

调频立体声广播技术

黄如星 朱桂林 编著



浙江大学出版社



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 音频处理器	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及存储器	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 保护装置的動作配合	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

$$u(t)=U_0\cos(\omega_0 t+\varphi_0) \quad (1.1)$$

U_0 为高频载波电压的幅度;

ω_0 为高频载波的角频率;

φ_0 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

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

$$u_0(t)=U_0\cos\omega_0 t \quad (1.2)$$

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。

$u_0(t)$ 为载波电压瞬时值;

U_0 为载波电压的幅度;

ω_0 为载波的角频率。

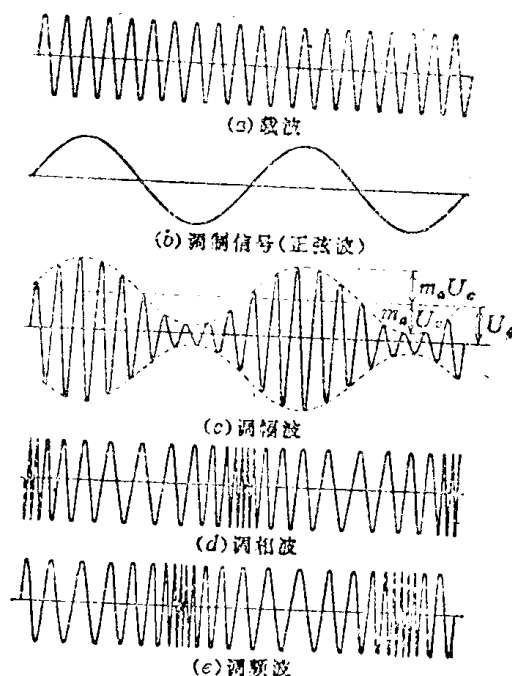


图1.1 三种已调波

于是调幅波可以表示为

$$\begin{aligned} u_a(t) &= (U_0 + kU_\Omega \cos \Omega t) \cos \omega_0 t = \left(U_0 + \frac{kU_\Omega}{U_0} U_0 \cos \Omega t \right) \cos \omega_0 t \\ &= (U_0 + m_a U_0 \cos \Omega t) \cos \omega_0 t = U_0 (1 + m_a \cos \Omega t) \cos \omega_0 t \end{aligned} \quad (1.3)$$

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

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

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

$$m_a = \left[(U_1 - U_2) / (U_1 + U_2) \right] \times 100\%$$

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。

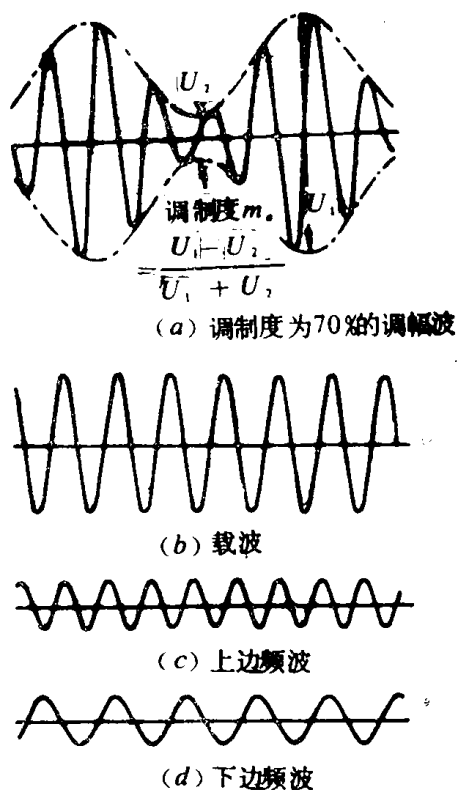


图1.2 $m_a=0.7$ 时的调幅波

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

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

每一个边频分量电流所消耗的功率为

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

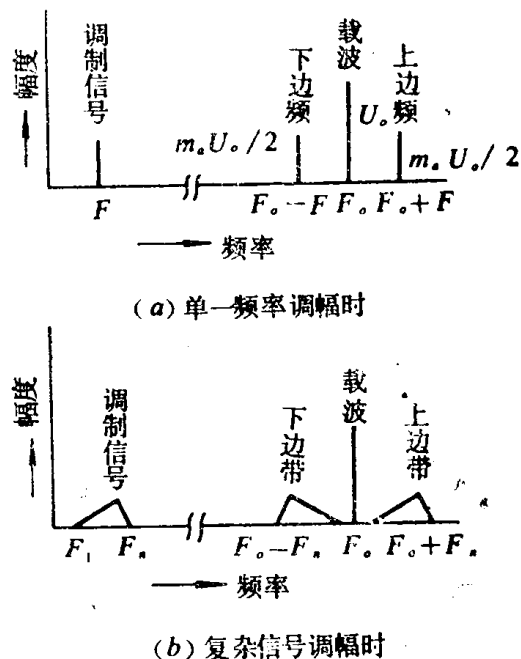


图1.3 调幅波的频谱图

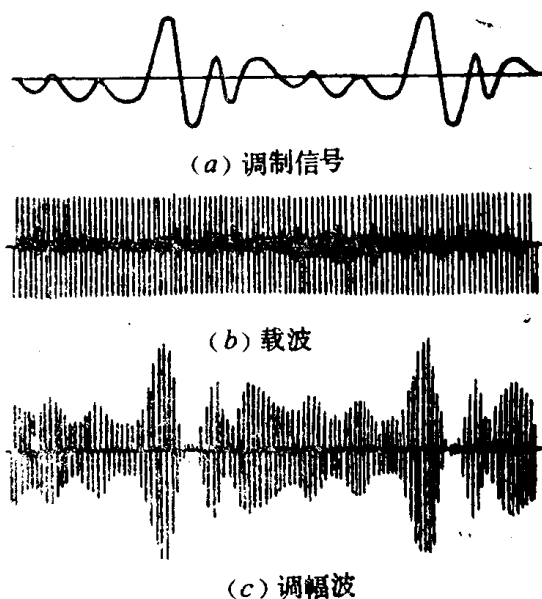


图1.4 复杂信号的调幅波

调幅波电流在音频一个周期内所消耗的平均功率为

$$P_{av} = P_c + 2P_{c\cos B} = P_c + 2 \times \frac{m_a^2}{4} \cdot P_c = (1 + \frac{m_a^2}{2}) P_c \quad (1.7)$$

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

$$\begin{aligned} \omega(t) &= \omega_0 + \Delta\omega(t) \\ &= \omega_0 + k_f u_\Omega(t) \end{aligned} \quad (1.8)$$

式中 $\Delta\omega(t)$ 是瞬时频率相对于 ω_0 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

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

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

$$\varphi(t) = \int_0^t \omega(t) dt = \omega_0 t + \Delta\varphi(t) \quad (1.10)$$

$$\text{式中} \quad \Delta\varphi(t) = \int_0^t \Delta\omega(t) dt = k_f \int_0^t u_\Omega(t) dt \quad (1.11)$$

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

$$\begin{aligned} u_f(t) &= U_0 \cos \varphi(t) \\ &= U_0 \cos [\omega_0 t + k_f \int_0^t u_\Omega(t) dt] \\ &= U_0 \cos [\omega_0 t + \frac{k_f \cdot U_\Omega}{\Omega} \sin \Omega t] \\ &= U_0 \cos (\omega_0 t + m_f \sin \Omega t) \end{aligned} \quad (1.12)$$

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

$$\varphi(t) = \omega_0 t + \Delta\varphi(t) = \omega_0 t + k_p u_{\Omega}(t) \quad (1.13)$$

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

$$m_p = k_p U_{\Omega} \quad (1.14)$$

因此调相波的瞬时表达式为

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

调相波的瞬时角频率应为总相角对时间的导数，即

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

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

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

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

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。

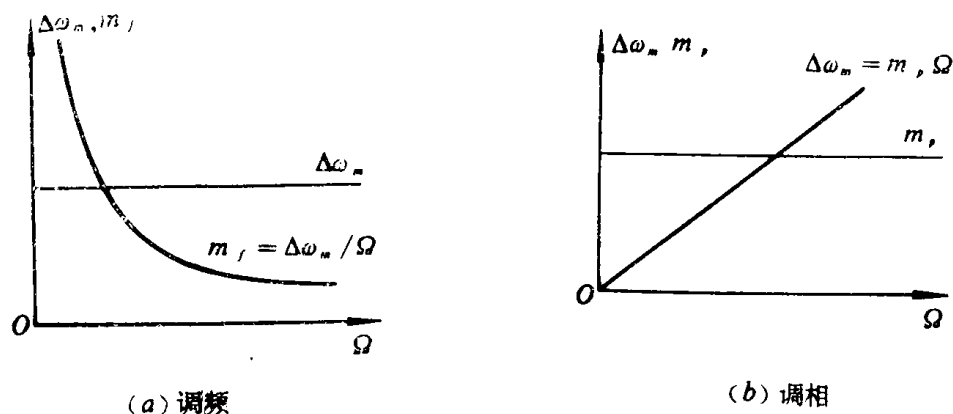


图1.5 最大频移和调制指数随调制频率的变化关系

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：

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

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

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

于是，式(1.18)就可写作：

$$\begin{aligned} u(t) &= U_o (\sin \omega_o t + m_f \sin \Omega t \cos \omega_o t) \\ &= U_o \sin \omega_o t + \frac{1}{2} m_f U_o \sin(\omega_o + \Omega) t - \frac{1}{2} m_f U_o \sin(\omega_o - \Omega) t \end{aligned} \quad (1.19)$$

也就是说, 当 $m_f \ll 1$ 时, 调频波的频谱可以认为由载频 ω_0 和两个边频 (上边频 $\omega_0 + \Omega$ 和下边频 $\omega_0 - \Omega$) 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

$$B = 2F_{\max} \quad (1.20)$$

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

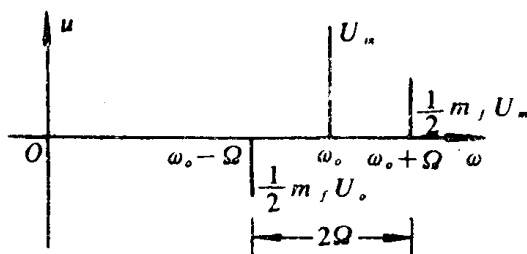


图1.6 $m_f \ll 1$ 时调频波的频谱

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:

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

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:

$$\begin{aligned} u(t) &= U_0 [J_0(m_f) \sin \omega_0 t + 2J_1(m_f) \sin \Omega t \cos \omega_0 t \\ &\quad + 2J_2(m_f) \cos 2\Omega t \sin \omega_0 t + 2J_3(m_f) \sin 3\Omega t \cos \omega_0 t + \dots] \\ &= U_0 [J_0(m_f) \sin \omega_0 t + J_1(m_f) \sin(\omega_0 + \Omega)t \\ &\quad - J_1(m_f) \sin(\omega_0 - \Omega)t + J_2(m_f) \sin(\omega_0 + 2\Omega)t \\ &\quad + J_2(m_f) \sin(\omega_0 - 2\Omega)t + J_3(m_f) \sin(\omega_0 + 3\Omega)t \\ &\quad - J_3(m_f) \sin(\omega_0 - 3\Omega)t + \dots] \end{aligned} \quad (1.22)$$

由式(1.22)可见, 调频波的频谱是由载频 ω_0 和无数对边频 ($\omega_0 \pm n\Omega$) 组成, 其中 n 为任意正整数 $n=1, 2, 3, \dots$ 。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。

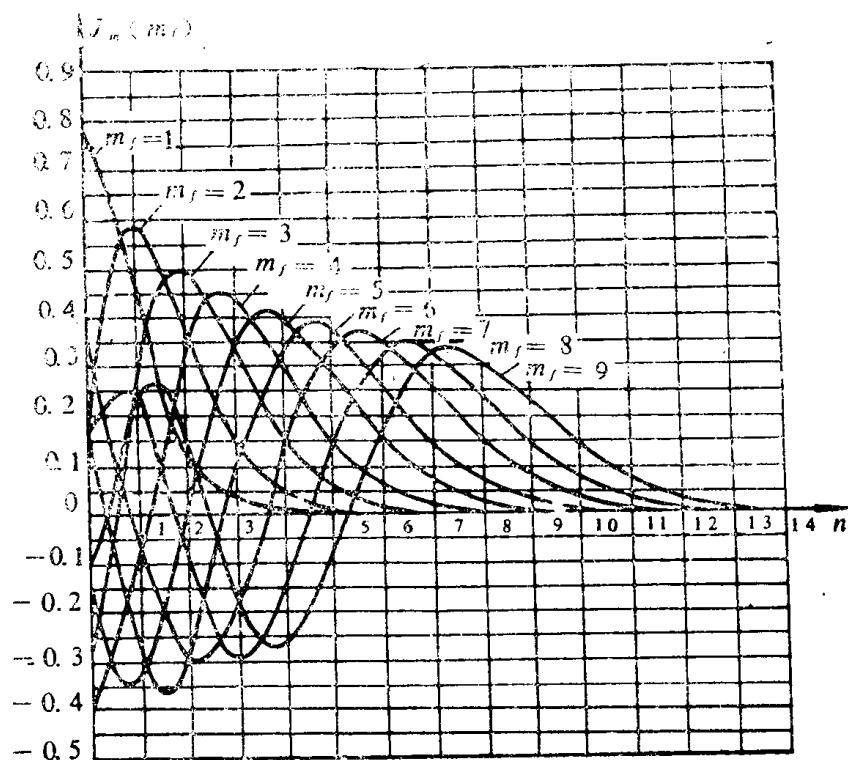


图1.7 贝塞尔函数曲线

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：

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

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 $m_f \gg 1$ ，即 $\Delta f_{\max} \gg F_{\max}$ 时

$$B|_{m_f \gg 1} \approx 2\Delta f_{\max} \quad (1.24)$$