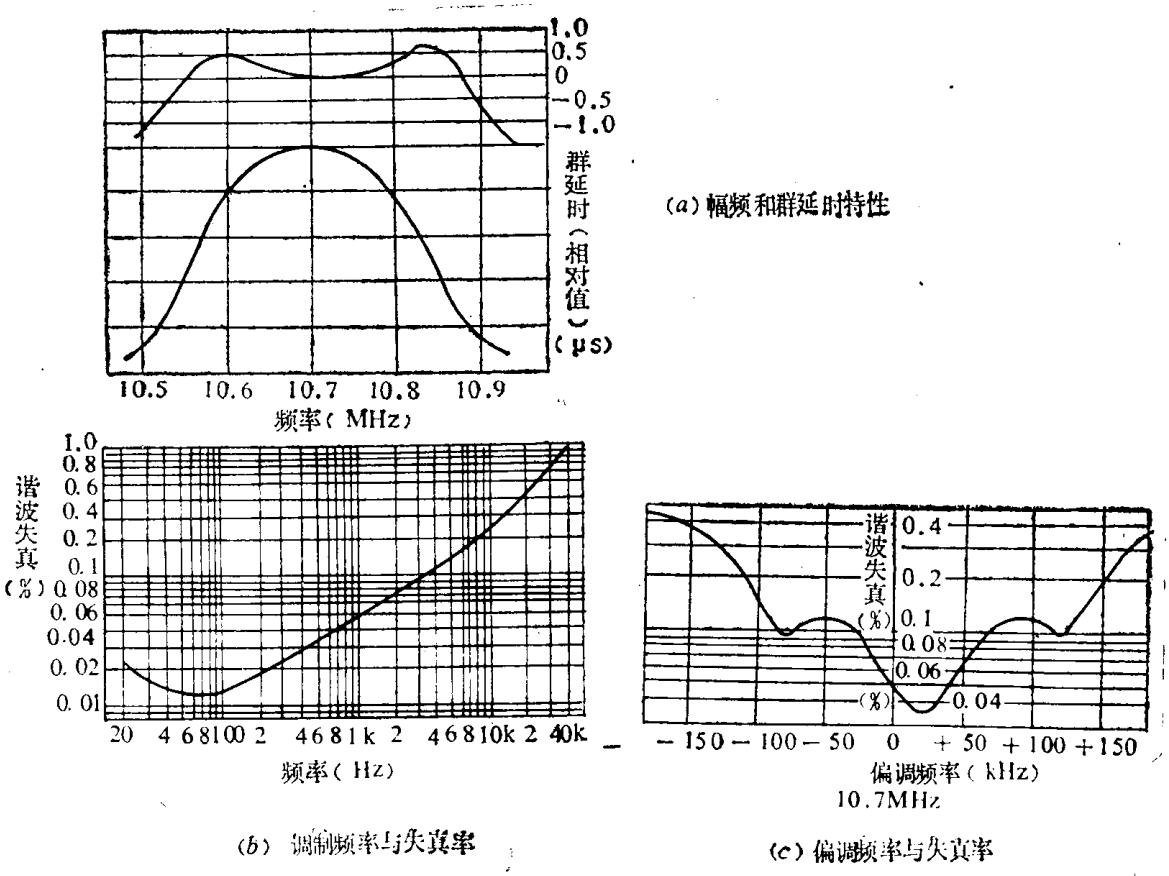


图6.39 一般陶瓷滤波器特性(a)幅频和群延时特性

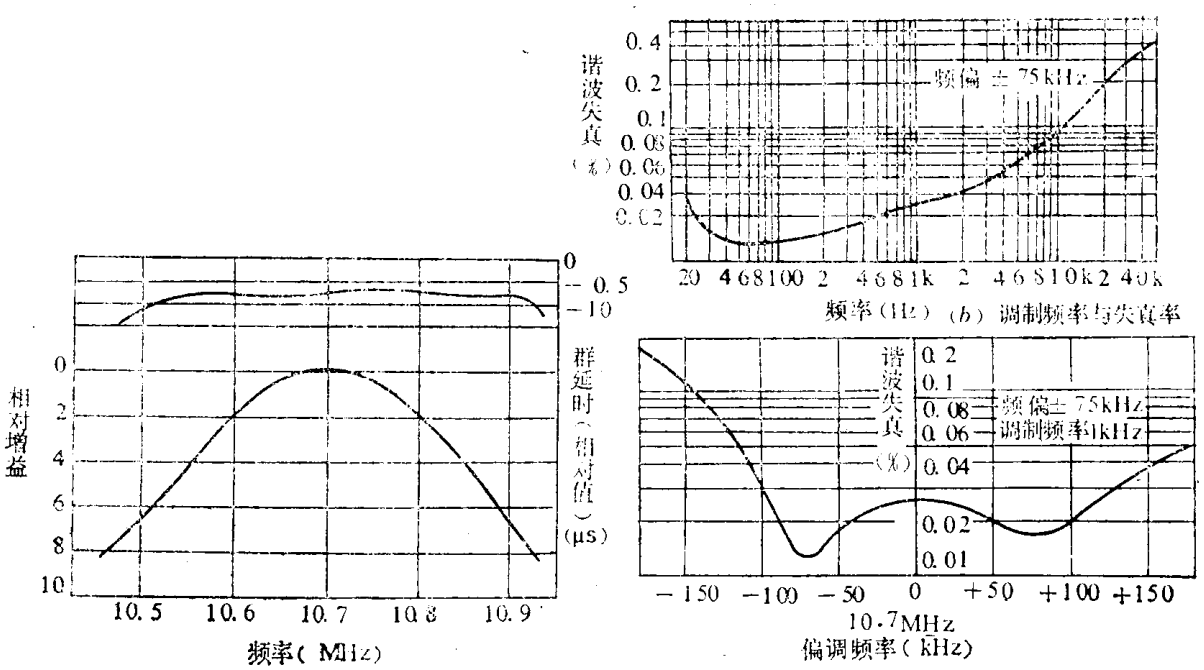


图6.40 最新陶瓷滤波器特性(a)幅频与群延时特性

6.4.3 声表面波滤波器(SAW)

声表面波滤波器（简称SAW）是所有滤波器中最新的，也是最有希望的滤波器。其结构原理如图6.41所示。在一块压电晶体基片的两端蒸发形成叉指形金属电极。输入的交流信号加到叉指电极上，在交流信号的电场作用下，由于晶体压电效应，便在基片表面层激发出周期性机械振动，并沿着基片的表面层向两个方向传播，这就是声表面波。其中一个方向上的声表面波，被涂敷在基片一端的吸收材料吸收；另一方向上的声表面波则沿着基片表面层传向另一端。当声表面波传到另一端的叉指电极时，由于晶体的压电效应，周期性机械振动产生了周期性的电场变化，通过叉指电极变成输出电信号。由此可以看出，输入端的叉指电极和晶体实际起了电—机换能器的作用；而输出端的叉指电极和晶体起着机—电换能器的作用；两个换能器之间的晶体则起着传播声波的介质作用。

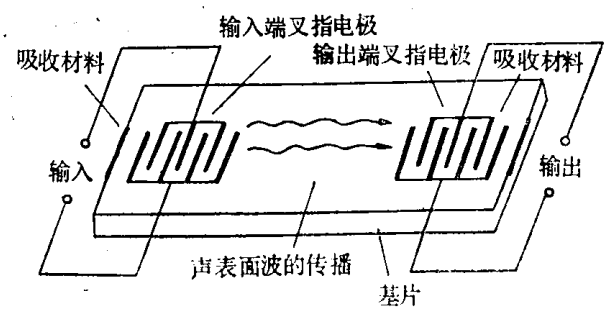


图6.41 SAW滤波器结构原理图

当输入电信号的频率与声表面波的固有频率相同时，激发的声波最强，信号传输效率最高；反之信号就受到衰减。而声表面波的固有频率则是由叉指电极的组数和几何尺寸及结构决定的，所以通过改变换能器的叉指电极的组数、电极的宽度、叉指间距、叉指重迭长度、以及两个换能器之间的距离等，可以设计出具有各种幅频特性和相频特性的SAW滤波器。

图6.42是声表面波滤波器的工作示意图。电信号E_g从1—1经匹配网络进入换能器，换能器向两个方向传播声波，声强为F_{s0}声波进到接收换能器变为电信号，加到负载R_L。图中Z_0是基片材料的声阻抗，R_g为信号源内阻。

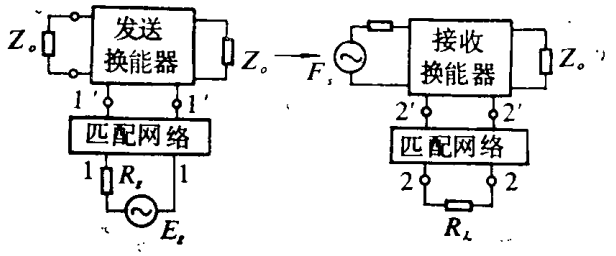


图6.42 声表面波器工作示意图

在共振时，从电端1′～1′看入，均匀叉指换能器的等效电路可以简化成为一个电容C_T和电阻R_a的串联电路。C_T是换能器的极间总电容，

$$C_T=NC_s,$$

C_s是每一对叉指极间的电容，N是叉指对数，C_s大小可用下式估算：

$$C_s\approx\varepsilon_0(1+\varepsilon_r)W=8.854\times10^{-2}(1+\varepsilon_r)W \quad \text{pF} \qquad (6.55)$$

式中ε_r是基片材料的介电系数，W为叉指孔径（单位cm）。

R_a是幅射电阻，即转换为机械能（声能）的等效电阻，理论分析表明，

$$R_a=\frac{4}{\pi}k^2N/\omega_0C_T \qquad (6.56)$$

前节指出，$k^2=\dfrac{\text{通过压电效应转换的机械能}}{\text{输入总电能}}$，基片材料的$k^2$越大，转换效率越高。从电路上看，$CR$串联电路的$Q$值，是贮藏于$C_T$中的电能和一周期所转成的机械能之比，$Q=\dfrac{1}{R_a\omega C_T}$，从式(6.56)可得$\dfrac{1}{Q}=\dfrac{4}{\pi}k^2N$，这个$Q$值称为换能器的幅射$Q$，用$Q_r$表示。

在共振频率附近一段范围内，幅射阻抗包括幅射电阻$R_a(\omega)$和幅射电抗$X_a(\omega)$两部份，可以近似地用下两式表示它们的数值变化和频率关系：

$$R_a(\omega)\approx R_a\left(\frac{\sin x}{x}\right)^2 \qquad (6.57)$$

$$x_a(\omega)\approx R_a\left(\frac{\sin2x-2x}{2x^2}\right) \qquad (6.58)$$

式中 $$x=N\pi\frac{\omega-\omega_0}{\omega}$$

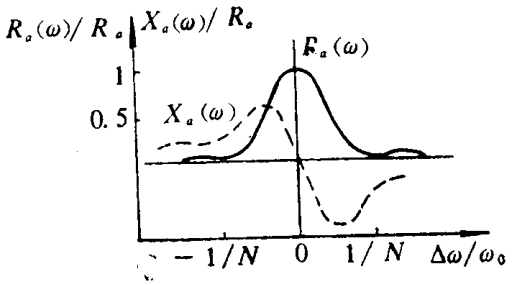


图6.43 均匀换能器幅射阻抗—频率曲线

这两个表示式画成曲线如图6.43。

如果在滤波器的输入、输出端都只用一个串联或并联电感作为匹配网络和C_T调谐，整个滤波器的等效电路就如图6.44所示。在谐振时，滤波器的输入、输出阻抗就是R_a。

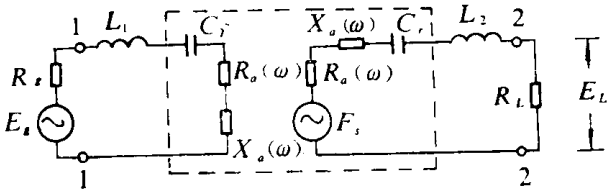


图6.44 表面波滤波器等效电路

以上几个关系式和等效电路是分析声表面波滤波器特性的基础。

实际声表面波滤波器的尺寸是较小的。例如一个100MHz带通滤波器，用铌酸锂做基片，阻抗R_a为100Ω，其结构尺寸是：换能器指宽和间距为8.7μm（一般情况下指宽、间距相等，所以$a=b=\frac{\lambda_0}{4}$）；叉指孔径$W=1.92$mm；极间电容$C_S=0.91$ pF；基片尺寸约10×20mm。工作频率越高，尺寸越小。由于基片不能过大，声表面波滤波器的低频工作范围不低于1～2MHz。调谐电感通常和滤波器本身封装在一起，构成一个单元器件。

一、 阻抗

前已指出，在中心频率时声表面波滤波器的输入、输出阻抗就是幅射电阻R_a。基片材料选定后，R_a就只和叉指孔径W有关（式6.59），所以实际设计中是根据所需阻抗数值来决定孔径尺寸的。由于孔径和波长比$\frac{W}{\lambda}$不宜过小，孔径W受到基片尺寸限制，又不能太长，因此声表面波滤波器的阻抗R_a一般在50～150Ω范围，用石英做基片的可到几百欧。

当R_a和外电路阻抗匹配时，插入损耗最小。但是下面将讨论到，为了兼顾其他滤波性能，有时可以设计在适当失配情况下工作，即它所要求的外电路阻抗不一定等于幅射电阻R_a。

二、 插入损耗

插入损耗由两部份组成：换能器的电声转换损耗和两个换能器之间声表面波的传输损耗。假定忽略传输损耗（这对铌酸锂和石英晶体是可以的），则声表面波滤波器在中心频率的损耗就可以从等效电路求出。当$R_s=R_L$时，声表面波滤波器的插入损耗是：

$$a_s=10\lg\left|\frac{P_{L0}}{P_L}\right|=20\lg\frac{1}{2}\left[\frac{R_L}{R_a}+\frac{R_a}{R_L}+2\right] \qquad (6.59)$$

式中P_{L0}是未插入滤波器时负载所得功率，P_L是插入滤波器后负载所得功率。

由此可见，即使在完全电匹配时（$R_a=R_s=R_L$）声表面波滤波器也有6dB的插入损耗，这是由于换能器的双向性幅射所产生的。

$\frac{R_L}{R_a}$不同比值时损耗曲线如图6.45所示。值得注意的是，声表面波滤波器阻抗和外电路在一定范围内失配时，插入损耗增加较少。对滤波性能影响也不太大，因此，声表面波滤波器可以不要求阻抗严格匹配。

减少声表面波滤波器的6dB固有损耗的办法是采用单向换能器结构。这时可使损耗降到2～3dB，但是带宽变窄。

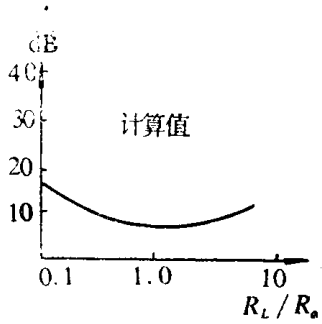


图6.45 声表面波滤波器插入损耗和阻抗匹配关系

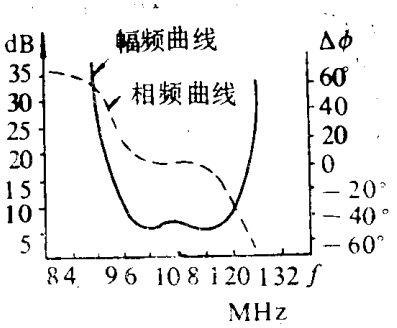


图6.46 YZ铌酸锂声表面波滤波器频率特性曲线

三、 相对带宽和相位特性

叉指换能器的相对带宽决定于叉指对数N和机电耦合系数k^2。在分析换能器“声频带特性”时，没有考虑电抗（极间电容C_T和电感L）的作用。实际上，电抗$X_s=\omega L-\frac{1}{\omega C_T}$和$R_s$串联回路有一个“电频带特性”。所以换能器的总频带特性应是“声”、“电”两个频带特性曲线的乘积。已知声频带相对带宽为$\frac{1}{N}$，而电带宽等于$\frac{1}{Q}=R_s\omega C_T=\frac{4}{\pi}k^2N$，这里就存在一个$N$的最佳值，可得到最大相对带宽。根据在两个带宽相等时才能得到最大总带宽的条件，就得到：

最佳N值

$$N_{opt}=\frac{\sqrt{2}}{2}\frac{1}{k} \tag{6.60}$$

最大相对带宽

$$\left(\frac{\Delta f}{f}\right)_{opt}\simeq\frac{1}{N_{opt}} \tag{6.61}$$

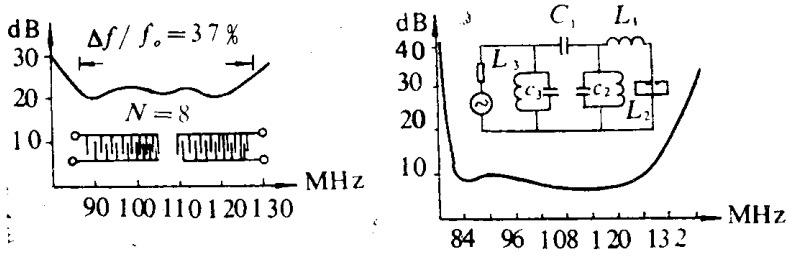
实验证明：YZ铌酸锂和PZT压电陶瓷$N_{opt}=4$，石英的N_{opt}为20左右。前者的相对带宽约为20%，后者只有百分之几。

滤波器的相位特性，可从等效电路求得，分析结果表明：当$N\simeq N_{opt}$时，不仅相对带宽最大，它的相位畸变也是接近最小的（$N\simeq N_{opt}$时，X_a+X_s接近于零），这在共振附近有限范围内符合实际情况。

图6.46是一个均匀叉指铌酸锂面波滤波器的幅频和相频特性曲线。其带宽$\frac{\Delta f}{f}=23\%$，在60%带宽范围内相位偏离小于5°（不对称），中频插入损耗7dB。为得到较好的矩形系数，$R_s/R_L=2$。

要使声表面波滤波器有更大的相对带宽，常用相位加权换能器。图6.47(a)是对数函数相位加权滤波器的幅频特性，其带宽达37%，相位特性也较好，但是插入损耗大，矩形系数也差。

一般声表面波滤波器超过其最大相对带宽以上时，插入损耗将随带宽的加宽而上升。



(a) 对数相位加权滤波器　　(b) 加匹配网络滤波器

图6.47 宽带声表面波滤波器

加复杂网络匹配可以得到宽带而损耗又低的滤波器（图6.47（b）），但这样将使体积增加，调整工作也较复杂。

四、其他滤波性能（带外抑制、矩形系数等）

前已指出，用不对称或参差调谐换能器以及各种加权换能器，理论上可得到很好的通带形状和带外抑制。但是实际上要考虑声表面波滤波器工作中存在的一些假信号对主波的干扰，如果对它们不加抑制，将使滤波性能变坏，特别对带外抑制、波形系数、群时延特性等有显著影响。

6.5 混频器和振荡器

6.5.1 混频器

在实际电路中，如果非线性器件本身既产生本振信号，又实现频率变换，则称为变频器。如果此非线性器件本身仅实现频率变换，本振信号由另外器件产生，则称为混频器。同时根据所用器件不同，混频器可分为二极管、晶体管、场效应管混频器等。根据工作特点的不同，可分为单管混频器、平衡和环形混频器等。在调频差转机中，常常采用晶体管平衡混频器和二极管环形混频器，下面就这两种混频器加以叙述。

一、混频器的质量指标

1．变频增益

混频器中频输出电压振幅U_{io}和高频输入信号电压振幅U_{so}之比，称为变频增益，其表示式为

$$A_{vc}=\frac{U_{io}}{U_{so}} \tag{6.62}$$

我们希望变频增益大一些。

2．选择性

混频器的中频输出应该只有所要接收的有用信号（反映为中频，即$f_i=f_o-f_i$或$f_i=f_o+f_s$），而不应有其它不需要的干扰信号。但在混频器输出中，由于各种原因总会混杂着无数个组合频率分量。这些组合频率分量可用下列通式表示：

$$f_{p,g,f}=|\pm pf_o\pm gf_s\pm rf_i| \tag{6.63}$$

式中：p、g、r均为包括零在内的任意正整数，即0，1，2，……。

所以为了抑制不需要的组合频率分量（干扰分量），就要求中频输出回路有良好的选择性。亦即回路应有较理想的谐振曲线。

3．失真与干扰

混频器的失真有频率失真和非线性失真，除此之外，还会产生各种非线性干扰，如组合频率，交叉调制和互相调制、阻塞和倒易混频等干扰。所以，对混频器不仅要求频率特性好，而且还要求器件工作在非线性特性不过于严重的区域，使其既能完成频率变换，又能抑制各种干扰。

二、晶体管平衡混频器

晶体管单管混频器的主要优点是具有变频增益，电路结构简单，但它存在着一个严重的缺点，就是组合频率干扰严重。这是由于混频过程是利用非线性器件的非线性特性进行的。非线性特性将信号频率和本振频率混频而得到所需的中频信号，但与此同时，也会产生无数个其它组合频率〔如式（6.63）所示〕，引起干扰。为此在调频差转机中几乎不采用这种混频电路，而是采用具有组合频率少，动态范围大的晶体管平衡混频器和二极管环形混频器。

晶体管平衡混频器如图6.48、6.49所示。前者是采用变压器输入的晶体管平衡混频器，后者是采用电容耦合式的晶体管平衡混频器。

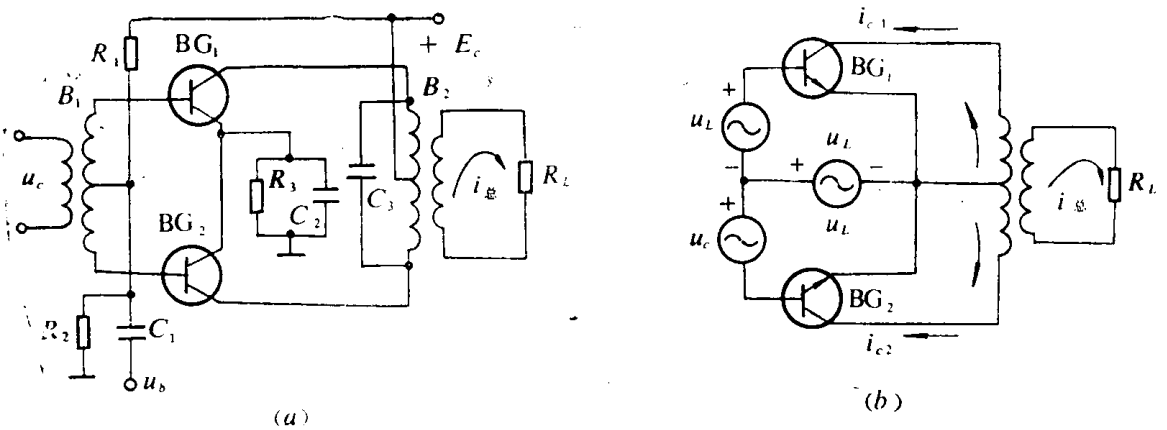


图6.48 用变压器输入的晶体三极管平衡混频器

下面我们就图6.49所示混频器加以简单地介绍。

信号电压u_s通过耦合电容C_1、C_2同时加到BG_1的基极和BG_2的发射极；而本振电压u_o通过电容C_3、C_4加到BG_1的发射极和BG_2的基极。BG_1、BG_2集电极相连接，并且接中频调谐回路，即输出回路。如果两管参数一致，当晶体管利用其非线性作用产生中频和其它许多新的频率时，输出电流中的某些频率分量将被电路所平衡抑制。

由图6.49（b）可见：

$$u_{be1}=u_s-u_o=-(u_o-u_s)$$

$$u_{be2}=u_o=u_s$$

将晶体管的转移特性$i_c=f(u_{be})$用幂级数展开，有

$$i_c=f(u_{be})=b_0+b_1u_{be}+b_2u_{be}^2+\cdots\cdots \qquad (6.64)$$

混频器输出的总电流$i_{总}=i_{C1}+i_{C2}$，设$u_s=U_s\cos\omega_s t$，$u_o=U_o\cos\omega_s t$，则式(6.64)经归纳综合后为：

$$i_{总}=2b_0+b_2(U_{s2}+U_{o2})+b_2(\cos2\omega_s t+\cos\omega_o t)$$
$$-2b_2U_sU_o[\cos(\omega_o+\omega_s)t+\cos(\omega_o-\omega_s)t]+\cdots\cdots \qquad (6.65)$$

从上式可见，输出电流中包含有直流分量，和频、差频及信号和本振的二次谐波等分量。其输出电流频率的一般式是

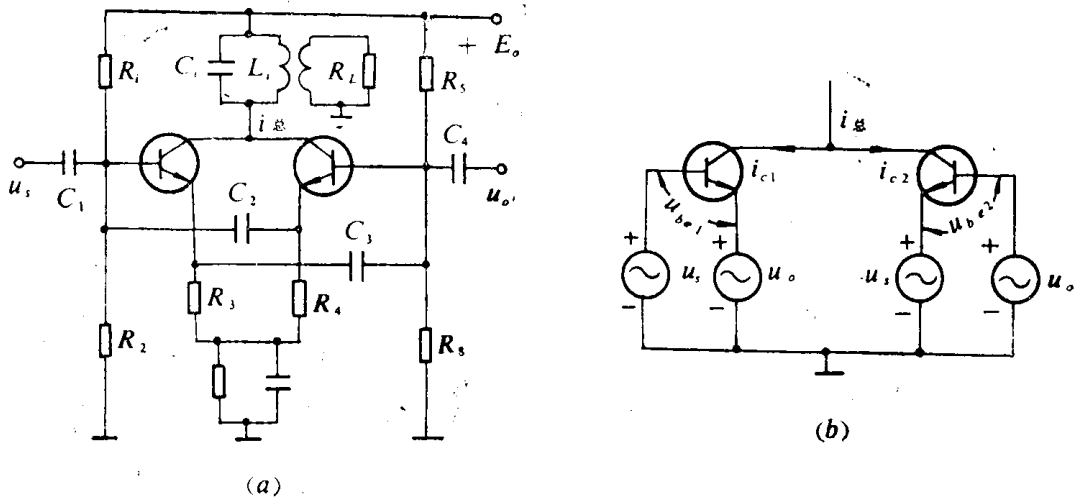


图6.49 三极管平衡混频器及其等效电路

$$m\omega_0\pm n\omega_s$$

式中：$m+n=2S$，$S=0$，1，2，3，……

可以看出：幂级数展开式中b_1u_{be}，b_3u_{be}……等奇次项被抵消了，从而抑制了m和n满足$m+n=2S+1$的各次组合频率。

在实际电路中，为了使晶体管平衡混频器尽可能地达到平衡，对三极管要进行严格挑选，使两管参数相同。还要仔细调整电路，尽可能使电路对称，这样才能得到满意的结果。但由于产品的离散性，难以使两管参数完全一致。因此各种组合频率的泄漏将有些增加，为此，在调频差转机中越来越多采用二极管环形混频器。

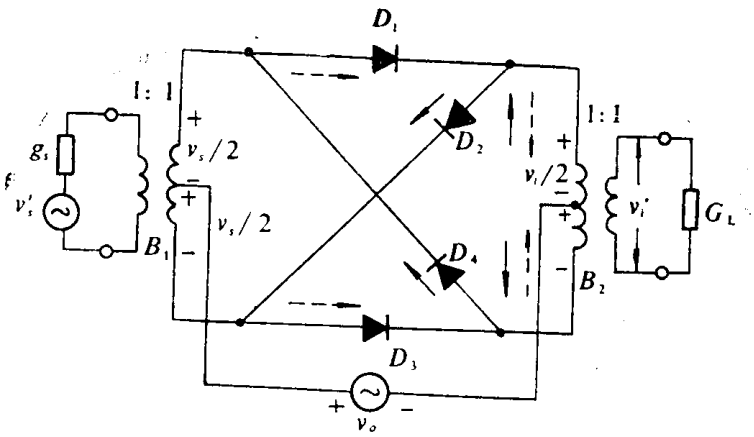


图6.50 环形混频器

三、二极管环形混频器

为了在混频器中进一步抑制一些非线性产物，目前还广泛采用环形混频器。环形混频器的原理电路如图6.50所示。本振电压从输入和输出变压器B_1、B_2中心抽头加入。四个二极管均按开关状态工作。各电流、电压的极性如图中所示。图中实线箭头表示本振电压在负半周的电流方向；虚线箭头表示本振电压在正半周的电流方向。由图可见，它相当于两个平衡混频器的组合。

在本振电压的正半周，二极管D_1与D_3导通，D_2与D_4截止。此时，混频器相当于一个二极管反相型平衡混频器，如图6.53所示。这与上面分析的平衡混频器完全一样，由图6.51可见，在输出变压器B_2初级产生的电流为

$$i' = i_1 - i_3 = g_d S(t)(v_s - v_i) \qquad (6.66)$$

式中$g_d = \frac{1}{r_d} r_d$为二极管导通时的内阻

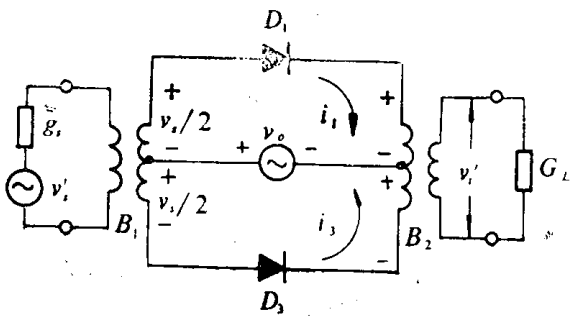


图6.51 在本振电压正半周的环型混频器

在本振电压的负半周，二极管D_2与D_4导通，D_1与D_3截止。此时，混频器也相当于一个二极管平衡混频器，如图6.52所示。

这时，输出变压器B_2初级产生的电流为

$$\begin{aligned} i'' &= i_4 - i_2 \\ &= \frac{1}{2} g_d S^*(t)(-v_s - v_i) - \frac{1}{2} g_d S^*(t)(v_s + v_i) \\ &= -g_d S^*(t)(v_s + v_i) \end{aligned} \qquad (6.67)$$

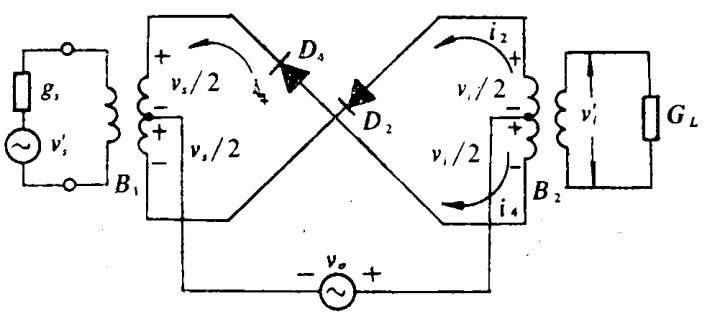


图6.52 在本振电压负半周的环形混频器

式中，$S*(t)$是相应于图9.52中本振电压极性的开关函数，它和$S(t)$的区别仅在于二者在开关时间上相差半个振荡电压周期，如图6.53所示。即

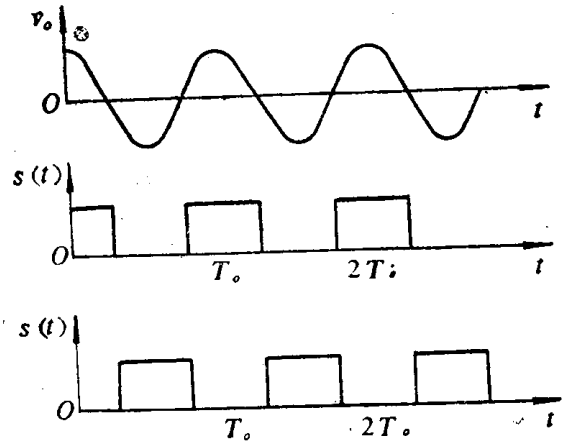


图6.53 开关函数$s(t)$与$s^*(t)$的关系

$$S^*(t)=S\left(t+\frac{T}{2}\right) \tag{6.68}$$

根据傅里叶级数展开式，$S^*(t)$可以写成

$$\begin{aligned}S^*(t)&=\frac{1}{2}+\frac{2}{\pi}\cos\omega_0\left(t+\frac{T}{2}\right)-\frac{2}{3\pi}\cos3\omega_0\left(t+\frac{T}{2}\right)+\cdots\\&=\frac{1}{2}+\frac{2}{\pi}\cos(\omega_0t+\pi)+\frac{2}{3\pi}\cos(3\omega_0t+3\pi)+\cdots\\&=\frac{1}{2}-\frac{2}{\pi}\cos\omega_0t+\frac{2}{3\pi}\cos3\omega_0t+\cdots\end{aligned} \tag{6.69}$$

环形混频器输出总电流i为$i=i'+i''$。因此，由式(6.66)和式(6.67)可得

$$\begin{aligned}i&=g_dS(t)(v_s-v_i)+g_dS^*(t)(-v_s-v_i)\\&=g_dv_s[S(t)-S^*(t)]-g_dv_i[S(t)+S*(t)]\end{aligned} \tag{6.70}$$

由傅氏函数展开式和式(6.69)可得

$$S(t)+S^*(t)=1 \tag{6.71}$$

$$S(t)-S^*(t)=\frac{4}{\pi}\cos\omega_0t-\frac{4}{3\pi}\cos3\omega_0t+\cdots \tag{6.72}$$

将式(6.71)和(6.72)代入式(6.70)，可得

$$i=g_dv_s\left[\frac{4}{\pi}\cos\omega_0t-\frac{4}{3\pi}\cos3\omega_0t+\cdots\right]-g_dv_i \tag{6.73}$$

将$v_s=V_s\cos(\omega_st+\varphi_s)$和$v_i=V_i\cos(\omega_it+\varphi_i)$代入式(6.73)化简，即可得差频(中频)电流分量：

$$i_i=\frac{2}{\pi}g_dV_s\cos(\omega_it+\varphi_s)-g_dV_i\cos(\omega_it+\varphi_i) \tag{6.74}$$

式中等号右边第一项是通过混频作用后引起的中频电流，第二项是中频输出电压（负载电压反作用）所引起的中频电流。

在输出电流成分中，除了和频$\omega_0+\omega_s$及差频$\omega_0-\omega_s$（中频）成分之外，仅有$3\omega_0\pm\omega_s$、$5\omega_0\pm\omega_s$…等项，因此非线性产物进一步被抑制。

同样，由图6.51可见，在本振电压的正半周，输入变压器B_1次级产生的电流为

$$i'_r=i_1-i_3=i'=g_dS(t)(v_s-v_i) \tag{6.75}$$

由图6.52可见，在本振电压的负半周，输入变压器B_1次级产生的电流为

$$i''_r=i_2-i_4=-i''=g_dS^*(t)(v_s+v_i) \tag{6.76}$$

所以环形混频器输入总电流为

$$\begin{aligned} i_r&=i'_r+i''_r\\ &=g_dv_s[S(t)+S^*(t)]-g_dv_i[S(t)-S^*(t)]\\ &=g_dv_s-g_dv_i\left[\frac{4}{\pi}\cos\omega_0t-\frac{4}{3\pi}\cos3\omega_0t+\cdots\right] \end{aligned} \tag{6.77}$$

同样，将$v_s=V_s\cos(\omega_st+\varphi_s)$和$v_i=V_i\cos(\omega_it+\varphi_i)$代入式(6.77)，由于反向变频的存在，所以信号频率电流分量为

$$i_s=g_dV_s\cos(\omega_st+\varphi_s)-\frac{2}{\pi}g_dV_i\cos(\omega_st+\omega_i) \tag{6.78}$$

将式(6.74)和式(6.78)写成复数形式，得

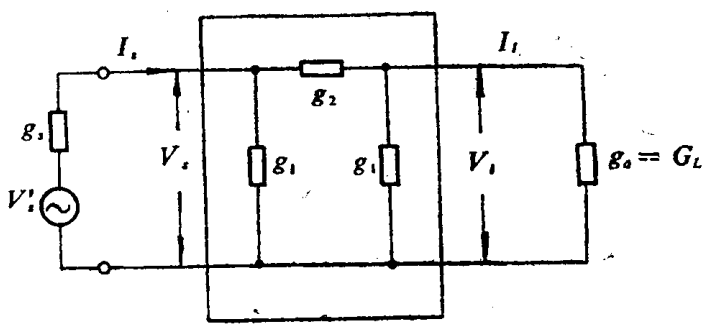
$$\left.\begin{aligned} \dot I_i&=\frac{2}{\pi}g_d\dot V_s-g_d\dot V_i\\ \dot I_s&=g_d\dot V_s-\frac{2}{\pi}g_d\dot V_i \end{aligned}\right\} \tag{6.79}$$

上面这组方程式是表征环形混频器特性的四端网络方程式。

1．特性导纳

式(6.79)中的g_d和$\frac{2}{\pi}g_d$是与晶体管的y参数相似的，由二极管混频器本身及其工作状态所决定的，称为变频内参数，与混频器的信号源阻抗和负载阻抗无关，二极管及其工作状态确定后，参数g_d和$\frac{2}{\pi}g_d$就是定值。因此，式(6.79)是一组线性方程，可以应用叠加定理。

与式(6.79)相对应的π型对称四端网络等效电路如图6.54所示。



图中：$g_2=\frac{2}{\pi}g_d$

$g_1=\left(1-\frac{2}{\pi}\right)g_d$

图6.54 二极管环形混频器的等效电路

图6.54所示为一对称的π型网络。由网络理论知道，若四端网络输出端或输入端接以导纳g_0，这时，如从输入端或输出端看入的导纳满足等于g_0的条件，则g_0为对称四端网络的特性导纳。在实用上，电导部分都考虑在输入、输出回路的电容中，因此这里所讨论的导纳仅有电导部分。为此，假定在输出端接上电导g_0，则输入电导为

$$g_1+\frac{1}{\left(\frac{1}{g_1+g_0}+\frac{1}{g_2}\right)}=g_1+\frac{(g_0+g_1)g_2}{g_1+g_0+g_2}$$

$$=\frac{g_1^2+g_0g_1+g_1g_2+g_0g_2+g_1g_2}{g_1+g_0+g_2}$$

现满足输入电导等于g_0的条件，即

$$g_0=\frac{g_{12}+g_0g_1+g_1g_2+g_0g_2+g_1g_2}{g_1+g_0+g_2}$$

因此，求得特性电导为

$$g_0=\sqrt{g_1^2+2g_1g_2} \qquad (6.80)$$

二极管环形混频器的特性电导g_0(类似于晶体管混频器的输入和输出电导)是一个很重要的参数，它说明混频器对输入和输出回路的影响(损耗大小)，以及混频器与前后级的匹配情况。为了获得最大的功率传输，总希望二极管环形混频器工作于匹配状态，即满足下述的全匹配条件：

$$G_L=g_0;\ g_s=g_0 \qquad (6.81)$$

式中，G_L是负载电导；g_s是信号源内电导。

2. 电压传输系数和功率传输系数

在全匹配条件下，由图6.54用分压关系可求得二极管环形混频器的电压传输系数：

$$K_{vc}=\frac{V_i}{V_s}=\frac{g_2}{g_1+g_2+g_0} \qquad (6.82)$$

功率传输系数为

$$K_{pc}=K_{vc}^2=\left(\frac{g_2}{g_1+g_2+g_0}\right)^2 \qquad (6.83)$$

将$g_1=\left(1-\frac{2}{\pi}\right)g_d$，$g_2=\frac{2}{\pi}g_d$以及$g_0=\sqrt{g_1^2+2g_1g_2}$数值代入式(6.82)，得

$$K_{vc}=\frac{\frac{2}{\pi}g_d}{g_d\left(1+\sqrt{2-\frac{4}{\pi^2}}\right)}\approx 0.3594 \qquad (6.84)$$

因此，二极管环形混频器在全匹配条件下是衰减的，电压传输系数为0.3594，相当于−8.9dB。这是由于二极管无放大作用，加上有和频$(\omega_0+\omega_s)$分量和其他分量存在，消耗部

分能量，因此差频($\omega_o-\omega_s$)分量电压的幅度约为输入电压幅度的$\frac{2}{5}$。这是二极管环形混频的一个缺点。

从以上分析可知，环形混频器具有如下特点：

（1）隔离度好　所谓隔离度，是指混频器各端点信号的泄漏程度。环形混频器电路能够得到较理想的本振与输入信号电压之间，本振和输出中频电压之间以及输入信号和输出信号电压之间的隔离。

（2）变频干扰小　由于环形混频器的输出频谱纯净，故使变频干扰大为减少，仅为单管变频器的25%左右。

（3）改善了变频损耗　环形混频器输出的有用信号分量为平衡混频器的两倍，为单管混频器的四倍，其变频损耗为－9dB。

为了充分发挥环形混频器的上述优点，要求四个二极管的特性尽量一致；变压器B_1、B_2中心抽头两侧的两个绕组力求对称；并且在安装和连接线时也尽量不破坏电路的对称性。有时还人为地加平衡元件，使电路达到平衡。此外，在环形混频器中，一般用较大的本振电压来减少组合频率的干扰，并且依靠电路的平衡来加大隔离度，而不使本振电压泄漏；有时在二极管上适当地加上一定的偏压，能够进一步使组合频率减少。

6.5.2 石英晶体振荡器

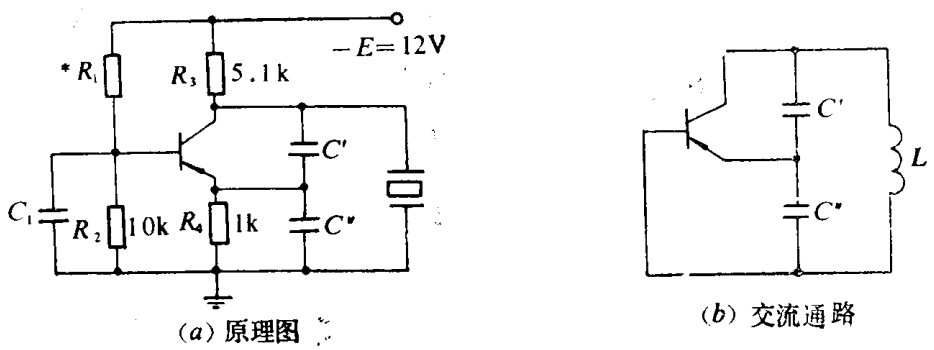
在3.2.2节中，已经介绍了有关石英晶体的基本性质，在这一节中，我们主要就其一些典型电路及注意事项加以叙述。

石英晶体振荡器电路虽然很多，但常用电路可分为两类：一类是石英谐振器在电路中以并联谐振形式出现，叫并联晶体振荡器；另一类是石英谐振器在电路中以串联谐振形式出现，叫串联晶体振荡器。现分述如下。

一、 并联晶体振荡器

1. 电路和特点

并联晶体振荡器电路如图6.55(a)所示。这种振荡器的特点是为了满足振荡条件（相位条件），它的振荡频率必须是在f_s和f_p之间。因为在这种情况下，石英谐振器呈电感性，等效于一个电感L。从图6.55(b)交流通路（忽略R_3对回路的并联）可见，这种振荡器实质上



(a) 原理图　　(b) 交流通路

图6.55 并联晶体振荡器电路

是一个电容三点式振荡器电路，在这个电路中，石英谐振器以电感L的形式与电容C'、C''组成并联谐振回路。振荡器的振荡频率由这个谐振回路决定。

2．频率稳定度

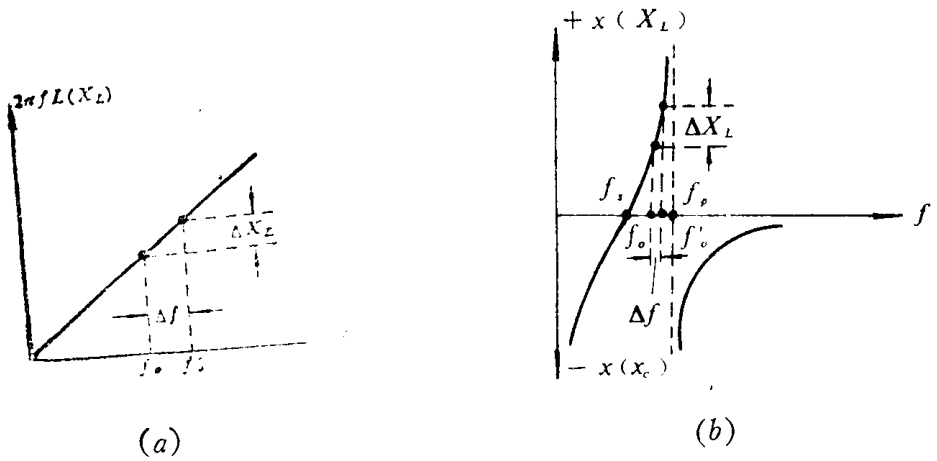
从以上讨论可知，并联晶体振荡器的振荡频率，由石英谐振器参数(L)和并联在它两端的外部电容$C_L=\frac{C'C''}{C'+C''}$联合决定的，即

$$f_0=\frac{1}{2\pi\sqrt{LC_L}} \qquad (6\cdot85)$$

式中L是石英谐振器在工作频率f_0上的等效电感。

从上式可知，振荡频率f_0除了与石英晶体参数(L)决定外，也与外部电容(C'，C'')有关。但是外部电容的变化对石英稳频振荡器的振荡频率的影响是非常小的。因为，在式(6.85)中的L不同于普通电感线圈，而石英谐振器的等效电感具有它本身的特殊性，这种特殊性就决定了石英谐振器的稳频作用。石英谐振器的等效电感的特殊性是什么呢？第一，石英谐振器只是在一个很窄的频率范围内($f_s\sim f_p$之间)才呈现电感性，这与一般电感线圈有本质的不同。因此，晶体振荡器的振荡频率也就被限制在f_s与f_p之间；第二，更重要的是石英谐振器的等效感抗随频率的变化极大，这就决定了它具有很大的控制振荡频率趋于稳定的能力。下面我们把石英谐振器与一般LC回路作个比较就可说明问题。

一般电感线圈，它的感抗$X_L=2\pi fL$与频率的关系是直线关系，如图6.56(a)所示。



(a)　　(b)

图6.56 石英稳频的物理过程

如回路电容C_L变小，设为C_L'($=C_L-\Delta C_L$)，则在原来的振荡频率f_0上振荡条件已不再满足，因为$\omega_0 L\fallingdotseq\frac{1}{\omega_0 C'_L}$($X_L\fallingdotseq X_c$)，而是$\omega_0 L<\frac{1}{\omega_0 C'_L}$，在这种情况下，振荡频率必须改变。从图6.56($a$)可知，当振荡频率变到$f'_0$($=f_0+\Delta f$)，使$X_L$增加一个$\Delta X_L$以补偿由于$C'_L$的减小而引起$X_c$的增加$\Delta X_c$，使$\omega'_0 L=\frac{1}{\omega'_0 C'_L}$振荡器重新进入相位平衡状态。于是振荡频率将从$f_0$变到$f'_0$。这是在$LC$振荡中，$C_L$变化引起振荡频率变化的物理过程。

用石英谐振器代替一般电感线圈，由于石英谐振器的等效电感的Q值极高，因此，等效

感抗X_L随频率f的变化陡峭，从图6.56(b)可见，频率只要变化一个很小的Δf，就能产生很大的ΔX_L。因此，同样的电容C_L的变化，振荡频率只需很小的变化就能产生一个ΔX_L来补偿X_o的变化，也就是说，C_L的变化对振荡频率影响很小。这就是晶体振荡的频率稳定度为什么会比LC振荡器高的根本原因。因此，晶体振荡器的频率稳定度，基本上决定于石英谐振器的频率稳定度。

晶体振荡器短期的频率不稳主要是由温度和元件参数的无规律变化所造成，而长期稳定度主要取决于石英晶体的老化。由于石英谐振器在长期工作或存放中，它的参数要作缓慢的变化，从而引起频率有规律的缓慢变化，这种频率漂移要在长时期内才看得出来。

图6.57所示是晶体振荡器的振荡频率随时间变化的形式之一。

从图6.57可见，因石英谐振器的老化影响，振荡器在刚开机后，频率变化较大，而随着时间的增加，频率的变化逐渐缓慢。因此，一个晶体振荡器开机后不久的频率稳定度要比长时间工作后的频率稳定度低。

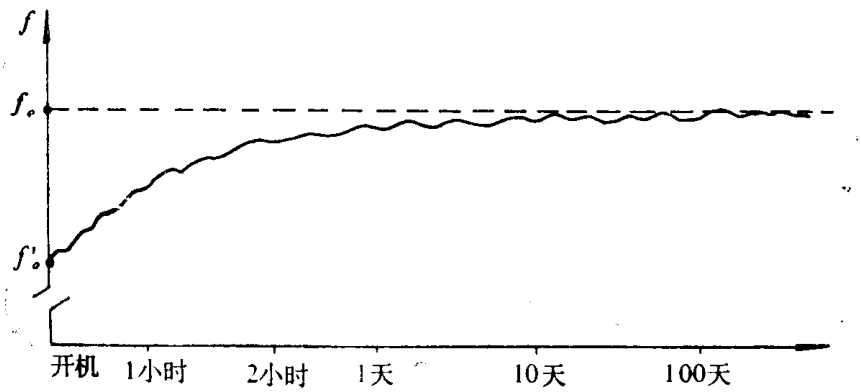


图6.57 晶体振荡器频率变化曲线

〔举例〕 国产ZGU-5型5MHz高稳定度石英晶体振荡器的中期稳定度为：

开机2小时后：$\leqslant 1\times10^{-8}$/天

连续工作一个月后：$\leqslant 2.5\times10^{-9}$/天

在图6.57中还可看出频率变化的不规律的波动性。

3. 振荡频率的准确度

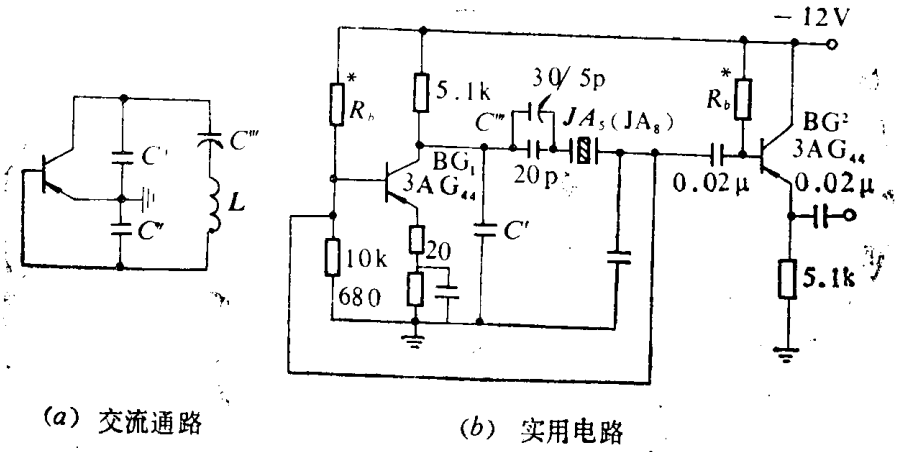
正如上述晶体振荡器的振荡频率是由石英谐振器和外部电容（C_L）共同决定的。因此，工厂出厂的石英谐振器，它的标称频率是在规定的外部电容值上校正的，这个电容叫做负载电容。在石英谐振器的产品说明书上，都可查到负载电容C_L，国产石英谐振器，高频的选用$C_L=30$pF，低频的选用50pF或100pF。例如，JA5型小型金属壳石英谐振器，负载电容$C_L=30$pF，如标称频率$f=1$MHz，这样一个石英谐振器若用于图6.55并联晶体振荡器电路中，那么外电路并联在石英谐振器两端的电容必须等于$C_L=30$pF，才能使石英谐振器准确地振荡在1MHz的标称频率上。

从以上讨论可知，为了保证晶体振荡器振荡频率的准确度，要求并联在石英谐振器两端的电容等于C_L。对图6.55来说，负载电容等于：

$$C_L=\frac{C'C''}{C'+C''} \qquad (6\cdot86)$$

注意：在C'和C''中还包括晶体管的输出和输入电容。

只有选择C'和C''满足式（6.86），才能保证石英谐振器振荡在规定的标称频率上。从这个要求来看，图6.55电路是不方便的，因此C'和C''的大小还影响振荡振幅，为此，我们可采用改进的电容三点式电路，如图6.58(*a*)所示。图中，L为石英谐振器的等效电感，C'''是与石英谐振器串联的微调电容。这个电路的负载电容等于C'、C''和C'的串联值，选择C'、$C''>C'''$，则调节C'''可满足石英谐振器所要求的负载电容，也就是说，调节C'''可使振荡频率调到标称频率。



(*a*) 交流通路　　(*b*) 实用电路

图6.58 并联晶体振荡器电路

只要适当改变电容C'和C''，这个电路可工作在850kHz～15MHz。不同频率C'和C''的值，列于下表，可作参考。

振荡频率	C′(pF)	C″(pF)
1MHz	600	750
5MHz	350	510
15MHz	120	320

二、串联晶体振荡器

1．基本电路

串联晶体振荡器的基本电路如图6.59所示。

由BG_1和BG_2组成两级RC放大器，两级放大电路都是共发射极连接方式，因此输出电压与输入电压同相。输出电压从第二级BG_2的集电极经石英谐振器和负载电容C_L反馈到输入端（BG_1的基极），这个反馈是正反馈。由于石英谐振器的选频作用，即只有在石英谐振器和负载电容所决定的串联谐振频率上，串联阻抗最小，正反馈最强，因此，在这个频率上产生振荡。与并联晶体振荡器一样，石英谐振器工作在电感区，利用其陡峭的感抗曲线实现对振荡频率的稳定作用。

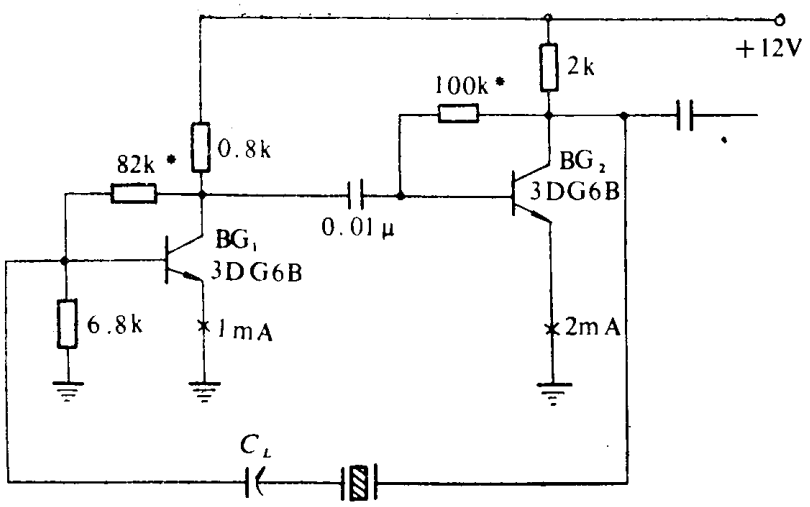
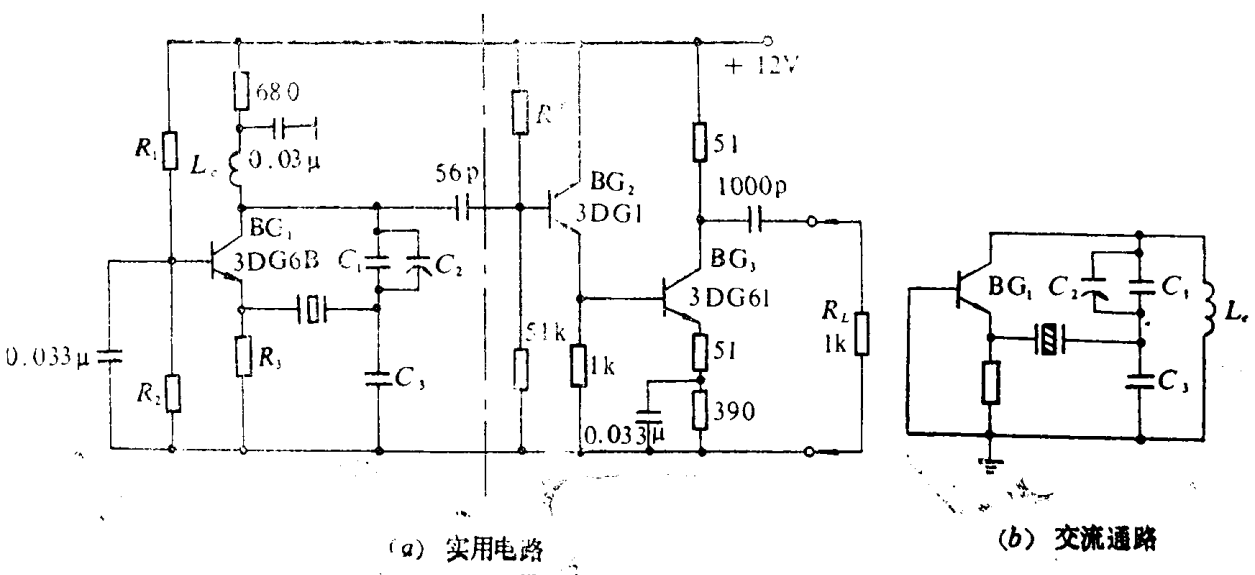


图6.59 串联晶体振荡电路之一

2. 高频串联晶体振荡器

图6.59串联晶体振荡器电路，如要求工作在较高频率范围，那就有困难了。因为存在晶体管电容，二级RC放大器工作在较高频率时，就会产生相移，这样，就不能保证输入和输出信号同相。

图6.60是高频振荡器中常用的串联型晶体振荡电路，它适用于基频振荡，也适用于泛音振荡，集电极调谐回路应调谐于振荡频率。其交流等效电路如图6.60（b）所示。这个电路很类似于电容三点式振荡电路，区别仅在于，两个分压电容的抽头是通过石英谐振器而接到振荡管的发射极来完成正反馈。L_c和C_3、$C_2 \parallel C_1$（C_2和C_1并联）组成并联谐振回路，调谐在振荡频率上，当振荡频率等于石英谐振器的串联谐振时，石英谐振器呈现纯电阻，正反馈最强，而且相移为零，故满足相位条件。对其他频率，石英谐振器不发生串联谐振，故不满足振荡条件。因此，振荡器的频率稳定度主要由石英谐振器来决定，而不决定于L_cC回路。



（a）实用电路　　（b）交流通路

图6.60 串联晶体振荡器电路之二

适用于图6.60（a）电路的JA15型晶体系列，其性能如下：

型　　号	JA15
频率范围	1～20MHz
工作温度	60±5°C
频率稳定度(*)	$\leq 10^{-7}$
负载电容	∞
激励电平	1mW

〔*〕恒温条件下

从上表可知，JA15型系列的负载电容为∞，这说明它的振荡频率标称值等于f_s。

图6.60电路工作在1，5，15MHz时，电路元件参数如下表：

f MHz	R_1 kΩ	R_2 kΩ	R_3 kΩ	L μH	C_1 pF	C_2 pF	C_3 pF
1	20	2.2	1.6	150	145	5/22	1600
5	20	2.2	510Ω	3.9	300	5/22	1600
15	10	2.2	390Ω	0.9	100	5/22	1600

在调频差转机中，为了减少谐波分量，往往使用多次泛音的石英晶体。泛音晶体是一种特制晶体，它的标称频率不是基频，而是晶体机械振动的奇次谐频，三次泛音，就是三次谐频。一般来说，泛音晶体要选用串联型晶体振荡电路，对超高频波段来说，以图6.60、6.61型式的串联体振晶荡电路为多，图6.59所示基本电路适用于低频振荡器。图6.61是一个120MHz泛音晶体振荡器。

电路调试的关键在于应使振荡器确实振荡在石英晶体的频率上，即振荡真正受泛音晶体所控制。由于石英谐振器存在静电容C_0（包括其他杂散电容），反馈可能直接通过C_0而完成，结果产生不受泛音晶体控制的自激振荡，这个振荡的频率由LC所决定。

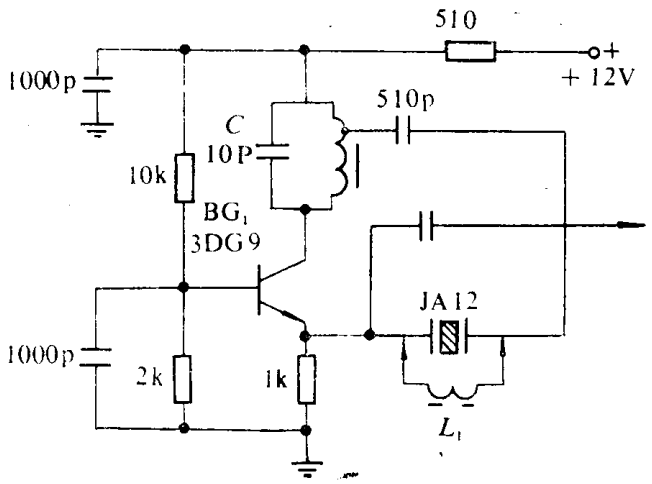


图6.61 120MHz泛音晶体振荡器

如何判断？可用频率计直接测量振荡频率，如微调LC回路，振荡频率随之而变，这就说明振荡未受晶体控制。

解决办法：可在石英晶体两端（即C_0两端）并联一个小电感L_1，调L_1使之C_0在f上产生并联谐振（或接近谐振），从而抵消了C_0的影响。在这种情况下，只要微调LC回路，即能产生振荡。

JA12型泛音晶体系列就是利用三次和五次泛音，如$f=120$MHz是利用五次泛音。

主　要　性　能

项目 \ 型号	JA12(JA11)
频率范围	20～75MHz(三次泛音) 75～125MHz(五次)
工作温度	−55～+85℃
等效串联电阻ESR	20≤f≤75MHz　60Ω 75<f≤100MHz　80Ω 100<f≤125MHz　100Ω
负载电容*	∞
激励电平	2 mW

〔*〕振荡频率f=f₀

三、石英晶体的正确使用

从以上讨论，我们已经知道，石英晶体振荡器具有很高的频率稳定度，但若使用不当，就很难达到预定目标。

1．负载电容的影响

在如前述，负载电容是参与决定振荡频率的，因此，电路必须给出满足产品说明书中所规定的负载电容C_L，才能保证振荡器振荡在石英谐振器的标称频率上。应该指出，C_L对振荡频率的影响虽然是很小的，但是终究还会影响振荡频率。因此C_L的变化仍是振荡频率不稳定的因素之一。

2．LC回路调谐的不正确

这是串联晶体振荡器（图6.60）导致振荡频率误差和不稳定的一个原因。因为如LC回路调谐不正确，将在晶体管的输入和输出电路之间引入相位移，这样串联的石英谐振器必须产生一个大小相等方向相反的相位移来抵消这个相位移，这就导致振荡频率偏离f_s。因此任何影响LC回路的因素（主要是温度），都能引起振荡频率的偏离和不稳定。

3．激励电平的影响

什么叫激励电平？石英谐振器处在振荡器电路中，两端就要被振荡电压所激励，同时在石英谐振器中将通过激励电流，也就是说，石英谐振器要耗损一定功率。通常用激励电平来表示石英谐振器耗损功率的程度。

石英谐振器的频率稳定度与激励电平有关，即频率稳定度随着激励电平变化而变化。特别是当激励电平过大时，频率稳定度将显著变坏。因此，工厂对不同类型的石英谐振器，都给出了激励电平的额定值（一般用耗损功率mW值表示）。在振荡器电路中工作的石英谐振器，它的激励电平不允许超过此值（如JA5型，为4mW），否则石英谐振器的各项指标，尤其是频率稳定度将不能满足说明书规定指标。甚至激励电平过大时，晶片振动太强，有可能把晶片“振碎”。

应该指出，激励电平过小也是不合理的，它将使振荡器输出很小，甚至不能维持正常振荡。

激励电平的大小决定于反馈的大小和晶体管的增益，因此，任何引起晶体管增益变化（如工作点的变化等）和反馈大小变化（如电路元件不稳），都可使激励电平改变，从而导致频率的变化。

4．温度的影响

石英谐振器虽然有较小的频率温度系数，但应该注意，这只是在个较窄的温度范围内是如此的。当温度范围较宽时，石英谐振器的频率也将随温度的变化而变化。不同切型的石英谐振器的频率随温度变化的规律也不相同如图6.62所示。

图中举出几种切型晶片的频率温度特性，其中AT切型的频率温度特性比较好，所以用得最广。而象DT、CT等切型的频率温度特性都是变化比较大。因此，要求频率稳定度高时，石英晶体应用恒温设备。

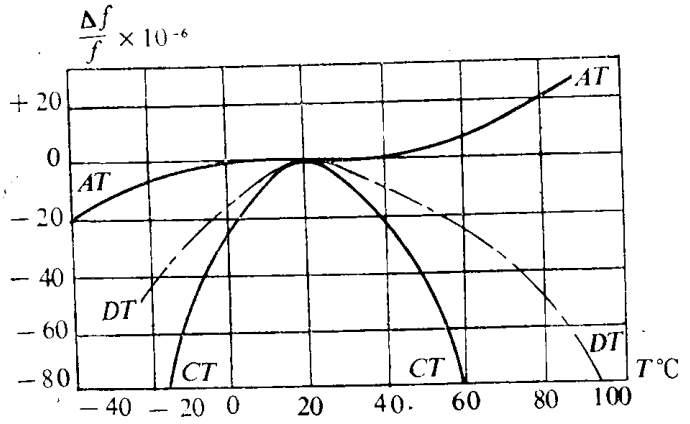


图6.62 石英谐振器的频率温度特性曲线

掌握石英谐振器的频率温度特性是很有实际意义的。这种频率温度特性在工厂产品说明书中都有所提供。如果石英谐振器工作在恒温条件下，则可根据频率温度特性来确定恒温设备的工作温度。如果石英谐振器工作在宽温度范围，则可利用频率温度特性的变化规律，来减小在整个工作温度范围内的频率漂移。如以CT切型为例，从图6.62可知，当温度高于或低于室温（25℃）时频率都要偏低（即负温度系数）。我们可利用这一温度特性，在室温条件下有意识的调整振荡器的振荡频率稍偏高（在允许的误差内）于标准值，这样，当工作温度在室温上下变动时，可在较宽的温度范围内得到较小的频率偏移。

6.6 调频同频转播机

为了充分利用现有频率资源，对山区的某些特定地区，例如主台电波被自然障碍物遮

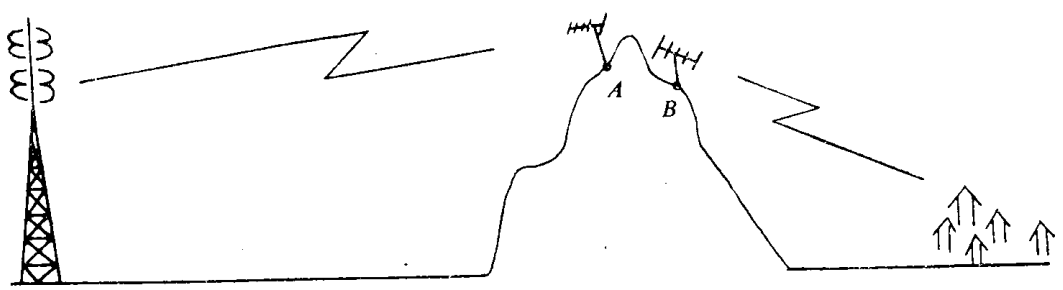
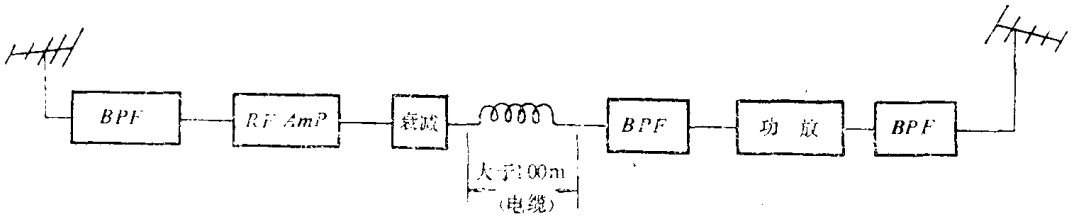


图6.63 如何利用FM同频转播机以填补自然障碍物遮当的区域

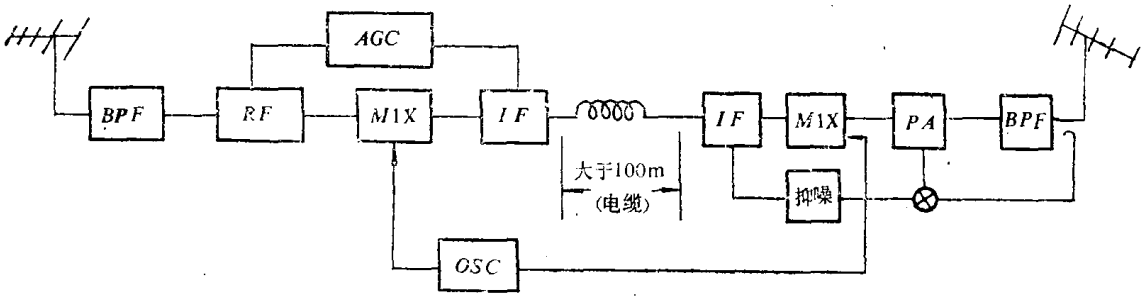
挡，而且用户也不多，或者难以用新的频率差转的时候，可以采用同频转播的办法来扩大

主台的覆盖服务区，如图6.63所示。

调频同频转播机与调频差转机有较大区别。前者没有本振源或者只有一个本振源，因为在调频同频转播机输入与输出同频，可以不用或者至多用一个振荡器就够了。调频同频转播机的方框图如图6.64所示。显然，图（b）所示的电路几乎与调频差转机没有多大区别，一般无特殊要求，使用不多。而图（a）所示电路无论结构还是从传送角度来看，都比较简单，当然价廉也是其一大特点。



(a) 简易式同频转播机



(b) 高级型同频转播机

图6.64 调频同频转播机方框图

另一特点是调频同频转播机的收发天线及其一部分电路需分隔，且其间距应大于100米。根据文献〔3〕介绍，调频同频转播机的输入组件和输出组件不能同装在一机箱内，而且根据试验确认：要想在输入和输出之间得到所必需的隔离度，两个组件的距离必须大于100米。除此之外，没有别的办法能使输出不反馈到输入端。收发组件间用同轴电缆传送。

其余，调频同频转播机与调频差转机的要求大致差不多。当然，在安装调频同频转播机时应充分利用其地形特点来加强收发信号的隔离。一般，收发天线之间的隔离度应大于60dB。

6.7 调频差转台的防雷

差转台是由差转机、供电设备等以及收发天线、收发天线桅杆（铁）、机房等组成。如图6.65所示，设备之间，设备与收发天线之间都是用同轴电缆连接的。差转台大多建在山顶附近，视野良好的地点。供电线路是从山下架空送到山上，极易受到直接雷、感应雷的冲击，以致损坏设备。从统计规律来看[7]，桅杆（或铁塔）和机房直接受到雷击的情况很少，大部分是雷电冲击经供电线路侵入。

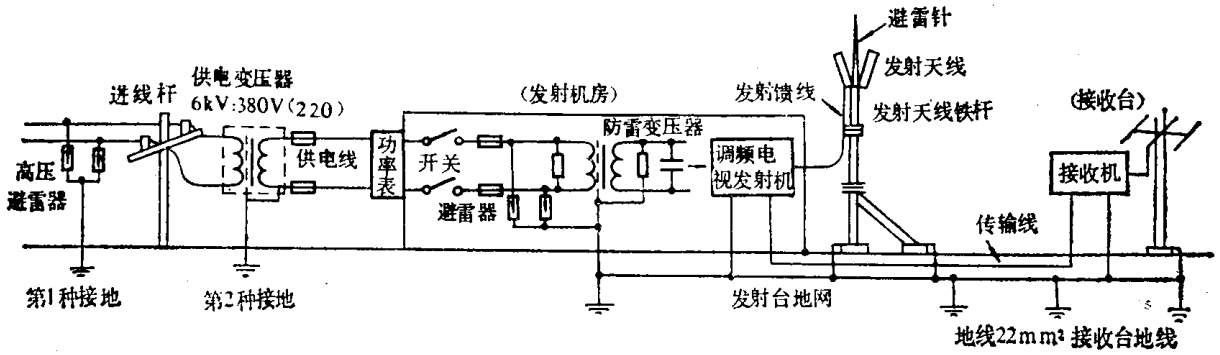


图6.65 调频、电视转播台的组成(分离台)

随着电子技术的迅速发展，在调频或电视差转台却出现了一种反常现象，即机器设备从电子管向晶体管，集成电路发展，其设备可靠性提高了，但避雷能力却下降了。所以为了确保正常播音，防雷已是差转台的一重要课题。

6.7.1 雷电的特性和侵入线路

雷电是在大地和雷云之间所发生的放电现象，地面上的设备受直击雷和感应雷所损坏。直击雷对设备产生十分严重的破坏，但设备的损坏多半还是具有正负两个方向的多重雷所造成的。雷电波形比较复杂，一种上升时间很短(波头长约数μs)，峰值大(数10kA)，持续时间短(波尾长约数10μs)；还有一种是其波峰值较小(仅数百A)，但持续时间长达数百ms。前者造成的破坏大多是击穿绝缘物，类似电压过高，而后者，其能量较大，所以由其造成的破坏大多是烧伤。

雷电冲击是通过供电线路，收发天线桅杆以及收发分离时的传输线等途径侵入，然后通过接地点进入大地，有部分进入机器一侧。即直击雷雷电流除通过桅杆到地之外，还有一部分受馈线内外导体(与地相接)分流而流向发射机一侧。而且雷电电流通接地点到地后，发射机房的地电位急剧上升，于是在零电位侧的供电线路间产生反向闪络，冲击电流也被供电线分流。此时，由于雷电流不平衡，以致在线间产生浪涌，且作为输入电源送到机器设备。

另一方面，从供电线路侵入的雷电流经第1种，第2种接地点，以致供电线侧的电位上升，零电位侧的发射设备与大地之间产生浪涌电压；同时，由于不平衡在线间发生浪涌电压。

其次，在收发分离台，一当在发射台，接收点或其传输线途中被雷击的话，浪涌(电流I)流入传输线的外导体(电阻R)，那么在内外导体之间发生几乎等于$R\times I$的电压，于是这个浪涌电压将使与其两端连接的设备受到损坏。

6.7.2 基本的防雷措施

根据上节所述的雷电性质和流入路线，提出下述几条基本防雷措施。

一、 降低侵入的雷电冲击或用分流来减低；

二、 提高各种设备防雷性能；

三、 插入各种避雷设施。

表6.6是将防雷措施的具体方法加以归纳整理而成。表示标有○符号的防雷措施是标准措施，其它措施是多雷地区应采用的一些防雷措施。从表中，我们可以看到，为了使其防雷有效，就需要差转台实行整体防雷。下列数点需有足够地理解：

1．在设备侧是一些避雷性能差的晶体管，集成电路等有源元件，只要有数伏反向电压或电源电压上升数伏就可能导致它们的损坏；

2．避雷器件本身不能对所有雷电有足够的吸收，其避雷效果不完全；

3．雷电冲击波的频谱分量包括直流分量乃至数MHz分量，由于信号频率和电源频率不一致，所以容量大的滤波器和绝缘变压器作为避雷设备将是有效的；

4．保险丝熔断后，截断了后续雷电冲击，作为暂时的防雷措施是有效的，但过后应将其恢复；

5．直流电源对于雷电冲击是稳定的，不会产生过高电压。

表6.6 防 雷 措 施 的 具 体 方 法

基本项目	具体措施	注*①
降低侵入雷电（除分流浪涌处）冲击	▲ 降低接地电阻	
	• 设备用网状地线与电源用地线（深埋）相连	○
	• 电力公司的第2种接地线应与发时台地线相连	
	• 收发天线桅杆地线相连并应增加接地线	○
	• 增加接地点，接地网状线	
	• 并用导电物质（例如埋入铁胃、盐水等）	
	▲ 增加接地线	
	• 机房内地线母线化	○
	• 增加接地母线与地之间的连线	○
	• 强化同轴电缆的地线	○
	• 缩短避雷点地线，并增多其接地数量	○
	▲ 其它	
	• 避雷针地线单独安装	
	• 避雷针地线与设备隔离 （降低感应）	○
	• 加强设备和配电线之间的屏蔽 （降低感应）	○
	• 加强机房的屏蔽 （降低感应）	○
提高设备的防雷性能	▲ 单元内安装直流电源电压稳压元件	○
	▲ 利用偏置稳定电路提高晶体管的抗雷性能	○
	▲ 在晶体管的向安装反B-E间，E-C安装反向保护二极管	○
	▲ 安装浪涌电流吸收体，浪涌吸收用LC元件	○
插入防雷设备等等	▲ 在接收馈线侧插入防雷用输入滤波器	○
	▲ 在发送馈线侧插入防雷用输出滤波器	○
	▲ 收发台分离时，在传输线两端接入防雷分离端子板	○
	▲ 在供电线路中插入防雷变压器	○
	▲ 采用高稳交直流电源	○
	▲ 收发分离台间传输线采用光缆	
	▲ 配电方式采用防雷供电方式	
	▲ 收发分离台连线采用防雷电缆 （•②）	

*①标准措施用○表示。 *②包含有传输线在内的连接线，外面采用铜铠装的电缆或者直接埋设在地下。

6.7.3 实际应用的防雷措施

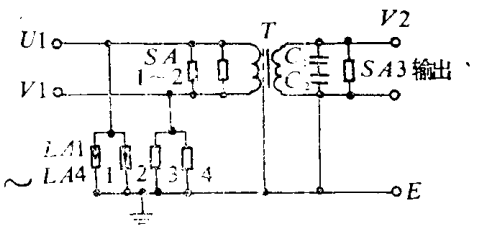
一、 防雷变压器[7][8]

防雷变压器设置在供电线路引入端，它可以降低由供电线路来的雷电冲击波或者由于桅杆等被雷击后引起的反向闪络导致进入电源的平衡，不平衡雷电电流，图6.76是其结构和安装位置布线图，其性能如表6.7所示。

表6.7 防雷变压器的性能

项　　目	性　　能
电压变动率	3％以下
绝缘能力	加交流3kV 1分钟无异常现象
耐冲击波能力	以1×40μs的波形*、加10kV冲击电压无反常现象
绝缘电阻	50MΩ以上
冲击过渡比	两线一起对地间　　-40dB以下 两线间　　-20dB以下

*波前宽度3μs，波尾长度40μs



符号	名　　称	规　　格	数量
LA1～4	避雷器	MY31VYJ－400	4
T	防雷变压器		1
$C_{1\sim2}$	电容器	10μF500WV	2
SA1～3	冲击波吸收器	ERZA32EL221	3

• 国内798厂，株州，随州等地均有生产(氧化锌压敏电阻)

图6.66 防雷变压器的电路组成

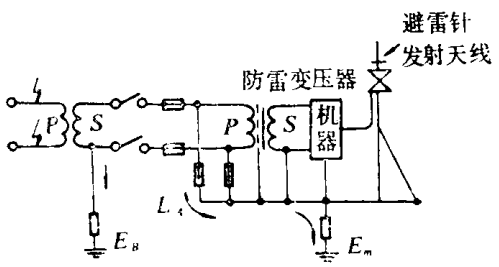


图6.67 对来自供电线的冲击防雷变压器的工作情况

1. 对平衡冲击的效果

如图6.67所示，两条供电线上受到对地有同样大小的冲击电压时，防雷变压器的避雷器就动作，雷电冲击电流流经机房地线E_m，此时防雷变压器初级加有避雷器的极限电压，而在次级就受到衰减。对不足以使避雷器动作的雷电冲击，在防雷变压器次级受到衰减，从而保护了设备，衰减量约为$\frac{1}{100}$（40dB）。

2. 对不平衡冲击的效果

即使雷电冲击加于两条供电线上的大小相等，但实际上每条供电线与地间的阻抗是不平衡的，或避雷器开始放电的电压不同，从而产生了不平衡分量，形成了供电线间的冲击电

流。此电流从变压器初级经电磁作用传到次级，对此无法用隔离变压器加以衰减。因此在两条供电线间接入冲击波吸收器SA 1～2（见图6.66），使电压降低到极限额以下，并在次级接上电容器C_1、C_2，以降低其峰值。

对线间冲击波的衰减量约为1/10(20dB)。

浙江省广播科研所在1984年初试制成功一种防雷稳压器，基本原理如图6.66所示，但其中的隔离变压器是采用初次级完成隔离的恒压变压器。它的次级电压对差转机来说十分适合，不必加装降压变压器。当初级电压从160V变到240V时，其次级交流电压为24V±0.7V。绝缘耐压程度高达30kV，所以这种防雷变压器将在各种差转台站得到广泛地应用。

二、 防雷供电方式

这是一种为了防止避雷器动作时熔断保险丝的新的供电方式，它是由无避雷器的绝缘隔离变压器和最外层护套为铜铠装的高压电力电缆组合而成的。

图6.68所示的供电方式就是这种防雷供电方式。如图所示，它是用铜铠装的双芯电力电缆作为杆上变压器初级侧的引线埋设，铠装护套两端接地，那么雷电电流流过电缆护套，其芯线与铠装护套之间有电压产生，但雷电电流没有流过芯线一侧，所以其保险丝不会熔断。在这种场合，由于电力电缆不长，铠装护套电阻较小，所以只要有隔离变压器就能承受雷电冲击波。又若两芯线间平衡良好，那么其线间浪涌最小。这种供电方式，对于持续时间长的多重雷十分有效，因此在日本，这是一种推荐的防雷措施。

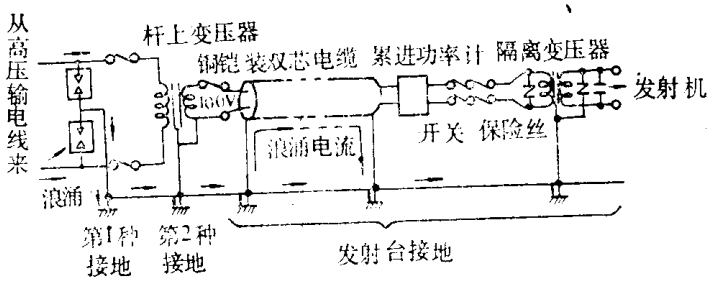


图6.68 防雷供电方式

三、 防雷式隔离端子板

防雷式隔离端子板是用来吸收和隔离在收发分离台传输线两端所发生的浪涌电压，从而使收发设备得到保护，图6.69是其一例。

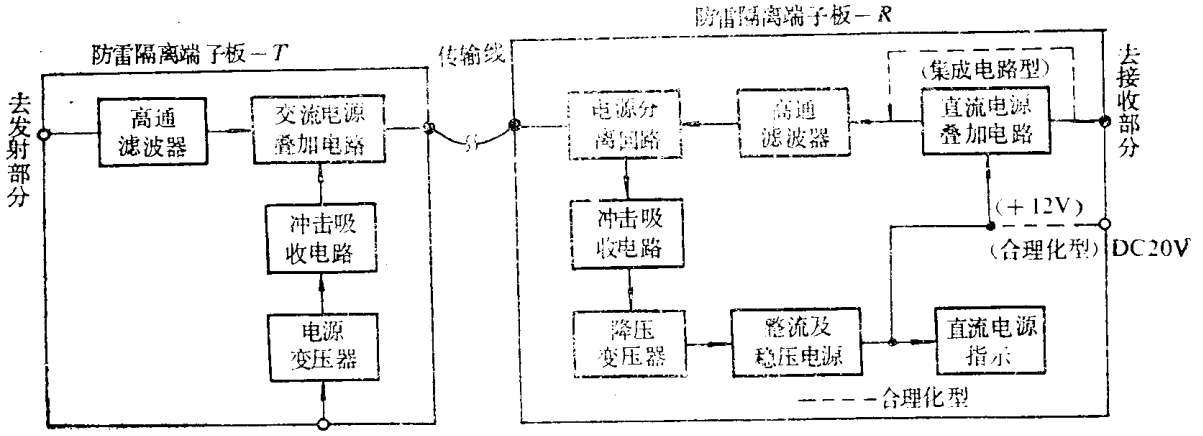


图6.69 T-21型防雷隔离端子板系统图

从图中可知，在传输线上加装有截止频率为数MHz的两级T型高通滤波器(HPF)，传输线一侧的电容C_1应使用高耐压电容器。在电源一侧，避雷器与L_1组合成多级避雷电路。在传输线上叠加交流电压时，绝缘隔离变压器的次级电压仅有交流30V左右就可以了。

另外，如果在传输线上叠加直流电压时，那么由于末级避雷元件是齐纳二极管，则其防雷、避雷效果较之前者要差一些。

6.8 调频差转机的指标测试方法

为了衡量一部差转机的好坏，各国都制定了许多标准，目前，我国也正在拟制调频差转机的指标测试方法。这里仅就一些主要指标的测试方法加以介绍，以供读者参考。

6.8.1 测试前的准备工作

一、 仪器接地应良好，并将其地线联在一起后再与差转机地线相连；

二、 由频偏仪或者解调器到失真度仪，或者音频测试仪的音频联接线要短，且必须用隔离线。

三、 对测试仪器进行检查，核准，其本身指标应符合表6.8的规定，否则其所测得的数值将有较大误差。

四、 让差转机正常工作半小时后再进行测量。

表6.8 测试用仪器的技术要求

序号	名称	指标
1	音频信号发生器	a、 频率范围：0.02—20kHz b、 频率偏差：≤±1%±1Hz c、 幅度误差：≤±0.1dB d、 谐波失真：≤0.05% e、 输出阻抗：600Ω平衡 f、 输出电平：不小于12dBm
2	失真度仪	a、 量　　程：0.05－100% b、 频率范围：0.02－200kHz c、 测量误差：≤±5－10% d、 电压量程：100μV－30V
3	调制度测试仪(或频偏加调幅度测试仪)	a、 频率范围：复盖所测量的整个波段 b、 调制度范围： 调频频偏　0－100kHz 调幅度　0－50% c、 信噪比： 调频>65dB(1kHz，75kHz调偏) 调幅>60dB(1kHz，100%调制) d、 失真： 调频　0.04—75kHz<0.3% (75kHz频偏) e、 频率响应： 调频　0.04—75kHz、<±0.2dB f、 输入阻抗：50Ω同轴 g、 输入电压范围：3mV-3V

续表6.8

序号	名　　称	指　　标
		h、 输出阻抗：600Ω j、 输出电压：>500mV i、 能满足立体声测量 左、右信号分离度0.04—15kHz>40dB 左、右信号电平差0.04—15kHz<0.2dB 导频信号相位差<±0.5°
4	立体声解调器	a、 频率范围：0.04—75kHz b、 输入阻抗：>40kΩ平衡 c、 输入电平：—12—+12dBm d、 左、右信号分离度0.04—15kHz>40dB e、 左、右信号失真0.04—15kHz≤0.1% f、 互调失真：三阶互调≤0.7%三阶互调≤0.1% g、 左、右信号频率响应： 0.04—75kHz≤0.2dB h、 左、右信真电平差：≤0.1dB i、 左、右信道输出阻抗：≤20Ω j、 左、右信道输出电平：>+10dBm可调 k、信噪比：0.04—75kHz>70dB l、 去加重：50μs m、导频信号相位差±0.5°
5	数字频率计	a、 频率测量范围：不窄于40Hz—110MHz b、 精确度：1×10^{-6}±1个数字 c、 闸门时间：1ms—10s d、 输入阻抗：50Ω
6	示波器	a、 带宽：1MHz b、 Y、Y轴频率响应：<3dB c、 Y、Y轴放大器灵敏度 200μV/cm—20V/cm误差<3%
7	立体声信号发生器	a、 导频频率：19kHz±1Hz b、 内调制频率：0.04—15kHz内几个点频 c、 外调制频率：0.04—15kHz d、 输入阻抗：600Ω平衡和不平衡 e、 外调制电平： 允许最大值：+12dBm f、 左、右信号分离度：0.04-15kHz>40dB g、 左、右信号失真： 0.04-15kHz<0.1%(75kHz频偏) h、 互调失真：二阶互调≤0.7%，三阶互调≤0.1% i、 左、右信号频率响应： 0.04-15kHz<±0.2dB(1kHz为基准) j、 左、右信号电平差：0.04-15kHz<0.2dB k、 信噪比：0.04-75kHz>70dB l、 预加重：50μs

续表6.8

序号	名　　称	指　　标
		m、副载波抑制度：≤－50dB n、输出阻抗：600Ω　不平衡 o、复合信号输出电平：不小于12dBm可调 p、导频信号相位差：±0.5° q、导频输出阻抗：≤10kΩ r、导频输出：≥1 V_{p-p} s、附加信道输入阻抗：>10kΩ不平衡 t、附加信道输入电压：小于1 V
8	调频信号发生器	a、频率范围：10.7MHz±1MHz 不窄于85－110MHz b、频率稳定度：50×10^{-6}/每小时 c、内调制频率：1000Hz d、外调制频率：调频不窄于0.04－100kHz 调幅不窄于0.02－10kHz e、调制度：调频频偏 0－100kHz，调幅度0－50% f、输入阻抗：600Ω平衡和不平衡 g、外调制电平：75kHz频偏值＋10dBm h、谐波失真：调频0.04－15kHz <0.5%(75kHz频偏) 调幅：0.05－10kHz<1.5%(30%调幅度) i、频率响应： 调频：0.04－53kHz　±0.1dB 100kHz　±0.5dB j、导频信号相位差：±1° k、信噪比：>70dB(调制信号1kHz，频偏75kHz) l、输出阻抗：50Ω同轴 m、输出电压：不小于1V(开路电压)
9	白噪声信号发生器 (或噪声系数测试仪)	a、频率范围：1—200MHz b、噪声系数：0—15dB c、精度：±0.5dB d、信号源内阻50Ω
10	晶体管电压表 (均方根值)	a、频率范围：1—200MHz b、测量范围：1 mV—300V c、精度：±5% d、输入电阻：不小于20kΩ e、输入电容：不大于5.5pF
11	频谱仪	a、频率范围：上限>1000MHz b、电平动态范围：≥80dB

6.8.2 主要技术指标的测试方法

一、左右信号分离度的测量

1、测试方框图见图6.70

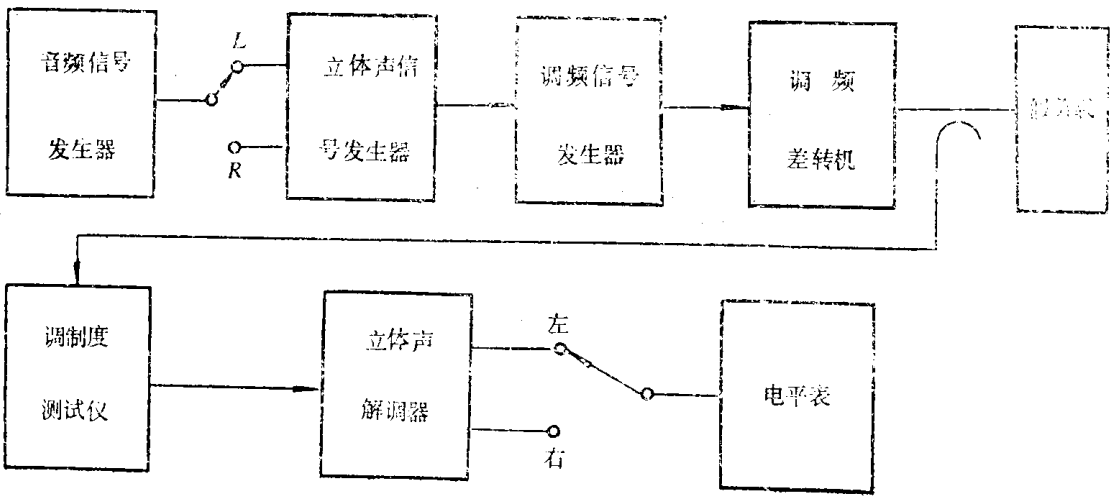


图6.70

2. 测试方法

(1) 调频信号发生器调谐在差转机接收频率上（以下各项测试同），并使差转机的输入电压分别为200μV、870μV和5mV时进行测试。

(2) 导频信号保持10%的调制度（7.5kHz频偏，以下同），立体声信号发生器不用预加重，解调器不用去加重。

(3) 音频信号发生器分别送0.04、0.1、1、3、5、7、10、12、15 kHz（这些测试点以下各项同）信号到立体声信号发生器的L（或R）输入端，使调制度为100%（75kHz频偏，其中10%为导频）。

(4) 从差转机高频输出处，拾取信号送到调制度测试仪，在立体解调器的输出端，用电平表测出左（或右）端的输出电平，然后将电平表接到右（或左）端，测出其输出电平。左、右输出电平之比，用dB表示，即为左、右信号在该频率点的分离度。

二、左右信号电平差的测量

1. 测试方框图同图6.70

2. 测试方法

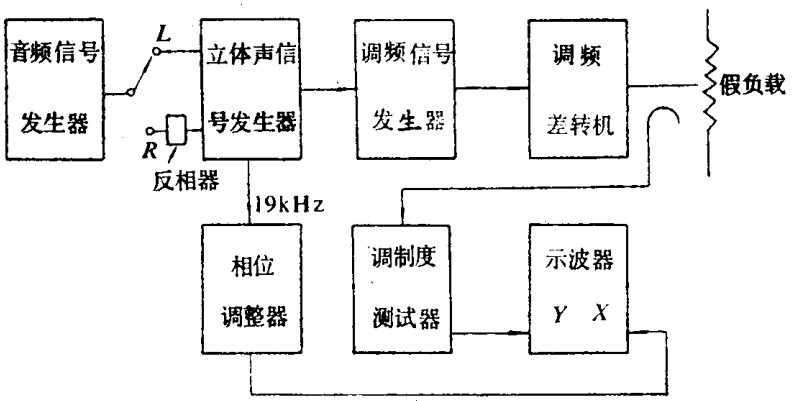
(1) 差转机输入电压为870μV，不用预加重和去加重。

(2) 音频信号发生器分别送各测试频率点信号到立体声信号发生器的L输入端，使调制度为55%（10%为导频），用电平表测出立体声解调器左端的输出电平。

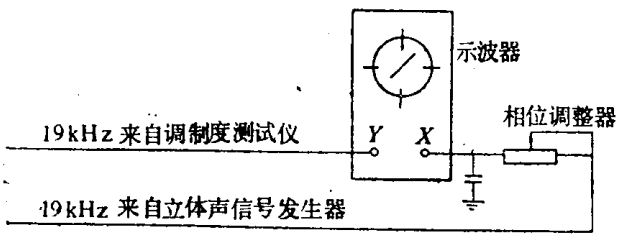
(3) 保持音频信号发生器输出电平不变，各测试频率点信号改送立体声信号发生器R输入端，测出解调器右端的输出电平，左与右输出电平差，即为左、右信号电平差。

三、导频信号相位差的测量

1．测试方框图见图6.71



(a)



(b)

图6.71

2．测试方法

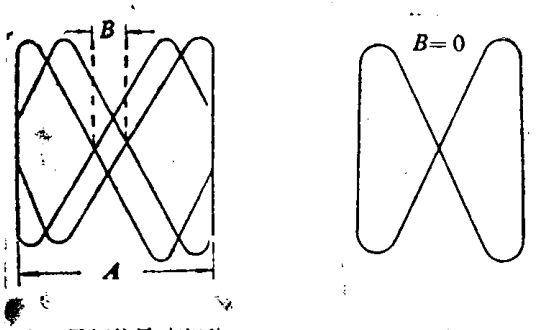
(1) 差转机输入电压为870μV，不用预加重和去加重。

(2) 校正

按图6.71(a)不加调制信号时，从调制度测试仪引出19kHz，导频信号加到示波器的Y轴，又从立体声信号发生器引出19kHz，导频信号加到X轴，见图6.71(b)调节相位调整器，使示波器显示的图形为一条接近45°的斜线，此时两个19kHz信号的相位差为零。

(3) 关掉立体声信号发生器输出到调频信号发生器的导频信号，用1kHz信号同时加到立体声信号发生器L、R(经反相器，但不应有幅度变化)输入端，使调制度为90%(导频为0)。此时加到示波器Y轴的信号是没有导频的"S"信号(M=0)，立体声信号发生器的19kHz导频信号仍送到X轴，从示波器显示的李沙育图形上〔图6.72(a)、(b)〕量出A、B的长度，按下式求出导频信号的相位差。

$$\theta=\frac{180}{\pi}\cdot\frac{B}{A}\quad(\text{度})$$



(a) 导频信号有相移　　(b) 导频信号无相移

图6.72

注：校准后，如果变动示波器量程（包括变动增益旋钮），必须在此档重新校准，因示波器在不同档时，分布电容不同，会引起相位变化，故必须重新校准。

四、频率响应的测量

1．测试方框图同图6.70

2．测试方法

（1）差转机输入电压为870μV，不用预加重和去加重。音频信号发生器送1kHz信号加到立体声信号发生器L（或R）输入端，使调制度为55%（导频占10%），记下立体声解调器左（或右）端的输出电平值作为基准电平，并记下此时音频信号发生器的输出电平值。

（2）保持音频信号发生器在各测试频率点上的输出电平不变，记下此时立体声解调器在相应的测试频率点的左（或右）端的输出电平，按此数值做出频率响应曲线。

五、谐波失真

1．测试方框图见图6.73

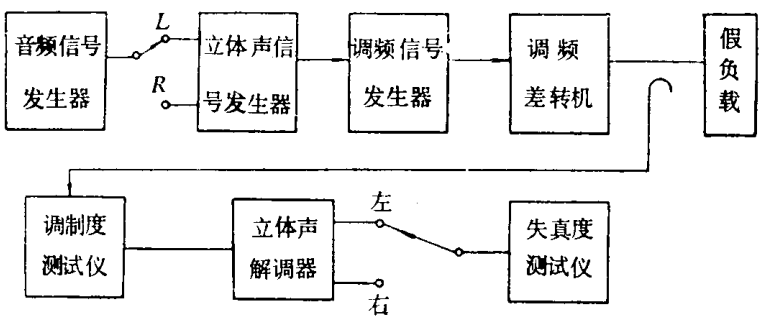


图6.73

2．测试方法

（1）差转机输入电压为200μV，不用预加重，用去加重，音频信号发生器送前述测试频率点的任一信号到立体声信号发生器L（或R）输入端，使调制度为100%（导频占10%）。

（2）用失真仪测出立体声解调器左（或右）端输出信号在该频率点的失真度。

六、信噪比

1．测试方框图同图6.70

2．测试方法

（1）差转机输入电压为200μV，用预加重和去加重。音频信号发生器送1kHz信号到立体声信号发生器L（或R）输入端，使调制度为100%（导频占10%）。

（2）在立体声解调器输出端测出左（或右）端的输出电平V_1（dB）。

（3）去掉1kHz测制信号，测出立体声解调器左（或右）端的噪声声电平V_2（dB），按下式求出信噪比。

$$S'N=V_1-V_2 \text{ dB}$$

式中V_1为信号电平（有调制）

V_2为噪声电平（无调制）

七、寄生调幅噪声

1．测试方框图见图6.74

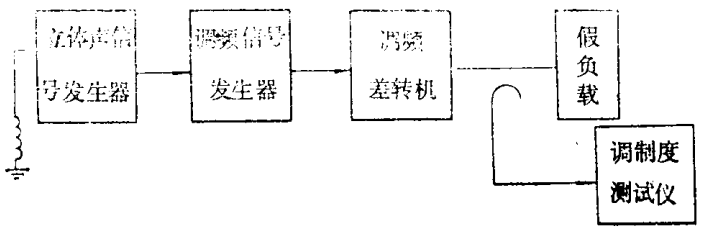


图6.74

2．测试方法

差转机输入电压为200μV，不用预加重和去加重。不加调制信号，用调制度测试仪内的调幅线性检波器调幅档测量出寄生调幅噪声。

八、残波辐射强度

1．差转机输入电压为870μV，不加调制信号，在差转机输出滤波器后取出信号加到频谱仪，测出各残波幅度值，分别与载波基波幅度值之比，即为残波辐射强度值。

2．当发射功率较大，上法测量有困难时，可在滤波器前拾取信号，用频谱仪测出基波幅度与各残波辐射波的强度值，然后再单独测出滤波器的输出衰耗特性，综合算出残波幅度与基波幅度之比。

九、双信号选择性

1．测试方框图见图6.75

2．测试方法

（1）关闭FM_2。FM_1调谐在差转机接收频率上，并使差转机输入电压为870μV，用“内调频”送1kHz调制信号，频偏为22.5 kHz，在调制度测试仪输出端用电平表测出1kHz调制信号电平

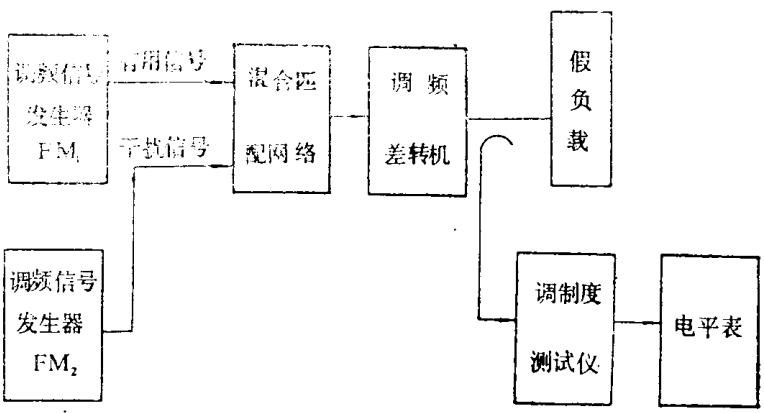


图6.75

做为参考电平。

（2）去掉FM_1的调制信号，开启FM_2，使其输出频率与FM_1输出频率之差为±400kHz，FM_2用“内调频”送1kHz调制信号，频偏22.5kHz，逐渐增加FM_2的高频输出电平，当电平表的读数比参考电平低30dB时，差转机输入端的干扰信号电压与有用信号电压之比以dB表示，即为差转机在±400kHz时的双信号选择性。

十、镜像抑制

1．测试方框图见图6.76

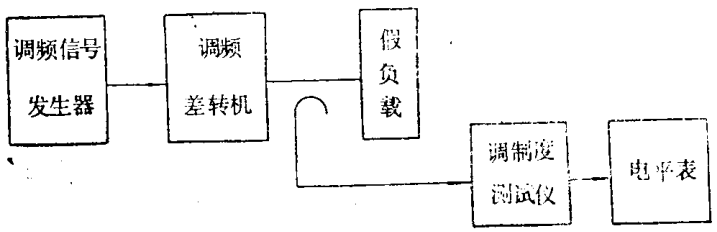


图6.76

2．测试方法

（1）调频信号发生器调谐在差转机接收频率上，差转机输入电平为870μV，用“内调频”送1kHz调制信号，频偏为22.5kHz，这时电平表的读数为参考电平。

（2）将调频信号发生器的输出频率转移到镜像频率，逐渐增加调频信号发生器的高频输出电平，使电平表的读数达得参考电平，此时差转机的镜像频率输入电压与差转机接收频率输入电压之比，以dB表示即为差转机的镜像抑制。

十一、噪声系数

1．测试方框图见图6.77

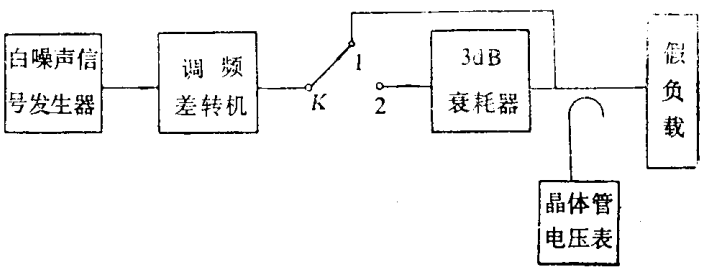


图9.77

2．测试方法

（1）开关K置1端，并在白噪声信号发生器无输出时记录晶体管电压表（均方根值）的读数。

（2）开关K置2端，串入3dB衰耗器，调节白噪声信号发生器的输出，使晶体管电压表读数同（1）项。

（3）白噪声信号发生器以分贝表示的输出读数即为噪声系数。

（4）在测试过程中应注意观察有无干扰或载频串入并记录测试时室温。

参 考 文 献

〔1〕中央广播事业局技术处、电视办公室。调频广播网和电视广播网规划方法(暂行)。广播与电视技术 1975；3.4：1～32

〔2〕黄胤年。电波工程。（台）新学识文教出版中心出版，1978

〔3〕〔美〕乔治·W·巴特利编。〔美国〕全国广播工作者协会工程手册。电子工业出版社，1985

〔4〕梁鉴明。差转式调频发射机。广播与电视技术 1985；6：32～38

〔5〕清华大学通信教研组编。高频电路（上册）。人民邮电出版社，1979

〔6〕陈俊等。调频袖珍电台的设计与制造，国防工业出版社，1984

〔7〕梅地琢雄 テレビ中继放送所の雷害对策テレビジョン如学会法 Vol33 1979；6

〔8〕黄如星。防雷稳压器。浙江省广播科学研究所资料 1984

〔9〕肖雨。调频网频率规划中需要考虑的问题。四川广播电视技术 1986；3.4

第 七 章

调频发射台的供电与接地系统[1][2]

供电系统的可靠与否，将直接影响到能否安全播出。这是一个前提，离开这个前提，就无从谈起。为此，我们特开辟这一章，重点介绍供电系统中的配电设备、保护措施、防雷及接地等。

7.1 概　述[4][5]

发射机的额定输出功率有0.1W，也有10kW，30kW。对于调频发射机而言，我国目前有3W、10W、30W、100W、300W、1kW、3kW、10kW等不同等级。因此发射台所消耗的交流功率有很大区别，它主要是由发射机数量，额定输出功率等所定。

我国的交流电源是由电力公司所提供的，但在一些骨干发射台，还设置了备用发电机，以应停电之急。而且发射台站大多是建筑在高山之巅，其交通不便，环境恶劣，因此对供电系统的可靠性，安全系数以及维护方便等都应给予充分的重视，表7.1所列要求是对发射台供电系统的基本要求。

一、骨干发射台的电源设备

表7.1 对发射台供电设备的基本要求

条件分类	项　目	内　容
环境条件	气　温	变动幅度大（min　−30℃）
	湿　度	变动幅度大（max　100%）
	海拔标高	1000m以上，甚至有接近4000m
	风　力	不受台风等大风影响
	积　雪	厚
	雷　击	雷击频率高
运行条件	运行监视	在无人场合，骨干发射台采用遥测等
	故障修理	每当出现故障，均需派人前往修理
	维护检查	广播结束后，每夜进行
负载条件	平均功率	发射机的平均消耗功率为总平均的$\frac{1}{3}$～$\frac{1}{4}$
	最大电流	平均值的3～10倍
非常灾害	地　震	能防大震
	洪　水	能继续进行广播
完全性	危险防止	防止由于误动作，接触等引起的事故
	电气火灾	尽量在发生前加强预防

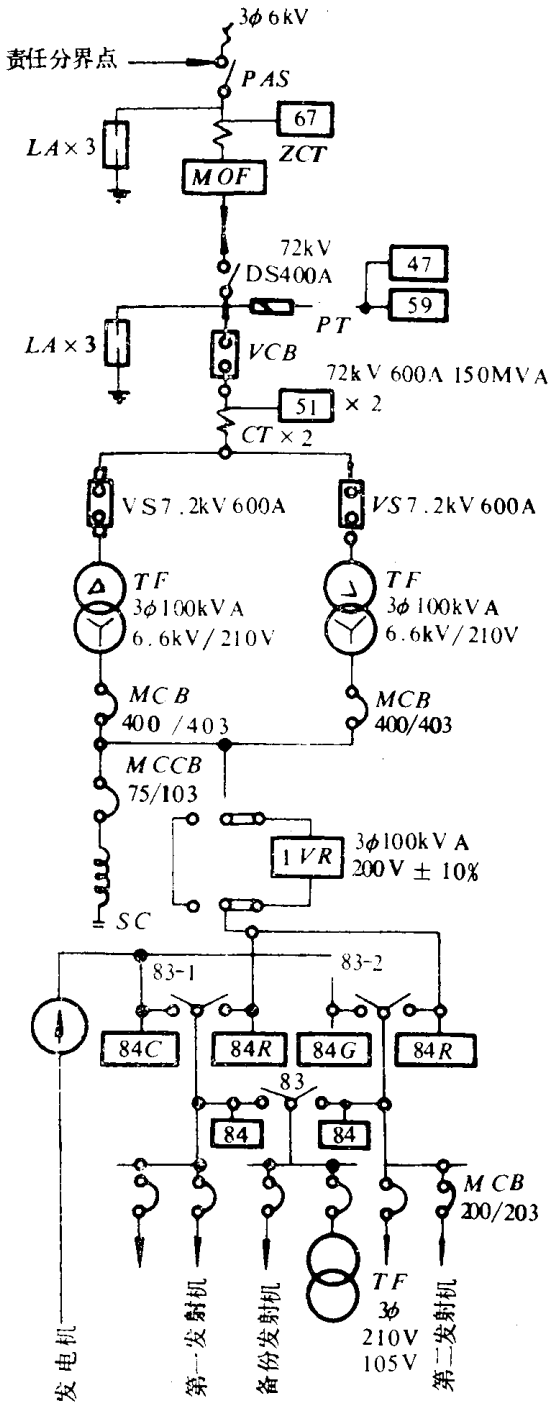
表7.2列出了对骨干发射台电源设备应注意的几个方面。由于发射台站的电力系统，多

为无人值守，一当发生故障，就导致全面停播，而且即使立即派出技术人员抢修，也需要较多时间，为此其备份系统（两路并行供电）是不可缺的。图7.1是日本某10kW级骨干发射台供配电系统例，其设备具有下列特点：

1．供电、变电、切换、配电采用多重复接；

2．设备干式化，并采用全密封配电盘；

3．保护控制用继电器采用固体化继电器，且双重安装发电，供配电设备；



分类	功能	备注
供电	1.不使内部地线、短路等事故波及到外部	1．用接地(67)，过流(51)继电器检出事故后，使进线电流断路器脱扣。接地场合pAS开路。 2。67、51为电力公司所提供、应进行协调。
	2.切断外部故障，以免使系统内设备受损	1．用缺相(47)，过压(59)继电器检知事故，使进线电流断路器(VCB)脱扣。 2．由避雷器吸收雷涌电流
变电	1．将进线电压变压配电电压	利用变压器
	2.保护一定的配电电压	利用IVR、AVR的补偿负载的变动，输入电压的变化。
	3.改善效率	利用进相电容器
切换配电	1。切换进电和发电	利用电压继电器(84)检出利用电磁接触器(83)切换
	2。给负载分配其所需功率	利用MCB定额稳电流控制
	3．为了保护至负载的线路，能在事故时切断事故线路	对MCB的过流断路特性和受配电继电器过流特性进行协调

图7.1 日本某骨干发射台供配电系统例

4．采用气体涡轮发电机，可控硅式自动调压器等；

5．完善监视系统，由CRT显示控制系统。

二、中继发射台的电力设备

对中继发射台电力设备的要求，使用条件等原则上与骨干发射台一致，但由于中继发射台数量较多，且其服务区域比较小，所以对其经济性比较重视。服务区大，影响面也大的中继发射台中，还应设置非常用电源。这种非常用电源一般多用柴油发电机，而蓄电池组是用来应付临时停电之急。

设置在山顶的中继发射台，其特征是雷电多，根据近期统计：中继发射台中的故障有一半以上是雷电所致。所以采取措施以防雷害是具有十分重要意义。

在中继发射台实施的防雷措施中，主要下有列几种：

1．避雷器的改进——增大放电容量，降低限制电压且小型化；

2．进一步改善台内设备的接地性能以及在供电点安装绝缘变压器；

3．供电熔断丝的双重化；

4．改善低压配电接地系统。

特别在一些由于地形之故而使收发点远离的中继发射台中，由于它们之间的连接大多采用同轴电缆，而这又恰恰是雷电侵入较多，损坏率高的部位，因此采用光纤来传输信号的办法使收发点完全隔离，得到良好的结果。

在电力公司难以架设电力线的场所，大多采用独立电源，其中以太阳能电池为多，还有风力发电，联氨空气燃料电池等等。从工作的安全性，燃料等经济价值角度来看，以太阳能电池最有希望。目前我国在边远山区，牧场也有采用太阳能电池供电的电视转发台站在工作。

表7.2 骨干发射台供配电设备要求

分　类	项　目	具　体　内　容
提高可靠性	降低故障率	保护继电器采用固体化，双重复接，并由检查来防止误动作，误不动作。发电机控制系统的固体化，附属设备的双重化。
	充受复接系统	供电、切换、配电包括控制线路系统的多重复接。
	充受监视功能	根据发电机及附属设备，供配电设备的动作，工作量界限值的管理等来早期发现故障。
	故障部位的选择截断	由于保护继电器性能的提高，其保护协调十分容易，因此事故发生后仍能继续送电。
提高安全性	电气火灾的防止	建议采用干式化设备。
	触电事故的避免	高压线路采用全密封配电盘，并在密封配电盘内实现屏蔽等措施。改善操作开关的配置，并加入联锁。
提高抗震性		采用抗震性能好的密封配电盘，固体化保护继电器并导入气体涡轮机。
维护方便		系用干式设备，增加复接备份系统，并导入气体涡轮机等。

7.2 配电系统

对于调频广播发射台来说，其配电系统应具备：

(1) 配电系统应做到供电可靠，电能质量好，满足发射机要求。并具有两个电源（也即两路供电或自备柴油发电机等），可以手动切换。

(2) 配电系统的接线力求简单灵活，便于操作维护，并能适应负荷的变化和系统的发展。并要充分考虑节省基建投资，降低运行费用。

(3) 配电系统还应考虑到负荷的增长，预留作出必要的发展余地或做出分期建设的规划。配、变电所的电源进线要有适当富裕的供电能力。如有两路或以上电源进线，当其中任一进线停电时，其余进线应能承担全部一级负荷及二级负荷。

7.2.1 供电容量的估算

供电设备容量应具有满足下列各项要求的容量：

1. 能供给常用功率和最大瞬间功率；
2. 对于常用功率而言，损耗小；
3. 由于负载设备的起动电流而导致供电电压下降的数值在规定的允许范围内；
4. 在发生故障时，能采取紧急措施供电。

表7.3为某骨干发射台的负荷计算例。发射机的启动电流在有限流措施时，为设备容量的2～3倍；当没有限流措施时，大约为5～10倍。由于启动电流而导致电压下降的允许值一般为额定值的30%范围内。

在表7.3中，我们列出了大功率UHF电视发射机的台数，这仅仅是一发展规划，预期在近年内可望实施，所以在计划按排供电系统时，务必要考虑到这一点，否则可能到后来随着新设备的增添而全盘修改变配电设备。作为调频发射台而言，目前其最大功率等级大都为10kW，也有到20kW。而且其发射机大部分采用全固态或仅用1～2只电子管，所以整机效率较高，一般可认为在50%以上。随着锁相环技术的采用，目前调频发射台正在采用一种新

表7.3 某骨干发射台常用功率，最大功率计算例

负载名称	负载		常用负载量			最大负载量		
	容量(kVA)	效率	需要系数	功率(kW)	容量(kVA)	需要系数	功率(kW)	容量(kVA)
FW广播发射机(5×10kW)	120	0.85	0.83	85	100	0.83	85	100
TV(VHF)发射机(4×10kW)	150	0.87	0.5	65	75	0.5	65	75
TV(UHF)发射机(2×10kW 2×30kW)	280	0.86	0.5	120	140	0.5	120	140
微波设备	5	0.8	1.0	4	5	1.0	4	5
动力	5	0.8	0.2	8	1	1.0	4	5
照明	10	0.8	0.2	1.6	2	1.0	8	10
空调	30	0.8	0.5	12	15	1.0	24	30
合计	600			288.4	344		310	365

注：需要系数＝需要功率／设备容量

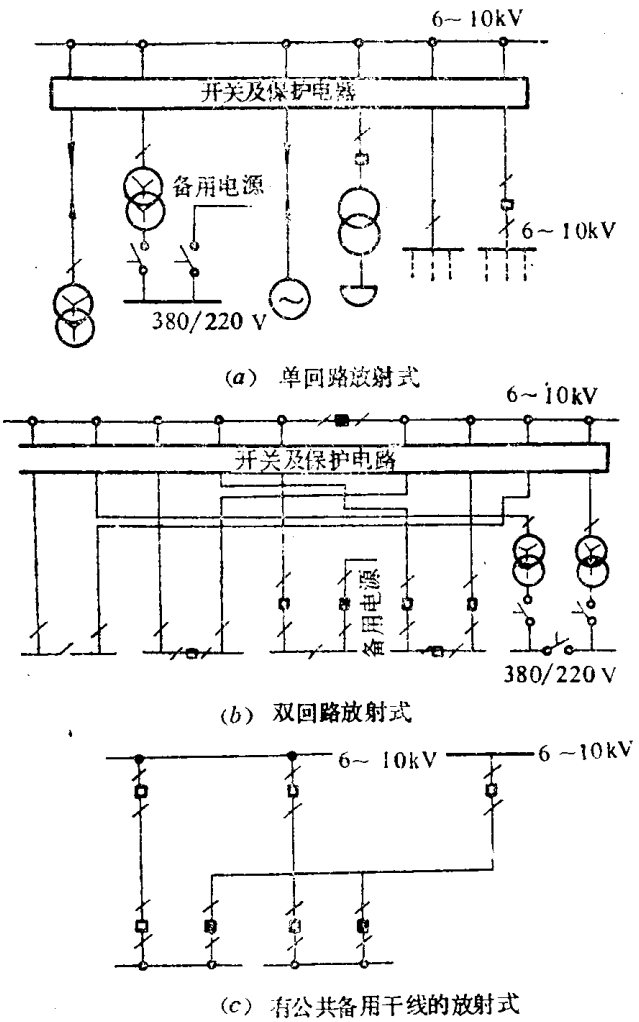
的备份方式——“N备1”系统以便取代过去的一备一系统。这种新型的备份方式不仅大量节省基建投资，而且也较大幅度降低其运行经费，深受用户欢迎，估计国内大功率骨干台都将采用这种系列。目前浙江省广播科学研究所正在组织力量加以研究，可望在1988年投入使用。

7.2.2 配电方式

根据不同要求，其配电方式有下列三种：

一、 放射式 供电可靠性高，故障发生后，影响范围较小，切换操作方便，保护简单，便于自动化，但造价较高。这种配电方式如图7.2所示。

图7.2(*a*)的单回路放射式一般用于配电给二、三级负荷或专用设备，但对二级负荷供电时，尽量要有备用电源，如另有独立备用电源时，则可供一级负荷。



(*a*) 单回路放射式

(*b*) 双回路放射式

(*c*) 有公共备用干线的放射式

图7.2 放射式配电系统

图7.2(*b*)所示双回路放式射配电系统线路互为备用，用于配电给二级负荷，当为独立电源时，可供一级负荷。

图7.2(*c*)所示为公共备用干线的放射式配电系统，一般用于配电给二级负荷，如独立电源

供电的备用干线的分支很少时，亦可用于一级负荷。

二、 树干式 投资少，但事故后影响范围较大，供电可靠性较差。这种树干式配电系统对广播电视等争分夺秒部门来说，不太适用。这种配电系统如图7.3所示。

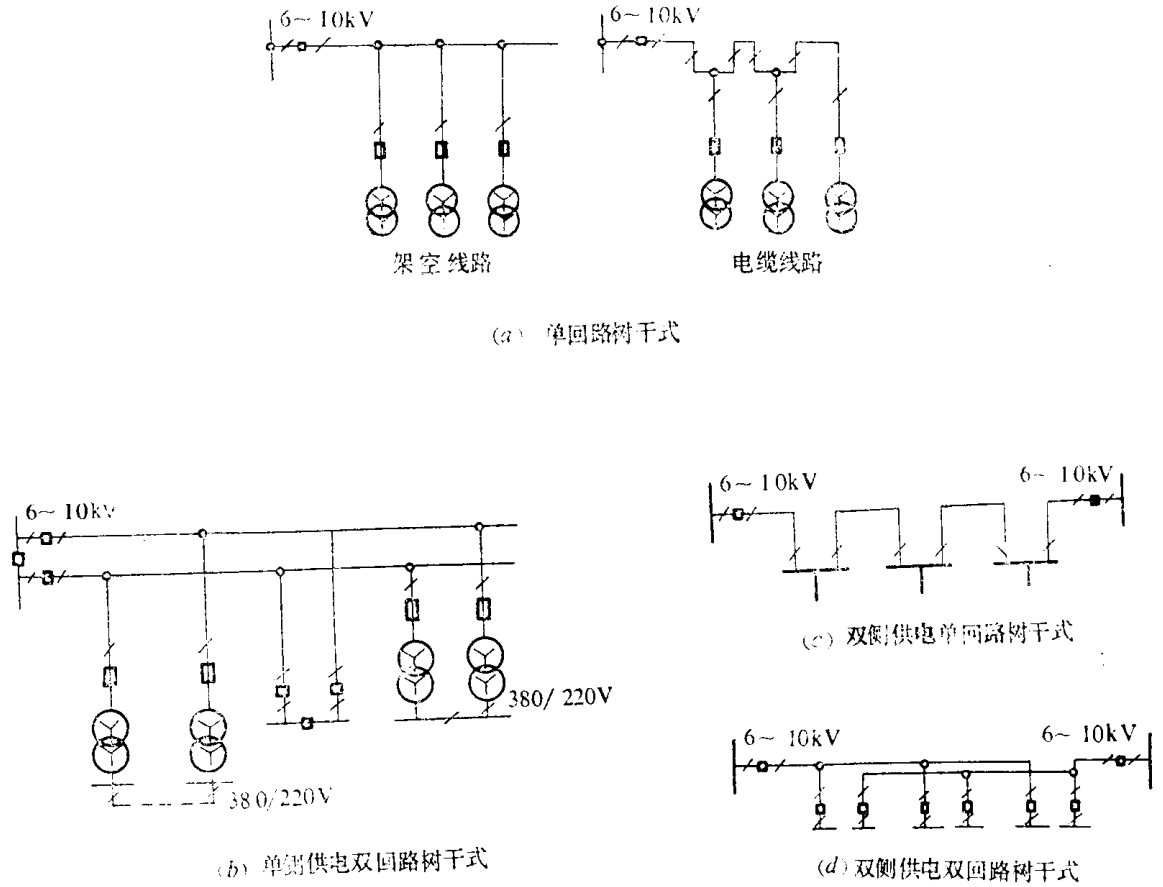


图7.3 树干式配电系统

图7.3(*a*)所示单回路树干式配电系统一般用于对三级负荷配电，每条线路装接的变压器约5台以内，总容量一般不超过2000kVA。

图7.3(*b*)所示单侧供电双回路树干式配电系统供电可靠性稍低于双回路放射式，但投资较省，一般用于配电给二、三级负荷。

图7.3(*c*)所示双侧供电单回路树干式配电系统用于对二、三级负荷配电，正常运行时由一侧供电或在线路的负荷分界处断开，故障后手动切换，寻找故障时要中断供电。

图7.3(*d*)所示双侧供电双回路树干式配电系统分别由两个电源供电，与单侧供电双回路树干式相比，供电可靠性略有提高，主要用于配电给二级负荷。这种配电系统目前在发射台中采用得较多，其原因当然是因为它具有来自两个不同变电所的电源，一般不会同时停电。

三、 环式配电系统 有闭路环式和开路环式，为简化保护，一般采用开路环式。供电可靠性较高，运行比较灵活，但切换操作较频繁，如图7.4所示。

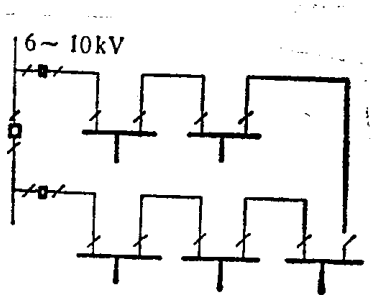


图7.4 环式配电系统

室内10/0.4kV变电所接线常用方案如表7.4。露天变电所高压接线常用方案见表7.5。10/0.4kV变电所高、低压侧电器及母线选择见表7.6。

表7.4 室内变电所高压接线常用方案

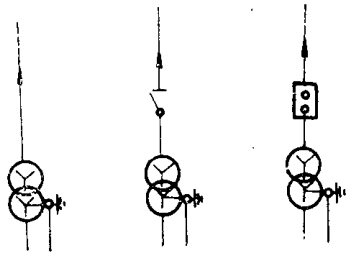
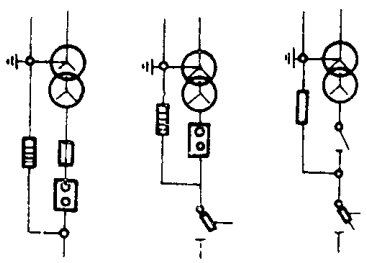
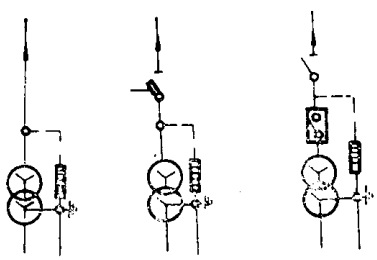
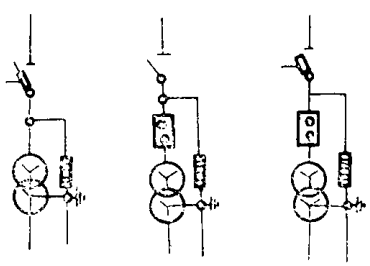
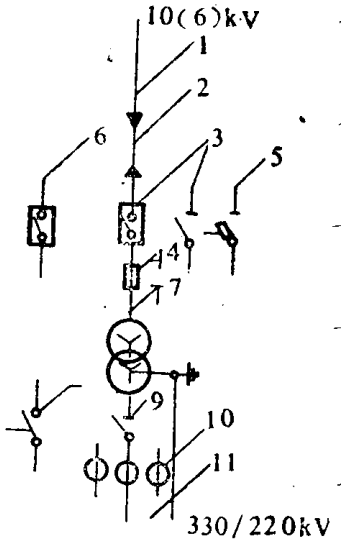
进线方式	电缆进线			架空进线	
接线图					
变压器容量(kVA)	≤1250	≤630	≤1250	≤630	≤1250

表7.5 露天变电所高压接线常用方案

进线方式	电缆进线			架空进线	
接线图					
变压器容量(kVA)	≤1250	≤630	≤1250	≤630	≤1250

在实际变配电系统中，由于发射台的重要性，都应采用图7.2(*a*)(*b*)所示放射式配电系统或图7.3(*d*)所示双侧供电双回路树干式供电系统。这样才有可能真正做到安全播音。

表7.6 10(6)/0.4kV变电所高、低压侧电器及母线选择



编号	名称	电压(kV)	变压器额定容量(kVA) 100	125	160	180	200	250	315	320	400	500	560	630	750	800	1000	1250
	变压器额定电流(A)	10	5.8	7.2	9.2	10.4	11.6	14.4	18.2	18.5	23	29	32.3	36.4	43.3	46.2	57.7	72.2
		6	9.6	12	15.4	17.3	19.3	24.1	30.3	30.8	38.5	48.1	53.9	60.6	72.2	77	96.2	120.3
		0.4	144	180	231	260	289	361	455	462	577	722	808	909	1083	1155	1443	1804
1	架空引入线(mm²)	10	接户线的截面LJ型导线 ≤25mm²															
		6																
2	电缆引入线(mm²)	10	铝芯 ≥ 3×16															铝芯≥3×25
		6	铝芯 ≥ 3×10										铝芯≥3×16		铝芯≥3×25		铝芯≥3×35	铝芯≥3×50
3	隔离开关或负荷开关	10	户内用GN6-10T/400 CS6-1T；户外用GW1-10/4400 CS8-1 或GW4-15G/400 SG11												户内用FN2-10, FN2-10R 户外用FW2-10G			
		6	户内用GN6-6T400 CS6-1T；户外用GW1-6/400 CS8-1 或CW4-15G/400 CS11															
4	RN1型熔断器熔管电流/熔丝电流(A)	10	20/10	20/15	20/20		50/30			50/40	50/50		100/75				100/100	150/150
		6	20/20	75/30		75/40	75/50		75/75		100/100		200/150					200/200
5	RW4型跌开式熔断器熔管电流/熔丝电流(A)	10	50/15	50/20		50/30	50/40		50/50		100/75		—					
		6	50/20	50/30	50/40		50/50		100/75		100/100		—					
6	柱上油开关	10	DW5-10G 200A															
		6																
7	高压母线	10	LMY-25×3或扁钢-40×4															
		6																
8	自动开关型号及额定电流(A)	0.4						LW10-600			DW10-1000				DW10-1500/3 DW5-1500/3			CW10-2500/3 DW15-2500/3
9	隔离开关及其操动机构	0.4	GN6-10(6)T/400 CS6-1T					GN6-10(6)T/600 CS6-1T			GN6-10(6)T/1000 CS6-2T				GN2-10/2000 CS6-2T			
10	电流互感器(A)	0.4	200/5	300/5	400/5		500/5	600/5		800/5	1000/5			1500/5			2000/5	3000/5
11	低压母线	0.4	LMY-3(30×4)+1(25×3)				LMY-3(40×4)+1×(25×3)	LMY-3(40×5)+1(25×3)		LMY-3(50×6)+1×(25×3)	LMY-3(60×6)+1×(25×3)	LMY-3(80×6)+1(30×4)		LMY-3(80×10)+1(30×4)			LMY-3(100×10(+1×(40×4)	LMY-3(120×10)+1×(40×5)

7.3 供电系统的保护

继电保护的设计应以合理的运行方式和故障类型作为依据，并应满足速动性、选择性、可靠性和灵敏性四项基本要求。

（1）继电保护装置应尽快地切除短路故障，以缩小故障范围，保证配电系统非故障部分正常运行。

（2）动作于跳闸的继电保护应有选择性。带有时限阶段特性和反时限特性的保护，前后两级之间的灵敏性和动作时限均应相互配合。根据配电系统运行的要求，须加速切除短路时，可使保护装置无选择地动作，但应采用自动重合闸或备用电源自动投入装置来补救。

（3）继电保护装置应力求简单可靠，元件和触点少，维护方便，并尽可能适应配电系统运行的灵活性。

（4）配电系统中的电力设备和线路应有主保护和后备保护。主保护应能快速并有选择地切除被保护区域内的故障；后备保护应在主保护或断路器拒绝动作时切除故障。后备保护可分为远后备和近后备。3～10kV配电系统中的后备保护，一般采用远后备保护方式，即当主保护或断路器拒绝动作时，由相邻设备或线路的保护实现后备。

（5）继电保护装置应有足够的灵敏性。保护装置的灵敏系数应根据不利的运行方式和故障类型进行计算，但可不考虑可能性很小的情况。

灵敏系数K_m为被保护区发生短路时，流过保护安装处的最小短路电流$I_{d\cdot min}$与保护装置一次动作电流I_{dz}的比值，即

$$K_m=\frac{I_{d\cdot min}}{I_{dz}} \qquad (7.1)$$

对多相短路保护，$I_{d\cdot min}$取两相短路电流最小值$I_{d\cdot min}$；对6～10kV中性点不接地系统的单相短路保护取单相接地电容电流最小值$I_{c\cdot min}$；对380/220V中性点接地系统的单相短路保护取单相接地电流最小值$I_{d\cdot min}$。

保护装置的最小灵敏系数，列于表7.7。

（6）如果为了满足相邻保护区末端短路时的灵敏性要求，将使保护过分复杂或在技术上难以实现时，可按下列原则处理：

1）在变压器后短路的情况下，可缩短后备作用的范围；

2）后备保护灵敏系数可仅按常见的运行方式和故障类型进行验算；

3）后备保护可无选择地动作，但应尽量采用自动重合闸或备用电源自动投入装置来补救。

（7）保护装置用电流互感器的误差不应大于10%，当技术上难以满足要求，且不致使保护装置不正确动作时，才允许较大误差。

（8）在配电系统正常运行情况下，当电压互感器的二次回路断线或其他故障能使保护装置误动作时，应装设自动闭锁装置，将保护解除动作并发出信号。当保护装置不致误动作时，一般装设电压回路断线信号装置。

表7.7 保护装置的最小灵敏系数

保护分类	保护类型	组成元件	最小灵敏系数	备注
主保护	电流速断保护	电流元件	2.0	按保护安装处短路计算
	对电流保护	电流元件	1.5	个别情况下可为1.25
		零序元件	2.0	
	线路、电动机的纵联差动保护	差电流元件	2.0	
	中性点不接地系统中的单相接地保护	电流元件	1.5	架空线路
			1.25	电缆线路
后备保护	远后备保护	电流元件	1.2	按相邻保护区末端短路计算

7.3.1 配电变压器的过流保护

过流的检测和断路一般在高压回路中多用过流继电器和高压断路器，在低压回路中多用配电用断路器(MCB)。其保护对象，首当其冲的大多是配电变压器，表7.8列出了6～10KV。配电变压器的继电保护配置。其整定计算如表7.9所示。

表7.8 6～10 kV配电变压器的继电保护配置

变压器容量(kVA)	保护装置名称				备注
	过电流保护	电流速断保护	低压侧单相接地保护*	温度保护	
<400					一般用高压熔断器保护
400～750	高压侧采用断路器时装设	高压侧采用断路器，且过电流保护时限>0.5s时装设	装设		
800	装设	过电流保护时限>0.5s时装设			
1000～1800				装设	

* 绕组为星形一星形连接、低压侧中性点接地的配电变压器，当利用高压侧的过电流保护兼作低压侧单相接地保护，或利用低压侧的三相过流保护不能满足灵敏性要求时，应装设变压器低压侧中性线上的零序电流保护，当变压器低压器分支线时，宜有选择地切除各分支线的故障。

〔例〕 10/0.4kV配电变压器的保护。

已知条件

变压器为SJL1型630kVA，高压侧额定电流为36.4A，过负荷系数取3。

最大运行方式下变压器低压侧三相短路时，流过高压侧的超瞬变电流$I''^{(3)}_{d2\cdot max}$为712安。

表7.9 6～10kv配电变压器的继电保护整定计算

保护名称	计算项目和公式	符号说明
过电流保护	保护装置的动作电流(应躲过可能出现的过负荷电流) $I_{dz.j}=K_kK_{jx}\frac{K_{gh}I_{eb}}{K_hn_i}$ (A) 保护装置的灵敏系数[按系统最小运行方式下,低压侧两相短路时流过高压侧(保护安装处)的短路电流①校验] $K_m=\frac{I^{(2)}_{d2\cdot min}}{I_{dz}}\geq 1.5$ 保护装置的动作时限(应与下一级保护动作时限相配合)一般取0.5～0.7 s	K_k——可靠系数，用于过电流保护时DL型和LG型继电器分别取1.2和1.3,用于电流速断保护时分别取1.3和1.5，用于低压侧单相接地保护时(在变压器中性线上装设的)取1.2； K_{jx}——接线系数，接于相电流时取1，接于相电流差时取$\sqrt{3}$； K_h——继电器返回系数，取0.85； K_{gh}——过负荷系数②，包括电动机自起动引起的过电流倍数，一般可取2～3，当无自起动电动机时取1.3～1.5； n_i——电流互感器变比； I_{eb}——变压器一次侧额定电流，A； $I^{(2)}_{d2min}$——最小运行方式下变压器低压侧两相短路时，流过高压侧(保护安装处)的稳态电流，A； I_{dz}——保护装置一次动作电流，A； $I_{dz}=I_{dz.j}\frac{n_i}{K_{jx}}$ $I''^{(3)}_{d2\cdot max}$——最大运行方式下变压器低压侧三相短路时，流过高压侧(保护安装处)的超瞬变电流，A； $J''^{(2)}_{d1\cdot min}$——最小运行方式下保护装置安装处两相短路超瞬变电流③，A
电流速断保护	保护装置的动作电流(应躲过低压侧短路时，流过保护装置的最大短路电流) $J_{dz.i}=K_hK_{ix}\frac{I''^{(3)}_{d2\cdot max}}{nl}$ (A) 保护装置的灵敏系数(按系统最小运行方式下，保护装置安装处两相短路电流校验) $K_m=\frac{I''^{(2)}_{d1\cdot min}}{I_{dz}}\geq 2$	
低压侧单相接地保护(利用高压侧三相式过电流保护)	保护装置的动作电流和动作时限与过电流保护相同 保护装置的灵敏系数(按最小运行方式下，低压侧母线或母干线末端单相接地时，流过高压侧(保护安装处)的短路电流①校验) $K_m=\frac{I^{(1)}_{d2\cdot min}}{I_{dz}}\geq 2$	
低压侧单相接地保护(采用在低压侧中性线上装设专用的零序保护)	保护装置的动作电流(应躲过存常运行时，变压器中性线上流过的最大不平衡电流，其值按国家标准《电力变压器》规定，不超过额定电流的25%) $I_{dz.j}=K_k\frac{0.25I_{eb}}{n_i}$ (A) 保护装置的动作电流尚应与低压出线上的零序保护相配合 $I_{dz.j}=K_{ph}\frac{I_{dz.fz}}{n_i}$ (A) 保护装置的灵敏系数(按最小运行方式下，低压侧母线或母干线末端单相接地稳态短路电流校验) $K_m=\frac{I^{(1)}_{d22\cdot min}}{I_{dz}}\geq 2$ 保护装置的动作时限一般取0.5s。	$I^{(1)}_{d2\cdot min}$——最小运行方式下变压器低压侧母线或母干线末端单相接地短路时，流过高压侧(保护安装处)的稳态电流，A， $I^{(1)}_{d2\cdot min}=\frac{2}{3}I^{(1)}_{t\cdot min}/n_b$ $I^{(1)}_{d22\cdot min}$——最小运行方式下变压器低压侧母线或干母线末端单相接地稳态短路电流，A， K_{ph}——配合系数，取1.1； $I_{dz.fz}$——低压分支线上零序保护的动作电流，A； n_b——变压器变比

① Y/Δ-11、Y/Y$_0$-12接线变压器高压侧的短路电流分布，见文献[1]。

② 带有自起动电动机的变压器，其过负荷系数按电动机的自起动电流确定。当电源侧装设自动重合闸或备用电源自动投入装置时，可近似地用下式计算：

$$K_{gh}=\frac{1}{u_d+\frac{S_{ad}}{K_gS_{bM}}\times\left(\frac{380}{400}\right)^2}$$

式中 u_d——变压器的阻抗电压相对值；

S_{ad}——变压器的额定容量，kVA；

S_{bM}——需要自起动的全部电动机的总容量，kVA；

K_g——电动机的起动电流倍数，一般取5。

③ 两相短路超瞬变电流$I''^{(2)}$等于三相短路超瞬变电流$I''^{(3)}$的0.866倍。

最小运行方式下变压器高压侧三相短路超瞬变电流$I''^{(3)}_{d1\cdot min}$为2750A，低压侧三相短路时流过高压侧的超瞬变电流$I''^{(3)}_{d2\cdot min}$为659A。

最小运行方式下变压器低压侧母线单相接地稳态短路电流$I^{(1)}_{d22\cdot min}$为5540A。计算中可假定系统电源容量为无穷大，稳态短路电流等于超瞬变短路电流。

〔解〕 1．保护配装

（1）装设两个GL-11型继电器和两个变比为100/5的电流互感器1～2LH，组成过电流保护兼作电流速断保护。

（2）装设一个GL-11型继电器和一个变比为300/5的电流互感器3LH，组成低压侧单相接地保护。

保护原理见图7-5。

2．整定计算

（1）过电流保护

保护装置的动作电流

$$I_{dz\cdot f}=K_kK_{jx}\frac{K_{gh}I_{eb}}{K_hn_1}=1.3\times1\times\frac{3\times36.4}{0.85\times20}=8.4，取9\ A$$

保护装置一次动作电流

$$I_{dz}=I_{dz\cdot j}\frac{n_1}{K_{jx}}\ 9\times\frac{20}{1}=180\ A$$

保护装置的灵敏系数

$$K_m=\frac{I''^{(2)}_{d2\cdot min}}{I_{dz}}=\frac{0.866I''^{(3)}_{d2\cdot min}}{I_{dz}}=\frac{0.866\times659}{180}=3.17>1.5$$

保护装置的动作时限取0.5s*。

(2)电流速断保护

保护装置的动作电流

$$I_{dz\cdot f}=K_kK_{jx}\frac{I''^{(3)}_{d2\cdot max}}{n_1}=1.5\times1\times\frac{712}{20}=53.4\ A$$

瞬动电流倍数（电流速断保护装置动作电流与过电流保护装置动作电流之比）

$$\frac{53.4}{9}=5.93，取6倍$$

保护装置的灵敏系数

$$K_m=\frac{I''^{(2)}_{d1\cdot min}}{I_{dz}}=\frac{0.866I''^{(3)}_{d1\cdot min}}{I_{dz}}=\frac{0.866\times2750}{180\times6}=2.2>2$$

根据上述计算，装设GL-11/10型继电器。

（3）低压侧单相接地保护

* 过电流保护装置采用GL型继电器时的动作时限，除注明者外，均指10倍动作电流时的动作时间

利用高压侧三相式过电流保护兼作单相接地保护，其灵敏系数

$$K_m=\frac{I_{d2\cdot min}^{(1)}}{I_{dz}}=\frac{2}{3}\times\frac{I_{d22\cdot min}^{(1)}}{I_{dz}n_b}=\frac{2}{3}\times\frac{5540}{180\times\frac{10}{0.4}}=0.81<2\quad\text{不满足要求}$$

故应装设专用的零序过电流保护，其动作电流

$$I_{dz\cdot j}=K_k\frac{0.25I_{eb}}{\eta_2}1.2\times\frac{0.25\times960}{60}=4.8,\ \text{取}5\ \text{A}$$

保护装置的一次动作电流

$$I_{dz}=I_{dz\cdot j}n_1=5\times60=300\ \text{A}$$

保护装置的灵敏系数

$$K_m=\frac{I_{d22\cdot min}^{(1)}}{I_{dz}}=\frac{5540}{300}=18.5>2$$

装设GL-11/10型继电器，保护装置的动作时限采用0.5 s。

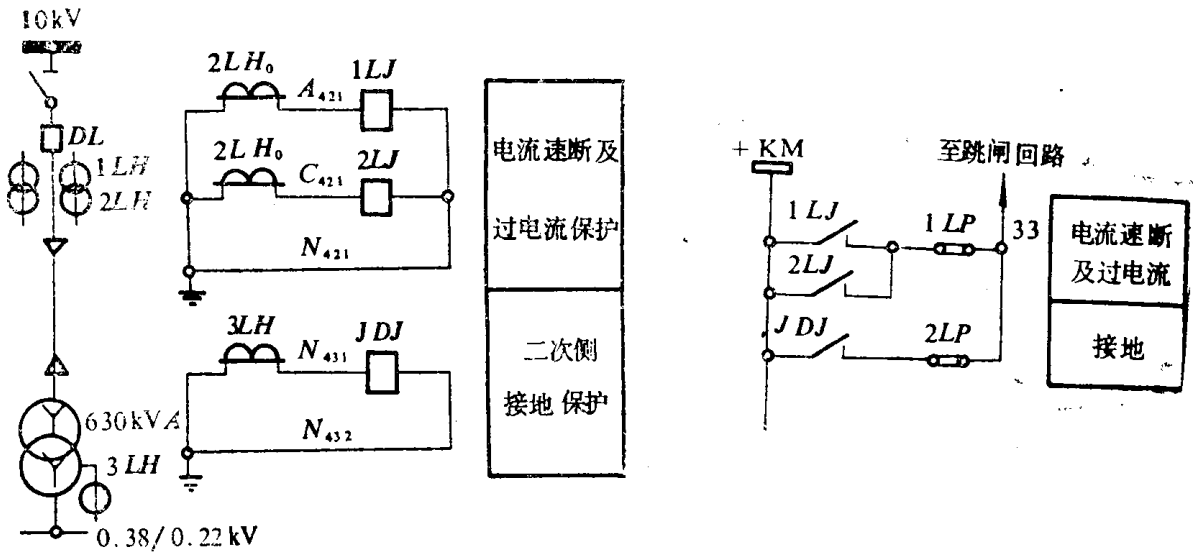


图7.5 配电变压器保护原理

1~2LJ—过电流继电器GL—11／10；JDJ—过电流继电器GL—11／10

7.3.2 保护装置的动作配合

一、 保护装置的动作配合

上下级保护装置的动作应相互配合，以保证保护装置具有选择性。其动作配合有以下两种：

1．按动作电流配合　在所选定的故障形式下，上下级保护装置的动作电流之比不应小于1.1。

装设在不同电压级上的保护装置进行配合时，配合电流应归算到同一电压等级，通常采用保护装置较多的那一级作为基准电压级。

2．按动作时限配合　上下级保护装置的动作时限应有一差值（时限阶段）Δt。定时限保护之间的配合为0.5s，反时限保护之间和定时限保护与反时限保护之间的配合为0.5～0.7s，分别如图7.6(*a*)、(*b*)、(*c*)所示。

当上下级保护装置的动作时限阶段不能满足选择性要求时，可采用自动重合闸或备用电源自动投入装置来补救。

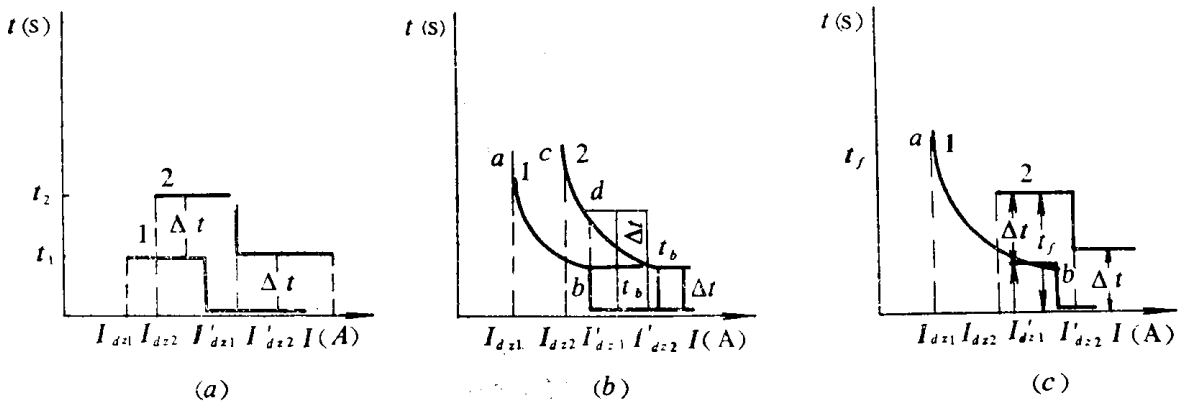


图7.6 保护装置的动作配合

(a)定时限过电流保护装置动作时限的配合；(b)反时限过电流保护装置动作时限的配合；
(c)定时限过电流保护装置与反时限过电流保护装置动作时限的配合
1—配电所10kV电线(接配电变压器或电动机)的保护特性曲线；
2—总降压变电所10kV送电线(去配电所)的保护特性曲线
I_{dz1}、I_{dz2}—过电流保护装置一次动作电流；I'_{dz1}、I'_{dz2}—电流速断保护装置一次动作电流

例如图7.6(*a*)所示，变配电网络采用定时限过电流保护。在选择保护装置动作时限时，应从离电源最远一级保护装置即配电所的保护装置1开始，其动作时限为t_1，变电所保护装置2的过电流保护动作时限$t_2=t_1+\Delta t$。

例如7.6(*b*)所示，采用反时限过电流保护。在作保护装置整定时，从离电源最远的保护装置1开始，保护装置1的一次动作电流为I_{dz1}，其动作时限(即10倍动作电流时的动作时间)为t_1，这样保护装置1的动作时限曲线1即可确定。再根据电流速断保护装置的一次动作电流值I'_{dz1}及动作时限曲线1，确定该电流值下的动作时限t_b。接着整定保护装置2，在电流为I'_{dz1}时，保护装置2的动作时限$t_d=t_b+\Delta t$，即其动作时限曲线2应通过d点。这样动作时限曲线2，可根据在d点的动作电流倍数及动作时限t_d条件来确定。

例如图7.6(c)所示，同时采用定时限及反时限保护装置。保护装置时限整定从离电源最远的保护装置1开始，保护装置1的一次动作电流为I_{dz1}，动作时限为t_1，这样保护装置1的动作时限曲线1即可确定。再根据电流速断保护装置的一次动作电流值I'_{dz1}及动作时限曲

线1，确定该电流值下的动作时限t_b。接着整定保护装置2，保护装置2的一次动作电流为I_{dz2}，动作时限$t_f=t_b+\Delta t$，这样保护装置2的动作时限曲线2就可确定。

二、 保护装置选择性配合示例

图7.7中GL-11过电流继电器作为变压器的主保护，其反时限部分作DW5型自动开关短延时过电流脱扣器的后备保护。

图7.8中高压熔断器作为变压器主保护，并作为DW5型自动开关过电流脱扣器的后备保

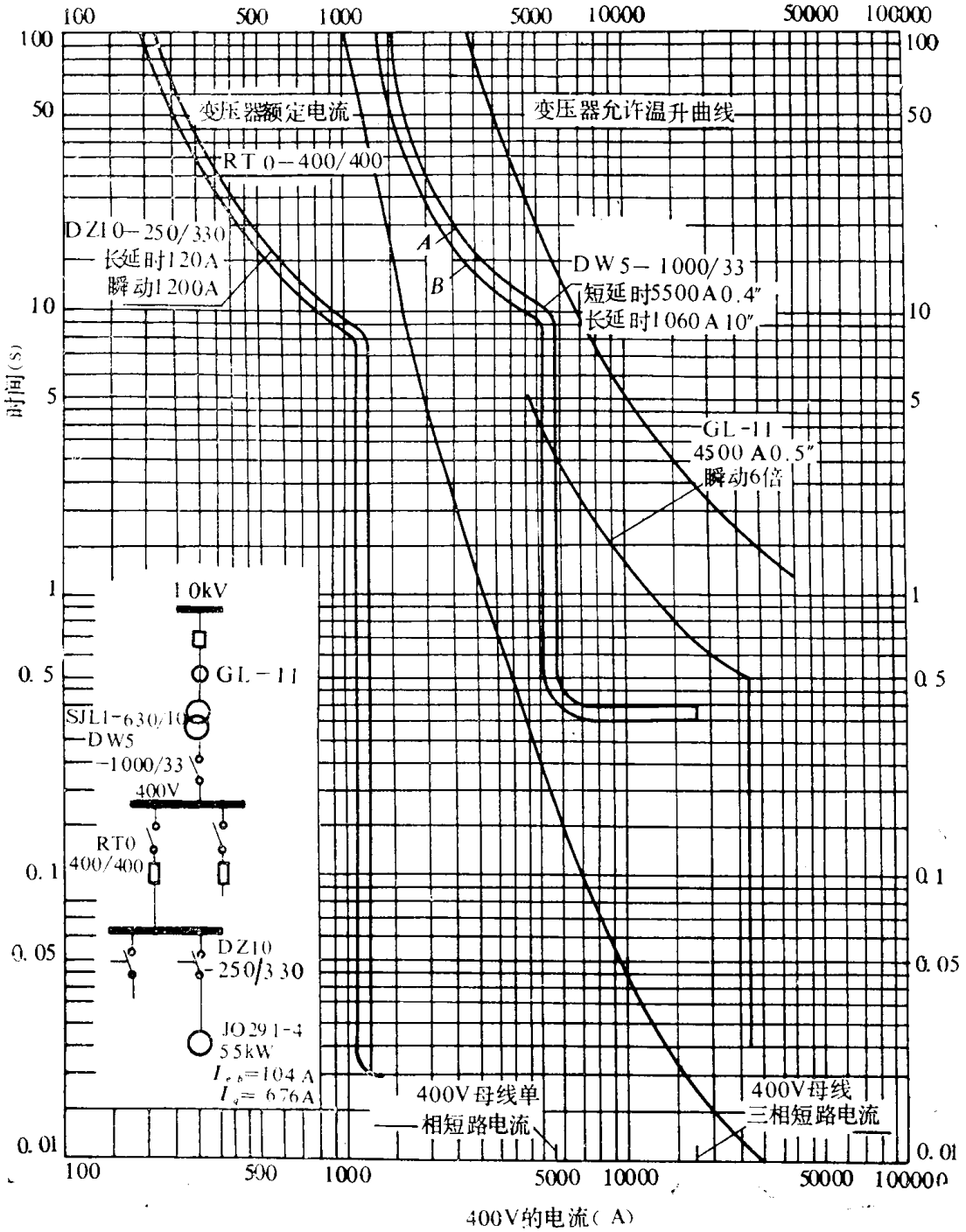


图7.7 高低压保护装置选择性配合例一

护。高压熔断器的熔体电流，一般按变压器额定电流的1.5～2倍选择。

DW5型自动开关作为变压器低压侧的主保护，其长延时过电流脱扣器保护变压器的过负荷，短延时过电流脱扣器保护400伏母线短路。并作为熔断器的后备保护。

DW5型自动开关的特性曲线A为断开特性，指开关接点断开并消弧结束；曲线B为返回特性，指脱扣器因过载或短路电流通过而动作后，电流下降至0.9倍整定电流值或以下时，脱

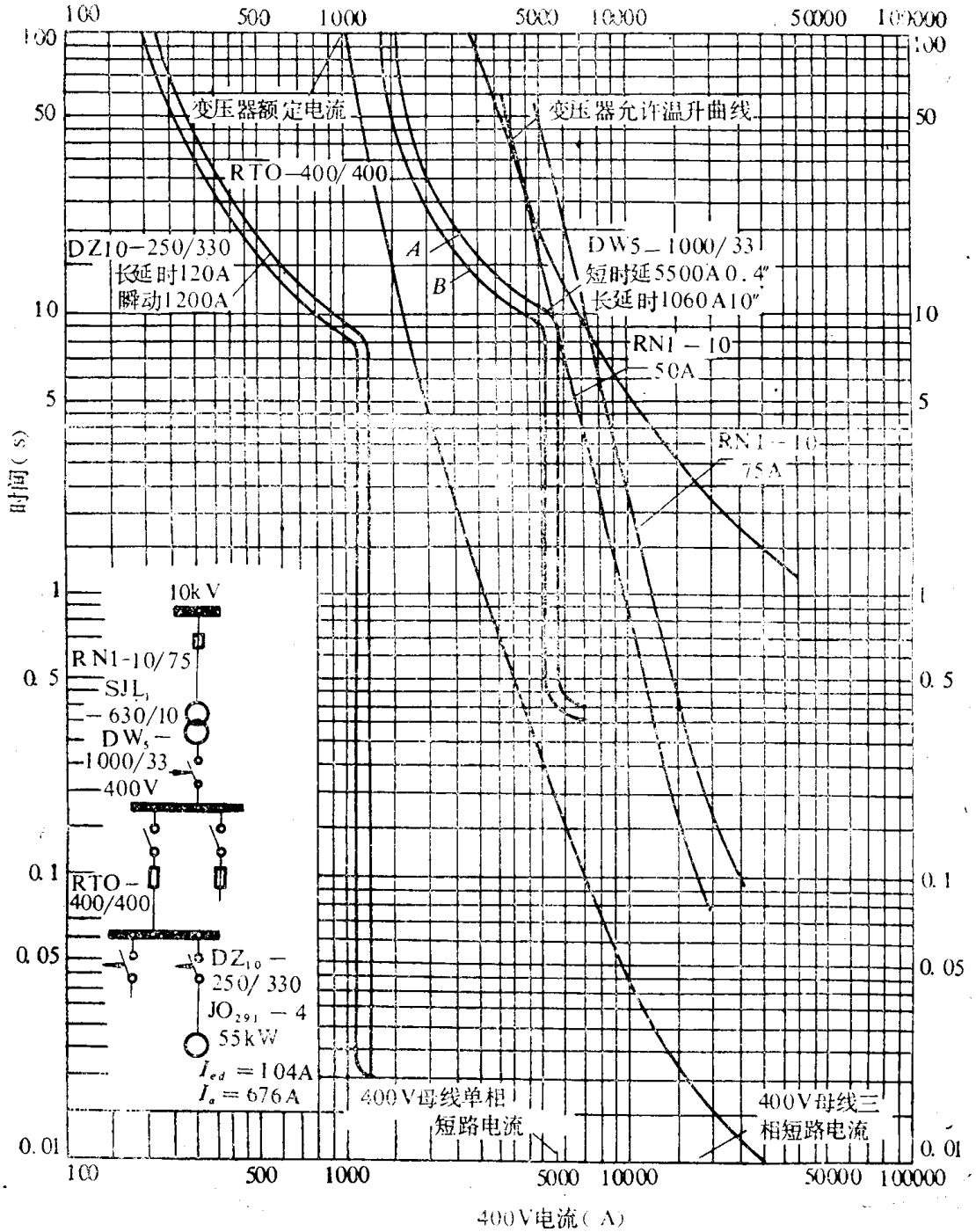


图7.8 高低压保护装置选择性配合例二

扣器仍可复位而不使自动开关动作的特性。

从图7.7中可以看到DW5型自动开关和GL-11型继电器的保护特性曲线之间有些地方配合无选择性，但这是允许的。

RT0型熔断器保护配电线路的短路和过负荷，同时又作为DZ10型自动开关瞬动过电流脱扣器的后备保护。

DZ10型自动开关保护电动机短路用。由于制造厂无DZ10型自动开关的特性曲线，故图中的DZ10型自动开关特性曲线是按JB1284-73“自动空气开关”规定绘制的。

7.4 非常用发电设备[2]

7.4.1 发电设备输出功率的确定

发电设备的输出功率应能满足下列各项要求：

一、 额定功率容量PG_1

$$PG_1=\alpha_1\Sigma\alpha_{2i}PL_i \text{ kW} \tag{7.2}$$

式中：α_1为不等率＝总的最大所需功率(kW)/各负载的最大所需功率(kW)；

α_2表示各负载的需要率＝各负载的最大所需功率(kW)/各负载的设备容量(kW)。

在发射台场合：$\alpha_1=1$

二、负载接通(合闸)容量PG_2

$$PG_2=(PL_0+PL_{max})/k \quad (\text{kW}) \tag{7.3}$$

式中PL_{max}为各负载起动功率内最大值(kW)；

PL_0为其它负载最大需要功率之和；

k为原动机短时间过荷耐量。

当有数台发射机时，首先应确定接通顺序，若每隔一定时接通负载的话，那么能减小发电设备的功率容量。在这种场合，最后接通起动功率最大的发射机。原动机短时间过载量是由旋转系统的转动惯量，每分钟转数所决定，如图7.9所示。

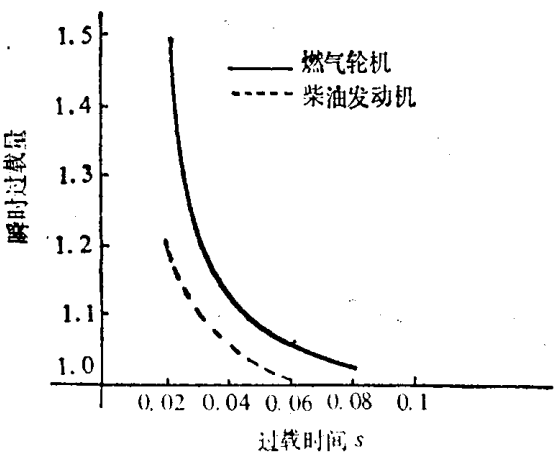


图7.9 原动机过载量之例(也包含发电机的飞轮效果)

三、 负载起动功率容量PG_3

$$PG_3=PL_{max}\cdot X_d'(1-\Delta V)/\Delta V \quad \text{kVA} \tag{7.4}$$

式中PL_{max}为负载起动功率容量中的最大值；

X_d'为发电机的过渡电抗（0.2～0.3）；

ΔV为允许瞬时电压降下值(将额定值定为1)。

于是，负载的起动功率容量也可能达到或超过设备功率容量的10倍。例如感应电动机，使用半环形铁心的变压器，开关稳压电源等。在最近的新型发射机中，已将起动功率容量限制在设备功率容量的2～3倍左右。发电机的过渡电抗值对于发射机而言，虽然是随形式，极数而变，但希望小一些。发电机的瞬时电压降的允许值是由交流继电器等的脱离电压所决定，一般为0.2～0.3。

在设置发射台的发电设备时应注意下列几点：

1. 为了限制发射机等设备的起动功率，电流，而使负载分开接通；

2. 减少发电机的过渡电抗；

3. 加大发电设备的瞬时过载量。

而且，三相发电机的不平衡允许率为30%左右，所以当其单相负载在很多不平衡场合较重的话，那就应增加发电机功率容量。

7.4.2 发电机组

一般发电机组由作为原动机的燃气轮机，柴油机和发电机及控制屏配套组成。

一、 发电机组的原动机选择条件如下所示：

1. 在使用温度范围（－10℃～40℃或－20℃～40℃），使用标高（0～2000m）中应具有额定的轴功率，且能稳定可靠的工作；

2. 热效率高，维护性好，且在工作温度范围内能可靠起动，起动时间短。

3. 能长年使用，维修元件长期供应充足。

4. 在工作温度范围内，燃料不能凝固，引火点高，且容易入手；

小于400kVA的柴油机是电起动，其冷却方式采用散热器水冷式，但大于400kVA的柴油机，它是采用空气起动，水槽冷却方式。一般说来，空气起动，水槽冷却系统构成复杂，故障多、耐震措施难以解决，所以目前采用燃气轮机的例子日益增多。表7.10是燃气轮机和柴油机两者性能比较。燃气轮机的价格比柴油机高，但随着用户的增加，其销售价势必降低。燃气轮机体积小，重量轻，占地面积少，所以从基建费用角度来说，它有比柴油机省的优点。燃气轮机的还有一个优点是噪音处理比较方便，但其排放气体为柴油机的5倍左右，所以在设置场所时，其烟囱的处理比较困难，这又是其不足之点。另外，燃气轮机的热效率低，但在非常用场合，从消耗（冷却水，润滑油）和维修费角度来看，则其费用比柴油机低。

若选择轴输出功率与发电功率相当的原动机，那么其价格低，效率也高。由于燃气轮机的开发费用很高，且实用化历史较短，机种少；但柴油机历史悠久、并且根据气缸的多少等可改变其输出功率，同时机种多。

表7.10 燃气轮机和柴油机的比较（1000kVA级）

分类	项目	燃气轮机	柴油机
可靠性	系统	既不要冷却水，也不要起动空气	冷却水，空气起动系统故障多
	结构	结构简单，摩耗件少，部件约5000	控制复杂，摩耗件多，部件约12000
	开发工程	验证其寿命性能界限	
性能(1)	低温起动	起动界限 −15℃(煤油)	起动界限 +10℃
	高温性能	环境气温 40℃	环境气温 35℃
	过载量	瞬时，小于最大输出的1.5倍	瞬时，最大输出的1.1倍以下
	接通负载	0→最大输出	0→最大输出的75%
	起动时间	约35s	约20s(低温时超过30s)
性能(2)	噪声	80～85呐 (外壳罩住时)	112～115呐
	燃料消耗	600～700l/h	300l/h
	润滑油消耗	0.1～0.2l/h	7 l/h
	冷却水消耗	—	2～3 T/h
运行性	空载运转	可以	不可以
	燃料	煤油、轻油、A重油也可以	A重油
维护性	维护量	约柴油机的$\frac{1}{5}$	—
	拆修	不需要(根据使用条件)	每8年大修一次
公害对策	NO×1浓度	60～80 PPM	1000 PPM
	振动幅度	2～3μm	20～30μm
非常灾害对策	冷却水	不需要	需要大量水，难以保证
安装条件	面积重量	110m² 18～24T	140m² 26T
	空气量	吸入空气1500～2200m³/min	吸入空气1800m³/min
	排放气体	1500～1800m³/min	35m³/min
	水槽、燃料	燃料80T	水槽300m³ 燃料40T

二、 发电机控制回路

非常用发电机组中的发电机多采用同步发电机，而且发电机的励磁回路多为自励式。但最近，对于小型发电机而言，无刷发电机逐步得到推广，其优缺点如下所示：

1．由于无刷发电机没有滑环，电刷等易磨耗部件，所以故障少。

2．由于无刷发电机将励磁机装在机内，所以发电机变长，但因自动电压调节器（简称AVR）体积变小，所以控制盘也可以变小。

3．由于电压控制环路的时间常数较长，响应迟缓。

由于柴油机每一转内的转速都是不均匀的，所以产生频率脉动。为了减轻其影响，就应加大发电机的飞轮惯性效果，于是还可以提高短时间过载能量。

非常用发电设备的工作时间很短，所以应注意发电机的维护保养，以免由于潮湿等原因而导致其绝缘性能的下降。所以希望室内保持干燥，并定期试机，同时可适当加大负载电流，提高温升，达到使发电机干燥的目的，对于高压发电机而言，可利用空间加热器来除湿。

发电设备的控制回路，过去多由电磁继电器构成，控制盘大，而且常常产生接触不良等缺点，随着半导体技术的发展，开发出利用集成电路的全固态控制系统，但因机种多，批量小，工作时间不长，工作次数不多，目前难以对其可靠性作进一步验证。但不管如何，这是代表其发展方向，今后全固态控制盘必将取代之。

7.5 建筑物的防雷

在前一章，我们介绍了有关从电源线路窜入设备的雷击预防措施，在这一节中，我们主要介绍目前建筑物防雷系统应用最广泛的避雷针及其保护范围。在实际广播发射台中，大多具有高大的发射天线铁塔，一般可将它看作一避雷针，而发射机房大多在铁塔附近，也即处在铁塔的防雷保护范围内，因此，铁塔的接地系统的好坏对于能否有效防雷就变得十分关键。对于接地技术我们另辟一节，以便深入加以分析。

7.5.1 落雷的相关因素

一、 地面落雷的相关因素

1. 地理条件　湿热地区的雷电活动多于干冷地区，在我国大致是华南、西南、长江流域、华北、东北、西北依次递减。从地域看是山区多于平原，陆地多于湖海，雷电频度与地面落雷虽是两个概念，但雷电活动多的地区往往地面落雷也多。

2. 地质条件　有利于很快聚集与雷云相反电荷的地面，如地下埋有导电矿藏的地区，地下水位高的地方，矿泉、小河沟、地下水出口处，土壤电阻率突变的地方，土山的山顶或岩石山的山脚等处容易落雷。

3. 地形条件　某些地形往往可以引起局部气候的变化，造成有利于雷云形成和相遇的条件，如某些山区，山的南坡落雷多于北坡，靠海的一面山坡落雷多于背海的一面山坡，山中的局部平地落雷多于峡谷，风暴走廊与风向一致的地方的风口或顺风的河谷容易落雷。

4. 地物条件　由于地物的影响，有利于雷云与大地之间建立良好的放电通道，如孤立高耸的地物、排出导电尘埃的厂房及排出废气的管道、屋旁大树、山区输电线等易受雷击。

二、建筑物落雷的相关因素

1. 建筑物的孤立程度　旷野中孤立的建筑物和建筑群中的高耸建筑物，易受雷击。

2. 建筑物的结构　金属屋顶、金属构架、钢筋混凝土结构的建筑易受雷击。

3. 建筑物的性质　常年积水的冰库，非常潮湿的牛、马棚，建筑群中个别特别潮湿的建筑物，容易积聚大量电荷；生产、贮存易挥发物的建筑物，容易形成游离物质，因而易受雷击。

4. 建筑物的位置和外廓尺寸　一般认为建筑物位于地面落雷较多的地区和外廓尺寸较大的建筑物易受雷击。

三、 建筑物易受雷击的部位

建筑物屋顶坡度与雷击部位的关系如图7.10所示。屋面上的突出物易受雷击。

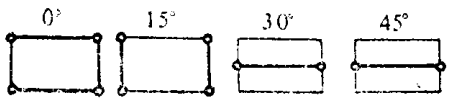


图7.10 不同屋顶坡度建筑物的雷击部
——可能遭受雷击部位，○雷击率最高部位

7.5.2 避雷针和避雷线的保护范围计算

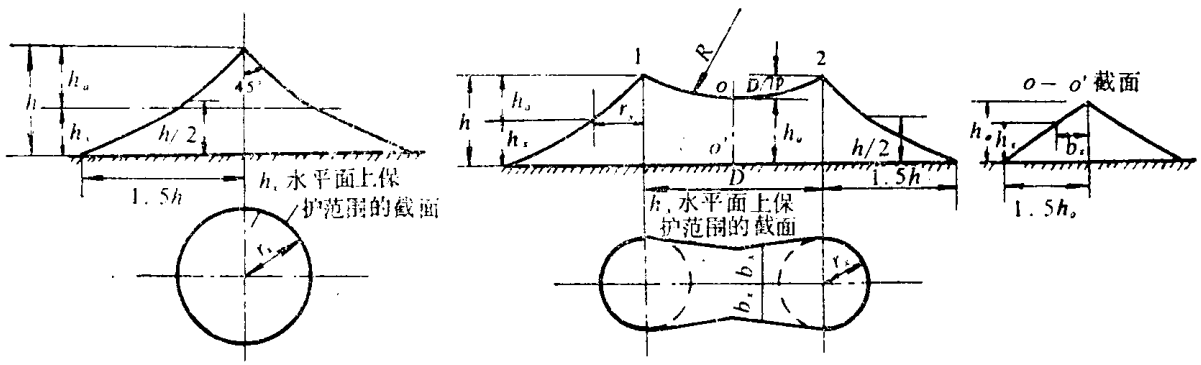
避雷针装置，是用以保护一般建筑物防止直接雷击和静电感应雷击的有效措施。它由受电器，引下线和接地装置组成，当遇直接雷击时，它能安全地把雷电流导入大地。当雷之临近建筑物时，它能把感应的静电荷引起尖端放电和雷电中和。

一、 单支避雷针的保护范围（见图7.11(*a*)）

1．避雷针在地面上的保护半径r按下式计算：

$$r=1.5h \quad \text{m} \tag{7.5}$$

式中h表示避雷针的高度(m)。



(*a*) 单支避雷针的保护范围　　(*b*) 高度为h的两等高避雷针1及2的保护范围

图7.11 避雷针的保护范围

2．避雷针在被保护物高度h_x水平面上的保护半径r_x，按下式确定：

$$\text{当}h_x\geqslant\frac{h}{2}\text{时，}r_x=(h-h_x)p=h_ap \quad \text{m} \tag{7.6}$$

$$\text{当}h_x<\frac{h}{2}\text{时，}r_x=(1.5h-2h_x)p \quad \text{m} \tag{7.7}$$

式中h_x为被保护物的高度（m）；

h_a为避雷针的有效高度（m）。

p表示高度影响系数，$h\leqslant30$m时为1，$30<h\leqslant120$m时为$\frac{5.5}{\sqrt{h}}$，以下文中公式p值同此。

二、 两支等高避雷针的保护范围（见图7.11(*b*)）

1．两针外侧的保护范围按单支避雷针的计算方法确定。

2．两针间的保护范围，按通过两针顶点及保护范围上部边缘最低点的O圆弧确定，圆弧的半径为R_0。O点为假想避雷针的顶点，其高度按下式计算：

$$h_0=h-\frac{D}{7p} \qquad (7.8)$$

式中h_0为两针间保护范围上部边缘最低点的高度（m）。

D为两针间的距离（m）。

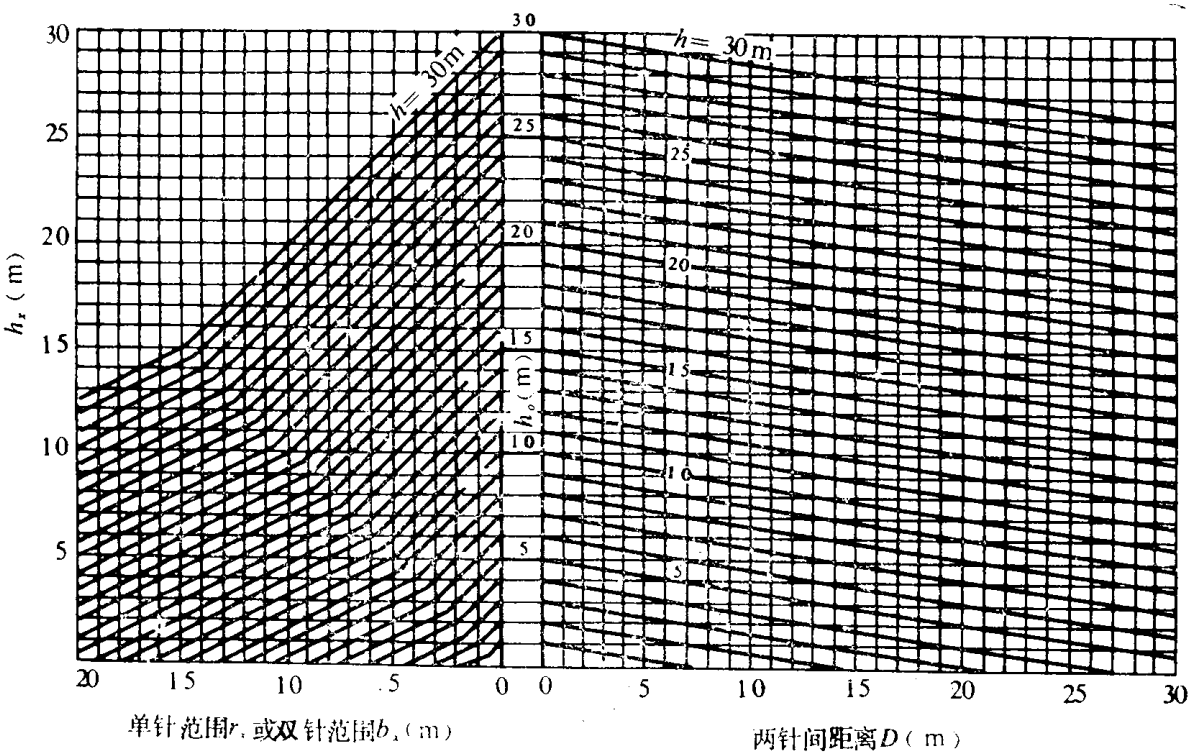
两针间h_x水平面上保护范围的一侧最小宽度，按下式计算：

$$b_x=1.5(h_0-h_x) \qquad (7.9)$$

式中b_x为在h_x水平面上保护范围的一侧最小宽度（m），当$D=7h_ap$时，$b_x=0$。

保护变电所用的避雷针，两针间距离与针高之比D/h不宜大于5，但保护第一类工业建、构筑物用的避雷针，D/h不宜大于4。

单支避雷针和两支等高避雷针保护范围的计算曲线见图7.12。



用法　已知h_x=10m，r = 9 m，查曲线得h≥19m；
已知h_x= 8 m，b =11m，D=29m，查曲线得h_0=19m，h≥22.2m。

图7.12避雷针保护范围的计算曲线

三、多支等高避雷针保护范围（见图7.12～7.13）

1．三支等高避雷针所形成的三角形1、2、3的外侧保护范围，应分别按两支等高避雷针的计算方法确定；如在三角形内被保护物最大高度h_x水平面上，各相邻避雷针间保护范围的一侧最小宽度$b_x\geq 0$时，则全部面积即受到保护。

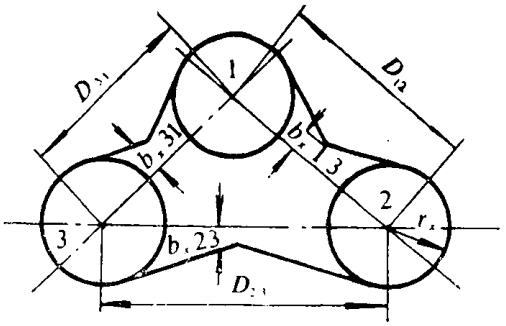


图7.13 三支等高避雷针1、2及3在h_x水平面上的保护范围

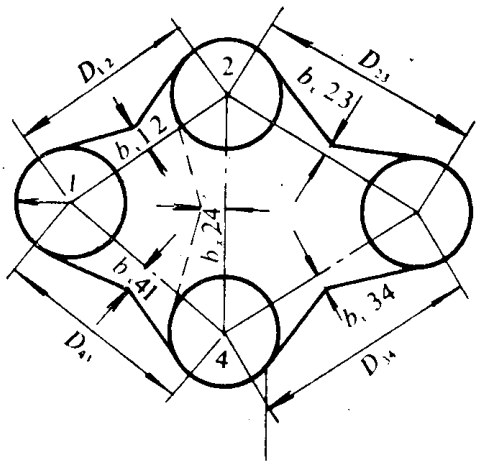


图7.14 四支等高避雷针1、2、3及4在h_x水平面上的保护范围

2．四支及以上等高避雷针所形成的四角形或多角形，可先将其分成两个或几个三角形，然后分别按三支等高避雷针的方法计算，如各边保护范围的一侧最小宽度$b_x \geqslant 0$，则全部面积即受到保护。

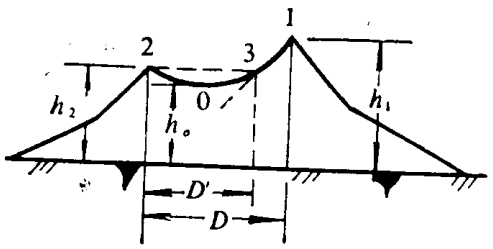


图7.15 两支不等高避雷针1及2的保护范围

四、不等高避雷针的保护范围（见图7.15）

1．两支不等高避雷针外侧的保护范围，应分别按单支避雷针的计算方法确定。

2．两支不等高避雷针间的保护范围，应按单支避雷针的计算方法，先确定较高避雷针1的保护范围，然后由较低避雷针2的顶点，作水平线与避雷针1的保护范围相交于点3，取点3为等效避雷针的顶点，再按两支等高避雷针的计算方法确定避雷针2和3间的保护范围，即按通过避雷针2、3顶点及保护范围上部边缘最低点0的圆弧确定。0点的高度应按下式计算：

$$h_0 = h_2 - \frac{D'}{7p} \quad \text{m} \qquad (7.10)$$

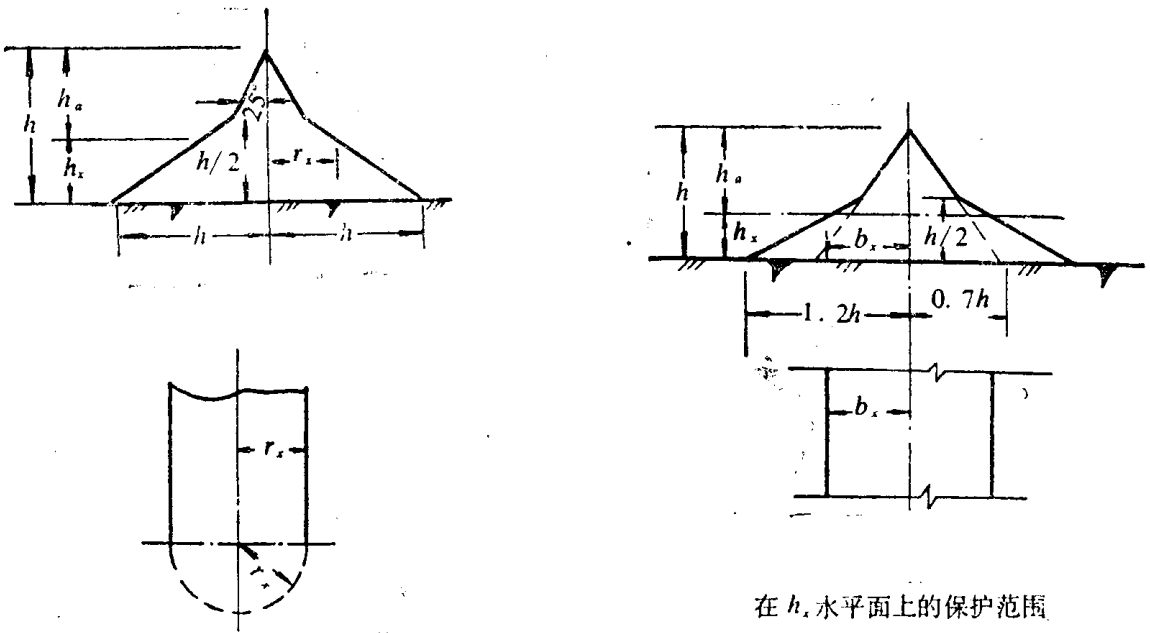
式中D'为避雷针2和等效避雷针3间的距离（m）。

3．对多支不等高避雷针，各相邻两避雷针的外侧保护范围，按两支不等高避雷针的计算方法确定；如在多角形内被保护物高度h_x水平面上，各相邻避雷针间保护范围的一侧最小宽度$b_x \geqslant 0$，则全部面积受到保护。

五、单根避雷线的保护范围

1．保护发射机房用的单根避雷线的保护范围见图7.16(*a*)。在h_x水平面上避雷线每侧保护范围的宽度按下式确定：

当$h_x \geqslant \frac{h}{2}$时，　　$r_x = 0.47(h - h_x)p$ m　　(7.11)



在h_x水平面上保护范围的截面

(a) 保护发电厂、变电所用的

在h_x水平面上的保护范围

(b) 保护建筑物用的

图7.16 单根避雷线的保护范围

$$\text{当}h_x<\frac{h}{2}\text{时},\qquad r_x=(h-1.53h_x)p\ \text{m}\qquad(7.12)$$

在h_x水平面上避雷线端部的保护半径也应按以上两式确定。

2. 保护建筑物（发射机房除外）用的单根避雷线的保护范围见图7.16(b)。在h_x水平面上避雷线每侧保护范围的宽度按下式确定：

$$\text{当}h_x\geq\frac{h}{2}\text{时},\qquad b_x=0.7(h-h_x)p\ \text{m}\qquad(7.13)$$

$$\text{当}h_x<\frac{h}{2}\text{时},\qquad b_x=(1.2h-1.7h_x)p\ \text{m}\qquad(7.14)$$

式中h表示避雷线最大弧垂点的高度（m）。

六、 两根等高平行避雷线的保护范围（见图7.17）

1. 两避雷线外侧的保护范围，应按单根避雷线的计算方法确定。

2. 两避雷线间各横截面的保护范围，应由通过两避雷线1、2点及保护范围上边缘部最低点0的圆弧确定。0点的高度应按下式计算：

$$h_0=h-\frac{D}{4p}\qquad(7.15)$$

式中h_0为两避雷线间保护范围边缘最低点的高度（m）；

D为两避雷线间的距离（m）；

h为避雷线的高度（m）。

3．两避雷线端部的保护范围，可按两支等高避雷针的计算方法确定，等效避雷针的高度可近似取避雷线悬点高度的80%。

七、 两根平行不等高避雷线的保护范围

两根不等高避雷线各横截面的保护范围，应仿照两支不等高避雷针的方法，并按式（7.15）计算。

八、 山地和坡地上的避雷针或避雷线的保护范围

1．保护发射机房用的山地和坡地上的避雷针，由于地形、地质、气象及雷电活动的复杂性，其保护范围应有所减小。避雷针的保护范围可按式(7.5)～(7.7),(7.9)的计算结果乘以系数0.75，式(7.8)和(7.10)中的7p可改为5p。利用山势设立的远离被保护物的避雷针，不得作为主要保护装置。

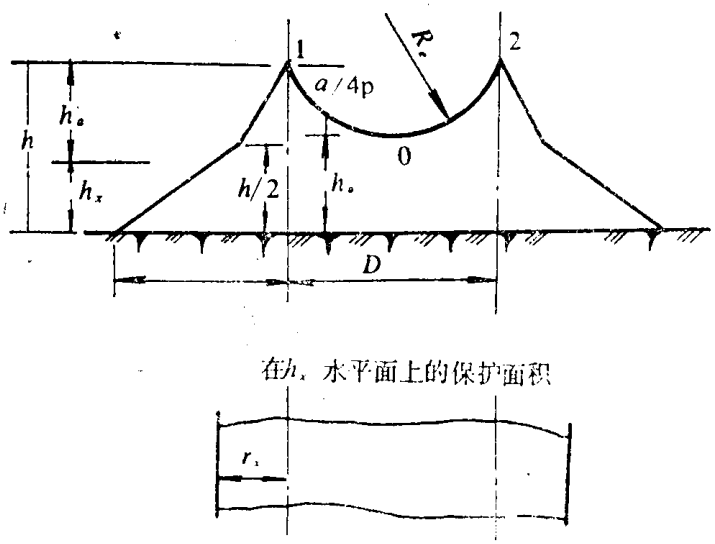


图7.17 两根等高平行避雷线1和2的保护范围

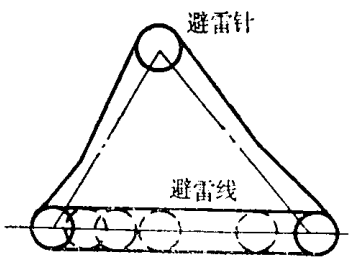


图7.18 避雷针和避雷线的联合保护范围

2．保护建筑物（发射机房除外）用的山地和坡地上的避雷针或避雷线，其保护范围有所减小，避雷线的保护范围可按式(7.13)，(7.14)的计算结果乘以0.75，式(7.15)中的4p可改为3p，有关避雷针保护范围计算公式的修改部分同第(1)项。独立避雷针、避雷线应尽可能靠近建筑物装设，但独立避雷针、避雷线与建筑物的距离，应符合防止反击的要求。利用山势设立的远离建筑物的避雷针、避雷线，不宜作为第一、二类工业建筑物的主要保护装置。

九、 避雷针、线联合保护范围

保护发射机房时，互相靠近的避雷针和避雷线可按联合保护作用确定保护范围。

联合保护范围，可近似将避雷线上的各点看作等效避雷针，其等效高度可取该点避雷线悬点高度的80%，然后分别按两针的方法计算见图7.18。

7.6 接地技术*[1][3]

7.6.1 概述

一、 接地的种类

* 接地技术一节大部分内容根据文献[1][3]编写—编著者

1．工作接地　在电力系统中运行需要的接地（如中性点接地）。与变压器或发电机直接接地的中性点连接的中性线称为零线；将零线上的一点或多点与地再次做电气连接称重复接地，如图7.19所示。

2．保护接地　电力设备的金属外壳、钢筋混凝土电杆和金属杆塔由于绝缘损坏可能带电，为了防止这种电压危及人身安全而设置的接地称为保护接地，如图7.20所示。电力设备金属外壳等与零线连接则称为保护接零，简称接零，如图7.19所示。保护接地包括保护接地和接零。

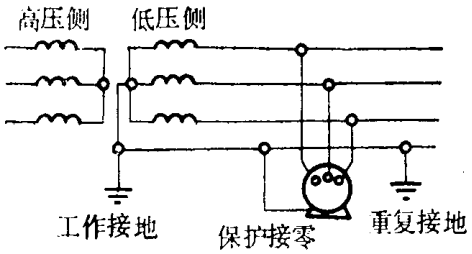


图7.19 工作接地、重复接地和接零示意图

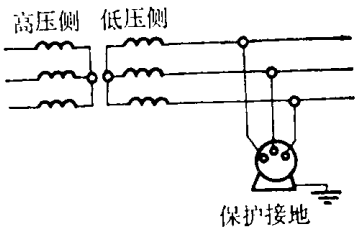


图7.20 保护接地示意图

3．过电压保护接地　为了消除雷击和过电压的危险影响而设的接地。

4．防静电接地　为了消除生产过程中产生的静电而设的接地。

5．屏蔽接地　为了防止电磁感应而对电子电力设备的金属外壳、屏蔽罩、屏蔽线的外皮或建筑物金属屏蔽体等进行的接地。

在调频或电视广播发送系统中，几乎全部包括了上述五种接地类型，其中以屏蔽接地为最复杂，它既要考虑本身对外界的电磁干扰，又要考虑外界对它的干扰，以及它本身内部单元之间的电磁干扰。

二、 供电系统接地的一般要求

1．为了保证人身和设备的安全，电力设备宜接地或接零。三线制直流回路的中性线宜直接接地。

2．不同用途和不同电压的电气设备，除另有规定者外，应使用一个总的接地体，接地电阻应符合其中最小值的要求。

3．如因条件限制，做接地有困难时，允许设置操作和维护电力设备用的绝缘台。绝缘台的周围，应尽量使操作人员没有偶然触及外物的可能。

4．低压电力网的中性点可直接接地或不接地。380/220 V低压电力网的中性点一般直接接地。

5．中性点直接接地的低压电力网，应装设能迅速自动切除接地短路故障的保护装置。

6．在中性点直接接地的低压电力网中，电力设备的外壳宜采用接零保护，即接零。由同一发电机、同一变压器或同一段母线供电的低压线路，不宜同时采用接零、接地两种保护方式。

在低压电力网中，全部采用接零保护确有困难时，也可同时采用接零和接地两种保护方

式，但不接零的电力设备或线段，应装设能自动切除接地故障的装置（如漏电流保护装置）。

在城防、人防等潮湿场所或条件特别恶劣场所的供电网中，电力设备的外壳应采用接零保护。

7．在中性点直接接地的低压电力网中，除另有规定者和移动式设备外，零线应在电源处接地。

在架空线路的干线和分支线的终端及沿线每一公里处，零线应重复接地。电缆和架空线在引入发射机房处，零线应重复接地（但距接地点不超过50米者除外），或在屋内将零线与配电屏、控制屏的接地装置相连。高低压线路共杆架设时，在共杆架设的两端杆上，低压线路的零线应重复接地。

中性点直接接地的低压电力网中以及高低压共杆的电力网中，钢筋混凝土杆的铁横担和金属杆应与零线连接，钢筋混凝土杆的钢筋宜与零线连接。

三、发射设备接地系统

发射设备接地一是为了保证设备和人身的安全，也就是上面所说的“安全地”——保护接地，二是为了发射设备工作时有一个统一的电位参考点，防止外界电磁场的干扰和抑制设备内部向外辐射无用信号。

1．发射设备接地的种类

（1）信号地。发射设备中的信号电路，包括放大器、混频器、扫描电路、逻辑电路等，都要进行接地，这种接地叫信号接地，简称信号地。其目的是保证电路工作时有一个统一的基准电位，不致于浮动而引起信号量的误差。

（2）功率地。在发射设备中所有继电器、电动机、电源装置、大电源装置、指示灯等电路都要进行接地，以保证在这些电路中的干扰信号泄漏到地中，不致于干扰灵敏的信号电路。

（3）安全地、把发射设备的金属外壳进行接地或接零，以保证人身及发射设备的安全。

2．发射设备接地系统

（1）辐射式接地系统。把发射设备中的信号地、功率地、安全地分开敷设的接地引下线，接至电源室的接地总端子板，在端子板上信号地、功率地与安全地接在一起再引至接地体，如图7.21所示。安全地也可直接接零。这种接地系统将三种接地在盘上或仪器中相互分开，能避免电源接地回路的干扰信号回授至信号电路中而引起干扰。这种接地系统也叫一点接地，多用在低频回路中。

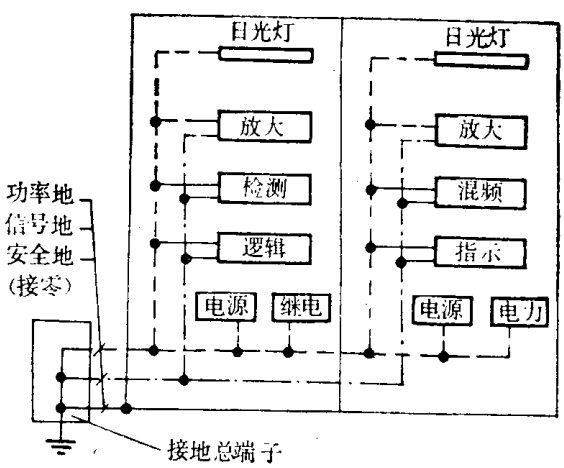


图7.21 辐射式接地系统示意图

（2）环（网）状式接地系统。在高频电路中，信号地与功率地、安全地无法分开，因为频率高，耦合电容的增加，高频干

扰信号在分开的地线中同样可以耦合过去，所以在高频电子设备中，信号地、功率地、安全地都接在一个公用的环状接地母线上，如图7.22所示。此种接地系统也叫多点接地，常用在高频回路中。环状接地母线的地点可视具体情况而定，可设置在电源室或地下室以及其他单独房间，有些无线电车间调试室内为了做试验，也可在试验室内设置环状接地母线。

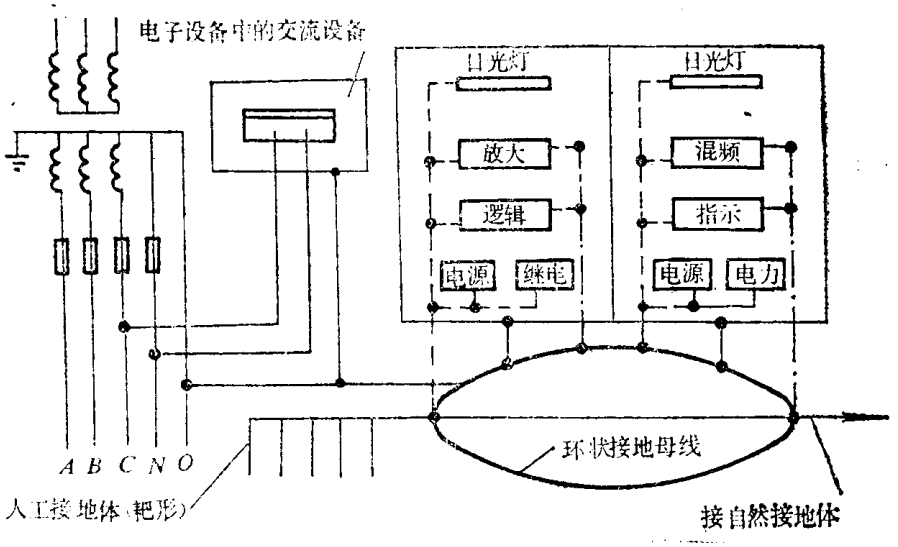


图7.22 环状式接地系统示意图

（3）混合接地系统。把辐射式接地系统与环状式接地系统相结合，即在电子仪表或设备内用辐射式接线，在信号地、功率地、安全地分开，在机壳或仪表壳上汇接在一点，然后把几个电子仪表或设备的汇接点接在环状接地体上，如图7.23所示。此种接地系统在盘或机壳上有总接地端子，引到环状接地体上要用短、直、扁平线。当盘或仪表安装在楼上时，亦可接在总接地端子上，然后引至地下的环状接地体。此种系统可用在低频与高频之间。

7.6.2 接地装置

为达到接地的目的，人为地埋入地中的金属件如钢管、角钢、扁钢、圆钢等称为人工接地体；兼作接地体用的直接与大地接触的各种金属构件、金属水管、钢筋混凝土建构筑物的基础，金属管道和设备等称为自然接地体。电力设备或杆塔的接地螺栓与接地体或零线连接用的金属导体，称为接地线。接地体和接地线的总和称为接地装置。

一、接地体

1．交流电力设备应充分利用自然接地体接地。

2．利用自然接地体和外引接地装置时，应用不少于两根导体在不同地点与人工接地体相连接，但对电力线路除外。

3．直流电力回路中，不应利用自然接地体作为

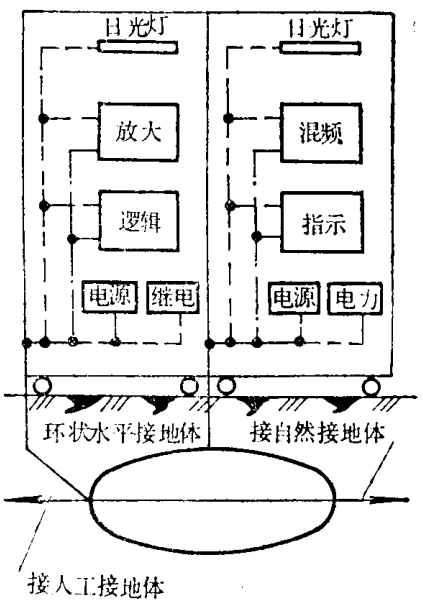


图7.23 混合式接地系统示意图

电流回路的零线、接地线或接地体。直流电力回路专用的中性线、接地体以及接地线不应与自然接地体连接。

自然接地体的接地电阻值符合要求时，一般不敷设人工接地体，但发电厂、变电所和有爆炸危险场所除外。当自然接地体在运行时连接不可靠以及阻抗较大不能满足接地要求时，应采用人工接地体。

当利用自然、人工两种接地体时，应设置将自然接地体与人工接地体分开的测量点。

4．人工接地体水平敷设时一般用扁钢或圆钢，垂直敷设时一般用角钢或钢管。钢接地体的最小规格见表7.11。电力线路杆塔的接地引出线，其截面不应小于50mm²，并应热镀锌。

表7.11 钢接地体和接地线的最小规格

种类	规格	地上		地下
		屋内	屋外	
圆钢	直径(mm)	5	6	8
扁钢	截面(mm²)	24	48	48
	厚度(mm)	3	4	4
角钢	厚度(mm)	2	2.5	4
钢管	壁厚(mm)	2.5	2.5	3.5

敷设在腐蚀性较强的场所或ρ≤100Ω·m的潮湿土壤中的接地装置，应适当加大截面或热镀锌。

5．为减少相邻接地体的屏蔽作用，垂直接地体的间距不宜小于其长度的2倍，水平接地体的相互间距可根据具体情况确定，但不宜小于5m。

二、接地线

1．交流电力设备的接地线应尽量利用金属构件，普通钢筋混凝土构件的钢筋，穿线的钢管和电缆的铅、铝外皮等。此时，另设的钢接地线截面一般不大于160mm²。

2．在爆炸危险场所内电气设备的金属外壳应可靠接地，在Q-1、G-1级场所内的所有电气设备，以及Q-2级场所内除照明灯具以外的其他电气设备，应使用专门的接地线。该接地线若与相线敷设在同一保护管内时，应具有与相线相等的绝缘。此时爆炸危险场所内的金属管道，电缆的金属外皮等，只应作辅助接地线。Q-2级场所内的照明灯具和Q-3、G-2级场所内的所有电气设备，可利用有可靠电气连接的金属管道系统或金属构件作为接地线，但不得利用输送爆炸危险物质的管道。

为了提高接地的可靠性，接地干线宜在爆炸危险场所不同方向不少于两处与接地体相连

3．接地线一般采用钢质的，但移动式电力设备的接地、三相四线制的照明电缆的接地芯线以及采用钢接地线有困难时除外。钢接地线的截面，应符合载流量、短路时自动切除故障段及热稳定的要求，且不应小于表7.11的要求。在地下不得利用裸铝导体作为接地体或接地线。

4．低压电力设备的铜或铝接地线的截面不应小于表7.12的数值。

表7.12 低压电力设备的铜或铝接地线的最小截面（mm^2）

接地线种类	铜	铝
明设的裸导体	4	6
绝缘导线	1.5	2.5
电缆的接无芯线或具有公共保护外皮的多芯导线的接地芯线	1	1.5

5．中性点直接接地的低压电力设备，为保证自动切除线路故障段，接地线和零线的截面应保证在导电部分与被接地部分，或与零线之间发生单相接地短路时，低压电力网任一点的最小短路电流，不应小于最近处熔断器熔体额定电流的4倍（Q-1、Q-2、G-1级爆炸危险场所内为5倍），或不应小于自动开关瞬时或短延时动作电流的1.5倍。接地线和零线在短路电流作用下应符合热稳定的要求。

6．为使线路自动切除故障段，接地线及用作接地线设施的电导，一般不小于本线路中最大的相线电导的1/2；但如能符合第（5）项对短路电流值和热稳定条件的要求，电导亦可小于相线电导的1/2。

7．中性点直接接地的低压电力设备的专用接地线或零线宜与相线一起敷设。钢、铝、铜接地线的等效截面见表7.13接地线的截面一般不大于下列数值：钢，800mm^2；铝，70mm^2；铜，50mm^2。

8．不得使用蛇皮管、保温管的金属网或外皮以及低压照明网络的导线铅皮作接地线。在电力设备需要接地的房间内，这些金属外皮应接地，并应保证其全长为完好的电气通路，接地线应与金属外皮用螺栓连接或低温焊接。

9．携带式用电设备应采用专用芯线接地，此芯线严禁同时用来通过工作电流。严禁利用其他用电设备的零线接地，零线与接地线应分别与接地网相连。

10．携带式用电设备的接地芯线，应采用多股软铜线，其截面不应小于1.5mm^2。

表7.13 钢、铝、铜接地线的等效截面（mm^2）

钢	铝	铜	钢	铝	铜
15×2	—	1.3～2	40×4	25	12.5
15×3	6	3	60×5	35	17.5～25
20×4	8	5	80×8	50	35
30×4或40×3	16	8	100×8	70	47.5～50

三、接地线的连接

1．接地线连接处应焊接。如采用搭接焊，其搭接长度必须为扁钢宽度的2倍或圆钢直径的6倍。架空线零线的连接，可采用与相线相同的方法。潮湿和有腐蚀性蒸汽或气体的房间内，接地装置的所有连接处应焊接。如不宜焊接，可用螺栓连接，但应采取可靠的除锈措施。

2．如利用钢管作接地线，钢管连接处应保证有可靠的电气连接。所有暗敷钢管和中性

点直接接地电力网中的明敷钢管，应在管接头两侧焊接跨接线。如利用穿线的钢管作接地线时，引向电力设备的钢管与电力设备之间，应有可靠的电气连接。在中性点非直接接地的电力网中，明敷的钢管可采用拧紧的管接头或跨接线连接。

3．接地线与管道等伸长接地体的连接处，应焊接。如焊接有困难，可用卡箍，但应保证电气接触良好。管道上的表计和阀门等处均应敷设跨接线。

4．接地线与接地体的连接，宜用焊接；接地线与电力设备的连接，可用螺栓连接或焊接。用螺栓连接时应设防松螺帽或防松垫片。

5．直接接地或经消弧线圈接地的主变压器、发电机的中性点与接地体或接地干线连接，应采用单独的接地线。

6．每个电力设备应以单独的接地线与接地干线相连接。严禁在一条接地线上串接几个需要接地的设备。

7.6.3 接地电阻的计算

一般情况下，需要计算接地装置的工频接地电阻（以下简称接地电阻，只是在需要区分冲击接地电阻时，才标明工频），对用于防雷、过电压保护的接地装置，则要计算其冲击接地电阻。

在计算接地电阻时，应考虑土壤干燥或冻结等变化的影响，从而使接地电阻在不同季节中均能保证达到所要求的值。但防雷接地装置的接地电阻，可只考虑在雷季中土壤干燥状态的影响。

实测的接地电阻值或土壤电阻率，要乘以表7.14所列季节系数ψ_1或ψ_2或ψ_3进行修正。

表7.14 各种性质土壤的季节系数

土壤性质	深度 (m)	ψ_1	ψ_2	ψ_3
粘土	0.5～0.8 0.8～3	3 2	2 1.5	1.5 1.4
陶土	0～2	2.4	1.4	1.2
砂砾盖于陶土	0～2	1.8	1.2	1.1
园地	0～3	—	1.3	1.2
黄沙	0～2	2.4	1.6	1.2
杂以黄沙的砂砾	0～2	1.5	1.3	1.2
泥炭	0～2	1.4	1.1	1.0
石灰石	0～2	2.5	1.5	1.2

注 ψ_1——测量前数天下过较长时间的雨，土壤很潮湿时用之；
ψ_2——测量时土壤较潮湿，具有中等含水量时用之；
ψ_3——测量时土壤干燥或测量前降雨不大时用之。

一、土壤电阻率

当计算接地体的接地电阻时，应预先实测土壤电阻率。如无实测资料时，也可参考表7.15中所列数值。

二、自然接地体的接地电阻（见表7.16～7.18）

表7.15 土壤和水的电阻率参考值(Ω·m)

类别	名称	电阻率近似值	电阻率的变化范围		
			较湿时(一般地区、多雨区)	较干时(少雨区、沙漠区)	地下水含盐碱时
土	陶粘土	10	5～20	10～100	3～10
	泥炭、泥灰岩、沼泽地	20	10～30	50～300	3～30
	捣碎的木炭	40	—	—	—
	黑土、园田土、陶土、白砾土	50	30～100	50～300	10～30
	粘土	60			
	砂质粘土	100	30～300	80～1000	10～30
	黄土	200	100～200	250	30
	含砂粘土、砂土	300	100～1000	>1000	30～100
	河滩中的砂	—	300	—	—
	煤	—	350	—	—
	多石土壤	400	—	—	—
	上层红色风化粘土、下层红色页岩	500(30%湿度)	—	—	—
	表层土夹石、下层砾石	600(15%湿度)	—	—	—
砂	砂、砂砾	1000	250～1000	1000～2500	—
	砂层深度>10m、地下水较深的草原 地面粘土深度≤1.5m,底层多岩石	1000	—	—	—
岩石	砾石、碎石	5000	—	—	—
	多岩山地	5000	—	—	—
	花岗岩	200000	—	—	—
混凝土	在水中	40～55	—	—	—
	在湿土中	100～200	—	—	—
	在干土中	500～1300	—	—	—
	在干燥的大气中	12000～18000	—	—	—
矿	金属矿石	0.01～1	—	—	—
水	海水	1—5	—	—	—
	湖水、池水	30	—	—	—
	泥水、泥炭中的水	15～20	—	—	—
	泉水	40～50	—	—	—
	地下水	20～70	—	—	—
	溪水	50～100	—	—	—
	河水	30～280	—	—	—
	污秽的冰	300	—	—	—
	蒸馏水	1000000	—	—	—

表7.16 直埋铠装电缆金属外皮的接地电阻值

电缆长度(m)	20	50	100	150
接地电阻值(Ω)	22	9	4.5	3

注：1.本表编制条件为：土壤电阻率ρ为100Ω·m，3～10kV、3×(70～185)mm²铠装电缆，埋深0.7m。
2.当ρ不是100Ω·m时，表中电阻值应乘以换算系数：50Ω·m时为0.7，250Ω·m时为1.65，500Ω·m时为2.35。
3.当n根截面相近的电缆埋设在同一壕沟中时，如单根电缆的接地电阻为R_0，则总接地电阻为$R_0/\sqrt{n}$。

表7.17 直埋金属水管的接地电阻值(Ω)

长度(m)		20	50	100	150
公称口径	25～50mm	7.5	3.6	2	1.4
	70～100mm	7.0	3.4	1.9	1.4

注：本表编制条件为：土壤电阻率ρ为100Ω·m，埋深0.7m。

表7.18 钢筋混凝土电杆接地电阻估算值

接地装置形式	杆塔型式	接地电阻估算值(Ω)
钢筋混凝土电杆的自然接地体	单杆	0.3ρ
	双杆	0.2ρ
	拉线单、双杆	0.1ρ
	一个拉线盘	0.28ρ
n根水平射线(n≤12，每根长约60m)	各型杆塔	$\frac{0.062\rho}{n+1.2}$

注：表中ρ为土壤电阻率，Ω·m

三、基础接地体的接地电阻

利用建、构筑物基础中的金属结构作为接地体，就称为基础接地体。它可以节省金属，减少开挖土方及回填土的工作量，而且由于其中的金属结构受混凝土保护，使用寿命较长，故其维护工作量也较小。但要注意：当利用钢筋混凝土构件和基础内钢筋作为接地装置时，构件或基础内钢筋的接点应绑扎或焊接，各构件或基础之间必须连接成电气通路；进出钢筋混凝土构件的导体与其内部的钢筋体的第一个连接点必须焊接，且还需与其主筋焊接。

1．垂直圆柱形钢筋混凝土接地体的接地电阻

（1）在均质土壤中的接地电阻

$$R=\frac{1}{2\pi l}\left(\frac{\rho_1}{K_1}\ln\frac{4l}{d}+\frac{\rho-\rho_1}{K_2}\ln\frac{4l}{d_1}\right)\Omega \qquad (7.16)$$

式中ρ为土壤电阻率（Ω·m）；

ρ_1为混凝土的电阻率（Ω·m）；

d_1为圆柱形混凝土体的直径（m）；

d为接地体（圆柱形混凝土体内钢筋体）的直径（m）；

l为接地体（钢筋体或圆柱形钢筋混凝土体）埋设在地面下的长度（m）；

K_1、K_2为接地体和混凝土体计算系数，分别按$\frac{d}{2l}$和$\frac{d_1}{2l}$从表7.19中查出。

表2.19 接地体和混凝土体计算系数K_1和K_2

$\frac{d}{2l}$，$\frac{d_1}{2l}$	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8
K_1，K_2	1	0.98	0.95	0.9	0.82	0.74	0.65	0.55

（2）在两层不同土壤中的接地电阻（相当于将一个接地体分成两个假定单元接地体的并联接地电阻）：

$$\left.\begin{aligned} R&=\frac{R_1R_2}{R_1+R_2}\ \Omega \\ R_1&=\frac{1}{2\pi l_1}\left[\rho_1\ln\frac{4l}{d}+(\rho-\rho_1)\ln\frac{4l}{d_1}\right]\Omega \\ R_2&=\frac{1}{2\pi(l-l_1)}\left[\rho_2\ln\frac{4l}{d}+(\rho_3-\rho_2)\ln\frac{4l}{d_1}\right]\Omega \end{aligned}\right\}\quad(7.17)$$

式中R_1，R_2分别为第一个及第二个假定单元的电阻（Ω）；

ρ，ρ_3分别为上、下层土壤的电阻率（Ω·m）；

ρ_1，ρ_2分别为埋设在上、下层土壤中的混凝土的电阻率（Ω·m）；

l_1为上层土壤的厚度（m）；

d_1，d，l的说明见式(7.16)。

2．水平敷设的圆柱形钢筋混凝土接地体的接地电阻

$$R=\frac{\rho_1}{2\pi l}\ln\frac{d_1}{d}+\frac{\rho}{2\pi l}\ln\frac{l^2}{d_1h}\ \Omega \qquad (7.18)$$

式中h为水平接地体（钢筋体或圆柱形钢筋混凝土体）的埋深（m）；

ρ，ρ_1，d_1，d，l的说明见式(7.16)。

3．水平敷设成闭合矩形的圆柱形钢筋混凝土接地体的接地电阻

$$R=\frac{\rho_1}{2\pi l}\ln\frac{d_1}{d}+\frac{\rho}{2\pi l}\left(\ln\frac{l^2}{d_1h}+A\right)\Omega \qquad (7.19)$$

式中h为接地体（钢筋体或圆柱形钢筋混凝土体）的埋深（m）；

l为接地体的长度（m），接地体成闭合矩形时为周长；

A为闭合矩形接地体的形状系数，见表7.20；

ρ，ρ_1，d_1，d的说明见式(7.16)。

当钢筋混凝土体的横断面是矩形时，则式7.19中d、d_1为等效直径，其值等于$\frac{2(a+b)}{\pi}$（m）其中a和b分别为混凝土体或钢筋体矩形横截面的长、短边之长（m）。

表7.20 闭合矩形接接体形状系数 A 值

长短边之比	1	1.5	2	3	4	5	6	7	8	9	10
A 值	1.69	1.76	1.86	2.10	2.34	2.53	2.81	2.93	3.12	3.29	3.42

4. 倒T形钢筋混凝土基础的接地电阻

$$R=\frac{R_1R_2}{0.9(R_1+R_2)}\ \Omega \tag{7.20}$$

$$R_2=\frac{ak_h\rho}{4d_p}\ \Omega \tag{7.21}$$

式中R_1为该基础上部垂直圆柱形钢筋混凝土体的接地电阻，计算公式见式7.18；

R_2为该基础下部平板形钢筋混凝土体的接地电阻；

ρ为土壤电阻率（Ω·m）；

d_p为平板形钢筋混凝土体中的钢筋网的直径或等效直径（m）；

k_h为考虑混凝土层影响的系数，其值一般可取1；

a为埋设深度影响的系数，其值为$1+\frac{2}{\pi}\arcsin\frac{d_p}{\sqrt{16t^2+d_p^2}}$，其中$t$为钢筋网的埋设深度（m）。

当平板形钢筋混凝土体中的钢筋网的横截面是矩形时，d_p为等效直径，其值为$1.13\sqrt{ab}$(m)，其中a、b为矩形的长、短边的长度（m）。

5. 水工钢筋混凝土接地体的接地电阻

$$R=\frac{4\rho_s}{S}\ \Omega \tag{7.22}$$

式中ρ_s为水的电阻率（Ω·m）；

S为混凝土与水接触的表面积（m^2）。

四、人工接地体的接地电阻

1. 垂直接地体（见图7.24）的接地电阻

当$l>>d$时

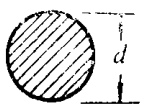
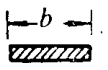
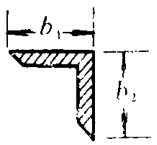
$$R_|=\frac{\rho}{2\pi l}\ln\frac{4l}{d}\ \Omega \tag{7.23}$$

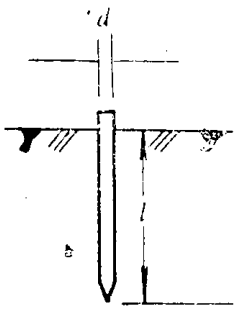
式中ρ为土壤电阻率（Ω·m）；

l为接地体的长度（m）；

d为接地体的直径或等效直径（m），型钢的等效直径见表7.21。

表7.21 型 钢 的 等 效 d

种 类	圆 钢	钢 管	扁 钢	角 钢
简 图				
d	d	d′	$\frac{b}{2}$	等边d=1.84b 不等边 $d=0.71\sqrt{b_1b_2(b_1^2+b_2^2)}$



在实用中垂直接地体一般长2.5m，顶端埋于地面 之下0.5～0.7m。此时单根垂直接地体接地电阻的计算公式可简化为 (7.24)

$$R=K\rho \quad \Omega$$

式中K表示简化计算系数，见表7.22；

ρ为土壤电阻率。（Ω·m）。

图7.24 垂直接地体示意图

表7.22 单根垂直接地体的简化计算系数K值

材 料	规 格	直径或等效直径(m)	K 值
钢 管	φ50	0.06	0.30
	φ40	0.048	0.32
角 钢	40×40×4	0.0336	0.34
	50×50×5	0.042	0.32
	63×63×5	0.053	0.31
	70×70×5	0.059	0.30
	75×75×5	0.063	0.30
圆 钢	φ20	0.02	0.37
	φ15	0.015	0.39

注：表中K值按垂直接地体长2.5m，顶端埋深0.8m计算。

2．水平接地体的接地电阻

$$R=\frac{\rho}{2\pi l}\left(\ln\frac{l^2}{hd}+A\right) \qquad (7.25)$$

式中ρ为土壤电阻率（Ω·m）；

l为接地体长度（m）；

h为水平接地体埋深（m）；

d为接地体直径或等效直径（m），见表7.21；

A为水平接地体的形状系数，见表7.23。

表7.23 水平接地体的形状系数A值

形　　状	—	L	人	十	米	✳	□	○
A　　值	0	0.378	0.867	2.14	5.27	8.81	1.69	0.48

常用的各种钢材的单根直线水平接地体接地电阻值见表7.24。

表7.24 单根直线水平接地体的接地电阻值(Ω)

接地体材料及尺寸(mm)		接地体长度(m)										
		5	10	15	20	25	30	35	40	50	60	80	100
扁钢	40×4	23.4	13.9	10.1	8.1	6.74	5.8	5.1	4.58	3.8	3.26	2.54	2.12
	25×4	24.9	14.6	10.6	8.42	7.02	6.04	5.33	4.76	3.95	3.39	2.65	2.20
圆钢	φ8	26.3	15.3	11.1	8.78	7.3	6.28	5.52	4.94	4.10	3.47	2.74	2.27
	φ10	25.6	15.0	10.9	8.6	7.16	6.16	5.44	4.85	4.02	3.45	2.70	2.23
	φ12	25.0	14.7	10.7	8.46	7.04	6.08	5.34	4.78	3.96	3.40	2.66	2.20
	φ15	24.3	14.4	10.4	8.28	6.91	5.95	5.24	4.69	3.89	3.34	2.62	2.17

注：按土壤电阻率为100Ω·m、埋深为0.8m计算

3．复合接地体的接地电阻

以水平接地体为主且边缘闭合的复合接地体的接地电阻为

$$R=\frac{\sqrt{\pi}}{4}\cdot\frac{\rho}{\sqrt{S}}+\frac{\rho}{2\pi l}\ln\frac{l^2}{1.6hd\times10^4}\ \Omega \qquad (7.26)$$

式中ρ为土壤电阻率（Ω·m）；

S为接地网的总面积（m^2）；

l为接地体的长度，包括垂直接地体在内（m）；

d为水平接地体的直径或等效直径（m）；

h为水平接地体的埋深（m）。

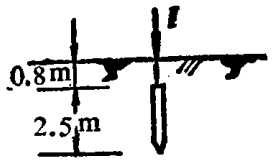
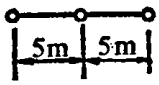
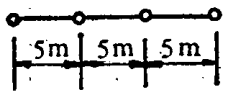
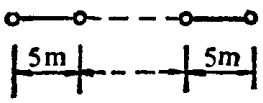
4．人工接地体接地电阻简易计算式（见表7.25）

5．人工接地装置工频接地电阻值（见表7.26）

表7.25 人工接地体接地电阻(Ω)简易计算式

接地体型式	简易计算式	备注
垂直式	$R\approx0.3\rho$	长度3 m左右的接地体
单根水平式	$R\approx0.03\rho$	长度60m左右的接地体
复合式（接地网）	$R\approx0.5\frac{\rho}{\sqrt{S}}=0.28\frac{\rho}{r}$ 或$R\approx\frac{\sqrt{\pi}}{4}\frac{\rho}{\sqrt{S}}+\frac{\rho}{l}=\frac{\rho}{4r}+\frac{\rho}{l}$	1.S大于100m^2的闭合接地网 2.r为与接地网面积等值的圆的半径，即等效半径，m 3.ρ、l同式(7.26)

表7.26 人工接地装置工频接地电阻值

型式	简图	材料尺寸(mm)及用量(m)				土壤电阻率(Ω·m)		
		圆钢	钢管	角钢	扁钢	100	250	500
		φ20	φ50	50×50×5	40×4	工频接地电阻(Ω)		
单根		2.5	2.5			30.2 37.2 32.4	75.4 92.9 81.1	151 186 162
				2.5				
2根			5.0		5	10.0	25.1	50.2
				5.0	5	10.5	26.2	52.5
3根			7.5		10	6.65	16.6	33.2
				7.5		5.92	17.3	34.6
4根			10.0		15	5.08	12.7	25.4
				10.0		5.29	13.2	26.5
5根			12.5		20.0	4.18	10.5	20.9
				12.5	20.0	4.35	10.9	21.8
6根			15.0		25.0	3.58	8.95	17.9
				15.0	25.0	3.73	9.32	18.6
8根			20.0		35.0	2.81	7.03	14.1
				20.0	35.0	2.93	7.32	14.6
10根			25.0		45.0	2.35	5.87	11.7
				25.0	45.0	2.45	6.12	12.2
15根			37.5		70.0	1.75	4.36	8.73
				37.5	70.0	1.82	4.56	9.11
20根			50.0		95.0	1.45	3.62	7.24
				50.0	95.0	1.52	3.79	7.58

五、冲击接地电阻

按前述方法算出接地体的接地电阻值，均为工频接地电阻值R，然后除以表7.27所列比值，即可求出接地体的冲击接地电阻值R_{ch}。

对伸长形接地体（包括放射形接地体），在计算接地电阻时，接地体的有效长度（从引下线与接地体的连接点算起）不宜大于$2\sqrt{\rho}$ m，因此每根放射形接地体的最大长度，根据土壤电阻率确定如下：

表7.27　接地体的工频接地电阻与冲击接地电阻的比值R/R_{ch}

各种形式接地体中接地点至接地体最远端的长度 (m)	土壤电阻率 ρ (Ω·m)			
	≤100	500	1000	≥2000
	比值 R/R_{ch}			
20	1	1.5	2	3
40	—	1.25	1.9	2.9
60	—	—	1.6	2.6
80	—	—	—	2.3

土壤电阻率ρ（Ω·m）	≤100	≤500	≤1000	≤2000
最大长度（m）	20	40	60	80

7.6.4 高土壤电阻率地区的降低接地电阻的措施

一、换土

用电阻率较低的土壤（如粘土、黑土等）替换电阻率较高的土壤，做法见图7.25、图7.26。

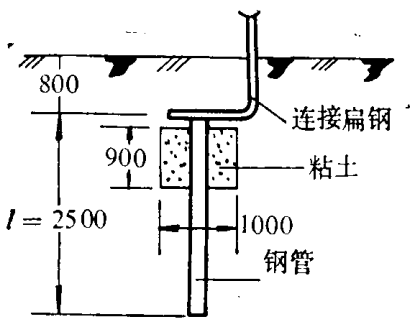


图7.25　在埋设垂直接地体的坑内换土

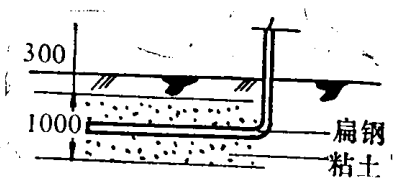


图7.26　在埋设水平接地体的沟内换土

二、对土壤进行化学处理

这种方法中所需的化学物往往带有腐蚀性，且易流失，一般只是在不得已时才采用。常用的化学物有炉渣、木炭、氮肥渣、电石渣、石灰、食盐等。

1．垂直接地体

将化学物和土壤混合后填入坑内夯实，做法见图7.27，坑的几何尺寸见图7.28。

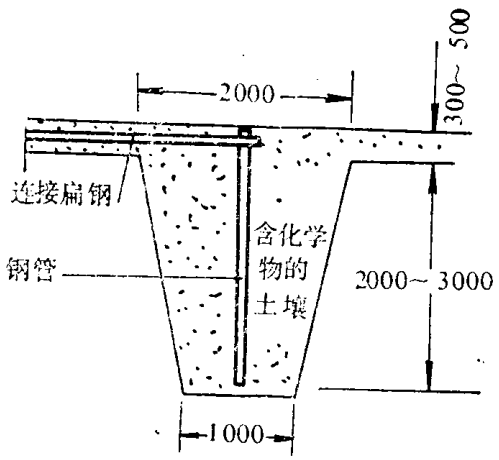


图7.27 接地体坑内土壤化学处理

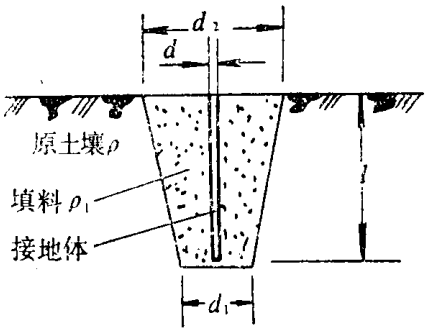


图7.28 接地体坑的几何尺寸

根据计算和试验，最大电位梯度发生在离接地体表面0.5～0.1m处，故埋设垂直接地体的坑的直径无需过大，一般可取坑底直径d_1为1m，坑口直径d_2为2m，垂直接地体长l为2～3m。如垂直接地体直径为d（m），则接地电阻可按下式计算：

$$R=\frac{\rho_1}{2\pi l}\ln\frac{d_1}{d}+\frac{\rho}{2\pi l}\ln\frac{4l}{d_1}\ \Omega \tag{7.27}$$

式中ρ、ρ_1分别为原土壤及填料的电阻率（Ω·m）。

2．水平接地体

埋设水平接地体地沟的几何尺寸见图7.29，其中水平接地体与沟壁的水平间距b_1可取0.5m。水平接地体的接地电阻按下式确定：

当为圆钢时，
$$R=\frac{\rho_1}{2\pi l}\ln\frac{l}{d}+\frac{\rho}{2\pi l}\ln\frac{l}{b_1}\ \Omega \tag{7.28}$$

当为扁钢时，
$$R=\frac{\rho_1}{2\pi l}\ln\frac{2l}{b}+\frac{\rho}{2\pi l}\ln\frac{l}{b_1}\ \Omega \tag{7.29}$$

式中l为水平接地体长度（m）；

d为圆钢直径（m）；

b为扁钢宽度（m）。

三、利用长效降阻剂

长效降阻剂是由几种物质配制而成的化学降阻剂，具有导电性能良好的强电解质和水份。这些强电解质和水份被网状胶体所包围，网状胶体的空格又被部分水解的胶体所填充，使它不致于随地下水和雨水而流失，因而能长期保持良好的导电作用。

1．长效降阻剂配方

第一种：a剂，氯化钾1.5kg、氯化镁1.5kg；b剂，水硫酸氢钠0.4kg；c剂，尿醛树脂4kg；d剂，尿素0.8kg、聚乙烯醇0.5kg、水2.7kg。以上四剂混合后使用。

第二种：a剂，氯化钾0.8kg，氯化镁1.0kg，这两种材料也可用氯化钠1.8kg代用；b剂，硫酸氢钠0.4kg；c剂，尿醛树脂4kg，醛尿比为22·1(克分子比)，外观为白色粘稠透明液

体，粘度5～8厘泊、比重1.77、PH值70；*d*剂，聚乙烯醇440g，水浴法加热溶解后，加尿素880g。

第三种：*a*剂，聚乙烯酰胺2.6kg，用二倍水水浴去溶解；*b*剂，溶于水的聚丙烯酰胺在热溶状态时，将氯化钠3kg溶入；*c*剂，漂白粉160g，加10倍水泡好，*d*剂，土16kg，不要砂，不带腐蚀性。

第四种：*a*剂，水30kg；*b*剂，丙烯酰胺（单体）1.5kg，倒入水内溶解；*c*剂，氯化钠3kg溶入，*d*剂，*NN'*-甲撑双丙烯酰胺150g；*e*剂，三乙醇胺150g；*f*剂，过硫酸胺30g。

2．长效降阻剂的施工方法

使用长效降阻剂时，接地体通常采用板状和棒状两种，第一、二种长效降阻剂应采用铜接地体。

棒状接地体的坑内充填降阻剂施工方法见图7.30。用钻机或洞铲挖出直径为0.1～0.15m、深约3m的圆柱形孔，将φ14的铜接地体放在孔的中央，压紧放直，然后将搅拌好的降阻剂倒入洞内，待降阻剂硬化后填土夯实。

板状接地体为500×500×1mm铜板，坑内充填降阻剂施工方法见图7.31。首先在坑底平敷50mm厚降阻剂，放入铜板，再敷50mm厚降阻剂，最后回填土夯实。

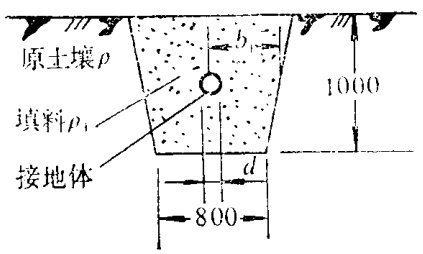


图7.29 接地体沟的几何尺

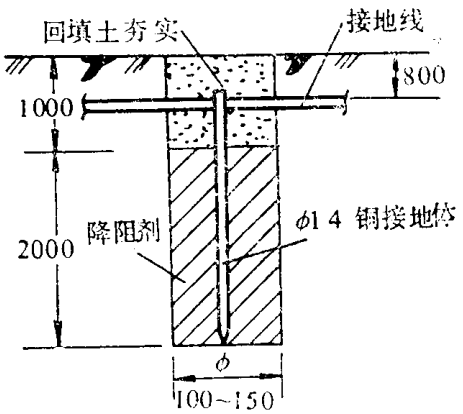


图7.30 在敷设棒状接地体的洞内充填降阻剂

第三、四两种长效降阻剂为中性降阻剂，可用φ14圆钢做为水平接地体，沟内充填降阻剂施工方法见图7.32。

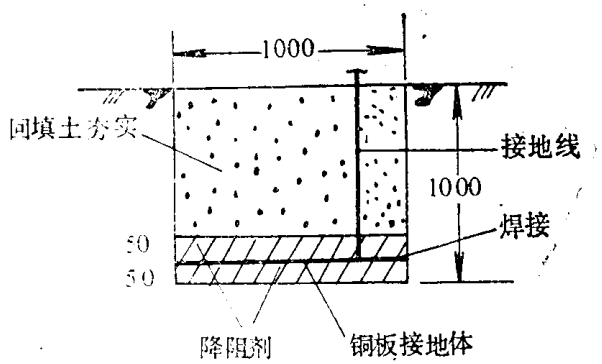


图7.31 在敷设板状接地体的坑内充填降阻剂

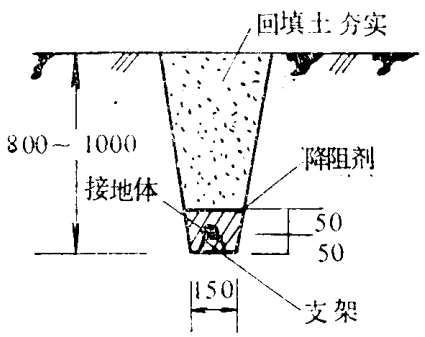


图7.32 在敷设水平接地体的沟内充填降阻剂

在大中型接地网中使用降阻剂时，一般是在接地网内或其附近开挖一些坑，填入降阻剂，经分析和现场经验证实，其效果并不很大。例如，有一个50×200m的地网，原来的接地电阻为3.05Ω，加上敷了化学降阻剂的8个垂直接地体之后，其接地电阻只不过降为2.83Ω。

四、深埋接地体

当地下深处的土壤或水电阻率较低时，可采用深埋接地体来降低接地电阻值，其做法见图7.33。

五、污水引入

为了降低接地体周围土壤的阻率，可将无腐蚀性的污水引到埋设接地体处。接地体采用钢管，在钢管上每隔20厘米钻一个直径5mm的小孔，使水渗入土壤中，见图7.34。

六、深井接地

有条件时尚可采用深井接地。其做法是：用钻机钻孔，把钢管打入井内，再向钢管内和井内灌满泥浆，见图7.35。

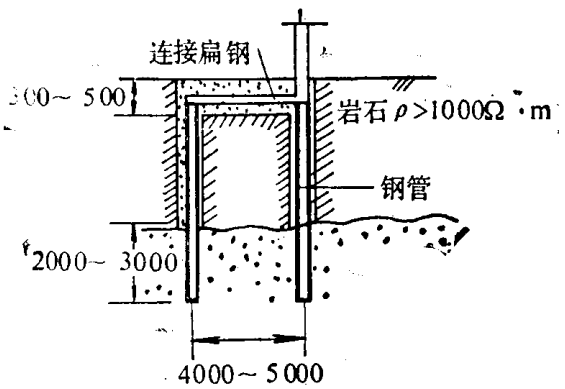


图7.33 深埋接地体

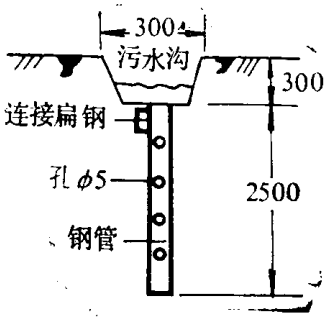


图7.34 污水引入接地体处

七、利用水和与水接触的钢筋混凝土体作为流散介质

充分利用水工建筑物（水井、水池等）以及其他与水接触的金属部分作为自然接地体，可在水下钢筋混凝土结构物内绑扎成的许多钢筋网中，选择一些纵横交叉点加以焊接，并与接地网连接起来。

当利用水工建筑物做为自然接地体仍不能满足要求时，或者利用水工建筑物作为自然接地体有困难时，应优先在就近的水中（河水、池水等）敷设外引（人工）接地装置（水下接地网），见图7.34。接地装置应敷设在水的流速不大之处或静水中，并要回填一些大石块加以固定。水下接地网的接地电阻值可按下式计算：

$$R=0.025\rho_s K\ \Omega \qquad (7.30)$$

式中ρ_s为水的电阻率（Ω·m）；

K为接地电阻计算系数，由图7.37查得。

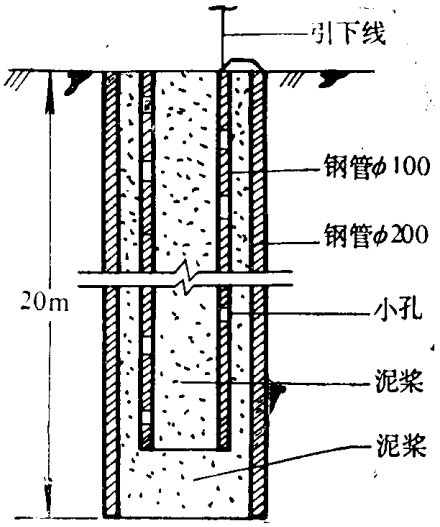


图7.35 深井接地示意图

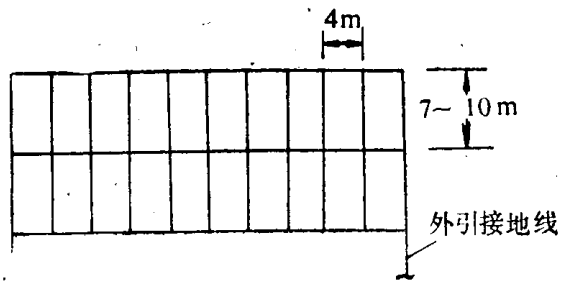
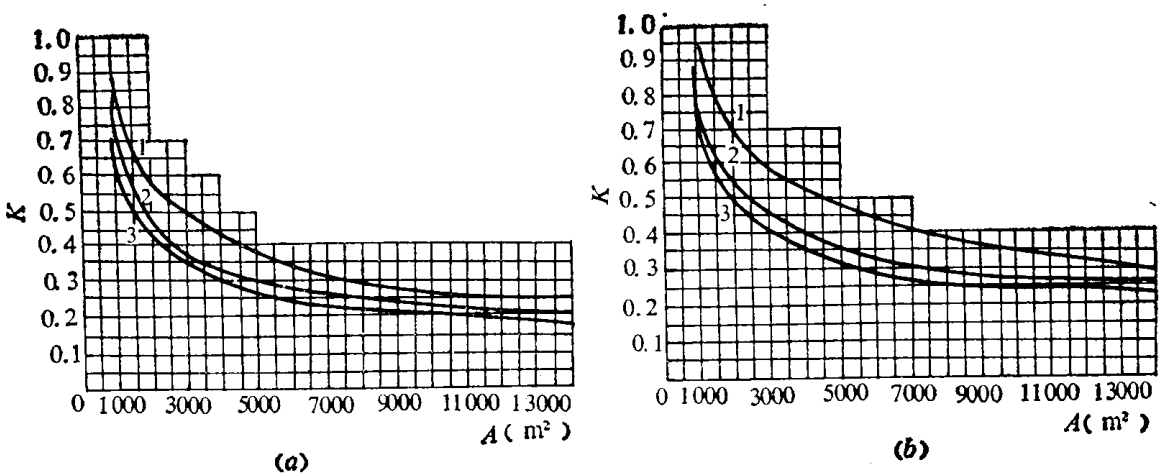


图7.36 水中敷设的外引接地装置（水下接地网）



(a)河床为卵石层；　　(b)河床为岩石层

1—水深10m；　2—水深20m；　3—水深30m；　K—接地电阻计算系数；　A—接地网面积

图7.37 水下接地网接地电阻计算系数曲线

7.6.5 发射设备接地系统的选择

一、接地系统的选择

接地系统的选择，主要考虑频率和地线阻抗的关系。因为在高频回路中，地线选择不当就相当于一个天线，所以要考虑高频时阻抗的大小，以便把干扰的高频信号引至地中，而且要求接地母线电位差小。电子设备的接地，不一定是接到大地，而只要有一个等电位面，接在机壳、底座、环上均可。

上述三种接地系统的选用可根据下式确定：

$$Z=R_{rf}\sqrt{1+\left(\mathrm{tg}2\pi\frac{l}{\lambda}\right)^2} \qquad (7.31)$$

$$R_{rf}=0.26\times10^{-6}\sqrt{\frac{\mu f}{G}}\frac{l}{b} \qquad (7.32)$$

式中Z表示从仪表或设备至环状接地体引线的高频阻抗（Ω）；

R_{rf}为接地引线表面的射频电阻（Ω）；

l表示从仪表或设备至环状接地体的接地引线长度（m）；

b表示接地引线宽度（mm）；

f为设备工作频率（Hz）；

λ表示波长（m），其值为 $\frac{3\times10^8}{f}$；

μ为接地引线相对于铜的导磁率；

G为接地引线相对于铜的导电率。

当$l=\lambda/4$或$\lambda/4$的奇数倍时，高频阻抗为无限大，接地引下线相当于一根天线，可以接收或辐射高频信号，因此要绝对禁止。

当 $l<\frac{\lambda}{20}$，$Z\approx R_{rf}$，频率在1MHz以下时，一般采用辐射式接地系统。

当 $l>\frac{\lambda}{20}$，频率在10MHz以上时，一般采用环状，接地系统。

当$l=\frac{\lambda}{20}$，频率在1MHz至10MHz之间时，采用混合式接地系统。

在实际工作中可根据接地引线长度和电子设备工作频率f可查图7.38，来选择接地系统的形式。

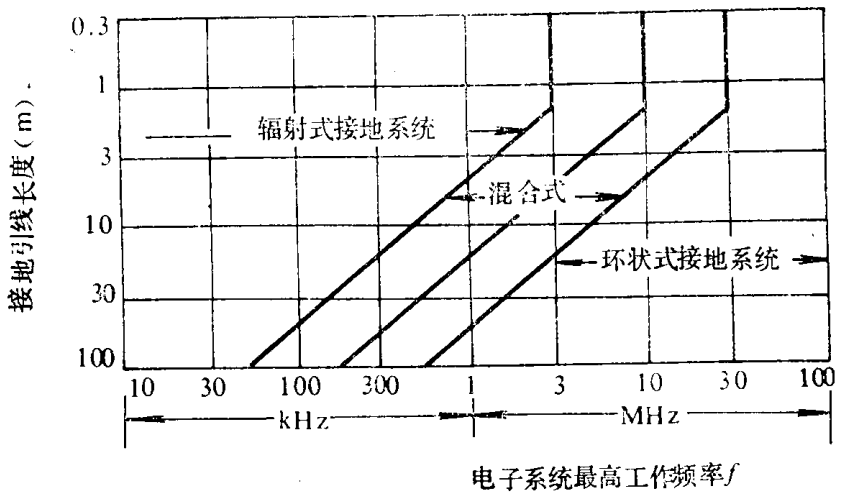


图7.38 接地系统形式选择

二、接地电阻最大允许值及计算

电子设备接地电阻值一般为4Ω，如果与防雷接地系统共用接地体时，其接地电阻为1Ω。接地引下线的阻值由各种电子设备的灵敏电压所决定，其长度根据波长而定。有关计算如下：

1．信号地接地引下线截面选择　接地引下线宽度为

$$b=\frac{0.26lR_{I2}V_1\sqrt{f}\times10^{-8}}{V_i(R_{g1}+R_{I1})(R_{g2}+R_{I2})}\ \text{m} \qquad (7.33)$$

式中$l=n\lambda+\Delta l$，m，Δl取小于$\frac{\lambda}{20}$；

n为自然数；

λ为波长（m）；

f为设备工作频率（Hz）；

V_1为电子设备额定的直流电压（V）；

V_i为电子设备要求的灵敏电压（灵敏度）（V）；

R_{g1}、R_{I1}分别为接地线连接的大电流低阻抗电路的电子设备中的信号源阻抗和负载阻抗(Ω)；

R_{g2}、R_{I2}分别为接地线连接的高阻抗电路的电子设备中的信号源阻抗和负载阻抗（Ω）。

式(7.33)适用于接地引下线为铜母线（采用钢母线需乘以$\sqrt{\frac{\mu}{G}}$系数），同时取$l=n\lambda+\Delta l$而Δl小于$\frac{\lambda}{20}$时，此式才成立。

信号地接地引下线铜母线宽度具体选择时见表7.28。

2．环状接地母线的截面选择　当电子设备工作频率在1MHz以上时选用120×0.35毫米的铜排，在1MHz以下时选用80×0.35mm的铜排。

3．接地体形式的选择及波阻抗的计算　电子设备的人工接地体，当与防雷接地体分开时，一般是采用环状接地体及耙形接地体，主要原因是利用导线和地之间的电容，形成低的波阻抗。耙形或星形接地体波阻抗的计算公式如下：

表7.28　信号地接地引下线铜母线宽度选择(厚度0.35～0.5mm)

电子设备灵敏度 (nV)	接地引下线长度 (m)	适用设备工作频率 (kHz)	铜母线宽度 (mm)
1	<1	>500	120
1	1～2		200
10～100	1～5		100
10～100	5～10		240
100～1000	1～5		80
100～1000	5～10		160

$$Z=\frac{R_gX_C\sqrt{R_g^2+X_C^2}}{R_g^2+X_C^2}\ \Omega \qquad (7.34)$$

耙形或星形接地体的接地电阻和对地容抗为：

$$R_g=\frac{\rho}{2\pi l}\ln\frac{6700l^2}{hd}\ \Omega \qquad (7.35)$$

$$X_C=\frac{1.43\times10^9}{f\varepsilon_r l}\ln\frac{4h}{d}\ \Omega \qquad (7.36)$$

式中ρ为土壤电阻率（Ω.m）；

ε_r为土壤相对介电常数，$\varepsilon_r=50\sigma^{\frac{1}{5}}=50\left(\frac{1}{\rho}\right)^{\frac{1}{5}}$，一般为1～80；

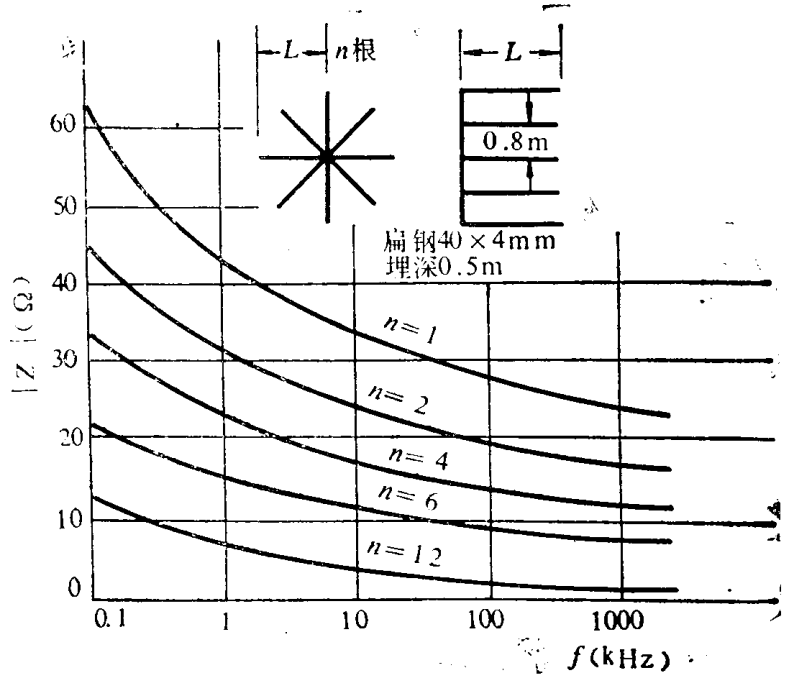


图7.39 接地体波阻抗与电子设备工作频率的关系

f为电子设备工作频率（Hz）；

l为耙形或星形接地体总长度（m），$l=n_z l_z$，n_z为支线数量，l_z为支线长度；

d为接地体直径或等效直径（m）；

h为接地体埋设深度（m）。

在实际工作中接地波阻抗可由图7.39中的曲线查得发射设备的接地体与防雷引下线相连时，可采用图7.40所示的环状接地系统。

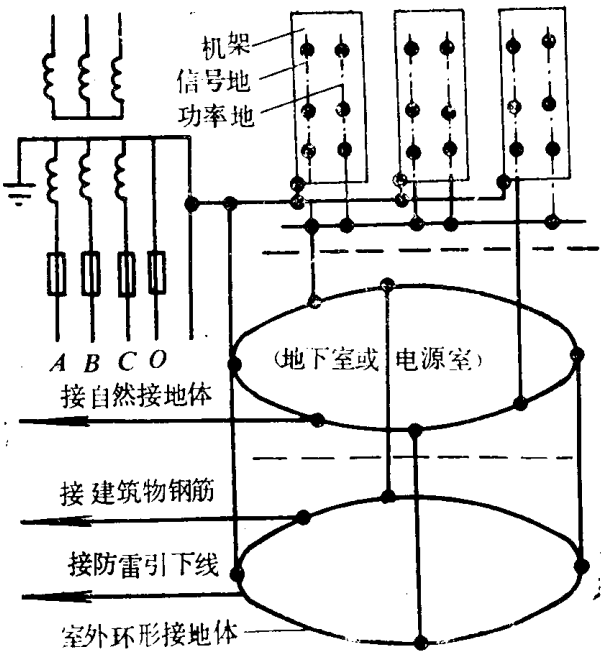


图7.40 防雷引下线与电子设备共用接地体示意图

参 考 文 献

[1]航空工业部第四规划设计研究院编。工厂配电设计手册。水利电力出版社，1984

[2]江西省科技情报所《实用电工手册》编写组编。实用电工手册。江西人民出版社，1986

[3]曾永林。接地技术。水利电力出版社，1979

[4]日本放送协会编。放送机。日本放送出版协会，1983

[5]电气学会编。电气工学ハント"フ"ツク电气学会出版社，1978

第 八 章

调频发送天馈线系统*[1][2]

8.1 概述

8.1.1 天线的几个基本参量

一、方向性与增益

若以每球面度（steradian）的功率来定义辐射强度的话，那么在全方向均匀辐射能量的无方向性天线的辐射强度E_0可用下式表示：

$$E_0=\frac{W}{4\pi}\quad \text{W／球面度} \tag{8.1}$$

式中W为全辐射功率。

从发射天线到距离为r（m）的点，由于其每球面度的面积为$r^2(m^2)$，若令该点的功率密度为$P(w/m^2)$，则其辐射强度E一般可写成：

$$E=r^2P\quad \text{W／球面度} \tag{8.2}$$

一般将辐射强度与方位的关系称为天线的方向性。若以图1.1的座标系来分析微偶极子，那么根据电磁场理论，可知[2]：

$$E=E_m\sin^2\theta \tag{8.3}$$

式中E_m为最大辐射强度，一般

$$E_m=r^2\cdot\frac{E^2}{Z}\Big|_{\theta=\frac{\pi}{2}}=\left(\frac{60\pi IL}{\lambda}\right)^2/120\pi=30\pi(IL)^2/\lambda^2 \tag{8.4}$$

象这种微偶极子是用包含Z轴一面的$\sin^2\theta$来表示环形方向性。而用电场强度来表示功率方向性时，只要用$\sin\theta$取代$\sin^2\theta$就行了。

无方向性天线的辐射强度E_0与E_m之比的倒数一般称为相对于无方向天线的天线增益，或简称增益G，即

$$G=\frac{E_m}{E_0} \tag{8.5}$$

对于微偶极子而言，令其全辐射功率为W，即

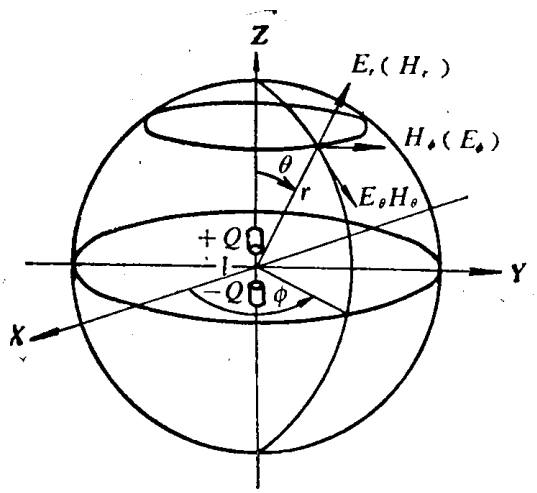


图8.1 微偶极子和极座标

* 这一章根据文献[1][2]有关章节编译而成——编著者

$$W=\int_0^{2\pi}\int_0^{\pi}E\sin\theta d\theta d\varphi=2\pi\int_0^{\pi}E_m\sin^3\theta d\theta=\frac{8}{3}\pi E_m \qquad (8.6)$$

所以

$$E_m=\frac{3}{8\pi}W \qquad (8.7)$$

由式（8.1）和（8.7）可知，微偶极子的增益为

$$G=E_m/E_0=1.5 \qquad (8.8)$$

再来看看图8.2所示细细的线状天线。由电磁场理论可知，对于其微单元dz而言，可得到

$$dE_s=\frac{j60\pi I\sin\theta dz}{\lambda r'}e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}r} \qquad (8.9)$$

$$I=I_0\sin\frac{2\pi}{\lambda}\times\left(\frac{L}{2}\pm z\right)$$

将式（8.9）在$z=\frac{L}{2}$，$z=-\frac{L}{2}$范围内积分，并整理后可得

$$E_s=\frac{j60I_0}{r}\left[\frac{\cos\left(\frac{\pi L}{\lambda}\cos\theta\right)-\cos\frac{\pi L}{\lambda}}{\sin\theta}\right]e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}r} \qquad (8.10)$$

作为其特殊场合，半波长天线的$L=\frac{\lambda}{2}$，则能用下式：

$$E=E_m\left[\frac{\cos\left(\frac{\pi}{2}\cos\theta\right)}{\sin\theta}\right]^2$$

$$E_m=\frac{(60I_0)^2}{120\pi}=\frac{30}{\pi}I_0^2 \qquad (8.11)$$

来表示其方向性。令其全辐射功率为W，经过若干变换后可得

$$W=\int_0^{2\pi}\int_0^{\pi}E\sin\theta d\theta d\varphi$$

$$=2\pi E_m\int_0^{\pi}\frac{\cos^2\left(\frac{\pi}{2}\cos\theta\right)}{\sin\theta}d\theta$$

$$=\pi E_m\int_0^{2\pi}\frac{1-\cos x}{x}dx=2.44\pi E_m \qquad (8.12)$$

根据式(8.1)和（8.12）可得到半波天线增益为

$$G=\frac{E_m}{E_0}=\frac{W}{2.44\pi}\cdot\frac{4\pi}{W}=1.64 \qquad (8.13)$$

在调频发送天线中，其增益是以半波天线为基准的，也即所谓天线增益是相对于半波天线而言。

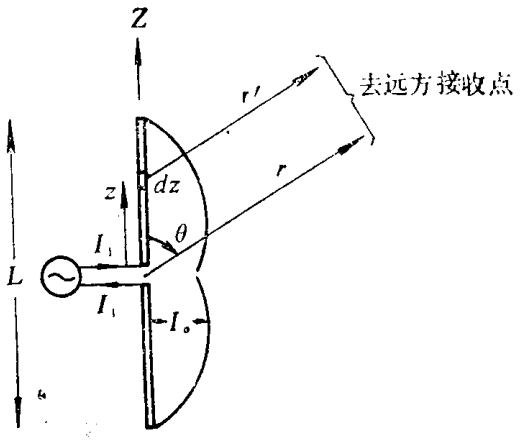


图8.2 长度为L的细天线辐射

二、辐射电阻

从微偶极子辐射来分析的话，那么全辐射功率W可由式（8.6）求得：

$$W=\frac{8}{3}\pi E_m=\frac{80\pi^2}{\lambda^2}(IL)^2 \tag{8.14}$$

若用R_o来表示的话，则式（8.14）可写为

$$W=R_oI^2 \tag{8.15}$$

式中$$R_o=W/I^2=80\pi^2\left(\frac{L}{\lambda}\right)^2 \tag{8.16}$$

一般将R_o称为微偶极子辐射电阻。

对任意长的线状天线而言，利用式（8.10）可得：

$$W=\int_0^{2\pi}\int_0^{\pi}\frac{r^2E^2}{120\pi}\sin\theta d\theta d\varphi$$

$$=60\ I_0^2\int_0^{\pi}\frac{\left[\cos\left(\frac{\pi L}{\lambda}\cos\theta\right)-\cos\left(\frac{\pi L}{\lambda}\right)\right]^2}{\sin\theta}d\theta \tag{8.17}$$

于是可求得R_o为：

$$R_o=60\int_0^{\pi}\frac{\left[\cos\left(\frac{\pi L}{\lambda}\cos\theta\right)-\cos\left(\frac{\pi L}{\lambda}\right)\right]^2}{\sin\theta}d\theta \tag{8.18}$$

式（8.18）是表示电流处于最大点即I_o时的辐射电阻。为了求出从天线馈电端往里看的辐射电阻R_1，令端点上的电流为I_1，则根据$I^2R_1=I_o^2R_o$的关系可得到：

$$R_1=(I_0/I_1)^2R_o \tag{8.19}$$

令从电流最大点到端点的距离为z，则

$$I_1=I_o\cos\frac{2\pi}{\lambda}z \tag{8.20}$$

从而可求得

$$R_1=R_o/\cos^2\left(\frac{2\pi}{\lambda}z\right) \tag{8.21}$$

利用式（8.12）的结果，可求得半波长天线的辐射电阻R_o为

$$R_0=\frac{W}{I_o^2}=30\times2.44=73\ \Omega \tag{8.22}$$

对于半波长天线而言，由于最大电流点处于端子部，所以73欧数值的电阻也是从端点往里看的辐射电阻，但从端点往里看的阻抗含有电抗分量，即

$$Z_1=73+j42.5\ \Omega \tag{8.23}$$

实际天线的长度要缩短百分之几，以使电抗分量为零。

在图8.3所示那样的导体板上放置线状天线时，其方向性与长度为其2倍的天线等效，这是由于导体板的镜像作用。但其辐射电阻如何呢？由于可以认为在这种条件下其辐射仅仅存在于上半球之中，所以其辐射电阻由式（8.18）可知：

$$R_0 = 60\int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{\left[\cos\left(\frac{\pi L}{\lambda}\cos\theta\right)-\cos\left(\frac{\pi L}{\lambda}\right)\right]^2}{\sin\theta} d\theta$$

$$=60\times\frac{1}{2}\int_0^{\pi} \frac{\left[\cos\left(\frac{\pi L}{\lambda}\cos\theta\right)-\cos\left(\frac{\pi L}{\lambda}\right)\right]^2}{\sin\theta} d\theta \qquad (8.24)$$

结果可知，其辐射电阻为2倍长度等效天线的一半。

三、有效面积和有效长度

设置于功率密度$P(\mathrm{W/m^2})$处的天线所接收到的功率为W，则

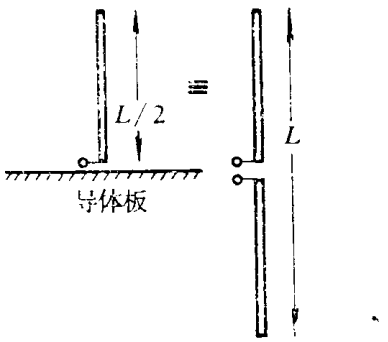


图8.3 导体板上线状天线与其等效天线

$$A_e=\frac{W}{P} \quad \mathrm{m^2} \qquad (8.25)$$

称为天线的有效面积。一般天线的孔径面积和有效面积是不一样的，特别象抛物面天线等孔径天线，当其孔径面积为$A(\mathrm{m^2})$时，

$$\eta=A_e/A \qquad (8.26)$$

称为孔径效率。

长度为l的微偶极子置于电场强度为E的一点时，其端点所产生的电压U为

$$U=El \qquad (8.27)$$

一当天线的负载阻抗和辐射电阻相匹配，则输出功率W为：

$$W=\frac{V^2}{4R_e}=\frac{(El)^2}{4R_e} \qquad (8.28)$$

将式（8.16）、（8.28）及$P=E^2/120\pi$的天系代入式（8.25）。

则微偶极子的有效面积能用下式求得：

$$A_e=\frac{3}{8\pi}\lambda^2 \qquad (8.29)$$

对于发送天线而言，其增益是这样定义的：发送天线向特定方向辐射的强度与无方向天线的辐射强度之比。而接收天线刚刚相反，对于从特定方向来的电波，其接受的功率之比即为接收天线增益，根据互易定理可知，这两者是相等的，即

$$G=\frac{E_m}{E_o}=\frac{A_e}{A_{e0}} \tag{8.30}$$

式中：A_{e0}为无方向性天线的有效面积，由于微偶极子增益为1.5，而其有效面积由式(8.29)确定，所以利用式(8.30)就可以得到：

$$A_{e0}=\frac{3}{8\pi}\lambda^2/1.5=\frac{\lambda^2}{4\pi} \tag{8.31}$$

将上式代入式(8.30)，则可求得增益与有效面积的关系为

$$A_e=\frac{\lambda^2}{4\pi}G \tag{8.32}$$

对半波长天线而言，$G=1.64$，所以$A_e=0.13\lambda^2$

将半波长天线置于电场强度为E的地方时，令其端子上所产生的电压为U，辐射电阻为R_o，则

$$\frac{U^2}{4R_o}=\frac{E^2}{120\pi}\cdot A_e \tag{8.33}$$

而半波长天线的$A_e=0.13\lambda^2$，$R_o=73\Omega$，所以

$$U=\frac{E\lambda}{\pi} \tag{8.34}$$

对于线状天线，如图8.4所示，其有效长度l定义为

$$l_e=\frac{1}{I_o}\int_{z_2}^{z_1}I(z)dz \tag{8.35}$$

例如，在半波长天线中，

$$I=I_o\cos\left(\frac{2\pi}{\lambda}z\right) \tag{8.36}$$

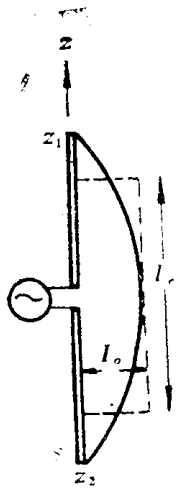


图8.4 天线的有效长度

所以根据式(8.35)可求得

$$l_e=\lambda/\pi \tag{8.37}$$

于是式(8.34)可改写为

$$U=El_e \tag{8.38}$$

上式不限于半波长天线，对于一般的线状天线都成立。

8.1.2 调频发送天线的VSWR和失真

调频广播的频率范围从87～108MHz，而且发送天线一般使用水平极化，但对于一些由于地形或特殊服务对象等原因，也允许使用园极化或线性极化。调频频道的带宽为200kHz，所以能使用频带较窄的天线，但实际上，考虑到多套节目共用天线的要求，一般均采用宽频带天线，而且其VSWR受到调频线性失真的限制，不能超出允许范围。

一、VSWR与失真系数的关系

一当馈电线与发送天线不匹配，那么对于电视广播来说，使接收图象产生重影，而对于调频广播而言，将产生象非线性失真那样使调频特性恶化的现象。现在以图8.5为例，其负

载R_l与馈线不匹配场合，在天线端子上所产生的二次谐波失真系数（K_2）和三次谐波失真系数（K_3）分别由下面两式给出：

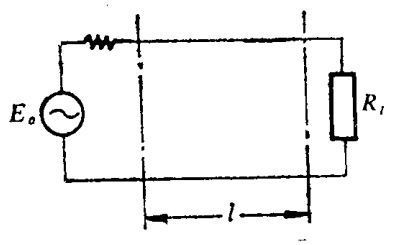


图8.5 传输回路的一般情况

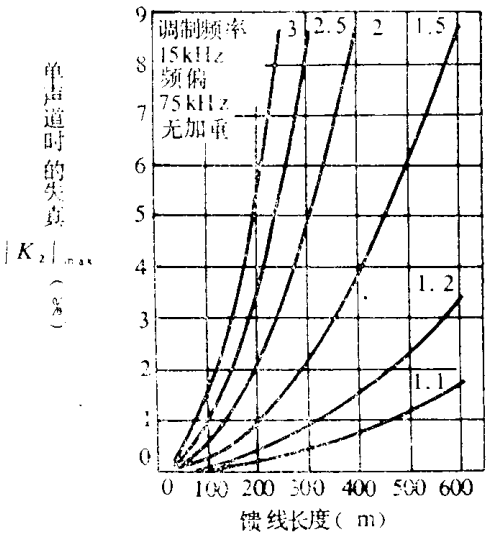


图8.6 $|K_2|_{max}$与馈线长度及VSWR的关系

$$K_2=\frac{-2S(S^2-1)\sin 2\theta_l}{\{(S^2+1)-(S^2-1)\cos 2\theta_l\}^2}\cdot\left(\frac{l}{v}\right)^2\cdot p\cdot\Delta\Omega \qquad (8.39)$$

$$K_3=\frac{S(S^2-1)}{2}\cdot\frac{(S^2-1)\cos^2 2\theta_l+(S^2+1)\cos 2\theta_l-2(S^2-1)}{\{(S^2+1)-(S^2-1)\cos 2\theta_l\}^2}\cdot\left(\frac{l}{v}\right)^3\cdot p\cdot\Delta\Omega \qquad (8.40)$$

式中

$$S=\frac{\frac{Z_o}{R_l}+\frac{R_l}{Z_o}}{1+\frac{R_o}{R_l}}$$

$$\theta_l=\frac{2\pi}{\lambda}\cdot l$$

R_l为负载电阻；

R_o为发射机的内阻；

Z_o为馈线的特性阻抗；

l为馈线长度；

v为光速（$=3\times10^8$m/s）；

$p=2\pi f_p$为调制角频率；

$\Delta\Omega=2\pi\Delta F$为角频偏；

f_p为调制频率，最大15kHz；

ΔF为频偏（kHz），最大频偏为75kHz。

如式（8.40）所示那样，由于高次谐波所引起的失真系数与馈线长度的2次方或3次方成比例，同时也与调制频率，频偏成比例地增加。

在馈线无损耗场合，单声道广播时，其2次谐波失真系数的最大值K_{2max}和馈线长度的关系如图8.6所示，它是按照式(8.42)以VSWR为参数求得的。

若用设置在馈线某点的电压探针，电流探针来监测失真系数的话，那么由于测量场所的不同而使反射波的影响也不同。一般如图8.7所示那样，其失真系数分布具有半波长周期。在接近馈线输入端的地方所测定的失真系数是其最大值，为在输入端子所测得失真系数值的2倍。

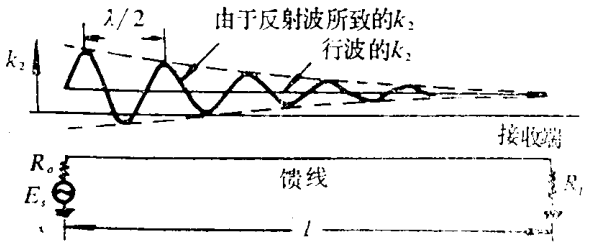


图8.7 2次谐波失真分布

当馈线有损耗时，其失真系数与馈线上的视在VSWR(S')有关，而且视在VSWR(S')随着有载VSWR(S)和馈线衰减量(αl)而变，用下式可求出S'：

$$S'=\frac{(S+1)+(S-1)e^{-2\alpha l}}{(S+1)-(S-1)e^{-2\alpha l}} \qquad (8.41)$$

也即，当馈线有损耗时，由于视在VSWR(S')比负载VSWR(S)小，所以失真系数也小。图8.8所示曲线表示馈线有损耗时的有载VSWR与视在VSWR的关系。

3次谐波所产生的非线性失真系数K_3远比K_2小，所以在求解最大失真系数时可忽视。但在$\theta_e=n\cdot\lambda/2$（n为1、2、3、……）场合，K_3不完全为零，K_2非常小，此时有可能K_3比K_2大，但其差值（绝对值）非常小。

二、左右分离度与VSWR的关系

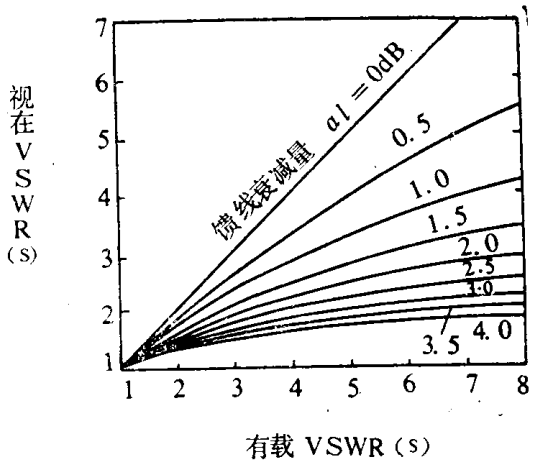


图8.8 有载VSWR与视在VSWR之关系

在调频立体声广播场合，是用100Hz～15000Hz的调制频率以最大调制度进行调制的，其左右分离度应在30dB以上。

左右分离度随发射机负载（发送天线系）VSWR的变化而变，实测资料表明，为了确保左右分离度在30dB以上，VSWR最大应小于1.5。

图8.9是单声道广播时的失真系数与左右分离度最小值的关系曲线。从图中可知，为了使左右分离度高于30dB，那只要使单声道广播时的失真系数小于1%即可（15kHz调制，无加重）。

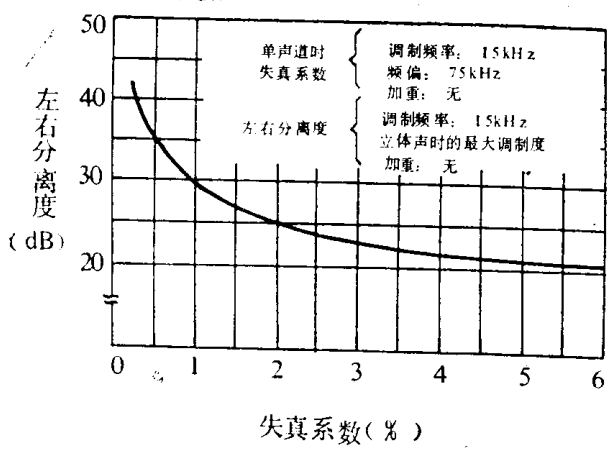


图8.9 单声道广播时的失真系数与立体声广播时的左右分离度之间的关系

三、串音、副信道的失真系数及其它

立体声广播时，其主信道信号对立体声用副信道产生串音及副信道的失真系数，或者副信道对主信道的串音等等都随着发射机负载VSWR之变而变，但当发送天线系统的VSWR低于1.5时，能将指标限制在部标规范内。在馈线非常长以及使用多频共用设备场合，应保持具有良好的VSWR。

从上述讨论可知，在单声道广播或立体声广播时，失真系数等调频特性为发送天线系统的VSWR所左右，所以应对这特性予以足够的重视。

8.2 调频发送天线

调频发送天线的带宽特性对电视发射天线而言，几乎不成问题，即使对于电视广播来说频带较窄的天线，也能用于调频广播。但在数台不同频率发射机共用一付天线场合，该天线就应具有较宽频带特性，这一节我们将首先介绍偶极子板天线，然后再简单叙述一些已在实际中得到应用的调频发送天线。

8.2.1 偶极子板天线

这是一种性能较好，应用广泛的发射天线，过去多用于电视广播。随着调频广播多工应用，对其天线的要求也越来越高，偶极子极天线将逐步在调频广播中得到应用。

偶极子板天线结构比较简单，且能方便地安装在铁塔侧面，同时通过选择适当的天线振子数目及改变其馈电方法便可方便地改变发射天线在水平面内和垂直面内的方向图，以满足各种电台不同的服务要求。

如图8.10所示，偶极子板天线是由反射板和偶极子所组成。图8.10(a)所示偶极子板天线是半波长偶极子板天线，有时也叫做超增益天线。

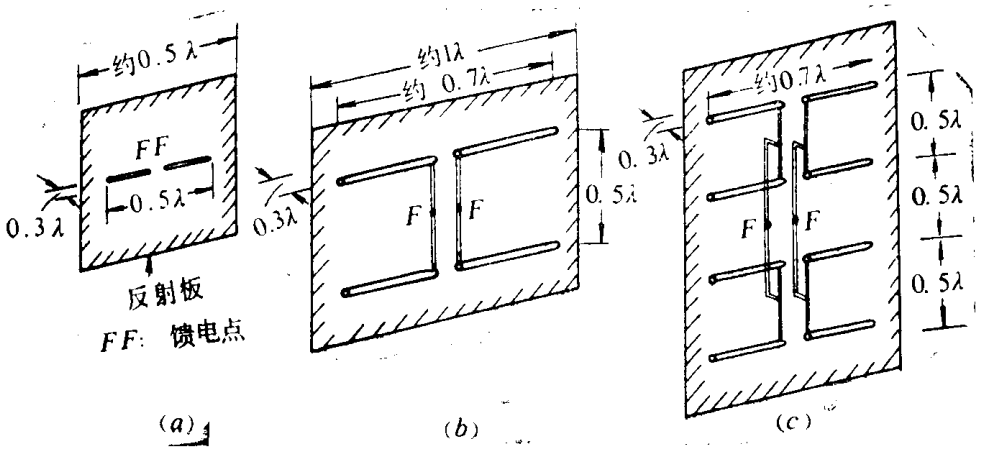


图8.10 偶极子板天线例

图(*b*)、(*c*)却是由一个波长的偶极子与反射板组合的偶极子板天线。目前在实际中得到广泛应用的偶极子结构具有多种形式，图8.11是其一例。图8.12是偶极子板天线的结构例。

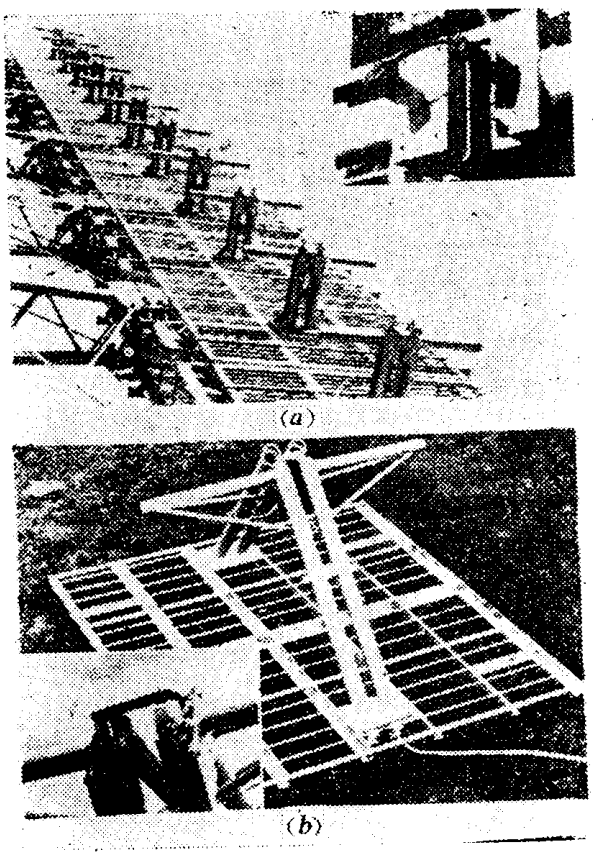


图8.11 偶极子结构形式例

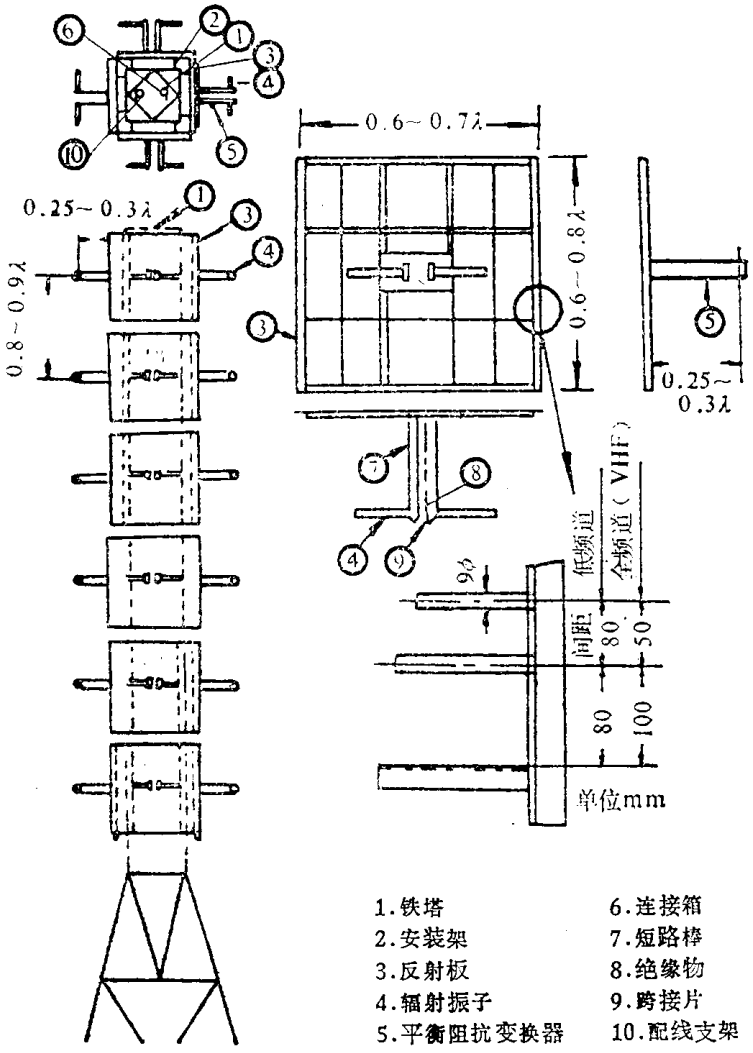


图8.12 偶极子板天线结构例

一、馈电点阻抗

1．偶极子天线馈电点阻抗

为了求解偶极子天线的馈电点阻抗，就需要将图8.13(*a*)所示偶极子转换成图(*b*)所示的3线一体的锥体天线。为此就应求出锥体天线的直径，而其直径根据图8.13(c)所示原理，能求出锥体天线各部分的等效半径为：

$$\rho=\sqrt[3]{3\rho_1 R} \qquad (8.42)$$

式中ρ为锥体天线的等效半径；

ρ_1、R分别如图8.13(c)所示。

严格地说，等效半径是随长度的指数逐渐而变。实际上，一般是作为线性变化的锥体天线来处理。锥体天线馈电点阻抗可根据Schelkunoff所提供的公式来计算[3]。

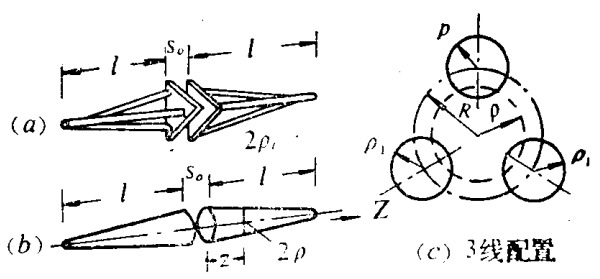


图8.13 锥形天线

现在假设导体半径随着锥体天线振子长度l，减少的缩减系数为g_t，振子馈电点的半径为a_b，振子顶部的等效半径为a_t，则

$$g_t=\frac{a_b-a_t}{l} \tag{8.43}$$

利用式(8.43)，就能求得Schelkunoff定义的偶极子平均特性阻抗Z_a为

$$Z_a=\frac{120}{l}\int_0^l \ln\frac{2z}{a_b-g_e z}dz=120\ln\frac{2l}{a_b}+\frac{120a_t}{a_b-a_t}\ln\frac{a_t}{a_b} \tag{8.44}$$

根据振子半径和长度定义下一步需要的M、N值。

$$\begin{aligned}M&=m\int_0^l\left[Z_a-120\ln\frac{2z}{a_a-g_t z}\right]\sin 2mz\cdot dz\\&=\frac{Z_a}{2}(1-\cos 2ml)+60\left[\mathrm{Cin}(2ml)+\cos 2ml\cdot\ln\frac{2l}{a_t}+\ln\frac{a_b}{2l}\right]\\&\quad+60\sin\frac{2ma_b}{g_t}\left[\mathrm{Si}\frac{2ma_t}{g_t}-\mathrm{Si}\frac{2ma_b}{g_t}\right]\end{aligned} \tag{8.45}$$

$$\begin{aligned}N&=m\int_0^l\left[Z_a-120\log_e\frac{2z}{a_b-g_t z}\right]\cos 2mz\cdot dz\\&=\frac{Z_a}{2}\sin 2ml+60\left[\mathrm{Si}2ml-\sin 2ml\cdot\ln\frac{2l}{a_t}\right]+60\cos\frac{2ma_b}{g_t}\\&\quad\times\left[\mathrm{Si}\frac{2ma_t}{g_t}-\mathrm{Si}\frac{2ma_b}{g_t}\right]+60\sin\frac{2ma_b}{g_t}\left[\mathrm{Ci}\frac{2ma_b}{g_t}-\mathrm{Ci}\frac{2ma_t}{g_t}\right]\end{aligned} \tag{8.46}$$

式中 $\mathrm{Cin}(ml)=\int_0^{ml}\frac{1-\cos t}{t}dt=\ln ml-\mathrm{Ci}(ml)+\gamma$

$$m=\frac{2\pi}{\lambda}$$

γ为欧拉常数$=0.5772$；

$2l$为偶极子天线长度；

Ci（X）为余弦积分$=-\int_x^\infty\frac{\cos u}{u}du$；

Si（X）为正弦积分$=-\int_0^x\frac{\sin u}{u}du$。

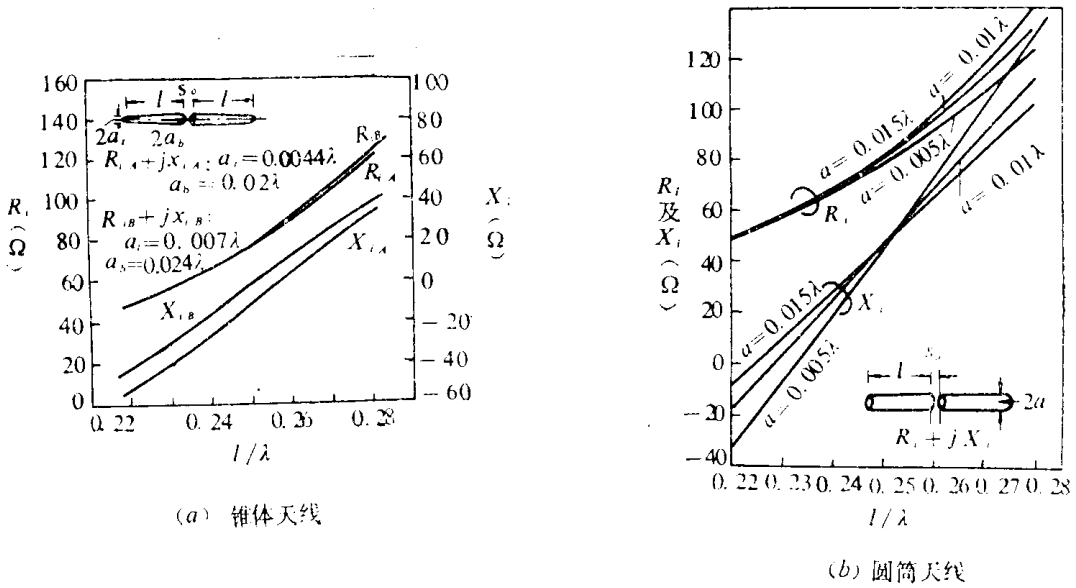
因此就能求得锥体天线馈电点阻抗Z_i为

$$Z_i=Z_a\frac{(Z_a-M)\cos ml+j(Z'_a-jN)\sin ml}{(Z'_a+jN)\cos ml+j(Z_a+M)\sin ml} \tag{8.47}$$

式中$Z'_a=R_a+jX_a$，根据Schelkunoff定义可用下式求得。

$$\begin{aligned}R_a&=60\{r+\ln 2\cdot ml-\mathrm{Ci}(2ml)\}+30\{r+\ln ml-2\mathrm{Ci}(2ml)\\&\quad+\mathrm{Ci}(4ml)\}\cos 2ml+30\{\mathrm{Si}(4ml)-2\mathrm{Si}(2ml)\}\sin 2ml\\X_a&=60\mathrm{Si}(2ml)+30\{\mathrm{Ci}(4ml)-\ln ml-r\}\sin 2ml\\&\quad-30\mathrm{Si}(4ml)\cos\cdot 2ml\end{aligned} \tag{8.48}$$

图8.14所示为锥体天线和圆筒天线馈电点阻抗一例。



(a) 锥体天线　　(b) 圆筒天线

图8.14 偶极子天线馈电点阻抗

2. 偶极子板天线的馈电点阻抗

一般，如图8.15所示那样多层振子重叠放置场合，其偶极子板天线内的第i个振子的馈电点阻抗能用下式表示：

$$Z_{in}=\sum_{j=1}^{N}R'_{ji}-\sum_{j=1}^{N}R''_{ji}+j\sum_{j=1}^{N}X'_{ji}-\sum_{j=1}^{N}X''_{ji} \qquad (8.49)$$

式中$R'_{ii}+jX'_{ii}$表示第i个振子的自辐射阻抗；

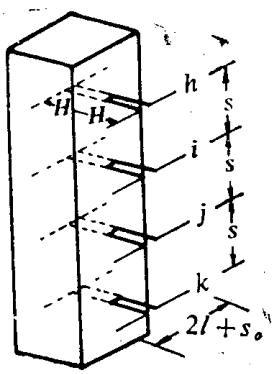


图8.15 偶极子板天线

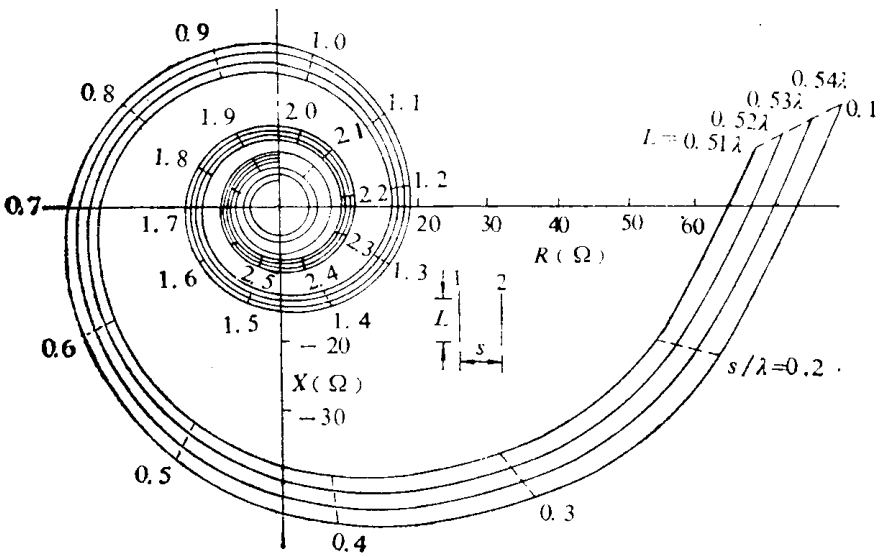


图8.16 互辐射阻抗

$R''_{ii}+jX''_{ii}$是表示第i个振子及其镜像振子之间的互辐射阻抗；

$R'_{ji}+jX'_{ji}$为第i个振子和第j个振子间的互辐射阻抗；

$R''_{ji}+jX''_{ji}$为第i个振子与其第j个振子的镜像振子之间的互辐射阻抗。

式（8.49）中互辐射阻抗，严格地说，对于锥体天线与圆筒天线多少有一些差别。但在实用上，由于锥体天线的间隔很小，其等效直径可认为与圆筒天线相等，这样处理在工程上是允许的。图8.16表示圆筒天线间的互辐射阻抗。

3.从分支电缆输出端往里看的等效电路和其输入阻抗

为了激励振子，一般需配置图8.17所示那样的振子和分支电缆（同轴电缆）。分支电缆的外导体与振子的一侧相连，而其内导体通过跨接片与振子的另一侧相连接。因此，从分支电缆输出端看振子的等效电路如图（b）所示。即在分支电缆输出端1、2中，振子馈电点阻抗（Z_i）和跨接片的电感（L_0）串联连接；在振子馈电点3、4上，Z_i与平衡变换电路的始端阻抗（Z_t）并联连接；而在分支电缆输出端1、2间，其电缆头的分布电容C_0并联连接。因此图(b)所示电路能简化成图(c)所示，从图中可求得从分支电缆输出端看的阻抗Z_{in}能用下式来表示。

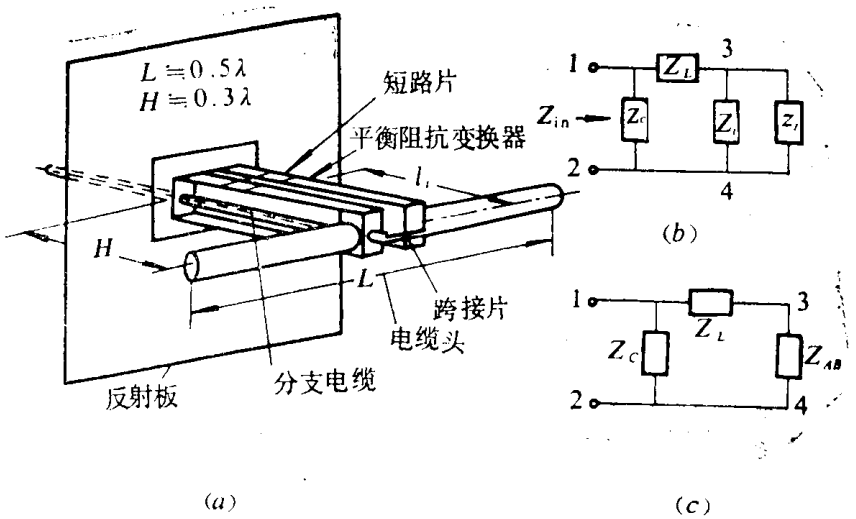


图8.17 偶极子板天线馈电点的等效电路

$$Z_{in}=\frac{1}{\frac{1}{Z_{AB}+Z_L}+\frac{1}{Z_0}}$$

$$=\frac{1}{\frac{1}{R_{AB}+j(\omega L_0+X_{AB})}+j\omega C_0} \qquad (8.50)$$

式中 $$Z_{AB}=\frac{1}{\frac{1}{Z_t}+\frac{1}{Z_i}}=R_{AB}+jX_{AB}$$

Z_i为包含受反射板影响后的偶极子馈电点阻抗$=R_i+jX_i$；

Z_t为平衡变换电路发送端阻抗$=W\mathrm{tg}(ml_t)$；

W为平衡变换电路的特性阻抗；

l_t为平衡变换电路的长度；

$Z_L=j\omega L_0$为连结偶极子和分支电缆中心导体的跨接片电抗

$Z_0=\frac{1}{j\omega C_0}$为分支电缆头的电抗。

式（8.50）所示的Z_{in}将随着偶极子馈电点阻抗Z_i，平衡变换电路始端阻抗Z_t或者跨接片电感L_0值而变。若跨接片电感L_0恰与电缆头电容C_0在工作频率上产生谐振的话，那么图8.17(b)、(c)等效电路是作为并联谐振电路工作，则从其输入端看阻抗Z_in变得很高，这是不妥的。实际上，C_0与L_0的谐振频率ω_0以比工作频率ω高一倍至二倍为好。即令$\omega/\omega_0=X$，则$X=\frac{1}{2}\sim\frac{1}{3}$。

令Z_{AB}内的X_{AB}与R_{AB}之比为Y，则一般，多在$Y=0\sim0.6$之间选择。这里我们所谈的X，Y，实际上都不能单独决定。它们都是C_0、L_0、Z_i、Z_t的函数。

在实际使用的图8.17所示的偶极子振天线中，偶极子的长度约为0.53λ，偶极子与反射板之间的距离大约0.3λ，偶极子的直径大约为λ/30～λ/20，平衡变换电路的特性阻抗大约在80Ω左右，其电缆头静电容量大致为3～5pF左右。

阻抗的调整是按下列步骤进行的。

（1）改变跨接片的长度，或其宽度，即改变其电感值L_0；

（2）与此同时，还应移动平衡阻抗变换电路中的短路片，调整平衡阻抗变换电路的长度，以满足阻抗变换之需。

二、水平和垂直方向性

1．水平极化天线的水平方向性

偶极子板天线一般多按装在四角铁塔的侧面，其按装方法如图8.18，8.19所示。图8.18(a)方法适用于铁塔宽度接近$\frac{\lambda}{2}$的场合，而图(b)、(c)、(d)方法都用于铁塔边宽大于$\frac{\lambda}{2}$的场合。

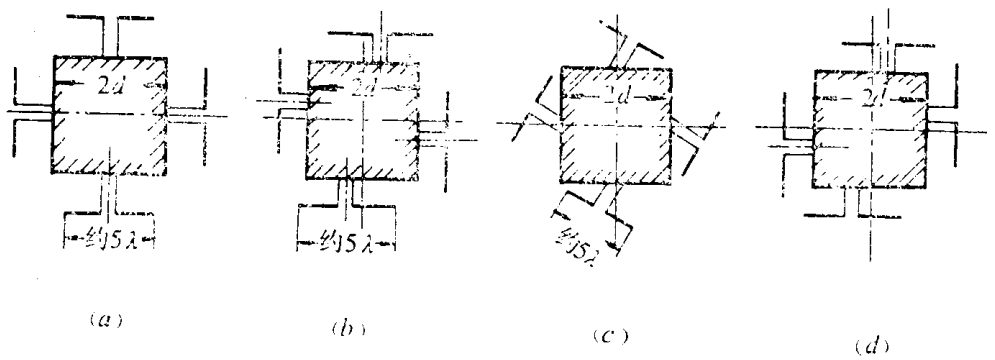


图8.18 水平极化时振子按装方法

象这种按装在铁塔四周的天线馈电方法一般有两种：对各振子馈送同相电流的方式和对相邻振子馈送具有90°相位差电流的方式。后者称为90°相位馈电方式。

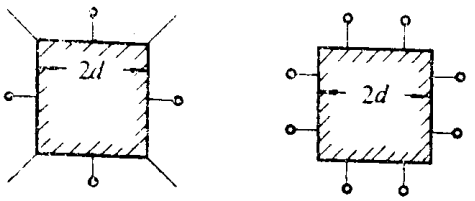


图8.19 垂直极化时的振子按装方法

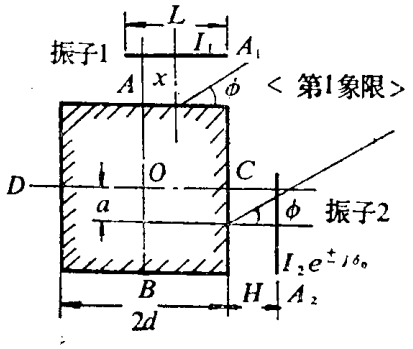


图8.20 振子的配例

为了求出图8.18所示天线的方向性，就应求出四个振子在四个象限中的不同方向性，然后将其组合即可。假设图8.20中振子 1 、 2 的馈电电流分别为I_1和$I_2e^{\pm j\delta_0}$，考虑到反射板影响后的方向性分别为A_1、A_2，那么在图8.20第 1 象限内的合成的方向性如式(8.51)所示。

$$D(\varphi)=\{A_1^2+A_2^2+2A_1A_2\cos\{md(\cos\phi-\sin\phi)-mx(\cos\phi+\sin\phi)\pm\delta_0\}\}^{\frac{1}{2}} \qquad (8.51)$$

式中

$$A_1=\sin(mH\sin\phi)\frac{\cos\left(\frac{\pi L}{\lambda}\cos\phi\right)-\cos\left(\frac{\pi L}{\lambda}\right)}{\sin\phi}$$

$$A_2=k_i\sin(mH\cos\phi)\frac{\cos\left(\frac{\pi L}{\lambda}\sin\phi\right)-\cos\left(\frac{\pi L}{\lambda}\right)}{\cos\phi}$$

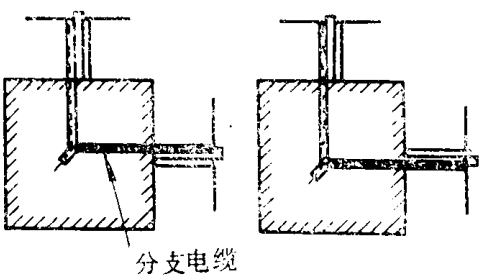
$$k_i=I_2/I_1$$

$$m=\frac{2\pi}{\lambda}$$

在这里，我们仅仅考虑各个振子的振幅方向性，而严格地说，在求解合成方向性时，还应考虑其相位特性。

作为振子的馈电方法，如图8.21所示。应注意在馈电时，即使使用同样长度的分支电缆，其馈电电流相位差也可能不同，如图8.21(a)为同相馈电，图（b）为反相馈电。

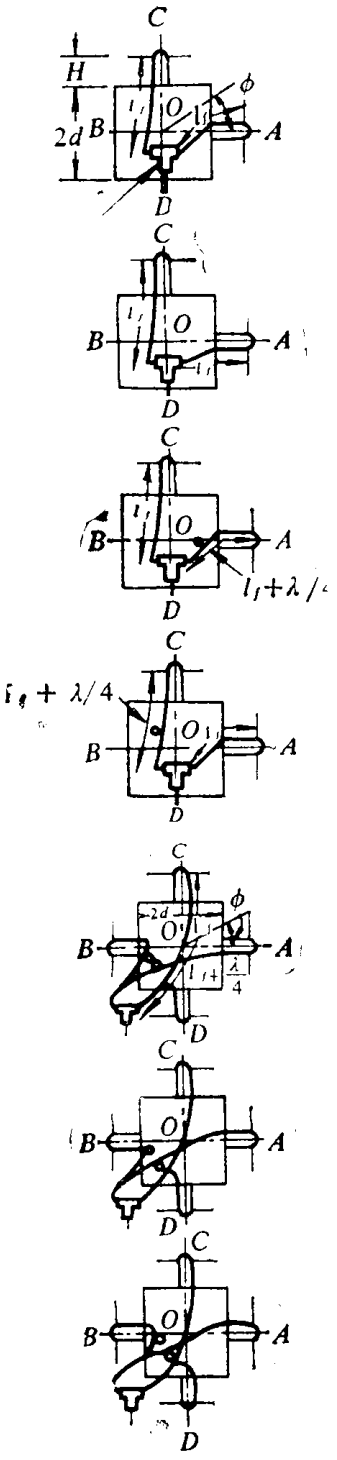
表8.1是表示振子配置在铁塔两侧面中央场合的水平方向性计算公式，且以A向振子为基准求得的。



(a) $\delta_0=0°$ (b) $\delta_0=180°$

图8.21 馈电方法

表8.1 水平方向性计算式



AOC范围

$$D(\varphi)=\sqrt{A_1^2+A_2^2-2A_1A_2\cos[md(\cos\phi-\sin\phi)]}$$

COB范围 $D(\phi)=A_2$

DOA范围 $D(\phi)=A_1$

$$A_1=\sin[mH\sin\phi]\frac{\cos\left\{\frac{\pi L}{\lambda}\cos\phi\right\}-\cos\left(\frac{\pi L}{\lambda}\right)}{\sin\phi}$$

$$A_2=\sin[mH\cos\phi]\frac{\cos\left\{\frac{\pi L}{\lambda}\sin\phi\right\}-\cos\left(\frac{\pi L}{\lambda}\right)}{\cos\phi}$$

AOC范围 $m=\frac{2\pi}{\lambda}$ ϕ的方向取反时针方向为正

$$D(\phi)=\sqrt{A_1^2+A_2^2+2A_1A_2\cos[md(\cos\phi-\sin\phi)]}$$

COB范围 $D(\phi)=A_2$

DOA范围 $D(\phi)=A_1$

AOC范围

$$D(\phi)=\sqrt{A_1^2+A_2^2-2A_1A_2\sin[md(\cos\phi-\sin\phi)]}$$

COB范围 $D(\phi)=A_2$

DOA范围 $D(\phi)=A_1$

AOC范围

$$D(\phi)=\sqrt{A_1^2+A_2^2+2A_1A_2\sin[md(\cos\phi-\sin\phi)]}$$

COB范围 $D(\phi)=A_2$

DOA范围 $D(\phi)=A_1$

AOC范围

$$D(\phi)=\sqrt{A_1^2+A_2^2-2A_1A_2\sin[md(\cos\phi-\sin\phi)]}$$

COB

$$D(\phi)=\sqrt{A_1^2+A_2^2+2A_1A_2\sin[md(\cos\phi-\sin\phi)]}$$

BOD

$$D(\phi)=\sqrt{A_1^2+A_2^2-2A_1A_2\sin[md(\cos\phi-\sin\phi)]}$$

DOA

$$D(\phi)=\sqrt{A_1^2+A_2^2+2A_1A_2\sin[md(\cos\phi-\sin\phi)]}$$

AOC

$$D(\phi)=\sqrt{A_1^2+A_2^2+2A_1A_2\sin[md(\cos\phi-\sin\phi)]}$$

COB

$$D(\phi)=\sqrt{A_1^2+A_2^2-2A_1A_2\sin[md(\cos\phi-\sin\phi)]}$$

BOD

$$D(\phi)=\sqrt{A_1^2+A_2^2+2A_1A_2\sin[md(\cos\phi-\sin\phi)]}$$

DOA

$$D(\phi)=\sqrt{A_1^2+A_2^2-2A_1A_2\sin[md(\cos\phi-\sin\phi)]}$$

AOC

$$D(\phi)=\sqrt{A_1^2+A_2^2+2A_1A_2\sin[md(\cos\phi-\sin\phi)]}$$

COB

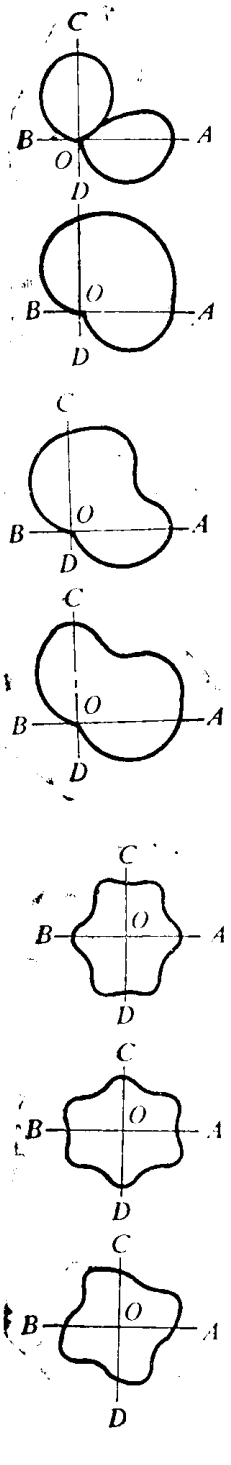
$$D(\phi)=\sqrt{A_1^2+A_2^2+2A_1A_2\sin[md(\cos\phi-\sin\phi)]}$$

BOD

$$D(\phi)=\sqrt{A_1^2+A_2^2+2A_1A_2\sin[md(\cos\phi-\sin\phi)]}$$

DOA

$$D(\phi)=\sqrt{A_1^2+A_2^2+2A_1A_2\sin[md(\cos\phi-\sin\phi)]}$$



当邻近振子馈电电流相位差$\delta_0=+90°$，$0°$，$-90°$场合，其水平面内的电场强度差如图8.22所示。一般90°相位馈电时，有其电场强度偏差较小的优点，也即振子A、B间，C、D间用90°相位馈电，而振子B、C间，D、A间用同相馈电。但其不同范围的方向性仍不完全一致，图8.23所示为水平方向性的一计算例。

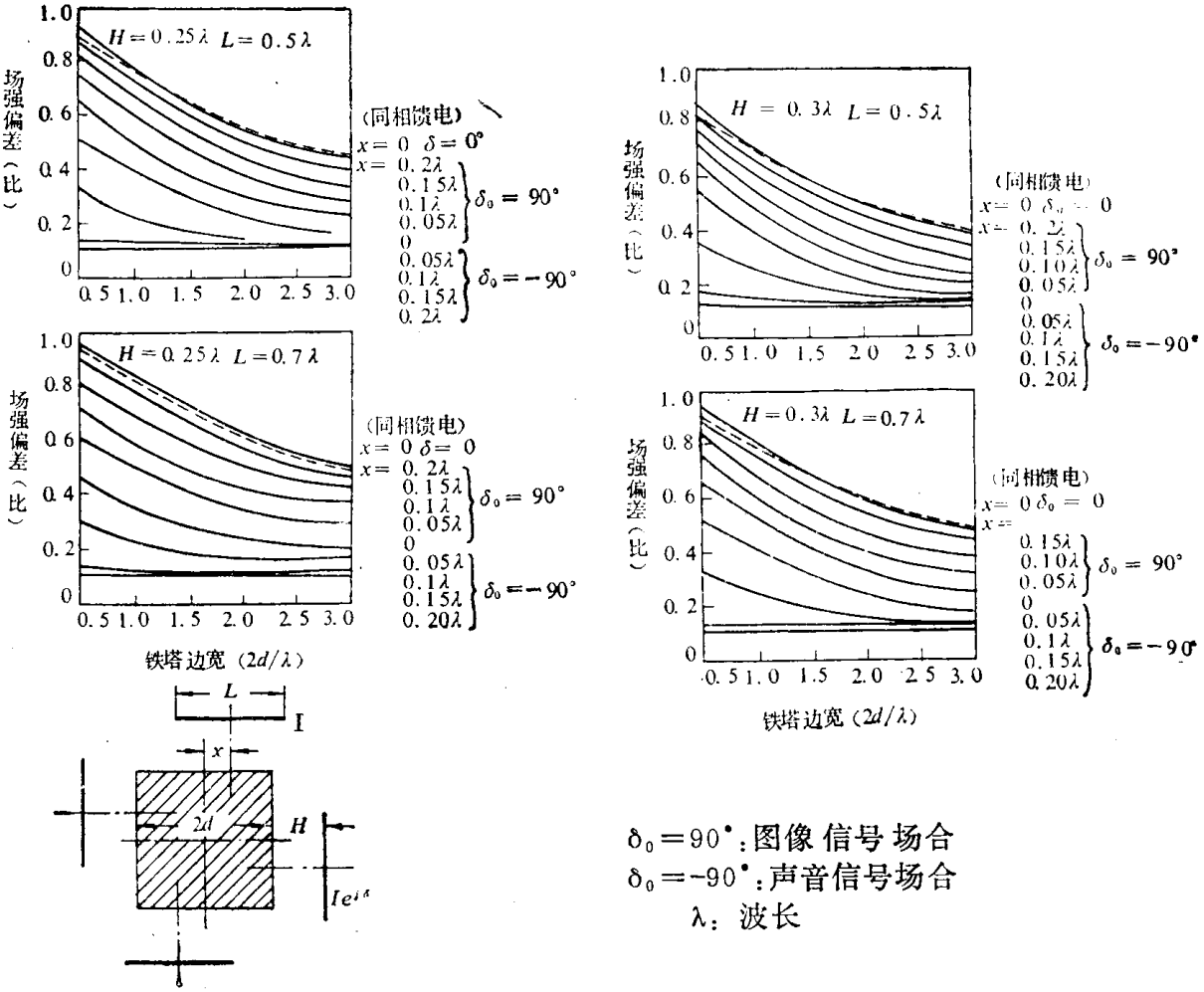


图8.22 水平面内的场强偏差(最小电场强度／最大电场强度)

图8.18(*d*)所示的天线振子安装方法适用于铁塔边宽较宽的场合，其馈电方法如图8.24(a)所示。振子1，2为90°相位馈电，振子2，3为同相馈电，振子3，4为90°相位馈电，振子4，1为同相馈电。利用这种馈电方法的水平方向性能用下式来表示。

AOC范围

$$D(\varphi)=\left[A_1^2+A_2^2-2A_1A_2\sin\left(\frac{2\pi}{\lambda}x_d(\cos\phi-\sin\phi)\right)\right]^{\frac{1}{2}}$$

$$A_1=\sin\left(\frac{2\pi}{\lambda}\cdot H\cos\phi\right)\frac{\cos\left(\frac{\pi L}{\lambda}\sin\phi\right)-\cos\left(\frac{\pi L}{\lambda}\right)}{\cos\phi} \qquad (8.52)$$

$$A_2=\sin\left(\frac{2\pi}{\lambda}\cdot H\sin\phi\right)\frac{\cos\left(\frac{\pi L}{\lambda}\cos\phi\right)-\cos\left(\frac{\pi L}{\lambda}\right)}{\sin\phi}$$

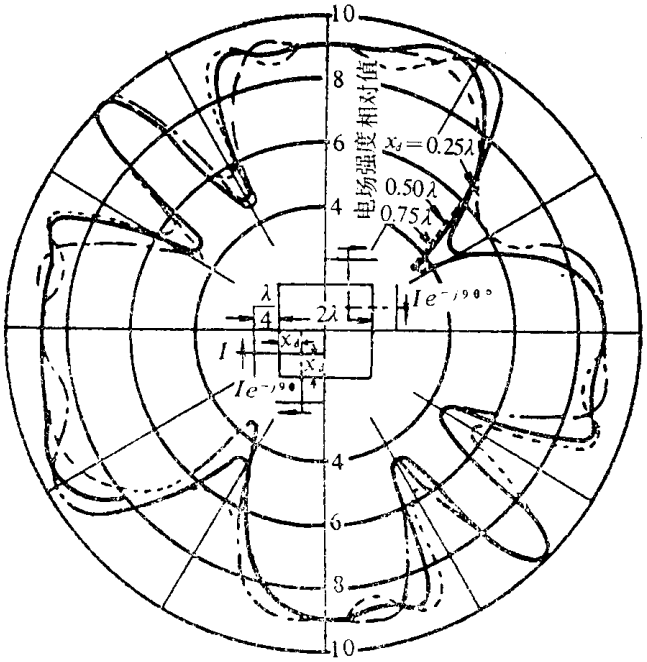
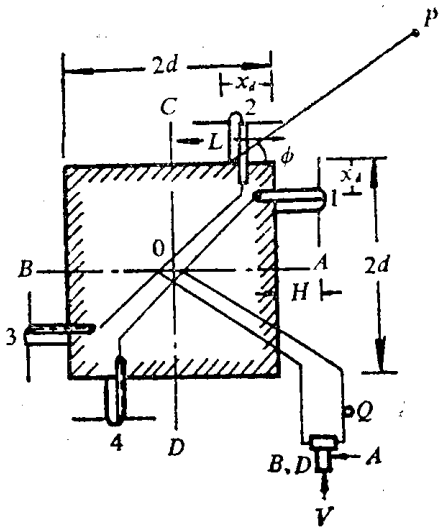
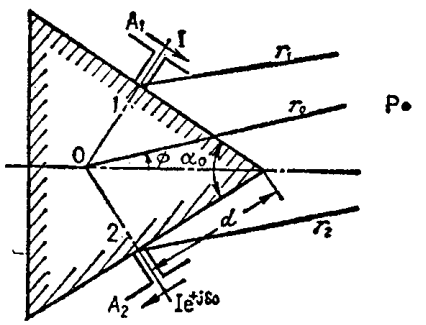


图8.23 水平方向性一例



(a)

Q:90°相移网络　　B、D:双工器
V:图机信号　　A:声机信号



(b)

图8.24 振子馈电方法例

$$\text{COB范围}D(\phi)=\left[A_1^2+A_2^2+2A_1A_2\cos\left(\frac{2\pi}{\lambda}(2d-x_d)(\cos\phi-\sin\phi)\right)\right]^{\frac{1}{2}} \quad (8.53)$$

$$\text{BOD范围}D(\phi)=\left[A_1^2+A_2^2+2A_{21}A\sin\left(\frac{2\pi}{\lambda}x_d(\cos\phi-\sin\phi)\right)\right]^{\frac{1}{2}} \quad (8.54)$$

$$\text{DOA范围}D(\phi)=\left[A_1^2+A_2^2+2A_1A_2\cos\left\{\frac{2\pi}{\lambda}(2d-x_d)(\cos\phi-\sin\phi)\right\}\right]^{\frac{1}{2}} \quad (8.55)$$

图8.23是其水平方向性计算例。

在以上各种馈电方法中，各有优缺点，很难确定谁优谁劣，但在铁塔边宽不超过1.5入时，每面配置1付振子，那么无论那种馈电方式，都能使水平面内电场强度的偏差抑制在±3dB以内。至于象图8.24(*b*)所示那样三角形铁塔的两侧面配置振子场合，其合成方向性能用下式表示：

$$D(\phi)=\sqrt{A_1^2+A_2^2+2A_1A_2\cos\left[m.d.\mathrm{tg}\frac{\alpha_0}{2}\left\{\sin\left(\frac{\alpha_0}{2}-\phi\right)-\sin\left(\frac{\alpha_0}{2}+\phi\right)\right\}+\delta_0\right]}$$

式中$m=2\pi/\lambda$；

δ_0为各振子馈电电流的相位差；A_1，A_2分别为振子1，2的方向性。

2．垂直极化天线的水平方向性

垂直极化方式的偶极子板天线多用于小功率电台，一般多采用同相馈电方式。象图8.25

所示那样将振子配置在铁塔侧面的场合，其第一象限的方向性能用下式表示。

$$D(\phi)=\{A_1^2+A_2^2+2A_1A_2\cos\{md(\cos\phi-\sin\phi)+\delta_0\}\}^{\frac{1}{2}}$$

$$A_1=\sin(mH\sin\phi)$$

$$A_2=k_i\sin(mH\cos\phi)$$

$$k_i=\frac{I_2}{I_1}$$

$$m=\frac{2\pi}{\lambda}$$

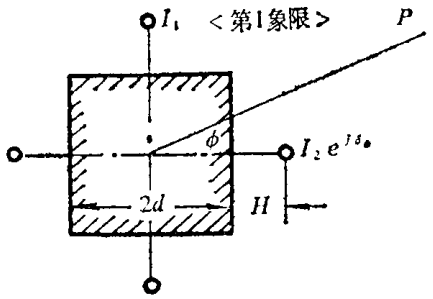


图8.25 垂直极化用偶极子板天线

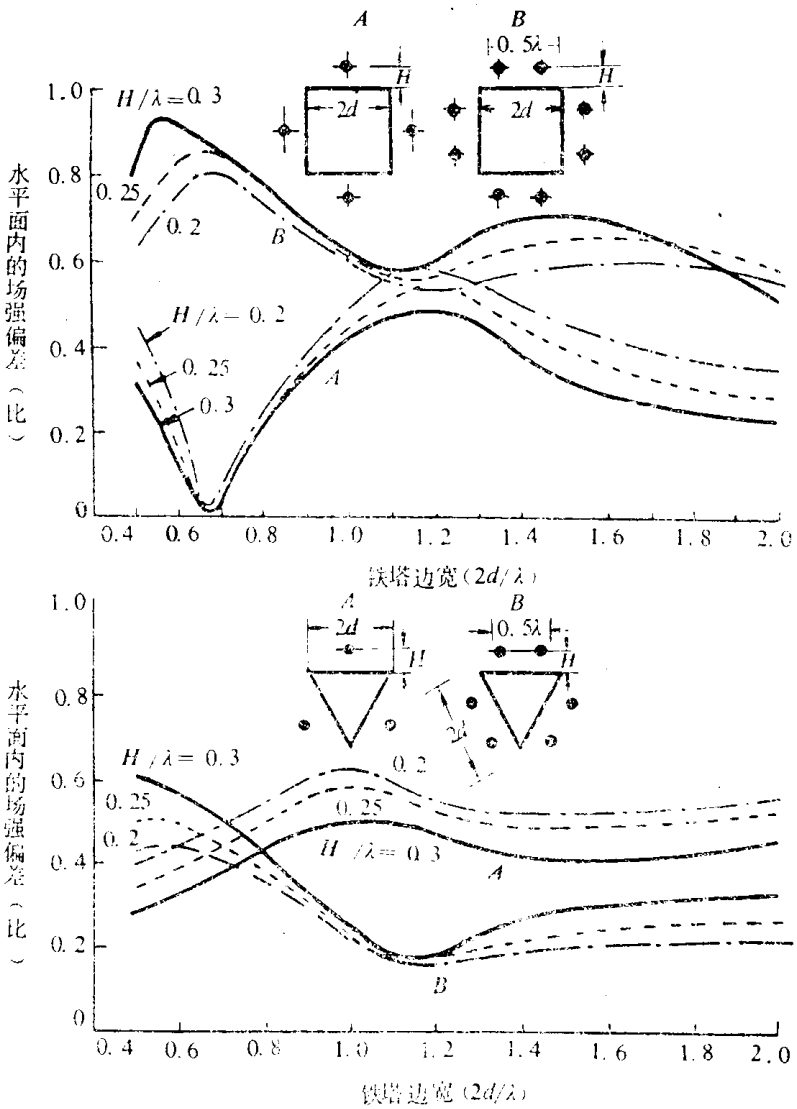


图8.26 垂直极化天线的铁塔边宽与水平面内场强偏差的关系

图8.26为铁塔边宽与水平面内电场强度偏差的关系。如图所示，垂直极化用天线与利用同样铁边塔宽的水平极化用天线相比，前者在水平面内的电场强度偏差较大。这是由于垂直极化偶极子板天线本身的水平方向性较宽所致，因此为了加以改善，而在铁塔四角增设屏蔽板，或者在各侧面并列按装2个振子。

3．振子本身的理想水平方向图

一般，象图8.18那样，偶极子板天线配置在铁塔侧面场合，其合成方向性的电场强度偏差由振子本身的方向性，激励电流的相位及铁塔边宽所决定。例如图8.27那样，在铁塔两侧面配置振子，并分别用电流I，$Ie^{j\delta_0}$馈送场合，振子1、2的合成场强在$\theta=\frac{2\pi d}{\lambda}(\cos\phi-\sin\phi)-\delta_0$满足0，$\pm 2\pi$，……的$\phi$方向时为两者之和；同时在满足$\pm\pi$，$\pm 3\pi$……场合，其合成场强为两者之差。当$\delta_0=0$，$d=$入场合，$\cos\phi=\sin\phi$，也即在$\phi=45°$方向，合成场强为两者之和；而在满足$\cos\phi-\sin\phi=\pm 0.5$的$\phi$方向中，其合成场强为两者之差。另一方面，当$\delta_0=90°$，$d=\lambda$场合，在满足$\cos\phi-\sin\phi=0.25$，$-0.75$的$\phi$方向，其合成场强为两者之和，而在满足$\cos\phi-\sin\phi=0.75$，$-0.25$的$\phi$方向，为两者之差。

因此，振子1，2本身的单方向图相互重叠范围，也即图中用斜线表示的范围，其合成方向性如落线所示，从而产生凹凸，以致水平面内的场强偏差加大。特别从图中可知，垂直极化天线的场强偏差比水平极化天线大。图中，作为振子1，2的方向性来说，仅仅考虑了其振幅方向性，但若把其各种相位方向性再考虑进去，那么其合成方向性的场强偏差就较大。

这种现象几乎都是振子1，2的方向性互相叠加所致。当这种重叠范围较小时，象图.28所示那样，在四角铁塔侧面安装振子场合，其本身所希望方向性为$-90°$扇形方向性，而对三角铁塔而言，其希望形成120°扇形方向性。一般，为了得到这样一种理想方向性，而象图(b)所示那样，采用数个振子组合的办法，或者改变振子的长度及振子与反射板之间的距离，使其接近尽可能理想的方向性。

图8.29所示方向图是一付具有不同长度的偶极子板天线的水平方向图及其半功率角。从图中可知，若确定其半功率角为90°的扇形方向图为所需要方向图，那么只要选0.7波长长的偶极子作为振子的极子偶板天线就可以了。

4．偶极子板天线的垂直方向性

在图8.30所示水平极化天线中，将其振子群分成上下数量相同的两个小振子群，然后分别馈电。其馈电功率比为K_p，馈电电流相位差为δ_v，那么其垂直方向图能用下式来描绘。

$$D(\theta)=\left[(1+K_P)+2\sqrt{K_P}\left\{\cos\left(\frac{N\pi s}{\lambda}\sin\theta-\delta_v\right)\right\}\right]^{\frac{1}{2}}\cdot A_N \qquad (8.58)$$

式中

$$A_N=\frac{\sin\left(\frac{N}{2}\Theta_0\right)}{\sin\Theta_0}\sin\left(\frac{2\pi H}{\lambda}\cos\theta\right)$$

$$\Theta_0=\frac{\pi s}{\lambda}\sin\theta$$

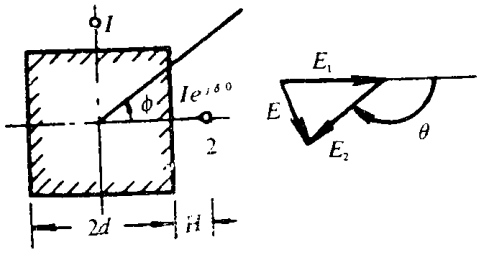
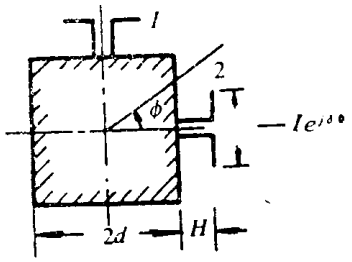
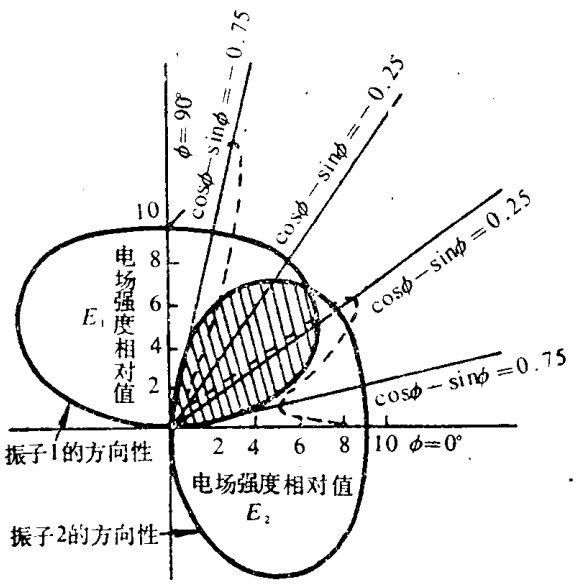
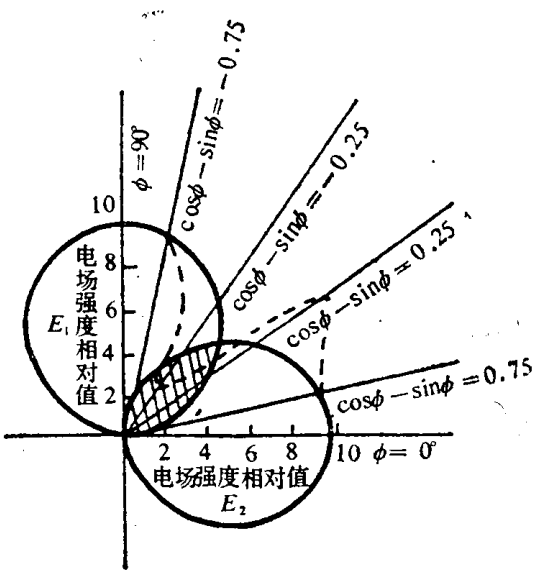
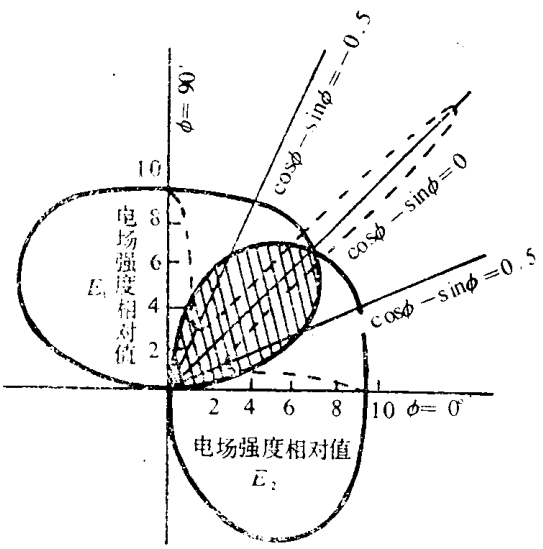
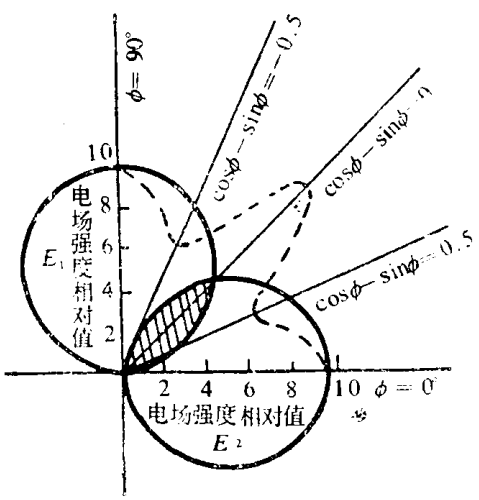
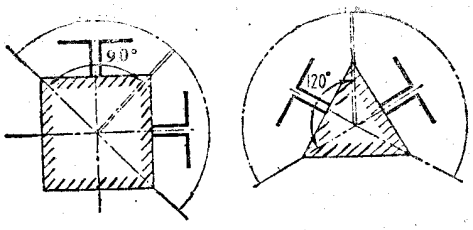
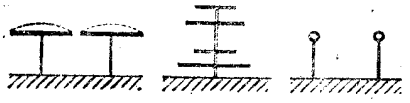
天线种类	垂直极化偶极子板天线	水平极化偶极子板天线
结构例		
	$\Theta = \frac{2\pi d}{\lambda}(\cos\phi - \sin\phi) - \delta_0$ 下图表示$2d = 2\lambda$，$H = 0.3\lambda$场合	下图表示$2d = 2\lambda$，$H = 0.3\lambda$，$L = 0.5\lambda$场合
δ_0 $+90°$		
0°		

图8.27 偶极子板天线的合成方向性（仅考虑振幅特性的场合）



四角铁塔　　三角铁塔

(a) 振子本身的理想方向图



水平极化场合　水平极化场合　垂直极化场合

(b) 为了得到90扇形方向图的振子结构例

图8.28 振子的水平方向图及其结构例

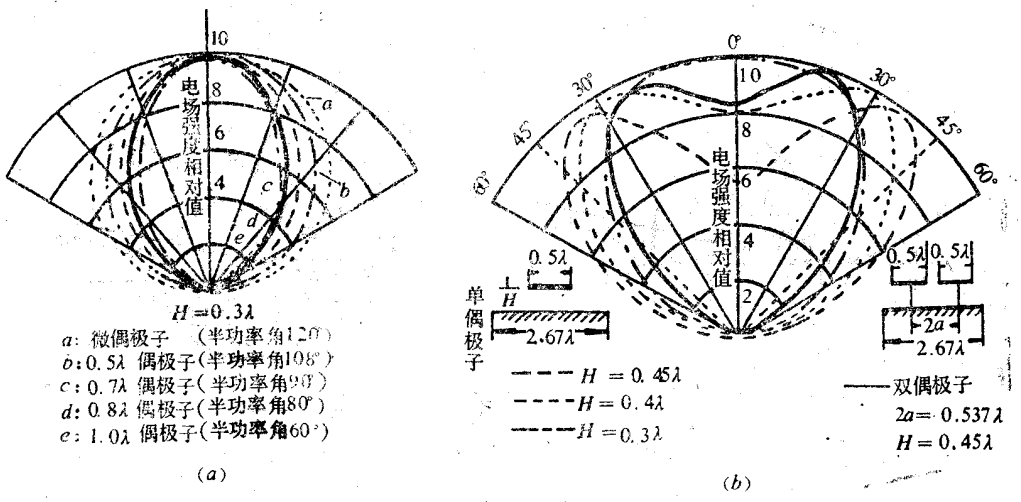


图8.29 改变偶极子长度时偶极子板天线的方向图

(a)和改变与反射板距离时的方向图(b)

假若这偶极子板天线是作垂直极化天线，那么其垂直方向图能用下式描述。

$$D(\theta)=\left[(1+K_P)+2\sqrt{K_P}\left\{\cos\left(\frac{N\pi s}{\lambda}\sin\theta-\delta_r\right)\right\}\right]^{-\frac{1}{2}}A_N$$

$$A_N=\frac{\sin\left(\frac{N}{2}\Theta_0\right)}{\sin\Theta_0}\sin\left(\frac{2\pi H}{\lambda}\cos\theta\right)\cdot\frac{\cos\left(\frac{\pi L}{\lambda}\sin\theta\right)-\cos\left(\frac{\pi L}{\lambda}\right)}{\cos\theta}$$

$$\Theta_0=\frac{\pi s}{\lambda}\sin\theta \qquad (8.59)$$

式中N表示级数；

s为振子间的间隔；

H为振子和反射板之间的距离；

L为振子长度。

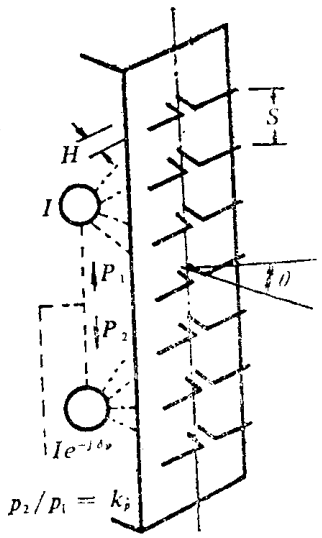


图8.30 多层偶极子板天线

也有象图8.31那样，在阶梯状铁塔上安装天线振子的场合。为了求得这种场合的水平极化用偶极板天线的合成方向图，就应先求出图(a)中振子1，2和3的合成方向性A_3；振子4，5，6及7的合成方向性A_2，振子8，9，10，11，12的合成方向性A_1，然后再求出A_1，A_2，A_3三个振子群的合成方向图，即如下式所示：

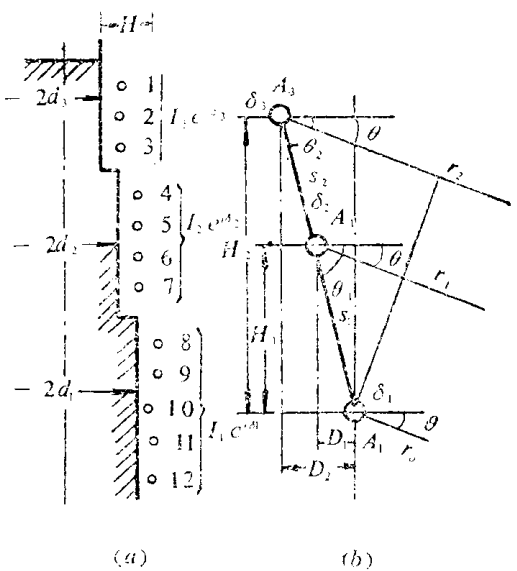
$$D(\phi)=\Big[A_1^2+A_2^2+A_3^2$$
$$+2A_1A_2\cos\Big\{\frac{2\pi s_1}{\lambda}\cos(\theta_1-\theta)-\delta_2\Big\}+2A_1A_3\cos\Big\{\frac{2\pi s_2}{\lambda}\cos(\theta_2-\theta)-\delta_3\Big\}$$
$$+2A_1A_3\cos\Big\{\frac{2\pi s_1}{\lambda}\cos(\theta_1-\theta)-\frac{2\pi s_2}{\lambda}\cos(\theta_2-\theta)+(\delta_3-\delta_2)\Big\}\Big]^{\frac{1}{2}}$$
$$\sin\Big[\frac{2\pi}{\lambda}H\cos\theta\Big] \qquad (8.60)$$

式中令电流比$I_1/I_3=K_1$，$I_2/I_3=K_2$

则 $A_1=K_1D_1(\theta)$

$A_2=K_2D_2(\theta)$

$A_3=D_3(\theta)$



$H_1=4.5s$

$H_2=8s$

$D_1=d_1-d_2$

$D_2=d_1-d_3$

$s_1=\sqrt{H_1^2+D_1^2}$

$s_2=\sqrt{H_2^2+D_2^2}$

$\delta_1=0°$

$\delta_2=s_1\cos(\theta_1-\theta_t)\times\frac{2\pi}{\lambda}$

$\delta_3=s_2\cos(\theta_2-\theta_t)\times\frac{2\pi}{\lambda}$

θ_t=波束倾角

图8.31 阶梯状反射板和偶极子组合

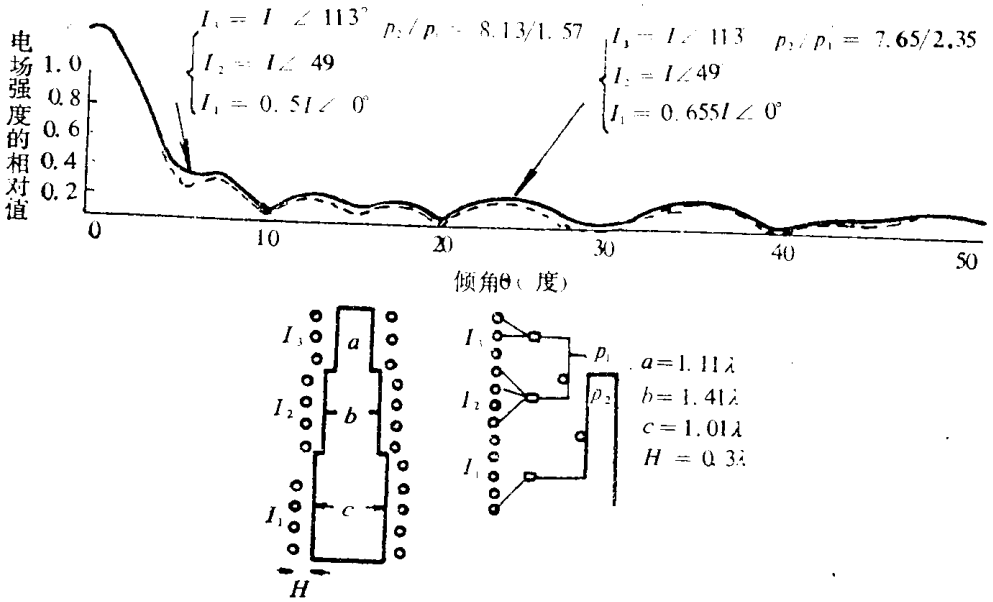


图8.32 垂直方向性一例

其$D_1(\theta)$，$D_2(\theta)$,$D_3(\theta)$分别是用电流I_1,$I_2e^{j\delta_2}$，$I_3e^{j\delta_3}$馈送三个振子群的合成方向系数。它们可分别用下式来表示：

$$\left.\begin{aligned} D_1(\phi) &= \frac{\sin\left(\frac{5\pi s}{\lambda}\sin\theta\right)}{\sin\left(\frac{\pi s}{\lambda}\sin\theta\right)} \\ D_2(\phi) &= \frac{\sin\left(\frac{4\pi s}{\lambda}\sin\theta\right)}{\sin\left(\frac{\pi s}{\lambda}\sin\theta\right)} \\ D_3(\phi) &= \frac{\sin\left(\frac{3\pi s}{\lambda}\sin\theta\right)}{\sin\left(\frac{\pi s}{\lambda}\sin\theta\right)} \end{aligned}\right\} \qquad (8.61)$$

式中馈送电流I_2，I_3的相位δ_2，δ_3是由θ_1，θ_2及倾角θ_t所确定，而θ_1，θ_2是由振子配置所确定的相位差。图8.32是垂直方向性之一例。

三、功率增益

水平面内无方向性的偶极子板天线的功率增益和振子间距关系如图8.33所示。从图中可知，当间距s为0.9波长时，功率增益可达最大，当其超过该值后，功率增益反而逐渐降低。

在图中，用$G=1.22N \cdot S/\lambda$（N：层数，s：振子间距，λ：波长）计算所得到的功率增益用虚线表示，但振子间距加大后，与从垂直方向性中所求得的功率增益的差距越来越大。

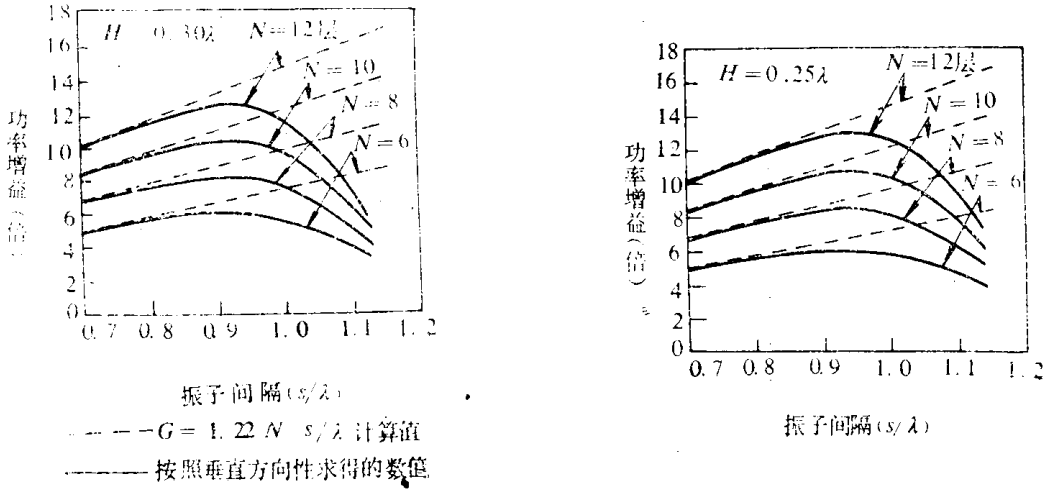


图8.33 偶极子板天线的功率增益

图8.34(*a*)(*b*)所示振子配置的偶极子板天线增益分别如表8.2，8.3所示。象图8.34那样，单方向性偶极子板天线的功率增益可以根据水平方向图的半功率角θ_H和垂直方向性的半功率角θ_V（度）利用下式来求得。

$$G=\frac{21100}{\theta_H\cdot\theta_V} \qquad (8.62)$$

当上式的$\frac{1}{\theta_H\cdot\theta_V}\geqslant 10^{-3}$范围内，其结果与上述计算结果几乎一致。

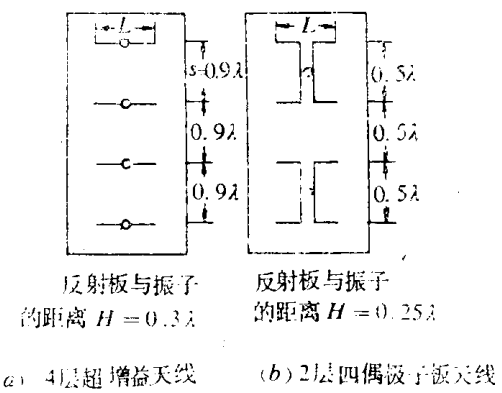


图8.34 偶极子板天线的振子配列

8.2.2 环形天线

环形天线是在1965年由NHK的远藤敬二等人作为UHF广播用发送天线开发的，它具有宽频带，高增益等优点，目前也广泛地应用于VHF波段的电视和调频广播。

一、水平极化用双环天线

1.结构和工作原理

水平极化用双环天线的基本形状如图8.35所示，它是用平行馈线连结两个1波长长的环形天线，和反射板组合后成为一完整的双环天线，它采用中央馈电，电流按照图示箭头方向流过，所以其垂直极化分量为各个环的左右振子所消除，并在与馈电点相对称的上下两个环间所抵消，所以它是作为水平极化天线工作。其辐射特性，与图8.35(b)的偶极子天线例等效。这种天线除双环天线外，还有将四个环或六个环用平行馈线连结起来以获得更高增益。所以人们就根据环数将这些天线分别称为$2L$，$4L$，$6L$形环天线。图8.36就是一$6L$形环天线的结构示意图。

环的周长取1个λ，但考虑到环的缩短系数取1.03λ，环与反射板的间距多为0.25λ。连结各环天线的平行线l_2长0.5λ左右，但实际上，考虑到缩短系数后取0.48λ。平行线的特性

表8.2 偶极子板天线的功率增益(倍)

L/λ	H=0.25λ			H=0.30λ		
N	0.4	0.5	θ_V	0.4	0.5	θ_V
1	3.32倍	3.41	128.0°	2.66	2.74	133.8°
2	7.98	8.21	32.2	6.59	6.80	32.8
3	13.19	13.61	20.0	11.19	11.57	20.0
4	18.53	19.14	14.4	15.98	16.55	14.4
5	23.8	24.6	11.28	20.7	21.50	11.28
6	29.0	30.0	9.40	25.4	26.3	9.40
7	34.1	35.3	8.04	29.9	31.1	8.04
8	39.2	40.6	7.04	34.5	35.8	7.04
9	44.3	45.9	6.24	39.0	40.5	6.24
10	49.5	51.2	5.64	43.6	45.3	5.64
11	54.7	56.6	5.12	48.3	50.1	5.12
12	59.9	61.9	4.72	52.9	55.0	4.72
13	65.1	67.3	4.32	57.6	59.8	4.32
14	70.3	72.7	4.04	62.3	64.7	4.04
θ_H	75°	72°	—	85°	82°	—

H：振子与反射板间距
L：振子的长度
N：层数
θ_H：水平方向性半功率角
θ_V：垂直方向性半功率角

表8.3 4偶极子板天线的功率增益(倍)

N / L/λ	1	2	3	4	5	6	7	8	θ_H
	倍								
0.5	5.98	12.04	18.03	24.0	30.0	36.0	41.9	47.9	72°
0.6	6.24	12.58	18.85	25.1	31.4	37.6	43.9	50.1	68°
0.7	6.59	13.31	19.98	26.6	33.3	39.9	46.5	53.2	63°
0.8	7.07	14.32	21.5	28.7	35.8	43.0	50.2	57.3	57°
0.9	7.73	15.71	23.6	31.5	39.4	47.3	55.2	63.1	52°
1.0	8.65	17.64	26.6	35.5	44.3	53.2	62.1	71.0	46°
θ_V	59.6°	26.0°	17.0°	12.7°	10.16°	8.48°	7.26°	6.35°	

θ_H：水平方向性半功率角
θ_V：垂直方向性半功率角

阻抗为215Ω，从馈线到环的长度l_1作为阻抗变换电路工作。又在环的接收端装上短路回路，作为保持阻抗宽带特性的补偿回路，其长度l_3与$2L$，$4L$，$6L$形式有关。而且短路回路还是环的支撑机构的一部分。馈电点部分由同轴电缆头的静电电容，跨接片，平衡阻抗变换电路所组成，其大致结构示意图如图8.37所示，除此之外，为了免受风霜雨雪的侵袭，整个天线板用玻璃纤维增强塑料（FRP）和ABS树脂等壳子罩住。

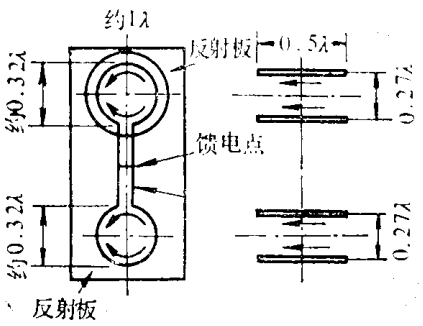
双环天线的电流分布与有耗传输线相近似。在环长1λ，环间连接平行线长l_2为0.5λ的场合，其分布如图8.38所示。天线上的电流沿着环辐射而引起衰减，但各环的最大电流是按照cosh曲线衰减，所以变化不大。而且αl_0是环天线的一个等效衰减常数。

2. 水平方向性

水平极化双环天线的水平方向性不仅与$2L$，$4L$，$6L$形，也与带有反射板的1λ环天线的水平方向性相同。对于1λ环天线的水平方向能作严格地数学分析，但本文为简单起见而假设电流分布呈正弦状，反射板为无限大。即图8.39X—Y面的方向性（水平方向性）如下式所示：

$$D_0(\phi)=[J_0(\sin\phi)+J_2(\sin\phi)]\cos\phi\sin(\beta HK\cos\phi) \qquad (8.63)$$

式中J_0，J_2为贝塞尔函数



(a) 原形　　(b) 等效天线

图8.35　双环天线

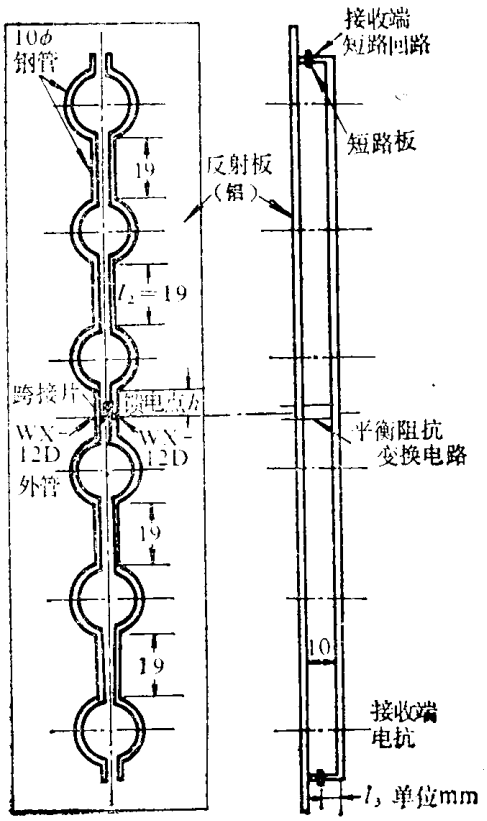
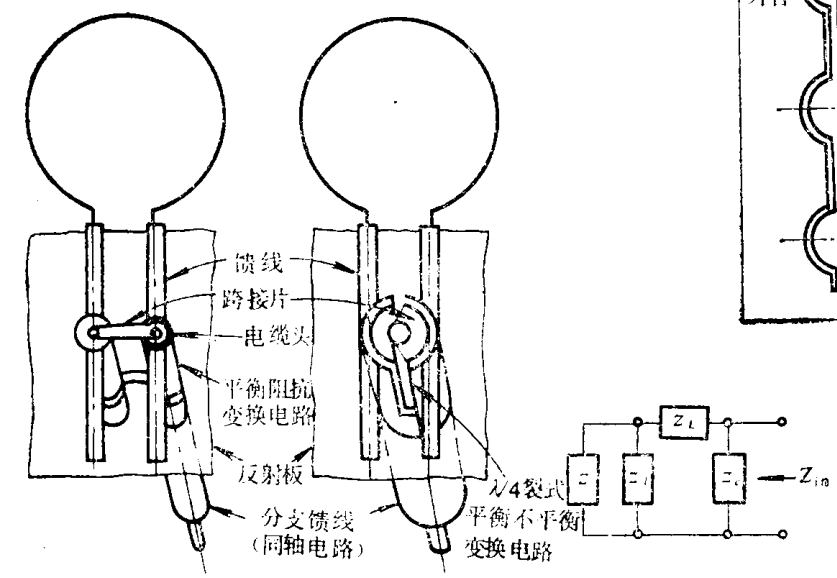


图8.36

6L形双环天线



(a) 利用平衡阻抗变换电路的馈电方式　(b) 利用裂式平衡—不平衡变换电路的馈电方式　(c) 等效电路

图8.37　双环天线的馈电点结构及其等效电路

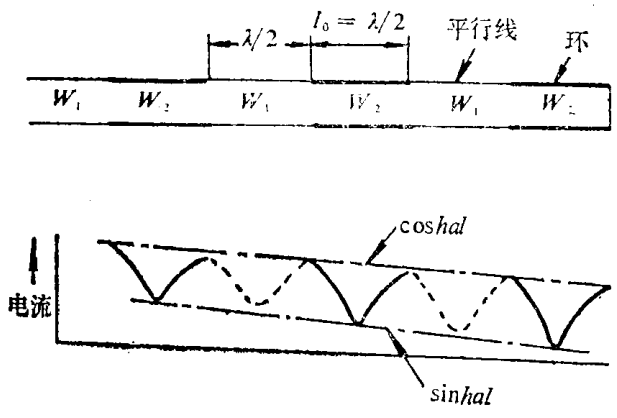


图8.38　近似于传输线的电流分布

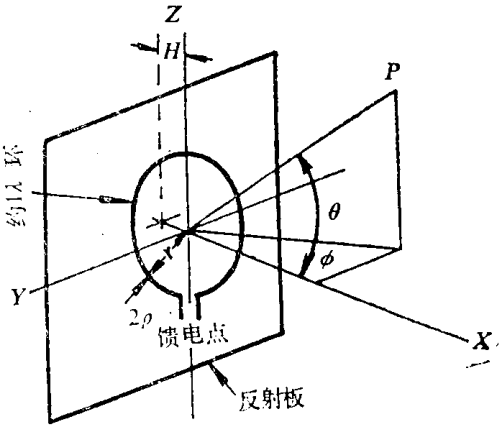


图8.39　带有反射板的1λ环天线

H为环天线与反射板间距

$K=H\frac{\Delta f}{f_0}$（f_0为设计工作频率，Δf_0为实际频率与f_0的偏差）

$\beta=2\pi/\lambda$

其计算值与实测值如图8.40所示。象这样双环天线的水平方向性几乎与0.5λ偶极子板天线的水平方向性相等。其相位方向性如图8.41所示。

3.垂直方向性

垂直方向性与水平方向性一样，是以1λ环天线的垂直方向性为基准。设置有反射板的1λ环天线的垂直方向性为：

$$D_0(0)=[J_0(\sin\theta)-J_2(\sin\theta)]\sin(\beta H\cos\theta) \qquad (8.64)$$

式中，H为反射板和环振子的间距，

$\beta=2\pi/\lambda$

$H=0.25\lambda$场合的计算结果如图8.42所示。

$2L$，$4L$，$6L$形双环天线的垂直方向性能用图8.43所示的最大电流不同的1λ环列来近似求出。根据实验，假设1λ环的等效衰减常数αl_0（l_0：$\lambda/2$）为3dB，而且有耗传输线的最大电流振幅按衰减常数的余割（cosh）变化，由此可求出其最大电流比。因此，垂直方向性能用下列式子来描述。

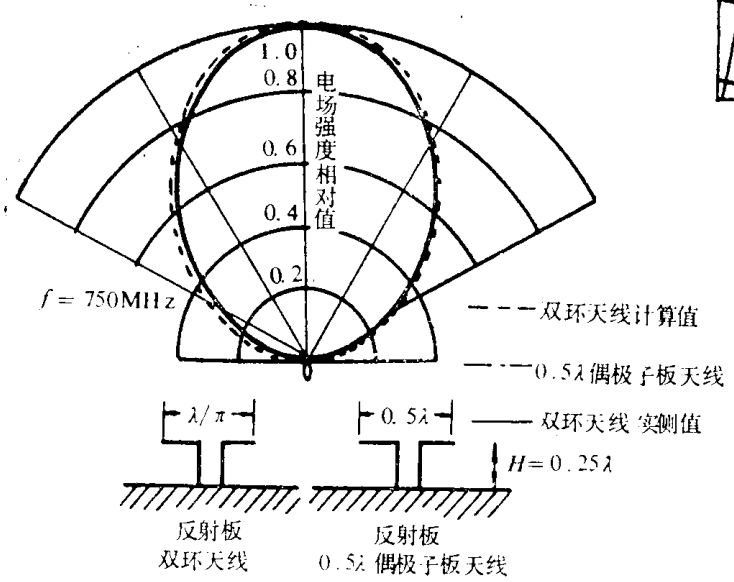


图8.40 双环天线的方向性

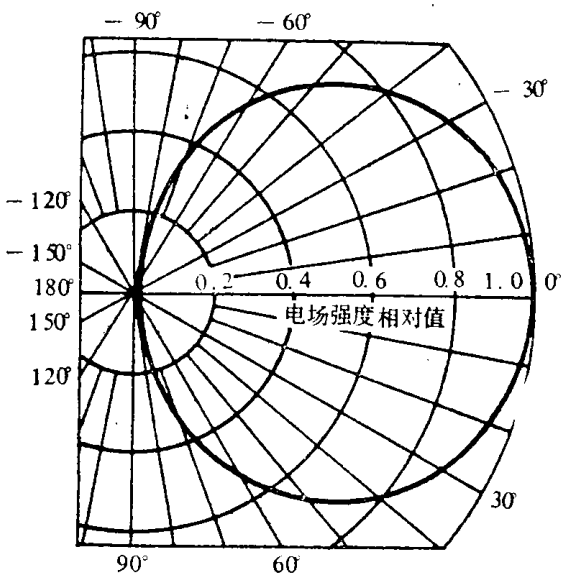


图8.42 带有反射板的1λ环天线的垂直方向图

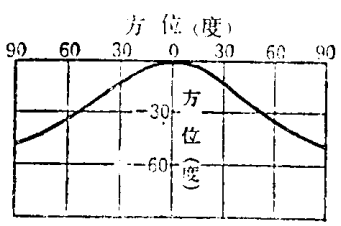


图8.41

$2L$形　$D(\theta)=\cos(\beta d_1\sin\theta)D_0(\theta)$　(8.65)

$4L$形　$D(\theta)=\{1.060\cos(\beta d_1 K\sin\theta)\}$

$+\{\cos(\beta d_2 K\sin\theta)\}D_0(\theta)$　(8.66)

$6L$形　$D(\theta)=\{1.248\cos(\beta d_1 K\sin\theta)+1.060\cdot\cos(\beta d_2 K\sin\theta)$

$+\cos(\beta d_3 K\sin\theta)\}D_0(\theta)$　(8.67)

式中　$d_1=l_1+\dfrac{\lambda}{2\pi}$，$d_2=l_1+l_2+\dfrac{3\lambda}{2\pi}$，$d_3=l_1+l_2+\dfrac{5\lambda}{2\pi}$

$$K=1\pm\frac{\Delta f}{f_0},\quad D_0(\theta)=[J_0(\sin\theta)-J_2(\sin\theta)]\sin(\beta H K\cos\theta)$$

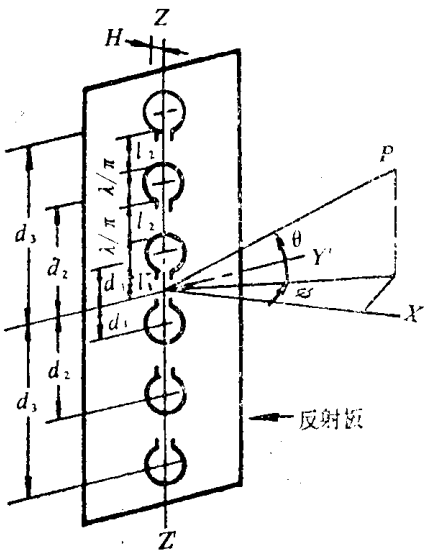


图8.43　$6L$形双环天线

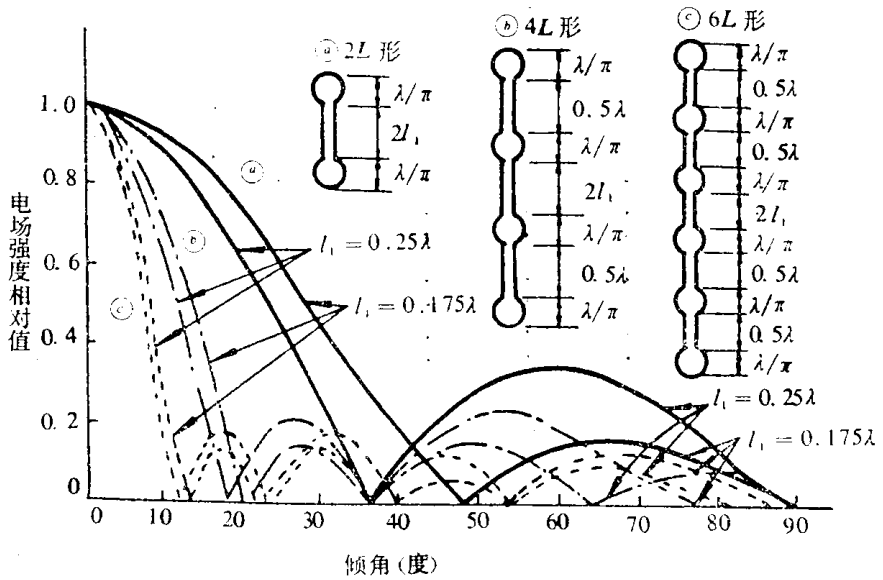
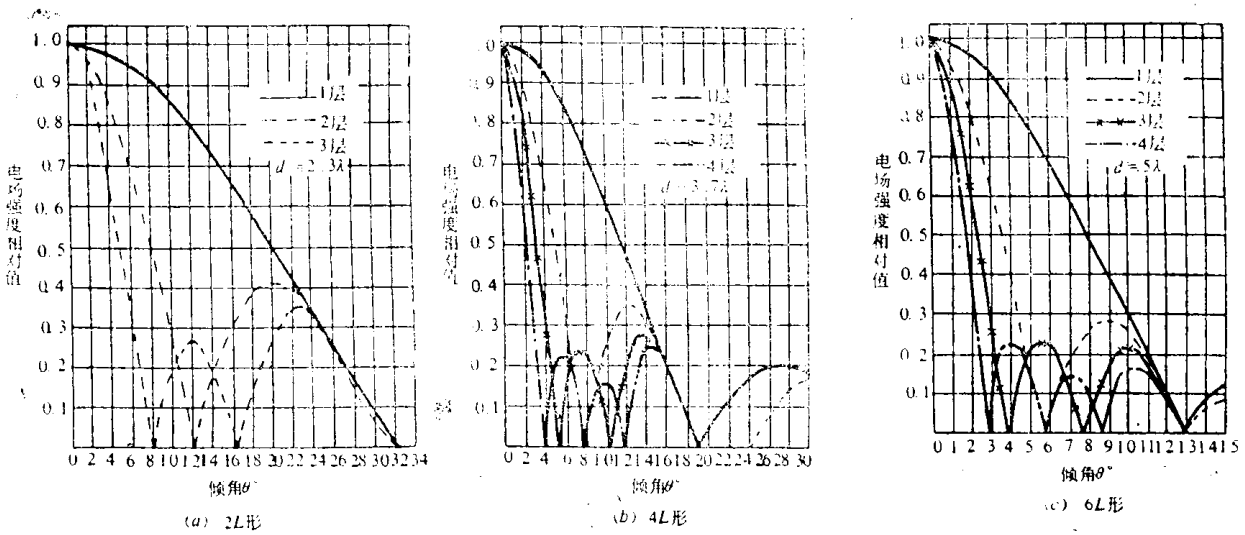


图8.44　双环天线的垂直方向图（$H=0.25\lambda$）

其计算结果如图8.44所示。l_1根据不同的阻抗有些变化，所以在图中取0°25λ和0°175λ两种为例。一当改变l_1，那就会导致零点的变化，但由于这些都发生在仰角大于10°的点上，所以对实际应用不致产生很多不利因素。



(a) 2L形　(b) 4L形　(c) 6L形

图8.45　双环天线的垂直方向图

天线多层重叠场合，其垂直方向图如图8.45(a)～(c)所示，而且在实际使用时，根据实际需要来改变层间功率分配比，以便对零点进行补偿。

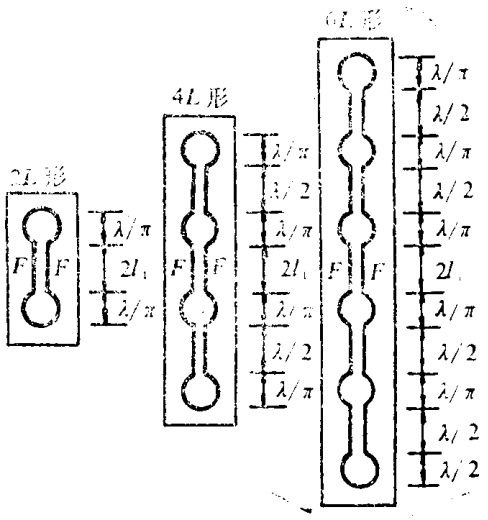
4．功率增益

功率增益可利用垂直方向图的图解积分法来求得，其所求得值与理论值均如表8.4所示。

表8.4 双环天线的功率增益

天线形式		2L形	4L形	6L形
一侧的环数		2	4	6
方向性的半功率角（度）	水平	75	75	75
	垂直	34	16	10
一侧的功率增益（dB）	$l_1=0.25\lambda$	9.0 (9.53)	12.1 (12.65)	13.8 (14.42)
	$l_1=0.175\lambda$	8.5 (8.5)	11.5 (11.7)	13.3 (13.5)
四面配置的无方向性增益	$l_1=0.25\lambda$	3.0 (3.53)	6.1 (6.65)	7.8 (8.42)
	$l_1=0.175\lambda$	2.5 (2.5)	5.5 (5.7)	7.3 (7.5)

注：（ ）内为理论值



5．阻抗特性

双环天线的馈电点阻抗具有宽带特性，这是由于环形天线的自阻抗，环间的互阻抗以及由终端短路所形成的补偿回路等三者的相互补偿之故。又馈电点和环间平行线为一阻抗变换电路。环形天线单独的输入阻抗是容易求得的，但图8.46所示阻抗特性是假定环上的电流分

布为正弦波分布场合的输入阻抗。从图中可知，圆周长为1λ时，其输入阻抗几乎为一纯电阻。

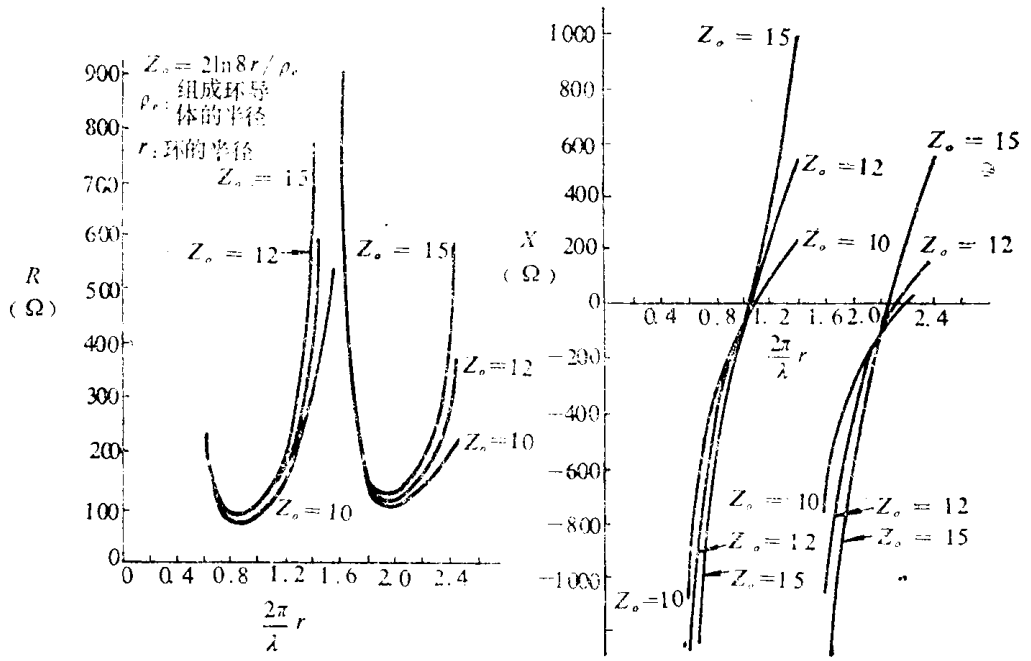


图8.46 环形天线的输入阻抗

图8.47所示特性是根据1λ环的两种不同配置，其互阻抗与振子间距变化情况。图(a)那样配置的互阻抗要比图(b)那样配置的互阻抗小，因此，在实际双环天线中，与环间互阻抗相比，环与由反射板所致的镜像环之间的互阻抗影响大。为环形振子与反射板间距为0.25λ（d=0.5λ）左右，它能起到抵消自阻抗电抗变化的影响。

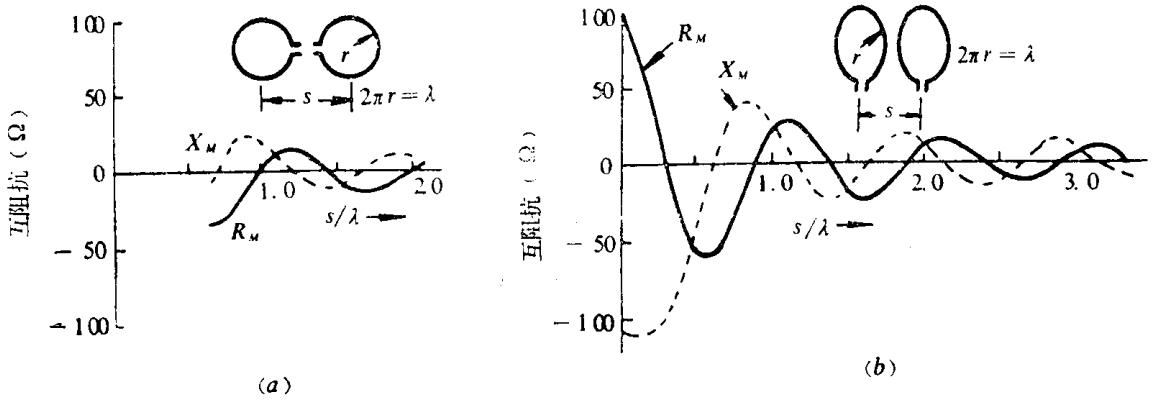


图8.47 1λ环形天线间的互阻抗

二、垂直极化双环天线

垂直极化天线主要用于那些由于干扰而无法采用水平极化天线的小功率电台。垂直极化双环天线在1965年投入使用，它是以具有优良特性的水平极化双环天线为基础。

1．结构与工作原理

垂直极化双环天线的结构例如图8.48所示。即将1λ环形天线的适当间距多层配置在反射板前面的垂直面内，并用平行双线对它们进行并联馈电。

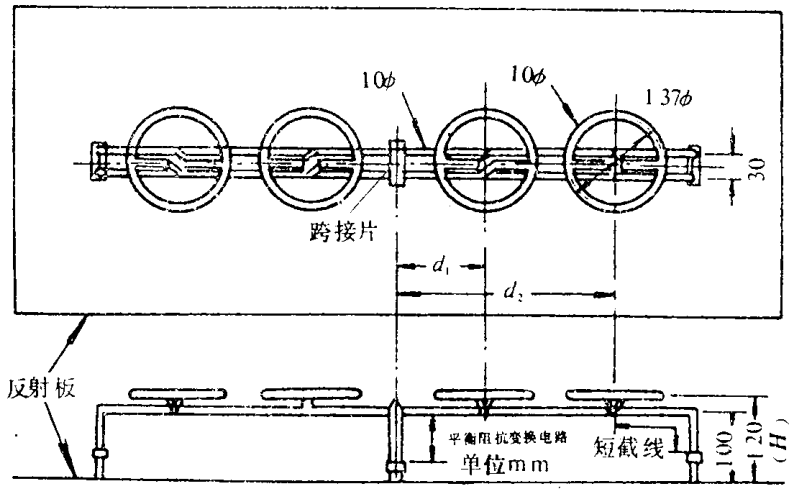


图8.48　垂直极化双环天线结构例

1λ环和反射板的距离（H）大约确定为0.3λ。由反射板而引起的1λ环互阻抗具有使馈电点阻抗宽带化的作用，以及由于结构上的限制而用平行双线馈电。馈电点上下两个环之间的间距（d_2—d_1）取为0.5λ左右，但是它们是用平行双线连接的，所以采用同相馈电的方法。馈电部和终端短路部分既可以作为支撑辐射振子的机构，也可用来调整天线。

平行双线的特性阻抗为215Ω。由于平行双线是用来支撑环状天线的，所以受其结构上限制，不可能给出最佳值，但特性阻抗的若干变化也不致引起天线诸特性的大幅度变化。平行双线和环连接的结合部形状尽可能对称，并在不使特性恶化的范围内用其最短距离。

2．水平方向性

辐射振子上的电流分布与辐射振子间的互阻抗以及平行双线间耦合有关，但在求解方向图场合，是假定其呈正弦波分布状态，象图8.49那样，这种天线是以1λ环振子和偶极子组合体为基体来分析的。假设辐射振子上的电流分布为正弦波形状，同时假定在a点没有反射。其水平方向性由下式给出：

$$D(\phi)=[0.37+0.63\{J_0(\sin\phi)-J_2(\sin\phi)\}]\cdot\sin(\beta H\cos\phi) \tag{8.68}$$

式中$\beta=2\pi/\lambda$；

H为反射板与振子之间的间距；

ϕ为水平面内的角度。

式中〔〕内第1项表示偶极子水平方向性，第2项表示1λ环的水平方向性，其系数是根据有助于偶极子和1λ环辐射的电流分量积分值所求得的比例系数来确定的，且$\sin(\beta H\cos\phi)$是反射板为无限大时的反射系数。

在反射板侧面设置遮挡板后，其波束宽度与反射板宽度，遮挡板宽度，安装角度等密切

相关，这种状况如图8.50所示，选择适当的D，L，α，就能使场强半功率角自由地在70°～130°范围内变化。三面无方向性天线称为T形天线，与水平极化双环天线一样，我们将四面无方向性天线称为R形天线，图8.51为其单体及合成水平方向图。

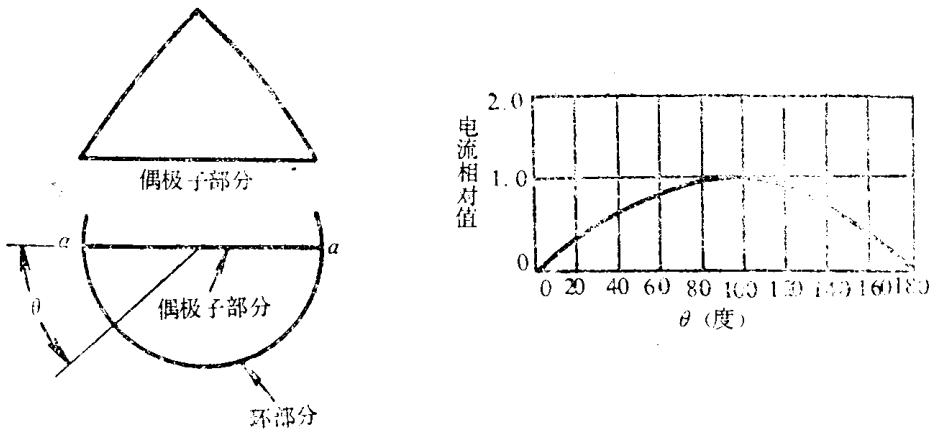


图8.49　电流分布

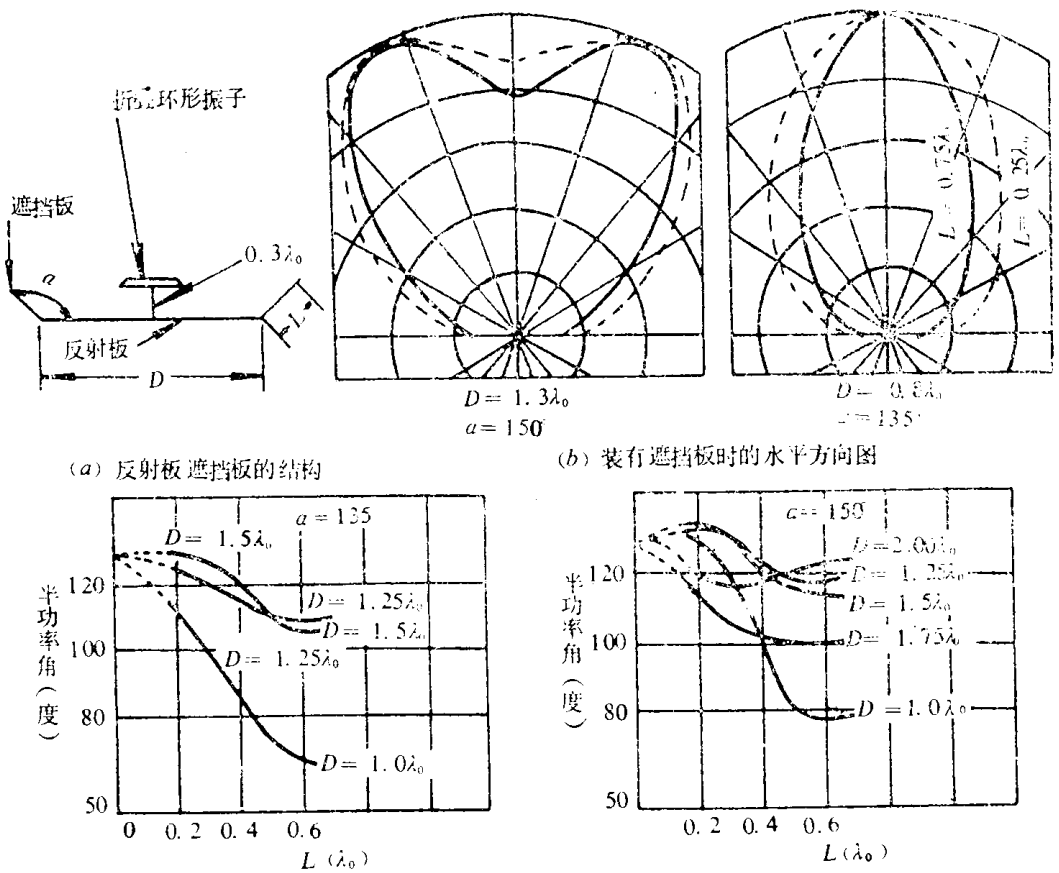


图8.50　加装遮栏板后水平方向图的变化

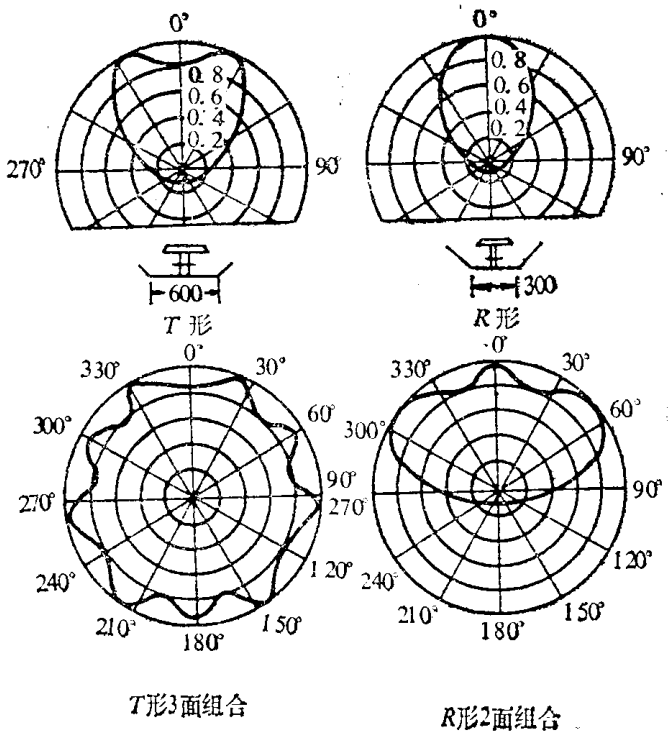


图8.51 垂直极化双环天线的水平方向图

3. 垂直方向性及其功率增益

1λ环形天线的H面方向性与0.5λ的偶极子天线的H面方向性几乎完全一致。因此，这种天线的垂直方向性是点波源列的方向性系数与0.5λ偶极子天线的方向性之积，而这种点波源列是置于带有反射波的1λ环形天线中心。图8.48给出的4L形天线的垂直方向性为：

$$D(\theta)=\{\cos(\beta d_1\sin\theta)+0.8\cos(\beta d_2\sin\theta)\}\cdot\{J_0(\sin\theta)+J_2(\sin\theta)\}\cos\theta\sin(\beta H\cos\theta) \tag{8.69}$$

式中d_1，d_2分别为馈点电与第1环，第2环中心点的距离。

H为环与反射板间的距离。

一般$2d_1=0.65\lambda$，$2d_2=1.63\lambda$，而$H=0.25\lambda\sim0.3\lambda$左右。0.8这个系数是第1环(处于中间部位的环)与第2环的电流分配率，它是根据实测资料求得的。而包含有贝塞尔函数J_0,J_2的分量$\{J_0(\sin\theta)+J_2(\sin\theta)\}\cos\theta$是1λ环的方向性。

根据垂直方向性的实测值，利用图解积分法求得其功率增益，象图8.48所示那样结构的天线，其功率增益约为4dB。

4. 阻抗特性

1λ环形天线的阻抗特性可以按照水平极化双环天线的叙述来分析，前面已经提到由反射板所产生的互阻抗等导致环形天线的宽带特性。在并联馈电时，当然也能保持其特点，但从馈电方法，结构条件来看，反射板与环之间多取0.3λ，此时平行双线与环靠得较近，这势必会产生一些影响。这种天线的阻抗调整(匹配)是利用设置在平行馈电线终端和馈电点的电抗补偿用陷波回路来实现的。

8.2.3 其它发送天线

除了上述两种从VHF，UHF电视广播引进的调频广播发送天线之外，还有许多类型的发送天线适用于调频广播。本节将一一加以扼要介绍。

一、环状天线

这种天线的结构如图8.52所示，为了使周长为$\frac{1}{2}$波长的环状天线进一步小型化，而在环状中央加载静电电容板，其馈电通过馈电片实现。由于环上的电流是均匀分布的，所以环状天线的方向性几乎与微小环天线的方向性几乎相同，而其垂直方向性能用下式来表述。

$$D(\theta)=J_1(C_\lambda \sin\theta) \qquad (8.70)$$

式中C_λ是用波长表示环的周长，所以当环的半径为α时，$C_\lambda=\frac{2\pi\alpha}{\lambda}$

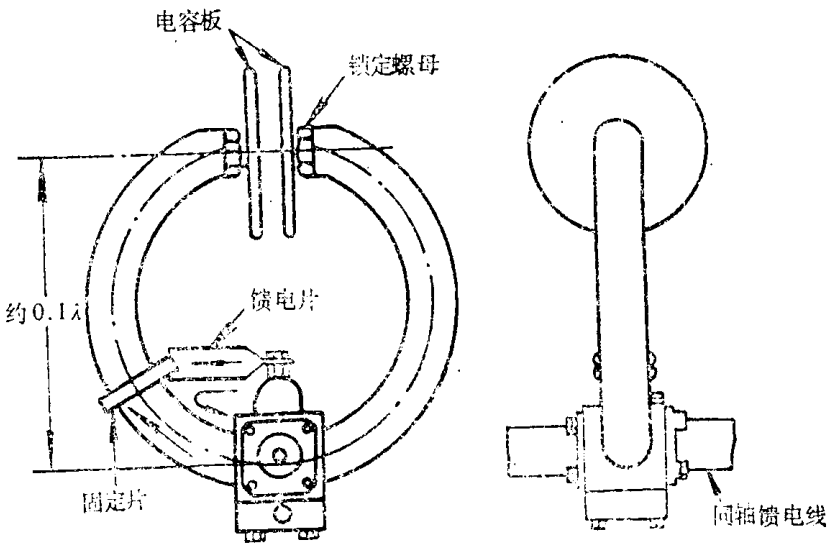


图8.52 环状天线的结构

水平面内的方向性几乎是无方向性，但支撑环状天线的圆管柱或铁塔等不可避免地对其产生一些影响，以致其水平方向性多少有些偏离圆形。

例如，象图8.53（a）所示那样，用园柱作为支撑体后，其环状天线的水平方向性能用下式来描述。

$$D(\phi)=e^{-jkl\cos\phi}+M_0+2\sum_{n=1}^{\infty}j^nM_n\cos n\phi \qquad (8.71)$$

$$M_n=-J_n'(kr)\frac{H_n^{(2)}(kl)}{H_n^{(2)\prime}(kr)}$$

$$M_0=-J_0'(kr)\frac{H_0^{(2)}(kl)}{H_0^{(2)\prime}(kr)}$$

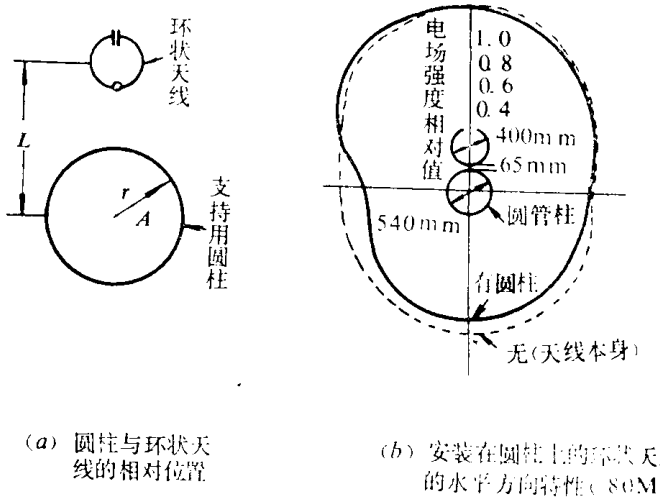
而$H_n^{(2)}$为第2种汉克尔(Hankal)数，J_n是第一种贝塞尔函数。

当支撑环状天线的圆管柱直径小于0.1波长时，几乎能得到圆形的水平方向图，但粗的圆管柱或边宽较宽的铁塔对其方向性有相当大的影响，不过，利用这一点就能得到定向天线。

图8.53(*b*)就是装在圆管柱上的环状天线的水平方向图例。

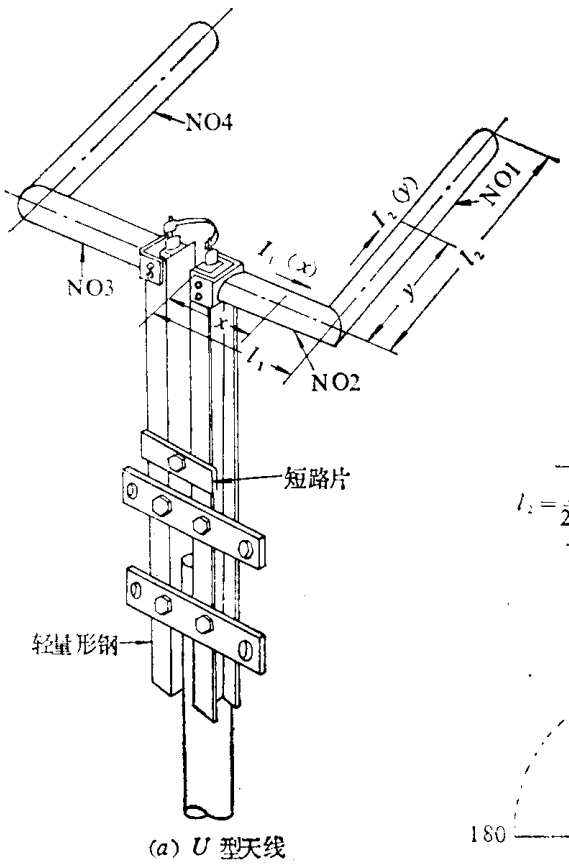
环状天线的功率增益：一层是−0.94dB，当层间距离为1λ时的多层天线场合，2层时其增益为3dB，3层时为4.75dB，4层时为6.1dB，6层时为7.98dB，8层时为9.24dB。

在实际天线中，其馈电点阻抗由调整馈电片长短，直径及插入天线中央的静电电容来实现匹配的。但其频带特别狭窄，所以这种天线已很少使用。

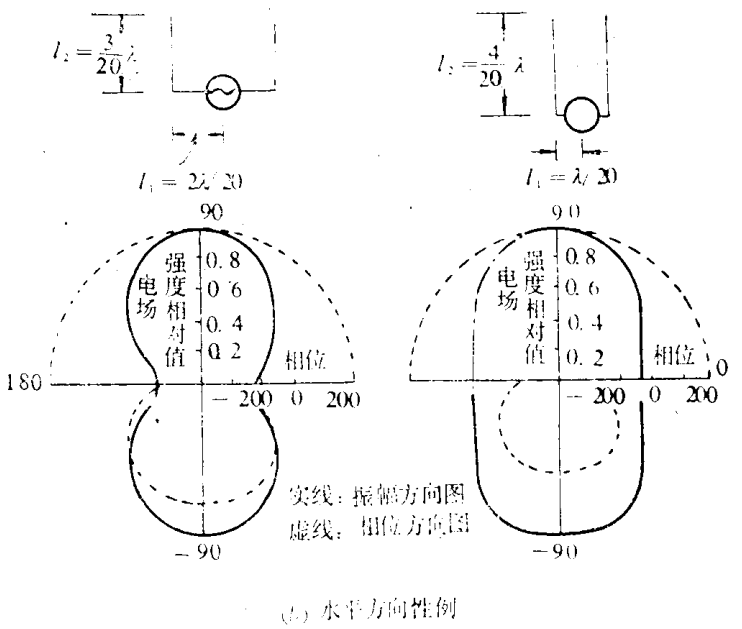


(*a*) 圆柱与环状天线的相对位置　　(*b*) 安装在圆柱上的环状天线的水平方向特性(80MHz)

图8.53 装在圆管柱上的环状天线



(*a*) *U* 型天线



(*b*) 水平方向性例

图8.54 U形天线及其水平方向性例

二、U形天线

这种天线与下面将要讲述的V形天线，由于结构非常简单而在欧美曾得到广泛使用，但也因其频带还较窄而逐步退出。

图8.54所示U式天线振子上的电流分布形式若为正弦波形式，再若导体的直径与波长相比，已细到可以忽略的程度，那么分别计算由导体层1、2、3、4所引起的辐射电磁场，然后从其合成场强求得天线方向性。

即水平方向性$D(\phi)$及垂直方向性$D(\theta)$能用下式表示

当导体上电流$I_1(X)=I_1\sin\frac{2\pi}{\lambda}(l_1+l_2-X)$

当导体上电流$I_2(Y)=I_2\mathrm{Sin}\frac{2\pi}{\lambda}(l_2-Y)$

$$D(\phi)=\frac{1}{\sin\phi}\left[\cos\left(\frac{2\pi}{\lambda}l_1\cos\phi\right)\cdot\cos\frac{2\pi}{\lambda}l_2-\cos\frac{2\pi}{\lambda}(l_1+l_2)\right.$$
$$\left.-\sin\left(\frac{2\pi}{\lambda}l_1\cos\phi\right)\cdot\sin\frac{2\pi}{\lambda}l_2\cdot\cos\phi\right]$$
$$+\frac{1}{\cos\phi}\left[j\sin\left(\frac{2\pi}{\lambda}l_1\cos\phi\right)\left\{\cos\left(\frac{2\pi}{\lambda}l_2\sin\phi\right)-\cos\frac{2\pi}{\lambda}l_2\right.\right.$$
$$\left.\left.+j\sin\left(\frac{2\pi}{\lambda}l_2\sin\phi\right)-j\sin\left(\frac{2\pi}{\lambda}l_2\right)\sin\phi\right\}\right] \qquad (8.72)$$

$$D(\theta)=\cos\frac{2\pi}{\lambda}l_2-\cos\frac{\pi}{\lambda}(l_1+l_2) \qquad (8.73)$$

在上述式子中都是复数，其绝对值是振幅方向性，其相位表示相位方向性。

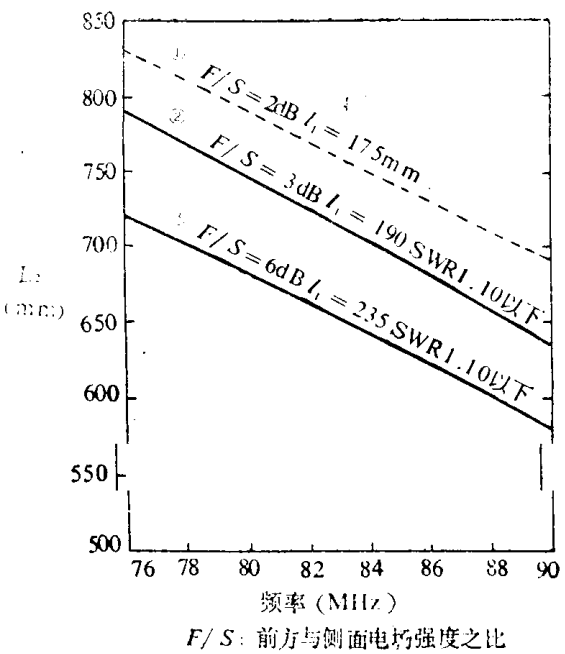
图8.54（b）所示方向图为$l_2+l_1=\lambda/4$时的U形天线的水平方向性例。

U形天线的层间间距一般为0.5λ～1λ。其功率增益与层间间距有关。当间距为1λ时，2层天线的功率增益为1.5dB，4层为3.8dB，6层时为6dB。

图8.55表示U形天线的大致设计图表。一般U形天线的辐射电阻很低，一般多低于20Ω。

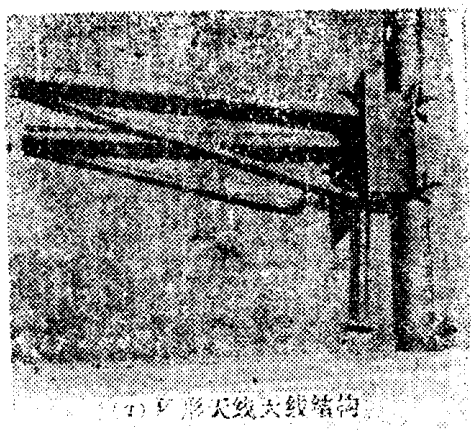
三、V形天线

这种天线如图8.56所示，是半波长折叠振子天线的一种。似定其各导体上的电流分布为正弦波分布，且导体直径与波长相比很细，则可求出各导体片所辐射的远方电场强度，并由此求出水平方向性为

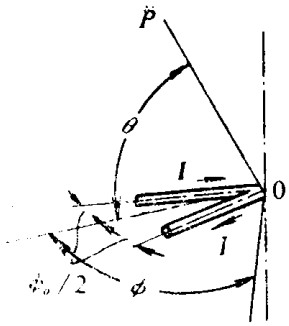


注：曲线①②③都是表示F/S为水平方向场合；而在垂直方向场合，①②③曲线有1—2dB之差

图8.55 U形天线设计图表



(a) V形天线天线结构



(b) 计算方向性的座标

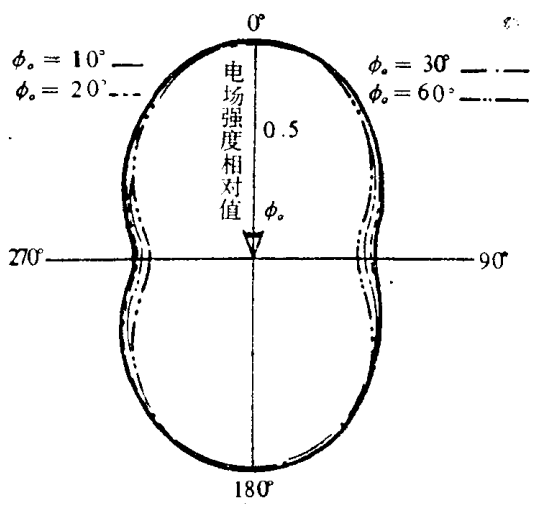
图8.56 V形天线

$$D(\phi)=\{\cos(90^\circ\cos\phi_a)+j\{\sin(90^\circ\cos\phi_a)-\cos\phi_a\}\}\sin\phi_a$$
$$+\{\cos(90^\circ\cos\phi_b)+j\{\sin(90^\circ\cos\phi_b)-\cos\phi_b\}\}\sin\phi_b$$
$$+\{\cos\phi_a\cos(90^\circ\cos\phi_a)+j\{\sin^2\phi_a+\cos\phi_a\sin(90^\circ\cos\phi_a)-1\}\}\cot\phi_a$$
$$+\{\cos\phi_b\cos(90^\circ\cos\phi_b)+j\{\sin^2\phi_b+\cos\phi_b\sin(90^\circ\cos\phi_b)-1\}\}\cot\phi_b\} \qquad (8.74)$$

式中 $\theta=0$

$$\phi+\frac{\phi_0}{2}=\phi_a$$

$$\phi-\frac{\phi_0}{2}=\phi_b$$



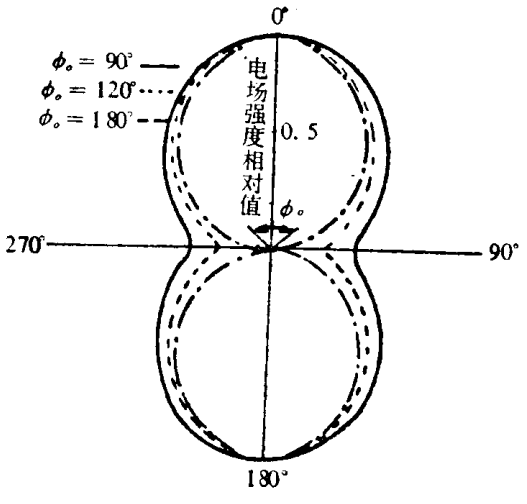


图8.57 没有支撑柱场合的V形天线水平方向图例

水平方向性随V形天线夹角ϕ_0而变的情况如图8.57所示。如图所示，ϕ_0小，90°、270°方向的分量就大。当$\phi<30°$的场合，电场强度相对值的最大与最小之比，也即电场强度的偏差在0.6dB范围内。但实际上由于支撑柱的影响而导致偏差增大。

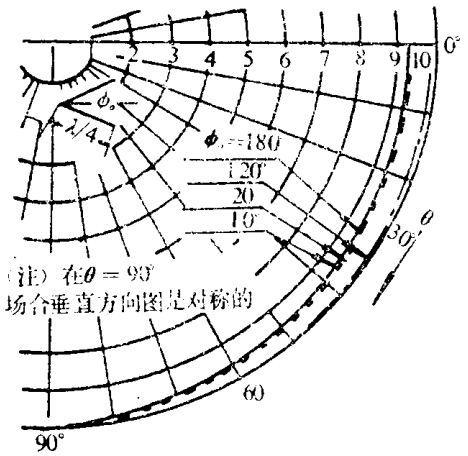


图8.58 V形天线的垂直方向性

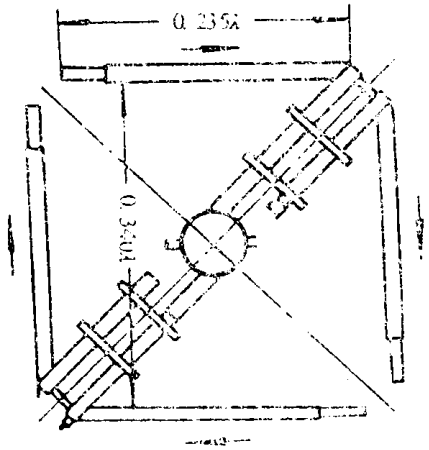


图8.59 V形天线的组合

其次，垂直方向性能用下式求得。

$$D(\theta)=[\cos(90°\cos\beta)+\{j\sin(90°\cos\beta)-\cos\beta\}]\sin\theta+[\cos\beta\cdot\cos(90°\cos\beta)$$

$$+j\{\sin^2\beta+\cos\beta\cdot\sin(90°\cos\beta)-1\}]\times\frac{\cos\beta\sin\theta}{\sin^2\beta} \qquad (8.75)$$

式中 $\cos\beta=\cos\phi\cos\theta$

$$\sin\beta=\sqrt{1-\cos^2\phi\cos^2\theta}$$

图8.58是以夹角ϕ_0为变量所求得的垂直方向图。从图中可知，当$\phi_0=10\sim180°$范围内，天线几乎没有方向性。

V形天线除上述形状外，还有其组合形状。象图8.59所示那样，将半波长偶极天线直角折弯，组合成环状的两个V形天线。

这种天线在环上同一方向流过同相电流，所以为了在其水平面内得到完全无方向性，而在实际上使用时，各层在几何学上相差90°那样来配置。图8.60是其方向性例。

作为多层结构一例，图8.61所示方向图为4层V形天线的垂直方向图。从图中可知，振子间隔1λ场合，轴向辐射变大，功率增益降低，V形天线本身的输入阻抗与U形天线一样极低一般多在20Ω以下，通常的阻抗调试需化时间。

在层间距离为1λ时，2层天线的功率增益为2.5dB，4层时为5.7dB，8层时为8.6dB，12层时为10.8dB。

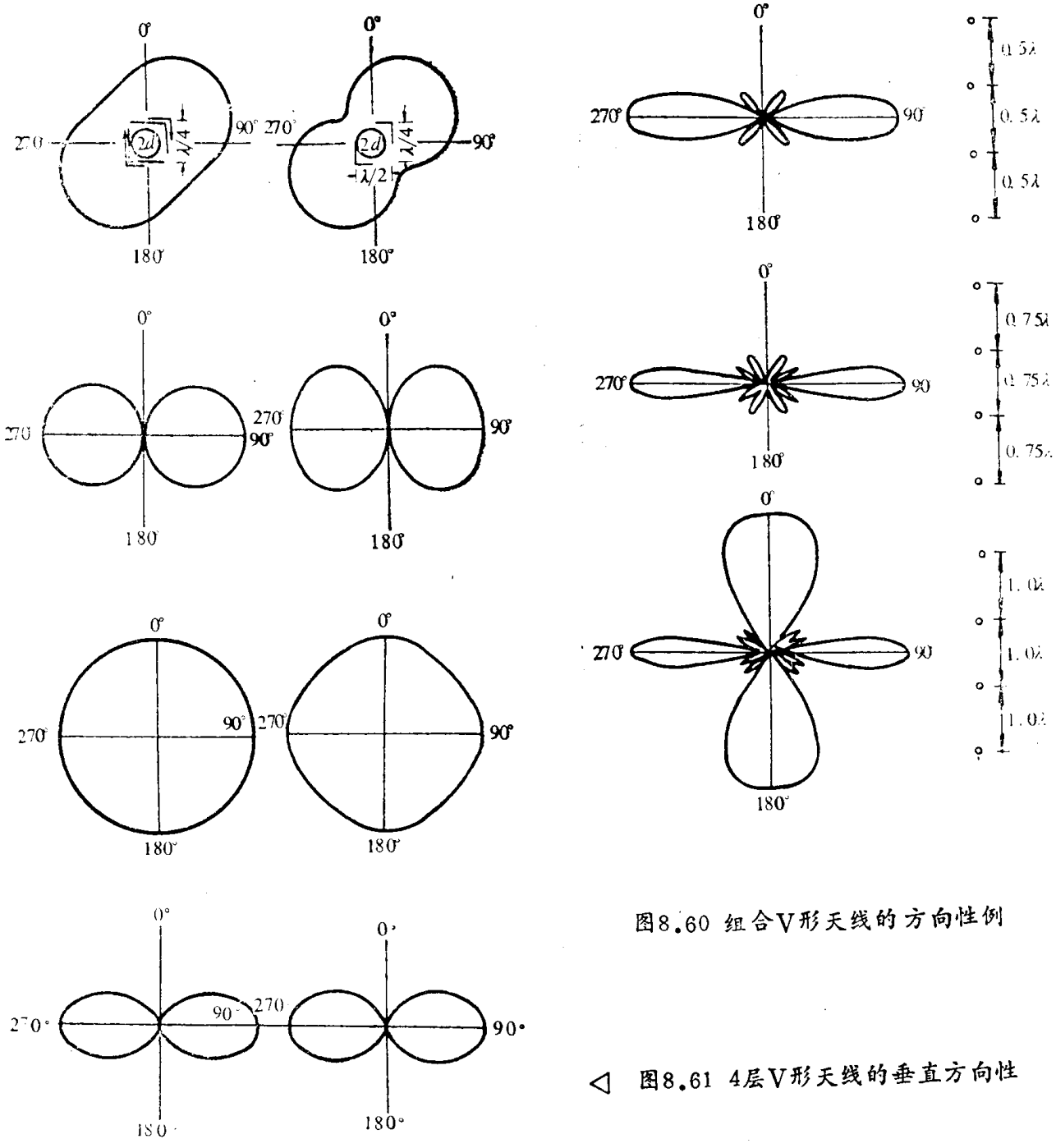


图8.60 组合V形天线的方向性例

◁ 图8.61 4层V形天线的垂直方向性

到此为止，我们介绍了具有代表意义的数种天线，特别是偶极子板天线，双环天线将在调频广播中得到广泛地应用。另外尚有许多窄频带天线，有兴趣的读者可参阅有关文献资料。

8.2.4 调频发送天线与电视发送天线共杆安装

我国对调频发送天线和电视发送天线组合使用的研究并不多，国内目前只有青岛电视台使用这种形式的天线，在国外以西德用得最多。

图8.62是电视和调频广播发送天线的一种组合形式，其中电视发送天线为应用最广泛的

蝙蝠翼天线，而调频广播发送天线则采用四角形环状天线。除此之外，还有其它一些共杆形式。图8.62所示组合形式，电视广播和调频广播都分别采用完全独立的馈电系统馈电，调频用天线全部采用同相馈电。

调频广播用四角形环状天线是一种将约为0.5λ长的偶极子四角形配置的发送天线，以上下间隔为0.5λ的二付偶极子为一层天线，一般都采用多层形式。层间距离与机械安装位置关系较为密切，一般为1.5λ。

组合天线的电气特性基本上是各自原有特性不变。四角形环状天线在调频广播内的VSWR可以做到小于1.3，水平面内的场强偏差保持在±2dB以内。

图8.62中四角形环状天线的水平方向性能用下式求得

$$D(\phi)=\frac{\cos\left(\frac{\pi}{2}\cos\phi\right)}{\sin\phi}\cdot\sin\left(\frac{\pi}{2}\sin\phi\right)+\frac{\cos\left(\frac{\pi}{2}\sin\phi\right)}{\cos\phi}\cdot\sin\left(\frac{\pi}{2}\cos\phi\right) \quad (8.76)$$

而其垂直方向性能用下式描述。

$$D(\theta)=\cos\left(\frac{\pi S_1}{\lambda}\sin\theta\right)\cdot\cos\left(\frac{\pi S_2}{\lambda}\sin\theta\right)\cdot\cos\left(\frac{\pi S_3}{\lambda}\sin\theta\right)\sin\left(\frac{\pi d_0}{\lambda}\cos\theta\right) \quad (8.77)$$

式中d_0为四角形环状天线的振子间隔。

式（8.77）的前3项是天线配列系数，最后1项是一付四角形环状天线的垂直方向性。图8.63(*a*)(*b*)分别为其垂直和水平方向图的一例。

其功率增益，对于4层四角形环状天线而言，在87～108MH₂内约有4.5dB左右，8层时，约有7.5dB左右。

各振子的馈电方法是通过分线盒馈电至每个振子都装有的分支电缆。天线馈电点阻抗的调整是通过调整跨接片的电感以及短截线的发送端阻抗来实现的。

有关电视发送天线与调频发送天线之间的泄漏量根据实测资料可知：由调频发送天线向电视发送天线泄漏量一般小于－40dB，而从电视向调频的泄漏量小于－50dB，所以其泄漏量对发送天线的方向性及馈电点阻抗的影响都可忽略。

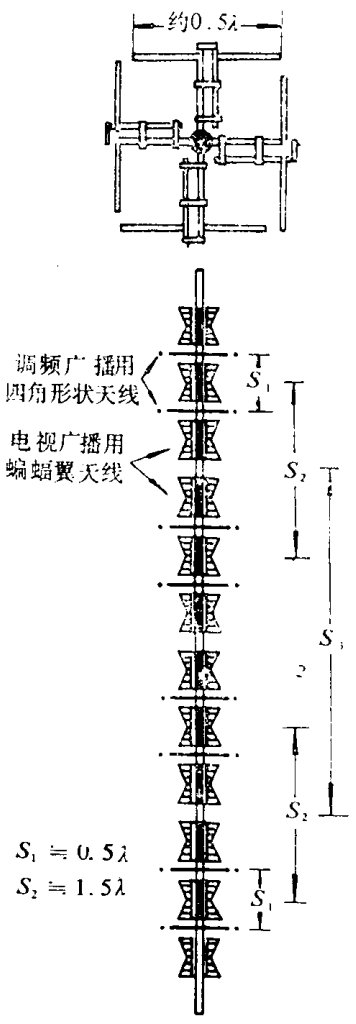
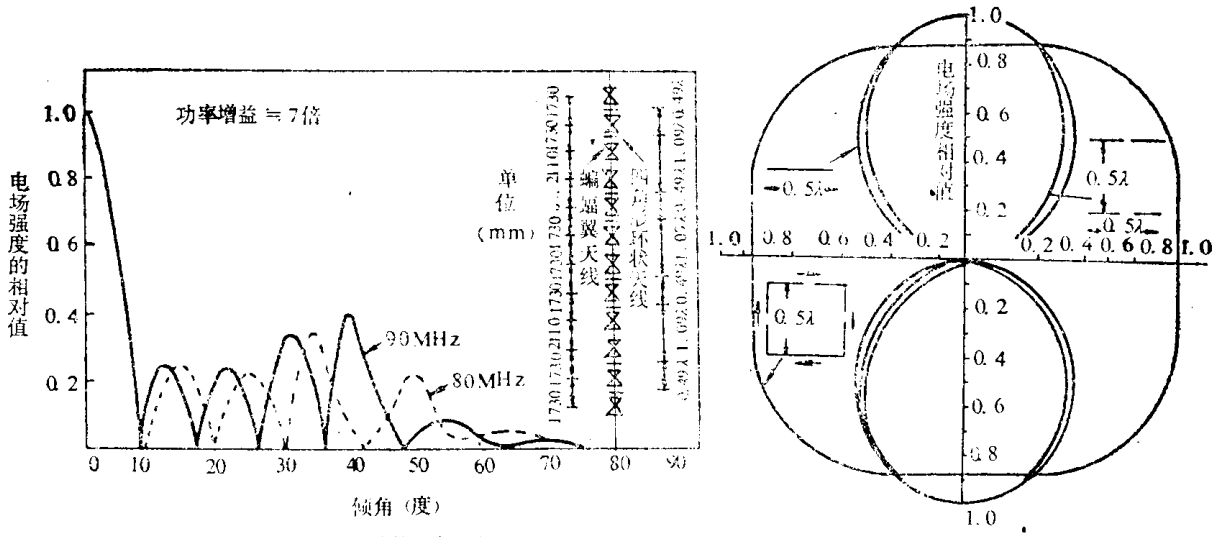


图8.62 8层四角形天线的振子配例

8.3 多工馈电系统

为了最经济的实施调频广播，就需要根据各自特点实施最佳方案，例如采用电视，调频共用一付天线；调频、中波广播或者调频、电视共塔使用等等，但对于具有多套节目调频广播电台来说，还是以多部发射机共用一付天线，采用多工馈电的方法为好。本



(a) 8层天线的垂直方向图　　(b) 水平方向图

图8.63 四角形天线的方向图

节主要介绍多工设备以及实施多工馈电后所产生的问题和解决问题的办法，这对今后管欲实施多工广播电台的读者有较大帮助。

8.3.1 多工器的种类

调频多工器必须满足下述三项指标：

(1)每部发射机与天线之间的插入损耗要小；

(2)连接多工器的任意两发射机之间要足够的隔离度；

(3)每个输入端要有合适的阻抗匹配。

多工器的种类很多，既有双工器，又有三工、四工、五工器，但双工器是其基础，其它多工器都是由此组合而来，本小节着重介绍不同双工器类型，然后简单介绍一下其它多工器。

一、双工器

目前用得最多的双工器有裂缝桥双工器和3dB定向耦合器及其由它所组成桥式双工器。

1．裂缝桥双工器

裂缝桥双工器的结构如图8.64所示，它由Ⅰ、Ⅱ、Ⅲ三个同轴导体组成。Ⅱ导体终端开有两个λ/4的槽口，将Ⅱ导体分割成对称的两部分，其中一部分通过短路片与内导体Ⅰ相连，组成所谓不平衡——平衡转换器。这种槽口我们更多称之为缝隙。Ⅰ、Ⅱ两导体之间形成两节λ/4变换器，因此正相端输入阻抗的频率特性较宽。

裂缝桥双工器具有如下特点：

(1)由正相(A)端输入功率，则在两个平衡(C、D)端产生两个大小相等，相位相反的输出电压。而在同相(B)端无输出。所以无论在同相端连接多大阻抗都不致对正相端产生影响；

(2)由同相端输入功率时，则在两个平衡端产生两个大小相等，相位相同的输出，而在正相端无输出。所以无论在正相端连接多大的阻抗都不致对同相端产生不良影响；

（3）根据互易定理和重叠定理，由两个平衡端输入功率，共同相分量在同相端合成输出，而反相分量在正相端输出。

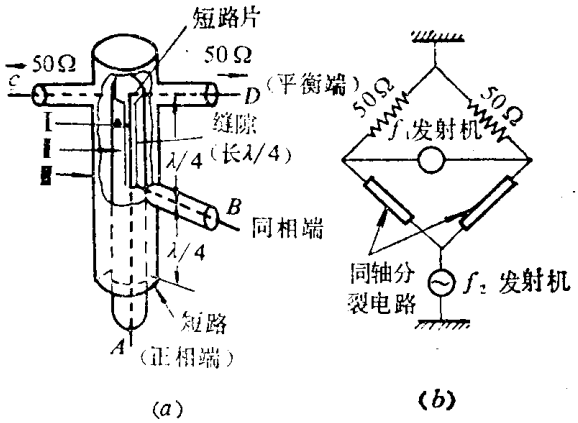


图8.64 裂缝桥式双工器

这种电路，能将相同频率的两个载波互不干扰合成，例如图8.65所示，裂缝桥式双工器能用作两台发射机并联运行之际的输出合成网络。图中所示吸收电阻是用来吸收两台发射机输出功率之差，所以裂缝桥式双工器用途非常广泛。

在图8.66的桥接电路中，从端子 A，即正相端往里看的输入导纳 Y_A，通过设置在缝隙同轴线内的串联式2段匹配电路，与负载导纳匹配，一般能用下式表示：

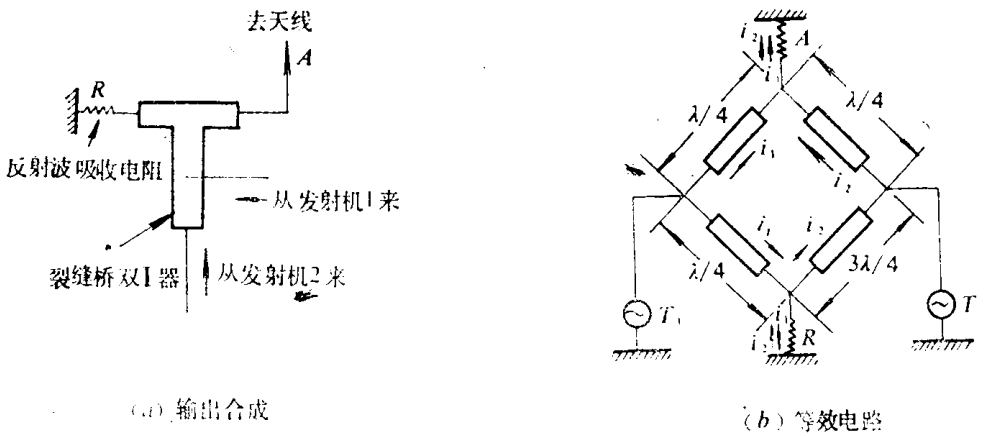


图8.65 发射机的并联运行

$$Y_A = Y_{02}\frac{Y_{01}Yt_0^2 - Y_{02}Y - jY_{01}t_0(Y_{01}+Y_{02})}{Y_{01}Y_{02}t_0^2 - Y^2{}_{01} - jYt_0(Y_{01}+Y_{02})} \qquad (8.78)$$

式中 Y_L 为负载导纳 $=\left(\frac{1}{2Z_l}\right)$；

Y_S 为缝隙平分的平衡电路特性导纳（mʊ）；

$Y = 4(Y_L + jt_0Y_S)$ mʊ；

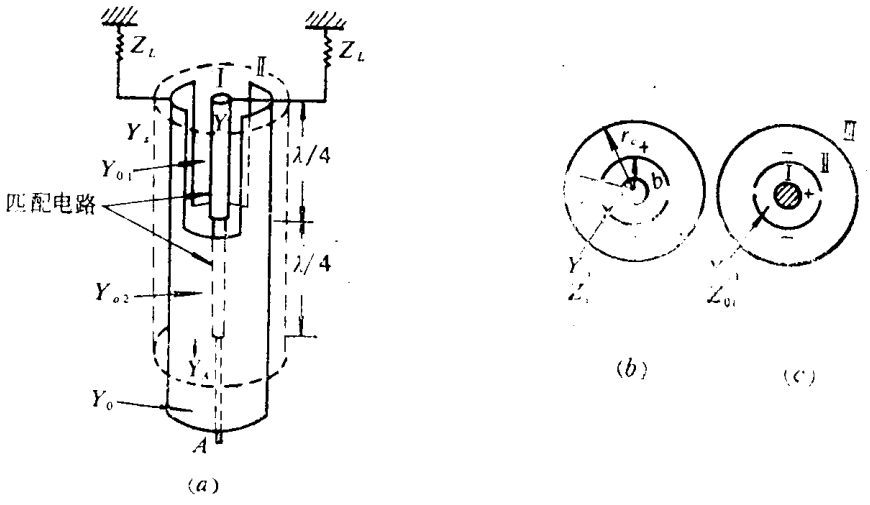


图8.66 从端子A（正相端）往里看的阻抗关系

Y_{01}为第一级匹配电路的导纳(mʊ)；

Y_{02}为第二级匹配电路的导纳(mʊ)；

Y_0为应该匹配的导纳(mʊ)；

Z_l为与输出端馈线连接的负载阻抗；

$$t_0=\mathrm{tg}\left(\frac{\pi}{2}\cdot\frac{\Delta f}{f_0}\right)$$

现在令$Y_A=Y_0=20$mʊ，在$t_0^3<1$，$t_0^2<1$范围内，相对于频率变化Y_A变化不大，若从式（8.78）求Y_{01}、Y_{02}，则

$$\left.\begin{aligned}&Y^2_{01}/Y^2_{02}=4Y_L/Y_0\\&4Y^2_{02}Y_s+Y_{01}Y^2_{02}+Y_{01}Y^2_{02}=20\times4Y_LY_{01}+20\times4Y_LY_{02}\end{aligned}\right\}(8.79)$$

象图(b)所示那样，由缝隙平分的平衡电路的特性导纳，其值与缝隙对称角度有关。

图8.67是表示平衡电路特性阻抗Z_s的特性曲线。在图8.66(c)中，导体Ⅰ、Ⅱ构成同轴

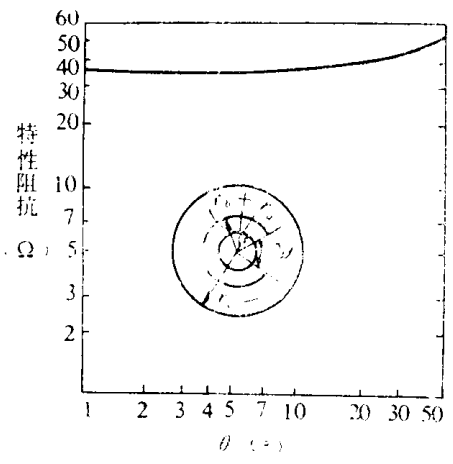


图8.67 用缝隙平分的平衡电路特性阻抗

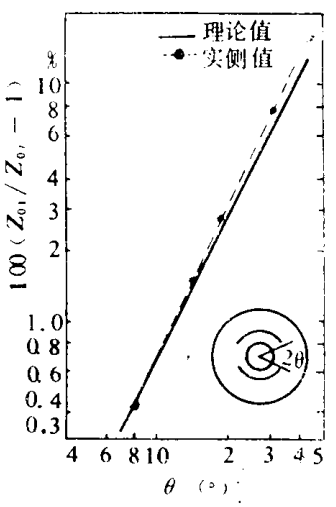


图8.68 同轴裂缝电路的特性阻抗Z_{01}和同轴电路特性阻抗Z_{0t}的比较

电路的特性阻抗Z_{01}，该值与设有缝隙时导体Ⅱ的特性阻抗Z_{0t}相比较后，其结果如图8.68所示，从图中可知，缝隙对称角度小时的特性阻抗与没有缝隙的同轴电路特性阻抗几乎相等。

其次在图8.69中，从B端子，即从同相端子往里看的输入导纳Y_B能用下式来表示。

$$Y_B=Y_0'_1\frac{Y_L'+jY_{01}'\mathrm{tg}\left(\frac{2\pi}{\lambda}l_1\right)}{Y_{01}'+jY_L'\mathrm{tg}\left(\frac{2\pi}{\lambda}l_1\right)}-Y_{02}'\,\mathrm{ctg}\left(\frac{2\pi}{\lambda}l_2\right) \qquad (8.80)$$

式中Y'_L为负载导纳$\left(=\frac{1}{Z_L/2}\right)$；

Y_{01}'为一级匹配电路的特性阻抗；

Y_{02}'为短截线特性阻抗。

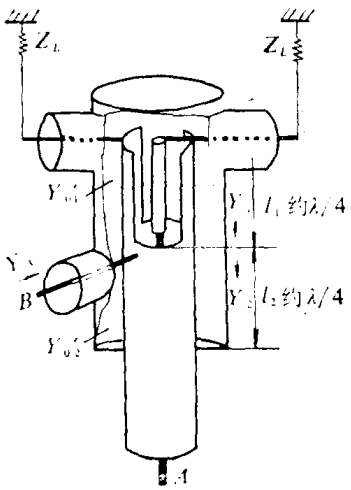
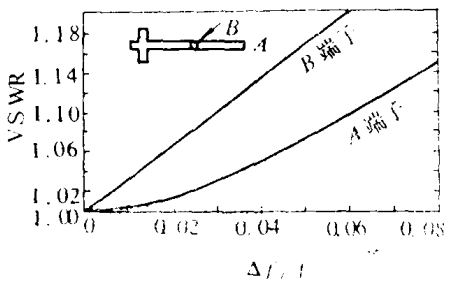


图8.69 从B端子往里看的阻抗特性关系



从A端子往里看时的计算条件

$Y_L=10m\mho$ $Y_0=20m\mho$

$Ys=25m\mho$ $Y_{01}=20m\mho$ $Y_{02}=14.14m\mho$

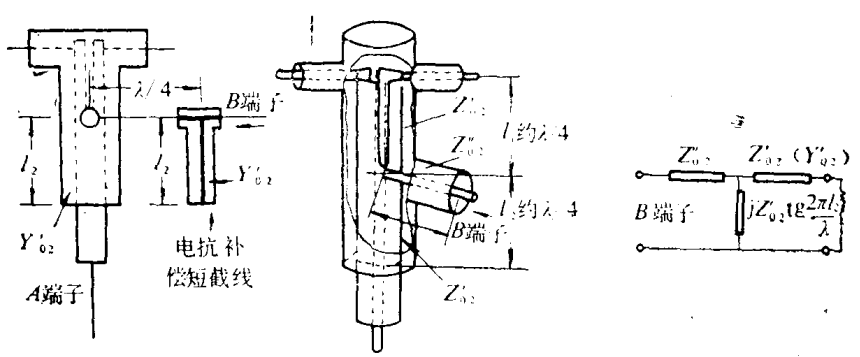
从B端子往里看时的计算条件

$L_1=0.292\lambda$ $Y'_L=40m\mho$ $Y'_{01}=27.5m\mho$

$L_2=0.2255\lambda$ $Y'_{02}=26.85m\mho$

图8.70 裂缝桥双工器的VSWR(计算值)

一般从B端子往里看的VSWR特性以及从A端子往里看的VSWR特性如图8.70所示，从图中可知，对于调频广播来说，其带宽都不成问题，然后，当B端子作为宽频带信号输入端子场合，那么有必要使其宽频带化。作为宽带化的方法有图8.71所示两种方法。



(a) 插入电抗补偿短截线的方法　(b) 插入2级变换电路的方法　(c) 等效电路

图8.71 B端子的宽带化

在图8.71（a）中，其加宽频带的方法是在离B端$\frac{\lambda}{4}$位置处插入短截线，其特性导纳与图8.69的Y_{02}相等，又若把其长度l_2也选择得完全一致，那么如果从输入端往顶部短路的同轴电路看的导纳Y_2的影响被抵消的话，就能得到图8.72所示那样宽频带化。

图8.71（b）的方法是在B端子中插入2级匹配电路的方法，其等效电路如图8.71（c）所示。

在这种匹配电路中，为了使带宽最宽的各级最佳阻抗能用下列关系式表示

$$\left.\begin{aligned} Z_{01}' &= 0.666Z_0 \\ Z_{02} &= 0.427Z_0 \end{aligned}\right\} \quad (8.81)$$

式中Z_0表示与B端子相连的同轴线路特性阻抗。

这种设计方法的结果：VSWR小于1.1的带宽为其中心频率的35%左右。这与普通设计相比，其带宽约增加了5倍。

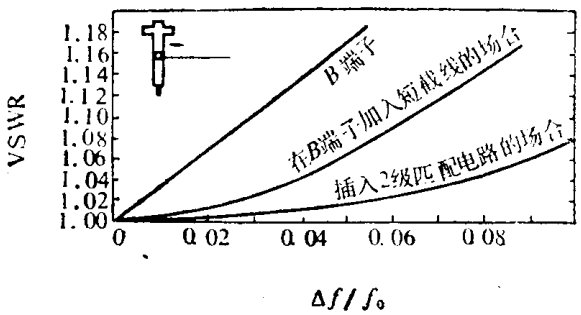


图8.72 裂缝桥双工器的VSWR的补偿

作为实际问题是在裂缝桥中A端与B端之间的泄漏问题。若A、B端间的泄漏量大，那么作为双工器使用场合，就有可能产生互调分量。

A端与B端之间的泄漏量是由缝隙开角（2θ）所决定，其泄漏量α（dB）用下式表示。

$$\alpha = 20\lg 0.105 \frac{\left(\frac{Z_{01}}{Z_0} + \frac{1}{\sqrt{2}}\right)\theta^2}{\ln\frac{r_c}{r_b}} \text{ dB} \qquad (8.82)$$

中式r_b、r_c、θ为构成图8.66所示同轴裂缝桥的半径及槽口开角。

从式中可以清楚看到，若缝隙开角θ小的话，那其泄漏量与θ的二次方成比例变化，又若$\ln\frac{r_b}{r_c}$大的话，那泄漏量与其成反比变化。

图8.73所示关系曲线为$Z_0=50\Omega$，$Z_{01}=83.4\Omega$，$\ln\frac{r_b}{r_c}=0.632$场合缝隙开角与泄漏量的关系。

在图8.74所示电路中，当负载不匹配场合，从A端馈电的载波被负载所反射，其反射波在C、D点同相的话，则在B端子上输出。若其反射波在C、D点是反相的，则从A端子输出反射波，于是泄漏量增加。图8.74所示关系曲线为负载VSWR与泄漏量的关系。

另外，即使负载处于匹配状态，但在其设计频率以外时，由于缝隙长度偏离$\frac{\lambda}{4}$的条件，因此也将使泄漏量增加。

一般，缝隙宽度虽然与泄漏量有关，但与功率容量的关系与十分密切，对于5kW级发射机而言，其宽约为5mm；10kW机，为10mm；50kW级，为30mm。

2. 3dB定向耦合器

3dB定向耦合器也是桥接双工器的一种，它既可以在要求较低场合直接作为双工器用，又可以，实际上也是组成多工器不可缺的主要部件。其结构如图8.75所示，它是用一对长度为（$2n+1$）$\times\frac{\lambda}{4}$（$n=0$，1，2的整数）的耦合线路所组成。与裂缝桥、环形波导电桥等相比，其体积较小，结构简单，所以得到十分广泛地的应用。

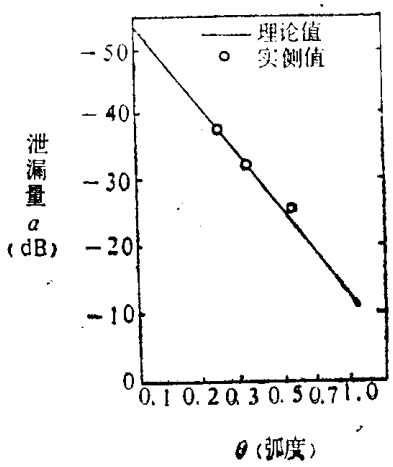


图8.73泄漏量α与θ的关系

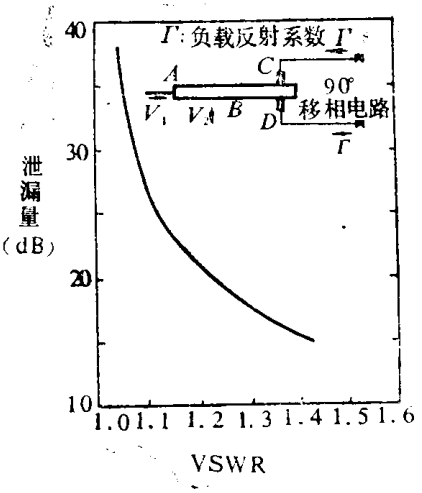


图8.74 负载VSWR与泄漏量的关系

在图8.76所示3dB定向耦合器的等效电路中，其各端口都接上匹配负载Z_0，并在端子1用$2E$的电压来激励时，求各端子上的输出电压。

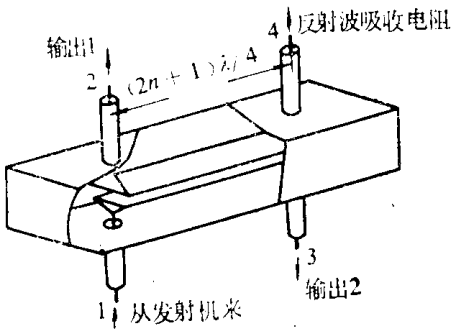


图8.75 3dB定向耦合器

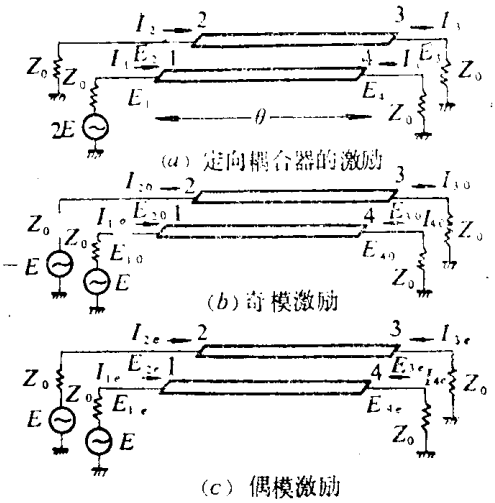


图8.76 定向耦合器的等效电路

在这种场合，可以将它分解成图8.76（b）（c）所示两种情况来分析。即在端子1、2用大小相等方向相同的电压E来激励情况（偶模状态）第二种情况是在端子1、2用大小相等方向相反的电压E来激励的情况（奇模状态）。分别计算出这两种情况时的输出电压，然后合成，那就求出我们所需要的输出电压。

在这里令偶模、奇模状态的端子1上的输入电压分别为E_{1e}、E_{1o}，输入电流分别为I_{1e}、I_{1o}，输入阻抗分别为Z_{1e}、Z_{1o}，则当偶模，奇模同时为外加电压场合，从其端子1往里看的输入阻抗Z_{in}能用下式来表示：

$$Z_{in}=\frac{E_{1o}+E_{1e}}{I_{1o}+I_{1e}} \tag{8.83}$$

式中 $E_{1o}=E\cdot Z_{1o}/(Z_0+Z_{1o})$

$E_{1e}=E\cdot Z_{1e}/(Z_0+Z_{1e})$

$I_{1o}=E/(Z_0+Z_{1o})$

$I_{1e}=E/(Z_0+Z_{1e})$

其次，耦合线路在奇、偶模工作状态的特性阻抗分别为Z_{oo}、Z_{oe}，而传输线的长度在奇、偶模工作状态都是相等的，那么将它们代入式（8.83）求解各种模式的输入阻抗，Z_{1o} Z_{1e}。而且$Z_0=\sqrt{Z_{oo}\cdot Z_{oe}}$，所以$Z_{in}=Z_0$，这就意味着它对所有频率都是匹配的，由此即可求得输出端子1、2、3、4的输出电压E_1、E_2、E_3和E_4。

$$E_1=E \tag{8.84}$$

$$E_2=E\frac{jk\sin\theta}{\sqrt{1-k^2}\cos\theta+j\sin\theta} \tag{8.85}$$

$$E_3=0$$

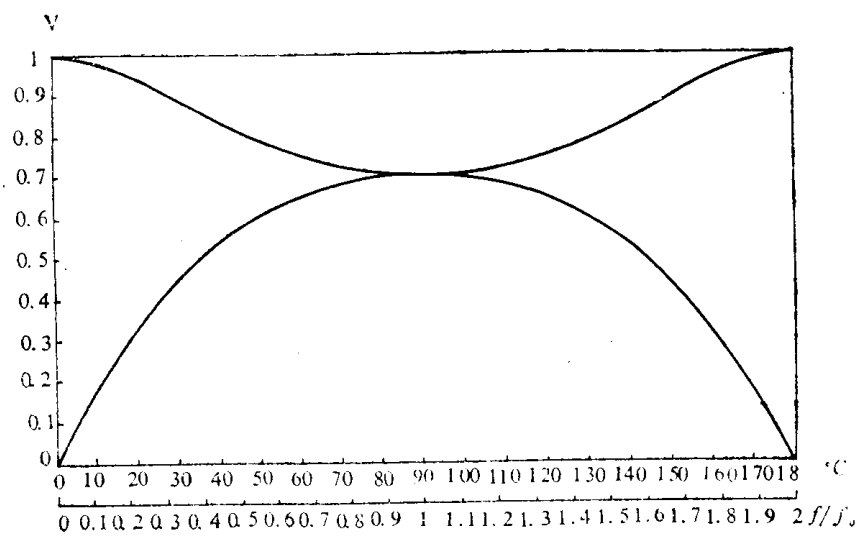
$$E_4=E\frac{\sqrt{1-k^2}}{\sqrt{1-k^2}\cos\theta+j\sin\theta} \tag{8.86}$$

式中k为耦合系数 $\left(=\frac{Z_{oe}-Z_{oo}}{Z_{oe}+Z_{oo}}\right)$。

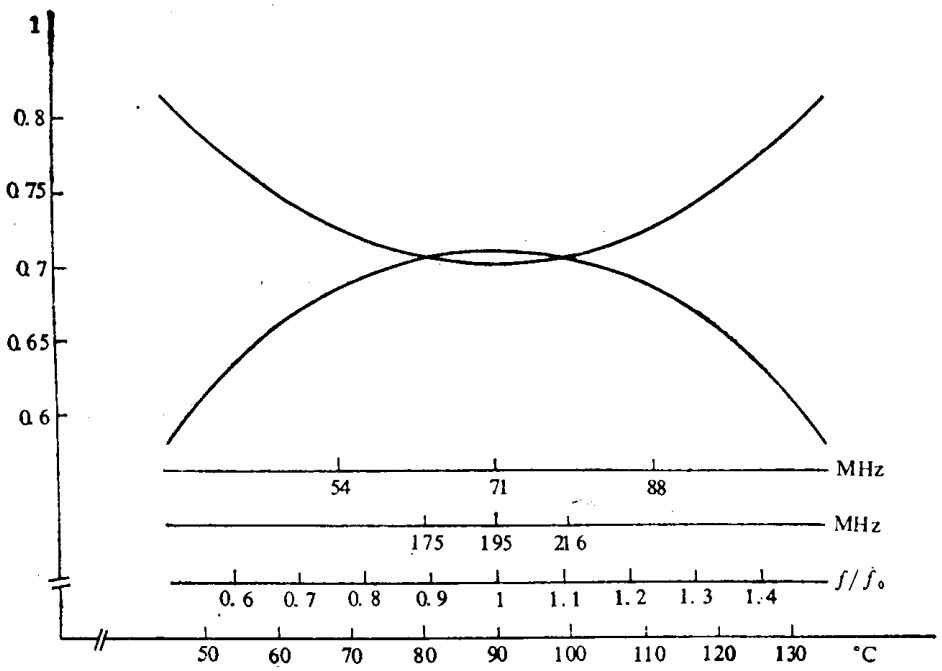
将式（8.85）（8.86）换算成电压比，若用dB表示，则

$$K_2=20\lg\left|\frac{E_2}{E_1}\right|=20\lg\frac{k\sin\theta}{\sqrt{1-k^2\cos^2\theta}} \tag{8.87}$$

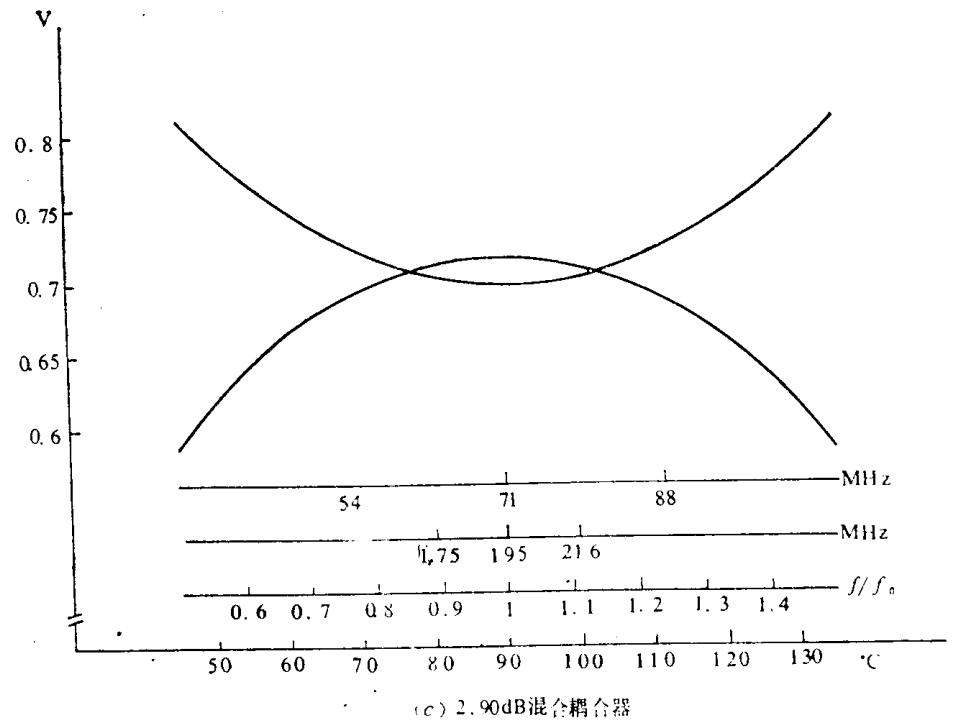
$$K_4=20\lg\left|\frac{E_4}{E_1}\right|=20\lg\frac{\sqrt{1-k}}{\sqrt{1-k^2\cos^2\theta}} \tag{8.88}$$



(a) 3dB混合耦合器的标称频率分配



(b) 2.95dB 混合耦合器



(c) 2.90dB混合耦合器

图8.77 定向耦合器的传输特性

若用式(8.87)，(8.88)来表示传送特性，则可得到如图8.77所示关系曲线。当耦合系数$r=\sqrt{1/2}$时，即为3dB定向耦合器，则从端子1输入的功率，将在端子2、4上被均分输出，其相位由式(8.85)(8.86)确定，在整个频率范围，端子4的输出相位比端子2

延迟90°，而在端子3无输出。同时，如果以端子3作为输入端场合，输入功率则在端子2、4上平均分配，端子2输出相位比端子4滞后90°，端子1无输出。由此可见、两输出端子2、4之间有90°相位差。根据互易定理，在端子2、4上加入相位差为90°的同频信号，则从端子1或3输出其合成功率。

两个输出端子的功率分配比，一般在工作频率范围内被设计成－3dB，但在耦合线长λ/4的耦合器中，当功率分配比允许在3dB±0.1dB范围内时，其比带宽可达40%左右。若耦合线路长为3λ/4时，那么其带宽还可进一步加大。

从$Z_{in}=Z_0$可知，定向耦合器的输入阻抗特性从理论上讲具有非常宽的频带，但实际上，由于输入、输出端子的导体不连续，以致与频率特性相关。又若输出端子不匹配的话，那么输入端子的VSWR变差，其共轭端子1、4间的泄漏量增加。例如其VSWR=1.05时，那么共轭端子间的泄漏量小于－30dB。

3．桥式双工器[4]

桥式双工器的结构如图8.78所示，实质上它是将两个3dB耦合器和两个带通滤波器对分臂连接成桥式。

假设发射机Ⅰ接于窄带输入端I_1，发射机Ⅱ接于宽带输入端I_2，发射机Ⅰ，Ⅱ的工作频率分别为f_1、f_2。

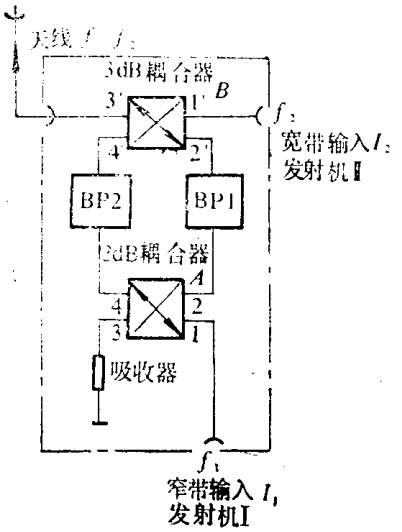


图8.78 桥式双工器原理

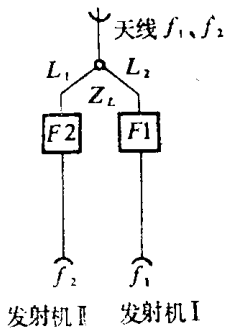


图8.79 星点式双工器

图8.78中，当发射机Ⅰ的信号f_1馈送至3dB耦合器A的1端后，假定流入1端电流为

$$i_1=I$$

则在2、4端流出电流分别为

$$i_2=\frac{\sqrt{2}}{2}I$$

$$i_4=-j\frac{\sqrt{2}}{2}I$$

如果带通滤波器BP_1、BP_2已调整好，对频率为f_1的信号衰减极小（假定为0），则在3dB耦合器B的$2'$、$4'$端上流入电流分别为

$$i_2'=i_2=\frac{\sqrt{2}}{2}I$$

$$i_4'=i_4=-i\frac{\sqrt{2}}{2}I$$

这两个电流又分别流向B的$1'$、$3'$端。i_2在B的$1'$、$3'$端流出的电流分别为

$$i_{2'\to 1'}=\frac{\sqrt{2}}{2}i_2'=\frac{1}{2}I$$

$$i_{2'\to 3'}=-j\frac{\sqrt{2}}{2}i_2'=-j\frac{1}{2}I$$

i_4'在B的1、3端流出的电流分别为

$$i_{2'\to 3'}=-j\frac{\sqrt{2}}{2}i_4'=-\frac{1}{2}I$$

$$i_{4'\to 3'}=\frac{\sqrt{2}}{2}i_4'=-j\frac{1}{2}I$$

B的$1'$端流出的电流

$$i_1'=i_{2'\to 1'}+i_{4'\to 3'}=\frac{1}{2}I+\left(-\frac{1}{2}I\right)=0$$

B的$3'$端流出的电流

$$i_3'=i_{2'\to 3'}+i_{4'\to 3'}=-j\frac{1}{2}I+\left(-j\frac{1}{2}I\right)=-jI$$

这说明发射机Ⅰ的f_2信号在B的$3'$端输出电流与在A的1端输入电流大小相同但相位滞后90°；而在B的$1'$端输出电流为0。所以发射机Ⅰ的f_1信号能量只能从B的$3'$端输出，不会串扰至发射机Ⅱ。

事实上，带通滤波器和3dB耦合器的工作特性并不是理想的，或者终接阻抗稍有失配，在2、4端上就会有信号f_1的反射波，其反射能量分别在1、3端上平均分配。耦合至3端的反射波能量被吸收器吸收；馈送至1端的两路反射波能量由于行程差刚好为$\lambda/2$、相位相反，反射能量互相抵消，所以f_1的反射波对发射机Ⅰ本身无干扰。

再来分析发射机Ⅱ从I_2端送入的信号f_2，3dB耦合器B将信号功率平均分配给$2'$、$4'$端，分别馈送至BP_1、BP_2，由于该信号频率处在两个滤波器通带以外，能量被反射回$2'$、$4'$端又从$2'$、$4'$端分别馈送到$3'$、$1'$端。在3端因相位相同，叠加输出，在$1'$端，因行程差为$\lambda/2$相互抵消，因而不会对发射机Ⅱ本身产生干扰。信号f_2的小量能量可能会泄漏到3dB耦合器A的2、4端，如前所述，这个能量也分别在1、3端上平均分配，耦合至3端的能

量被吸收器吸收，馈送至1端的两路f_2信号由于彼此间行程差为λ/2，反相抵消。所以发射机Ⅱ的信号不会串扰至发射机Ⅰ。

由以上分析可见，在3′端便出现了两个发射机的频率，达到了两部机器共用一副天线，发射f_1及f_2的目的。

输入I_1端和输出端（天线）之间的插入损耗等于滤波器通带衰减量与两个3dB耦合器衰减量之和。频率f_2在两个滤波器的阻带内反射，损耗很小，所以输入I_2端和输出端之间的插入损耗也很小，小于0.1dB。由于3dB耦合器几乎没有衰耗。所以其插入损耗近似等于滤波器的通带衰减。如果双工器组合调整得比较理想，其隔离度可达38dB以上。

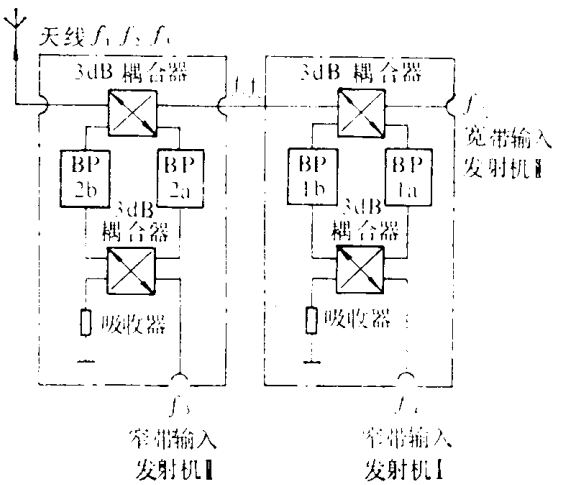
由于输入阻抗恒定和输入I_2端具有宽带特性，所以这种形式的双工器易于级联，可以将一个简单的星形点双工器接到I_2端，也可以由2个、3个或多个输入端进行网络扩展级联。

3．星点式双工器

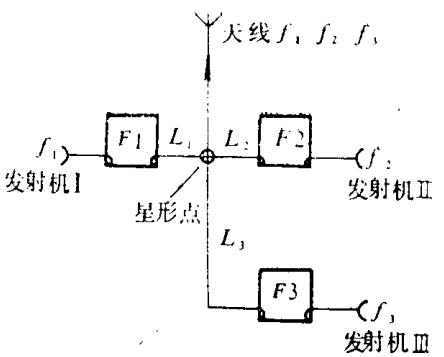
如图8.79所示，f_1、f_2为该双工器的两个窄带输入端，发射机Ⅰ的频率为f_1的信号可以顺利通过F_1谐振滤波器（F_1实质上相当于一个调谐在f_1的并联谐振电路，因而对f_1有很大的并联阻抗，对f_2则呈现很小的并联阻抗，相当于短路，所以F_1只通过f_1而不通过f_2。同理，F_2谐振滤波器只通过f_2而不通过f_1，而F_2对f_1的短路阻抗经电缆L_1（L_1的长度对信号f_1是1/4波长的奇数倍）的变换，在星点对f_1呈现无穷大阻抗，所以信号f_1只通向天线，不会去串扰发射机Ⅱ。同理，发射机Ⅱ的频率为f_2的信号顺利通过F_2后经星点而馈送到天线，f_2也不会去串扰发射机Ⅰ。这样，f_1、f_2两路信号都馈送到天线，从而达到两部发射机共用一副天线的目的。

二、多工器

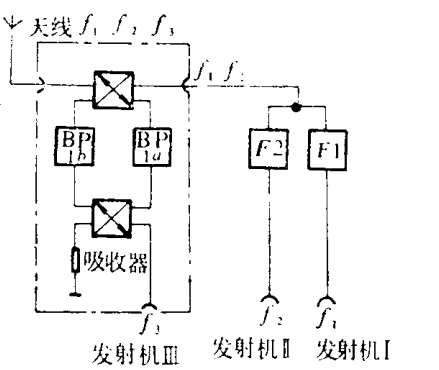
如果将上述数种双工器分别扩展成级联或混合级联，就组成三工器（图8.80），四



（a）两组桥式双工器级联成三工器



（b）星点式三工器



（c）两种类型的双工器级联组成的三工器

图8.80 三工器例

工器（图8.81），五工器（图8.82）等具有多路输入的多工器。如果是多部大功率发射机组合，以使用桥式双工器级联的多工器比较合适。

桥式双工器组合的多工器与星点式多工器相比，其优、缺点如下：

(1)桥式双工器相互间连接电缆的长度要求不严格，因此结构不受限制。而星点式多工器各谐振滤波器接于星点的馈线长度L为$\lambda/4$奇数倍，所以当发射机频率改变时，不仅滤波器需要作重新调整，而且L的长度也要改变。

(2)在一个桥式双工器网络里，发射机功率平均分配在两个带通滤波器上，因此这种方向耦合器的最大功率容量高于星点式双工器的两倍。

(3)由于3dB耦合器相互间影响小，所以易于设计出阻带衰减量较高的方向滤波器。至于星点式多工器要获得较高的阻带衰减量，则只能靠加大最小频率间隔来实现。

(4)星点式多工器谐振滤波器的并联阻抗对谐振频率还是有损失的，所以发射机的一些功率消耗在谐振器上，这就是该系统的所谓插入损耗，为了帮助散热，还需要冷却系统。当频率间隔很小时，星点式多工器难以保持高的串扰抑制度。然而，这种多工器在频率间隔小到1.5MHz时，有时仍适用。其优点是：结构简单，使用方便。

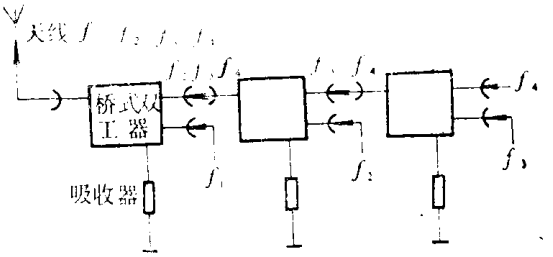


图8.81 三组桥式双工器级联组成的四工器

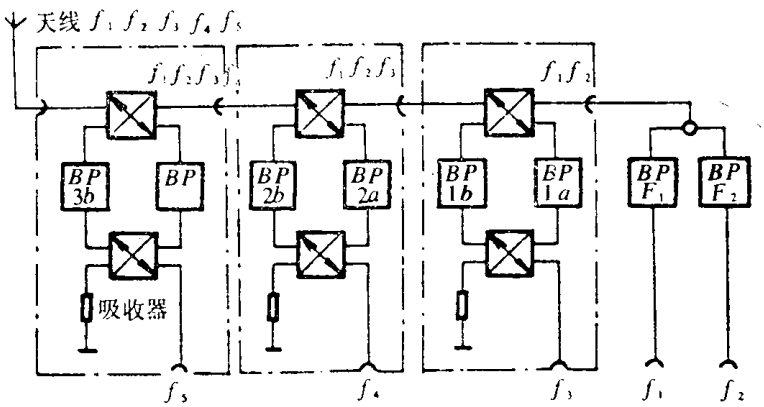


图8.82 两种类型的双工器混合组成的五工器

8.3.2 实施多工馈电场合的问题及其改善措施

一、寄生辐射

利用多工器向一付天线馈电场合，与多工器连接的发射机之间若有泄漏的话，那将由于

交扰调制而产生寄生辐射。一般在多工馈电场合，其发射机之间的泄漏量主要处取决于3dB定向耦合器和裂缝桥等泄漏量，通常为－35dB左右。

由这种程度的泄漏量所产生的寄生辐射，根据实例资料所提供的数据，在其发射机机输出中为－40～－50dB，而在天线输入端为－40～－64dB左右，因此，残波辐射超过部标规定值。所以为了阻止发射机输出端的泄漏而有必要附加带通滤波器。

附加这种滤波器的方法很多，图8.82所示五工器就是其一例。

由于在各发射机输出端都有带通滤波器，仅仅通过本机工作频带，其它频率信号被阻止。所以，其泄漏量在很大程度上被抑制。

二、失真系数

作为多工器而言，在使用具有宽带特性那样的拼接双工器场合，失真系数几乎没有什么增加，但是，在一些窄频带双工器中，当其两个载频间隔不大，相隔不远的场合，由于带通滤波器的传送特性较窄，所以失真系数增加。这种失真系数的增加量可以从多工器的等效电长度来求得。

图8.83所示关系曲线是定阻锐截止双工器的等效电长度与带通滤波器的带宽有关。

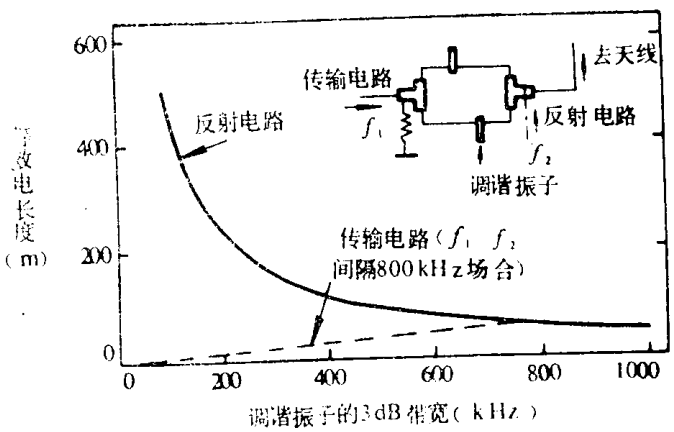


图8.83 定阻锐截止双工器的等效电长度

图中所示为馈送两载波频率间隔（f_s）为800kHz，带通滤波器只有一个场合的等效电长度。实线表示反射电路的等效电长度，虚线表示传输电路的等效电长度。若使用2个带通滤波器时，其等效电长度为原来的$\sqrt{2}$倍。从图中可知，当一个带通滤波器的－30dB带宽为800kHz时，反射频宽的等效电长度约为50m，从而一当负载VSWR变大，其失真系数增加。

图8.84表示组成多工器的单级带通滤波器带宽和高次谐波失真系数的关系。图中Δf_0为调谐槽路温度上升后所产生的频率偏移，其数值，如图8.85所示那样与构成调谐槽路的材料质量及壁厚有关。

总之，在使用多工器时，其多工载波频率间隔大，那么其失真系效增加很小。

三、信噪比

由于与多工器相连的发射机存在着寄生辐射分量，所以一当这些寄生辐射分量落入各载波频率内，那势必将增大噪声分量。其大小与寄生辐射量有关，一般在－40dB～－64dB左

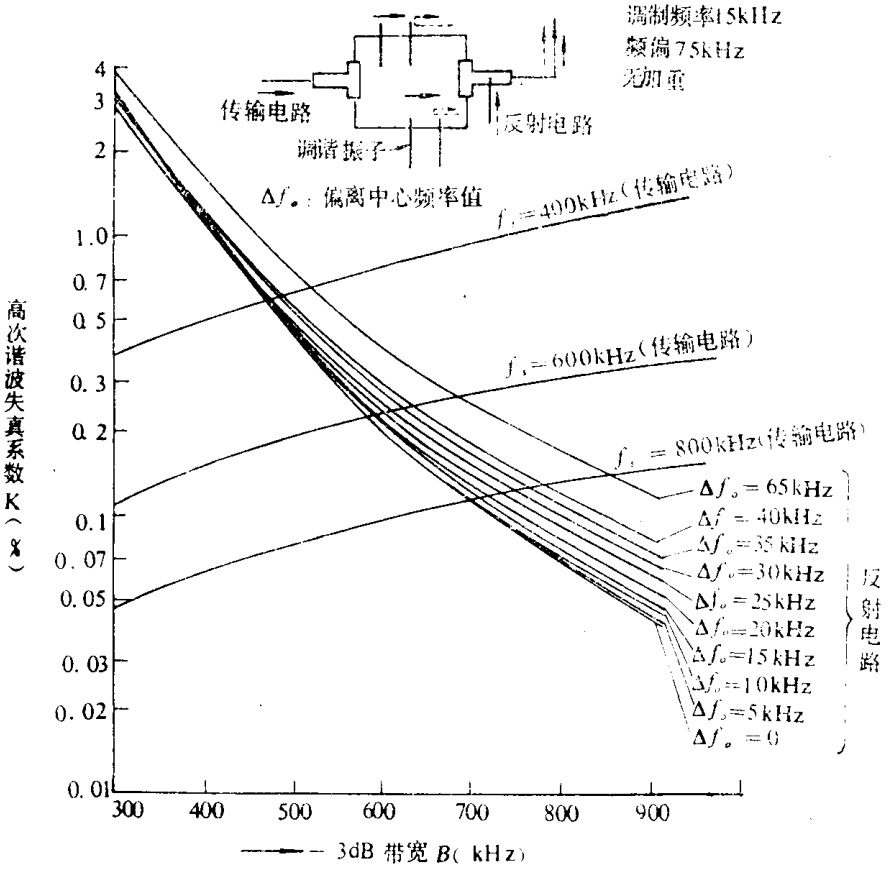


图8.84 带宽与高次谐波失真的关系

右。因此有必要插入吸收式滤波器以确保所希望的S/N比。

四、串音及左右分离度

只要将寄生辐射分量控制在规定值内，一般串音并不致由于使用多工器而变差。

在第1章中已讲述过，根据国标，规定在40Hz～15000Hz调制频率内，100%调制时的分离度应大于36dB。当以频带较宽的桥接双工器，作为多工器使用时，也不致引起左右分离度变差。但当其频带较窄，其等效电长度增加，则相当于其馈线长度增加了，于是一当VSWR变坏，左右分离度降低。在实际使用场合，象图8.86那样，为了确保36dB这一指标，而根据馈线的长度，限制负载VSWR值。

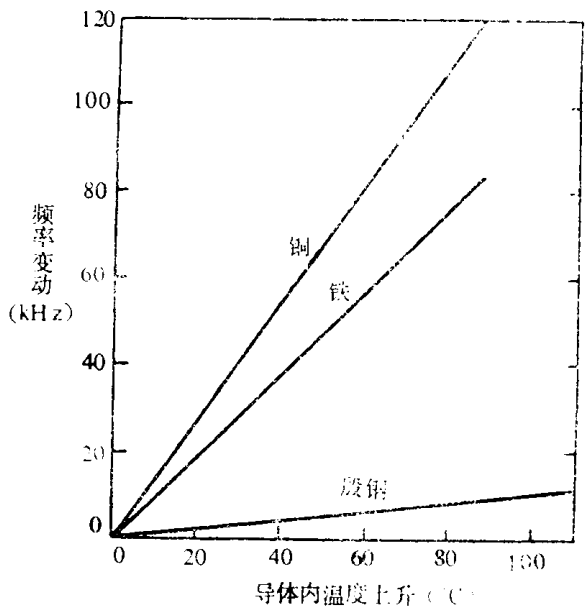


图8.85 材料质量与频率变化、温升的关系

8.3.3 多工器的温升

上述我们谈了一些在使用多工器后可能出现的问题及防止措施，这里我们较详细地介绍多工器的温升以及对调频特性的影响。

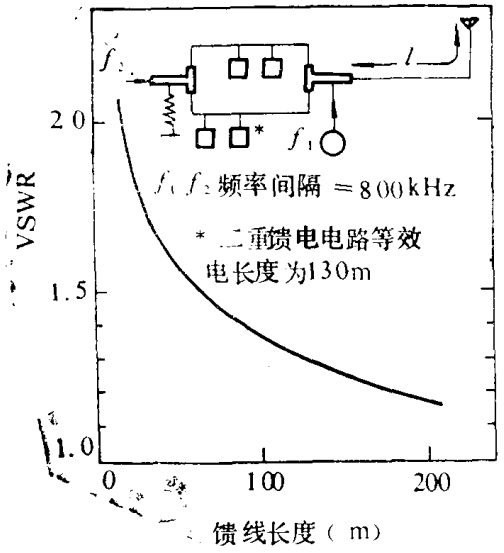


图8.86 在使用双工器场合为了确保左右分离度指标的VSWR（无加重，15kHz调制）

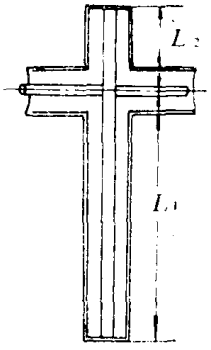


图8.87 调谐振子一例

由于多工器有损耗，因此在工作时由于热耗而导致温度上升，以致使调谐腔的调谐频率偏离工作频率。当调谐振子是由图8.87所示那样特性阻抗为50Ω的同轴腔构成时，其振子的温升ΔT能用下式来计算。

$$\Delta T=q_0\left[\frac{2}{hA}+\frac{2}{kA\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)+hA}\right] \qquad (8.89)$$

式中 $hA=3.2\times10^{-3}\cdot D^{\frac{3}{4}}+1.088\times10^{-4}\cdot D$；

$$kA\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)=0.0646\times D^2;$$

q_0为在调谐振子所产生每单位长度热量（W/cm），

$$q_0=\frac{q}{2}\cdot\frac{1}{l}\ \text{W/cm};$$

q为调谐振子内所产生的热量（$=q_1+q_2$）；

D为调谐振子外径；

l为调谐振子的总长（cm），$l=l_1+l_2$。

调谐振子的外径与温升的关系如表8.5所示。

表8.5 温升与外径的关系

调谐振子cm	4.13	7.94	12.32	15.56	30.00
温升值(ΔT℃)	207q°	126q°	90q°	75q°	46q°

若使图8.87所示调谐振子分别对f_1、f_2并联谐振和串联谐振，那么由于f_1、f_2的功率在调谐振子内所产生的热量q_1及q_2能用下式求得：

$$q_1=(\alpha l_2\sec^2\beta_F l_2+\alpha l_1\operatorname{cosec}^2\beta_F\cdot l_1)P_F$$

$$q_2=P_s/(\frac{1}{\alpha l_1}+\alpha l_2\sec^2\beta_s l_2) \qquad (8.90)$$

式中 α为同轴电路的衰减常数；

P_F为FM发射机（f_1）的输出功率；

P_S为FM发射机（f_2）的输出功率；

$\beta_F=2\pi/\lambda_F$；

$\beta_S=2\pi/\lambda_S$；

λ_F、λ_S分别为FM发送载频f_1、f_2的波长。

一般在合成频率间隔较窄的两个信号时，多使用图8.78所示桥接双工器，作为其带通滤波器要求采用Q值较高腔体，图8.88是其一例。

象这种调谐振子的温升主要是反射频段的热耗所致，设这种热耗为P_r，反射频段的功率为P，调谐振子的无载Q值为Q_0，有载Q为Q_L，则

$$P_r=\frac{Q_L}{Q_0}\cdot P \qquad (8.91)$$

图8.89所示关系曲线是表示直径为300mm的半同轴调谐振子Q_L和温升的关系。表8.6则表示两个载波的频率间隔与用外径300mm同轴管构成的调谐振子所需要的Q_L关系，同时在表中还列出反射损耗与通过损耗之和及由其所致热耗。热耗是按照10kW通过功率来计算的。在表中还列出两个频率间隔越大，其由于热耗引起的温升越低。实际上，调谐振子的温升即使在Q_L相同时，也由于其形状不同而有差异。这个差别主要是由于形状不同，热传导性能的差别以及无载Q_0的不一样所引起的。

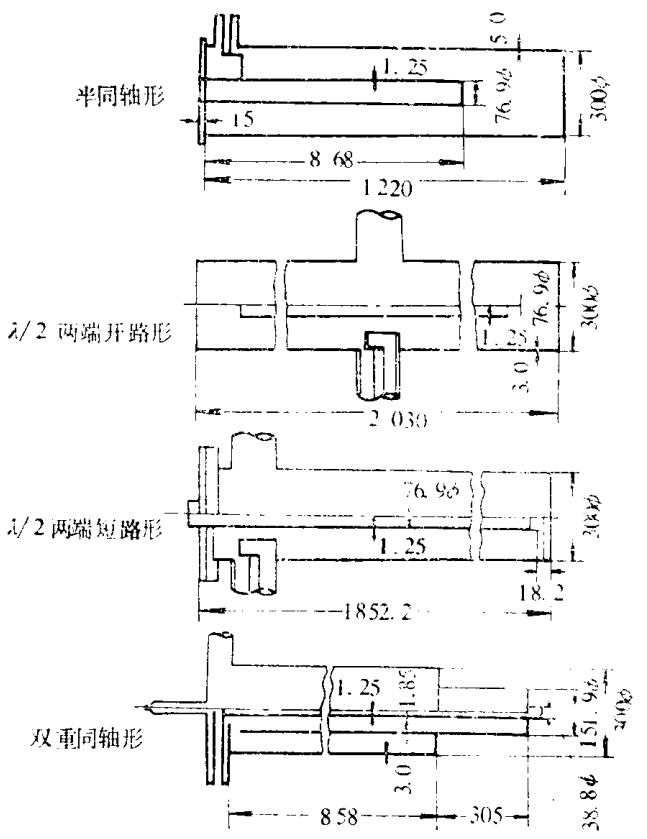


图8.88 调谐槽路（铜制）一例

图8.90如图8.88所示各种调谐振子、温升结果。

如上所述，调谐振子由于温升而导致调谐频率偏离工作频率，为防止这种现象的发生，需在调谐振子上安装散热器或其内导体采用段钢等特殊金属组成。

表8.6　使用外径300mm同轴管的调谐振子之Q_L

频率间隔	Q_L	反射损耗和通过损耗之合计	热耗(W)	温升	频率变化	
					钢	殷钢
800kHz	172	0.15dB	340	约100°C	136kHz	9.2kHz
1.600kHz	97	0.085	200	70	95	6
2.400kHz	68	0.06	140	50	68	4.2

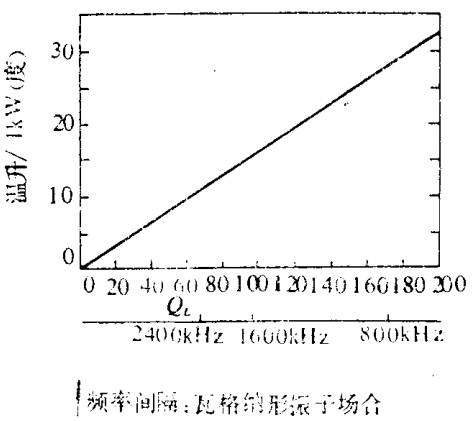


图8.89　直径为300mm，λ/4长半同轴(铜质)管的Q_L和由反射频段所致温升的关系

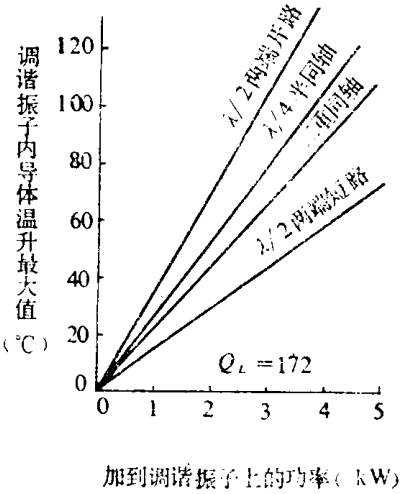


图8.90　各种调谐槽路的温升

在实际设计之际，使用1个调谐振子或采用间隔λ/4的多个调谐振子组合成带通滤波器，组合的个数，则按照滤波特性的要求而定。

8.4　实用调频发送天线例

随着电视、调频广播事业的迅速发展，各市县纷纷建立电视、调频发射台，因此，合理而经济地确定建台方案应是我们工程技术人员所遵循的一个原则。按照电视广播覆盖网技术政策规定：县级电视、调频广播台应能播出米波段电视节目一套，分米波段电视节目三套，调频节目三～四套，它们的功率等级按各种规划要求确定。根据目前技术水准，为满足上述要求且经济，天线多采用三付，也即米波段、分米波段电视和调频广播各一付天线。分米波电视和调频广播均采用多工广播。在设计调频广播发射天线结构时，既要考虑到规划所要求的覆盖服务，还要考虑到将来发展的需要。这一节我们根据前几节介绍内容，就设计一具体发射天线加以扼要叙述。以便使读者了解到在选择确定发射天线时应考虑的一些因素。

8.4.1 确定天线方案的几个重要因素[4]

县级电视、调频台规模不大，但也应精心设计，天线方案仅仅作为其中一个设计项目。即使如此，也只有在综合研究任务、覆盖面积、场地情况、投资大小等项目后才能得出最佳天线方案。本节就几个应着重考虑的问题加以叙述。

一、天线增益

图8.91是浙江省某县地形图，县城位于全县西南边。从图中可知，其覆盖范围大致以28km为半径，A点为园心的半园内。按规划规定其调频广播发射机功率为300W，四套节目（中央一套、省台二套及一套自播）。

对于300W～1kW发射机功率，覆盖半径在25km左右时，并不像一般所想的那样要求天线增益越高越好，而应采用中等增益的天线。因为提高增益并不能提高天线的辐射效率，只是使天线辐射的能量更为集中。对全向天线而言，增益的大小由垂直面方向性决定。增益越大，垂直方向图的主瓣越窄，副瓣越小，如图8.92所示。使离天线塔约2～3km以外的远区场强变大，2～3km以内的近区场强变小。对于10kW以上的大功率发射台，采用高增益天线可以加大覆盖区半径，近区场强略有减小，也不会低于收听标准。而县级发射台天线辐射功率小，覆盖地区也不大，若用减少近区场强的办法增加远区场强，往往得不偿失。

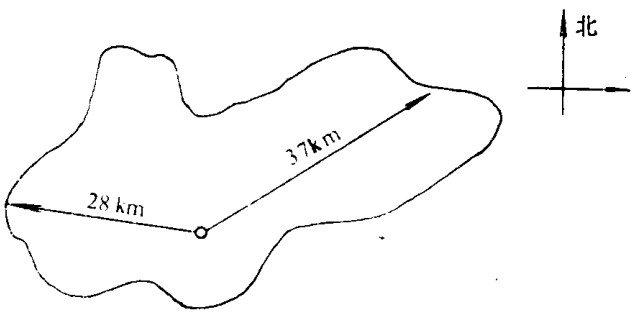


图8.91 浙江某县地形覆盖范围

一般在平坦地区的场强公式可用下式估算，当然，精确计算可参照第六章有关部分。

$$E〔\mathrm{dB}(\mu\mathrm{V/m})〕=A(\mathrm{dB})+H_T(\mathrm{dB})+P(\mathrm{dBW})+G(\mathrm{dB})$$

式中E为接收点场强，我国调频广播农村接收的边界场强规定为46dB（μv/m）对于立体声广播而言，一般比这要求高一些，通常为49dB（μv/m）；

$A=38.9(\mathrm{dB})+20\lg H_R-40\lg D-20\lg\lambda$；

H_R为接收天线高度（m），按场强测量标准规定为4m；

D为发射和接收天线间距（km），也即覆盖区最远距离。这里$D=28$km，于是：当$f=100$MHz时，可求得$A=-16.5$（dB）。

H_T为发射天线高度（dB）（以1m为0dB）；

P为馈线输出功率＝发射机输出功率－馈线损耗（以1W为0dB）；

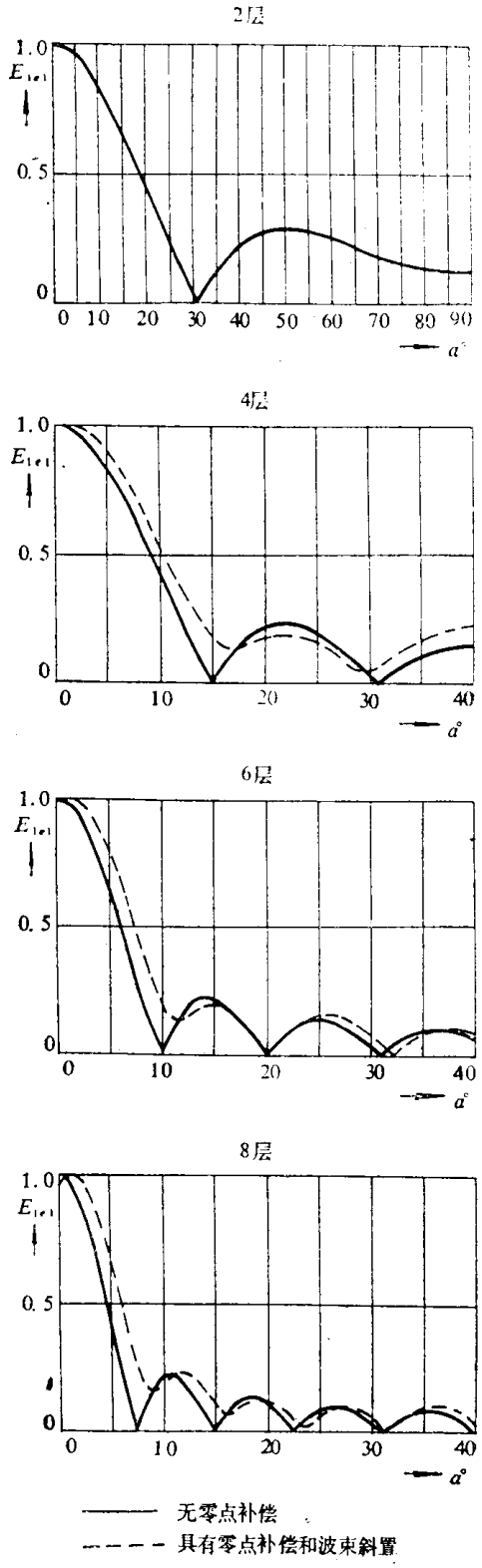
G为发射天线增益（dB）。

因而，天线增益G(dB)可用下式求得：

$$G(\mathrm{dB})=E-A-H_T-P$$

根据该县实际情况取：

$E=49\mathrm{dB}(\mu\mathrm{V/m})$，$H_R=4\mathrm{m}$　$D=25\mathrm{km}$　$H_T=20\lg 90$　（铁塔位于50m山坡

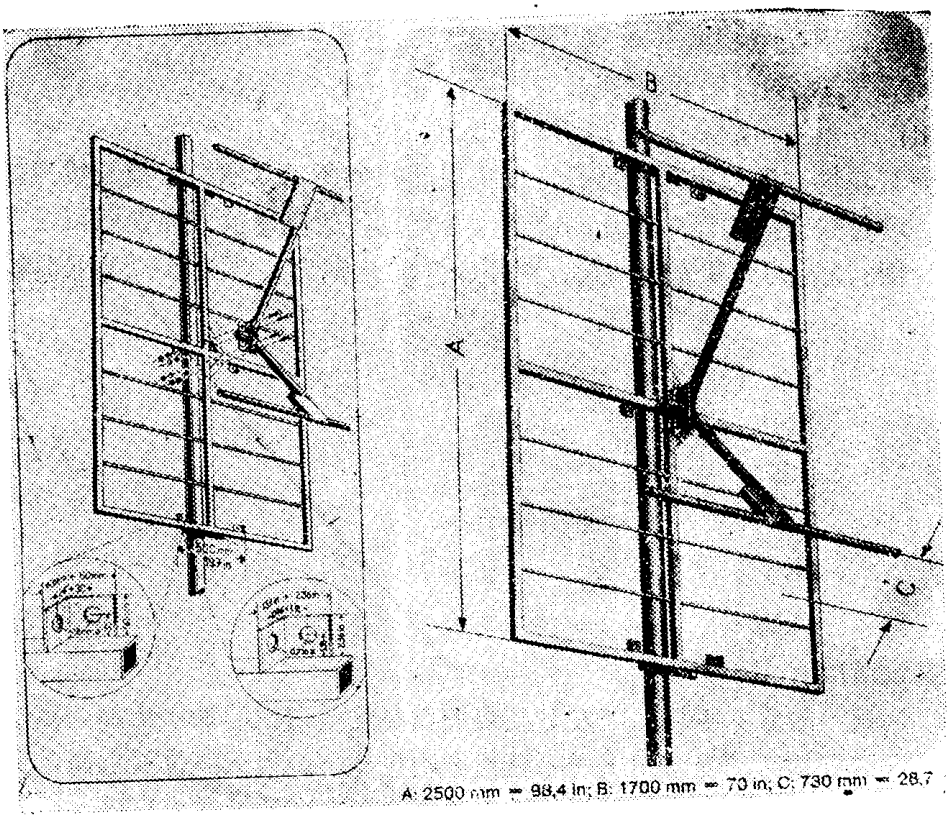


图例：

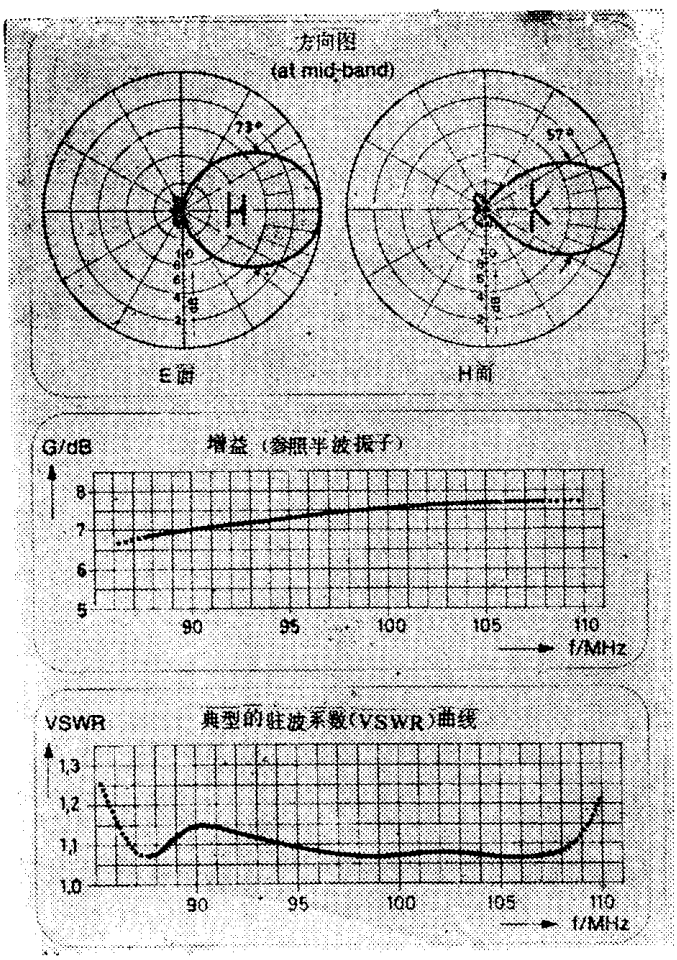
——无零点补偿　……具有零点补偿和波束斜置

图8.92 双偶极子天线垂直方向图

（$f_0=98\mathrm{MHz}$）



(a)



(b)

(c)

(d)

图8.93 双偶极子板天线结构示意及特性

上，调频天线中点位于40m处）

$P=10\lg 300-1.5\text{dB}=23.3\ \text{dBW}$

所以可求得$G(\text{dB})=49+16.5-39-23.3=3.1\text{dB}$。

从架设方便且经济这样一个角度来看，以采用图8.93所示双偶极子板天线为好。这种天线具有频带宽、增益高、结构简单、功率容量大等优点，而且它的方向性图可根据实际需要任意加以调节。图8.93(*a*)为其安装结构，同图(*c*)(*d*)分别为其增益和VSWR曲线。该天线的性能如下所示：

频率	87～108MHz
阻抗	50Ω
VSWR	＜1.15
增益	7.5dB（相对于半波振子）
极化	水平、垂直极化
最大功率容量	1kW

二、天线架设高度

一般说来，调频台的服务区场强随发射天线架设高度适当地增加而增加。这是由于在电波传播过程中，发射点越高，受高建筑物的阻挡影响也越小。但天线位置加高，受两个因素所牵制，一是投资，二是馈线损耗。一般其投资几乎与塔高度的平方成正比，所以都采用综合利用，调频、电视（米波与分米波）天线共用一座高塔，还要考虑其它一些项目，例如观光旅游等。因此，在城市人口稠密区充分利用其山地等高度来建造发射塔是可以节省不少投资。

馈线（一般市县一级都采用同轴电缆）的选择，也受投资所限制。一般首先看其平均功率容量是否能满足所欲输送功率的要求，并根据所选电缆的型号和需要长度，计算电缆全长的衰耗。若所选电缆型号虽然能满足输送功率的要求，但如衰耗太大，将会造成很大损失。所以为了达到某一规定的场强值而一味地增加天线高度，有时并不见得会有很好的效果。因为增加天线高度必然会增加电缆的长度从而加大了衰耗，若电缆选择不当，效果会适得其反的。一般对于小功率来说，在仅仅考虑电缆衰耗时其铁塔的最佳高度H_{OP}可用下式近似求得

$$H_{OP}=\frac{1}{0.115\beta}-h \quad \text{m}$$

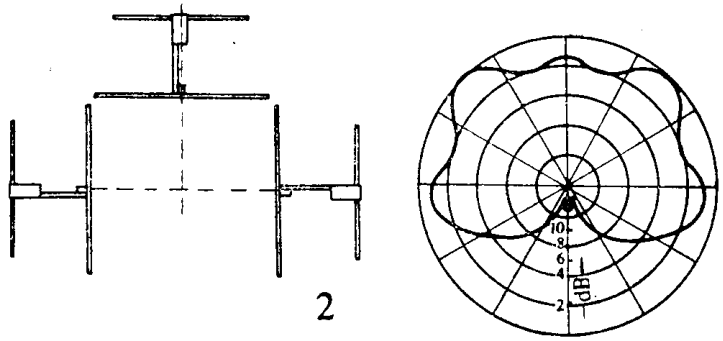
式中β为馈线衰减常数（dB/m）；

h为铁塔支持物（山或楼，也即离平面高度）（m）。

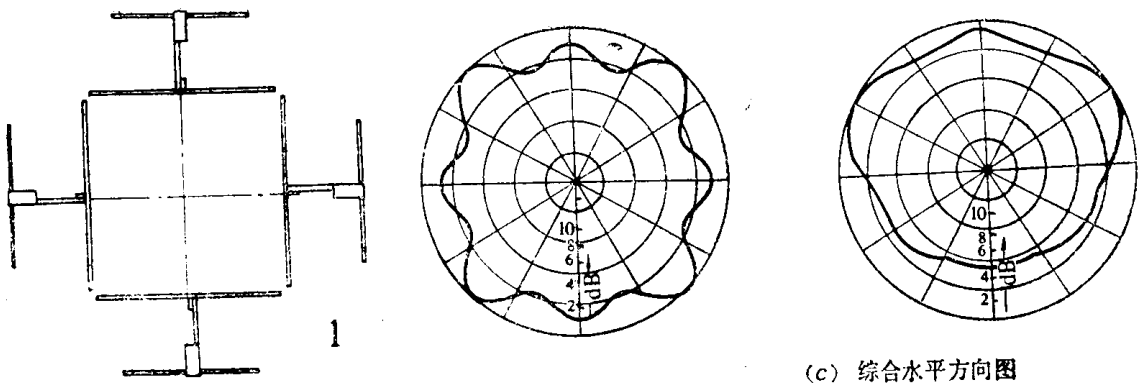
当然需要选择多高铁塔，要权衡各种利弊，最后根据各种因素确定。

8.4.2 天线方向图和天线方案

根据8.4.1节所提供的服务区范围，天线增益，天线架设高度以及天线型式等来确定天线方向图，并据此决定天线方案。



(a) 第二层天线水平方向图



(b) 第一层天线水平方向图

(c) 综合水平方向图

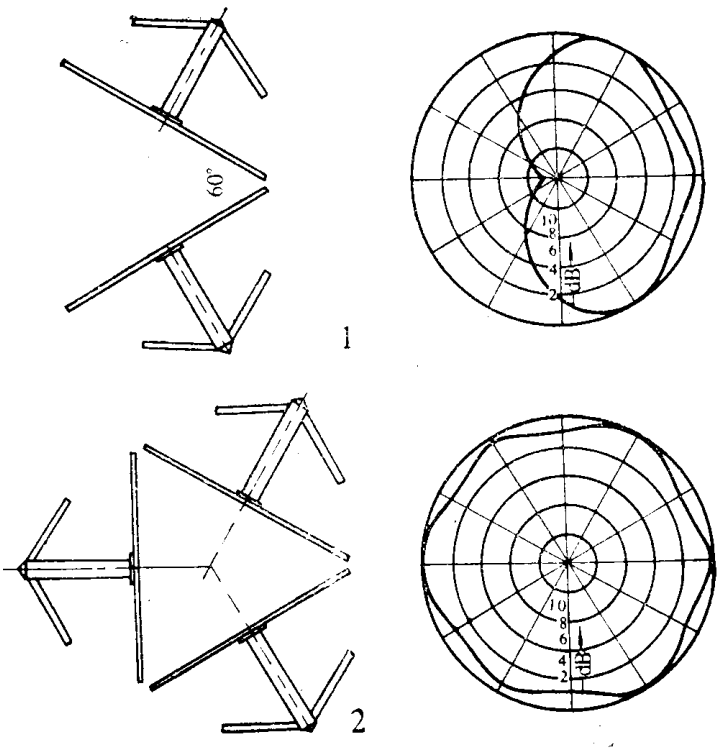
图8.94 水平方向性示意图

一般说，本市县调频台的覆盖范围仅限于本市县范围。如图8.91所示，其天线方向图应满足这一要求，也即应具备如图8.94(c)所示方向图。如何来实现这一方向图？其方法有两类，一是合理分配馈给天线振子的功率，二是适当安排天线型式。

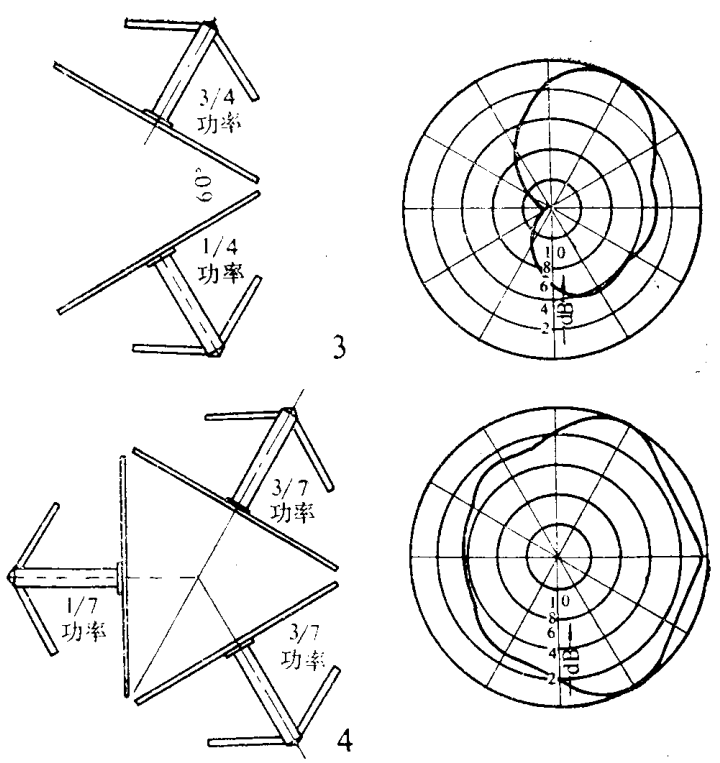
一般市县电视、调频台的发射铁塔型式多为自立式铁塔，其中又以四方形和三角形为主。对于不同铁塔还应选择不同天线以满足其覆盖要求。在本节所例举实际例中，其天线支撑塔为正方形，因此根据8.4.1节所计算天线增益及实际服务区，我们决定采用两层天线。第一层用四面天线，其方向图如图8.94(b)所示；考虑到发射塔位该县西南面，其南面覆盖区很小，所以第二层采用东西北三面各安装一块天线板，如图8.94(a)所示，图示方向图为其单层方向图。两层综合方向图如图8.94(c)所示。从而满足了实际要求。

还有一种办法，是改变馈送功率，如图8.95(a)(b)所示，当然这对功率分配器提出了较高要求。

天线的定向安排是一件十分有益的工作，它不既能节省一笔投资，而且更重要的是可以减少其干扰范围，从而提高了各台的收听，收看质量。建议广大读者在有机会时不妨试一试，笔者深信，那是大有益处的。



(a) 等功率分配时的方向图



(b) 不同功率分配时的方向图

图8.95 方向图调整例

8.5 天线设备的维护

天线设备的绝大部分在暴露在露天之下，由于使用环境极为恶劣，很容易发生接触不良、破损、腐蚀、生锈等，从而其故障率较高。这类故障大部分可以通过定期检修和维护将其消灭在萌芽状态，而不致成为广播故障。但是若懒于定期检修和维护，就很容易发展成为非大规模补修不可，所以必须对天线设备进行定期检修和维护保养，本章以调频电视广播发送天线为例，概要介绍天线设备的检修和维护

8.5.1 概　　述

天线设备的维护，除了在下雪前后和台风等自然灾害过后的正常检修之外，还包括定期维护，改装补修工程以及补漆工程。

定期维护与设备有无异常无关，仅仅是检修设备性能，维护周期按照设备规模和设备环境所确定，最多为5～7年，其内容根据不同天线有些区别。若以图8.96所示天线为例，那么其维护的内容为：

1．测量天线的各种特性（VSWR，直流电阻等），

2．安照下列顺序确认下面几个部位的生锈，腐蚀、进水、破损等有无以及轻微不良之处的改装和调整。一当上述现象比较严重时，就需进行补修。

(1) 天线振子及其支撑配件；

(2) 跨接片及安装配件；

(3) 分支馈线及安装配件；

(4) 分箱盒（J.BOX），T型接头及其安装配件；

(5) 主馈线及其安装配件；

(6) 电线管道，配电箱及其安装配件；

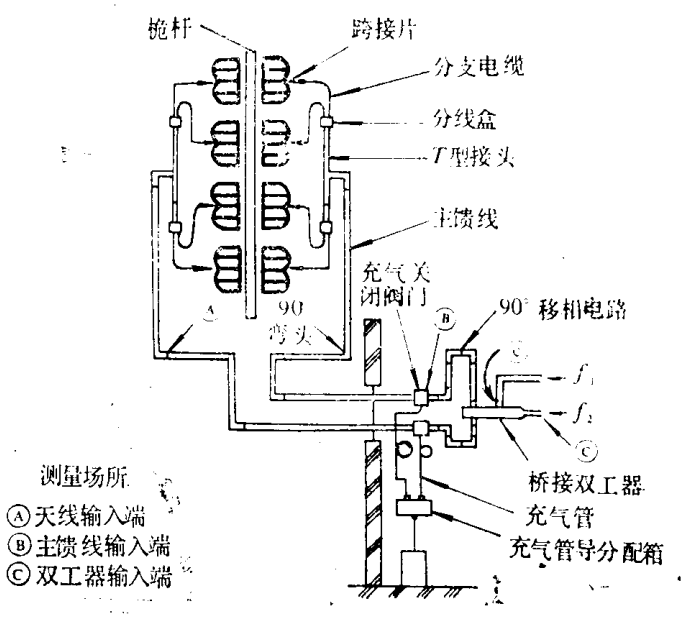


图8.96 天线设备的组成

(7) 天线桅杆，铁塔以及支线（特别应注意油漆脱落，螺栓的松动等）。

(8) 桥式双工器或多工器等共用设备；

(9) 备件的现状（数量和可使用程度）。

改装补漆工程是为了维持天线设备功能或改善性能而实施的，并更换一些老化部件以及过期部件。

补漆工程就是将设备全面刷漆一次，这对防止生锈、腐蚀等是一种有效方法，希望能定期实施。

8.5.2 天线设备的维护内容

一、天线振子

对于天线振子来说，除了象八木天线那样其振子容易折断外，其它类型天线部分故障很少，主要是防锈和防腐蚀，也即需定期进行刷漆。对于有防雪罩的天线，应注意其罩子下部的排水孔是否畅通，以防罩内积水。

二、分支馈线，跨接层及分线盒（J.BOX）

图8.97表示天线振子和分支馈线的接合部。图(*b*)所示的超增益天线跨接片一般多用园筒形，线圈形，其结构比较可靠。但在图(*a*)所示的蝙蝠翼天线天线中是用厚0.4mm的磷青铜皮作为跨接片，由于大风和冰块之故，它常常被损坏。同时，其分支电缆的聚四氟乙烯（或聚氟乙烯等）头强度弱，在高山风大，下雪地区应在其接合部加装罩子。跨接片部分的变化将改使天线场形发生变化，噪声增加，所以在天线的检修时，应确认这部分接触是否良

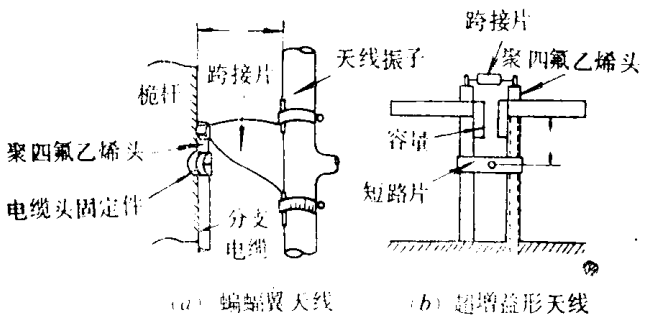


图8.97 天线振子与分支电缆的连接

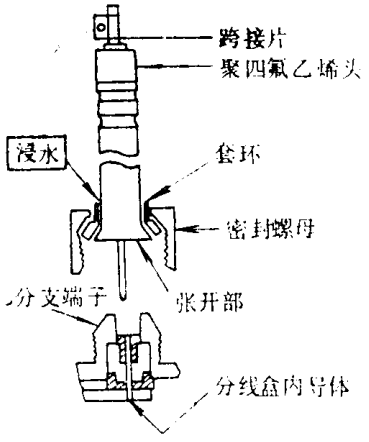


图8.98 分支电缆和分线盒的连接

好，有否生锈、破损。

图8.98是分支电缆和J.BOX的接合部，这部分以进水故障为多。从分支电缆流下来的水滴经套环进入内导体，从而需将秘封螺母紧固和浇注处理，这需引起人们的足够重视。但也应注意到，若将密封螺母过分紧的话，那将损坏分支馈线的张开部分，所以应使用转距板手，以适当的力度紧固。由于其张开部分比较薄，容易破损，波纹管式的分支电缆的紧固力矩以250kg·m左右为好。由于分支电缆多次插上，拔下，分线盒的内导体，受到磨耗，且弹性不足，因此在正常情况下希望10年左右更换一次。

三、主馈线

由于硬馈管的接头很多，应注意其直流电阻的变化。接合部接触电阻的增加将导致其发热，而发热又将导致接头的氧化，同时减弱其弹性，因此又促使其接触电阻进一步增加，形成恶性循环，直至烧坏。为了防止这一现象的发生，应定期测量其直流电阻，当该电阻值增加到刚建成初期数值的5倍时，应将馈线分解检修，特别应注意垂直架设馈管的底部90°弯头处。因为这部分既承受了馈管系统的负荷，也积存了上面馈管的污染物质，所以也是故障最多的部位。

8.5.3 天线设备的测量方法

一般在维护天线设备时，需对天线进行测量，测量内容主要是VSWR和直流电阻。测量点多选在主馈线的输入端（图8.96中的(A)点），但若有必要，也可以从(B)点的天线输入端(C)点的双工器输入端进行测量。

一、电压驻波系数（VSWR）

若馈线终端没有完全匹配，那么其一部分将形成反射驻波，其振幅的最大和最小之比称为电压驻波比（简称VSWR），设反射系数为Γ，则

$$\left.\begin{aligned} \mathrm{VSWR}&=\frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|}\\ |\Gamma|&=\frac{\mathrm{VSWR}-1}{\mathrm{VSWR}+1}\end{aligned}\right\} \qquad (8.92)$$

通过VSWR的测量，就能了解天线系统的匹配状态。在测量VSWR时，多采用导纳电桥。

将导纳电桥测得的天线系统的电导和电纳值标到史密斯圆图上。其实部（电导）圆簇和虚部（电纳）圆簇交点表示导纳，这一交点与原点的连接线长度即表示反射系数，于是，按照式（8.92）就可求出VSWR。

最近用网络分析仪或高频阻抗图示仪来测量反射损耗ρ[dB]，然后利用式（8.93）求得VSWR。

$$\mathrm{VSWR}=\frac{1+10^{-\frac{\rho}{20}}}{1-10^{-\frac{\rho}{20}}} \qquad (8.93)$$

其一部分计算结果如表8.7所示。

在条件不具备时，也可以利用扫频仪来粗略估计天馈线系统的VSWR。其测量方法可参照有关资料。

二、直流电阻

上面已简要提到，天线系统的直流电阻是了解其接触状态的一个重要指标。在测量时，是将低阻计或双电桥与内外导体相连接，测得的电阻值是包含天线振子在内的环路电阻值。由内导体的热胀、冷缩而导致电阻值的变化，一般在停机2小时后再进行测量。在停机后，随着馈管的冷却，电阻值的变动又固定在一定值上，其变动幅度越大，越说明馈管质量变劣，所以通过一段时间的测量，就可以观察出馈管的情况，其实测例如图8.99所示。

表8.7　反射损耗、反射系数及VSWR

反射损耗 (dB)	反射系数 (%)	VSWR	反射损耗 (dB)	反射系数 (%)	VSWR
0.0	100.00	∞			
0.5	94.4	34.7	20.5	9.44	1.208
1.0	89.1	17.3	21.0	8.91	1.196
1.5	84.1	11.6	21.5	8.41	1.184
2.0	79.4	8.71	22.0	7.94	1.172
2.5	75.0	7.00	22.5	7.50	1.162
3.0	70.8	5.85	23.0	7.08	1.152
3.5	66.8	5.02	23.5	6.68	1.143
4.0	63.1	4.42	24.0	6.31	1.135
4.5	59.6	3.95	24.5	5.96	1.127
5.0	56.2	3.57	25.0	5.62	1.119
5.5	53.1	3.26	25.5	5.31	1.112
6.0	50.1	3.01	26.0	5.01	1.105
6.5	47.3	2.80	26.5	4.73	1.099
7.0	44.7	2.62	27.0	4.47	1.094
7.5	42.2	2.46	27.5	4.22	1.088
8.0	39.8	2.32	28.0	3.98	1.083
8.5	37.6	2.21	28.5	3.76	1.078
9.0	35.5	2.10	29.0	3.55	1.074
9.5	33.5	2.01	29.5	3.35	1.069
10.0	31.6	1.92	30.0	3.16	1.065
10.5	29.9	1.85	30.5	2.99	1.062
11.0	28.2	1.79	31.0	2.82	1.058
11.5	26.6	1.72	31.5	2.66	1.055
12.0	25.1	1.67	32.0	2.51	1.051
12.5	23.7	1.62	32.5	2.37	1.049
13.0	22.4	1.58	33.0	2.24	1.046
13.5	21.1	1.53	33.5	2.11	1.043
14.0	20.0	1.50	34.0	2.00	1.041
14.5	18.8	1.46	34.5	1.88	1.038
15.0	17.8	1.43	35.0	1.78	1.036
15.5	16.8	1.40	35.5	1.68	1.034
16.0	15.9	1.38	36.0	1.59	1.032
16.5	15.0	1.35	36.5	1.50	1.030
17.0	14.1	1.33	37.0	1.41	1.029
17.5	13.3	1.31	37.5	1.33	1.027
18.0	12.6	1.29	38.0	1.26	1.026
18.5	11.9	1.27	38.5	1.19	1.024
19.0	11.2	1.25	39.0	1.12	1.023
19.5	10.6	1.233	39.5	1.06	1.021
20.0	10.0	1.222	40.0	1.00	1.020

因为这种直流电阻值很小，其测量用引线和探针的接触电阻不能忽视，所以在测量时用多根引线，2个探头，尽可能使其测量系统的电阻小。

8.5.4 同轴馈线的连接

一、同轴馈线的插头座的接触电阻

在馈管系统中，长年累月地变化，其故障最多的部位是插头座。在工作时，馈

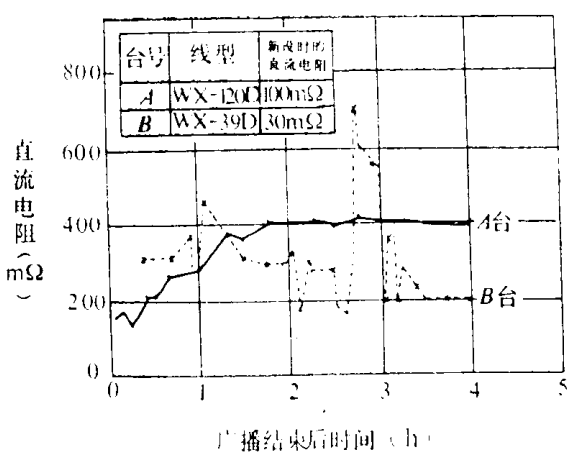


图8.99 停机后主馈管直流电阻的变化

线温度上升，停机后温度下降，所以插头座与同样每天至少有一次这样热胀冷缩的变化，因此，在插头座表面和内导体内侧的接触面间产生磨耗，以致成为接触不良的原因之一。由于接触不良，接触电阻增大，于是部分发热，减弱了插头座的弹性。由于这一原因，插头座的接触压力随着时间推延而低下，于是接触电阻又进一步增加。图8.100为接触压力和接触电阻的关系，从图中可知，当接触压力低于80kg/cm²后，接触电阻急剧增大。为了掌握馈线的恶化状况，必须了解插头座的接触状况，但作为其指标还有馈线系统的直流电阻和插头座的拔出力度。有关直流电阻的测量已在上一节中叙述。

除此之外，作为一个了解接触状况的有用方法是在工作频率中测量高频电阻的方法。

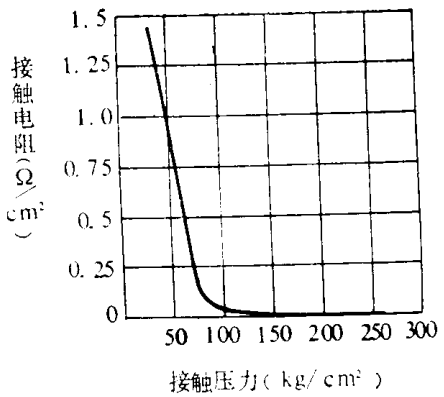


图8.100 插头座的接触压力和接触电阻

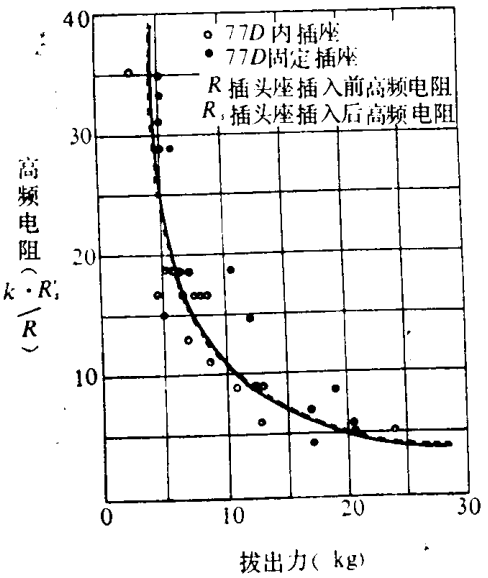


图8.101 拔出力度与高频电阻的关系

总之，把馈线系作为一种谐振器来分析。设这种谐振器的高频电阻为R_s，电路电感为L，谐振器的Q为

$$Q=\frac{\omega L}{R_s}=\frac{K}{R_s}$$

式中 ω：$2\pi f$　　K：ωL（常数）　　（8.94）

当插头座接触状况不良时，高频电阻增加了R_s'，Q为Q'，即

$$Q'=\frac{K}{R_s+R_s'}\qquad \frac{1}{Q'}-\frac{1}{Q}=\frac{R_s'}{K}$$

$$R_s'=K\left(\frac{1}{Q'}-\frac{1}{Q}\right)\qquad (8.95)$$

于是，只要测得长年变化的Q值，就能知道高频电阻的变化。图8.101是表示使用固定插头座和内插头座，以实验求得Q值后再求出引拔力度和高频电阻的关系，但当拔出力度低于8kg时，其高频电阻急剧增加。

二、为保护插头的措施

电缆形馈线的外被多用一种耐风雨性优良的聚乙烯塑料，并将其与外导体用树脂粘着成一体。聚乙烯与铜比较，由于其纵向刚性大，所以其收缩也与铜质外导体一起。但铜的膨胀系数为16×10^{-6}/℃，聚乙烯为$16\sim18\times10^{-5}$/℃，所以在低温时聚乙烯外被的收缩比内导体大，结果，内导体相对突出一部分。电缆外被纵向刚性越大，在低温时，其突出量也更大，电缆是用插头座与机器设备和其它馈线相连接，这个突出力作为内部应力传到插头座，时间一长，电缆头也可能受到损坏。又在低温时，从电缆取下插头座，于是残留在内导体的突出力释放，由于内导体突出，以致可能产生插头座无法再接上的现象。使内导体突出的作用力，不是整条电缆，而是根据不同电缆，从电缆端未开始在一有限长度内。这一区域的长度，电缆的突出量对内导体的拔出力度有很大影响，其程度与内外导体及电缆外被的纵向刚性大小有关。图8.102、图8.103为CX形电缆的作用区域和突出量。作为一种保护措施，将聚乙烯外被剥去一段，长度为环境温度所确定的区域长度，这对防止内导体突出是有效的。剥去外被后，仍需要一种纵向刚性小的橡胶或橡胶带卷绕起来，以保护外导体。

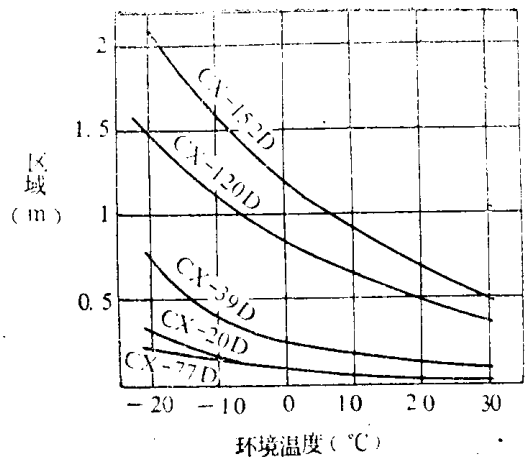


图8.102 CX形电缆聚乙烯外皮量域

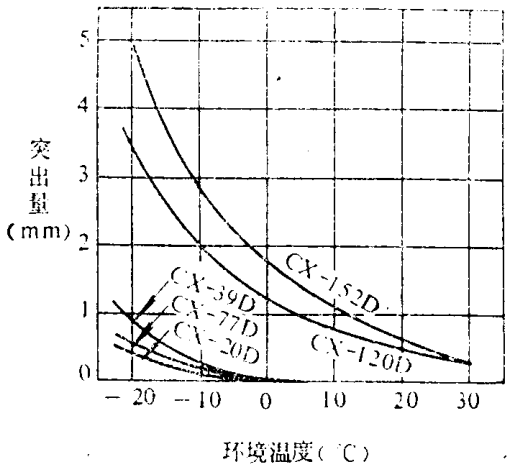


图8.103 CX形电缆内导体突出区

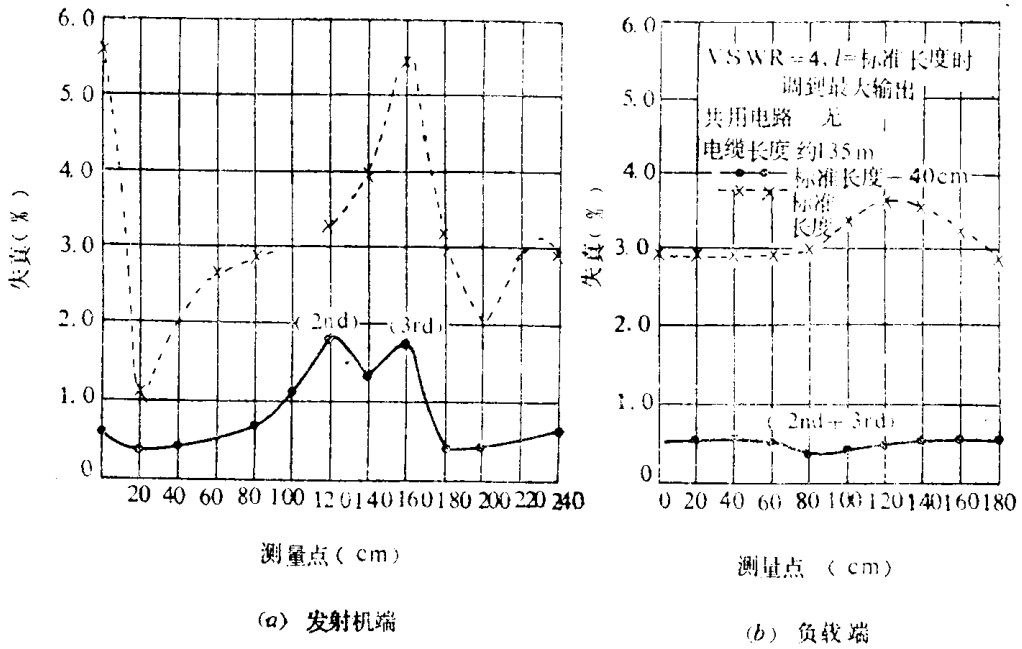
8.6 发射机与天馈线系统的配合[5]

在指标调试时，往往是采用标准大功率电阻作为其负载，一般其电压驻波系数都可以小于1.05。但实际工作时，其负载是由馈线。阻抗变换器，天线等组成，其电压驻波系数一般要求在1.2以内。理论与实践都证明：负载的失配将产生调频线性失真，这种失真是由馈线长度而确定的行波失真，以及由于馈线上周期性变化的行波、反射波的干扰引起的失真之和。前者与天线输入端的失真一致，为稍稍改变馈线长度，就会发生周期性地变化。

一、馈线长度稍微变化一点

图8.104所示曲线表示当电压驻波系数（VSWR）为A，馈线长度（C）为135米时，发射机的输出调谐调到输出最大场合的失真分布（虚线），其实线表示在此状态下将馈线缩短40cm时的失真分布情况。

从图中可知，两者的失真分布曲线有很大的差别，虚线所示的分布形状可由理论推算，



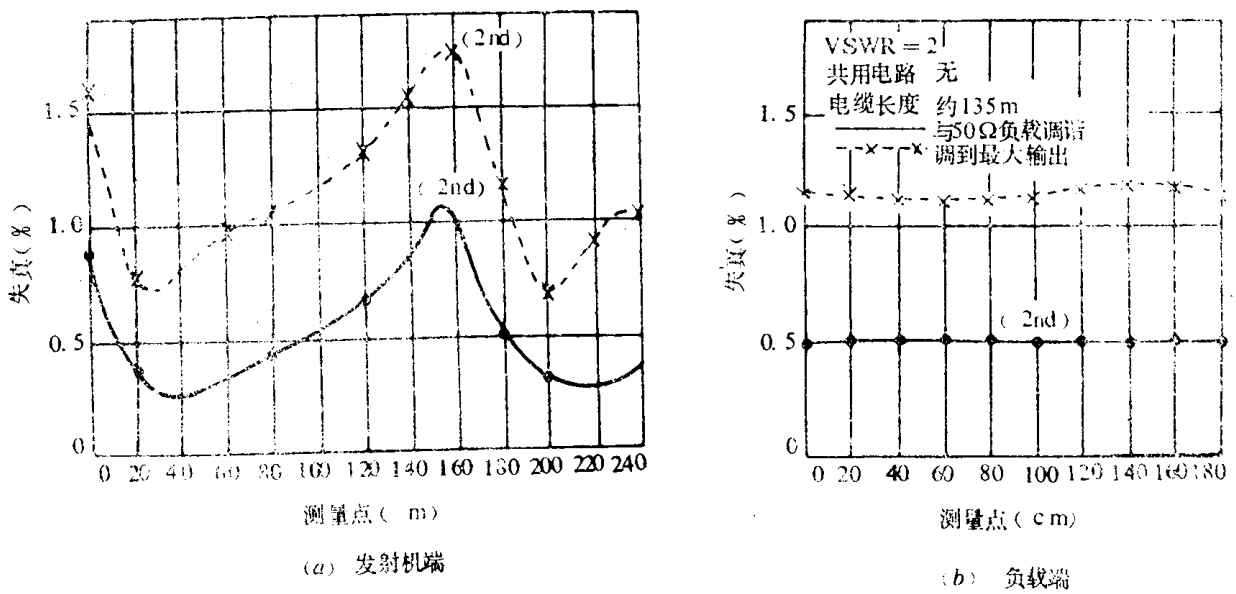
(a) 发射机端　　(b) 负载端

图8.104 改变馈线长度时的失真变化例

但实线所示的分布形状比较零乱，它既考虑了二次谐波，而且还考虑了三次谐波等影响。另外从图中还可以看到：负载侧失真分布大致固定，而发射机侧的失真分布大幅度变化。这是因为在负载侧由行波和反射波干扰引起的失真，仅表示小行波因相位差而具有的失真，而在发射机侧，是行波和反射波叠加之故。

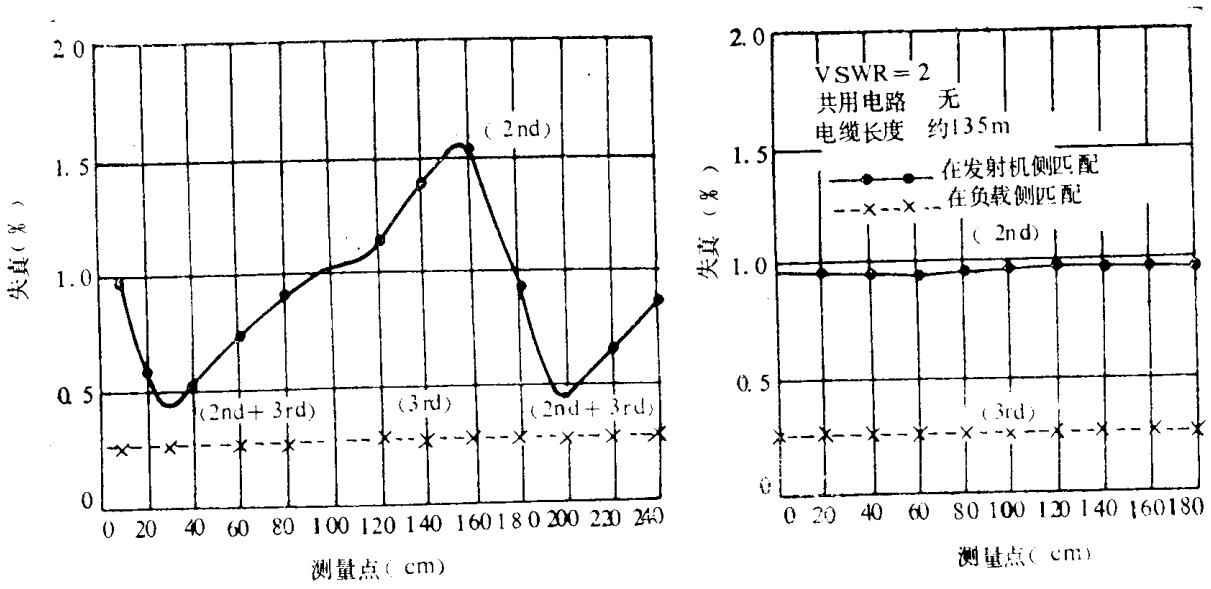
二、发射机的输出调谐状态改变时

图8.105示出负载的VSWR为2，发射机的输出调谐状态改变时，在发射机端和负载端



(a) 发射机端　　(b) 负载端

图8.105 发射机末级调谐时的失真变化例



(a) 发射机端　　(b) 负载端

图8.106 匹配时的失真例

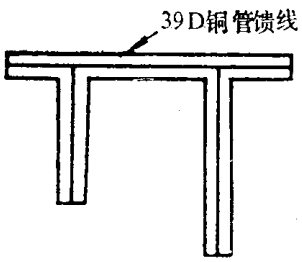


图8.107 π电路

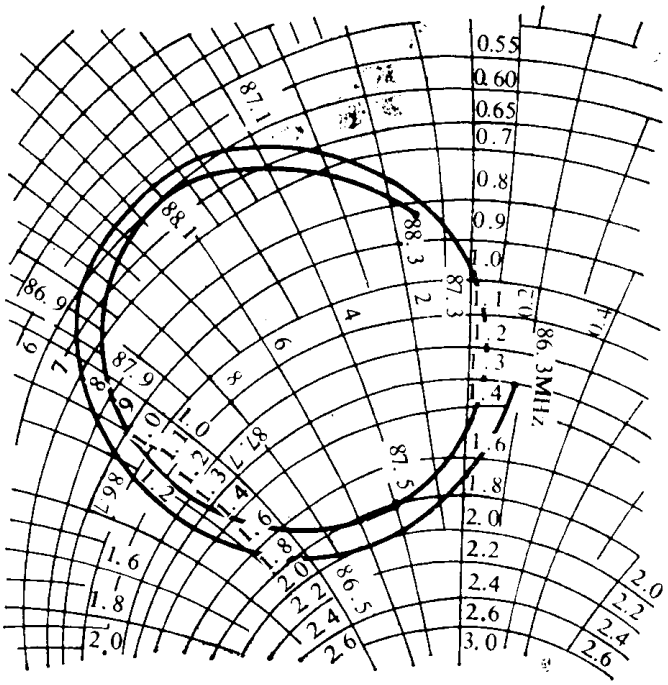


图8.108 负载的VSWR=2，发送端π不匹配时的导纳（无共同电路）

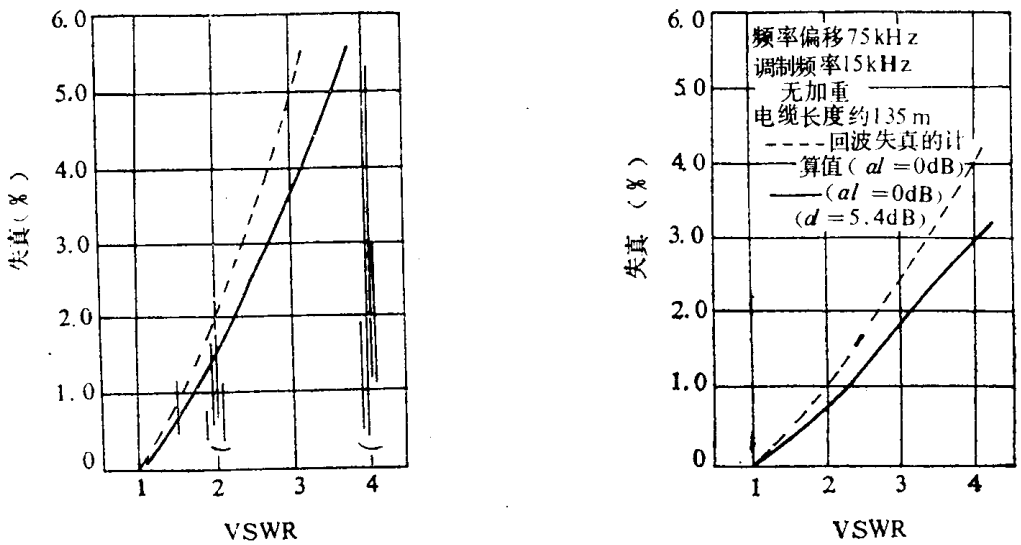
的失真分布曲线。实线和虚线分别表示50Ω负载和VSWR为2的情况下，输出调谐均调到最大输可时的测量结果。由图可知，仅失真曲线的基底发生变化。也就是说，改变输出调谐状态，可认为等效地改变了电缆长度。

三、匹配时

图8.106示出负载的VSWR为2，采用图8.107所示的π型匹配电路，以中心频率匹配时的测量结果。虚线仅表示在负载侧匹配，且匹配电路本身的相位变化小时，测量系统的残留失真。实线表示发射机侧匹配时的失真。与未匹配时（参照图8.105)相比，失真未得到改善。此时，由发射机端看的阻抗特性，因变化很大（如图8.108所示），所以，仅单独取发射机端匹配，相位特性的变化当然不能得改善。但是，如按不改变发射机的工作状态来考虑，则有必要取其匹配。

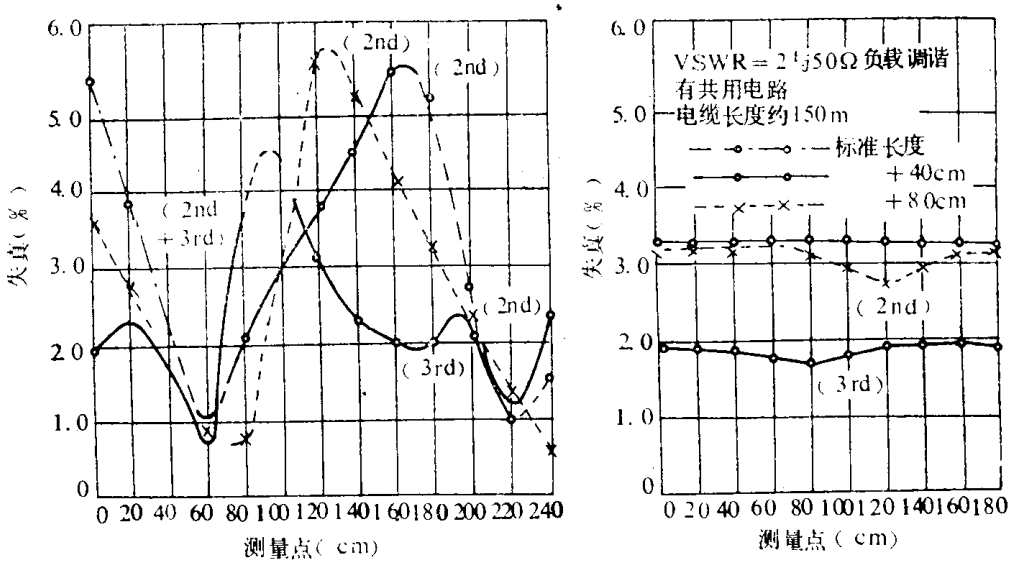
四、综述

如上所述，失真是在各种不同的状态下测得的。其全部测量值按VSWR与失真的关系



(a) 发射机端　　(b) 负载端

图8.109 电缆负载不匹配时FM失真（无共用电路）



(a) 负载端　　(b) 发射机端

图8.110 改变电缆长度时的失真变化例

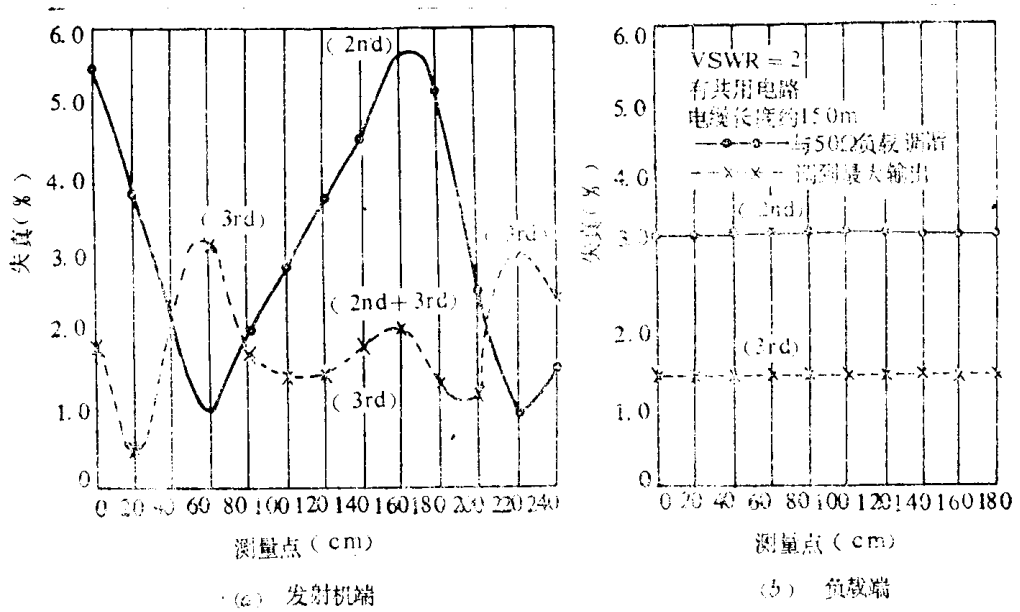


图8.111 发射机末级调谐改变时的失真变化例

表示时，则如图8.109所示。用曲线表示的各个测量值，即代表了失真分布的变化范围。实线表示馈线损耗为0.54dB，并给出二次谐波最大值（假定在发射机端按完全反射求得）时的理论值。如果考虑测量系统的残留失真为0.3%，则该理论值与测量结果的最大值基本一致。测量结果虽未必都给出各个VSWR的最大值，但如果从理论上来研究调频失真的最大值，则可以说是十分近似的。虚线表示忽略馈线损耗时的理论值。由于该值代表了稍大的值，因此，虽勉强可用它来进行研究，但要测量其安全度。如假定发射机端的反射为完全反射，则可推断以上的测量结果是正确的。

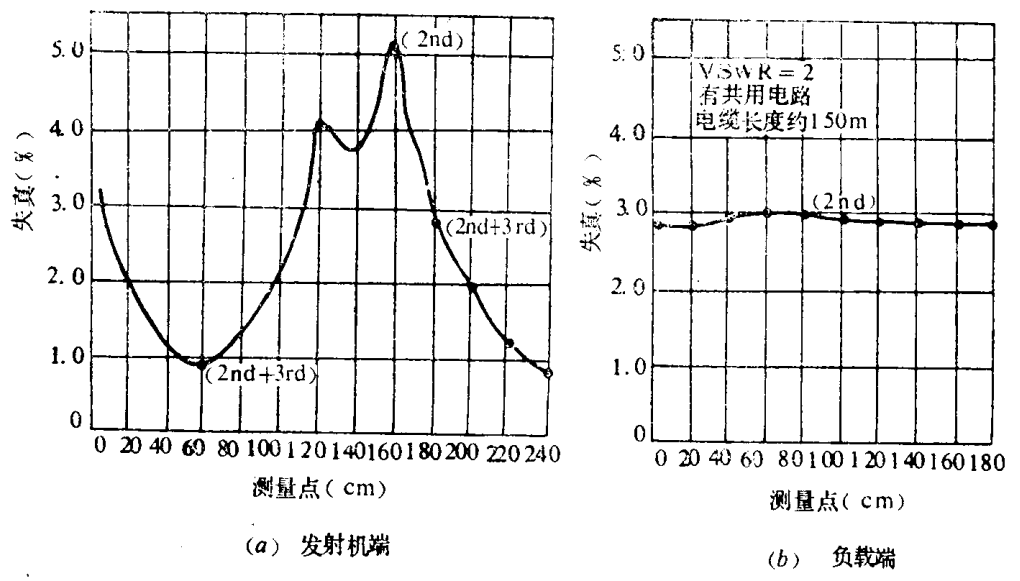


图8.112 在发射机侧匹配时的失真例子

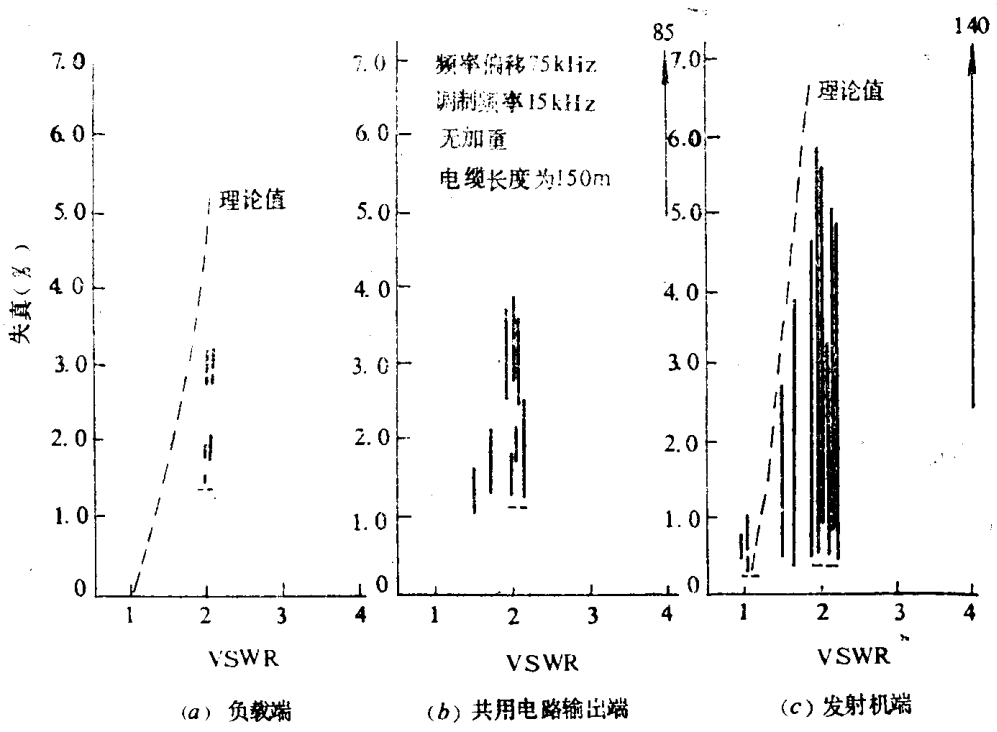


图8.113 电缆负载不匹配时的调频失真（有共用电路）

发射机端的失真最大值约为负载端的失真最大值的两倍。但是，如用定向耦合器进行测量，则估计与负载端的值一致。

五、有多工电路时的测量结果

图8.110～图8.112分别示出含有多工电路时，被与前述同样的各种状态下所测得的结果。从定性上说，其结果虽与无多工电路时相同，但失真却大幅度地增加。这是因为多工电路采用了反射特性，且带宽较窄之故。

图8.113示出了各种条件下测得的值归纳为VSWR与失真的关系。虚线为假定多工电路的等效长度为184m，馈线损耗为0.6dB时所求得的值。

参 考 文 献

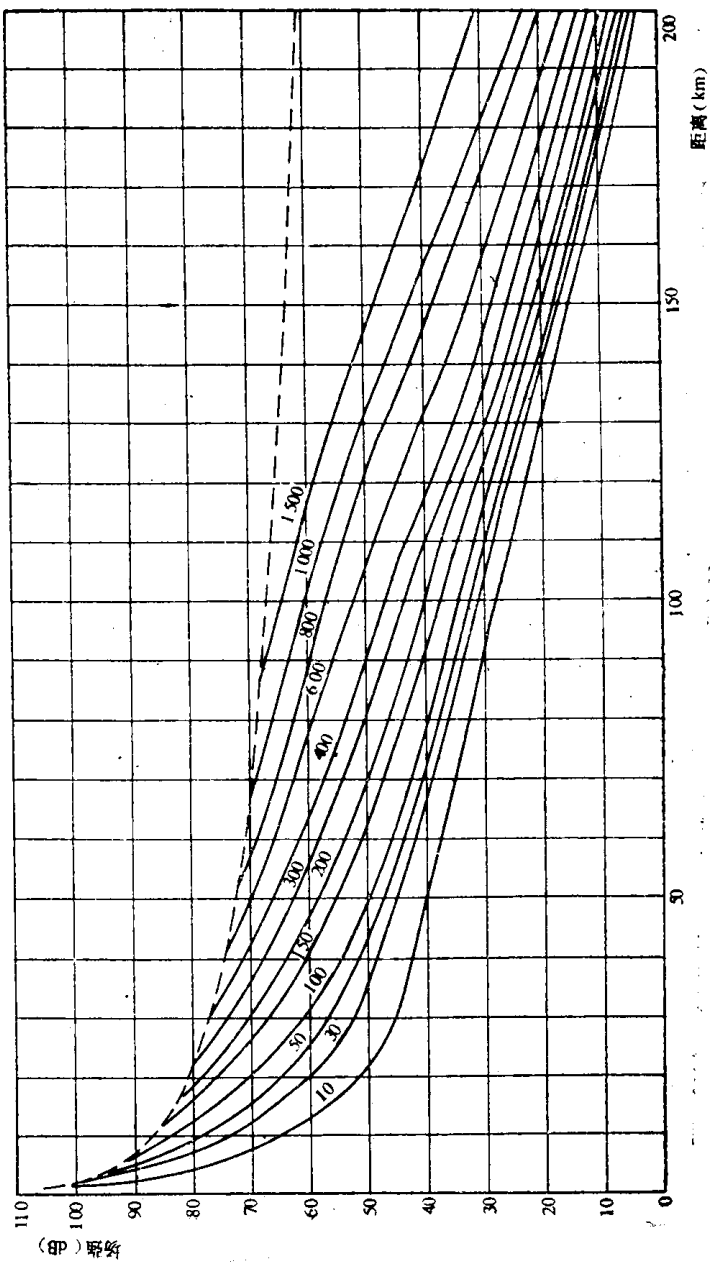
[1] 远藤敬二。TV·FM放送ろンテナ。日本放送协会出版，1966

[2] 日本放送出版协会编。放送ろンテナと电波伝搬(放送技术双書11)。日本放送出版协会出版，1983

[3] Schelkunoff S A。Advanced antenna。theory Jone Willg and Sons Int。

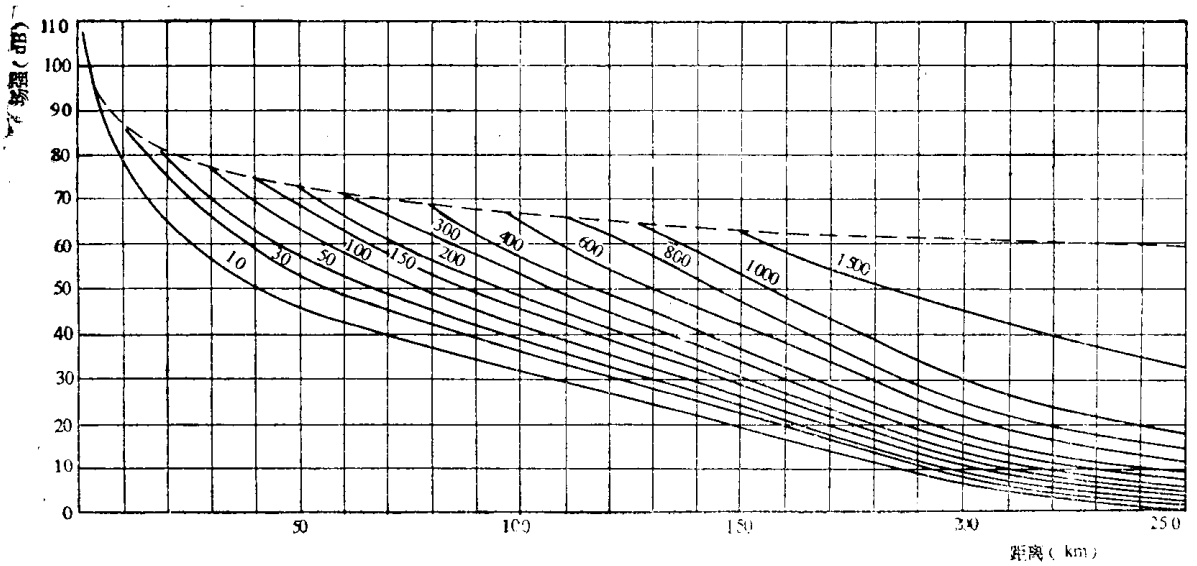
[4] 王洁澄。县级电视，调频发射台的天线方案问题。广播与电视技术 1986：3

附录Ⅰ　100MHz服务场强计算曲线

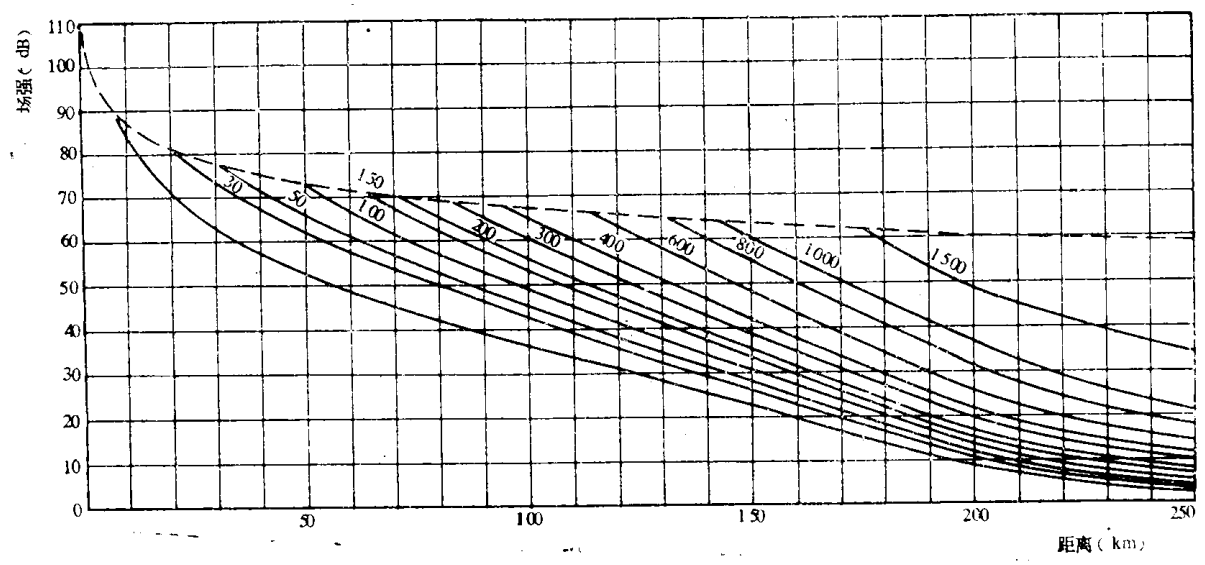


附图Ⅰ－1　100MHz服务场强计算曲线

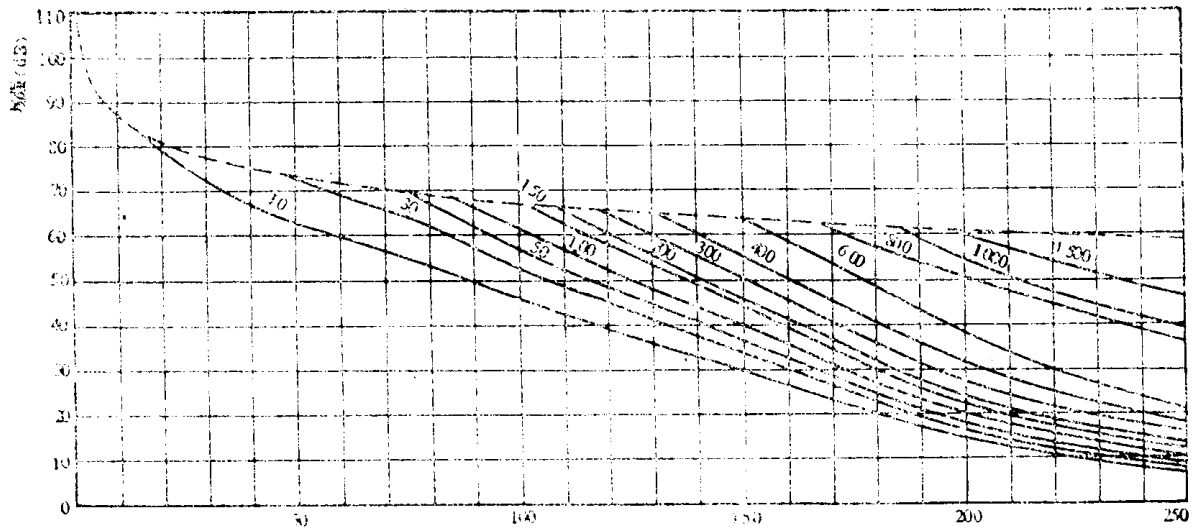
1kW有效辐射功率；水平极化；接收天线高度20m；地形峙岖度10m；50%的时间；50%的地点



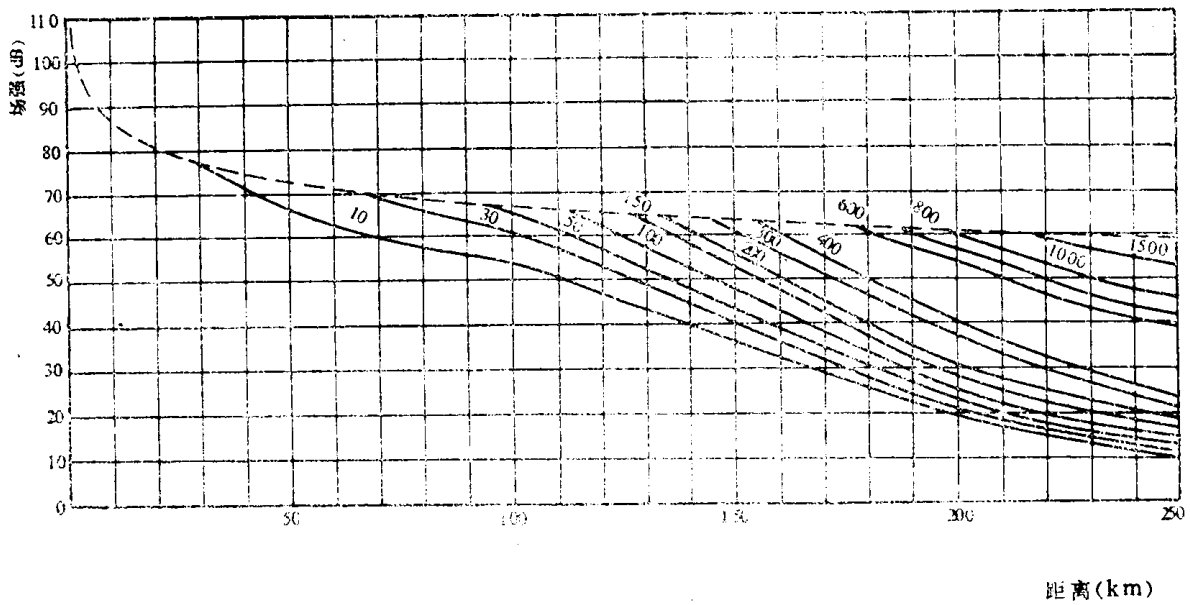
附图Ⅰ－2　100MHz服务场强计算曲线 1 kW有效辐射功率；水平极化；接收天线高度100m；地形崎岖度10m；50%的时间；50%的地点



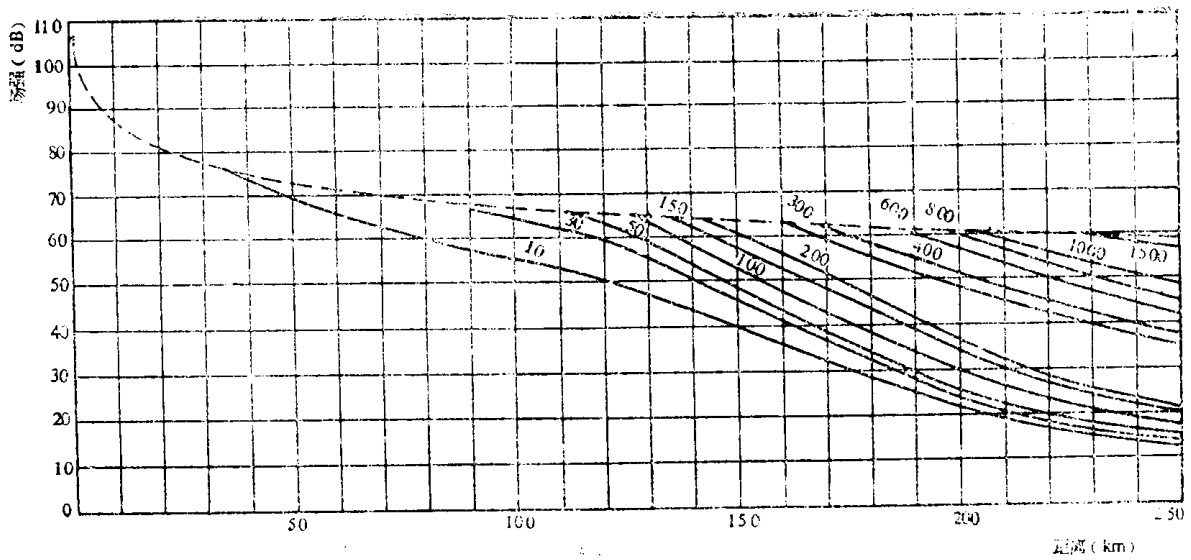
附图Ⅰ－3　100MHz服务场强计算曲线 1 kW有效辐射功率；水平极化；接收天线高度200m；地形崎岖度10m；50%的时间；50%的地点



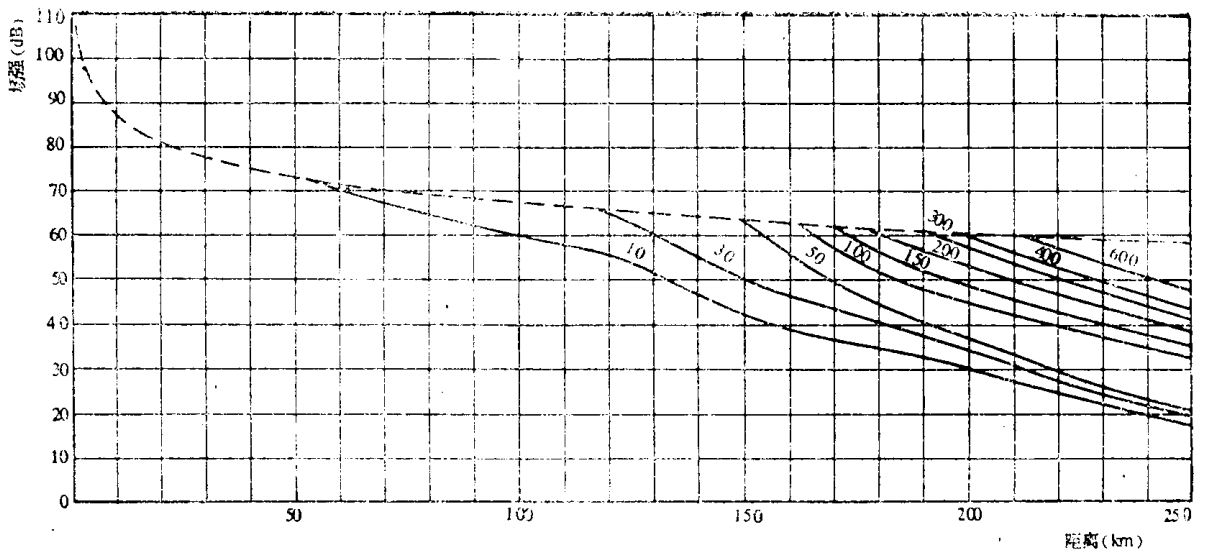
附图Ⅰ－4　100服MHz务场强计算曲线1 kW有效辐射功率；水平极化；接收天线高度500m；地形崎岖度10m；50％的时间；50％的地点



附图Ⅰ－5　100MHz服务场强计算曲线1kW有效辐射功率；水平极化；接收天地线高度800m；地形崎岖度10m；50％的时间；50％的地点

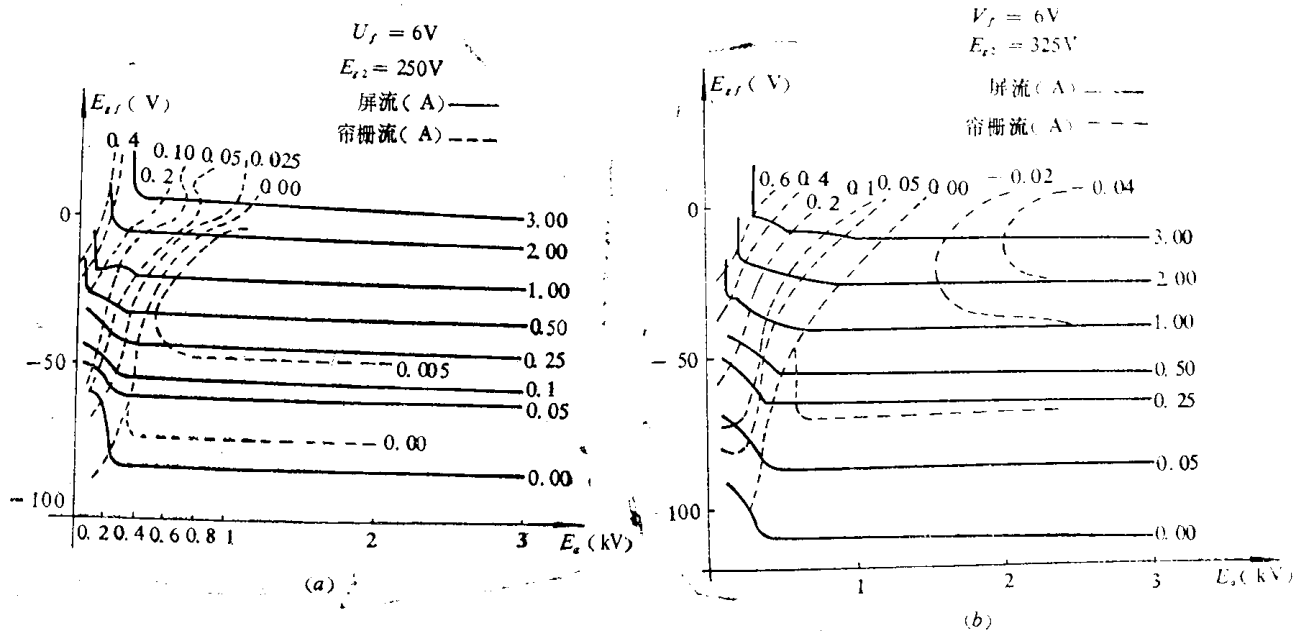


附图Ⅰ－6　100MHz服务场强计算曲线 1 kW有效辐射功率；水平极化；接收天线高度1000m；地形崎岖度10m；50%的时间；50%地点

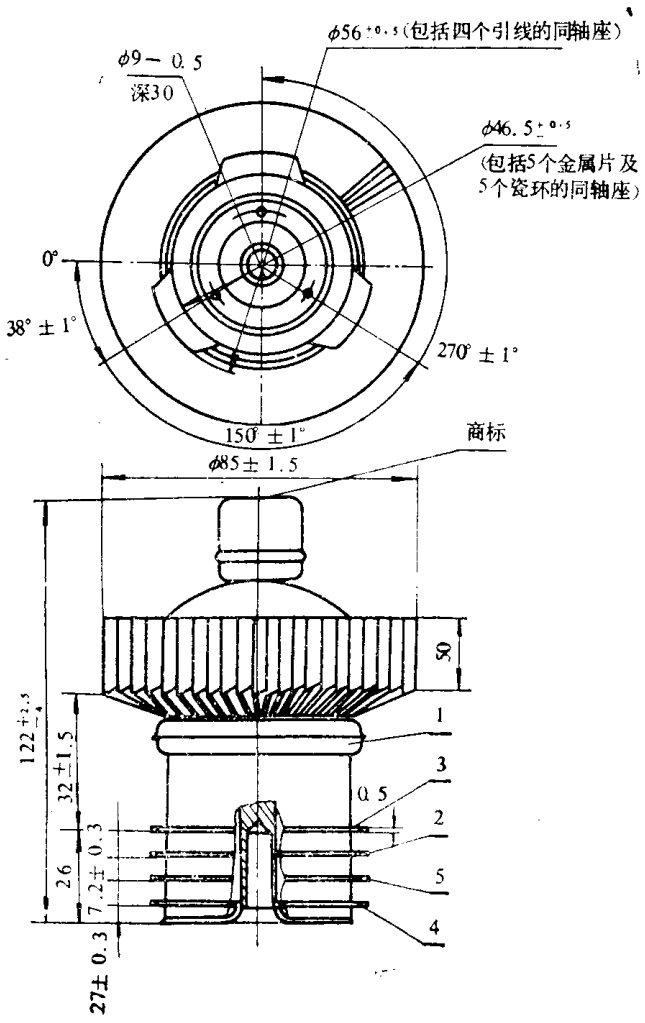


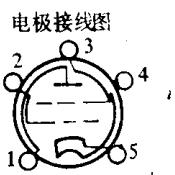
附图Ⅰ－7　100MHz服务场强计算曲线 1 kW有效辐射功率；水平极化；接收天时线高度1500m；地形崎岖度10m；50%的间；50%的地点

附录Ⅱ　调频广播发射机常用大功率电子管的参数和特征曲线



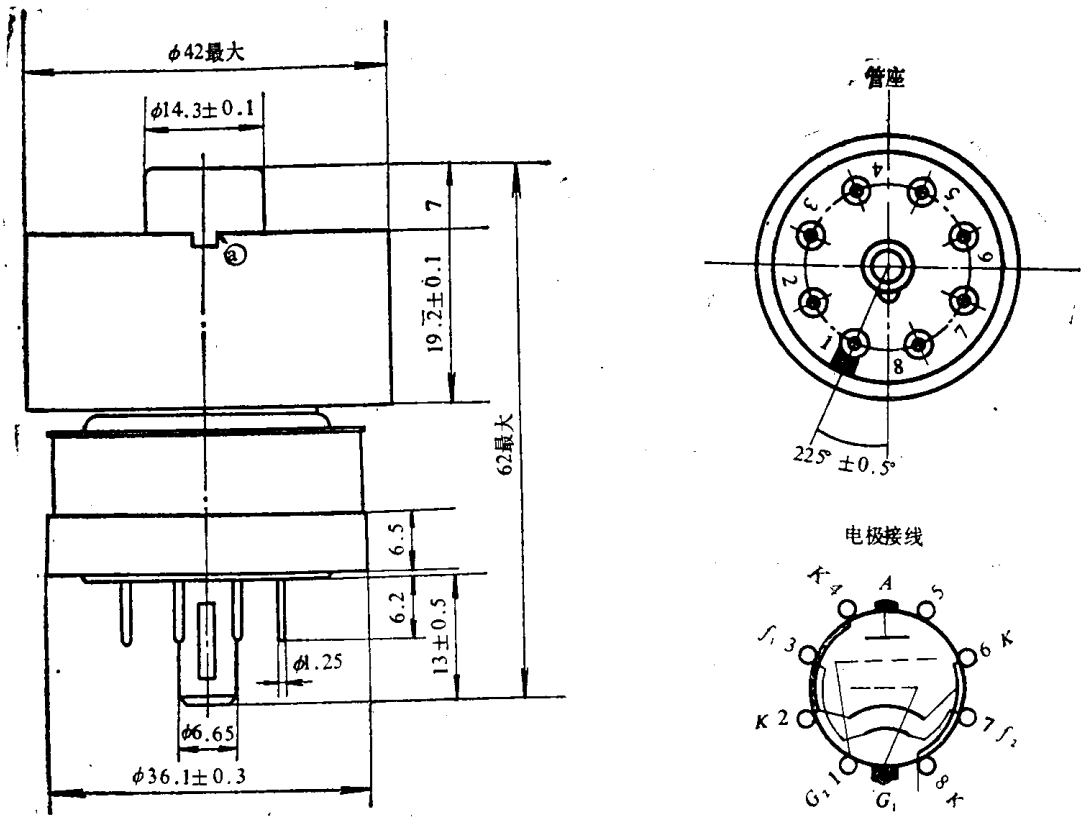
附图Ⅱ－1　恒流特性曲线(FU—100F)



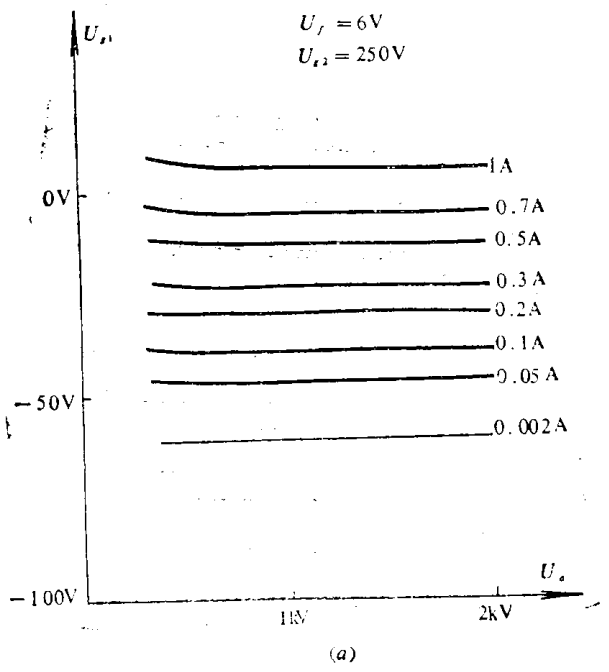


电极号	电极名称
1	屏极
2	第一栅
3	第二栅
4	灯丝
5	阴极

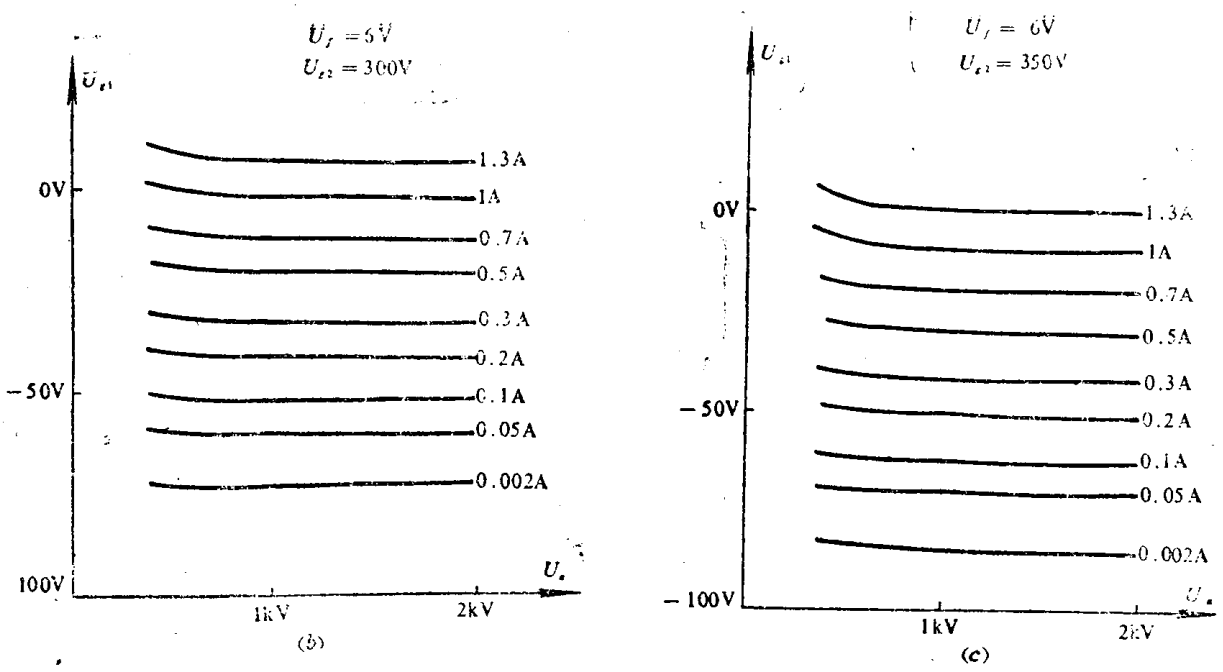
附图Ⅱ－2　FU—100F外形图



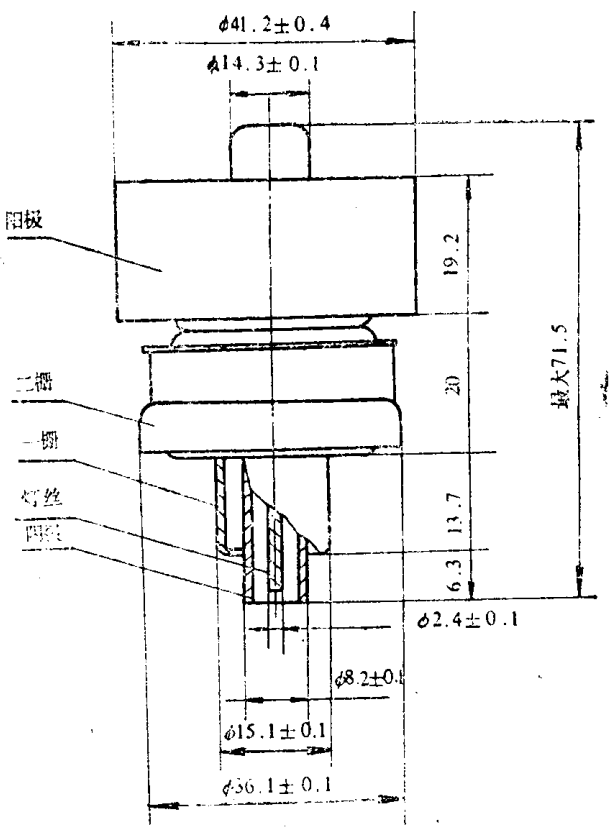
附图Ⅱ－3　FU－251F外形图



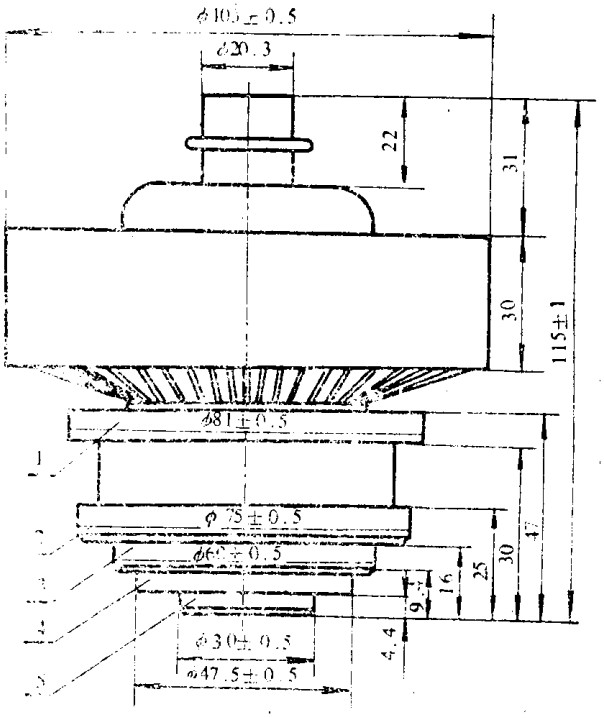
(a)



附图Ⅰ－4　FU－252F恒流曲线

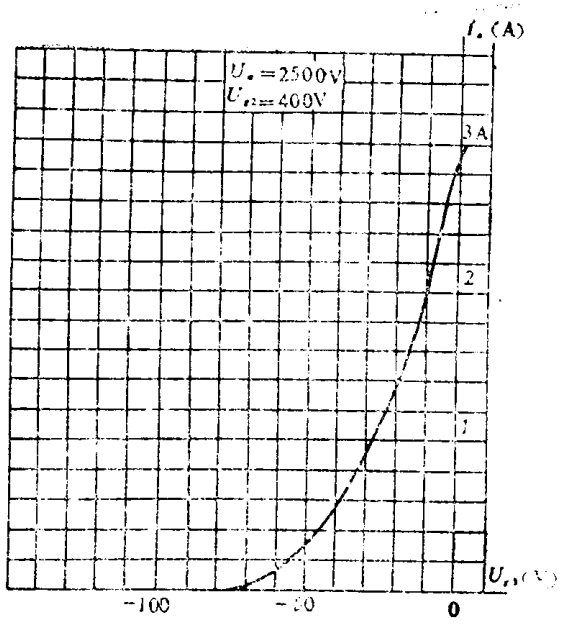


附图Ⅰ－5　FU－252外形图

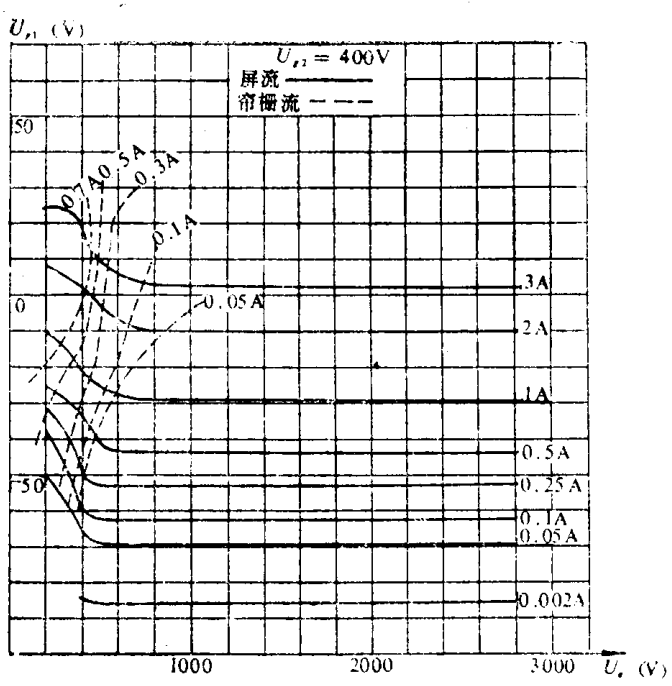


电极代号	1	2	3	4	5
电极名称	屏极	二栅	一栅	阴极	灯丝

附图Ⅱ－7　FC—10FT外形图



附图Ⅱ－6　FC—10FT屏栅特性曲线



附图Ⅱ－8　FC—10FT恒流曲线

附表Ⅱ—1　FU—100FI 参 数

序号	试验顺序	试验类别	试验名称	符号	计量单位	规范 最小值	规范 中心值	规范 最大值	预热条件
1		JQ	灯丝电流	I_f	A	8.5	9.5	10.5	A
2		JQ	跨　导	S	mA/V	14.3		25	A
3		JQ	一、二栅平均放大系数	μ_{12}		3	4	5	A
4		JQ	参考工作点	$\lvert U_{g1} \rvert$	V	45		70	A
5		JQ	第二栅电流	$-I_{g2}$	mA			20	A
6		JQ	第一栅电流	$-I_{g1}$	μA			10	A
7		JQ	屏极电流截止电压	$-U_c I_a$	V			130	A
8		JQ	零栅压屏极电流	I_a	A	2.8			A
9		JQ	二栅电流与屏极电流比值	$+I_{g2}/I^a$	%			25	A
10		JQ	极间绝缘电阻						
11			阴极与一栅	R_{g1k}	MΩ	50			
12			一栅与二栅	R_{g1g2}	MΩ	50			
13			二栅与屏极	R_{g2a}	MΩ	200			
14		LX	第一栅电流	$-I_{g1}$	μA			30	A
15		LX	极间电容						
16			一栅与二栅	C_{g1g2}	pF			55	
17			二栅与屏极	C_{g2a}	pF			15	
18			一栅与屏极	C_{g1a}	pF			0.2	
19			一栅与阴极	C_{g1k}	pF			50	
20			阴极与屏极	C_{ak}	pF			0.1	
21		LX	管　重	G	kg			0.77	
22		SM	寿　命	T	h	1000			

预　热　条　件

符号 / 计量单位 / 类别	U_f	t	风量
	V	min	m^3/min
1	6	5	1

规 范 表（内 控 标 准）

试验条件									试验方法			验收规则	附注
灯丝电压	屏极电压	二栅电压	二栅电压	一栅电压	屏极电流	屏极电流	测量电压	输出功率	SJ—73	SJ336—73		SJ336—73	
U_f	U_a	$U_{g'2}$	$U_{g2''}$	U_{g1}	I_a'	I_a''		P_{out}					
V	kV	V	V	V	mA	mA	V	W					
6									349	8(1)		17	
6	3	325		调	300	200			830	8(3)		17	
6	3	325	275	调	200				832	8(4)		17	
6	3	325		调	300							17	
6	3	325		调	300				827	8(9)		17	
6	3	323		调	300				828	8(7)		17	
6	3	325		调	2				833			17	
6	0.4	325		0					836			17	
6	0.4	325		0					836			17	
												17	
							500						
							500						
							2500						
6	3	325		调	300					10		21.22	
										5		21	
										23		23	

极 限 使 用 值

类别 \ 序号	U_f	P_a	P_{g2}	P_{g1}	f	T_{max}
	V	kW	W	W	MHz	℃
最大值	6	1	12	2	110	250
最小值	5.7					

附表Ⅰ—2 FU—100FⅡ 参 数

序号	试验顺序	试验类别	试验名称	符号	计量单位	规范 最小值	规范 中心值	规范 极大值	预热条件
1		JQ	灯丝电流	I_f	A	8.5	9.5	10.5	A
2		JQ	跨　导	S	mA/V	16.7		25	A
3		JQ	一、二栅平均放大系数	μ		3	4	5	A
4		JQ	参考工作点	$-U_{g1}$	V	50		65	A
5		JQ	第二栅电流	$-I_{g2}$	mA			20	A
6		JQ	第一栅电流	$-I_{g1}$	μA			10	A
7		JQ	屏极电流截止电压	$-U_{gIaJ}$	V			120	A
8		JQ	零栅压屏极电流	I_{gao}	A	3			A
9		JQ	二栅电流与屏极电流比值	$+I_{g2}/I_a$	%			20	A
10		QJ	极间绝缘电阻						
11			阴极与一栅	R_{g1k}	MΩ	50			
12			一栅与二栅	R_{g1g2}	MΩ	50			
13			二栅与屏极	R_{g2a}	MΩ	200			
14		LX	第一栅电流	$-I_{g1}$	μA			30	A
15			极间电容						
16			一栅与二栅	C_{g1g2}	pF			50	
17			二栅与屏极	C_{g2a}	pF			15	
18			一栅与屏极	C_{g1a}	pF			0.2	
19			一栅与阴极	C_{g1k}	pF			50	
20			阴极与屏极	C_{ak}	pF			0.1	
21		LX	管　重	G	kg			0.77	
22		SM	寿　命	T	h	1000			

预 热 条 件

类别 \ 计量单位	U_f	t	风量
	V	min	m^3/min
1	6	5	1

规 范 表（内 控 标 准）

试验条件									试验方法			验收规则		附注
灯丝电压	屏极电压	二栅电压	三栅电压	一栅电压	屏极电流	屏极电流	测量电压	输出功率	SJ—73	SJ336—73		SJ336—73		
U_f	U_a	U_{g2}'	U_{g2}''	U_{g1}	I_a'	I_a''		P_{out}						
V	kV	V	V	V	mA	mA	V	W						
6									349	8(1)		17		
6	3	325		调	300	200			830	8(3)		17		
6	3	325	275	调	200				832	8(4)		17		
6	3	325		调	300							17		
6	3	325		调	300				827	8(6)		17		
6	3	325		调	300				828	8(7)		17		
6	3	325		调	2				833			17		
6	0.4	325		0					836			17		
6	0.4	325		0					836			17		
												17		
							500							
							500							
							2500							
6	3	325		调	300					10		21.22		
										5		21		
										23		23		

极 限 使 用 值

符号 / 参数 类别	U_f	P_a	P_{g2}	P_{g1}	f	T_{max}
	V	kW	W	W	MHz	℃
最大值	6	1	12	2	110	250
最小值	5.7					

外 观 检 验 标 准

1.商标、印记清晰。

2.管帽氩弧焊、圆滑、不漏酸。

3.镀镍层光亮、无起皮和铜绿。

4.陶瓷表面清洁、干净。

5.芯柱内孔清洁干净、无酸迹和锈斑。

附表Ⅱ－3　FU——250F(4C×250FG)

序号	试验顺序	试验类别	试验名称	符号	计量单位	规范 最小值	规范 中心值	规范 最大值	预热条件	灯丝电压 E_f V_{ac}	屏极电压 E_a V_{dc}
1		JQ	灯丝电流	I_f	A_{ac}	0.45		0.62	1	26.5	
2		JQ	工作点	E_{c1}	V	−76		−62	1	26.5	1600
3		JQ	二栅流	I_{c2}	mA	−7		3	1	26.5	1000
4		JQ	一栅流	$-I_{c1}$	μA			15	1	26.5	2000
5		JQ	一栅放	$-I_{ag1}$	μA			250	1	26.5	空
6		JQ	二栅放	$-I_{sg2}$	μA			250	1	26.5	空
7		JQ	脉冲发射阴流下降	ΔJk	mA			200		26.5	250
8		JQ	电流分配	egk	V	6.0		18.0	1	26.5	250
9				I_{c1}	mA			200			
10				I_{c2}	mA			260			
11		JQ	屏极、二栅间冷阻	R_{g2p}	MΩ	200				0	500
12		JC	极间电容　输入	C_{in}	pF	14.2		17.2			
13			输出	C_{out}	pF	4.0		5.3			
14			屏栅	C_{gp}	pF			0.06			
15		JC	灯丝阴极漏电流	I_{hk}	μA_{dc}			150			
16				I_{hk}	μA_{dc}			150			
17		JC	甲乙类输出功率	P_o	W	250			1	26.5	1600
18		JC	屏极温度	T_d	℃			225		26.5	1000
19		Sm	工作寿试(C组)	t	h	500			2	27.8	1600
20			屏流下降	ΔI_d	mA			20			
21			输出功率	P_o	W	235					
22			漏电阻	R_{g1g2}	MΩ	50					
23				R_{g1k}	MΩ	50					
24				R_{g2k}	MΩ	50					
25				R_{g2a}	MΩ	50					
26		LX	潮湿试验	$-I_{c1}$	μA			15			
27		LX	冷却风风压降(水柱)	Δp	cm			0.9			
28		LX	低频振动不加电压								
29		LX	撞击试验　20°								

预热条件

	时间	风量	U_i
	min	m^3/min	V_{ac}
1	2	0.108	26.5
2	5	0.108	27.8

参 数 规 范 表

预热条件														试验方法	验收规划	附注
二栅电压	一栅电压	屏极电流	一栅电流	二栅电流	一栅脉冲宽度	重复频率	阴极电流	屏极等电效阻	工作频率	冷却风量	回路电阻	负载电阻	脉冲一栅压	MII—STD—1311B		
E_{c2}	E_{c1}	I_a	I_{c1}	I_{c2}	T_p	brr	I_k	R_e	F	F_c	R_s	R_e	V			
V_{dc}	V_{dc}	mA	mA	mA	us	次/s	mA	Ω	MHz	m^3/min	MΩ	Ω	e_{gk}			
														1301		
400	调	100												1261		
300	调	150												1256		
300	调	125												1266	最先测	
空	调		70											1266		
调	0			100										1266		
250	-100				4500	11±1	1500						调	2212		
250	-100	1000			4500	11±1							调	1372		
														1366		
											2.5			1311		
																$E_{bk}=+150$
														1336		$E_{bk}=-150$
400	调	100	<0.01													
300	调	250						2000	1~30	0.108		2000		1143	每年一次	
400	调	100*								0.108						
										0.108						
														1011		
										0.108				1155	每年一次	
														1031		
														1036		

极 限 使 用 数 据

名 称	F	E_a	E_{c2}	E_{c1}	I_a	P_{g1}	P_{g2}	P_a	T_b	t_k	E_{bk}
最大值	500 MHz	2000V	400V	-150V	250 mA	2 W	12W	250W	250℃	30s	± 150V

* I_a=100mA时，可工作二小时后开始记时，记E_{c1}

序号	试验序顺	试验类别	试验名称	符号	计量单位	规范 最小值	规范 中心值	规范 最大值	预热条件	灯丝电压 E_f V_{ac}	屏极电压 E_a V_{dc}	二栅电压 E_{c_2} V_{dc}
1		JQ	灯丝电流	I_f	A_{ac}	2.3	2.6	2.9	1	6		
2		JQ	工作点	E_{c_1}	V_{dc}	-45		-32	1	6	1000	300
3		JQ	二栅流	I_{c_2}	mA	-7		+3	1	6	1000	300
4		JQ	一栅流	$-I_{c_1}$	μA			15	1	6	2000	300
5		JQ	一栅放	$-I_{sg_1}$	μA			250	1	6	空	空
6		JQ	二栅放	$-I_{sg_2}$	μA			250	1	6	空	调
7		JQ	脉冲发射阴流下降	Δ_{ik}	mA			200	1	5.4	250	250
8		JQ	电流分配	e_{gk}	V_{dc}	8		18	1	6	250	250
9				i_{c_1}	mA			200				
10				i_{c_2}	mA			260				
11		JC	极间电容 输入	C_{in}	pF	14.2		17.2				
12			输出	C_{out}	pF	4.0		5.0				
13			屏栅	C_{gp}	PF			0.06				
14		IC	灯丝阴极泸电流	I_{hk}	μA			150				
15				I_{hk}	μA			150				
16		JC	丙类放大输出功率	P_o	W	225			1	5.5	2000	250～300
17		JC	屏极最高温度	T_b	℃			225	1	6	1000	300
18		JC	冷却风风压降 （水柱）	Δ_p	cm			0.9				
19		LX	潮湿试验	$-I_{c_1}$	μA			20				
20		Sm	寿命试验（1）(C组)输出功率	P_o	W	200			1	5.5	2000	250～300
21				Δ_{ik}	mA			100	1	6.0	250	250
22				$-I_{sg_1}$	μA			250	1	6.0	空	空
23				$-I_{sg_2}$	μA			250	1	6.0	空	调
24				I_{hk}	μA			150				
25				I_{kk}	μA			150				
26		Sm	寿命试验（2）	P_o	W	200			1	6.0	2000	250～300
27		Sm	寿命试验（3）(C组)E-100V_{dcg_1}负	R_{g_1k}	MΩ	100			1	6.0		
28			E-500V_{dcg_1}负	$R_{g_1g_2}$	MΩ	10						
29			E-500V_{dcg_2}正	R_{g_2k}	MΩ	10						
30			E-500V_{dcg_2}负	R_{g_2g}	MΩ	10						

预热条件

	时间 min	风量 m_3/min	U_f V_{ac}
1	2	0.108	6

极限使

名称	F	E_a	E_{c_1}	E_{c_2}
最大值	500MHz	2000 V_{dc}	-250V	300V

参 数 规 范 表

预热条件											试验方法	验收规则	附注
一栅电压	屏极电流	一栅电流	二栅电流	阴极电流	一栅脉冲宽度	重复频率	工作频率	冷却风量	工作时间	脉栅冲一压	MIL-STD-1311B		
E_{c_1}	I_a	I_{c_1}	I_{c_2}	Ik	T_p	P_{rr}	F	F_c	t	V			
V_{dc}	mA	mA	mA	mA	Us	l/s	MHz	m^3/min	h	e_{gk}			
											1301		
调	150										1261		
调	150										1256		
调	125										1266	最先测	
调		70									1266		
0			100								1266		
-100				1500	4500	11±1				调			
-100	1000				4500	11±1				调	1372		
											1311		
											1336		$E_{hk}=+150$
											1336		$E_{hk}=-150$
-90	250	max 25					470～500						
调	250										1143	每年一次	
								0.108			1155	每年一次	
											t=95-100℃ 相对湿度95-100%14天		
-90	250						470～500		500				
-100				1500									
调		70											
0			100										
											1336		$E_{hk}=+150$
											1337		$E_{hk}=-150$
-90	250						470～500	0.04	≥100				
									500		1336		

用 数 据

I_a	P_g	P_{g2}	P_a	T_a	T_{ks}
250mA	2 W	12W	250W	250℃	30s

工作频率与灯丝电压关系

工作频率F(MHz)	≤300	301～400	401～500
灯丝电压 V_{ac}	6.0	5.75	5.5

附表Ⅰ—5　FU252F（4C×250K）

序号	试验顺序	试验类别	试验名称	符号	计量单位	规范 最小值	规范 中心值	规范 最大值	预热条件	灯丝电压 U_f V	屏极电压 U_a kV	二栅电压 U'_{g2} V	二栅电压 U''_{g2} V
1		JQ	灯丝电流	I_f	A	2.3		3	1	6			
2		JQ	跨　导	S	mA/V	8	12		1	6	1.5	250	
3		JQ	内放大系数	μ_j		4.4		6	1	6	1.5	250	300
4		JQ	第二栅电流	I_{g2}	mA	+1		-7	1	6	1.5	300	
5		JQ	第一栅反向电流	$-I_{g1}$	μA			10	1	6	1.5	250	
6		JQ	静态参考工作点	$-U_{gjK}$	V	21	26	31	1	6	1.5	250	
7		JQ	屏极电流截止电压	$-U_{g(o)}$	V	60		120	1	6	1.5	300	
8		JQ	零栅压屏极电流	I_{ago}	A	0.85			1	6	0.4	300	
9		JQ	第二栅电流与屏极电流比值	I_{g2}/I_{ago}	%			10	1	6	0.4	300	
10		JQ	极间绝缘电阻										
11			阴极与第一栅极	R_{g1k}	MΩ	5							
12			第一栅与第二栅极	R_{g1g2}	MΩ	5							
13			第二栅极与屏极	R_{g2a}	MΩ	20							
14		JC	极间电容(阴极接地)										
15			输　入	C_{in}	pF	25		29					
16			输　出	C_{out}	pF	4.2		5.2					
17			反　馈	C_{ag1}	pF			0.05					
18		LX	热稳定性试验										
19		LX	振动牢固性试验										
20		LX	振动稳定性试验						1	6	1.5	250	
21		LX	冲击试验										
22		LX	气候试验										
23		LX	运输颠簸试验										
24		LX	重　量	G	kg			0.15					
25		SM	寿命试验	T	h	500							

类别 \ 代号	$U_{f\sim}$	t	风量
1	6	>1.2	>0.2

参 数 规 范 表

预热条件												试验方法		验收规则			附注
一栅电压	屏极电流	屏极电流	一栅脉冲电压	电压脉宽度	重复频率	测量电压	加速度	频率	时间	冲击频率	冲击次数	SJ335—73	SJ —79	DJε.312.009JT	SJ335—73	DJ8.312.009JT	
U_{g1}	I_a'	I_a'	U_{g1M}	τ_u	f_c		a	f	t	f							
V	mA	mA	V	μs	MHz	V	q	Hz	min	次/min	次						
												10(1)	349-73		19		
调	200	150										10(3)	232		19		
调	200											10(4)	233		19		
调	200											10(13)	1489		19		
调	200											10(9)	229		19		
调	200											10(2)	1491		19		
	2											10(7)	238		19		
-150			150	100	100								226		19		
-150			150	100	100								226		19		
												10(11)	240		19		1
						500											
						500											
						2500											
												10(10)	241		19		2
												8(1)		3	24		
							5	50	30			9(1)		3	24		
调	200						2.5	50	2			9(2)		3	24		
							10			20～80	60	9(3)		3	24		
												12(2)(3)		3	24		
												32(2)		3	24		
												5		3	24		
												25		4	27		

注：(1)绝缘电阻测试用摇表在室温下，湿度小于85%的条件下进行；

(2)极间电容测量时，电子管在屏蔽筒内进行，其屏蔽筒为φ170mm高200mm金属筒制成，引出线是在离底边35mm处开一个φmm。

序号	试验顺序	试验类别	试验名称	符号	计量单位	规范 最小值	规范 中心值	规范 最大值	预热条件	灯丝电压 U_1 V	一栅电压 U_{c1} V	屏极电流 I_a mA
1		JQ	灯丝电流	I_f	A	6.0		6.5	1	11		
2		JQ	二栅电流	I_{g2}	mA			40	1	11	调	1000
3		JQ	小电流跨导	S小	mA/V	25			1	11	调	500
4		JQ	大电流跨导•	S大	mA/V	60			1	11	调	2500
5		JQ	一二栅放大系数	μ_{12}		3.5		10	1	11	调	500
6		JQ	零栅压屏极电流•		A	2.5			1	11		
7		JQ	屏极电流截止栅压	U_{g0}	V	-100		-50	1	11	调	2
8		JQ	一栅反向电流	I_{g1}	μA			10	1	11	调	600
9		JQ	静态参考工作点	U_{g1}	V	-44		-34	1	11	调	500
10		JQ	极间绝缘电阻									
11			阴极与一栅	R_{kg1}	MΩ	20						
12			一栅与二栅	R_{g1g2}	MΩ	20						
13			二栅与屏极	R_{g2a}	MΩ	50						
14		LX	极间电容									
15			阴极与一栅	C_{kf1}	pF	47		53				
16			阴极与二栅	C_{k32}	pF	1.5		2.6				
17			阴极与屏极	C_{ka}	pF	0.02		0.08				
18			二栅与一栅	C_{g1g2}	pF	57		61				
19			二栅与屏极	C_{g2a}	pF	11		15				
20			一栅与屏极	C_{g1a}	pF	0.3		0.9				
21		LX	振动牢固性试验									
22		LX	振动稳定性试验									
23		LX	冲击试验									
24		LX	管子重量	G	kg		1.04					
25		LX	管子直径	ϕ	mm			108				
			管子高度	H	mm			115				
			寿　命	T	h	1000						
			输出功率	P	kW	1		1.5				

预热条件

类别 \ 符号 \ 计量单位	U_f	芯柱 风量	阳极 风量	t	风压
	V	m^3/min	m^3/min	min	
1	11	0.8～1	3～5	5	

参 数 规 范 表

预热条件											试验方法		试收规则	附注
屏极电流	屏极电压	二栅电压	三栅电压	频率	次数	时间	重复频率	测量电压	加速度	脉冲宽度	SJ	SJ336—73	SJ336—73	
I_a'	U_a	U_{g2}	U_{g2}'	f	N	t	f_{cm}		a	τ_u				
mA	kV	V	V	Hz	次	min	Hz	kV	g	μs				
											349—73	8(1)	17	
	1	400										8(6)	17	
600	3	350									232—75	8(3)	17	
3000	3	400									232—79			抽10%
	3	400	450								233—79	8(4)	17	
	3	400								100		8(2)		抽10%
	3	350									238—79	8(9)	17	
	3	350									229—79	8(7)	17	
	2.5	400									491—79	8(5)	17	
											240—79	8(12)	17	
								1						
								1						
								2.5						
											241—79			
				20～50		30			4			7(1)	20.21(3)	
				20～50		2			2.5			7(2)	20.21(4)	
				20～50 次/min	100				6			7(3)	20.21(5)	
												5	20.21(1)	
												2		
												2		

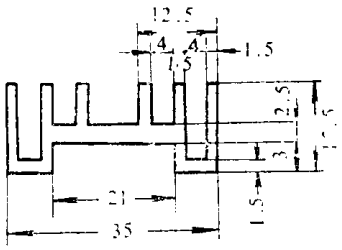
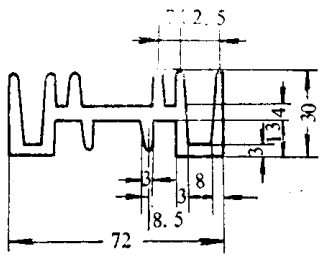
使 用 极 限 值

符号 / 极限值	U_f	P_a	P_{g1}	P_{g2}	f	T_a
	V	kW	W	W	MHz	℃
最大值	11	2.5	10	40	1000	250
最小值	10.4					

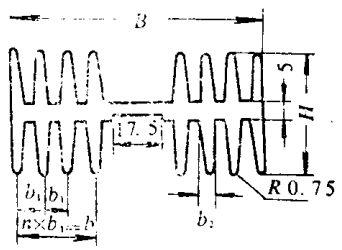
• 脉冲测试台检验

附录Ⅲ　晶体管散热器及其选择

附表Ⅲ—1　XC76型铝型材散热器截面形状及尺寸

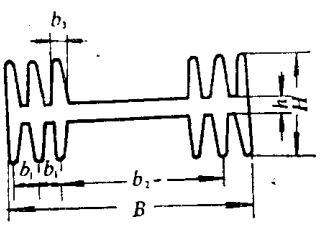
型号	截面形状	截面尺寸		
		材料	F(cm²)	G(kg/m)
XC761		L6	1.815	0.492
XC763		L6	4.580	1.241

XC765



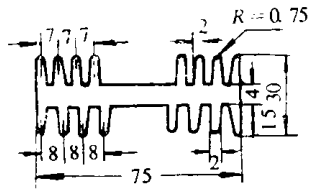
序号	尺寸 (mm) B	b_1	n 槽数	b	b_2	H	材料	F (cm²)	G (kg/m)
1	75	10	2	20	3	60	L6	9.90	2.683
2	89	9	3	27	3	40		10.90	2.954
3	95	10	3	30	3	50		13.00	3.523
4	107	9	4	36	2	30		9.30	2.520

XC766



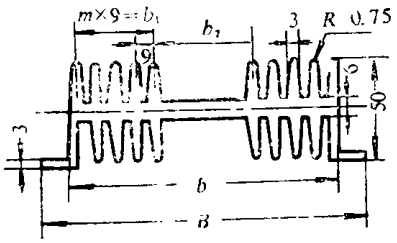
序号	尺寸 (mm) B	b_1	b_2	b_3	H	h	R	材料	F (cm²)	G (kg/m)
1	52	6.5	25	1.5	25	4	0.5	L6	3.65	0.989
2	60	8	27	2	40	5	0.5		6.10	1.653
3	89	9	51.5	3	40	5	0.5		9.715	2.486

XC767

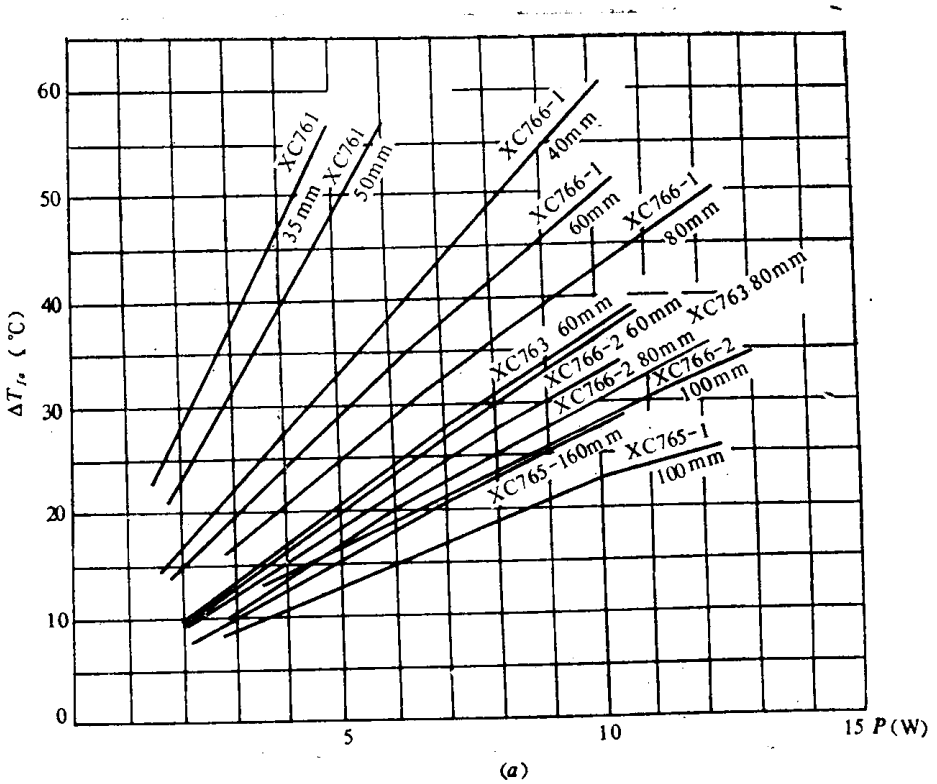


材　料	F(cm²)	G(kg/m)
L6	6.740	1.827

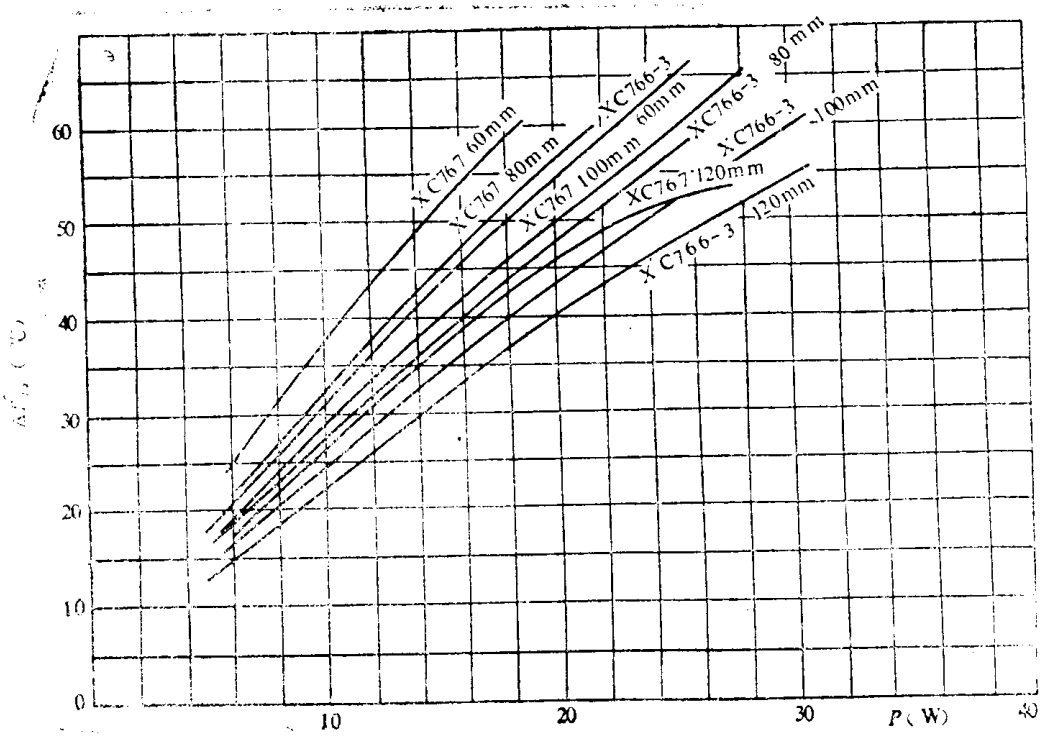
XC768



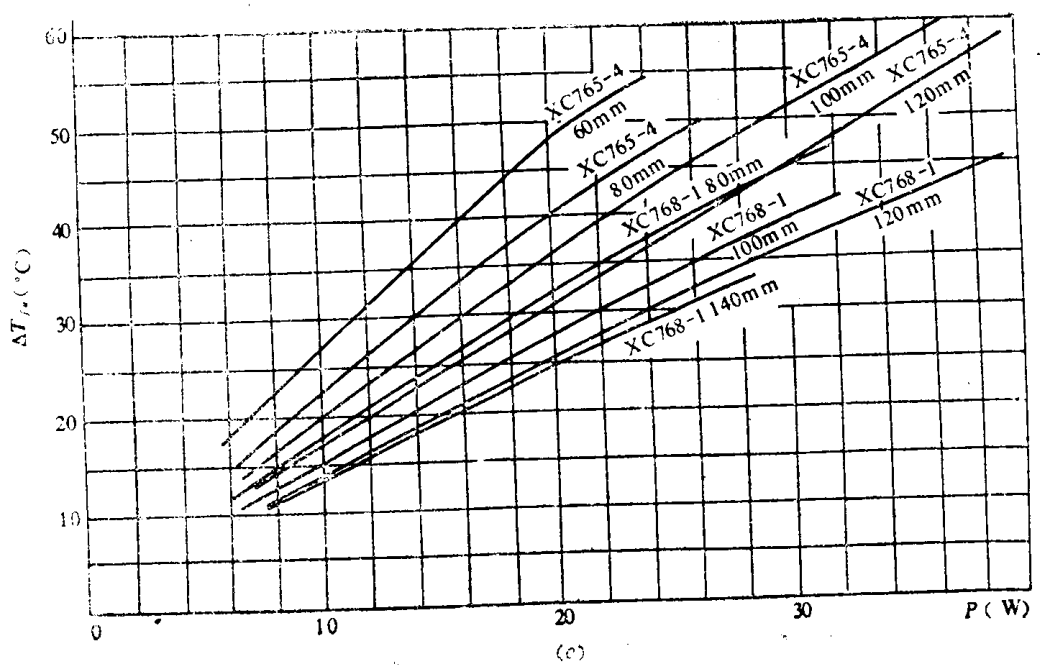
序号	尺寸 (mm) B	b	b_2	b_1	槽数 n	材料	F (cm²)	G (kg/m)
1	144	120	46.5	36	4	L6	18.5	5.014
2	180	156	45	54	6		32.0	8.672



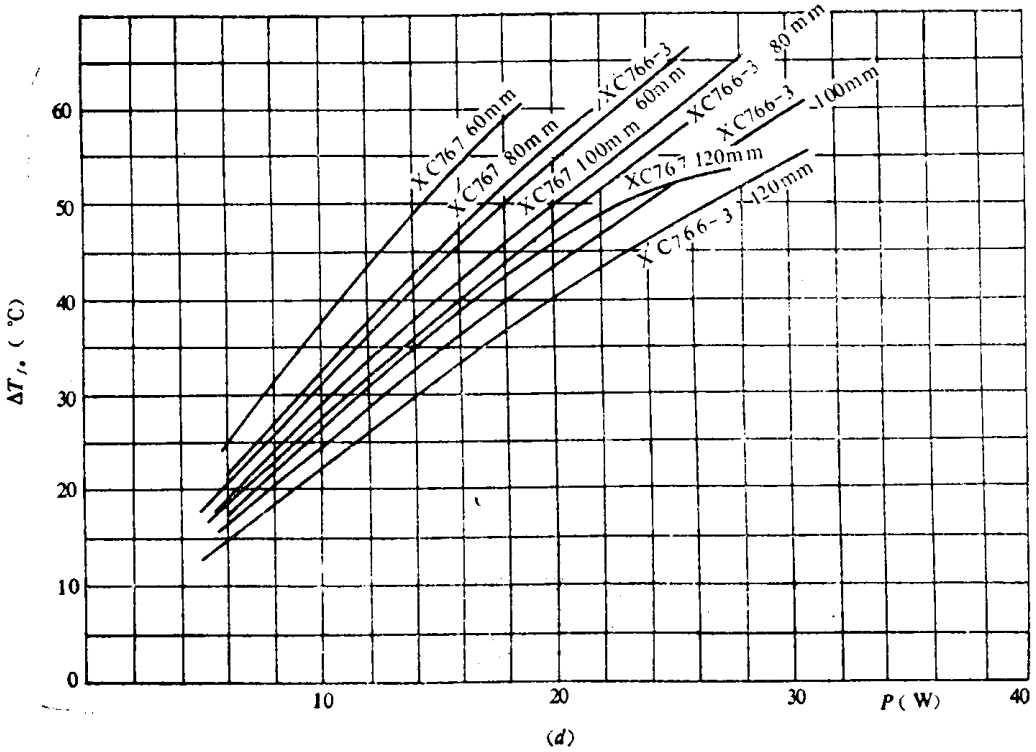
(a)


XC767 60mm
XC767 80mm
XC767 100mm
XC767 120mm
XC766-3
60mm
XC766-3
80mm
XC766-3
100mm
XC766-3
120mm
0
10
20
30
40
50
60
10
20
30
P (W)

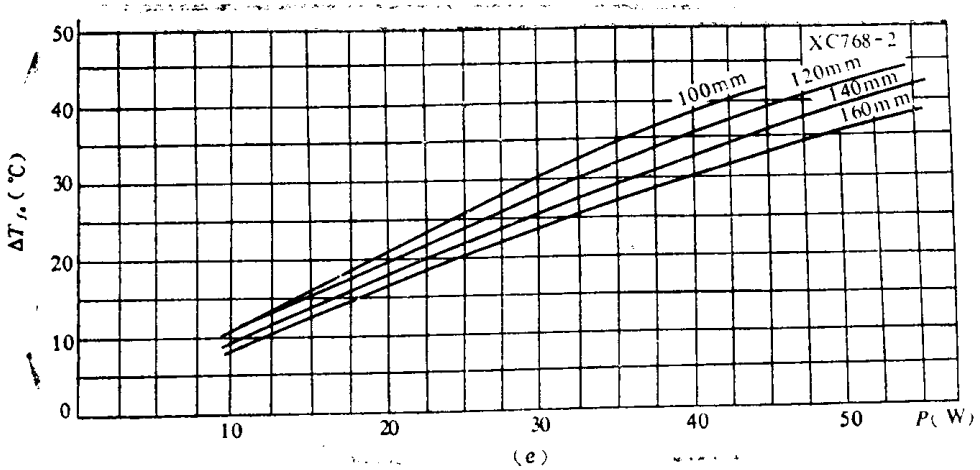
(b)


XC765-4
60mm
XC765-4
80mm
XC765-4
100mm
XC765-4
120mm
XC768-1 80mm
XC768-1
100mm
XC768-1
120mm
XC768-1 140mm
0
10
20
30
40
50
60
10
20
30
P (W)

(c)



(d)

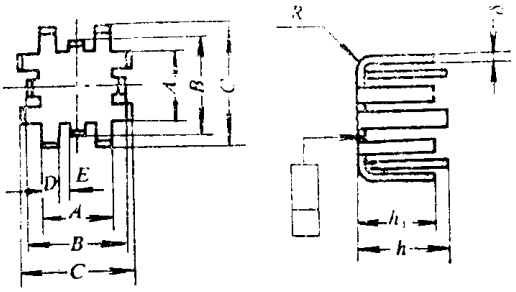
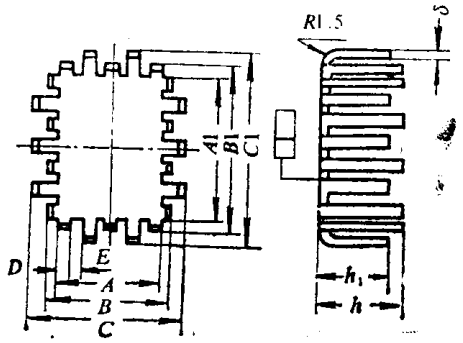
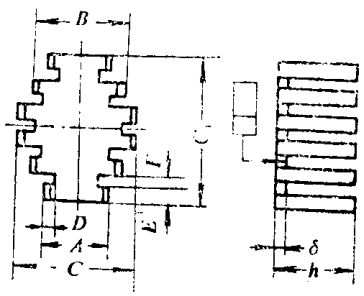


(e)

附图Ⅲ－1　XC76型铝型材散热器的特性曲线（摘自SJ1266—77）

上述各图所示的特性典线是在室温(25℃)下测得的，当环境温度高于25℃时，其Pr值略有减少

附表Ⅲ－2　SRZ型叉指型散热器外型尺寸

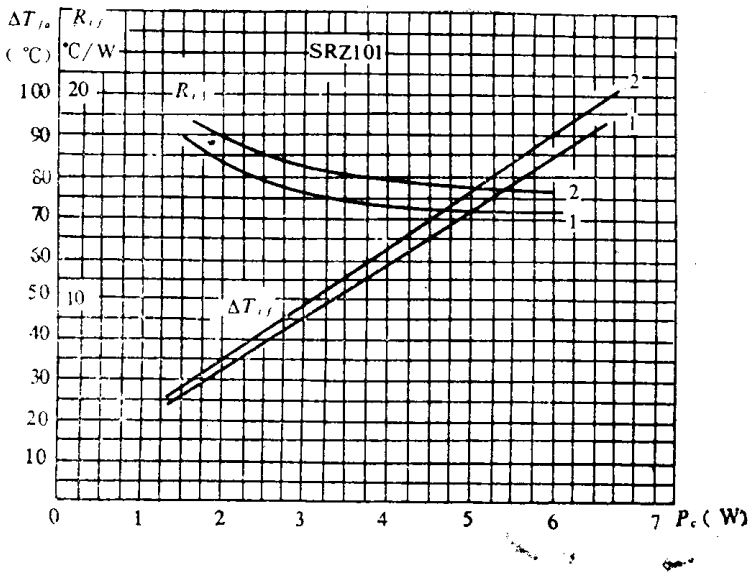
型　号	外　形	技　术　说　明
SRZ1型		粗糙度其余12.5未注公差尺寸按IT14级 涂覆D.7Y.2《黑色》按SJ42—77
SRZ2型		同　上
SRZ3型		同　上

型　号	外形尺寸												
	A	A_1	B	B_1	C	C_1	D	E	F	h	h_1	δ	R
SRZ101	28		22		16		4	2		20	17	2	1	0.04
SRZ102	42		34		28		4	2		25	21	2	1	0.06
SRZ103	55		46		37		5	3		30	22.5	3	1.5	0.06
SRZ104	64		54		46		4	3		30	22.5	3	1.5	0.08
SRZ105	71		62		53		5	3		30	22.5	3	1.5	0.08
SRZ106	82		70		60		6	3		30	24	3	1.5	0.08
SRZ201	38	54	30	46	21	37	5	3		25	21	3	1.5	0.06
SRZ202	56	72	46	62	37	53	5	3		30	25	3	1.5	0.08
SRZ203	64	100	52	88	42	78	6	3		35	29	3	1.5	0.1
SRZ301	16		21.5		27	34	3	4	2	15		2		0.06
SRZ302	20		28		36	45	4.5	5	3	25		2		0.08

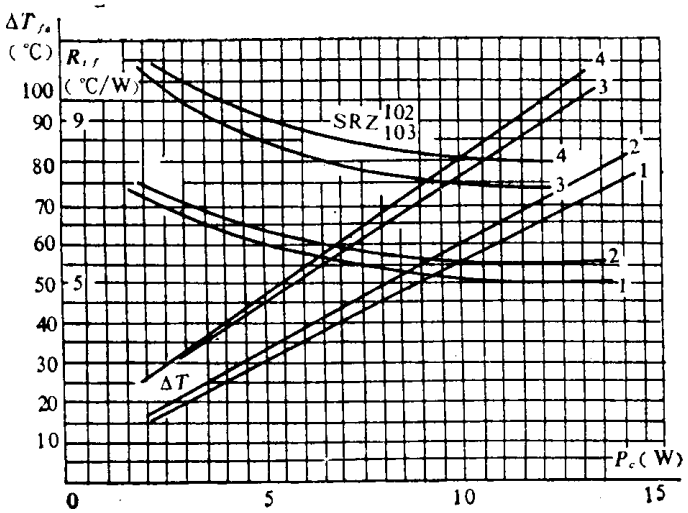
注　1.叉指形散热器表面应无明显的毛刺、划痕、锈蚀、裂纹等缺陷。

2.材料为L3Y2铝板，亦可以用L4、L5、L6半硬铝板代用。

3.适用于半导体器件G—1、G—2、F—1、F—2四种外壳。



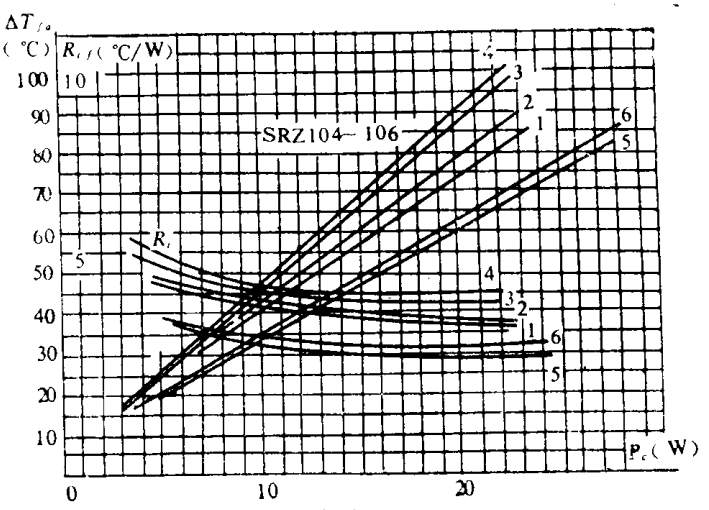
(a) SRZ101特性曲线 (1) 平放 (2) 侧放.



(b)SRZ102、SRZ103特性曲线

SRZ102：(1)平放 (2)侧放

SRZ103：(3)平放 (4)侧放

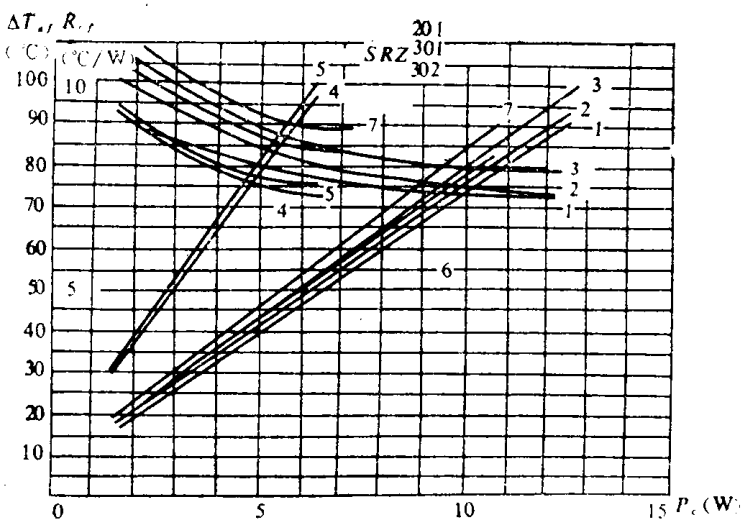


(c)SRZ104、105、106特性曲线

SRZ104：(1)平放 (2)侧放

SRZ105：(3)平放 (4)侧放

SRZ106：(5)平放 (6)侧放

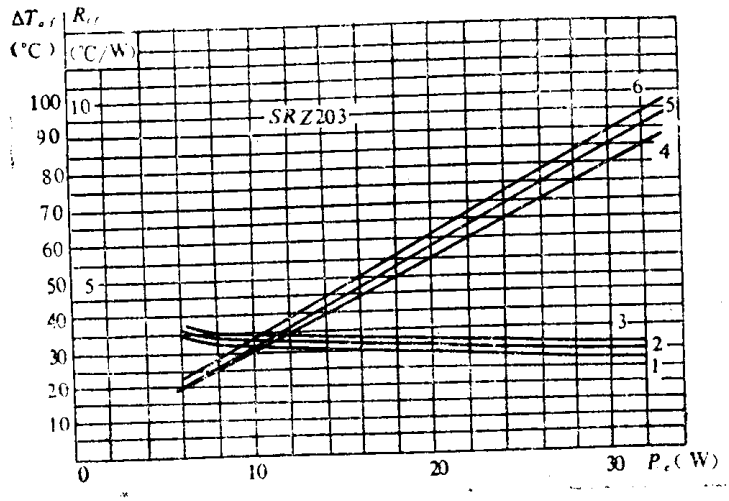


(d) SRZ201、301、302特性曲线

SRZ201：(1)平放 (2)侧放(短边与底座结合) (3)侧放（长边与底座结合）

SRZ301：(4)平放 (5)侧放

SRZ302： (6)平放 (7)侧放

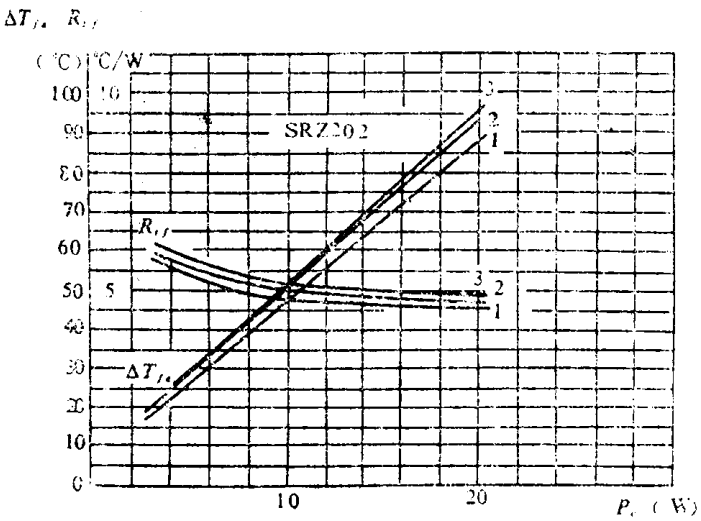


(e)SRZ203特性曲线

SRZ203： (4)平放 (5)侧放

(短边与底座结合)

(6)侧放(长边与底座结合)

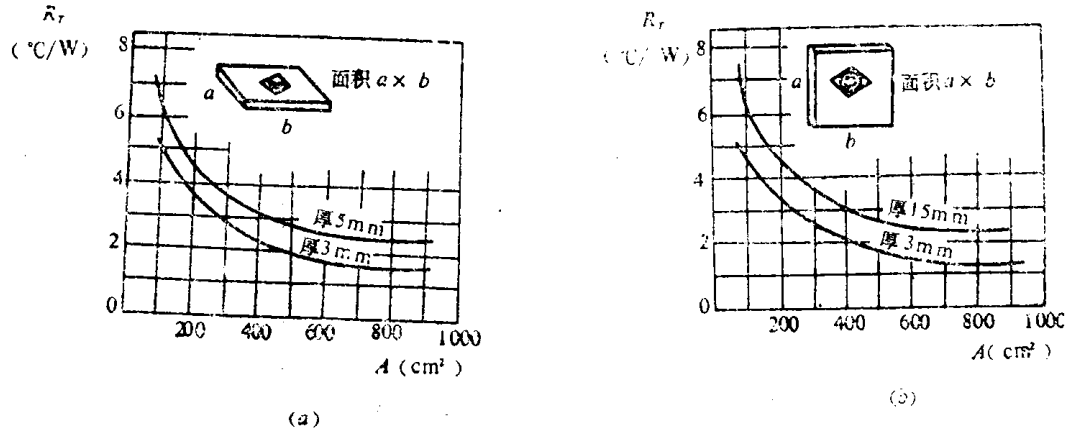


(f) SRZ202特性曲线

SRZ202：(1)平放 (2)侧放(短边与底座结合 (3)侧放 (长边与底座结合)

附图Ⅲ－2 SRZ型叉指形散热器的特性曲线(摘自SJ 1266－77)

上图所示的特性曲线是在室温(25℃左右)测下定的，当环境温度 T_a 由25℃升高到70℃时，R值约减小0.1℃／W



附图Ⅲ－3　铝平板型散热器的特性曲线

附录Ⅳ　微带线的特性阻抗与W/h的关系

附表Ⅳ—1　零厚度标准微带线尺寸比数据表

1．$\varepsilon_r=3.8$的表

Z_0	$\frac{W}{h}$	K_ε	Z_0	$\frac{W}{h}$	K_ε
1	190.0577	4.4080	26	5.4157	3.1806
2	93.6382	4.1183	27	5.1557	3.1672
3	61.5687	3.9584	28	4.9147	3.1542
4	45.5682	3.8488	29	4.6909	3.1416
5	35.9884	3.7656	30	4.4825	3.1294
6	29.1654	3.6988	31	4.2880	3.1176
7	25.0730	3.6430	32	4.1060	3.1061
8	21.0734	3.5951	33	3.9355	3.0949
9	19.0350	3.5532	34	3.7754	3.0840
10	16.9287	3.5159	35	3.6247	3.0734
11	15.2092	3.4823	36	3.4828	3.0631
12	13.7793	3.4517	37	3.3489	3.0529
13	12.5720	3.4237	38	3.2223	3.0430
14	11.5395	3.3977	39	8.1025	3.0333
15	10.6465	3.3736	40	2.9839	3.0238
16	9.8669	3.3511	41	2.8811	3.0145
17	9.1805	3.3299	42	2.7787	3.0054
18	8.5718	3.3099	43	2.6813	2.9964
19	8.0283	3.2910	44	2.5886	2.9876
20	7.5402	3.2731	45	2.5002	2.9790
21	7.0996	3.2559	46	2.4158	2.9705
22	6.7000	3.2396	47	2.3352	2.9621
23	6.3359	3.2240	48	2.2582	2.9539
24	6.0029	3.2089	49	2.1845	2.9457
25	5.6972	3.1945	50	2.1139	2.9377

Z_0	$\frac{W}{h}$	K_e	Z_0	$\frac{W}{h}$	K_e
51	2.0462	2.9298	106	0.4487	2.6405
52	1.9813	2.9221	107	0.4371	2.6392
53	1.9190	2.9144	108	0.4258	2.6379
54	1.8592	2.9068	109	0.4148	2.6367
55	1.8016	2.8993	110	0.4042	2.6354
56	1.7463	2.8918	111	0.3938	2.6341
57	1.6930	2.8845	112	0.3836	2.6329
58	1.6417	2.8772	113	0.3738	2.6316
59	1.5923	2.8700	114	0.3642	2.6303
60	1.5446	2.8629	115	0.3548	2.6291
61	1.4986	2.8559	116	0.3457	2.6278
62	1.4542	2.8489	117	0.3368	2.6266
63	1.4113	2.8419	118	0.3282	2.6253
64	1.3699	2.8351	119	0.3198	2.6241
65	1.3298	2.8283	120	0.3116	2.6228
66	0.8699	2.8215	121	0.3036	2.6216
67	0.8467	2.8148	122	0.2958	2.6203
68	0.8243	2.8081	123	0.2882	2.6191
69	0.8024	2.8014	124	0.2808	2.6178
70	0.7812	2.7948	125	0.2736	2.6166
71	0.7605	2.7883	126	0.2666	2.6153
72	0.7405	2.7817	127	0.2598	2.6141
73	0.7210	2.7752	128	0.2532	2.6128
74	0.7021	2.7712	129	0.2467	2.6116
75	0.6837	2.7671	130	0.2404	2.6104
76	0.6657	2.7632	131	0.2342	2.6091
77	0.6483	2.7572	132	0.2282	2.6079
78	0.6314	2.7512	133	0.2224	2.6066
79	0.6149	2.7452	134	0.2167	2.6054
80	0.5989	2.7393	135	0.2112	2.6042
81	0.5833	2.7334	136	0.2058	2.6029
82	0.5681	2.7276	137	0.2005	2.6017
83	0.5534	2.7217	138	0.1954	2.6005
84	0.5390	2.7159	139	0.1904	2.5992
85	0.5250	2.7102	140	0.1855	2.5980
86	0.5114	2.7044	141	0.1808	2.5968
87	0.4982	2.6987	142	0.1762	2.5956
88	0.4853	2.6931	143	0.1717	2.5943
89	0.4728	2.6874	144	0.1673	2.5931
90	0.4605	2.6818	145	0.1630	2.5919
91	1.2911	2.6762	146	0.1589	2.5907
92	1.2536	2.6706	147	0.1548	2.5894
93	1.2173	2.6651	148	0.1509	2.5882
94	1.1821	2.6596	149	0.1470	2.5870
95	1.1480	2.6546	150	0.1433	2.5858
96	1.1150	2.6533	151	0.1396	2.5846
97	1.0830	2.6520	152	0.1360	2.5834
98	1.0519	2.6507	153	0.1326	2.5821
99	1.0335	2.6494	154	0.1292	2.5809
100	1.0150	2.6482	155	0.1259	2.5797
101	0.9966	2.6469	156	0.1227	2.5785
102	0.9697	2.6456	157	0.1195	2.5773
103	0.9436	2.6443	158	0.1165	2.5761
104	0.9183	2.6430	159	0.1135	2.5749
105	0.8938	2.6418	160	0.1106	2.5737

2. $\varepsilon_r = 2.6$的表

Z_0	$\frac{W}{h}$	K_e	Z_0	$\frac{W}{h}$	K_e
1	230.1433	2.9948	56	2.3048	2.1194
2	113.5464	2.8255	57	2.2397	2.1153
3	74.7579	2.7322	58	2.1769	2.1114
4	55.4012	2.6683	59	2.1165	2.1075
5	43.8096	2.6199	60	2.0581	2.1036
6	36.0968	2.5810	61	2.0018	2.0997
7	30.5983	2.5485	62	1.9475	2.0959
8	26.4824	2.5207	63	1.8950	2.0922
9	23.2873	2.4964	64	1.8442	2.0885
10	20.7362	2.4747	65	1.7952	2.0848
11	18.6531	2.4553	66	1.7477	2.0812
12	16.9205	2.4376	67	1.7018	2.0776
13	15.4573	2.4213	68	1.6573	2.0740
14	14.2057	2.4064	69	1.6142	2.0704
15	13.1231	2.3924	70	1.5724	2.0669
16	12.1776	2.3794	71	1.5319	2.0634
17	11.3451	2.3672	72	1.4926	2.0600
18	10.6066	2.3557	73	1.4545	2.0565
19	9.9081	2.3448	74	1.4175	2.0531
20	9.3637	4.3345	75	1.3816	2.0497
21	8.8199	2.3247	76	1.3467	2.0464
22	8.3346	2.3153	77	1.3128	2.0430
23	7.8925	2.3064	78	1.2799	2.0397
24	7.4880	2.2978	79	1.2479	2.0364
25	7.1167	2.2895	80	1.2167	2.0331
26	6.7746	2.2816	81	1.1864	2.0296
27	6.4585	2.2739	82	1.1569	2.0236
28	6.1656	2.2665	83	1.1282	2.0204
29	5.8934	2.2593	84	1.1002	2.0262
30	5.6399	2.2524	85	1.0730	2.0199
31	5.4033	2.2457	86	1.0464	2.0138
32	5.1819	2.2392	87	1.0301	2.0117
33	4.9744	2.2328	88	1.0141	2.0098
34	4.7795	2.2267	89	0.9982	2.0078
35	4.5961	2.2206	90	0.9748	2.0048
36	4.4233	2.2148	91	0.9520	2.0018
37	4.2602	2.2091	92	0.9299	1.9988
38	4.1059	2.2035	93	0.9083	1.9959
39	3.9599	2.1980	94	0.8872	1.9930
40	3.8216	2.1927	95	0.8667	1.9901
41	3.6902	2.1875	96	0.8467	1.9872
42	3.5653	2.1824	97	0.8271	1.9843
43	3.4466	2.1773	98	0.8081	1.9814
44	3.3334	2.1724	99	0.7896	1.9785
45	3.2256	2.1676	100	0.7714	1.9757
46	3.1226	2.1623	101	0.7538	1.9729
47	3.0243	2.1582	102	0.7366	1.9701
48	2.9302	2.1536	103	0.7197	1.9672
49	2.8402	2.1491	104	0.7033	1.9645
50	2.7540	2.1447	105	0.6873	1.9617
51	2.6714	2.1403	106	0.6717	1.9589
52	2.5921	2.1360	107	0.6565	1.9561
53	2.5160	2.1317	108	0.6416	1.9534
54	2.4428	2.1276	109	0.6270	1.9506
55	2.3725	2.1234	110	0.6128	1.9479

Zo	$\frac{W}{h}$	Ke	Zo	$\frac{W}{h}$	Ke
111	0.5990	1.9455	136	0.3399	1.9297
112	0.5855	1.9449	137	0.3324	1.9291
113	0.5722	1.9442	138	0.3250	1.9285
114	0.5593	1.9436	139	0.3177	1.9279
115	0.5467	1.9429	140	0.3107	1.9272
116	0.5344	1.9423	141	0.3038	1.9266
117	0.5224	1.9417	142	0.2970	1.9260
118	0.5107	1.9410	143	0.2904	1.9254
119	0.4992	1.9404	144	0.2840	1.9248
120	0.4880	1.9398	145	0.2776	1.9242
121	0.4771	1.9391	146	0.2715	1.9235
122	0.4664	1.9385	147	0.2654	1.9229
123	0.4559	1.9379	148	0.2596	1.9223
124	0.4457	1.9372	149	0.2538	1.9217
125	0.4357	1.9366	150	0.2482	1.9211
126	0.4260	1.9360	151	0.2426	1.9205
127	0.4165	1.9353	152	0.2373	1.9198
128	0.4072	1.9347	153	0.2320	1.9192
129	0.3981	1.9341	154	0.2269	1.9186
130	0.3892	1.9335	155	0.2218	1.9180
131	0.3805	1.9328	156	0.2169	1.9174
132	0.3720	1.9322	157	0.2121	1.9168
133	0.3637	1.9316	158	0.2074	1.9162
134	0.3556	1.9310	159	0.2028	1.9156
135	0.3477	1.9303	160	0.1983	1.9150

附录 V　滤波器设计用表

附表 V—I　最平滤波器k′和q参数表$A_q=3dB$

n	q_o	A_o	q_1	q_n	k'_{12}	k'_{23}	k'_{34}	k'_{45}	k'_{56}
2	INF	0.000	1.4142	1.4142	0.7071				
	14.142	0.915	1.4142	1.4142	0.7071				
	7.071	1.938	1.4142	1.4142	0.7071				
	4.714	3.098	1.4142	1.4142	0.7071				
	3.536	4.437	1.4142	1.4142	0.7071				
	2.828	6.021	1.4142	1.4142	0.7071				
	2.357	7.959	1.4142	1.4142	0.7071				
	2.020	10.458	1.4142	1.4142	0.7071				
3	INF	0.000	1.0000	1.0000	0.7071	0.7071			
	20.000	0.985	0.8041	1.4156	0.7687	0.6582			
	10.000	2.052	0.8007	1.5359	0.7388	0.6716			
	6.667	3.300	0.8087	1.6301	0.7005	0.6879			
	5.000	4.742	0.8226	1.7115	0.6567	0.7060			
	4.000	6.443	0.8406	1.7844	0.6077	0.7256			
	3.333	8.512	0.8625	1.8497	0.5524	0.7470			
	2.857	11.157	0.8884	1.9068	0.4883	0.7706			
4	INF	0.000	0.7654	0.7654	0.8409	0.5412	0.8409		
	26.131	1.002	0.5376	1.4782	1.0927	0.5668	0.6670		
	13.066	2.162	0.5355	1.6875	1.0745	0.5546	0.6805		
	8.710	3.489	0.5417	1.8605	1.0411	0.5373	0.6992		
	6.533	5.020	0.5521	2.0170	1.0004	0.5161	0.7207		
	5.226	6.822	0.5656	2.1621	0.9547	0.4906	0.7444		
	4.355	9.003	0.5819	2.2961	0.9051	0.4592	0.7706		
	3.733	11.772	0.6012	2.4159	0.8518	0.4192	0.7998		

	INF	0.000	0.6180	0.6180	1.0000	0.5559	0.5559	1.0000	
	32.361	1.045	0.4001	1.5527	1.4542	0.6946	0.5285	0.6750	
	32.361	1.045	0.5662	0.7261	1.0947	0.5636	0.5800	0.8106	
	16.180	2.263	0.3990	1.8372	1.4414	0.6886	0.5200	0.6874	
	16.180	2.263	0.5777	0.7577	1.0711	0.5408	0.6160	0.7452	
	10.787	3.657	0.4036	2.0825	1.4088	0.6750	0.5080	0.7066	
5	10.787	3.657	0.5927	0.7869	1.0408	0.5144	0.6520	0.6860	
	8.090	5.265	0.4111	2.3118	1.3670	0.6576	0.4927	0.7290	
	8.090	5.265	0.6100	0.8157	1.0075	0.4844	0.6887	0.6278	
	6.472	7.151	0.4206	2.5307	1.3195	0.6374	0.4732	0.7542	
	6.472	7.151	0.6293	0.8449	0.9722	0.4501	0.7267	0.5681	
	5.393	9.425	0.4321	2.7375	1.2675	0.6148	0.4479	0.7821	
	5.393	9.425	0.6508	0.8748	0.9355	0.4103	0.7663	0.5048	
	INF	0.000	0.5176	0.5176	1.1688	0.6050	0.5176	0.6050	1.1688
	38.637	1.084	0.3179	1.6276	1.8246	0.8492	0.5986	0.5162	0.6803
	38.637	1.084	0.6091	0.4721	1.0792	0.5589	0.5705	0.5779	1.2068
	19.319	2.354	0.3173	1.9792	1.8142	0.8457	0.5955	0.5089	0.6916
	19.319	2.354	0.6334	0.4813	1.0553	0.5272	0.6111	0.5503	1.1587
	12.879	3.808	0.3208	2.2924	1.7811	0.8326	0.5873	0.4991	0.7108
6	12.879	3.808	0.6573	0.4922	1.0299	0.4936	0.6503	0.5233	1.1101
	9.659	5.481	0.3264	2.5936	1.7375	0.8151	0.5762	0.4862	0.7336
	9.659	5.481	0.6819	0.5043	1.0039	0.4571	0.6896	0.4950	1.0610
	7.727	7.439	0.3334	2.8876	1.6873	0.7948	0.5631	0.4693	0.7594
	7.727	7.430	0.7076	0.5174	0.9776	0.4171	0.7297	0.4637	1.0113
	6.440	9.791	0.3416	3.1707	1.6324	0.7722	0.5479	0.4466	0.7882
	6.440	9.791	0.7348	0.5315	0.9510	0.3724	0.7713	0.4276	0.9610

附表 V—2　契比雪夫滤波器k′和q参数表$A_r=0.01$dB

n	q_o	A_o	q_1	q_n	k'_{12}	k'_{23}	k'_{34}	k'_{45}	k'_{56}
	INF	0.000	1.4829	1.4829	0.7075				
	14.829	0.915	1.4829	1.4829	0.7075				
	7.415	1.938	1.4829	1.4829	0.7075				
2	4.943	3.098	1.4829	1.4829	0.7075				
	3.707	4.437	1.4829	1.4829	0.7075				
	2.966	6.021	1.4829	1.4829	0.7075				
	2.472	7.959	1.4829	1.4829	0.7075				
	2.118	10.458	1.4829	1.4829	0.7075				
	INF	0.000	1.1811	1.1811	0.6818	0.6618			
	23.622	0.937	0.9796	1.5869	0.7027	0.6630			
	11.811	2.006	0.9649	1.7472	0.6785	0.6759			
3	7.874	3.227	0.9686	1.8730	0.6465	0.6917			
	5.905	4.642	0.9810	1.9817	0.6091	0.7093			
	4.724	6.313	0.9994	2.0787	0.5667	0.7283			
	3.937	8.351	1.0230	2.1653	0.5180	0.7491			
	3.375	10.963	1.0518	2.2408	0.4607	0.7721			
	INF	0.000	1.0457	1.0457	0.7369	0.5413	0.7369		
	35.703	0.949	0.7764	1.7588	0.8469	0.5368	0.6717		
	17.851	2.046	0.7588	2.0720	0.8418	0.5261	0.6837		
4	11.901	3.304	0.7593	2.3392	0.8227	0.5121	0.7011		
	8.926	4.763	0.7681	2.5867	0.7966	0.4948	0.7211		
	7.141	6.486	0.7825	2.8209	0.7659	0.4736	0.7436		
	5.950	8.584	0.8015	3.0408	0.7315	0.4468	0.7685		
	5.100	11.262	0.8252	3.2399	0.6934	0.4115	0.7968		

n	qo	Ao	q_1	q_n	k'_{12}	k'_{23}	k'_{34}	k'_{45}	k'_{56}
	INF	0.000	0.9766	0.9766	0.7796	0.5398	0.5398	0.7796	
	51.135	0.957	0.6792	1.9345	0.6585	0.5688	0.5188	0.6755	
	51.135	0.957	0.9157	1.1146	0.8320	0.5060	0.5943	0.6691	
	25.567	2.069	0.6608	2.3970	0.9659	0.5660	0.5106	0.6858	
	25.567	2.069	0.9273	1.1733	0.8259	0.4806	0.6328	0.6190	
	17.045	3.349	0.6591	2.8196	0.9553	0.5582	0.5009	0.7027	
	17.045	3.349	0.9472	1.2252	0.8135	0.4541	0.6692	0.5741	
5	12.784	4.833	0.6648	3.2353	0.9361	0.5476	0.4887	0.7231	
	12.784	4.833	0.9717	1.2752	0.7980	0.4256	0.7052	0.5298	
	10.227	6.587	0.6754	3.6507	0.9117	0.5348	0.4730	0.7462	
	10.227	6.587	1.0001	1.3251	0.7806	0.3940	0.7418	0.4837	
	8.522	8.719	0.6898	4.0602	0.8833	0.5199	0.4520	0.7725	
	8.522	8.719	1.0321	1.3755	0.7616	0.3581	0.7794	0.4338	
	7.305	11.436	0.7080	4.4468	0.8514	0.5025	0.4223	0.8030	
	7.305	11.436	1.0680	1.4266	0.7412	0.3161	0.8186	0.3774	
	INF	0.000	0.9372	0.9372	8.8088	0.5500	0.5177	0.5500	0.8088
	69.951	0.962	0.6250	2.0966	1.0375	0.6030	0.5214	0.5189	0.6750
	69.951	0.962	1.0775	0.8704	0.8228	0.4863	0.5739	0.5413	0.7732
	34.975	2.083	0.6062	2.7015	1.0532	0.6051	0.5180	0.5120	0.6836
	34.975	2.083	1.1288	0.8819	0.8217	0.4480	0.6130	0.5287	0.7404
	23.317	3.376	0.6031	3.2860	1.0485	0.6011	0.5125	0.5045	0.6998
	23.317	3.376	1.1766	0.8987	0.8173	0.4118	0.6494	0.5150	0.7086
6	17.488	4.877	0.6067	3.8912	1.0343	0.5939	0.5053	0.4950	0.7197
	17.488	4.877	1.2246	0.9185	0.8113	0.3754	0.6853	0.4989	0.6766
	13.990	6.649	0.6145	4.5267	1.0143	0.5846	0.4965	0.4821	0.7428
	13.990	6.649	1.2739	0.9405	0.8042	0.3374	0.7221	0.4787	0.6443
	11.658	6.803	0.6258	5.1830	0.9901	0.5735	0.4859	0.4642	0.7694
	11.658	8.803	1.3255	0.9647	0.7961	0.2970	0.7609	0.4525	0.6112
	9.993	11.543	0.6401	5.8295	0.9624	0.5609	0.4731	0.4376	0.8010
	9.993	11.543	1.3799	0.9909	0.7869	0.2529	0.8029	0.4164	0.5772

附表 V—3　契比雪夫滤波器k′和q参数表$A_r=0.5$dB

n	q_o	A_o	q_1	q_n	k'_{12}	k'_{23}	k'_{34}	k'_{45}	k'_{56}
	INF	0.000	1.9497	1.9497	0.7225				
	19.497	0.915	1.9497	1.9497	0.7225				
	9.748	1.938	1.9497	1.9497	0.7225				
2	6.499	3.098	1.9497	1.9497	0.7225				
	4.874	4.437	1.9497	1.9497	0.7225				
	3.899	6.021	1.9497	1.9497	0.7225				
	3.249	7.959	1.9497	1.9497	0.7225				
	2.785	10.458	1.9497	1.9497	0.7225				
	INF	0.000	1.8636	1.8636	0.6474	0.6474			
	37.273	0.920	1.6161	2.3388	0.6182	0.6718			
	18.636	1.958	1.5765	2.5962	0.5943	0.6884			
	12.424	3.140	1.5685	2.8158	0.5680	0.7051			
3	9.318	4.508	1.5771	3.0140	0.5387	0.7224			
	7.455	6.128	1.5974	3.1949	0.5055	0.7407			
	6.212	8.109	1.6275	3.3584	0.4667	0.7606			
	5.325	10.658	1.6674	3.5011	0.4797	0.7825			

n	q_0	A_0	q_1	q_n	k'_{12}	k'_{23}	k'_{34}	k'_{45}	k'_{56}
4	INF	0.000	1.8258	1.8258	0.6482	0.5446	0.6482		
	62.337	0.923	1.4557	2.6571	0.6477	0.5338	0.6630		
	31.169	1.967	1.3966	3.1724	0.6387	0.5225	0.6804		
	20.779	3.159	1.3780	3.6570	0.6256	0.5098	0.6991		
	15.584	4.541	1.3789	4.1352	0.6093	0.4948	0.7192		
	12.467	6.177	1.3927	4.6098	0.5904	0.4763	0.7411		
	10.390	8.178	1.4169	5.0723	0.5690	0.4525	0.7656		
	8.905	10.748	1.4511	5.5035	0.5447	0.4202	0.7938		
5	INF	0.000	1.8068	1.8068	0.6519	0.5341	0.5341	0.6519	
	94.608	0.924	1.3689	2.9013	0.6742	0.5259	0.5298	0.6547	
	94.608	0.924	1.7348	2.0051	0.6836	0.4673	0.6116	0.5873	
	47.304	1.971	1.2999	3.6468	0.6751	0.5185	0.5236	0.6704	
	47.304	1.971	1.7482	2.1211	0.6866	0.4357	0.6525	0.5500	
	31.536	3.168	1.2746	4.4007	0.6697	0.5104	0.5160	0.6884	
	31.536	3.168	1.7775	2.2263	0.6848	0.4071	0.6889	0.5151	
	23.652	4.557	1.2694	5.1999	0.6605	0.5012	0.5062	0.7084	
	23.652	4.557	1.8166	2.3279	0.6804	0.3788	0.7239	0.4796	
	18.922	6.202	1.2796	6.0524	0.6484	0.4907	0.4932	0.7309	
	18.922	6.202	1.8637	2.4284	0.6742	0.3491	0.7587	0.4415	
	15.768	8.212	1.2943	6.9443	0.6338	0.4785	0.4751	0.7567	
	15.768	8.212	1.9186	2.5290	0.6664	0.3166	0.7941	0.3990	
	13.515	10.795	1.3205	7.8328	0.6171	0.4640	0.4484	0.7874	
	13.515	10.795	1.9814	2.6299	0.6569	0.2790	0.8307	0.3496	
6	INF	0.000	1.7962	1.7962	0.6547	0.5326	0.5191	0.5326	0.6547
	134.067	0.925	1.3159	3.0894	0.6931	0.5300	0.5133	0.5306	0.6474
	134.067	0.925	1.7077	2.0078	0.5905	0.5675	0.5535	0.4539	0.7047
	67.033	1.974	1.2411	4.0312	0.7004	0.5263	0.5077	0.5274	0.6607
	67.033	1.974	1.7177	2.1203	0.5585	0.5705	0.5848	0.4104	0.7193
	44.689	3.174	1.2115	5.0368	0.6999	0.5216	0.5015	0.5229	0.6772
	44.689	3.174	1.7423	2.2222	0.5303	0.5678	0.6158	0.3720	0.7279
	33.517	4.566	1.2020	6.1652	0.6948	0.5160	0.4944	0.5166	0.6962
	33.517	4.566	1.7746	2.3221	0.5033	0.5604	0.6480	0.3351	0.7334
	26.813	6.216	1.2049	7.4439	0.6867	0.5095	0.4861	0.5073	0.7181
	26.813	6.216	1.8127	2.4234	0.4765	0.5472	0.6828	0.2981	0.7366
	22.344	8.232	1.2169	8.8696	0.6760	0.5020	0.4759	0.4934	0.7437
	22.344	8.232	1.8556	2.5279	0.4493	0.5260	0.7216	0.2599	0.7380
	19.152	10.821	1.2371	10.3842	0.6631	0.4933	0.4632	0.4713	0.7752
	19.152	10.821	1.9032	2.6371	0.4213	0.4925	0.7665	0.2191	0.7375

附录Ⅵ　调频广播标准选载

调　频　广　频　单　声

GB　4311.1—84

本标准适用于单声调频广播。

1．调频广播的频率范围为87～108MHz。

2．载波的调制方式为频率调制，100%调制时的频偏为±75kHz。

3．调制信号为音频信号。

4．音频信号的最高频率为15000Hz。

5．音频信号的预加重时间常数为50μs。

6．单声调频广播电台的系统特性。

其范围由传声器放大器或记录重放设备的输出端开始至发射天线之间的全部设备的特性。

6.1 电波的极化方式为水平极化。如采用其他极化方式，应报广播电视部批准。

6.2 载频允许偏差：

6.2.1 发射功率大于50W的电台、载频允许偏差为±2000Hz。

6.2.2 发射功率小于或等于50W的电台、载频允许偏差为±3000Hz。

6.3 频带宽度：200kHz。

6.4 残波辐射强度允许值：

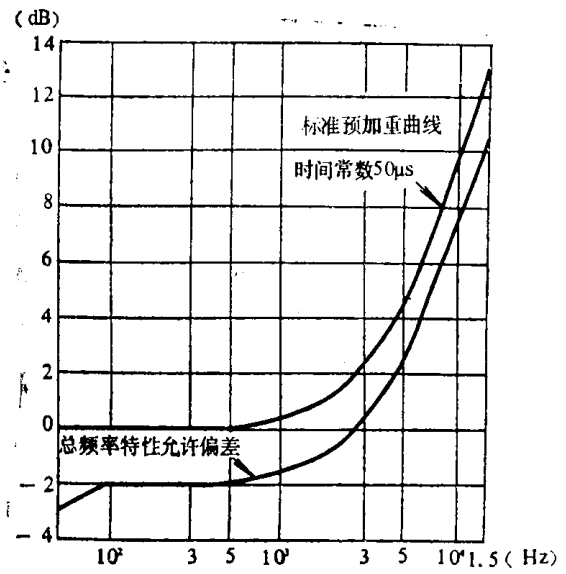
6.4.1 发射功率大于25W的电台，残波辐射功率应小于1mW、低于载频功率60dB。

6.4.2 发射功率小于或等于25W的电台，残波幅射功率应小于25μW并低于载频功率40dB。

6.5 天线辐射功率的允许偏差：+10%～−20%。

6.6 寄生调辐噪声：小于−50dB。

6.7 总频率特性应在下图的50μs时间常数的标准预加重曲线和总频率特性允许偏差曲线的二条曲线范围内。



总频率特性的的允许偏差

50Hz：$^{+0}_{-3}$dB；100～15000Hz：$^{+0}_{-2}$dB

6.8 总失真在最大调制度时如下：

50～10000Hz：≤2.0%；

10000～15000Hz：≤3.0%。

6.9 信噪比

音频信号频率为1000Hz最大调制度时，信噪比大于55dB。

调 频 广 播　立 体 声

GB 4311.2—84

本标准适用于立体声调频广播。

1．调频广播的频率：同GB 4311.1—84《调频广播　单声》。

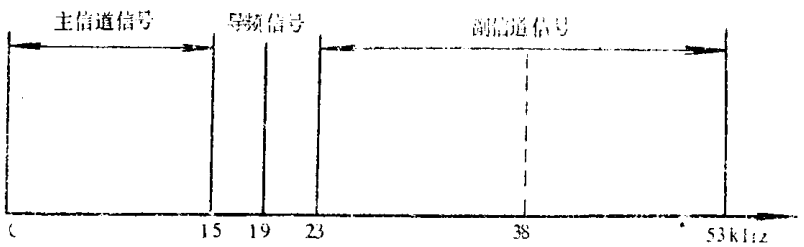
2．主载波的调制方式为频率调制，100%调制时的频偏为±75kHz。

3．音频信号的最高频率：同GB 4311.1—84。

4．音频信号预加重：同GB 4311.1—84。

5．主载波的调制信号是立体声复合信号，由主信道信号(左信号和右信号的和信号，以下同)、副信道信号（由左信号和右信号的差信号对副载波调幅后所产生的上下边带波的合成信号，以下同）与导频信号（立体声广播时，为了接收而传送的辅助信号，以下同）组成。

立体声复合信号的频率分布示意图如下：



6．立体声复合信号的表达式

$$A=M+S+P$$

$$M=L+R$$

$$S=(L-R)\sin\omega t$$

$$P=p\sin\left(\frac{\omega}{2}t\right)$$

式中　A为立体声复合信号的电压；

M为主信道信号的电压；

S为副信道信号的电压；

P为导频信号的电压；

L为左信号电压；

R为右信号电压；

ω为副载波角频率；

p为导频信号电压的振幅值；

t为时间。

7. 立体声复合信号的特征

7.1 导频信号的频率为19kHz，副载波频率为38kHz。

7.2 副载波调制型式为调幅，在传送时副载波被抑制。

7.3 导频信号和时间轴相交时，副载波信号同时也以正斜率和时间轴相交。

7.4 导频信号对主载波的频偏，为第2条所规定的最大频偏的10%。

7.5 只向左信号或右信号输入端输入额定音频信号时，由主信道信号所产生的主载波频偏和副信道信号所产生的主载波频偏，数值相同。其最大幅值为第2条所规定的最大频偏的45%。

8. 立体声调频广播电台的系统特性

其范围同GB 4511.1—84第6条规定。

8.1 电波极化方式：同GB 4311.1—84中的规定。

8.2 载频允许偏差：同GB 4311.1—84中的规定。

8.3 频带宽度：同GB 4311.1—84中的规定。

8.4 残波辐射强度允许值：同GB 4311.1—84中的规定。

8.5 天线辐射功率允许偏差：同GB 4311.1—84中的规定。

8.6 寄生调幅噪声：同GB 4311.1—84中的规定。

8.7 总频率特性：从左（或右）信号输入端到发射机输出端的总频率性同GB 4311.1—84中第6.7条规定。

8.8 总失真度：从左（或右）信号输入端到发射机输出端的总失真度同GB 4311.1—84中第6.8条规定。

8.9 信噪比：从左（或右）信号输入端到发射机输出端的信噪比同GB 4311.1—84中第6.9条规定。

8.10 导频信号频率允许偏差：±2Hz。

8.11 导频信号允许相位偏差：导频信号和时间轴相交时，副载波信号同时也以正斜率和时间轴相交，其相位偏差在导频信号相位的±5°以内。

8.12 立体声副载波剩余分量对主载波调制度小于1%。

8.13 导频信号对主载波调制度允限值：8～10%。

8.14 左信号与右信号的分离度，最大调制度时，在100～10000Hz的频率范围内，分离度大于30dB。

8.15 左信号与右信号的电平差，在100～10000Hz频率范围内，电平差小于1.5dB。

调频广播　立体声带附加信道

GB 4311.3—84

本标准适用于立体声带附加信道的调频广播。

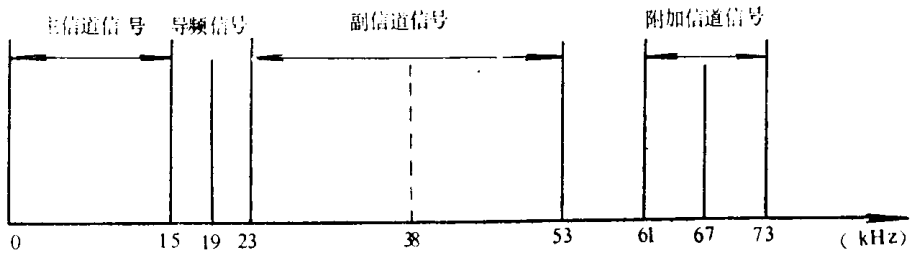
1．调频广播的频率范围：同GB 4311.1—84《调频广播　单声》。

2．主载波的调制方式和最大频偏：同GB 4311.2—84《调频广播　立体声》。

3．立体声音频信号的最高频率：同GB 4311.2—84。

4．立体声音频信号预加重：同GB 4311.2—84。

5．主载波的调制信号是立体声复合信号（见GB 4311.2—84)和附加信道信号，调制信号的频率配置如下：



6．立体声广播调制信号的表达式：同GB 4311.2—84。

7．立体声广播调制信号的特征：

7.1 导频信号频率和副载波频率：同GB 4311.2—84。

7.2 副载波调制方式及其传送时的情况：同GB 4311.2—84。

7.3 导频信号和副载波信号与时间轴相交时的关系：同GB 4311.2—84。

7.4 导频信号对主载波的频偏：同GB 4311.2—84。

7.5 只向左信道或右信道输入端输入额定音频信号时，由主信道信号所产生的主载波频偏和副信道信号所产生的主载波频偏，数值相同，其最大幅值为第2条所规定的最大频偏的40%。

8．附加信道广播调制信号的特征：

8.1 用于附加信道的副载波频率为67kHz。

8.2 附加信道的调制方式为频率调制。

8.3 附加信道的最大频偏为±4kHz。

8.5 附加信道的音频信号最高调制频率应限制在6kHz以内。

8.5 附加信道载波对主载波的频偏为本标准第2条所规定的最大频偏的10%。

9．立体声带附加信道调频广播电台的系统特性。

9.1～9.15同GB 4311.3—84的第8条中8.1～8.15项的规定。

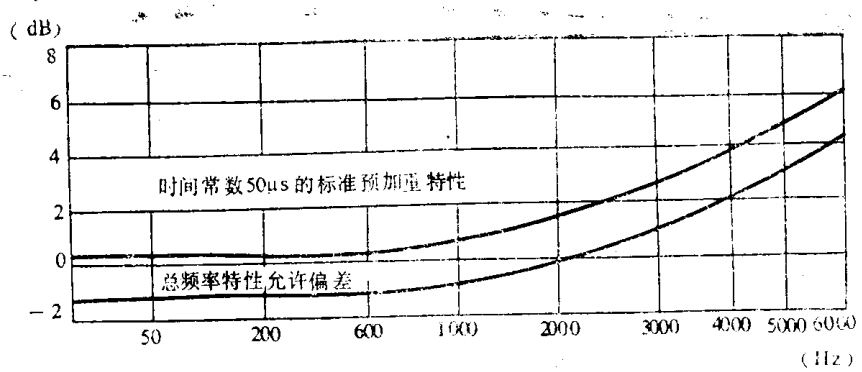
9.16附加信道副载波频率容许偏差：67kHz±150Hz。

9.17 附加信道采用压扩技术，压缩比为2：1。

9.18 附加信道预加重时间常数：50μs。

9.19 附加信道总频率特性曲线：从声音信号输入端到发射机输出端的总频率特性应在图中的50μs时间常数标准预加重曲线和总频率特性允许偏差曲线的二条曲线范围内。

9.20 附加信道总失真度：从音频信号输入端到发射机输出端，在最大调制度时，总失真度小于4%。



总频率特性的允许偏差

总频率特性的允许偏差

9.21 附加信道信噪比：从音频信号输入端到发射机输出端，在1kHz调制频率最大调制度时，信噪比大于55dB。

9.22 附加信道对立体声信道的串音：从音频信号输入端到发射机输出端，附加信道在最大调制度时，对立体声左、右信道串音衰减量大于60dB。

9.23 立体声信道对附加信道的串音：从音频信号输入端到发射机输出端。立体声左、右信道在最大调制度时，对附加信道串音衰减量大于60dB。

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

本标准适用于单声和立体声调频广播发射机。其内容包括从发射机的音频输入端到发射机的高频输出端的全部技术参数和测量方法。

1. 术语解释

1.1 左、右信号分离度

左、右信号间的相互泄漏量叫做左、右信号的分离度，用数学式表示如下：

$$S_e=20\lg\frac{E_L(或E_R)}{E_R(或E_L)}$$

式中S_e为分离度，用dB表示；

E_L（或E_R）——发射机仅有L（或R）通道输入音频电压调制时，解调器的左（或右）路输出，单位为V；

E_R（或E_L）——发射机仅有L（或R）通道输入音频电压调制时，解调器的右（或左）路输出，单位为V。

1.2 残波辐射强度

系指除基波辐射以外的谐波辐射，寄生辐射和相互调制产生的辐射强度。

1.3 导频信号的相位差

导频信号和时间轴相交时，副载波信号同时也应以正斜率和时间轴相交。它们之间相

对位置的偏差以导频尺度为准，即为导频信号的相位差。

1.4 副载波抑制度

100%调制时副信道信号的电压峰值与无调制时38kHz泄漏电压振幅值之比。

2.技术参数

调频广播发射机的技术参数，应符合表1规定。其中15～20为立体声广播时所增加的指标。

表1 调频广播发射机技术指标

序号	参数	指标	
1	波段范围	87～108MHz	
2	载频允许偏差	<2000Hz(功率>50W) <3000Hz(功率≤50W)	
3	负载阻抗	50Ω	
4	残波辐射强度	<1mW并低于载波功率60dB(功率>25W) <25μW并低于载波功率40dB(功率≤25W)	
5	预加重	50μs	
6	最大频偏	±75kHz	
7	最大调制容量	±100kHz	
8	音频输入阻抗	600Ω平衡	
9	音频输入电平	10±2dBm	
10	频率响应	40～15000Hz：±1dB	
11	信噪比	≥60dB(1kHz100%调制)	
12	寄生调幅噪声	<-50dB(无调制)	
13	输出功率允许偏差	±10%(50Ω阻抗)	
14	谐波失真	40～15000Hz	
		75kHz频偏	1.5%
		100kHz频偏	3%
15	导频频率	19kHz±2Hz	
16	导频信号相位允许偏差	±5°	
17	导频信号调制度	8%～10%	
18	副载波抑制度	≤-40dB	
19	左、右信号电平差	40～15000Hz：<1dB	
20	左、右信号分离度	40～15000Hz：>36dB	

3．调频立体声广播发射机主要技术指标的测试方法

3.1 测试条件

a. 温度：10～40℃；

b. 相对湿度：45%～90%；

c. 电压：380V或220V±5%；

d. 电源频率：50±1Hz。

3.2 测试用仪器的技术要求应符合表2的规定。

表2 测试用仪器的技术要求

序号	名称	指标
1	音频信号发生器	a. 频率范围：0.02～20kHz b. 频率误差：≤±1%±1Hz c. 幅度误差：≤±0.1dB d. 谐波失真：≤0.05% e. 输出阻抗：600Ω
2	失真度仪	a. 量程：0.05%～100% b. 频率范围：0.02～200kHz c. 测量误差：≤±5%～10% d. 电压量程：100μV～30V
3	立体声解调器	a. 频率范围：0.03～75kHz b. 输入阻抗：≥40kΩ c. 左、右信号分离度：30～15000Hz≥50dB d. 左、右信号失真：≤0.1% e. 互调失真：二阶互调≤0.07% 三阶互调<0.1% f. 信噪比：30Hz～100kHz>20dB g. 去加重：50μs h. 输出电压：≥2V
4	频偏仪	a. 频率范围：复盖整个波段 b. 振荡器频率允许偏差：10×10^{-6}Hz c. 频偏范围：0～100kHz d. 失真：100%调制0.04～75kHz<0.25% e. 信噪比：>65dB f. 频率响应：40Hz～53kHz<±01dB g. 能满足立体声测量 h. 能作调频、调幅测试、输出电压>500mV
5	数字频率计	a. 精确度：1×10^{-6}±1个数字 b. 闸门时间：1ms～10s
6	示波器	a. y轴放大器灵敏度： 200μV/cm～20V/cm误差<3% b. y、x轴频率响应：≤3dB c. 扫描时间：5s/cm～1μs/cm
7	频谱仪	a. 频率范围：上限≥1000MHz b. 电平动态范围：≥80dB

3.3 测试注意事项

·测试前先将发射机调整在正常工作状态，例如，保持发射功率、各级正确调谐、工作稳定无自激、无各种外来干扰的情况下进行测量。此外，测量前先对仪器进行检查、校准、合格后方能使用。

3.4 主要技术指标的测试方法

3.4.1 左、右信号分离度的测量

3.4.1.1 测试方框图见图 1 。

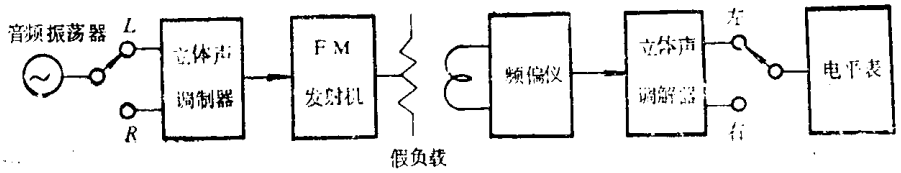


图 1　左、右信号分离度测试方框图

3.4.1.2 测试方法

a. 导频信号保持10%的调制度(以下同)，调制器不用加重，解调器不用去加重。

b. 音频振荡器分别送0.04、0.1、1、3、5、7、10、12、15kHz(这些测试点以下各项同)信号到立体声调制器L(或R)的输入端，使调制度为100%(其中10%为导频)。

c. 从发射机馈线输出口处，拾取信号送到频偏仪，在立体声解调器的输出端，用电平表测出左(或右)端的输出电平，然后将电平表接到右(或左)端，测出其输出电平。左、右输出电平之比，用dB表示，即为左、右信号在该频率点的分离度。

3.4.2 左、右信号的电平差的测量

3.4.2.1 测试方框图与图 1 同。

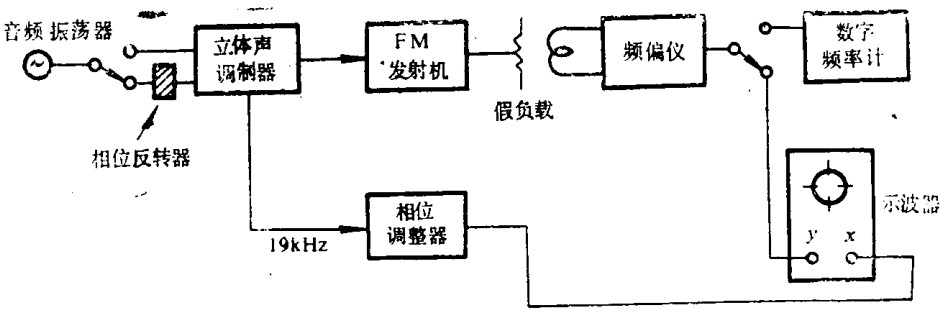
3.4.2.2 测试方法：

a. 与3.4.1.2a、b同，使调制度为55%(10%为导频)，用电平表测出立体声解调器左端的输出电平；

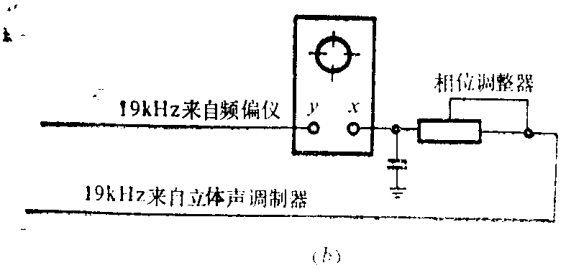
d. 将音频振荡器的输出改送至R输入端，测出解调器右端的输出电平，左与右输出电平差，即为左、右信号的电平差。

3.4.3 导频信号的相位差的测量

3.4.3.1 测试方框图见图 2 (*a*)。



(*a*)　导频信号相位差测试方框图



(b)

图 2

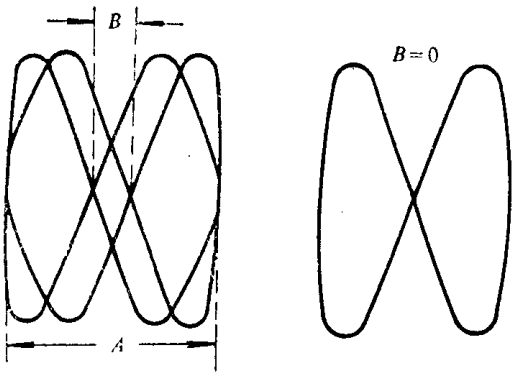
3.4.3.2 测试方法

a. 校正

按图 2（a）不加调制信号时，在频偏仪引出19kHz的导频信号加到示波器的y轴，又从立体声调制器引出19kHz的导频信号加到x轴，见图2（b），调节相位调整器，使示波器为一条接近45°的斜线，此时两个19kHz信号的相位差为零。

b. 关掉调制器输出到激励器的导频信号，用1kHz信号同时加到立体声调制器L、R（经反相器，但不应有幅度变化）输入端，使调制度为90%（导频为0），此时加到示波器y轴的信号是没有导频的“S”信号（$M=0$），立体声调制器的19kHz的导频信号，还是送到x轴，从示波器所看到的李沙育图形，如图3（a、b），量出A、B的长度，按下式求出导频信号相位差。

$$\theta=\frac{180}{\pi}\cdot\frac{B}{A}\text{（度）}$$



(a) 导频信号有相移　(b) 导频信号无相移

图 3

注：校准后，如果变动示波器量程(包括变动增益旋钮)，必须在此档重新校准，因示波器在不同档时，分布电容不同，会引起相位变化，故必须重新校准。

3.4.4 副载波抑制度的测量

3.4.4.1 测试方框图见图 4 。

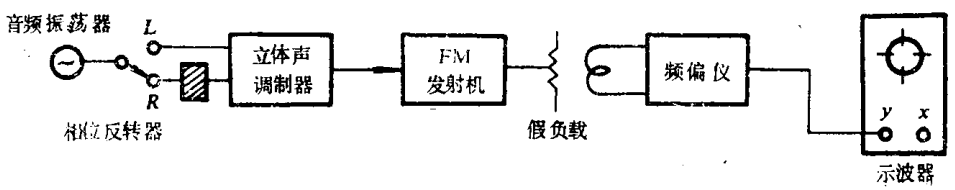


图 4　副载波抑制测试方框图

3.4.4.2 测试方法

a. 关掉导频信号。用1kHz信号同时加到调制器L、R（经反相器，但不应有幅度变化）的输入端，使调制度为90%。此时加到示波器y轴的信号是“S”信号($M=0$)，量出“S”信号的幅度（峰一峰）。

b. 去掉调制信号，此时示波器显示的就是残余副载波（即泄漏量），量出它的大小，按下式求出副载波的抑制度。

$$\text{副载波抑制度}=20\lg\frac{E'_{(\text{泄漏})}}{E_{(\text{调制})}}\ \text{dB}$$

3.4.5 预加重的测量

3.4.5.1 测试方框图与图1同。

3.4.5.2 测试方法

a. 立体声调制器用50μs预加重，立体声解调器不用去加重，导频为10%；

b. 音频振荡器送15kHz信号到立体声解调器L（或R）的输入端，使调制度为100%（导频占10%），记下音频振荡器和解调器的输出电平（在15kHz校准100%调制度，是为了避免因加重在高频端产生过调制）；

c. 按前述测试点送12kHz……40Hz任一频率加到L（或R）的输入端，保持输入电平不变，读出解调器输出端各相应频率的输出电平；

d. 将测出各频率点的电平，作出50μs预加重曲线。

3.4.6 频率响应的测量

3.4.6.1 测试方框图与图1同。

3.4.6.2 测试方法

a. 导频为10%，不用加重和去加重，音频振荡器1kHz信号加到立体声调制器L（或R）输入端，使调制度为55%（导频占10%），记下立体声解调器左（或右）端的输出电平值作为基准电平，并记下此时音频振荡器的输出电平值。

b. 保持音频振荡器在各测试频率点上的输出电平不变，记下此时立体声解调器在相应的测试频率点的左（或右）端的输出电平，按此数值作出频响曲线。

3.4.7 谐波失真

3.4.7.1 测试方框图见图5。

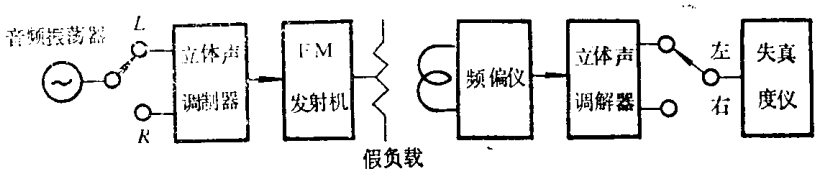


图5 谐波失真测试方框图

3.4.7.2 测试方法

a. 音频振荡器送前述测试点的任一信号到立体声调制器L（或R）的输入端，使调制度为100%（导频占10%）；

b. 用失真仪测出立体声解调器左（或右）端输出信号在该频率点的失真度。

3.4.8 信噪比

3.4.8.1 测试方框图与图1同。

3.4.8.2 测试方法

a. 音频振荡器送1kHz信号加到立体声调制器L（或R）的输入端，使调制度为100%（导频占10%）；

b. 在立体声解调器输出端测出左（或右）端的输出电平；

c. 去掉1kHz的调制信号，测出立体声解调器的左（或右）端输出的噪声电平，按下式求出信噪比。

$$S/N=V_1-V_2 \quad \text{dB}$$

式中 V_1为信号电平（有调制）；

V_2为噪声电平（无调制）。

3.4.9 寄生调幅噪声

3.4.9.1 测试方框图见图6。

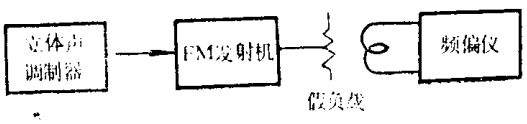


图6 调幅噪声测试方框图

3.4.9.2 测试方法

发射机不加调制，用频偏仪内的调幅线性检波器，测量出寄生调幅噪声。

3.4.10 残波辐射强度

3.4.10.1 发射机不加调制，在发射机输出滤波器后取出信号加到频谱仪，测出各残波幅度值，分别与载频基波幅度值之比，即为残波辐射强度值。

当发射功率较大，上法测量有困难时，可先不接输出滤波器，用频谱仪测出基波幅度与各残波辐射波的强度值，然后再单独测出滤波器的输出衰耗特性，综合算出残波幅度与基波幅度之比。

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

1. 术语解释

1.1 立体声信道术语解释

同GB 4312.1—84《调频广播发射机技术参数和测量方法 单声和立体声》

1.2 立体声带附加信道相互串音衰减量

$$\text{串音衰减量（dB）}=20\lg\frac{U_1}{U_2}$$

式中 U_1为立体声左或右信道（附加信道）输出的额定音频信号电压；

U_2为立体声左或右信道（附加信道）无输入音频信号电压，附加信道（立

体声左或右信道）输入额定音频信号电压时，立体声左或右信道（附加信道）输出的串音电压。

2．技术参数

立体声带附加信道调频广播发射机的技术参数，应符合表1、表2和GB 4312.1—84第2章表1的规定。

表1　调频广播附加信道技术参考

序　号	项　目	指　标
1	副载波频率	67kHz
2	副载波频率容许偏差	±150Hz
3	67kHz副载波对主载波调制度	8%～10%
4	调制方式	调　频
5	最大频偏	± 4 kHz(100%调制)
6	音频输入阻抗	600Ω平衡
7	音频输入电平	10± 2 dBm
8	信噪比	>60dB（1 kHz，采用预加重及压扩技术）
9	谐波失真	<4%（80Hz～6kHz）
10	频率响应	(80Hz～6 kHz)，± 2 dB
11	预加重	时间常数为50μs(见GB4311.3—84)
12	压缩比	2：1(dB)

表2　立体声与附加道相互串音指标

序　号	项　目	指　标
1	附加信道对立体声左信道串音衰减量	>65dB　(80Hz～6 kHz)
2	附加信道对立体声右信道串音衰减量	>65dB　(80Hz～6 kHz)
3	立体声左信道对附加信道串音衰减量	>65dB　(采用压扩技术，40Hz～15kHz)
4	立体声右信道对附加信道串音衰减量	>65dB　(采用压扩技术，40Hz～15kHz)

3．测试方法

3.1 立体声信道主要技术指标测试方法

立体声信道主要技术指标测试方法同GB 4312.1—84。

立体声带附加信道制式中调制度分配应为80%（立体声）+10%（导频）+10%（67kHz副载波）（调制度分配下同）。

3.2 附加信道主要技术指标测试方法

附加信道主要技术指标测试方法均加预加重、去加重和压缩器、扩张器。

3.2.1 信噪比

3.2.1.1 测试方框图见图 1 。

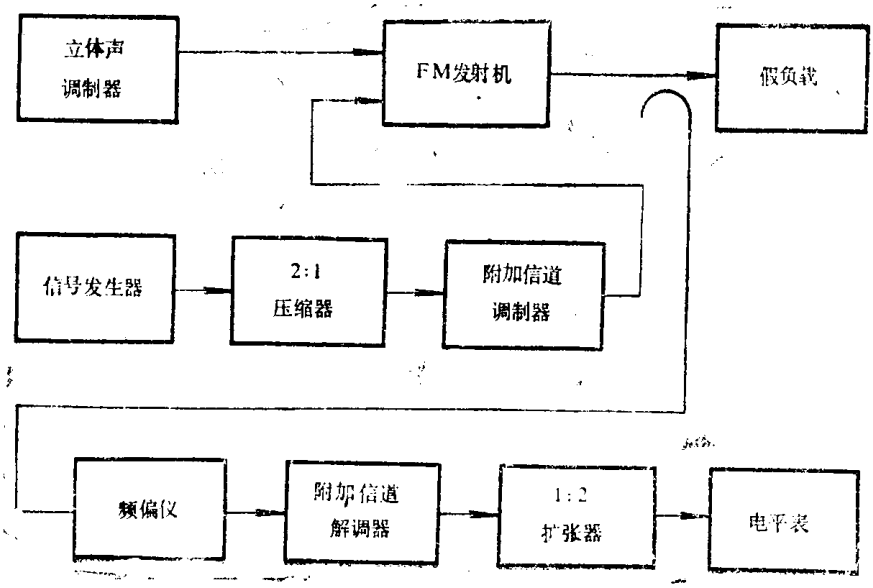


图 1

3.2.1.2 测试方法

不加音频信号，调整67kHz副载波对主载波的调制度达到10%（下同）。

信号发生器输出1kHz音频信号加至压缩器输入端，使附加信道调制度达到100%（频偏为±4kHz），在扩张器输出端测出输出音频信号电平。然后去掉附加信道的调制信号，在扩张器输出端测出噪音电平，两者之差即为信噪比。

3.2.2 谐波失真

3.2.2.1 测试方框图见图 2 。

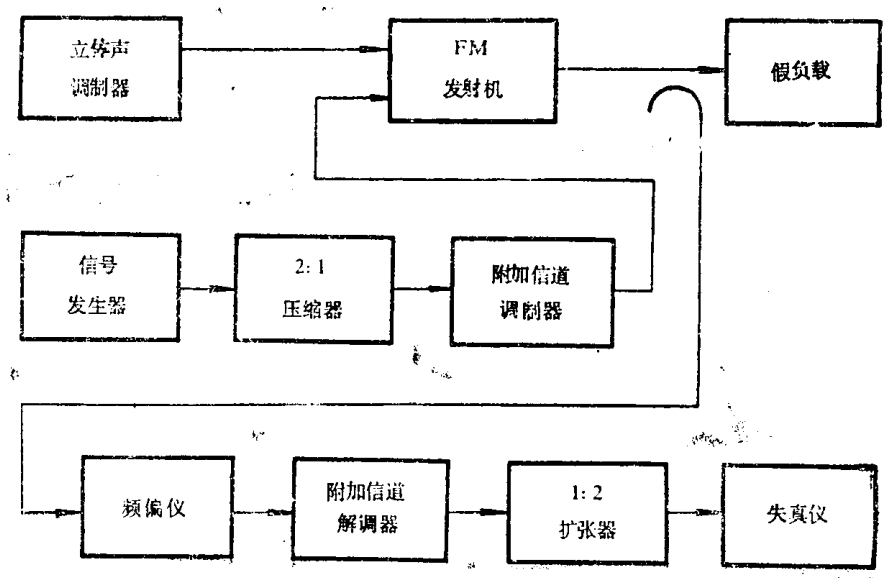


图 2

3.2.2.2 测试方法

信号发生器输出0.08、0.2、0.4、1、2、3、5、6kHz音频信号加至压缩器输入端，使调制度达100%，在扩张器输出端分别测出各频率的失真值（应分别测出立体声调制器不加音频调制信号和加额定音频调制信号两种工作状态）。

3.2.3 频率响应

3.2.3.1 测试方框图见图1。

3.2.3.2 测试方法

a. 信号发生器输出1kHz音频信号加至压缩器输入端，使调制度达到25%。在扩张器输出端测出1kHz音频信号值作为基准电平；

b. 保持信号发生器输出音频信号电平不变，在扩张器输出端测出0.08、0.2、0.4、1、2、3、4、5、6 kHz信号电平，做出频率响应曲线。

3.2.4 预加重

3.2.4.1 测试方框图见图1。

3.2.4.2 测试方法

a. 附加信道调制器加预加重，附加信道解调器不加去加重；

b. 信号发生器输出6 kHz音频信号加至压缩器输入端，使调制度达到100%，在扩张器输出端测出6 kHz音频信号电平值；

c. 保持信号发生器输出音频信号电平不变，在扩张器输出端测出6、5、4、3、2、1、0.2、0.08kHz相应音频信号电平，做出预加重曲线。

3.3 立体声与附加信道相互串音测试方法

3.3.1 附加信道对立体声左信道串音

3.3.1.1 测试方框图见图3。

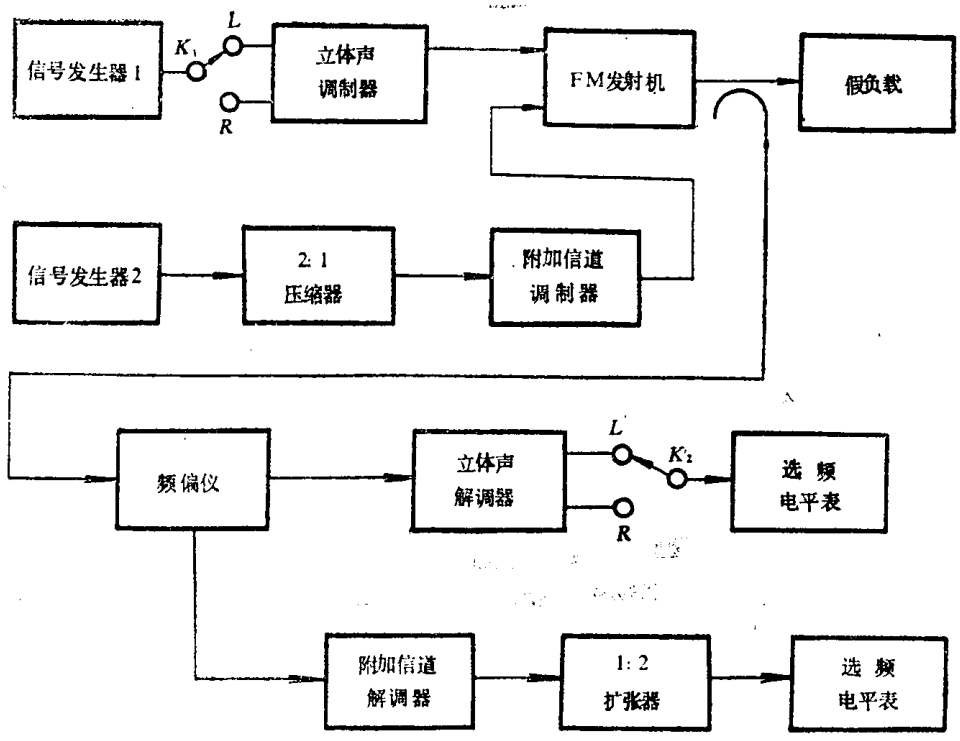


图3

3.3.1.2 测试方法

a. 信号发生器“1”输出1kHz音频信号加至立体声调制器左信道（开关K_1置于L位置），使主、副信道对主载波的综合调制度为80%，保持导频信号调制度为10%，67kHz副载波调制度为10%。在立体声解调器左信道（开关K_2置于L位置）输出端测出音频信号的电压u_1，然后去掉调制信号。

b. 信号发生器“2”输出0.08、0.2、0.4、1、2、3、4、5、6 kHz音频信号经压缩器加至附加信道调制器，使调制度达到100%；

c. 在立体声左信道输出端测出附加信道对立体声左信道的串音电压u_2；

d. 串音衰减量（dB）$=20\lg\frac{u_1}{u_2}$。

3.3.2 附加信道对立体声右信道串音

3.3.2.1 测试方框图见图3。

3.3.2.2 测试方法

将开关K_1、K_2置于R位置，其它同3.3.1.2测试方法。

3.3.3 立体声左信道对附加信道串音

3.3.3.1 测试方框图见图3。

3.3.3.2 测试方法

a. 信号发生器“2”输出1kHz音频信号经压缩器加至附加信道调制器，使调制度达到100%，在扩张器输出端测出音频信号电压u_1，然后去掉调制信号；

b. 信号发生器“1”输出0.04、0.1、0.4、1、3、5、7、10、12、15kHz音频信号加至立体声调制器左信道（开关K_1置于L位置）使对主载波的调制度达到80%，导频调制度为10%，67kHz副载波调制度10%；

c. 在扩张器输出端测出立体声左信道各频率对附加信道串音电压u_2；

d. 串音衰减量（dB）$=20\lg\frac{u_1}{u_2}$。

3.3.4 立体声右信道对附加信道串音

3.3.4.1 测试方框图见图3。

3.3.4.2 测试方法

将开关K_1置于R位置，其它同3.3.3.2测试方法。

3.4 使用仪器要求

3.4.1 立体声信道

同GB 4312.1—84中3.2条。

3.4.2 附加信道

附加信道解调器要求：

a. 副载波频率：67kHz±50Hz；

b. 输入阻抗≥2kΩ；

c. 输入电平＞0.3V；

d. 失真≤0.4%；

e. 信噪比＞70dB；

f. 输出电平＋10dB（600Ω平衡）

＋5V（10kΩ不平衡）；

g. 去加重：50μs±1.5μs；

h. 频偏：±4kHz、±6kHz；

i. 频率响应：±0.3dB。

Document generated by Anna’s Archive around 2023-2024 as part of the DuXiu collection (https://annas-blog.org/duxiu-exclusive.html).

Images have been losslessly embedded. Information about the original file can be found in PDF attachments. Some stats (more in the PDF attachments):

{
  "filename": "MTA4MTMyMzQuemlw",
  "filename_decoded": "10813234.zip",
  "filesize": 48772351,
  "md5": "6283b93e09ebf47b2ecc8e49d4f1b625",
  "header_md5": "8a101d3cbc7d56885724b836d0b797d2",
  "sha1": "54969bd529f3f418cf82252d12faffbaa8870886",
  "sha256": "b0c8ea2c06c3887badd6480556cd77ead1d19e181de28e81c8561221a978aee6",
  "crc32": 4264424879,
  "zip_password": "52gv",
  "uncompressed_size": 49376583,
  "pdg_dir_name": "\u2561\u2248\u255e\u2561\u2534\u00f3\u2560\u03c3\u2554\u2219\u2563\u03c0\u2593\u00d1\u255d\u255d\u2569\u2321_10813234",
  "pdg_main_pages_found": 627,
  "pdg_main_pages_max": 627,
  "total_pages": 635,
  "total_pixels": 4366594208,
  "pdf_generation_missing_pages": false
}