

通 信 与 信 息 系 统 书 系

数字AM·FM与数字卫星广播技术

DIGITAL AM · FM & DIGITAL
SATELLITE BROADCASTING
TECHNOLOGY

李 栋 主编

北京广播学院出版社

数字AM·FM与数字卫星广播技术

DIGITAL AM · FM & DIGITAL
SATELLITE BROADCASTING TECHNOLOGY

主编 李 栋

编著 李 栋 黑 勇 宋庆峰等

数字AM·FM与数字卫星广播技术

主 编：李 栋

责任编辑：黑 勇

封面设计：宋庆峰

出版发行：北京广播学院出版社

（北京）

（邮编：100045）

电 话：64011611

电 邮：bjbb@bjbb.cn

网 址：http://www.bjbb.cn

定 价：10.00元

印 数：10000册

版 次：2000年5月第1版

印 次：2000年5月第1次印刷

印 数：1-2000

ISBN 7-81004-878-1/C·212

5.00元

北京广播学院出版社

F1311/2718

图书在版编目 (CIP) 数据

数字 AM·FM 与数字卫星广播技术/李栋主编. - 北京: 北京广播学院出版社, 2000.7

ISBN 7-81004-879-1

I. 数… II. 李… III. ①调幅-无线电广播系统 ②调频-无线电广播系统

IV. TN934

中国版本图书馆 CIP 数据核字 (2000) 第 67728 号

数字 AM·FM 与数字卫星广播技术

主 编: 李 栋

责任编辑: 唐红梅

封面设计: 恒真设计公司

出版发行: 北京广播学院出版社

北京市朝阳区定福庄东街 1 号 邮编: 100024

电话: 65779405 或 65779140

经 销: 新华书店总店北京发行所

印 装: 中国科学院印刷厂

开 本: 787×1092 毫米 1/16

印 张: 10

字 数: 220 千字

版 次: 2000 年 7 月第 1 版 2000 年 7 月第 1 次印刷

印 数: 1—3000

ISBN 7-81004-879-1/G·518

定价: 18.00 元

版权所有

翻印必究

印装错误

负责调换

前 言

近年来,在声音广播技术领域发生了日新月异的变化。基于数字音频信号数据率压缩技术的突破性的发展和进步,促进了广播电视传输系统的彻底革命,由演播室的数字化扩展到整个传输系统的数字化,由模拟向数字过渡已经开始,全数字化的时代将要到来。

数字音频广播(DAB)是典型代表,它提供 CD 的音质,适合于移动便携机和固定接收,是一种多媒体广播,可工作于(30MHZ—30GHZ)的频段,可以通过地面电缆覆盖。近几年已在欧洲和其他国家与地区得到相当程度的发展。但是大规模的普及与应用则是 21 世纪的事情。

除了 DAB 以外,在声音广播领域中,调幅波段(30MHZ 以下)的数字声音广播(简称数字 AM)近年来也得到发展,虽然目前尚无统一标准,但方向是明确的。在调频波段中,美国也进行了数字声音广播与模拟 FM 共用频道的数字声音广播的试验与研究,我们简称为数字 FM。

本书第一章、第七章集中介绍了近些年出现的数字 AM 和数字 FM 技术。

此外,数字卫星广播技术几年来也得到飞速发展,本书第八章、第十章介绍了国际上出现的数字卫星广播系统 A、系统 B 和系统 D。

本书由李栋主编,书的第一、二、三章由李栋编写,第四章由杨曙辉编写,第五章和第八章由黑勇编写,第六章和第七章由宋庆峰编写,第九章由王翮编写,第十章由李香春编写。全书由李栋统稿。

本书的读者对象是广播系统和电子工业系统的科研与工程技术人员,可供大专院校相关专业师生参考。

由于编著者水平有限,本书错误和不足之处难免,欢迎读者对本书提出批评意见。

编著者

2000 年 1 月于北京

目 录

前言	(1)
第一章 数字 AM 概论	(1)
1.1 调幅信道的特性	(1)
1.2 调幅广播的过去和现在	(1)
1.3 调幅广播面临的挑战与出路	(3)
1.4 数字 AM 战略	(4)
1.5 数字 AM 制式建议	(5)
1.6 全世界需要统一的数字 AM 标准	(9)
1.7 DRM 及其标准	(9)
1.7.1 对 DRM 标准的要求	(10)
1.7.2 DRM 标准能带来什么?	(10)
1.8 关于 DRM 系统的节目类型、声音质量、数据业务和业务信息	(10)
1.9 发射系统	(11)
1.10 接收机与接口	(12)
1.11 频谱	(12)
1.12 数字 AM 发展预测时间表	(13)
1.13 结束语	(13)
第二章 德国电信的单载波系统	(14)
2.1 关于数字调制方案的选择问题	(14)
2.1.1 一般要求	(14)
2.1.2 信道弥散因素	(15)
2.1.3 数字符号的持续期与带宽	(15)
2.1.4 信道参数的关系	(16)
2.1.5 数字传输的应用	(17)
2.1.6 调制方式选择的原则	(17)
2.1.6.1 发射端	(18)
2.1.6.2 接收端	(18)
2.2 数字 AM 广播原理	(19)
2.2.1 AM 发射机改装为数字调制	(19)
2.2.2 I/Q 信号和 $A(t)/\varphi(t)$ 信号的形成	(20)
2.2.3 数据结构	(24)
2.2.4 接收机技术	(26)
2.3 共用一部发射机的多信道广播	(28)

2.4	两个数字发射信道相结合的调制器	(32)
2.5	广播信道中的干扰	(36)
2.6	德国电信的试验发射简况	(37)
2.7	串行系统与其它制式的比较	(37)
2.7.1	与 IBOC 相比	(37)
2.7.2	与多载波系统相比较	(38)
2.8	对德国电信的单载波系统总的评价	(39)
第三章	法国 Thomcast 的 Skywave 2000 多载波系统	(40)
3.1	调制方案及其选择标准	(40)
3.1.1	传输数据率	(40)
3.1.2	信道编码	(40)
3.1.3	调制方案	(41)
3.1.4	波形带宽	(41)
3.1.5	在整个 AM 波段(长、中、短波)采用单一方案	(41)
3.1.6	串行与并行系统接收机复杂性对比	(42)
3.1.7	单载波系统的均衡与多载波系统的保护间隔	(42)
3.1.8	关于峰值系数	(43)
3.2	发射机硬件	(44)
3.3	系统结构	(44)
3.4	信号格式	(46)
3.5	QAM 调制方式	(47)
3.6	格网编码调制(TCM)	(50)
3.7	频率交织与时间交织	(52)
3.8	帧和复数信号的产生及接收处理方法	(52)
3.9	信源编码	(52)
3.10	Thomcast 天波 2000 的演示系统	(53)
3.11	Thomcast 天波 2000 系统现在、将来可能的传输模式	(54)
3.12	对 Thomcast 天波 2000 系统的评价	(54)
第四章	VOA/JPL 短波数字广播系统	(56)
4.1	引言	(56)
4.2	系统设计	(56)
4.2.1	接收机概述	(56)
4.2.2	信号结构	(56)
4.2.3	系统权衡	(57)
4.2.3.1	所需功率与数据率的关系	(57)
4.2.3.2	编码	(59)
4.2.3.3	均衡器的实现	(59)
4.2.3.4	发射机的考虑	(62)
4.2.3.5	大功率发射机接口	(62)

4.3 传输和性能测量.....	(64)
4.3.1 传播结果.....	(65)
4.3.2 性能结果.....	(65)
4.3.2.1 1996 年 10 月的试验	(65)
4.3.2.2 1997 年 5 月的试验	(65)
4.3.2.3 1997 年 9 月的试验	(66)
第五章 中波 IBOC DSB 系统	(68)
5.1 引言.....	(68)
5.2 系统描述.....	(68)
5.2.1 中波 IBOC DSB 系统的声音编码.....	(68)
5.2.2 前向纠错.....	(69)
5.2.3 混合模式.....	(69)
5.2.3.1 频谱.....	(69)
5.2.3.2 使用时间分集混入模拟信号.....	(71)
5.2.4 全数字模式.....	(71)
5.3 中波 IBOC DSB 系统仿真和结果	(73)
第六章 CCETT/TDF 的多载波数字系统	(80)
6.1 引言.....	(80)
6.2 编码多载波传输方案.....	(80)
6.2.1 概述.....	(80)
6.2.2 OFDM 波形	(81)
6.2.3 编码方案.....	(81)
6.3 结论.....	(83)
第七章 FM 带内同频道系统	(84)
7.1 引言.....	(84)
7.2 IBOC DSB 的发展	(84)
7.3 IBOC DSB 可预见的优点	(84)
7.4 系统概述.....	(85)
7.5 干扰分析.....	(88)
7.5.1 $\pm 200\text{KHz}$ 的干扰	(88)
7.5.2 100KHz 信道干扰	(89)
7.5.3 300KHz 处干扰	(90)
7.5.4 主音频信道性能.....	(90)
7.5.5 SCA 性能	(91)
7.5.6 邻近信道性能.....	(93)
7.5.7 立体声副载波解调.....	(95)
7.5.8 干扰概述.....	(98)
7.6 音频编码.....	(99)
7.7 信道编码.....	(99)

7.7.1 信道状态信息和自适应加权	(99)
7.7.1.1 详述	(100)
7.7.1.2 差分检波前统计	(100)
7.7.1.3 实际的 CSI 和检波前加权	(101)
7.7.1.4 CSI 估计算法	(101)
7.7.1.5 统计估计的平滑滤波器	(101)
7.7.2 互补成对的卷积码	(102)
7.7.3 交织器设计	(104)
7.8 工作于时间分集的混合模式	(106)
7.9 工作于混合模式的数字系统的性能	(107)
7.10 带有时间分集的全数字声音广播	(109)
7.11 从模拟到数字声音广播技术的过渡	(110)
7.12 结论	(110)
第八章 数字卫星广播系统 A	(111)
8.1 简介	(111)
8.2 分层模式的应用	(111)
8.3 应用层	(113)
8.3.1 系统提供的功能	(113)
8.3.2 音频质量	(113)
8.3.3 传输模式	(114)
8.4 表示层	(114)
8.4.1 音频信源编码	(114)
8.4.2 音频解码	(115)
8.4.3 音频的表示	(116)
8.4.4 业务信息的表示	(116)
8.5 对话层	(116)
8.5.1 节目选择	(116)
8.5.2 条件接收	(116)
8.6 传送层	(117)
8.6.1 节目业务	(117)
8.6.2 主业务复用	(117)
8.6.3 相关数据	(117)
8.6.4 数据的组织	(117)
8.7 网络层	(118)
8.7.1 ISO 音频帧	(118)
8.8 数据链路层	(118)
8.8.1 传输层	(118)
8.9 物理层	(119)
8.9.1 能量扩散	(119)

8.9.2 卷积编码	(119)
8.9.3 时间交织	(119)
8.9.4 频率交织	(119)
8.9.5 4-DPSK OFDM 调制	(119)
8.9.6 RF 信号的频谱	(120)
8.10 数字系统 A 的 RF 性能特征	(120)
8.10.1 中心载波频率为 226MHz, 高斯信道的误码率(BER) 和载噪比(C/N)关系(在 1.5MHz 内)	(121)
8.10.2 中心载波频率为 226MHz, 瑞利信道的误码率(BER) 和载噪比(C/N)关系(在 1.5MHz 内)	(121)
8.10.3 中心载波频率为 1500MHz, 瑞利信道的误码率(BER) 和载噪比(C/N)关系(在 1.5MHz 内)	(123)
8.10.4 音频业务的有效性	(124)
第九章 数字卫星广播系统 B	(125)
9.1 简介	(125)
9.2 系统概貌	(125)
9.3 系统说明	(127)
9.3.1 发射机	(128)
9.3.1.1 输入接口	(128)
9.3.1.2 音频编码	(128)
9.3.1.3 节目复合	(128)
9.3.1.4 纠错编码	(128)
9.3.1.5 交织	(128)
9.3.1.6 帧同步	(128)
9.3.1.7 插入训练序列	(128)
9.3.1.8 调制	(128)
9.3.2 接收机	(129)
9.3.2.1 解调	(129)
9.3.2.2 帧同步	(129)
9.3.2.3 均衡	(129)
9.3.2.4 训练序列删除	(129)
9.3.2.5 去交织	(129)
9.3.2.6 纠错解码	(129)
9.3.2.7 节目解复合	(129)
9.3.2.8 音频解码	(130)
9.3.2.9 输出接口	(130)
9.4 性能	(130)
9.4.1 AWGN 信道	(130)
9.4.2 卫星信道	(130)

9.4.2.1 时间分集	(131)
9.4.2.2 卫星分集	(132)
9.4.3 单频网	(132)
9.4.3.1 信道模型	(135)
9.4.3.2 均衡器性能	(135)
第十章 数字卫星广播系统 D	(137)
10.1 引言	(137)
10.2 系统概述	(137)
10.3 MPEG Layer3 音频编码算法	(141)
10.3.1 概述	(141)
10.3.2 MPEG-1 Layer 3	(141)
10.3.3 MPEG-2 Layer 3 (半采样率扩展)	(141)
10.3.4 MPEG-2.5 Layer 3 (向极低采样率扩展)	(142)
10.3.5 Layer 3 音频质量现状和改进	(142)
10.4 广播接收机操作和接口	(142)
10.4.1 接收机操作	(142)
10.4.1.1 天线操作	(142)
10.4.1.2 前端滤波	(143)
10.4.1.3 接收机线性引起的限制(IP3)	(143)
10.4.1.4 一个 TDM 载波的调谐	(144)
10.4.1.5 解调	(144)
10.4.1.6 TDM 帧同步	(144)
10.4.1.7 BC 的去复用	(144)
10.4.1.8 FEC 解码 BC :维特比 + 解交织 + R/S	(144)
10.4.2 SCH 功能:业务类型,预约业务	(144)
10.4.3 声音业务的解码	(145)
10.4.4 总体 RF/IF 选择性	(145)
10.4.5 接收机 BER 目标及范围	(146)
10.4.6 增强接收机抗干扰能力的措施	(147)
10.5 链路预算	(147)
10.5.1 处理转发器	(147)
10.5.2 透明转发器	(147)
参考文献	(150)

第一章 数字 AM 概论

1.1 调幅信道的特性

调幅波段包括长波(LF)、中波(MF)和短波(HF),调幅信道的特性在很大程度上取决于频道的宽度。

- LF:信道宽 9KHz,白天和夜间主要靠地波传播,夜间受天波传播干扰轻微。
- MF:信道宽 9KHz 或 10KHz,白天与 LF 相同主要靠地波传播,但传播距离较近;在夜间,地波和天波同时存在,会产生较强的相互干扰;远离发射台的地区夜间可以通过天波进行覆盖。
- HF:信道宽度为 10KHz(DSB)或 5KHz(SSB),靠天波传播,即依靠电离层的反射来传播。电离层是一个分散性的传播媒介,它的特点是多模的和多径的,每个模式(或路径)代表一个特定的群延时、幅度、极化和多普勒频移。

表 1-1 所示是电离层传播参数值的归纳。

表 1-1 电离层的传播参数

参数	平均信道状态	极端信道状态
模式和路径	取决于无线电传输链路的长度, ≤ 8 (适合于 0 ~ -40dB 电平的天波,短距离地波)	
总延时弥散	$\leq 5\text{ms}$	$\leq 8\text{ms}$
在每个路径的延时弥散	若干个 $10\mu\text{s}$	
每个路径的平均多普勒频移	若干个 $1/10\text{Hz}$ $f_d \leq 2.5\text{Hz}$	若干 Hz $f_d \leq 10\text{Hz}$
每个支路的多普勒弥散	若干个 $1/10\text{Hz}$ $\Delta f_d \leq 2\text{Hz}$	若干 Hz $\Delta f_d \leq 5\text{Hz}$

由于上述的传播特性,严重的频率选择性衰落或平坦衰落,常常损害通过电离层传播的信号,因而严重影响传统 AM 广播的接收质量。

需要指出的是,对于移动接收而言,由汽车快速运动而产生的多普勒频移要远小于由于电离层运动(变化)而产生的频移。这与在 30MHz 以上工作的 DAB-T 和 DVB-T 不同,在 AM 波段可以不必考虑车速的影响。

1.2 调幅广播的过去和现在

总所周知,调幅(AM)是一种调制方式。在这种调制方式中,射频载波信号(通常为正弦形)的瞬时幅度受调制信号(音频或视频信号)控制,按照调制信号的瞬时变化规律而成正

比例的变化。现在的长波、中波和短波广播都是采用调幅方式,因此统称为调幅(AM)广播。世界上对公众的调幅广播开始于 20 世纪 20 年代。

调幅广播的工作频段为 150KHz—30MHz,因此,调幅广播又称为 30MHz 以下的广播方式。由于 30MHz 以下的电波传播特性,使调幅广播在很大的服务区内都可以接收到平稳的信号,不会像调频广播那样,由于山岳、高大建筑物等的遮挡而造成覆盖的“阴影区”,不会由其造成的多径传播引起信号失真。当然,调幅广播的覆盖范围广也是有条件的,那就是通常调幅广播的发射机功率都很大。根据覆盖范围的要求不同,发射机的功率大致在 1kw-1000kw 的等级。

调幅广播除了覆盖范围广的突出优点以外,另一个突出优点是接收机简单、廉价。由于采用调幅方式,瞬时高频振荡的包络准确反映了所传送的调制信号,因此,采用包络检波器(二极管检波器)就很容易从已调幅波中恢复出调制信号。

此外,调幅广播既适合于固定和便携接收,也适合于高速移动接收(例如在时速为 1000km 的飞机上)。

鉴于调幅广播的优点,自从它诞生以来,经过长期的发展,技术不断完善,曾经有过辉煌的时期。在调频广播出现以前,在全世界范围内,长、中、短波调幅广播是唯一对公众广播的形式。调频广播出现以后,调幅广播仍然拥有大量的听众,尤其是广大农村地区和边远地区的听众、国外的听众获取信息仍然主要是通过调幅广播。据统计,现在全世界范围内大约有数千座长、中、短波广播发射台,有约 20 亿部调幅收音机,有约 6 亿部短波收音机。

调幅广播也有明显的缺点。这些缺点限制了传统调幅广播的发展。调幅广播的固有缺点是:由于采用调幅方式,广播信号在传输过程中很容易受到干扰,因此,传输质量不高。尤其是短波广播,由于电离层的变化和频率选择性衰落,会严重影响广播质量。再者,由于调幅广播仅使用 10KHz(或 9KHz)的射频带宽,传送的声音信号最高频率只能达到 5KHz(或 4.5KHz),而接收机的带宽实际上只有 2.5KHz—4KHz(取决于接收机的质量等级)。要想增大接收机的带宽,就要以牺牲选择性为代价。因此,不可能指望传统模拟方式的调幅广播有很高的质量,再加上近一、二十年频谱的过度占用,尤其是在短波,同频道、邻频道干扰严重,收听条件日趋恶化。各国对外广播机构为了拥有更多的听众,都不断加大自己的发射功率,超大功率的广播发射台大量涌现,相互干扰更为严重,导致收听条件越来越差,听众对调幅广播的质量越来越不满意。

调幅广播的另一个缺点是业务单纯。传统的典型模式是:一部发射机使用一个载波频率,传送一套单声道声音广播节目。当然,10 多年前出现的调幅立体声广播,只不过是单声道变为双声道立体声,质量提高有限,在全世界范围内并没有得到普及与大的发展。此外,虽然在调幅广播中也出现了类似调频广播中 RDS(广播数据系统)的 AMDS(调幅数据系统),可以传送数据,但由于数据率太低,除德国在进行试验广播以外,在全世界没有得到实际的应用。

现在让我们再回过头来,看一下为了解决调幅广播的质量问题所走过的路程。

在调幅广播中,从 70 年代末就开始,首先追求短波传输质量的改善。那时,建议全世界共同实施单边带广播(SSB),它通过射频传输带宽的减半和没有频率选择性衰落,来解决频谱过度占用带来的问题,提高短波广播质量。同时,单边带广播(SSB)由于载波大幅度被抑制和只传送一个边带,发射机的功率消耗也大为降低,节约能源。为此,许多国家进行了

SSB 实验发射。1987 年,世界无线电行政大会(WARC)决定,从 1991 年起,短波广播要逐步过渡到单边带制,过渡期为 25 年,到 2015 年年底,停止在短波广播中使用普通双边带广播的方式。在过渡期中,为了兼顾使用包络解调的接收机也能收听单边带广播(但质量较差),建议载波抑制量为 -6dB ,过渡期以后为 -12dB 。同时还决定,自 1990 年 12 月 31 日起,以后生产的短波发射机,应具有单边带发射的能力。愿望是好的,然而根据对实验结果的评价,人们得到一个清醒的认识:现有的发射设备改造为单边带运行的费用很高,而实际上可取得的接收质量的改善是相当低的。虽然 ITU(国际电信联盟,过去为 CCIR - 国际无线电咨询委员会)做出了短波广播要改换为 SSB 技术的决议,然而在实际上并没有实施真正的变化。另外,没有能够实施 SSB 的另一个主要原因是没有 SSB 接收机提供给市场或者价格昂贵。

1.3 调幅广播面临的挑战与出路

随着 CD 的问世并得到很快普及,使人们真正感受到什么是高质量的音乐节目,并希望广播电台也能传送到 CD 质量的节目。这种愿望随着 10 年前在欧洲实施的数字卫星广播(DSR),以及后来实施的 ADR(阿斯特拉卫星数字声音广播)而得以实现。利用卫星进行数字广播除了提供 CD 质量的声音广播节目以外,还有比短波更大的服务范围。然而缺点是接收天线必须对准卫星,中间不能有遮挡物,否则接收不到信号。此外,数字卫星广播的接收设备价格较贵,卫星广播的移动接收问题处理起来也比较复杂。

调幅广播继受到数字卫星广播的挑战以后,又受到 DAB 和 DVB 等多媒体广播的挑战。DAB(数字音频广播)既适合于固定接收,也适合于便携接收和移动接收(时速可高达 250km),能提供 CD 质量,能提供大量数据业务,也可以采用地面、电缆及卫星进行覆盖,能以同步网方式运行,节约频谱及功率,但是,DAB 属于 30MHz 以上的广播,工作于 VHF、UHF 和 L 波段(47MHz — 3GHz)。DVB(数字视频广播)虽然其主要业务是传送数字电视节目,但它也属于多媒体广播,也可以传送 CD 质量的声音广播节目和数据业务。

调幅广播受到的另一挑战是世广集团(World - Space)的数字卫星广播系统,该系统现在正在实施中。从 2000 年起,通过共三颗卫星可以向南、北纬 35° 之内的国家提供高质量的数字卫星广播。在发展初期,这种系统的接收机价格大约为 300 美元,若干年后降至大约 100 美元。

此外,利用 Internet 的网上广播也在发展中,虽然现在尚未形成大气候,但不远的将来,将有众多的 PC 机用户通过 Internet 获取信息。

在面临多媒体的挑战中,调幅广播明显处于劣势,不少广播电台难以生存不得不关闭。因此,严肃的问题摆在广播机构、运营者、发射机和接收机厂商的面前: 30MHz 以下调幅波段的广播的出路何在?如何固守和发展利用调幅波段这个阵地?

“山穷水复疑无路,柳暗花明又一村”。现在出路已经找到,那就是模拟调幅广播的数字化——简称数字 AM。也就是说,利用长、中、短波(或称调幅波段)进行数字声音广播。

1.4 数字 AM 战略

按照什么样的思路去实现数字 AM 呢? 这是一个十分复杂的问题。多年来许多广播机构、研究机构和发射机制造商作了大量的工作和实验。

实现数字 AM, 既要考虑现状, 也要考虑未来。尤其是对发展中国家而言。近 10 年来更新了许多大功率、高效率的中、短波发射机, 例如 PDM、PSM 和 DX 系列发射机。这些发射机投入运行时间都不长, 正处于“年富力强”的时期, 如果很快弃之不用实在可惜。若在更换为全新的数字化设备, 经济上也承受不了。因此, 希望增加少量的数字设备, 对原有的现代发射设备稍加改装, 就仍然能高效的发射数字信号。

另一方面, 需要考虑仍然利用现有调幅广播的带宽。传输带宽(射频带宽)直接关系到数字信号的数据率, 而数据率关系到数字 AM 可达到的声音质量和传输能力。除此之外, 利用现有的传输带宽, 很容易实现由现在的模拟 AM 向数字 AM 的平稳过渡, 不存在十分复杂的频率重新规划问题。

关于接收设备的考虑, 最重要的是设备要相对简单(当然要比现在模拟 AM 接收机复杂得多)。因为复杂性和价格相联系, 直接关系到新系统的市场渗透能力和推广应用的速度, 甚至新系统的成败。

最后, 要考虑由模拟 AM 向数字 AM 的过渡问题, 要不失去原有的听众, 就需要一个较长的过渡期。新系统的开发和实施, 要提供由现在的模拟调幅向将来的全数字发射平滑过渡的可能性。关于过渡问题, 可分为两种情况, 即同播和多路广播:

① 同播

使用固定的分配到的频段进行发射的广播电台(主要是中波), 在过渡期中, 仍然使用分得的频道, 同时进行模拟和数字两种发射方式发射。

② 多路广播

利用短波进行远距离大范围覆盖的国家与国际广播机构, 对于大多数时间有限的发射地域来说, 在进行模拟发射的同时, 附加在空闲频道中使用数字技术进行数字 AM 发射。

图 1-1 所示是在过渡期进行同播的示意图。广播机构利用分得的例如 9KHz 频道, 分出一半进行残留边带(VSB)发射, 传送模拟 AM 信号; 另一半信道例如使用 COFDM 技术进行数字 AM 发射。

图 1-2 所示是在过渡期进行多路广播的示意图, 广播机构使用同一部发射机并利用两个广播频道, 同时进行广播, 一个进行模拟 AM 发射, 另一个进行数字 AM 发射。当然, 进行数字发射的邻频道原来应是空闲的, 否则会收到与该邻频道相同频道电台的干扰或干扰处于相同频道的其它业务。

近年来, 国际上关于数字 AM 的实验已经证实了下列问题:

①窄带的数字 AM 方法, 在复杂的传输通道中(例如短波)可以取得广播质量的明显改善。

②现在模拟 AM 发射设备完全可以改装为数字 AM 设备而继续使用。

③模拟 AM 信号和数字 AM 信号可以共用同一部发射机和同一个频道。这样, 原来持有模拟 AM 接收机的听众, 仍然可以收听原来频道的模拟广播; 而持有数字接收机的听众,

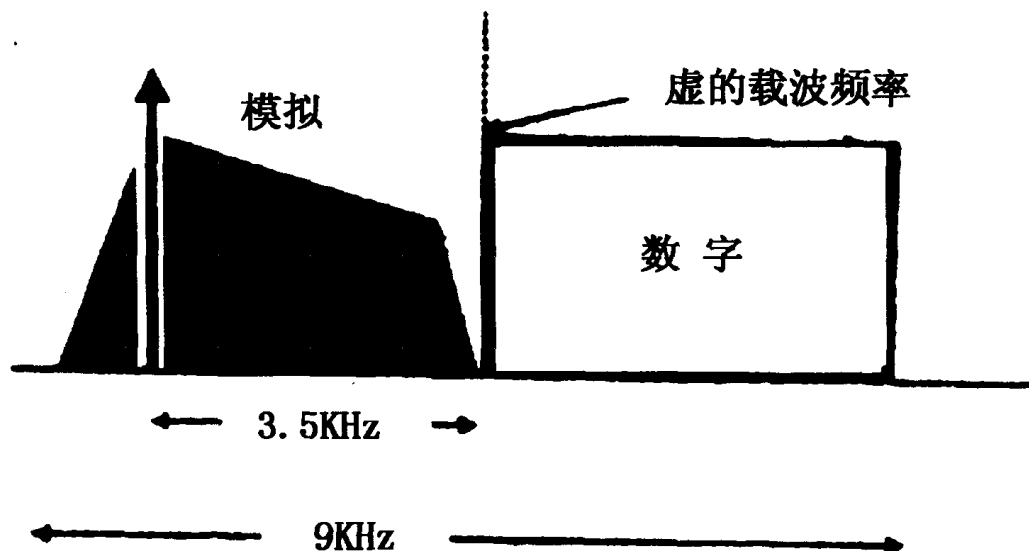


图 1-1 利用一个广播频道同时用于模拟和数字发射

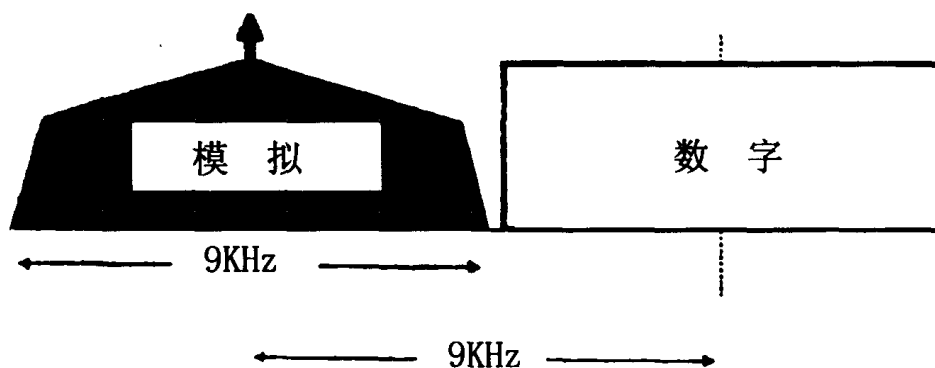


图 1-2 利用两个广播频道,分别同时进行模拟和数字发射

便可以收听具有 FM 质量、无衰落的数字 AM 广播。

1.5 数字 AM 制式建议

迄今为止,世界范围提出了五种不同的数字 AM 系统建议或者说技术方案,它们是:

- ①数字系统 A——美国 VOA/JPL 数字短波系统;
- ②数字系统 B——法国 Thomcast 天波 2000 系统;
- ③数字系统 C——美国中波 IBOC DSB 系统;
- ④数字系统 D——德国电信的数字音乐之波 DMW(或 T^2M 系统,DTAG 系统)
- ⑤数字系统 E——法国 CCETT/TDF 的多载波数字系统。

表 1-2 详细归纳了五种方案的系统特性

表 1-2 30MHz 以下数字声音广播系统特性一览表(1998 年 3 月状况)

系 统 参 数	数字系统 E CCETT/TDF	数字系统 C USADR IBOC	数字系统 A VOA/JPL	数字系统 B SKYWAVE 2000	数字系统 D DTAG
频 谱					
最适用于 LF	yes(地波)		不排除	yes(地波)	yes(地波)
MF	yes(地波 + 天波)	yes	不排除	yes(地波 + 天波)	yes(地波 + 天波)
HF	yes(天波)		yes(天波)	yes(天波)	yes(天波)
带宽选择	复用	18, 20, 30kHz	10kHz	复用	5, 9, 10, 15 ~ 30kHz
与现有范围的兼容	?	满足阶梯型信道掩模规定	yes	yes	yes
带外发射	?	将继续考察	?	与发射机(T_x)有关	与发射机(T_x)有关
SFN 支持	yes	在全数字模式	yes	yes	yes
频谱掩蔽	?	0dBc: ± 5 kHz (模拟) - 35dBc: $\pm 5 \sim \pm 15$ kHz (数字)	10kHz 内矩形	在选择的带宽内为矩形	与 ITU 要求兼容
系统特征 调制/信道编码	Turbo 码— OFDM/IOTA 16, 256	OFDM	M - PSK 或 M - QAM (最多 64)	TCM + Reed Solomon OFDM/ QAM8, 16, 64, 256	单载波 32/64 APSK 调制 卷积编码
混合/同播方式	Yes (DSB 和 VSB)	混合与数字方式, 与模拟完全兼容	No	Yes(DSB 和 VSB)	Yes (IBAC) T^2M
音频编码规定		PAC	G728	MPEG2, Layer3 被确认, 在电路实施中等待 MPEG4	
灵活性	yes	Yes	yes	yes	yes
音频模式					
分级的	Yes, 用 MPEG4	全数字系统	不排除	Yes, 用 MPEG4	yes
立体声	yes	立体声, 在 32 和 48kbps 模式上	不排除	yes	yes
链接(Linking)	yes		不排除	yes	yes

系 统 参 数	数字系统 E CCETT/TDF	数字系统 C USADR IBOC	数字系统 A VOA/JPL	数字系统 B SKYWAVE 2000	数字系统 D DTAG
设备兼容性					
发射机 T_x	Yes, 非最佳	甲、乙、丁类、多相 PDM 发射机兼容, 需要数字激励器	yes	Yes, 任何类型的发 射机, 非线性 T_x 型 升级为最佳全数字 方式	yes
接收机 R_x	Yes(同播)	混合模拟与现有接 收机兼容	N/a	Yes(同播) + 在现有 接收机 R_x 上附加 模块	yes
天线	yes	Yes	yes	yes	yes
捕获时间(R_x)					
最小	0.25S	混合方式立即(模 拟)	1S?	0.5S(同步)	0.04S
最大	5S	全数字方式 0.5S (数字)	5?	263S(短交织解调) 6.6S(长交织解调)	1.0S
比特率(net)					
Min	6kb/s	16kb/s	8kb/s	6kb/s	10kb/s
Max	36kb/s	48kb/s	48kb/s	36kb/s	24kb/s
动态	yes	Yes(全数字), no(混 合)	yes	yes	Yes(未实施)
数据容量					
PAD	yes	Yes	不排除	Yes(数据和/或图 像, 可多至 1/4 可用 比特率)	Yes(未实施)
PID	Yes, 直到全部 比特率容量	Yes	不排除	Yes, 从 1kb/s 直到 全部数据率容量	Yes(未实施)
透明	yes	未计划	Yes	Yes	Yes(未实施)
CA 支持(y/n)	yes	No	不排除	Yes	Yes(未实施)
发射机峰值/平 均值功率比(实 际)	4 ~ 6dB(与工 作模式有关)	约 3dB	4 ~ 8dB(与 工作模式有 关)	4 ~ 6dB	
移动接收(与最 大速度)	Yes(速度无关)	yes, 高于 200km/h	Yes, 无限制	Yes(与速度无关直 到 3km/s)	>1000km/h

系 统 参 数	数字系统 E CCETT/TDF	数字系统 C USADR IBOC	数字系统 A VOA/JPL	数字系统 B SKYWAVE 2000	数字系统 D DTAG
发展状况					
理论研究	yes, 进行中	完成	yes	yes	完成
模拟实验	yes, 进行中	有基本结果, 继续进行实验	yes	yes	yes
样机硬件	在开发中	在开发中	yes	yes	yes
开路实验	no	98 年	Yes, 10/96, 5/97, 9/97	yes	yes

在这五种方案中, 大体上可分为两类:

① 单载波串行传输系统

属于这种系统的有数字系统 A、D, 使用单个载波, 进行多状态数字调相(MPSK, $M \geq 4$)或多个状态调幅调相(APS—幅度相移键控, 例如 64APSK)。

图 1-3 所示是单载波方法的原理图。为了简单起见, 以 16APSK 为例。

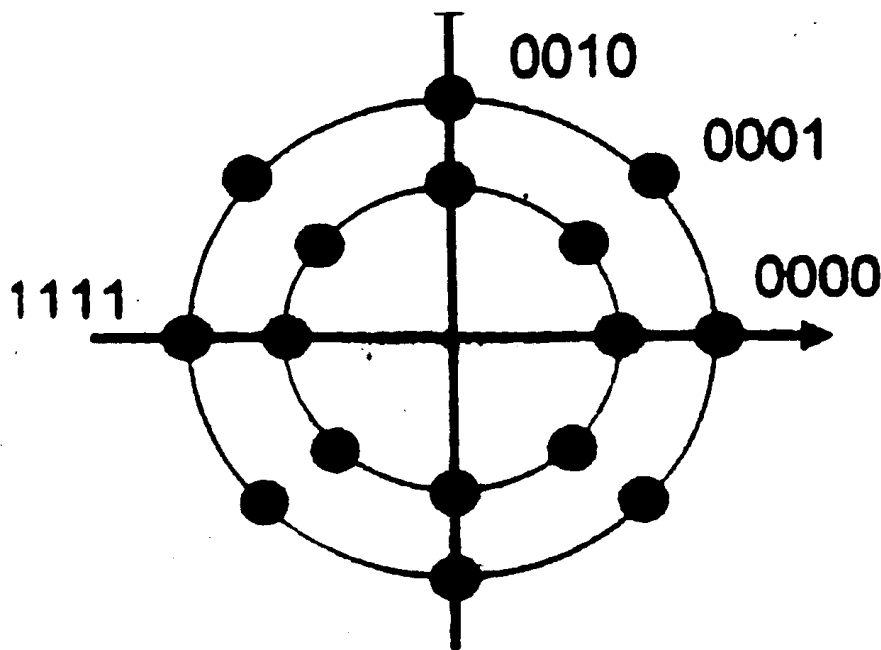


图 1-3 单载波方法原理图(以 16APSK 为例)

在这种方法种, 一个载波进行 16 状态的幅度和相位调制。在 9KHz 的射频带宽内, 可以传送 24kb/s 的有用(净)数据率, 音频编码采用 MPEG 4, AAC(先进音频编码)方法。传送的声音信号的带宽可以大于 9KHz。

串行传输的突出优点是: 数字 AM 发射时, 仍然可以保持模拟发射时的高效率。但是, 缺点主要是接收机需要进行均衡, 以消除符号间干扰。

② 多载波并行传输系统

属于这种系统的有数字系统 B、C 和 E, 采用 DAB 中使用的 COFDM 方法, 利用多载波宽带系统同时传送数据, 而每个载波采用低速率的 QPSK 调制。

图 1-4 所示是多载波系统每个载波进行 QPSK 调制的原理图(但通常使用 16QAM 或 64QAM, 详见后文)。

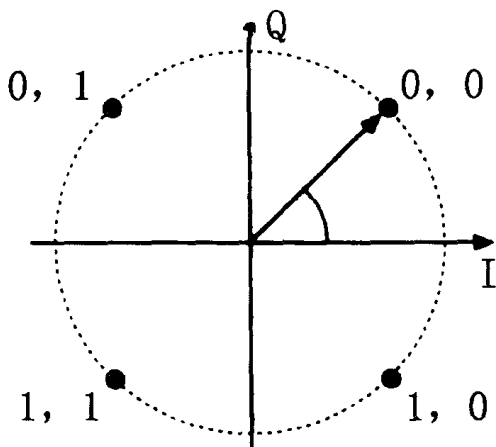


图 1-4 每个载波进行 QPSK 调制原理图

在这种系统中, 每个载波的每个相位状态代表 2 比特, 例如共使用 184 个载波, 在 9KHz 的射频带宽内, 可传送 24kb/s 的有用(净)数据率, 音频编码采用 MPEG 4, AAC(先进音频编码)方法。音频带宽可以大于 9KHz。

多载波系统的突出优点是抗干扰能力强, 接收机不须均衡。但是, 缺点是发射机的峰值系数较高, 对发射机非线性校正要求较高。

1.6 全世界需要统一的数字 AM 标准

调幅广播是世界性的广播, 尤其是短波广播, 使用统一的标准, 并进行世界统一的短波频率规划和分配。这样做既保障有良好的“空中”秩序, 又拥有广大的听众。调幅接收机带到哪里都能使用。

当模拟调幅广播将要向数字 AM 广播过渡的时候, 提出了前面曾经介绍过的多种技术方案或制式。但是, 无论是数字 AM 系统建议的提出者, 还是广播机构、发射机和接收机制造厂商乃至听众, 都希望全世界有一个统一的数字 AM 制式和标准。大家共同认识到, 研究和实施不同的互不兼容的发射系统, 例如像在 30MHz 以上频段上地面发射或者通过卫星发射的数字声音广播方式(DSR、ADR、DAB 等)那样, 各有各的互不兼容的制式的局面, 在调幅波段广播中不应再发生。

此外, 世界统一的制式与标准, 也是廉价接收机这类大众消费电子产品的前提条件。

1.7 DRM 及其标准

为了选择合适的统一的数字 AM 系统, 1998 年 3 月在中国广州成立了世界性数字 AM

广播的组织 DRM(Digital Radio Mondiale)。当时有 20 个成员,分别代表不同的机构签署了共同合作的一个备忘录,该备忘录于 1998 年 9 月 10 日生效。到 1998 年底,有 30 多个成员签字。在这期间,DRM 也成为 ITU 广播分部的成员。DRM 期望能顺利地进行数字 AM 世界范围标准化和实施。

1.7.1 对 DRM 标准的要求

- ①应是一个唯一的世界范围有效的标准;
- ②在标准化实施之前要经过大规模的实验;
- ③一个公开的谁都可以使用的标准;
- ④一个允许将来也可以继续发展的标准;
- ⑤在 30MHz 以下的广播和数据业务都可以使用。

1.7.2 DRM 标准能带来什么?

在前面提出的对标准的总体要求的基础上,实施新的 DRM 标准应满足下列可能性:

- ①接收质量和声音质量明显改善;
- ②短期的市场渗透;
- ③物美价廉的接收机;
- ④接收机操作简单、方便;
- ⑤长、中、短波发射都能使用;
- ⑥对于将来的进一步改善来说,系统是开放的;
- ⑦对于从模拟向数字技术过渡来说,花费是可以接受的;
- ⑧声音信号可以附加传送数据;
- ⑨新的数据业务的传送。

因此,DRM 标准不是一次性确定、永久使用而不允许发展的标准,DRM 标准应该是发展的,它应该利用数字技术通过新的压缩编码方法不断改善的优点。因此,相对窄的 9KHz 或 10KHz 射频传输信道的带宽才有可能用于传输高的数据率和新的业务。

最终的 DRM 系统具有高度的灵活性,不论是为广播机构还是为网络运营者都能提供各自需要的频谱的最佳利用。传播、质量和附加信息都被考虑。数据业务可以是与节目有关的数据业务(PAD)也可以是纯数据业务。

1.8 关于 DRM 系统的节目类型、声音质量、数据业务和业务信息

DRM 系统除了纯声音信号外,也可以提供传输关于正在进行的发射、广播机构或替换发射等节目伴数据(PAD)的可能性。PAD 和服务(业务)信息(SI)已经在 DAB 和 DVB 中得到应用。因此对于广播机构来说这是很重要的,将相同的数据也可以用于 DRM 发射而不必重新产生。

将来,使用 DRM 标准也可以实现多媒体广播,这已经通过传送彩色图片得到证实。但是由于数字 AM 窄的传输信道,其能力要比 DAB 差得多。DRM 标准有可以提供远距离、大范围接收的优点。DRM 接收机可以辨认提供的信道的类型并自动进行调整。

DRM 标准的一个最重要的成效是声音质量的明显改善。如果使用刚制定出的 MPEG4 声音编码标准,那么音频信号的带宽要比现在可达到的高,可达到大于 9KHz。与现代的频带扩展技术相结合,声音质量甚至可以达到 FM 单声道广播的质量。

由于语言节目的特殊化,在进行数字编码时,可能有不利的影响,这在制定 DRM 标准时也要考虑。将来的音频压缩方法的可能的改善应该只在发射端实施,而不需要对接收机动任何手术。作为一种选择,另外一种可能的系统质量改善,可能是使用新一代的接收机。在市场上的现有接收机应能继续使用,但不会带来系统改善的好处。

系统听任广播机构而用于单声、立体声或双声道信号而不需要改动接收机,因为它自己可以自动的调整于当时的信号类型。同样,广播机构也可以自己灵活地确定对音频、PAD 和(或)数据业务的数据率的分配,以小的步级使当时的应用达到最佳化应该是可能的。

DRM 系统在实施时已经做好了这样的准备,即在将来的某个时候可以达到更高的数据率,直到那时候,市场上存在的接收机仍然可以继续使用。

DRM 系统使数据和信息的发射、接收和显示成为可能。确定的接收机型,提供数据存储和在以后的某个时候再进行显示或者传给一个 PC 机的可能性。这种业务应该可以用于图形、静止图像、HTML(超文本标记语言)页、对确定接收机的传送以及发射时间表信息。为此,可能需要有条件接受或对内容的加密。

DRM 系统如同 DAB 和 DVB 系统一样,提供业务(或服务)信息(SI)是可能的。这种信息使系统的使用价值和操作的舒适方便性大大提高,而这在模拟系统中是不可能的或者可能性要受到很大的限制。下面列举一些有重要意义的一些 SI 数据,在将来系统发展的进程中,SI 数据还可以得到扩展:

- (1)使用最多 8 个符号的业务名;
- (2)使用最多 16 个符号的节目名;
- (3)可以提供的业务(音频、数据、HTML 等)的简称;
- (4)使用最多 64 个符号以电文的形式传送,用来说明节目类型(新闻、流行音乐、文化、宗教等);
- (5)发射的节目的语言说明;
- (6)在双声道广播的情况下,说明两种语言;
- (7)播出相同节目和有相同服务区的替换频率的说明;
- (8)现实显示的日期和时钟时间;
- (9)下一个广播节目的说明或告知听众替换别的发射;
- (10)接收数据的翻译,将其转换为所希望的语种在显示器上显示。

1.9 发射系统

DRM 系统相对于 DAB 和 DVB 能提供另外一个优点,那就是现已存在的现代结构型的发射机,只需要相对低的花费,就可以改装成数字发射系统。这些发射机在短的时间内可以在模拟和数字两种标准进行切换。

发射机的输出功率可以出于节能的目的或出于改善业务的可靠性的目的而变化,没有效率的变差。如果要保持与模拟 AM 有相同的覆盖区,数字 AM 广播时就可以将发射机输

出功率大大降低;如果保持发射机的输出功率不变,那么覆盖范围将得到扩大,原有服务区中的业务可靠性将大大提高。

由现在的模拟 AM 发射机改造而成的数字发射系统或者新的数字发射系统,运行费用都会比模拟系统低。数字发射的信号质量始终会在发射机上显示。

可以预料,发射机输出端以后的设备,例如阻抗变换网络、馈线、天线开关和天线完全不需要任何改动就可以继续使用。当然,数字系统要遵守 ITU 关于谐波和带外发射的规范。

1.10 接收机与接口

接收机对 DRM 系统的市场成效有十分重要的意义。接收机应该是简单的和操作容易的,在理想情况下应该能实现对广播机构和所希望的节目进行识别。例如可以用 DW-DP 这个简称,一个数字接收机应该能够收听德国之声的德语节目,而与接收机在何处使用无关,与正在发射的什么频率无关。只要能接收到带有 DW-DP 这个识别信号的一个频率,接收机会自动的调谐到该频率上,这样,就可以取消向听众传送关于发射频率变动的信息。

现今的接收机价格根据档次的不同大约几十美元到几百美元。新的数字接收机具有与模拟相同的带宽,但大体上来说要贵一些。在实施数字技术的初期提供低价位的接收机,根据市场的接受程度,以后再将具有多媒体应用附加功能的价钱贵的接收机投放市场。同时,在对价格——功能比的要求方面,DMR 接收机也应考虑区域性的差别。

在由模拟到全数字发射的过渡期内,新的 DRM 接收机应该能够接收两种系统的发射。现有的模拟接收机通过一个附加器到底怎样可以接收数字发射,还要进行实验。DRM 标准也应该在新的 DAB 接收机中一体化,以便可以在移动接收本地性、地区性和国际性节目时可以利用数字技术的优点。

在发展中国家,大部分接收机应该更换。要考虑购置费用、接收机的耗电、电池的价格等因素。因此,DRM 标准考虑低耗电的便携接收机。为此,作为一种选择,也可以考虑使用太阳能电池和用发条机械装置开动的最小的发电机。

由于数字系统提供数据传输的新的可能性,因此,DRM 系统提供了定义用于通信网络的接口,通过这种接口,数据例如继续传送给 PC 机并可以在那里进行处理。

1.11 频谱

DRM 标准的实施可以在已经分得的频率范围内进行,不需要附加的频谱。从原理上说也可以保持同样的频道分配,即使对于过渡时期来说,一个宽的信道间隔也能同时提供用于模拟和数字发射。现在已经停止的在短波段的频带扩展,也应该可以用于 DRM 标准。

如果数字发射代替模拟发射,那么同频道干扰和邻频道干扰应该会比较低的或者最多一样强。数字信号与模拟信号相比,对干扰应该是明显不敏感。

通常实际的使用是许多发射机以相同的频率在近似相等的服务区中传送相同的节目,也就是进行同步广播,这对于数字标准来说也应该是可能的。这种同步广播方式改善了频谱的经济性。

1.12 数字 AM 发展预测时间表

在本文的第四部分曾经介绍过提出了五种数字 AM 系统方案。在这五种方案中,笔者认为最为成熟的是德国电信的 DTAG 系统和法国 Thomcast 的天波 2000 系统(Skywave 2000)。

现在,DRM 实际要考虑的建议只有三个,除了上面提到的两种数字系统 B 和 D 外,还有数字系统 A(美国之音/喷气推进实验——VOA/JPL-B)。数字系统 E(法国 CCETT/TDF)与天波 2000 系统类似,只是信道编码进行了改进,将被 Thomcast 公司采纳,因此数字系统 E 归入系统 B。关于数字系统 C(美国中波 IBOC DSB 系统),不被 DRM 考虑,即新的 DRM 标准不应用 IBOC(带内同频道),它将在以后的某个时候同 DRM 建议一起在相应的 ITU-R 研究小组中处理。

在起草建议前,所有的方法都要首先经过计算机模拟,然后通过现场实验使之最佳化。

据 DRM 组织的计划,由 DRM 向国际电联提交关于数字 AM 发射系统的建议期限为 1999 年 10 月,而世界范围的技术标准由国际标准化组织(ISO)最终通过还需要 2 年,即到 2001 年才能完成。然后接收机厂商才能够根据标准组织样机生产,而发射台运营者开始与模拟发射一起同时进行数字节目发射,估计需要 15~20 年的过渡期,直到全数字化的数字 AM 系统在全世界范围内建立起来为止。模拟节目发射起码也需要同样长的时间,直到模拟发射机的一大部分得到更新改造或现代化为止。在此之后,新的 DRM 接收机也应该在足够广泛的范围内应用。

1.13 结束语

数字 AM 技术,特别对第三世界来说有重要意义。我国采用中、短波进行广播覆盖目前仍然是主要手段。我国国际台、中央台和地方台拥有大量的 50KW~600KW 的现代中、短波发射机,这些发射机投入运行的年限都较短,大多数都是采用新的调制技术或被改造为新的调制技术,都有较高的效率,都可以再改造为数字 AM 发射机,有广阔的应用前景。

数字 AM 可以继续保持模拟 AM 的优点,是具有高的声音质量的多媒体广播方式之一,使最古老的调幅波段这个阵地重新焕发出活力。

第二章 德国电信的单载波系统

德国电信(Deutsche Telekom)提出的单载波串行数字 AM 系统,最初称为数字音乐之波(DMW),后来经过与 Telefunken 公司共同开发,产生出 T²M(Telekom/Telefunken Multicast)系统,后来作为向 DRM 提交的建议书,这种单载波系统又以德国电信通用公司的简称 DTAG 来命名。

2.1 关于数字调制方案的选择问题

2.1.1 一般要求

在 AM 波段,可以考虑使用两种不同的调制方法:

- 多载波(OFDM:Orthogonal Frequency Division Multiplex—正交频分复用)调制
- 单载波调制

在总的速率相同的情况下,需要的数字调制的调制状态数,与使用单载波方法还是多载波方法没有关系。

不论是单载波还是多载波,数据率、符号率与调制的状态数之间的关系都可以用下式表示:

$$\begin{aligned} \text{数据率(b/s)} &= \text{总符号率 km} \cdot \text{比特数 n/符号} \\ &= \text{载波数 k} \cdot \text{每载波符号数 m/秒} \cdot \text{比特数 n/符号} = k \cdot m \cdot n(\text{b/s}) \quad (2-1) \end{aligned}$$

如果单载波系统与多载波系统的总符号率与总数据率都相等,那么,每个符号的比特数也应相等,在实际处理时,通常仅要求总数据率相等,即 $k \cdot m \cdot n$ 的乘积相等,这样,两种系统才会有同样的传输能力。

决定载波调制状态数的是每个符号的比特数 n , 状态数 $= 2^n$, 例如 $n=2$, 每个载波的调制状态数 $= 4$, $n=6$, 每个载波的调制状态数为 64。

如果为单载波系统和多载波系统选择合适参数,那么在信道中有衰落的情况下,都会表现出良好的传输特性。这也意味着两种方法都允许“单频网(SFN)”发射。在 SFN 运行方式下,接收机辨别不出比一个原始的直达信号晚到的信号是来自于反射波,还是来自远处的 SFN 中的另一个发射台。应指出的是,9kHz 或 10kHz 的 AM 信道带宽,仅能提供传输几十个 kb/s 的数据率。如果我们要求数字方法与现有的信道间隔兼容的话,由于 LF、MF(9 或 10kHz 宽)和 HF(10 或 5kHz 宽)不同的信道间隔与不同的时延弥散,会有不同的调制方法。

如果尚未采用 MPEG4 信源编码标准,而基于 MPEG2 低取样频率低比特率编码方法的第三层,那么数字声音编码器提供大约 20~24kb/s 的净数据率。如果要为 LF、MF 和 HF 波段提供 9kHz 的有效射频带宽,那么就要求调制方法的频谱利用率大于 $(3\text{b/s})/\text{Hz}$ 。对于 HF 波段来说,如果要求 5kHz 的有效带宽,那么就要求频谱利用率大于 $(5\text{b/s})/\text{Hz}$, 这

样才能保证与在 LF 和 MF 频段有相同的声音质量。

取决于所选择的滤波器的滚降系数、信道编码器的编码率、数据帧结构和保护间隔等参数,单载波方法或多载波方法要求至少 32~64 个调制状态。

在多载波方法(COFDM)中,要求由每个载波形成的子信道要足够的窄(即载波间隔小),窄到在子信道中的衰落是与频率无关的(称之为平坦衰落),由此来确定载波数量。在这种方法中,由信道中具有很大幅度的最长的反射波确定 OFDM 符号的保护间隔。

在单载波方法中,要求对信道中出现的频率选择性衰落进行均衡,均衡器必须有很多级,包含具有很大幅度的时间最长的反射。均衡器中的级数取决于反射持续期与符号持续期之比。如果发射信道的带宽窄,符号持续期就长。

2.1.2 信道弥散因素

为了更完善地选择调制方案,还要考虑信道的频率选择性和时间选择性,即要考虑传递函数是随频率和时间变化的。

地面无线电信道会受到多径效应的影响,在时域中可以通过反射波来表达,而在频域中会发生衰落,这种衰落可以是选择性或非选择性的,取决于信道的带宽。由于产生多径的散射体是瞬时变化的,因此会出现多径弥散效应。散射体变化的速度导致多普勒效应。

通过以上的讨论可知:一个数字信号,即一个符号,应以下列条件为基础:

- ①带宽如此的窄,以致于衰落表现为非选择性或平坦,此时的信道为非选择性信道;
- ②符号期足够的短,这样,在一个符号期内,信道的参数可以认为是固定的,即时不变的。

如果上述条件是可以满足的,信道称为非频率选择性、慢衰落,在这种情况下,符号的检测或解调相当简单,不需要进行均衡。

2.1.3 数字符号的持续期与带宽

在数字基带传输开始时,符号有矩形形状 $\Pi(t)$,其频谱有 $\sin(x)/x$ 形状,所以这些符号的带宽很宽,理论上为无穷大。由于 $\sin(x)/x$ 的旁瓣以 $-20\text{dB}/10$ 倍频程的斜率减小,因此,为了限制带宽,符号的整形是必要的。

整形使用高斯曲线。由于高斯时间函数 $S(t)$ 的傅立叶变换是一个具有高斯形状的频谱 $S(\omega)$,我们得到:

$$S(t) = e^{-\pi(t/2t_m)^2}; S(\omega) = \frac{\pi}{\omega_m} e^{-\pi(\omega/2\omega_m)^2}; t_m \cdot \omega_m = \pi/2 \quad (2-2)$$

式中 $S(t)$ 和 $S(\omega)$ 表示傅立叶变换对, ω_m 是一个矩频谱的角频率,像高斯频谱那样,具有相同的取值范围, t_m 是与高斯符号有相同取值范围的时间函数 $\Pi(t)$ 的自变量。带宽 $2\omega_m$ 和持续期 $2t_m$ 有下列关系:

$$2t_m \cdot 2\omega_m = 2\pi \quad (2-3)$$

由于

$$S(2\omega_m)/S(0) = S(2t_m)/S(0) = e^{-\pi} = 0.0432 \quad (2-4)$$

它仅约为最大值的 4%,因此, $4\omega_m$ 可以考虑作为符号的带宽 B_s (以弧度/秒计),而 $4t_m$ 作为符号的持续期 D_s 。

根据式(2-3)我们得到:

$$B_s \cdot D_s = 8\pi \quad (2-5)$$

式(2-5)称为符号的时间——频率面积,它可以看作是时间——带宽乘积的特殊形式, $B_s \cdot D_s$ 表示高斯符号整形的尺度。

高斯函数经常以不同的方式给出,以方差 σ^2 作为参数。

$$S(t) = e^{-\pi/(t/2t_m)^2} = e^{-(t/\sqrt{2}\sigma_t)^2}$$

$$S(\omega) = \frac{\pi}{\omega_m} e^{-\pi/(\omega/2\omega_m)^2} = \frac{\sqrt{2\pi}}{\sigma_m} e^{-(\omega/\sqrt{2}\sigma_\omega)^2} \quad (2-6)$$

可得到下述关系:

$$t_m = \sqrt{\pi/2} \cdot \sigma_t; \omega_m = \sqrt{\pi/2} \cdot \sigma_\omega$$

$$\sigma_t \cdot \sigma_\omega = 1; t_m \cdot \omega_m = \sigma_t \cdot \sigma_m \cdot \pi/2 = \pi/2 \quad (2-7)$$

对于时间函数(符号长度)为 $7.06\sigma_t$ 的总的长度来说,舍位误差近似为 2×10^{-3} 。以此来定义,我们得到时间频率面积 $tfa_{\text{高斯}}$:

$$tfa_{\text{高斯}} = B_s \cdot D_s = 7.06\sigma_\omega \times 7.06\sigma_t \approx 50 \quad (2-8)$$

对于其它的符号波形来说, B_s 与 D_s 的乘积将变大。因此, $B_s \cdot D_s = 2\pi \times 4 = 8\pi$ 或 $2\pi \times 8 = 16\pi$ 可以分别作为在给定舍位误差的最小值。

2.1.4 信道参数的关系

为了得到非频率选择和低衰落的信道,有必要使平坦衰落信道带宽 $(\Delta f)_c$ (信道的相对带宽)大于符号带宽 $B_s/2\pi$, 以及相关时间 $(\Delta t)_c$ 长于符号持续期 D_s 。这两个条件必须同时满足,它们的乘积相当小是不够的。

用相关方法测量出的多径传播函数或多径强度分布函数 $\varphi_c(\tau)$ 有一个持续期 T_m 。对 $\varphi_c(\tau)$ 进行傅立叶变换得到间隔频率相关函数 $\varphi_c(\Delta f)$, 由此得出信道的相关带宽 $(\Delta f)_c$ 。频率间隔大于 $(\Delta f)_c$ 的两个正弦波受信道的影响是不同的。

从傅立叶变换得到如下结果:

$$(\Delta f)_c \approx 1/T_m \text{ 或 } (\Delta f)_c \cdot T_m \approx 1 \quad (2-9)$$

由于无线电信道还是时间可变的(全部的和局部的散射体),其结果导致多普勒效应,产生多普勒频移。多普勒频谱 $S_c(\lambda)$ 可以测量,它的带宽 B_d 称为信道的多普勒弥散。多普勒功率谱的傅立叶变换是弥散时间相关函数 $\varphi_c(\Delta t)$, 由它确定相关时间 $(\Delta t)_c$ 。相关时间定义了信道具有相同表现行为的时间,两者又通过傅立叶变换建立联系:

$$(\Delta t)_c \approx 1/B_d \text{ 或 } (\Delta t)_c \cdot B_d \approx 1 \quad (2-10)$$

信道参数 $(\Delta f)_c \approx 1/T_m$ 与 $(\Delta t)_c \approx 1/B_d$ 并不表明相应的相关函数或功率谱在这段时间或这段频率内是恒定的值。相反,其值是从 $a \approx 100\%$, 到周期结束时下降至一个相当小的值。如果信道参数近似满足非频率选择性和缓慢衰落,那么,符号带宽 $B_s/2\pi$ 要窄于信道的相关带宽 $(\Delta f)_c$, 在相同的时间内,符号的持续期 D_s 要窄于信道的相关时间 $(\Delta t)_c$:

$$B_s/2\pi < (\Delta f)_c \approx 1/T_m \quad (2-11)$$

$$D_s < (\Delta t)_c \approx 1/B_d \quad (2-12)$$

信道弥散系数(csf)为:

$$csf = T_m \cdot B_d = \frac{1}{(\Delta f)_c (\Delta t)_c} \ll 2\pi/B_s \cdot D_s = 2\pi/tfa_{\text{高斯}} = 0.125 \sim 0.25 \quad (2-13)$$

对于高斯符号成形来说,信道弥散系数远小于 $0.125 \sim 0.25$ 。

2.1.5 数字传输的应用

如果满足公式(2-11)、(2-12)、(2-13)的条件,接收机不需要均衡就可以进行数字传输,但是还没有说明可传送的数据率或符号率分别是多少。对于给定的数据率而言,需要同时使用许多这样的信道。因此,选用 OFDM 这种多载波并行传输系统。

对于单载波串行系统而言,情况有所不同。首先,符号期 D_s 足够短是没有问题的;但是另一方面符号带宽 $B_s/2\pi$ 是大的,这就不能满足公式(2-11)的条件。因此,应使用均衡,这种均衡要跟随信道的特性。

对于中波和长波信道来说,假定是 $T_m = 2\text{ms}$ 的多径传播和 $B_d = 1\text{Hz}$ 的多普勒弥散;对短波来说假定 $T_m = 8\text{ms}$,而 $B_d = 2\text{Hz}$,我们得到下表:

表 2-1 多径传播的参数

参 数	T_m	B_d	$(\Delta f)_c$	$(\Delta t)_c$	$T_m \cdot B_d$
MF·LF	2ms	1Hz	500Hz	1S	2×10^{-3}
HF	8ms	2Hz	125Hz	0.5S	1.6×10^{-2}

与公式(2-13)相比较可知,满足高斯波形符号整形的 $csf \ll 0.125 \sim 0.25$ 的要求。

在 OFDM 情况下, $\Pi(t)$ 形在一个定义范围在变换中相应于 $\sin(x)/x$ 波形,这不会产生 $T_m \cdot B_d$ 最小值。如果假定高斯符号整形有相同的误差,很容易计算出此时的 tfa_{OFDM} 约为单载波时的 8—80 倍,这意味着 csf 远小于 $3 \times 10^{-2} \sim 1.5 \times 10^{-3}$ (即 $0.25/8 \sim 0.125/80$) 的条件不再满足。因此,对于这种应用来说,系统不能达到它的最佳性能。

对于具有等回波幅度的反射信道来说, $(\Delta f)_c$ 是两个相邻的下凹曲线之间的距离。为了使信道带宽 B_{ch} 内具有接近平坦的衰落,应使 $B_{ch} \approx (\Delta f)_c/10$ 。对于 9KHz 带宽的 LF 和 MF 信道而言,这意味着 180 个副载波;对于 10KHz 带宽的 HF 信道而言,这意味着 800 个副载波。

2.1.6 调制方式选择的原则

有多种多样的数字调制方式,在考虑发射端和接收端要求的所有边界条件下,应折衷选择最有利的调制方法。

首先衡量,是用单载波还是多载波方法(COFDM,编码正交频分复用)有利。此外,还要考虑,在相应的花费下这两种方法的功能是否正常。两种方法也应有“单频网”能力,因为这是数字调制的一种特性。众所周知,DAB 和 DVB 使用多载波方法,GSM(移动电话)使用单载波方法。

在选择调制方法时要考虑以下几方面:在发射端的花费和复杂性;在接收端的花费和复杂性;广播信道的带宽;在广播信道中的干扰;接收机的同步能力和快速性;接收机切换到替

换频道的特性。

2.1.6.1 发射端

从发射机方面考虑,选择单载波方法比较有利,有以下诸方面原因:

a、与多载波方法比较,单载波方法有很小的峰值系数。大的峰值系数意味着峰值功率要远大于有效功率。多载波信号有大的峰值系数(例如,在 DAB 中峰值系数大于 4),这意味着发射机必须按照大的峰值功率来配置,效率就要降低,发射机的非线性产生很不良的影响。

b、在单载波方法中,由于星座可以选择一种中心的配置(PSK),在发射机的幅度(A)和相位(Φ)通道中的时延差造成的影响可以弱得多。在多载波方法中则不然,时延差会破坏载波间频谱关系正交性。

c、在单载波方法中,,符号始终有相同的形式,可以通过控制一解码器,在一个调节电路中均衡相对于理论形式的偏差(例如由于天线失配造成)。多个符号的时延在这里不起作用,因为由于失配,符号失真仅是慢变化。

2.1.6.2 接收端

从接收机方面考虑,同样可以得出单载波方法比较有利的结论,其原因在于:

a、在中波信道,由于多径传播而出现的符号叠加会造成符号间干扰(ISI),因此必须在接收机中进行校正和补偿,即在接收机中要设置校正器。为了控制校正器自适应工作,在发射端必须在数据流中周期性地插入测试序列。然而,在中波波段符号叠加仅限制在少数符号期内。例如,如果符号速率为 7,200 符号/秒,则每个符号的持续期为 138.9 μ S;若反射波与直达波的时延差为 2ms,则相当于约 15 个符号。因此,校正器还是比较简单的。

在短波信道,假定反射时延差为 8ms,则约 60 个符号持续期;8ms 长的反射时延差出现得很少。

对于无反射的信道(例如白天的长波和中波),可以放弃校正器。因此,对于接收机来说可以有较大的灵活性。

b、多载波方法无论在任何情况下,都必须进行快速傅立叶变换(FFT),复杂程度高。

为了避免以反射为条件的符号交叠,在多载波方法中使用了保护间隔(即人为延长符号的持续期)。保护间隔的长度与单载波方法中测试序列一样,都取决于信道中的反射。

不言而喻,测试序列和保护间隔都会使传输的有效数据率降低,因此,在不同的波段应进行最佳配置,这与在 DAB 中的做法相似。

c、与多载波方法相比,在单载波方法中没有信道编码也能正常工作。

从理论角度看,只要使用合适的编码和校正方法,单载波和多载波这两种方法是等价的。在单载波方法中,符号一个接一个地被快速发射,一个符号占据了信道的整个带宽;在多载波方法中,符号慢速传送,一个符号仅占信道带宽的一小部分,这样,许多符号可以在相应的频率偏离的子带中同时传输。然而由此可以看出,优先选择单载波方法的重要依据是,它的峰值系数小,幅度的变化被限制在准确的范围之内,发射机可以得到最佳控制且效率可以高一些。这正好可被工作在中、短波波段达到大范围覆盖的大功率发射机所接受。

2.2 数字 AM 广播原理

由于中波信道宽度的限制,传输数据率需要通过高级调制来实现。假定每秒传送 7,200 个符号,每个符号按 5 比特计,则数据率可达到 36kb/s,这就需要 32 级($=2^5$)调制。如果测试序列的长度占全部数据流的 1/8,用于差错保护的信道编码率按 2/3 计,则净数据率为 $7200 \times 5 \times (1 - 1/8) \times 2/3 = 21\text{kb/s}$ 。其中 20kb/s 供经数据压缩编码的音频信号使用,1kb/s 用于附加数据业务。

如果应用 64 级调制,每符号需 6 比特,则数据率可达 43.2kb/s。用 64 级可以构成一个分级的调制。根据接收条件的不同,可以用 64→16→4 级解调,由此形成在远离电台的地方工作“可靠而性能下降”的软退出关系。

传输的符号彼此应尽可能有较大的差别,彼此远离地被安排在复数平面上,通过两个并行的正交传输通道(I/Q)实现。这样,在传输途中受到干扰(噪声、选择性衰落、同频道 AM 电台)时,在接收端也不会对传送的符号产生判决错误。图 2-1 所示是 32APSK 调制的星座图。出于对称的原因,选择 36 点,其中四个点未被使用。图中的每个点代表不同的幅度和相位(或幅度相同但相位不同,或相位相同但幅度不同),对应于 00000、00001、……、11110、11111 共 32 种状态。

过去,德国电信提出的用于中波的调制方法是 32APSK,经过不断发展,现提出用于长、中、短波的调制方案是 64APSK。图 2-2 所示是 64APSK 的星座图。

如果仅单独通过载波的不同幅度和不同相位携带信息(即幅度键控或相位键控),则不能充分地利用信号平面。其原因是,随着信号状态数的增加,多状态 ASK 时,信号矢量端点分布在一条轴上,在多状态 PSK 时,矢量端点分布在一个圆周上,随着调制状态数的增加,它们的矢量端点之间的距离也随之减小,判决阈减小,抗干扰能力变差。如果将信号矢量端点重新合理分布,就有可能在不减小最小距离的情况下,增加信号矢量的端点数,即增加总的状态数,相应也就提高了在信道上可以传输的总数据率,这样就充分地利用了信号平面。

基于以上考虑,在单载波数字 AM 系统中,采用了多状态 ASK 与多状态 PSK 相结合的调制方式,称为多状态 APSK(幅度相移键控)。

图 2-3 所示是数字声音传输的基本原理简图

2.2.1 AM 发射机改装为数字调制

AM 波段的覆盖范围大,是以发射机有足够大的射频功率为条件的。然而,对于数字传输来说,在保持相同的覆盖度的情况下,所需的射频功率会明显低于模拟 AM 发射机。这是因为数字传输不发射载波,总的功率含在边带中。但是,与工作于 VHF 波段的数字发射机例如 DAB 发射机相比,AM 波段数字发射机的发射功率仍然比较大,因此,发射机末级不允许使用效率低的线性功放。AM 发射机(全固态)效率可达到 84%,在数字调制方式下工作时也可以达到。这可以通过将笛卡尔坐标中的 I 分量和 Q 分量信号变换为极坐标中的幅度(A)和相位(φ)信号而实现。幅度信号被送至幅度调制器,而相位信号作为相位调制的载波振荡(即调相的激励信号)被送入高频放大器的前级,在发射机末级形成数字调制信号。通过添加数字调制器,可以将 AM 发射机改装成数字调制发射机。在需要时,也可以

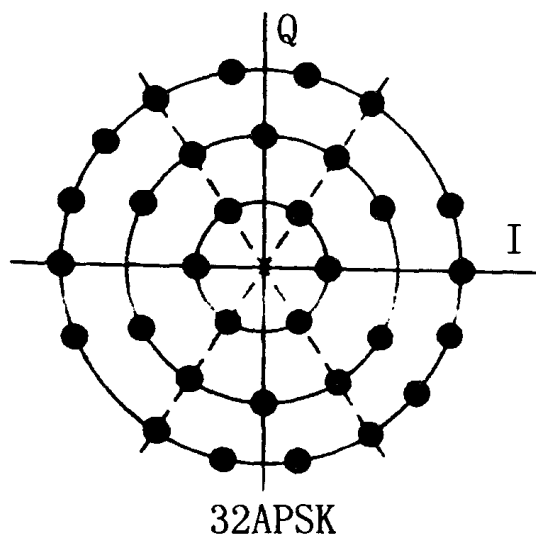


图 2-1 32APSK 调制的星座图

5/11/16/16/16-APSK: 64APSK

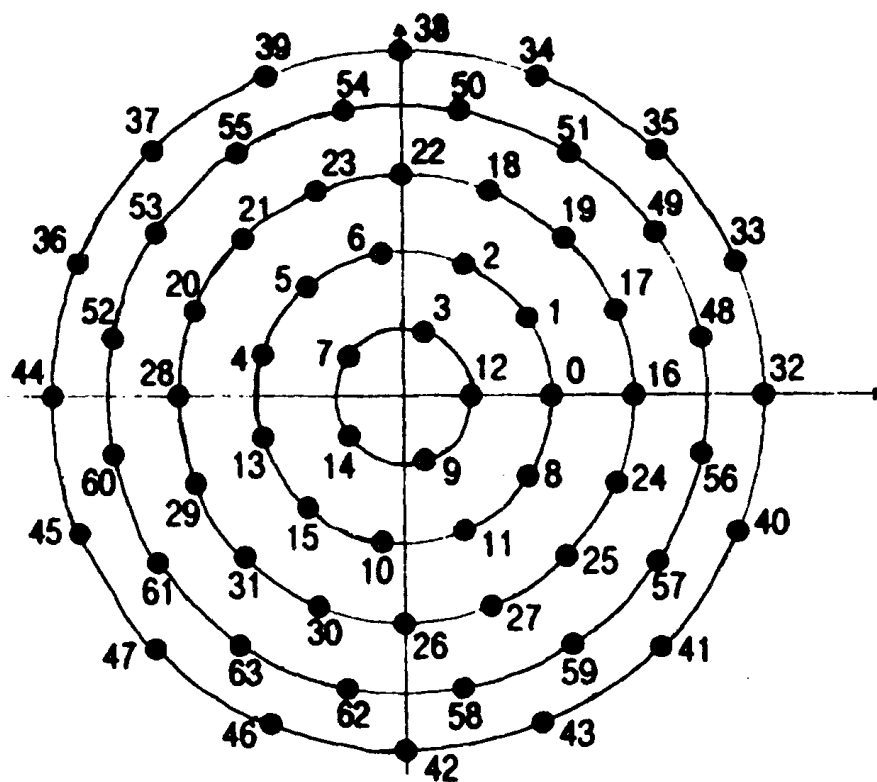


图 2-2 64APSK 调制的星座图

很容易地被改回为模拟 AM 运行。图 2-4 所示是改装成的数字调制发射机原理方块图。

2.2.2 I/Q 信号和 $A(t)/\varphi(t)$ 信号的形成

图 2-5 所示是数据处理形成 I/Q 信号和 $A(t)/\varphi(t)$ 的过程, 即数字调制器的结构原理

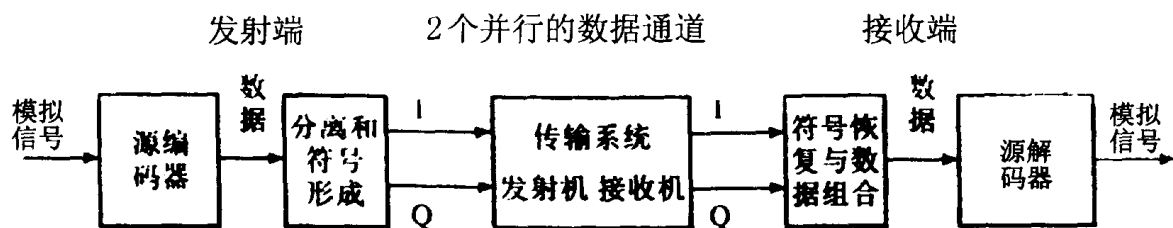


图 2-3 数字声音传输原理简图

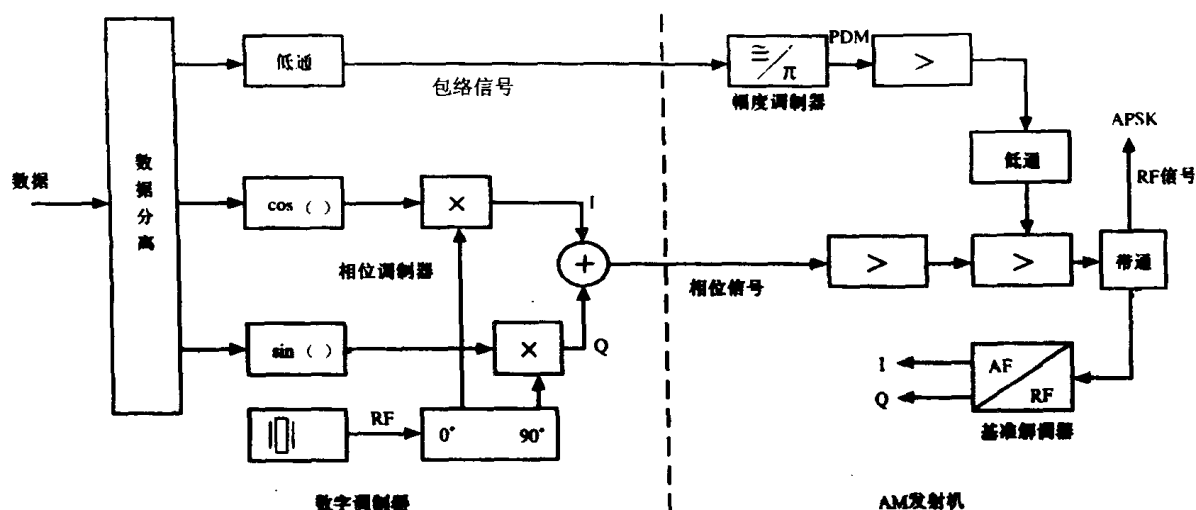


图 2-4 改装成的数字调制发射机原理图

方块图。

该图适用于一个传输信道(短波模式带宽为 5 KHz ,长、中波模式带宽为 9 KHz)

- ① 输入数据
 - 音频数据
 - 辅助数据
 - 快速存取数据
- ② 比特扰乱

音频和辅助数据的扰乱使用一个伪随机噪声序列,如图 2-6(a)所示。经过长度为 2016 比特之后,扰乱器被复位。快速存取数据的扰乱目前尚未定义。

③ 信道编码器

信道编码器采用约束长度为 7 的卷积编码,对于音频和辅助数据来说,编码率为 5/9。编码器结构如图 2-6(b)所示,编码器定义为:

$$x_{0,i} = a_i \oplus a_{i-2} \oplus a_{i-3} \oplus a_{i-5} \oplus a_{i-6};$$

$$x_{1,i} = a_i \oplus a_{i-1} \oplus a_{i-2} \oplus a_{i-3} \oplus a_{i-6};$$

采用可删除型卷积编码器,使用不同的删除方案,可以得到不同的编码率。

④ 交织

使用卷积交织器,可以用长度为 36855 比特的循环移位寄存器实现。

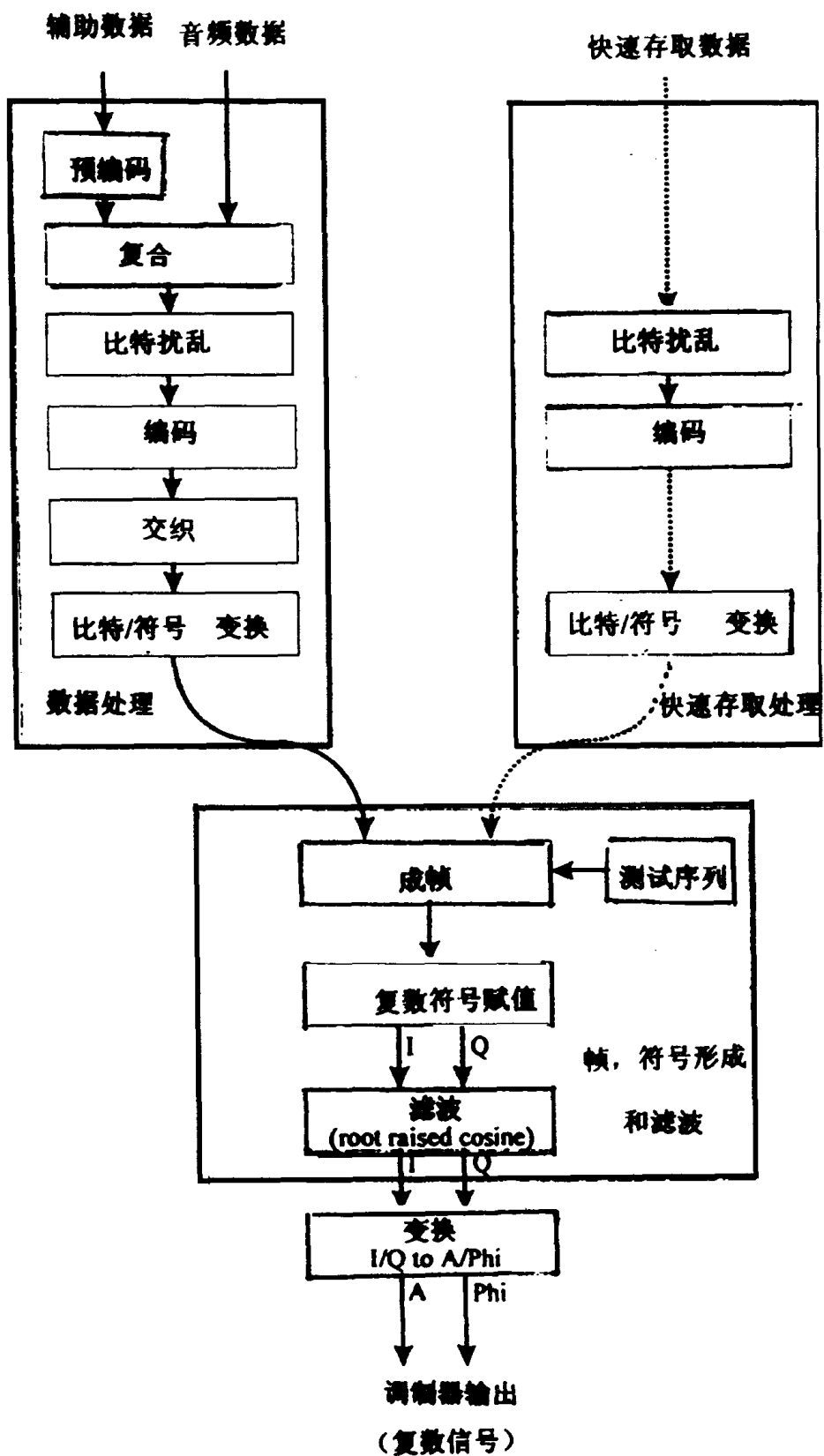


图 2-5 信号处理过程原理方块图

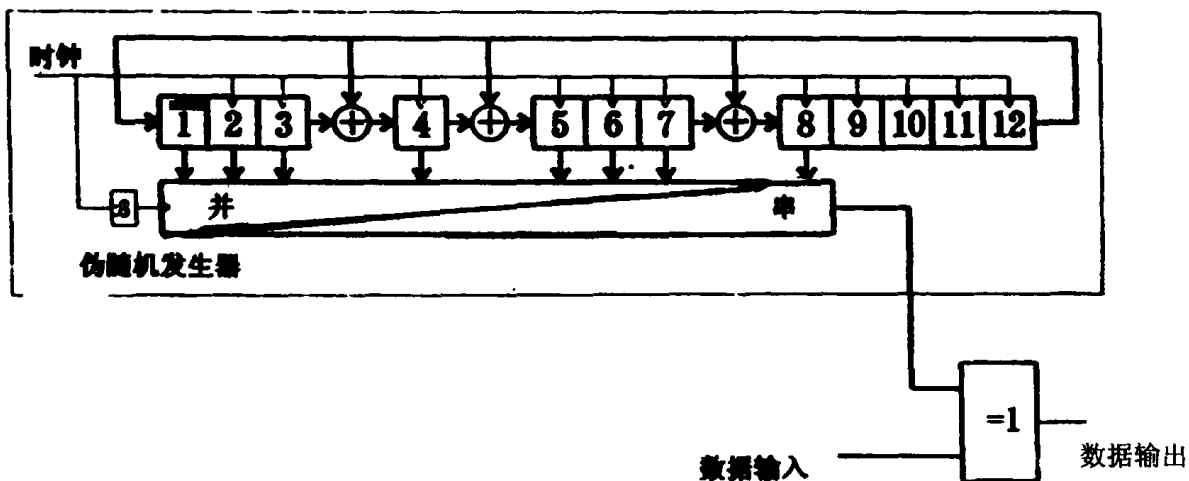


图 2-6(a) 比特扰乱

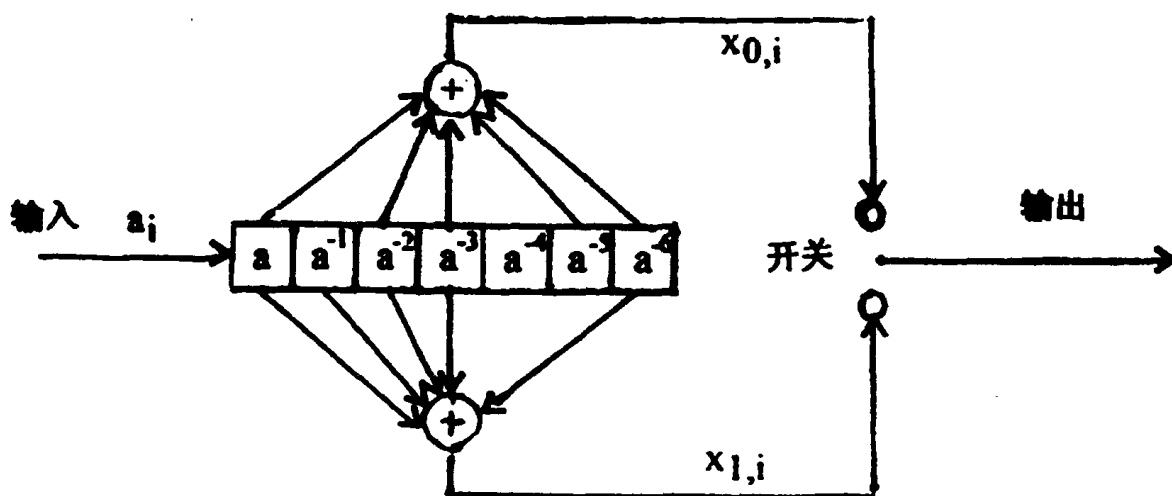


图 2-6(b) 卷积编码器

⑤ 比特→符号值的变换

编码数据流的每6比特(音频和辅助数据)被变换为1个符号。

⑥ 由符号构成帧

帧由下列符号构成：

- 编码的音频和辅助数据符号；
- 编码的快速存取数据符号；
- 测试序列符号；
- 计数符号。

⑦ 复数符号的赋值

复数符号(I/Q)从相应于图 2-2 所示的 64APSK 星座图产生。

⑧ 整形滤波器

使用开平方升余弦滤波器,滚降系数为 0.25。

⑨ 将 I/Q 信号变成幅度 $A(t)$ 和 相位 $\varphi(t)$ 信号, I/Q 与 $A(t) \cdot \varphi(t)$ 的关系可由图 2-7 看出。

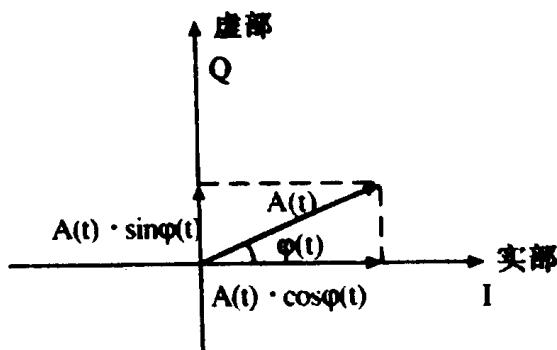


图 2-7 I/Q 分量与 $A(t) \cdot \varphi(t)$ 的关系

AM 发射机得到一个幅度信号 $A(t)$ (包络信号) 和一个相位信号 $\varphi(t)$ (调相的 RF 信号)。因为 $A(t)$ 通道处于低频, 而 $\varphi(t)$ 通道处于射频, 它们有不同的时延, 并且时延随包络信号幅度的不同而变化 (同步 AM-PM 转换)。时延差和同步 AM/PM 转换一定不能太大, 否则, 相位星座图就不会有正确的形状。为了部分解决时延问题, 不采用方形星座图 (例如 QAM 正交调幅), 而选用环形星座图 (如 APSK——幅度相移键控)。这样, 时延的轻微差别虽然会导致 APSK 星座图相应的旋转而倾斜, 但形状不变, 所以接收效果不变。接收机本身没有恒定的延时, 这是由中频滤波器引起的, 因此存在与发射机类似的问题。鉴于此, 德国电信的实验选择了 APSK 调制方法。

QAM 或 APSK 这类数字调制方法, 可以看作是正交双边带抑制载波调幅 (QDSB-SC)。在这种方式下, 需要效率低的线性功率放大器或发射机。但是, 要使 AM 发射机仍然具有高的效率, 信号不能再是 I 和 Q (笛卡尔坐标) 形式, 而应是 $A(t)$ 和 $\varphi(t)$ (极坐标) 形式。所以必须把信号从笛卡尔坐标变换到极坐标的形式。

然而, 当笛卡尔坐标信号是带宽受限的信号时, 极坐标信号就不再是带宽受限的了。这一问题在单边带传输时是众所周知的。实际上, 不能实现、也没有必要实现无限的带宽, 如果施加合适的窗口的话。通过加窗, 发射机幅度和相位通道的带宽约是符号基带带宽的 3 倍就足够了。但是, 在这一大的带宽内, 必须减小两个通道之间的时延差, 否则, 发射机输出中不需要的频谱部分将无法消除。

2.2.3 数据结构

基于广播业务点对面传播的特点, 要求接收机能快速搜索和同步。但是, 一方面, 由于信道宽度较窄, 为了传送一定的数据容量, 需要多状态的数字调制; 而另一方面, 多状态调制在直接接收方式中, 同步是困难的, 或者说同步是慢的。为了避免这种问题, 数据流结构如图 2-8 所示。

由图 2-8 可以看出, 在数据流中周期性地插入测试序列和经一个更大的周期插入空隙。

- 一个测试序列和紧接着的一个数据序列构成一个数据块。
- 测试序列和紧跟着的空隙构成前缀块。

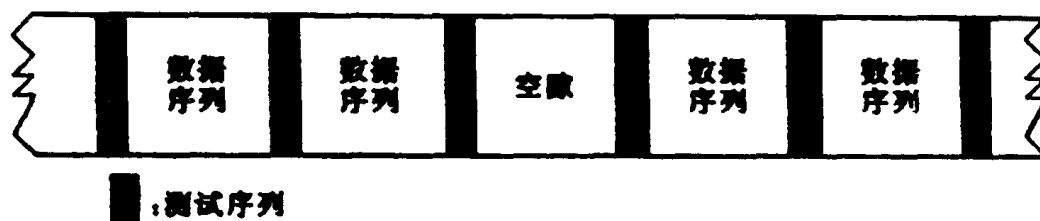


图 2-8 数据流结构

● 一个前缀块和后面跟着的一些数据块相结合(直到下一个前缀块开始)称为数据帧。

① 测试序列

测试序列由核心符号(2PSK)和计数符号(8PSK)组成,与传输模式(长、中、短波)有关,使用 32~66 个核心符号。在任何模式都使用 2 个计数符号,数据块通过计数符号编号。

2PSK 核心符号有强的抗干扰能力,它由 26 个 PN 序列 1110 1011 0010 0011 1101 1100 11 组成,对于模式 HFB 来说要持续 49 个周期。

2PSK 核心符号有以下用途:

- 接收机同步→频率、相位、定时
- 频率控制
- 电平控制(精细自动增益控制)
- 信道估计
- 自适应均衡
- 同频道载波的抑制
- 信道带宽设置
- 比特差错测量和接收质量检验
- (分级)调制电平的检测
- 模拟和数字接收的切换

② 前缀块

前缀块中不包含要传送的音频和附加数据业务的数据流,相当于一个空隙,该空隙的作用是

- 替换频率的搜索和监测→频率、相位、定时、电平
- 干扰载波的测量和抑制

但是前缀实际上并不是真正的空隙,它仍含有数据,这些数据形成一个快速存取信道。

表 2-2 所示是 DTAG 单载波系统的基本参数

表 2-2 DTAG 单载波系统的基本参数

波段	MF&LF	HFA	HFB	HFC
带宽(KHz)	9	5		
符号率(波特)	7200	4000		
每帧块数	24	24	32	48
结构比	36:252	68:252	51:189	34:126

信道编码率	2:3	5:9		
每符号比特数	6	6		
总数据率(比特/秒)	37800	18900		
净数据率(比特/秒)	25200	10500		
帧长(s)	0.96	1.92		
块长(ms)	40	80	60	40
时延扩散(ms)	1.94	7.50	5.50	3.50
多谱勒扩散(Hz)	4.17	2.08	2.78	4.17

2.2.4 接收机技术

在接收机中,与传统的 AM 接收机相比,输入级、混频器和频率处理等高频部分基本保持不变,频道宽度也不变。在中频部分,由于采用数字调制方式而对线性提出高的要求。此外,衰落调节也要相适配。应用的滤波器不允许引起相位失真。通常使用一个正交混频器(I/Q 混频器),将中频信号变换为基带信号。

一台数字广播接收机可以借助调制方式来识别信号是模拟的还是数字的,并自动接通基带中合适的解调器。在模拟调制时,仍借助迄今的包络解调器进行幅度解调;在数字调制时,由接收的数据综合成音频信号及提取可能有的附加信息。图 2-9 所示是数字接收机恢复 I/Q 分量的原理方块图,图 2-10 所示是包括同步、信道估计、失真校正、解码器等在内的数字接收系统电路方块图。

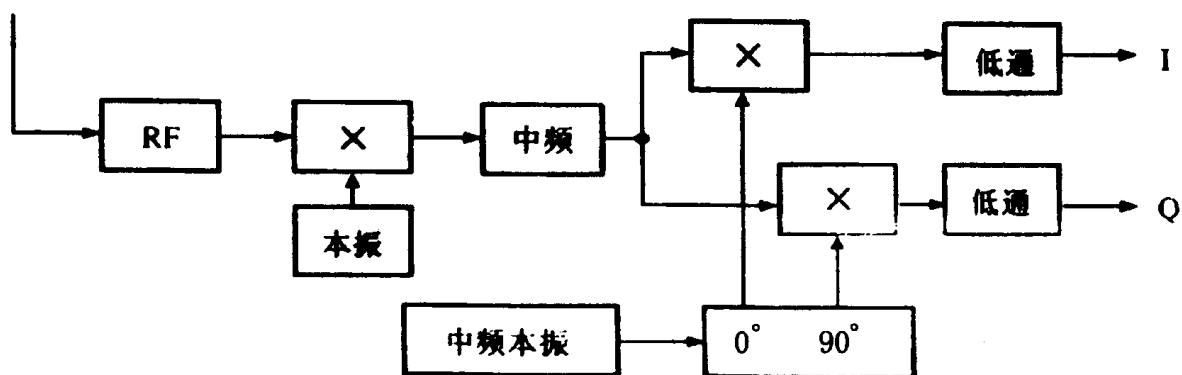


图 2-9 数字接收机恢复 I/Q 分量原理方块图

a. 同步

广播接收是随着接收机接通或一个新的接收频率被选上而开始的。由于不同电台彼此独立工作,接收机首先要进行比特的准确同步。同步须通过以下步骤来实现:

- (1) 通过已知测试序列的符号的相互关系,找到测试序列的时间位置;
- (2) 确定发射机和接收机之间可能的频率偏差,并予以数字修正;
- (3) 确定现实测试序列的号码,等待一个交织块的开始;

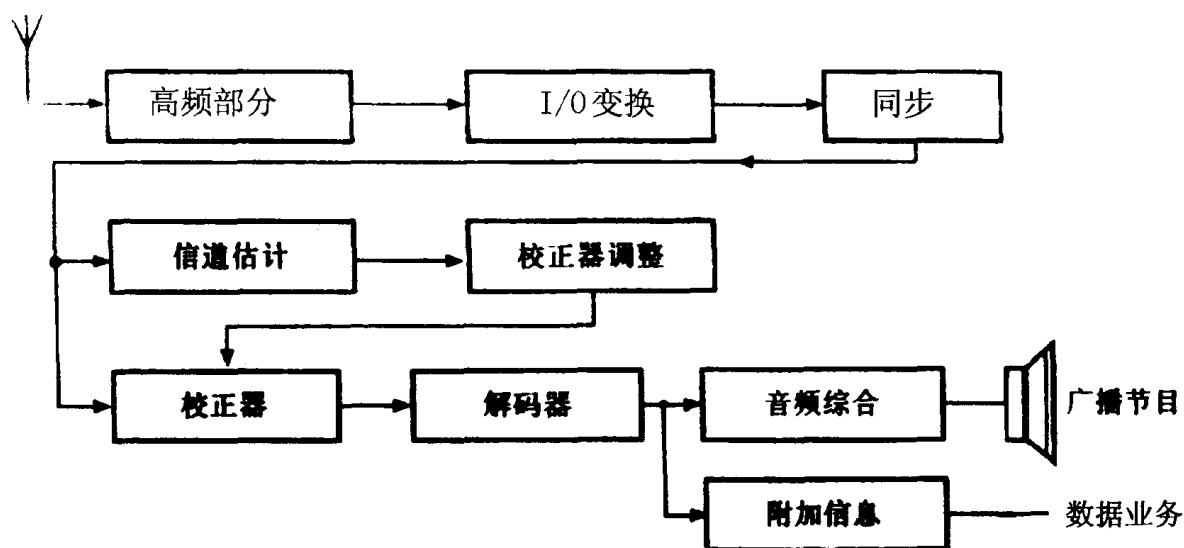


图 2-10 数字接收机系统原理方块图

(4) 开始数据接收和解码,在数据以正确的顺序给出以前,至少须对一个交织块的数据解码;

(5) 由被解码的数据流综合成音频信号。

上述数字接收的同步过程,引起 1~3 个交织深度的处理延时,视数据接收机的存储可能性和处理速度的不同而异。因此,广播听众在开通接收机或变换频率之后,必须等待 1~3 秒才能听到数字节目。

同步使得取样脉冲(比特同步)和取样频率准确调整。此外,还应用了测试序列循环的按序编号,以确保交织块的同步开始。

b. 校正

校正器是数字解调器不可缺少的部分。发射机在选择测试序列时,已经考虑到最佳校准是可能的。测试序列含有足够的信息,可以与数据无关地测量多达 2ms 时延差的无线电信道。

信道估计提供现实信道脉冲响应。为此,接收信号同测试序列的符号相关。测试序列应这样选择,即形成的估计误差尽可能保持很小。有利的测试序列(即具有良好相关特性的序列)是 PN(伪噪声)或 CAZAC(恒定幅度零自相关)序列。

多种形式的校正器或多或少都使用了信道脉冲响应。在最简单的情况下,确定最佳取样时刻,并且校正器由一个固定的接收滤波器和在符号间隔中的一个取样器组成。此外,主要的校正器有:信道匹配滤波器;信道匹配滤波器和反射补偿;具有判决反馈的校正器;判决支持的块校正器;维特比校正器。

而简单抽样仅在最有利的接收条件下才能满意地工作,其他校正器可以补偿实际的符号叠加。在发射台附近,如果是地波占优势,那么一个简单的校正器(例如信道匹配滤波器)就够了。为了接收远地电台和在信号/噪声功率比低的情况下,需要功能强的校正器。

接收机复杂性的分级涉及广播听众的移动性。对于固定接收来说,如果使用能力强的校正器,只能允许传输信道很慢地波动,但为此提供一种均匀的质量。对于在快速移动的汽

车中的接收来说,必须使用快的自适应校正器。但是,甚至对于飞机速度(1000km/h)来说,发射的测试序列中也有足够的自适应校正调整用信息,只是提供这种校正能力的校正器使接收机变得很复杂。

如果使用合适的校正器,那么误码率还取决于信号/噪声功率比(SNR),即取决于发射功率,离电台的距离和天线。以上介绍的数字传输方式,从 $\text{SNR} \approx 24\text{dB}$ 开始,可以无差错地工作。在大小相同的覆盖范围内,相对于模拟传输,预计发射功率可以降低 3~9dB,这在发射端可明显地节约经费。

c. 解码

解码器在能力方面也可变化。它可以处理 20kb/s 的净数据率为出发点。近乎理想的是使用在卷积编码时用的维特比解码器,其能力仅取决于软判决信息的品质,这种信息由校正器和在必要时由信道估计提供。

图 2-11 所示是完整的数字解调器结构原理图。解调过程是对发射端调制过程的逆处理。为了进行数字解调,可使用移动电话中使用的标准数字信号处理器。

2.3 共用一部发射机的多信道广播

所谓多信道广播,是指使用同一部发射机,通过 2 个或 3 个相邻的信道,同时传送模拟信号和数字信号,如图 2-12 所示。这种系统是由德国电信局和德律风根公司联合开发的,称为 T^2M 系统(= Telekom/Telefunken Multicast System)

该系统的特点主要有:

- (1) 在长、中、短波波段传输
- (2) 高的信号质量(FM 质量)
- (3) 模拟和数字传输方式仅需用一部发射机
- (4) 在传统的 AM 信道中传输:
 - ① 模拟 AM 节目信道附加 1 或 2 个具有相同节目内容的数字节目信道;
 - ② 2 个数字信道具有不同的内容;
 - ③ 2 个数字信道联合使用,具有 CD 质量;
 - ④ 数字信道替换模拟信道;
- (5) 在过渡期内,在 AM 信道和数字信道有相同的节目内容:
 - ① AM 信道与过去一样,使用传统的 AM 接收机接收;
 - ② 数字信道,使用数字接收机接收(在过渡期内和将来)
- (6) 尽管接收机不兼容,但可以分别接收来自同一发射机的 AM 信号和数字信号;
- (7) AM 和数字信道之间无相互干扰;
- (8) 可以经济地实施;
- (9) 可继续充分利用现代发射机(PDM、PSM 等),并保持高的效率。

图 2-13 所示是 T^2M 系统发射机方块图。

图 2-14 所示是多信道广播不同信道安排例

图 2-14 中,黑色表示模拟 AM 信道,灰色和白色分别表示数字信道 I 和数字信道 II;在方案 3 中是数字 AM 中波和短波;方案 4 种,两个数字信道相同;图中的数字表示信道宽

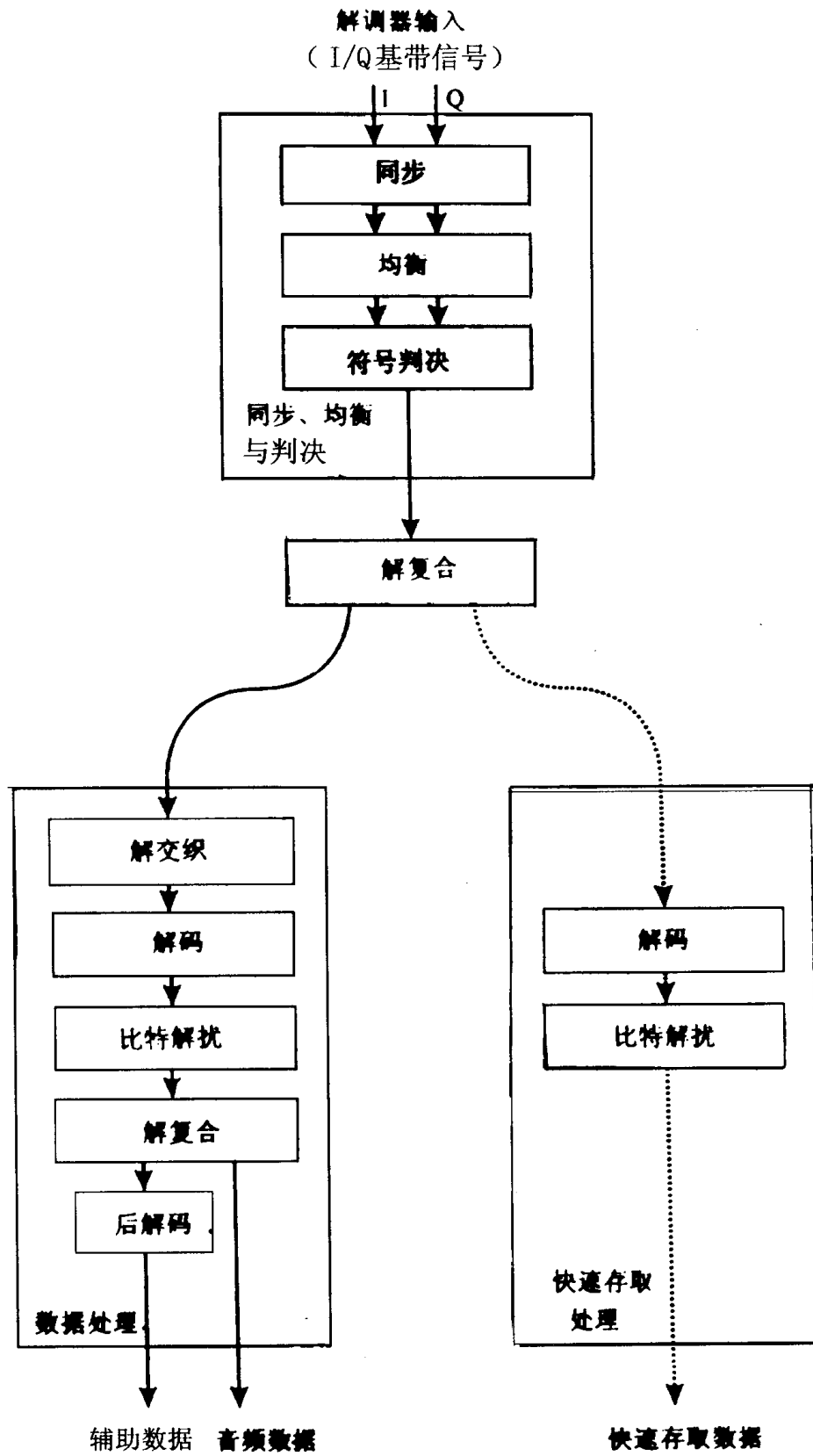


图 2-11 数字解调器结构原理图

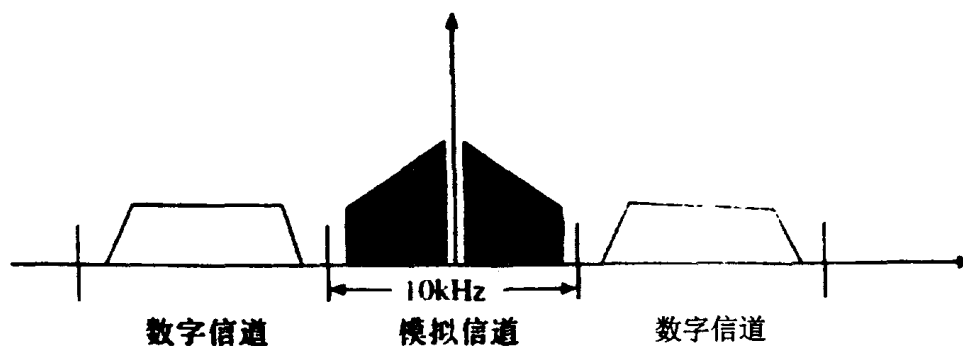


图 2-12 多信道广播信道安排(T2M 系统)

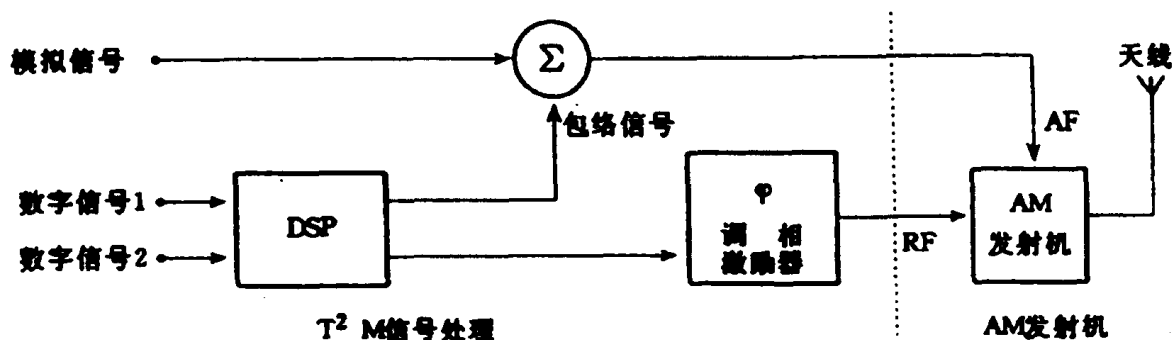


图 2-13 T²M 系统发射机方块图

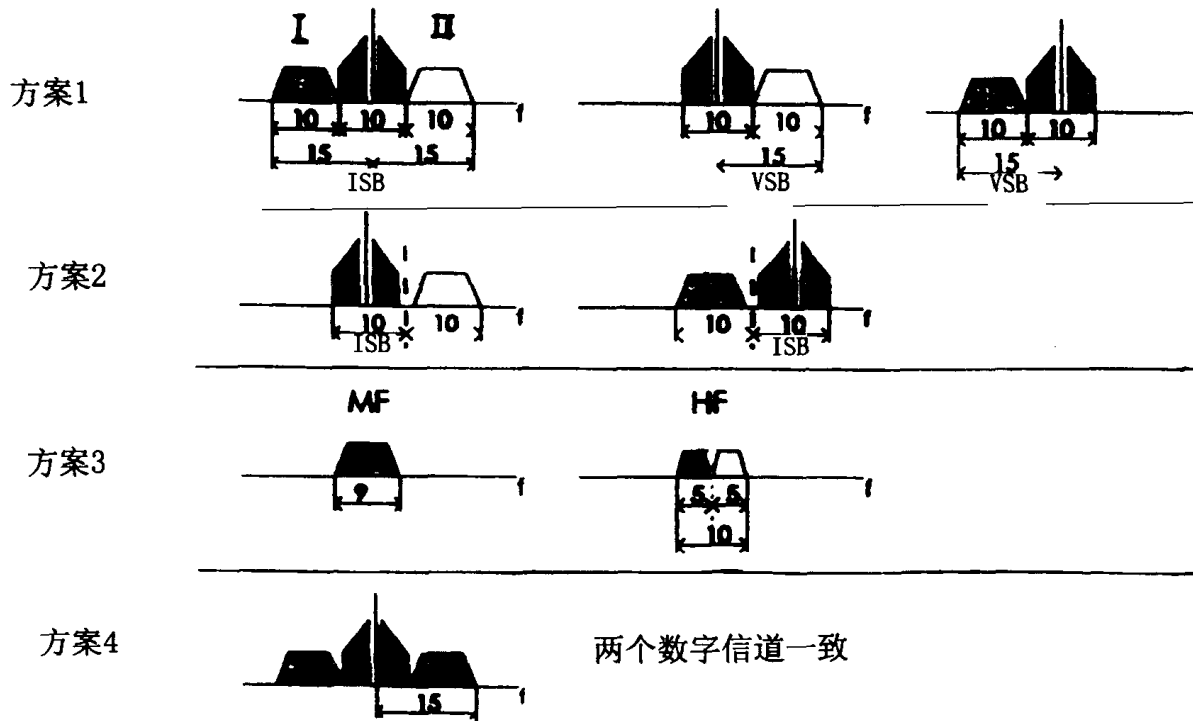


图 2-14 多信道广播不同信道安排例

度(KHz), ISB 为独立边带, VSB 为残留边带。

图 2-15 所示是 T^2M 实现具有两个数字边带的原理图。

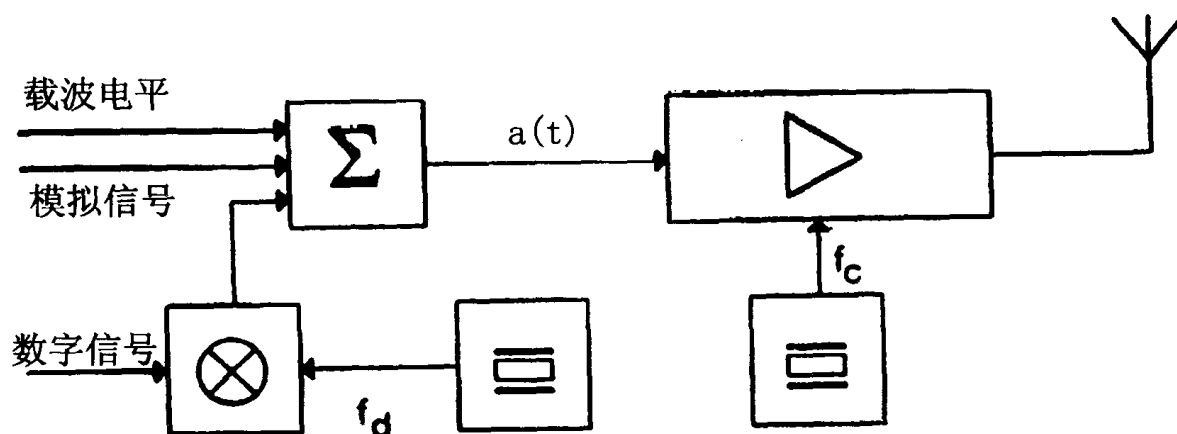


图 2-15 具有两个数字边带的 T^2M 系统

数字信号先对副载波 f_d 调制(例如 $f_d = 10\text{KHz}$), 形成从 $+5 \sim +15$ 的频谱, 再与 $30\text{Hz} \sim 5\text{KHz}$ 的音频信号相加, 然后对 f_c 调幅, 就形成以 f_c 为中心的 $-15 \sim +15\text{KHz}$ 的频谱, 即形成一个模拟 AM 信道和两个相同的数字信道。

在这种情况下, 为了使总的幅度调制度不超过 100%, 模拟信道的调制度安排为 70%, 两个数字边带共安排为 30%。

图 2-16 所示是 T^2M 实现具有一个数字边带的原理图。

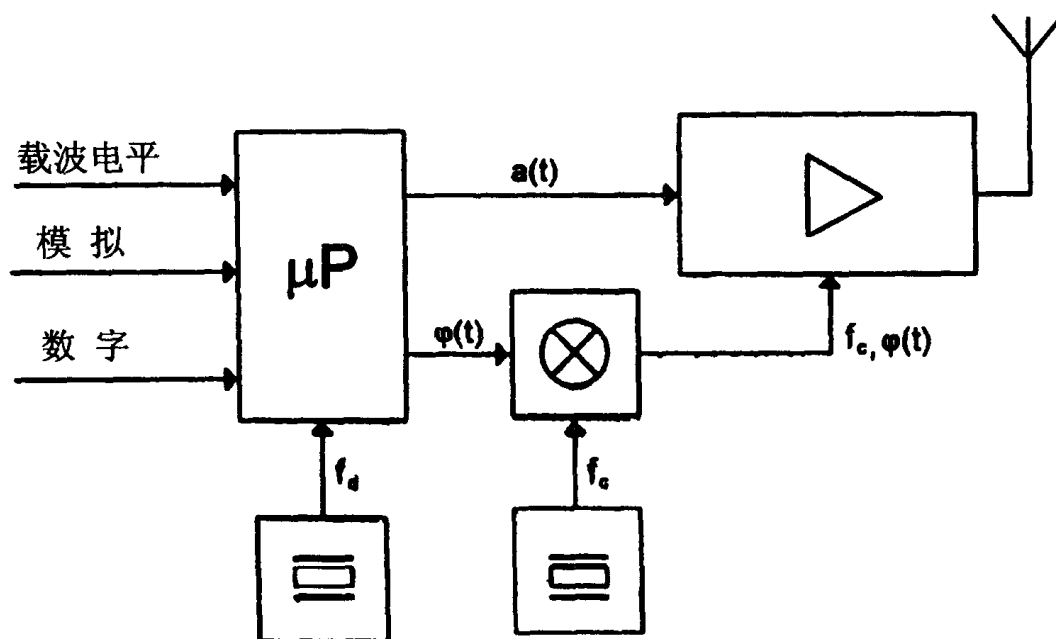


图 2-16 具有一个数字边带的 T^2M 系统

当然, 要进行多信道广播, 前提条件是靠近模拟 AM 信道的上、下邻频道必须是空闲的, 并且使用后, 不应干扰别的同频道或邻频道业务。

很显然,接收机本身并不能判断出接收的是多通道传送业务还是单独的数字业务,接收数字信号,接收机只能调谐到传送数字信号的信道上,模拟接收机仍然调谐到传送模拟信号的信道上。

进行多信道传输,发射机端不需要很大的花费,仅增加一个新的主振荡器,并且要将发射机的总调制度限制在最大为 100%。在德国电信所作的试验中,传统 AM 信道的调制度为 70%,两个数字信道的总调制度为 30%。图 2-17 所示是测得的多信道传输的频谱(一个模拟信道,两边有两个数字信道)。从频谱图可以看出,发射机需要有 15KHz 的音频带宽和前面提到过的线性要求。

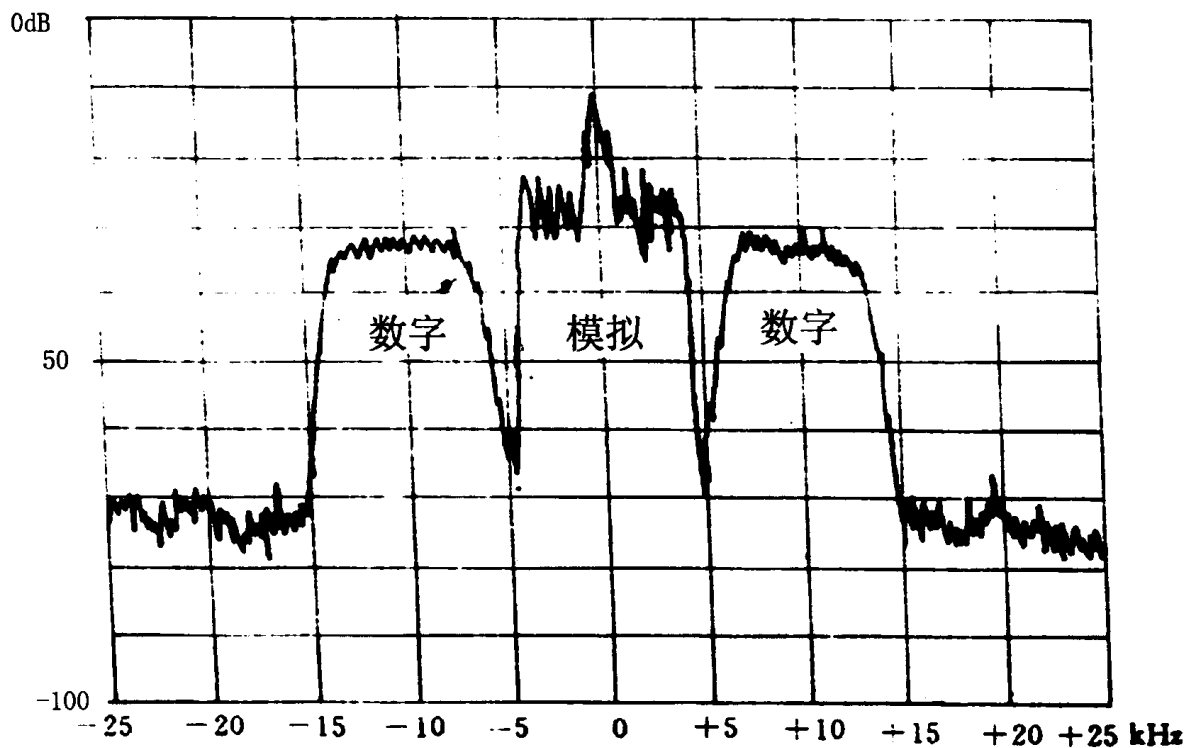


图 2-17 多信道传输的频谱

APSK 符号以符号持续期 T_s 等距离分配于时间轴上。符号率选为 $7.2\text{KHz} (= 1/T_s)$, 使得可供使用的频带增大 25%。这样,可以应用具有慢下降沿的简单调制滤波器。如果滤波器的频率响应相应于具有 25% 滚降系数的升余弦脉冲的开方,理论上是有利的。因此,得到图 2-18 所示的功率密度谱分布。3dB 带宽为 7.2KHz , 整个带宽为 9KHz , 正好相当于中波广播的频道宽度。

2.4 两个数字发射信道相结合的调制器

由 DTAG(德国电信通用公司)提出的长波和中波模式的带宽为 9KHz 或 10KHz , 而短波模式信道带宽为 5KHz 。

短波 5KHz 带宽是推荐使用的信道间隔。但是,在足够的信源编码尚未得到的情况下,可以将 2 个相邻的短波信道组合成一个 10KHz 信道,这样,可以使用现在可以得到的信源

功率密度谱

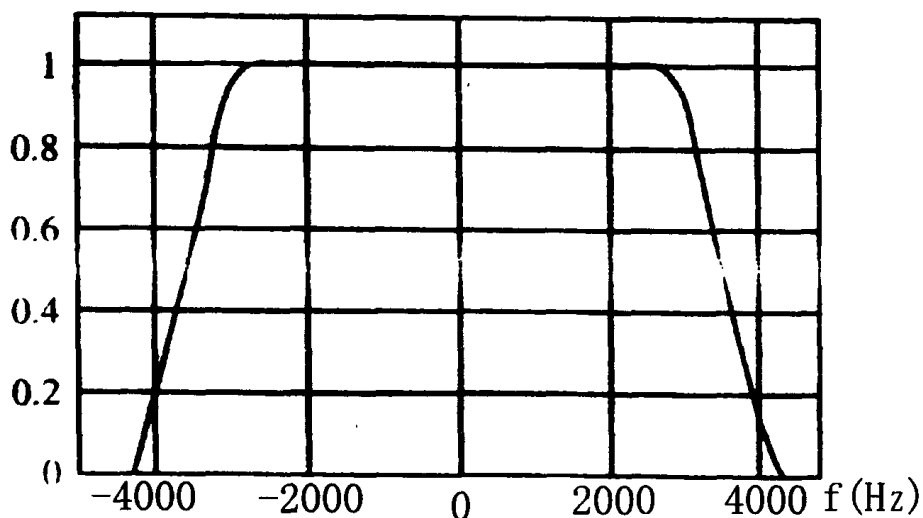


图 2-18 发射信道的功率密度谱

编码系统(MPEG2, Audio Layer3), 如果需要多路广播的话, 可以将多个 5KHz 的信道结合起来。

图 2-19 所示是测得的 2 个 5KHz 信道相结合的数字传输频谱。

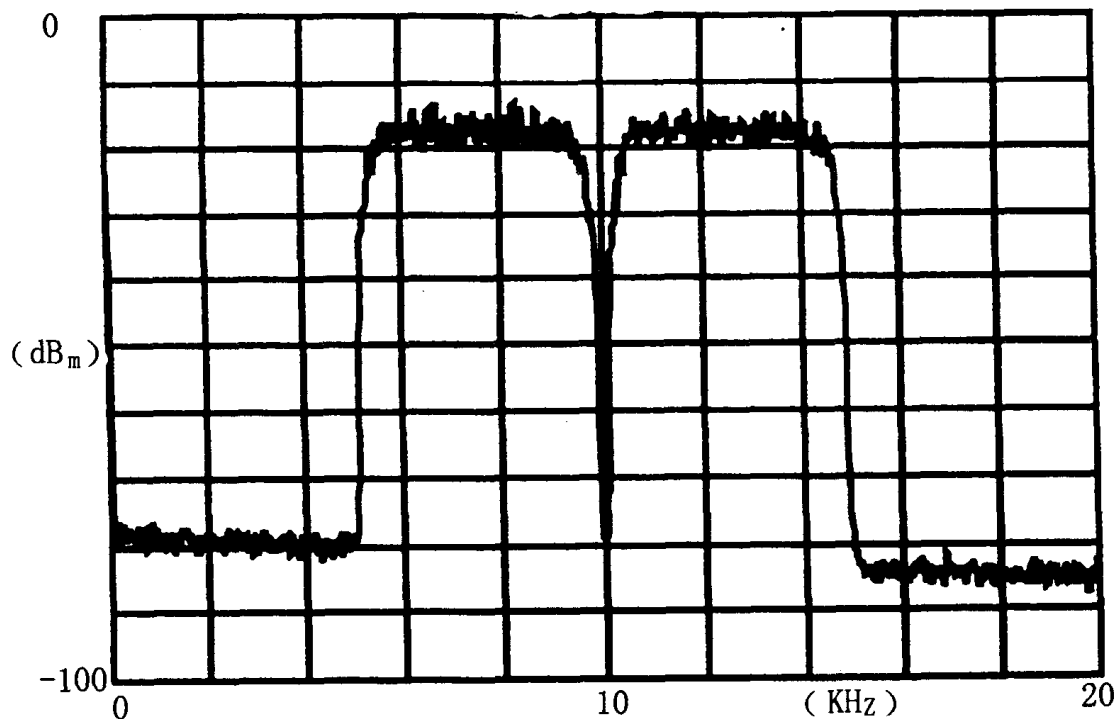


图 2-19 2 个 5KHz 信道相结合的数字传输频谱

图 2-20 所示是 2 个 5KHz 信道相结合的数字调制器的结构。

图中的模块“数据处理”、“快速存取处理”和“成帧、符号形成和滤波”与图 2-5 相同。

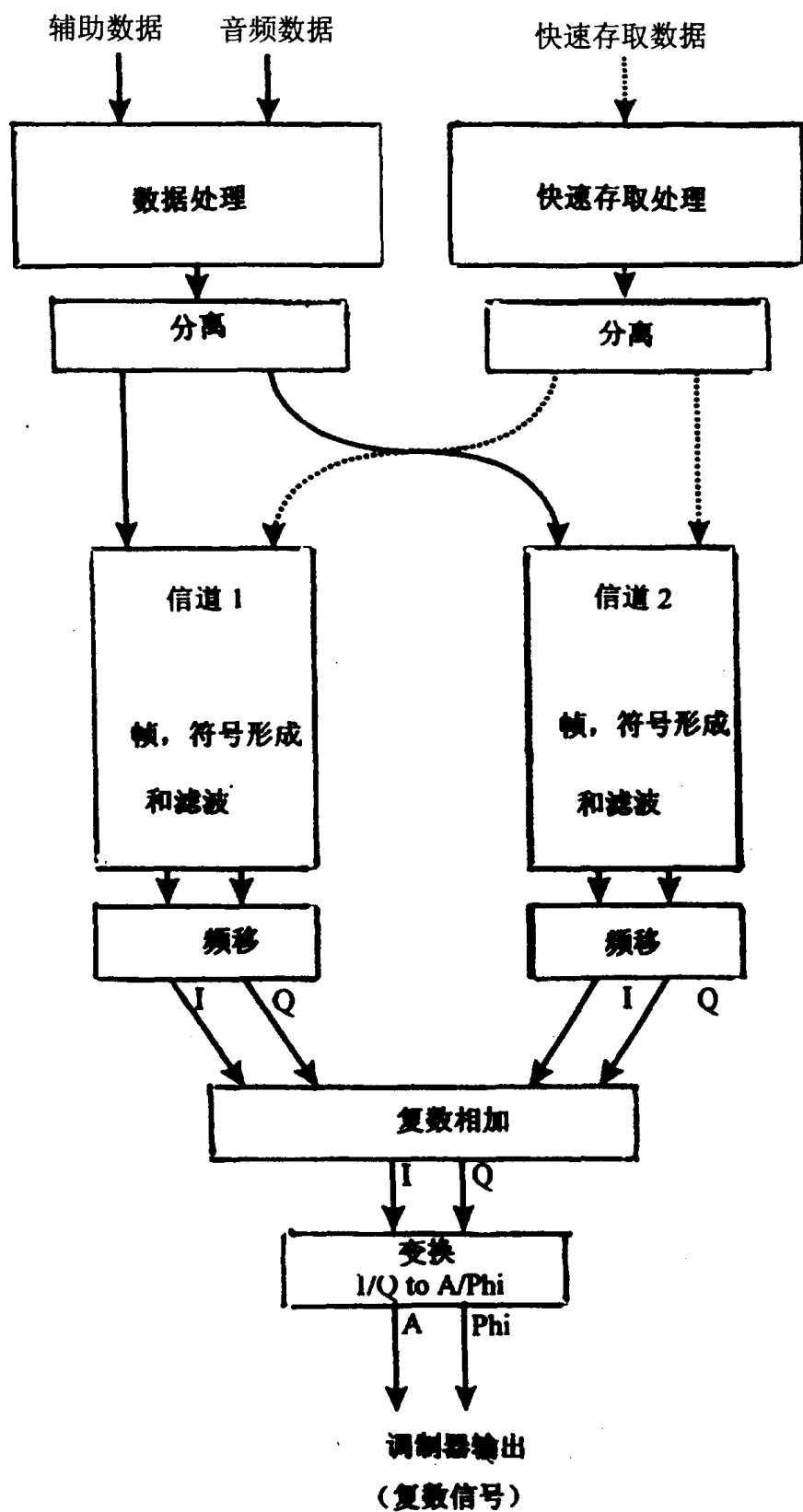


图 2-20 2 个 5KHz 信道相结合的数字调制器

图 2-21 所示是对 2 个 5KHz 信道相结合的信道进行解调的数字解调器原理图。

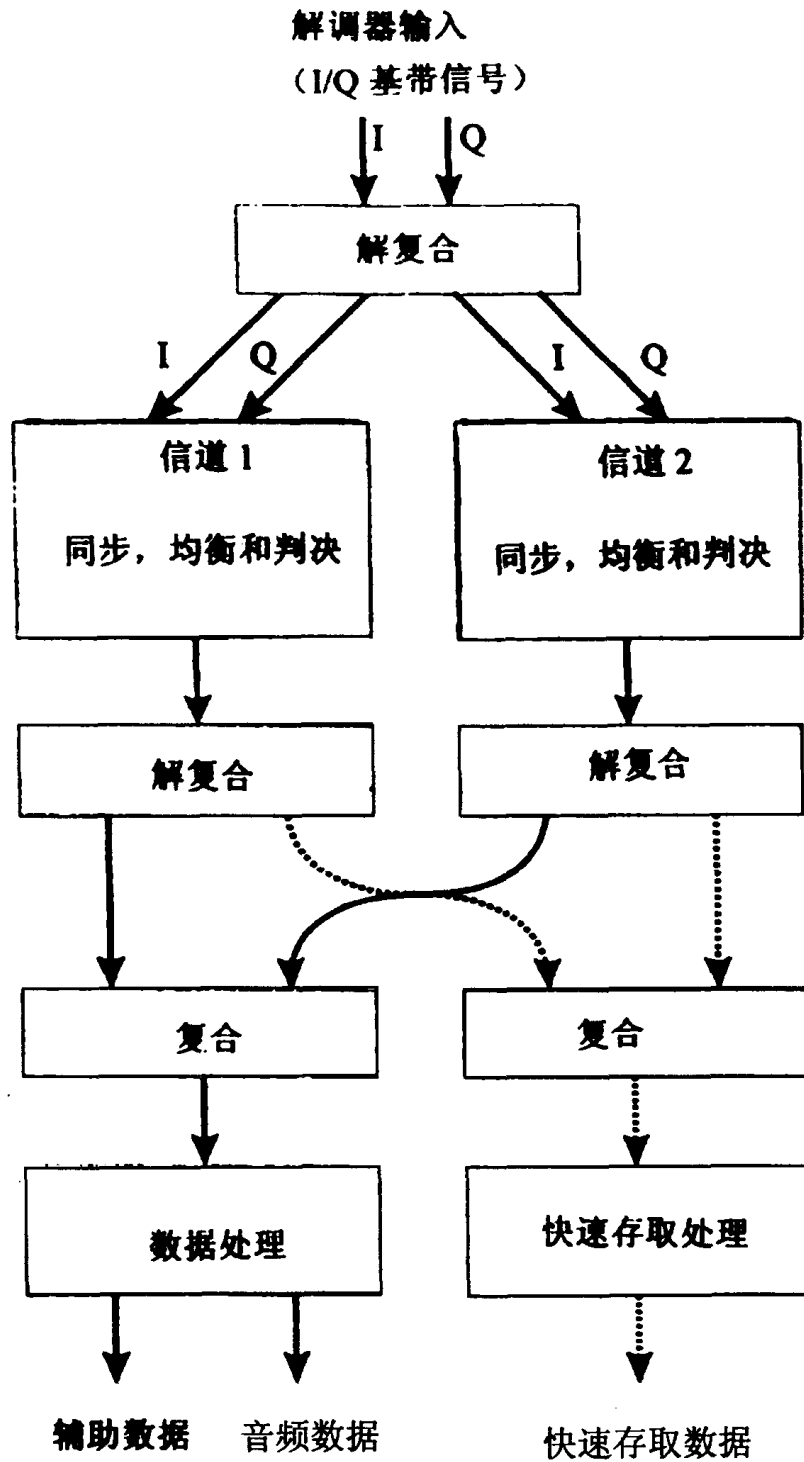


图 2-21 2 个 5KHz 信道的数字解调器

2.5 广播信道中的干扰

除了最简单和熟知的干扰以外,附加于数字传输系统、正态分布的噪声(白高斯噪声)造成的干扰,和移动无线电网的典型干扰(瑞利和莱斯衰落),其影响已经难以补偿;还要考虑广播信道中出现的、工作于同频道的 AM 发射机的干扰。在过渡期间一些电台已经转换至数字运行,而另一些仍然为 AM 运行,经常会通过同一个频道中的载波及其调幅而形成干扰。这些干扰应设法控制。

如果在实际情况下一个很强的载波干扰,带来的结果是,相位星座图的坐标不再是原来的,如图 2-22 所示。这时,可以通过给出的大的幅度值,很强烈地控制 A/D 变换器,借助在接收机高频前端的 AGC 和(或)具有足够比特分辨率的 A/D 变换器来实现。

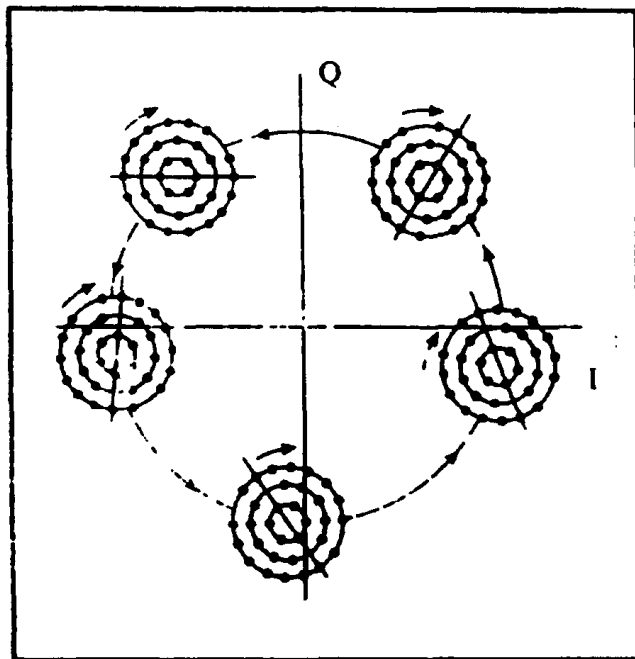


图 2-22 正弦载波干扰对相位星座的影响

为了对数字符号计值,需要判决阈。为此,接收的符号可以按照相位星座图的理论点来配置。但是,如果星座如同行星环绕那样,须相应的配置判决阈,否则不可能进行无差错判决。为此,需要关于干扰载波的信息,它也从测试序列获得。由此可以看出,在单载波方式中的测试序列不能被单纯的看作是在可传输的数据率方面的一个损失,而是主要靠它使单载波方法的能力变强。

在接收软件的瞬时状态,一个载波可以超过数字信号频谱 30dB 以上而不会出现传输差错。一个 100% 调幅波叠加到数字信道的频谱上,最多至 6dB 而不会出现符号差错干扰。

对于同频道载波和频谱中其它干扰谱线形成的干扰,可以通过先确定(测量)干扰,然后实现干扰补偿而使干扰作用减至最小。干扰的消除取决于这种补偿的品质。为了测量干扰,必须选择合适的数据结构。在周期性重复的测试序列之间配置数据块,同时周期性地去掉一个数据块而形成空隙。

周期性重复的测试序列(在长、中波中每秒约 25 次)被用于接收机的同步(频率、相位、时间、电平)、信道测量、校正、干扰载波的抑制和频道带宽的确定。测试序列使用 2PSK, 这使接收机的同步变得容易、快速。

在数据块中周期性重复的空隙(在长、中波中每秒约 1 个)不会导致数据损失, 因为数据被适当地重新组织。在此空隙中, 接收机可以进行以下测量:

- (1) 替换频率的测量(频率、相位、时间、电平);
- (2) 处于数字信号频谱中央之外干扰谱线的确定;

由于数据流中的空隙, 接收机有可能无损失的切换至一个替换频率(在 DAB 中没有考虑频率块的切换问题), 而不会产生切换干扰或节目中断。

对于短波应用来说, 基于“单频网”的特性也有可能使多个发射机在不同的地点工作于同一频率。

2.6 德国电信的试验发射简况

德国电信局从 1994 年就开始进行中、短波数字声音广播的研究、试验。在柏林, 使用原有 PDM 发射机(工作于 810KHz), 增加相应的设备, 传送数字声音广播节目。图 2-23 示出数字与模拟传输的比较。模拟传输时, 发射机功率为 2.5kW, 数字传输时为 400W。由图可以看出, 在白天, 二者的覆盖范围大致相同; 在夜间, 模拟 AM 广播的覆盖范围变得很小, 而数字声音广播的覆盖范围减小相对较小, 尽管它的发射功率远低于模拟 AM 广播。

需要说明的是, 数字传输的覆盖面积是以误码率小于 10^{-5} 来定义的。在该误码率下, 可以确保无干扰且稳定的音频信号质量, 要远远优于模拟中波的广播信号。

德国电信在试验中应用的数字音频编码器是德国费劳霍夫研究所开发的 MPEG2 Layer3 型, 可以传送几种不同声音模式的信号:

- (1) 音频带宽为 6KHz 的单声道节目的传输;
- (2) 每声道带宽大约 4KHz 的(联合)立体声节目的传输。

音频解码器可以根据帧头信息, 自动置于相应的正确声音模式。

在模拟 AM 广播中, 最终的音频带宽主要取决于接收机中中频滤波器的通带, 而数字传输则有平坦的幅度频率特性。此外, 接收的数字音频信号的动态范围完全相当于 CD 音频信号的动态范围。

除了上述中波数字声音广播的试验外, 德国电信还在德国之声最大的短波发射中心之一——Jülich 电台, 在 49 米的波段, 也进行了试验, 使用 500kW 的短波发射机。

2.7 串行系统与其它制式的比较

2.7.1 与 IBOC 相比

美国开发的 IBOC(带内同频道)数字声音广播, 是与模拟 AM 共用一个频道(同时占用左、右邻频道), 数字信号的电平很低, 同模拟信号混合在一起发射。发射机不是共用的, 需要增加一个小功率的数字声音广播发射机。其输出与模拟 AM 发射机输出相加再送往天

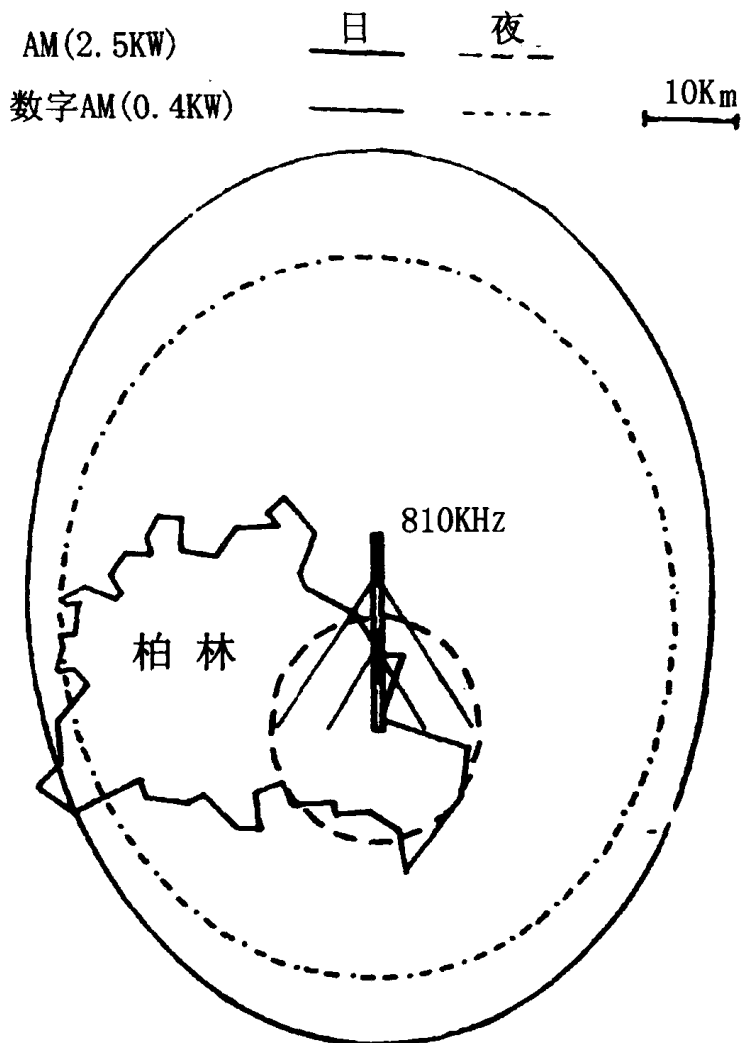


图 2-23 数字 AM 与模拟 AM 发射机覆盖范围比较

线。在接收端,从模拟/数字混合信号中去掉模拟信号,才能得到单一的数字信号。这个过程只有模拟信号无干扰的被检出来才有效。因此,数字传输的覆盖面积将等于或小于模拟信号的覆盖面积。

2.7.2 与多载波系统相比较

在多载波系统(Skywave 2000)中,给出了另一种不同于 IBOC 的在同一信道中同时传送模拟和数字信号,这可以看作为一个边带是降低载波的 SSB,而在相邻的另一个边带中传输数字信号,但载波从信道中心向边缘移动(5KHz)。德国电信局从事单载波系统开发的专家认为,由于实际的广播传输中存在其它同频道或邻频道的发射台,在过渡期内同一频道还同时有模拟和数字信号,多载波系统中的同频道 AM 传输,会产生例如 5KHz 的哨叫。

多载波系统也会使数据率降低,因为只有一个边带用于传输数字信号。此外,载波频率的改变将导致接收机调谐频率的改变。

另外,还有一个重要的问题,是多载波系统有较大的波峰系数,如果每个窄带子信道的

波峰系数是 $C = \hat{U}_s / U_{s, \text{eff}}$ (峰值与有效值之比), 则多载波系统(并行系统)的波峰系数为 $C_p = N \cdot \hat{U}_s / (\sqrt{N} \cdot U_{s, \text{eff}}) = \sqrt{N} C$

式中, N 是载波总数。若 $N = 47$, 则波峰系数大约是单载波时的 7 倍。因此, 对发射机的线性要提出更高的要求。当用同一部发射机同时传送模拟 AM 和数字信号时, 就必须使模拟信号的调制度大大降低, 否则会导致 AM 发射机的过调, 同时造成模拟信号和数字信号的干扰。

大的波峰系数意味着发射机的峰值功率与它的有效功率相比要大。多载波传输时, 发射机必须能提供大的峰值功率, 这也意味着发射机效率变低和非线性失真增大。

此外, 如果并行和串行二者要传送的数据率是相同的话, 则调制的复杂性, 即状态数(以 32 APSK 为例)是相同的。然而, 使用多状态调制, 在接收端相位和频率同步是难以解决的问题。对于串行模式来说, 这个问题可以很容易通过测试序列来解决。

对于衰落信道, 单载波调制器需要一个自适应均衡器。对非衰落信道(长波白天和夜晚, 中波白天)可以不需要均衡器。在多载波方法中(采用 COFDM - 编码正交频分复用)均需进行 FFT(快速傅里叶变换)运算, 要求的接收机比较复杂。

均衡的总量由反射波时延与符号长度的比决定。在窄的信道带宽下, 符号一定很长。若假定中波的反射波时延为 2ms, 这意味着对于 9kHz 信道间隔而言, 有约 15 个符号($7200 \text{ 符号/秒} \times 2 \times 10^{-3} = 14.2 \text{ 符号}$)。

短波时, 反射波时延最多到 8ms, 则相当于 60 个符号的时间。多载波系统克服反射波的影响是利用保护间隔(人为延长符号持续期, 保护间隔通常为符号有效持续期的 1/4), 只有在短波这种长的反射波时延下, 多载波调制的接收机复杂程度才比单载波传输要求的低。但是, 多载波传输时, 8ms 的时延就要求长于 8ms 的保护间隔, 这就与短波信道相关时间相矛盾。

2.8 对德国电信的单载波系统总的评价

德国电信的单载波系统最大的优点是, 相对于法国的多载波系统有较低的峰值系数(电压峰值/电压有效值), 这样仍可以使高频末级工作于丙类状态, 保持高的效率, 缺点是接收机均衡电路较复杂。

此外, 在由模拟向数字过渡期间, 进行模拟、数字同播时, 必须有空闲的邻频道供使用, 否则, 中波夜间及短波白天和夜间可能干扰邻频道电台或受邻频道电台干扰。

第三章 法国 Thomcast 的 Skywave 2000 多载波系统

法国 Thomcast 公司基于 DAB、DVB 中使用的 COFDM(编码正交频分复用)技术,在开发数字 AM 时,提出了 Skywave(天波)2000 这种多载波并行传输系统。

3.1 调制方案及其选择标准

在前文中,我们曾经用了相当多的篇幅讨论过数字 AM 调制方法的选择问题,但是是站在选择单载波系统的基点上讨论问题。现在,让我们站在 COFDM 的基点上,进一步讨论这个问题,也就是阐明法国为什么选择 COFDM 这种多载波并行传输的理由,也是对调制方案选择原理的补充和完善。

3.1.1 传输数据率

在数字音频广播的设计中,最先考虑的是必须传输的最小数据率,它直接关系到声音的质量,最小数据率所能达到的声音质量,至少应相当于或优于在相同的信道带宽内长、中、短波模拟 AM 广播的质量。

最小数据率在信源编码中代表着希望得到的数据压缩的最大程度。随着数字音频信号源编码技术的进步,在相同的数据率下,明天所表现出的质量要比今天好得多;或者说,明天以更低的数据率就能达到今天用较高数据率所能达到的质量。许多现有的源编码器,可以在 12kb/s~48kb/s 的数据率下提供好的质量。

此外,最小数据率与传输时所需要的起码射频带宽相联系。需要的数字音频信号的最小数据率(又称净数据率)除以信道编码率,才是在信道上传输的最小数据率(此时称总或毛最小数据率)。信道编码率是小于 1 的值,它等于信道编码器输入数据率与输出数据率之比。

还需要指出的是,根据取样定理,数字音频信号的数据率的不同,与所传送音频信号带宽和立体声传输的能力有必然的联系。

3.1.2 信道编码

信道编码的任务是确保传输的可靠性。由于传输环节较差的质量和的不稳定性,特别是在衰落和干扰时,必须采用一些形式的信道编码,即人为在数据流中按照一定的规则加进冗余,以便出现传输差错时可以予以修正,确保所接收的数据流正确性。

在 Thomcast 的 Skywave 2000 系统中,信道编码使用高分集的卷积编码(称为网格编码调制,简称 TCM),并与交织相结合,以提高抗信噪比(SNR)短时下降的能力。关于 TCM 后文还要进一步介绍。

3.1.3 调制方案

为了提高效率,调制方案必须有在很窄的信道中传输高数据率的能力。这样,就需要一个高性能的调制系统,既需要考虑每秒的比特数,又叫要考虑传输时相应的带宽。

为了有高的比特率,不考虑像 QPSK、DQPSK 等有相对大的带宽要求的简单系统。这是因为 QPSK 或 DQPSK 这类四相相移键控系统,载波的每个相位状态只相应于 2 比特数据(即每个符号 2 比特),要满足高的数据率,就得高速切换载波相位状态,符号周期短,使已调波的射频频谱变得很宽。

根据频带效率(b/s)/Hz 的要求,必须使用多幅度、多相位状态的复合调制系统,像 QAM(正交幅度调制)和 APSK(幅度相移键控)等,它们可以提供更高的效率。

另一项技术就是把需要的比特流打包成适合的频谱。这就是在可用的带宽内应用相互间距很近的多载波技术,每个载波仅用要求的数据流的一部分进行调制,即把总数据流打散,分配在各个载波上传送,每个载波传送的数据率很低。

不管任何调制方案,由于多径传播效应,接收机所接收的信号是不同的相连符号的混合物。在 AM 波段广播中,多径效应在短波和中波的夜间最明显,主要是由于不同电离层反射波有不同的时延引起。

在多载波系统中,每个载波的数据率低,即符号周期长(载波幅度或(和)相位状态切换的速度慢),通过电离层反射,最早到达接收机的反射波与最晚到达接收机的反射波之间的时延差,仅占符号周期的很小一部分。因此,多径效应造成的符号间干扰小。为了进一步消除多径传播的影响,可以像在 DAB 中一样,在有效符号期之间增加一个保护间隔,等待与这个保护间隔相应的时间直到干扰结束,才开始新的符号。

对于单载波串行传输系统来说,仅有一个载波,用来传送总的的数据率,符号周期短,由多径传播造成的符号间干扰相应加重。为解决这个问题,接收机不得不在解调前使用强有力的均衡器的方法来把由于多径而混合在一起的符号分离开。

均衡器的复杂性(或级数)与多径延时弥散的平方成比例。当信道不稳时(特别是在短波),这种复杂性增加,以便能准确估计快速变化的多径结构。

3.1.4 波形带宽

多载波并行系统的信号波形相应的频谱是准矩形的,这可以允许在良好的邻频道保护下,有较好的信道占有率。

单载波串行系统,其信道占有率是实际尼奎斯特滤波成形的函数,为了提供邻近频道保护,在给定的信道间隔下,串行系统的数据率相应稍低。图 3-1 所示是典型的串行和并行调制解调系统的频谱对比。

3.1.5 在整个 AM 波段(长、中、短波)采用单一方案

整个 AM 波段包括长、中、短波频段,它们的频率范围分别是:

长波:148.5—283.5kHz

中波:526.5—1606.5 kHz

短波:3.2—26.1MHz

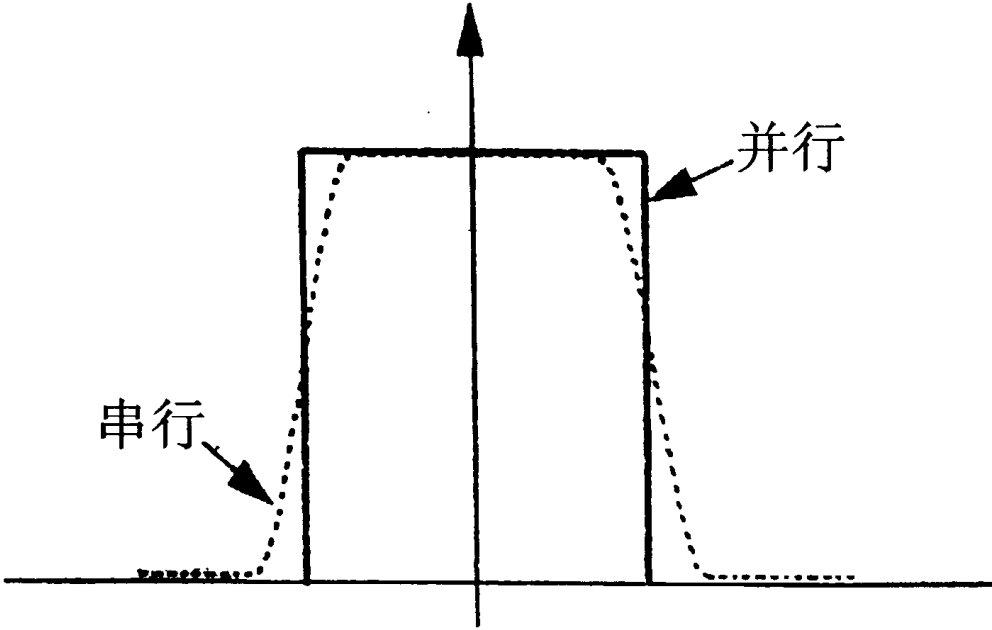


图 3-1 串行和并行调制解调系统的频谱图

如果不同频段采用不同的系统,将使接收机变得复杂化,价格会提高,耗电也会增加。因此,单一的解决方法是值得考虑的,要使接收机不做任何变化,就能够适用于各种情况(例如合适的带宽,要求的比特率,对不同传播条件、干扰条件的抵抗能力)。

3.1.6 串行与并行系统接收机复杂性对比

表 3-1 所示是 Thomcast 公司作出的串行与并行系统接收机复杂性对比。

表 3-1 串行与并行系统接收机复杂性对比

CPU	3kHz 带宽	4.5kHz 带宽	9kHz 带宽
单载波系统	20Mips	75Mips	600Mips
多载波系统	14Mips	28Mips	50Mips

表 3-1 的条件是,预测 5ms 时间弥散的 DFE 均衡器(判决反馈均衡器),此外 32 比特浮点,16/24 比特定点实现,倍增 1.3/1.5。

通过比较得出的结论是,单载波方法的接收机要比多载波方法的接收机复杂的多。单载波方式的接收机需要大的运算能力,会使接收机价格提高,耗电增加,会减少便携式接收机的自主性。

3.1.7 单载波系统的均衡与多载波系统的保护间隔

前文曾经讨论过,单载波系统需要均衡,Thomcast 公司经过分析认为,不管带宽如何,甚至对于一个稳定的信道也需要均衡。其原因是多方面的:

①由于制造过程中的差异和滤波器类型不同等因素,接收机的不同(模拟)滤波器不可

能有相同的冲击响应；

②由于物理因素,这种冲击响应不可能像开平方余弦滤波器；

③由于星座图上点间的距离很近,任何符号间干扰都是不能接受的。

在多载波系统中,虽然不需要均衡,但是需要保护间隔。增设保护间隔也是要付出代价的,其一是使有效传输速率降低;其二是使功率信噪比降低。保护间隔越长,降得越多。保护间隔的长度根据信道冲击相应的长度来确定。

3.1.8 关于峰值系数

前文曾经讨论过单载波系统和多载波系统的峰值系数问题,得出的相互之间的关系是理论上可能出现的最大值,并没有考虑实际因素, Thomcast 公司在考虑两种系统的实际因素的前提下,也对两种系统的峰值系数的对比发表了看法。

要比较峰值系数,在单载波系统中必须考虑滤波器的滚降特性。表 3-2 所示是经过计算机仿真得出的结果。

表 3-2 峰值系数对比

调制方式	理论值	使用开平方升余弦滚降滤波器 $\alpha=0.25$
多状态调相, 32APSK	0dB, 1.8dB	4.8dB, 6.2dB
64QAM	3.7 dB	6.8dB
多载波系统(N个载波)	$10\lg N$	不利用

当符号持续期为 T 时,滚降系数为 α 的开平方升余弦滤波器的冲击响应为:

$$X(t) = \frac{4\alpha t/T \cdot \cos[\pi(1+\alpha)t/T] + \sin[\pi(1-\alpha)t/T]}{\{4\alpha + \pi(1-\alpha)t/T \cdot [1 - 16(\alpha t/T)]\}^2} \quad (3-1)$$

对于含有 N 个副载波的并行系统来说,峰值与平均功率的比值理论上为 N 。只有所有的副载波在某一特定的时间具有相同的相位时才会达到峰值功率,随着 N 的增加,出现的概率将逐渐减少。

实际上,随着 N 的增加,并行系统的信号波形越来越像在所感兴趣的频带内滤波出的高斯噪声。用绝对的峰值与平均功率相比是不合适的。当 N 很大时,10—12dB 的经验值是一个很有用的最大值(对于复杂的高斯信号,峰值功率超出平均功率 12dB 的概率为 1.3×10^{-7})。10—12dB 这个值是观察得到的,例如在具有自动电平控制装置的短波 SSB 发射机的输出端观察。

事实上,在发射前采用限幅处理是有可能改善峰值系数,但在限幅处理后必须跟随一级滤波器,以除去不希望的带外反射。另一方面,限幅处理也会在解调过程中引起一些性能下降,这种下降(考虑平均信噪比)可能大于提高功率给予的补偿。关于限幅门限问题,取决于编码方案每符号的比特数,要求在发射机输出端直接解调时误码率小于 1×10^{-5} 。

通过以上的比较,法国 Thomcast 公司认为,峰值系数不是在单载波和多载波两种调制方案做出选择的决定性参数。

3.2 发射机硬件

图 3-2 所示是在传统模拟 AM 发射机上实现数字声音广播的原理方块图。

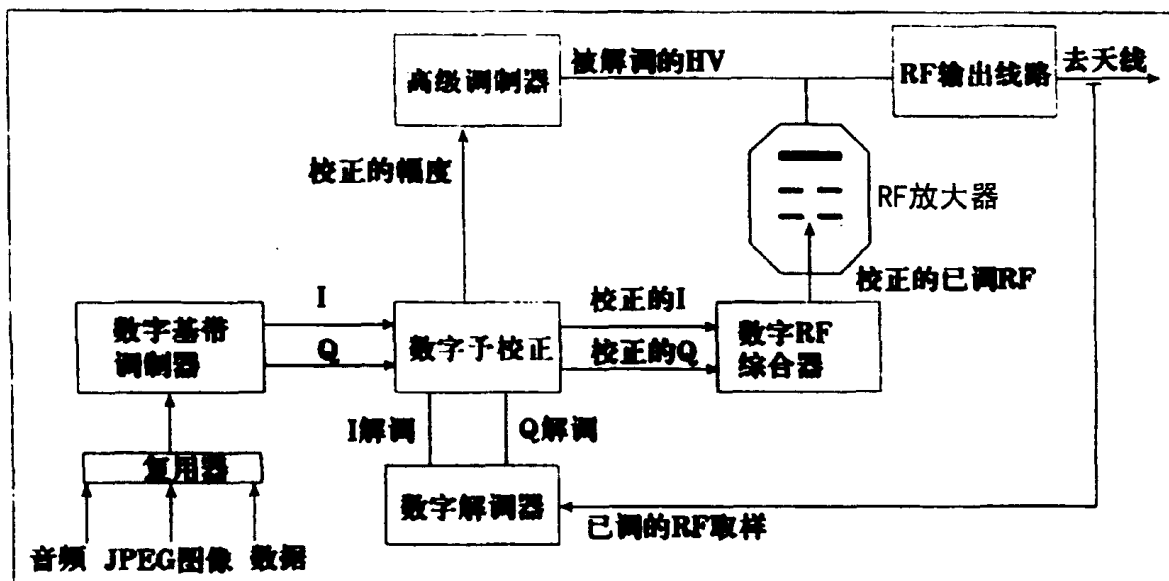


图 3-2 发射系统方块图

传送的数字音频与其它业务的数据流经编码和复合后,送入数字基带调制器,数字调制器输出端的信号是复数形式的信号,在笛卡尔坐标中它代表同相分量 I 和正交分量 Q。需要强调的是,这里的 I/Q 分量是许多不同频率的多载波的分量。为了通过现代发射机发射,它要变为极坐标形式,用幅度 $A(t)$ 和相位 $\varphi(t)$ 来代表。图 3-2 中已经包含了发射机非线性失真自适应校正系统。

图 3-3 所示是数字基带调制器原理方块图。

3.3 系统结构

天波 2000 并行传输系统采用递增结构(见图 3-4)。这样很容易适应所要求的带宽、比特率、保护等级和将来的实施,而接收机不须任何变动。

传输的信号由以下部分组成:

带宽为 3200Hz 的核心载波组(由 96 个核心载波组成,载波间隔为 33.3Hz),传送必不可少的频率基准、时间同步、增益基准和接收机重组等信息。此外,核心载波组在周期为 288ms 的帧内传送 576 个声音或图像符号。

一定数量的附加载波组,每个由 11 个附加载波构成,带宽为 $33.3\text{Hz} \times 11 = 366.3\text{Hz}$ 。每个附加组传送 72 个声音或图像符号及 5 个数据符号的额定比特流。可选用的附加组的数量取决于总的可以提供使用的带宽。

这种与不同的 QAM 调制模式(16、64 或 256QAM)有关的递增结构可以提供最大的灵

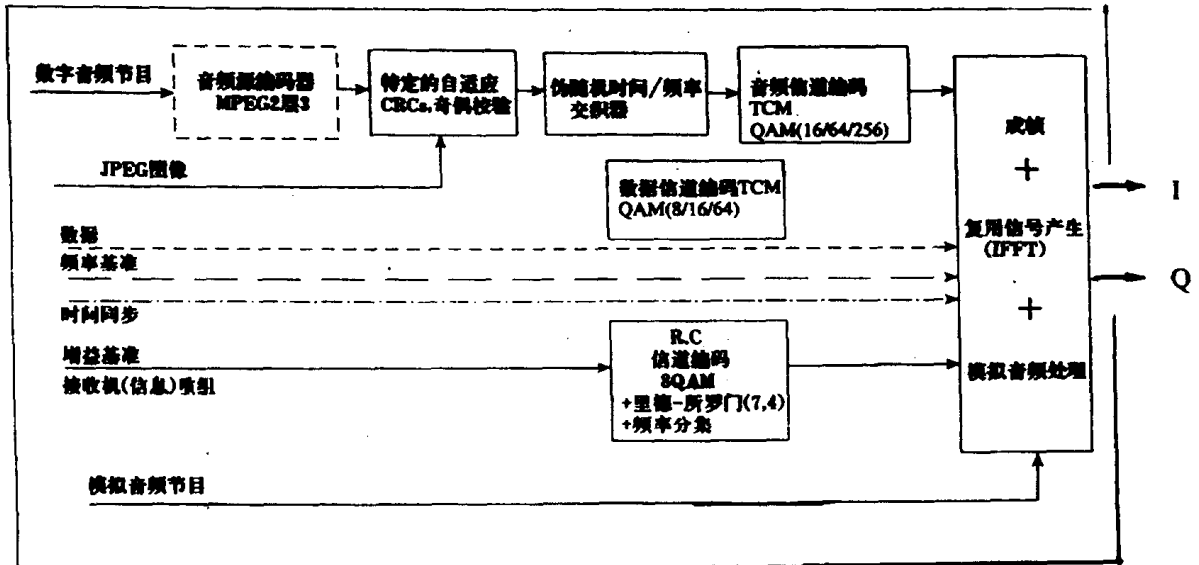


图 3-3 数字基带调制器原理方块图

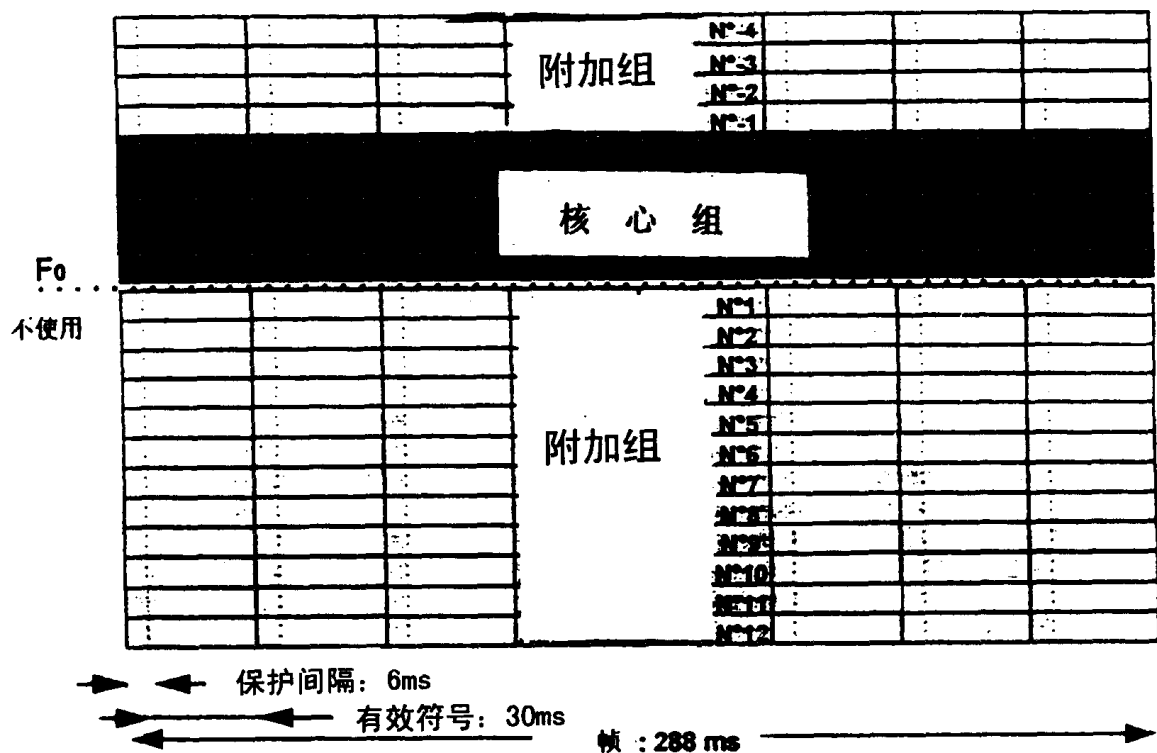


图 3-4 递增结构示意图

活性,可以很容易适应于现有的带宽或传播信道特性。

表 3-3 给出目前的系统容量(以可用比特率表示)与带宽之间的关系。

表 3-3 系统容量与带宽之间的关系

	核心组	1 个附加组	核心组 + 4 个附加组	核心组 + 16 个附加组
载波数	96	11	140	272
带宽(Hz)	3200	36.6	4666.4	9065.6
声音/图像符号				
—16QAM(kb/s)	6	0.75	9	18
—64QAM(kb/s)	8	1	12	24
—256QAM(kb/s)	12	1.5	18	36
数据符号				
—8QAM(kb/s)	—	34.7	138.8	555.2
—16QAM(kb/s)	—	52.1	208.4	833.6
—64QAM(kb/s)	—	69.4	277.6	1110.8
接收机重组的遥控符号	21	—	21	21

(计算举例:核心组以 16QAM 为例,每 288ms 传送 576 个符号,每个符号的净比特率为 $4 \times \frac{3}{4} = 3$ 比特,所以数据率为 $3/(288 \times 10^{-3} \times 576) = 6$ Kb/s)

3.4 信号格式

符号长度为 36ms,其中:符号有效期为 30ms,保护间隔为 6ms。需要说明的是,原来方案的符号长为 18ms,有效期为 15ms,保护间隔为 3ms,原来的载波间隔为 66.6Hz。由于 COFDM 方法中,各个载波间在频谱关系上要满足正交关系,要求载波间隔为符号有效期的倒数。因此,载波间隔变为 33.3Hz 后,相应的符号长度、有效期、保护间隔都要加倍。符号期加长,出于以下几方面考虑:

①符号期加倍,载波间隔减半,在同一种 QAM 下,若保证数据率不变,则载波数量加倍,对减少频率选择性衰落有利,总带宽与原来保持相同。

②符号期加倍,保护间隔也加倍,允许的多径传播的时延差可以加倍,这对短波广播有利。在短波广播中,很少出现超过 8ms 时延的反射波,因此,保护间隔由 3ms 变为 6ms 较为合适(中波反射波时延最大按 2ms 考虑)。

在持续期为 288ms 的一帧中,包括 8 个符号组,编号为 0,1,2,3,……7,而每个符号组分配在每个载波上的若干比特(视 16QAM、64QAM、256QAM 不同)称为一个符号。

在核心载波组,第 25、45、80 个载波不被调制,它用作接收机快速搜索和多普勒跟踪的频率基准。

在核心组中,第 21~85 的载波在第 0 个符号期间不调制,它们有相应的相位,确保一个很低的峰值系数;这是时间同步波形。

核心组包含用于接收机遥控的符号和若干个增益基准符号(不调制符号)分布在整帧上(增益基准也通过附加载波组传送)。

平均每 8 个符号组有一个增益基准符号, 这样的配置使基准符号的周期重复降至最小。在每一帧中, 除了频率基准、增益基准、接收机重组(遥控)、时间同步的符号外, 是传送声音或图像的符号。

图 3-5 所示是详细的帧结构。

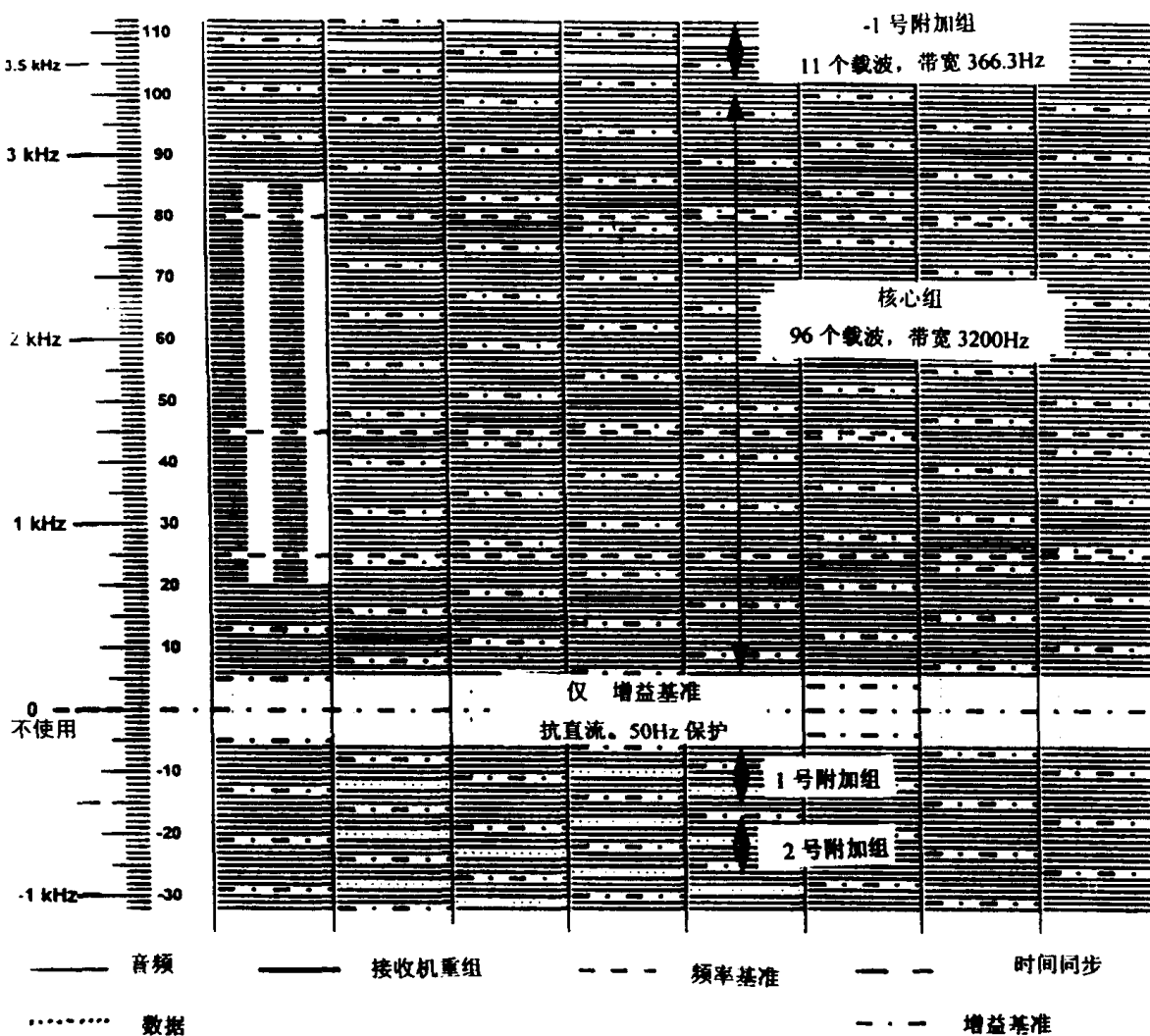


图 3-5 详细的帧结构

3.5 QAM 调制方式

Thomcast 的天波 2000 系统采用多载波并行传输(COFDM), 每一个载波采用正交调幅 16QAM、64QAM 或 256QAM。

- 16QAM: 每个符号 4 比特, 编码率 3/4, 每符号净 3 比特。
- 64QAM: 每个符号 6 比特, 编码率 2/3, 每符号净 4 比特。
- 256QAM: 每个符号 8 比特, 编码率 3/4, 每符号净 6 比特。

下面, 我们介绍一下 QAM 的基本原理与特性, 需要指出的是, 在多载波系统中虽然原

理上说总的信号是各个载波(频率间隔 $\Delta f = \frac{1}{T_u}$, T_u 为符号有效期)QAM 调制器输出的叠加,但是在具体实现时,与在 DAB 中一样,是通过快速傅里叶反变换(IFFT)实现的。

在 QAM 方法中将 m 个比特组合在一起,并首先形成具有实部和虚部的一个复数符号字,该步骤通常称为“映射”或“变换”。图 3-6 所示是 QAM 调制器的电路方块图及相应部位的信号波形图。

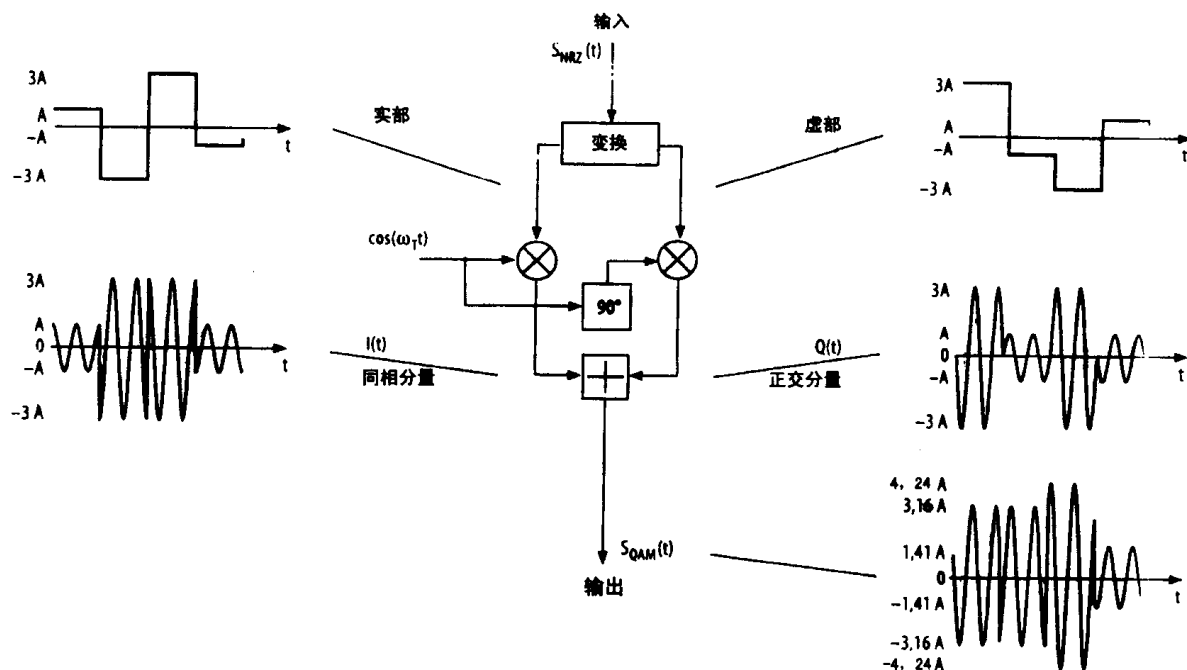


图 3-6 QAM 调制器的电路方块图与相应部位的信号波形图

调制器的输入级“变换”把二进制的归零(NRZ)码,根据要求的 QAM 的状态数,变成多电平的电脉冲。复数符号字在 QAM 方法中相当于双比特。一个符号的周期 T_s 。由于将 m 个比特组合在一起,与单个比特的周期相比,成比例地变大。

经“变换”得到的复数符号的实部和虚部后,后面的处理与 QPSK 方法完全相同,将其分别送到相位相差 90° (正交)的所谓正交调制器(进行相乘运算),再将其输出相加(相当于两个 2PSK 信号相加),便得到 QAM 输出信号。图 3-6 中画出的信号波形是以 16QAM 为例的波形。可以看出, QAM 信号的包络不是恒定的值。因此,初看起来不排除在对 QAM 信号进行解调的解调器中,使用包络解调的可能性,然而,在 QAM 中有许多不同的符号状态可能有相同的幅度而有不同的相位。由此看来,在对 QAM 进行解调时只有使用同步解调器。这可以借助图 3-7 所示的 2 维的 64QAM 星座图来说明。

在图 3-7 中第 1 象限画的是矢量图;第 2 象限标出了相对相位角;第 3 象限画出了判决阈;第 4 象限给出了各个符号状态的功率和平均功率。

在第 1 象限中,给出了 64 种可能幅度和相位状态中的 16 种,由矢量的终点便可以得出确定的信号功率。如果所有星座点以相同的概率出现,就可以从所有幅度值的平方来得到传输信号的功率,可以通过下式表示:

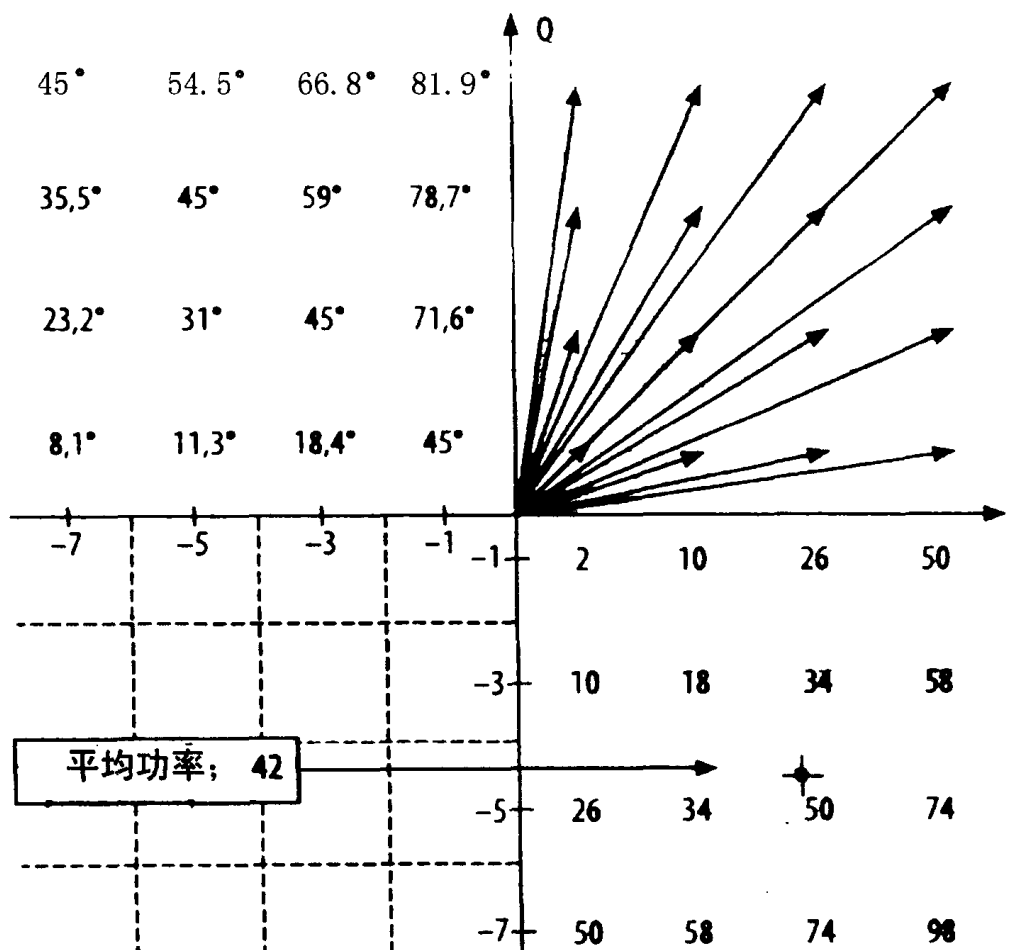


图 3-7 64QAM 星座图

$$S = E \{ A_{k,l}^2 \} = \frac{1}{M} \sum_{k=1}^{\sqrt{M}} \sum_{l=1}^{\sqrt{M}} (A_{I,k}^2 + A_{Q,l}^2) = 2 \frac{M-1}{3} \quad (3-2)$$

式中 M 代表 QAM 的幅度—相位状态; $A_{I,k}$ 和 $A_{Q,l}$ 分别表示 I 分量的幅度和 Q 分量的幅度; $k=1, 2, \dots, \sqrt{M}$; $l=1, 2, \dots, \sqrt{M}$ 。

以 $M=64$ 为例, 归一化的平均功率为 42 (见图 3-7 第 4 象限)。

在第 2 象限中指出了不同状态的相位值, 其值是以与第 1 象限成镜像对称的关系标出的, 而第 2 象限中相位的实际值, 可以通过 180° 减去所标出的角度来计算, 例如 35.5° , 实际相位是 $180^\circ - 35.5^\circ = 144.5^\circ$ 。

在第 4 象限中标出了相应判决阈, 也就是说, 由于干扰, 只要接收到的信号的矢量终点处于由虚线围成的方块之内, 都判决为由坐标原点到该方块中点的矢量。

图 3-8 所示是具有不同幅度—相位状态数 M 的 QAM 方法的比特差错概率与 E_b/N_0 关系的对比。 M 越大, 抗干扰能力越差。

表 3-4 所示是 QAM 方法的功率特征的归纳。

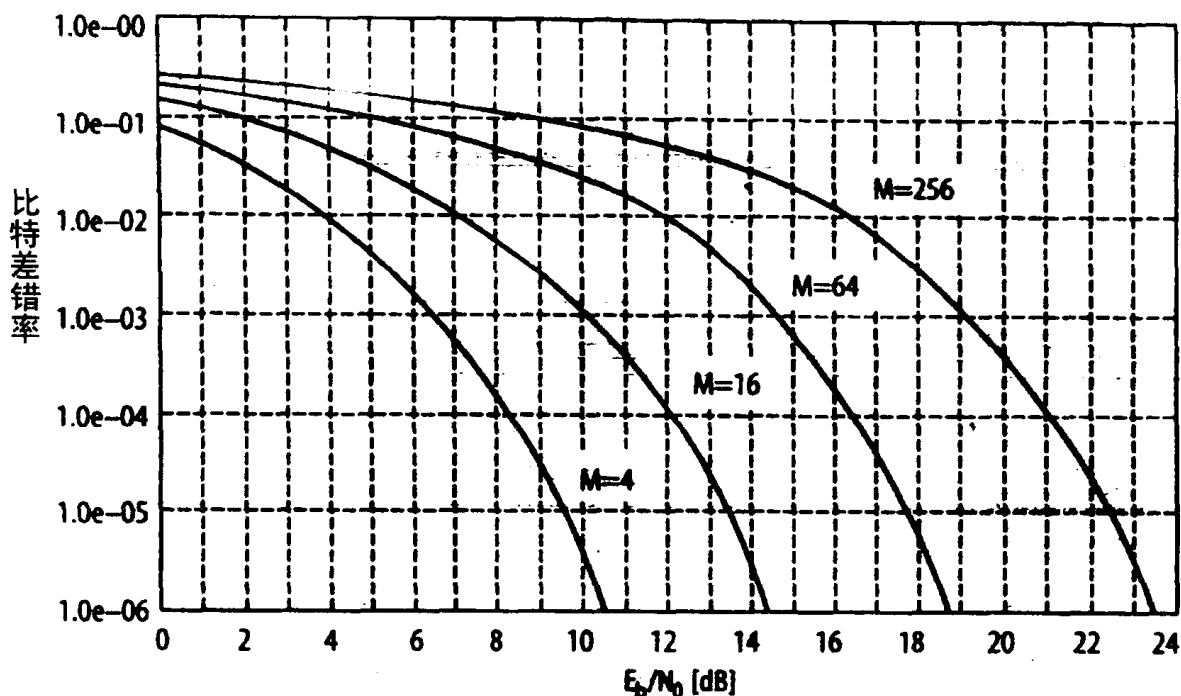
图 3-8 不同 QAM 的比特差错率与 E_b/N_0 的关系对比

表 3-4 QAM 方法的功率特征

状态数 $M = 2^n$	每符号比特数 $n = \log_2 M$	平均信号功率 $10\lg(2 \frac{M-1}{3})$	最大功率/平均功率 $10\lg[3 \frac{\sqrt{M-1}^2}{M-1}]$	动态范围 $20\lg(\sqrt{M}-1)$
4	2	3.0dB	0 dB	0 dB
8	3	6.7 dB		
16	4	10.0 dB	2.6 dB	9.5 dB
32	5	13.2 dB		
64	6	16.2 dB	3.7 dB	16.9 dB
128	7	19.2 dB		
256	8	22.3 dB	4.2 dB	23.5 dB

由表 3-4 可以看出,随着 n 的增加,平均功率也需要增加,级差约为 3dB。

3.6 格网编码调制(TCM)

TCM 属于卷积编码系列,普通的卷积码适用于在 AWGN(加性高斯白噪声)信道中传输,而 TCM 是最佳适于瑞利衰落的信道,且在 AWGN 信道中特性不变坏。

通常,在数字传输系统中,信道编码与调制是各自独立设计和实现的,当然,相应的信道解码需要冗余度,编码增益靠降低有效信息传输率来获得。但是,如果将编码器和调制器看

作一个统一的整体进行设计,可使编码器与调制器联合为一个最佳的系统。从信号空间的角度看,这种统一设计实际上是对信号空间的最佳分割,这就是网格编码调制 TCM 技术的基本原理。

如果将卷积码和未经过信道编码的多电平信号组合起来,那么星座图中所用的信号点数,就大于未编码同种调制所需的点数,这些附加的信号点就为纠错码提供了冗余。

在天波 2000 系统中,TCM 使用两种码型,用来在有关的 AM 信道中提供以信噪比 (SNR) 为函数的比特差错率 (BER) 的最好特性。

- 第一种 TCM 的约束长度为 5, 基于三个生成多项式: $(1+x+x^2+x^4+x^5)$ 、 $(1+x+x^3+x^4+x^5)$ 和 $(1+x^2+x^5)$, 它用于 8 和 64 TCM 编码器, 具有 $2/3$ 的编码率。

- 第二种 TCM 的约束长度为 5, 基于四个生成多项式: $(1+x^2+x^3+x^4+x^5)$ 、 $(1+x+x^3+x^5)$ 、 $(1+x^2+x^5)$ 和 $(1+x+x^2+x^4+x^5)$, 它用于 16 和 256 TCM 编码器, 具有 $3/4$ 的编码率。

图 3-9 所示是 TCM 编码器构成原理图, 图中的椭圆符号表示模 2 运算的加法器。

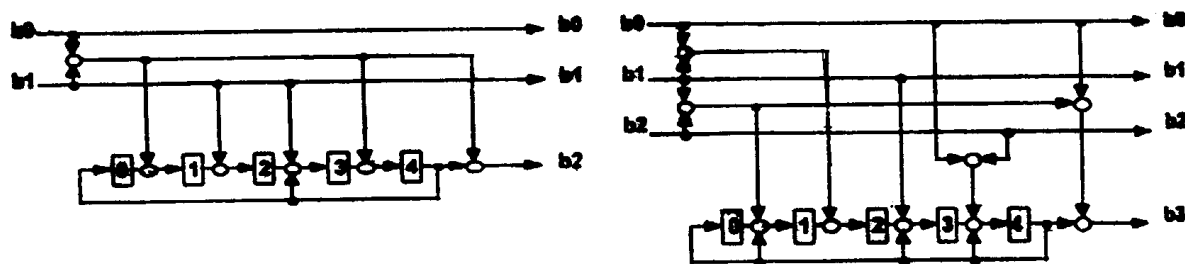


图 3-9 TCM 编码器构成原理图

为了降低实施 64TCM 和 256TCM 编码器的复杂性, 使用 2 个 8 TCM 编码就可以构成 64 TCM 编码器(其中一个的输出代表 I 分量, 另一个的输出代表 Q 分量), 使用 2 个 16 TCM 编码器就可以构成 256 TCM 编码器(其中一个的输出代表 I 分量, 另一个的输出代表 Q 分量)。

在图 3-9 中, 左图输出端 b_0 与 b_1 都是直通, 而 b_2 与 b_0 、 b_1 的关系用下式表示:

$$b_2(x) = \frac{b_0(x)[1+x+x^2+x^4+x^5] + b_1(x)[1+x+x^3+x^4+x^5]}{1+x^2+x^5} \quad (3-3)$$

在图 3-9 中, 右图输出端 b_0 、 b_1 与 b_2 均直通, 而 b_3 与 b_0 、 b_1 和 b_2 的关系用下式表示:

$$b_3(x) = \frac{b_0(x)[1+x^2+x^3+x^4+x^5] + b_1(x)[1+x+x^3+x^5] + b_2(x)[1+x^2+x^5]}{1+x+x^2+x^4+x^5} \quad (3-4)$$

复杂性可用下式计算:

$$C = 2^l \cdot 2^m \quad (3-5)$$

式中, l 为约束长度, m 为编码器输入端的比特数。

图 3-10 所示是 TCM 的星座图。

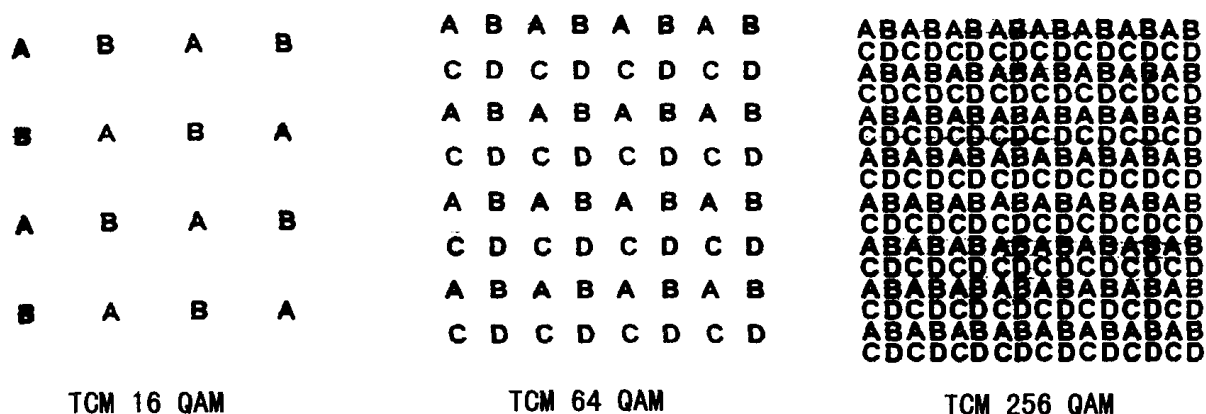


图 3-10 TCM 星座图

3.7 频率交织与时间交织

为了修正数据传输过程中可能出现的突发性差错,与其它 COFDM 传输方法一样,在天波 2000 系统中也实施了频率交织和时间交织。时间和频率交织的分布通过使用卷积交织的随机块交织器实现。

为了对抗不同的预期衰落,实施了三种不同深度的时间交织($1 \times 288\text{ms}$; $4 \times 288\text{ms}$; $16 \times 288\text{ms}$)。

①短时间交织($1 \times 288\text{ms}$):可适用于长波和白天的中波传播。在这种方式下,符号分布在各个的帧上。

②中等的时间交织($4 \times 288\text{ms}$):可适用于中波夜间时间传播和短波稳定的传播条件(白天和夜间)

③长时间交织($16 \times 288\text{ms}$):可适用于短波传播条件,在这种传播条件下,符号分布在 16 个连续的帧上。

所有这些时间交织的不同方式,对于接收机来说是完全透明的,接收机动态的和自动的重组去选择在发射端的模式。

3.8 帧和复数信号的产生及接收处理方法

并行调制解调使用 IFFT 和 FFT 作为处理的基础。在调制器端,使用 IFFT 从每一帧的复数频谱产生时域信号,而在解调器端使用 FFT 进行相反变化,图 3-11 所示是数字接收机部分功能方块图。

3.9 信源编码

目前使用 MPEG 2, Audio Layer 3, 将来使用 MPEG 4。

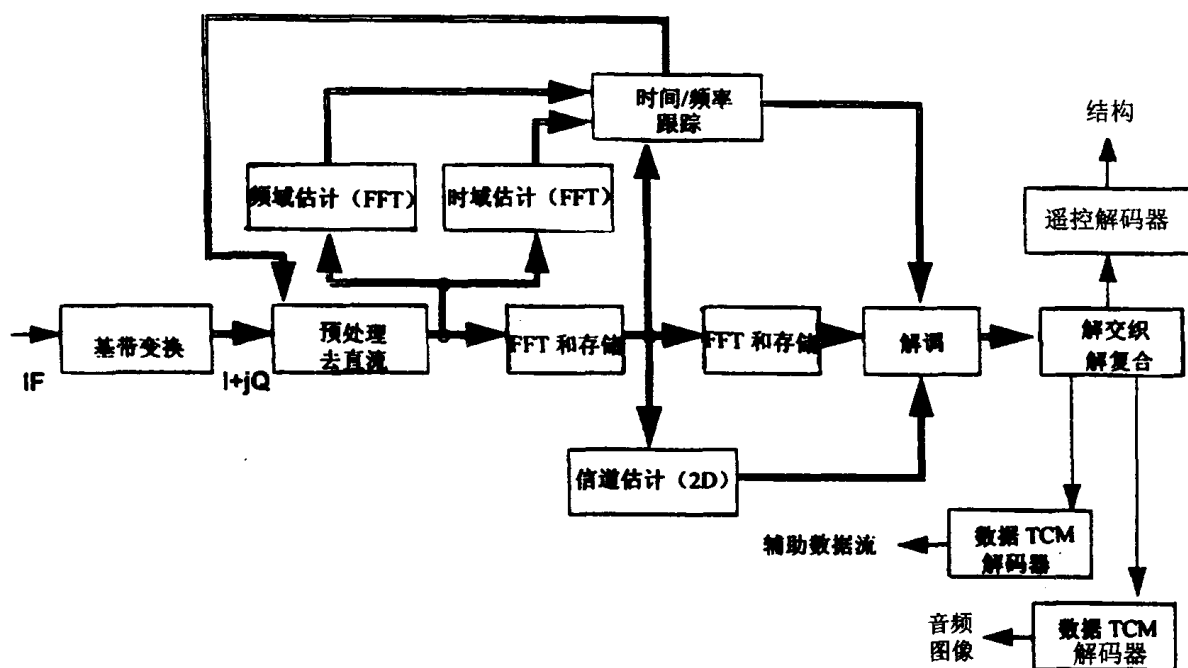


图 3-11 数字接收机部分功能方块图

3.10 Thomcast 天波 2000 的演示系统

图 3-12 所示是 Thomcast 天波 2000 的演示系统。

演示系统主要由以下几部分构成

- 用于编码器、解码器和调制解调器的一个实时数字处理系统,在标准数字信号处理(DSP)PC板上实现;
- 一个 HF 信道仿真器;
- 一个工作在 SW 频段的模拟/数字混合低功率激励器;
- 一个用来接收模拟节目的标准短波商用接收机;
- 一个带有可选滤波器的专业接收机,用来提供系统的基准接收性能。

此外,为了估计现有接收机的技术能力,改装了一个标准短波商用接收机来接收数字节目。这种改造主要是实施一个更宽的第2中频(IF2)滤波器,它的输出信号送给数字解调器。

演示系统可以选择多种传输模式:

- 标准 AM DSB
- SSB: USB 或 LSB
- 两种方式的同播

AM + 数字

VSB + 数字

- 两种不同的全数字方式:

抑制载波的数字方式(在现有发射机里实施)

无载波的数字方式(在将来的专用数字发射机里实施)

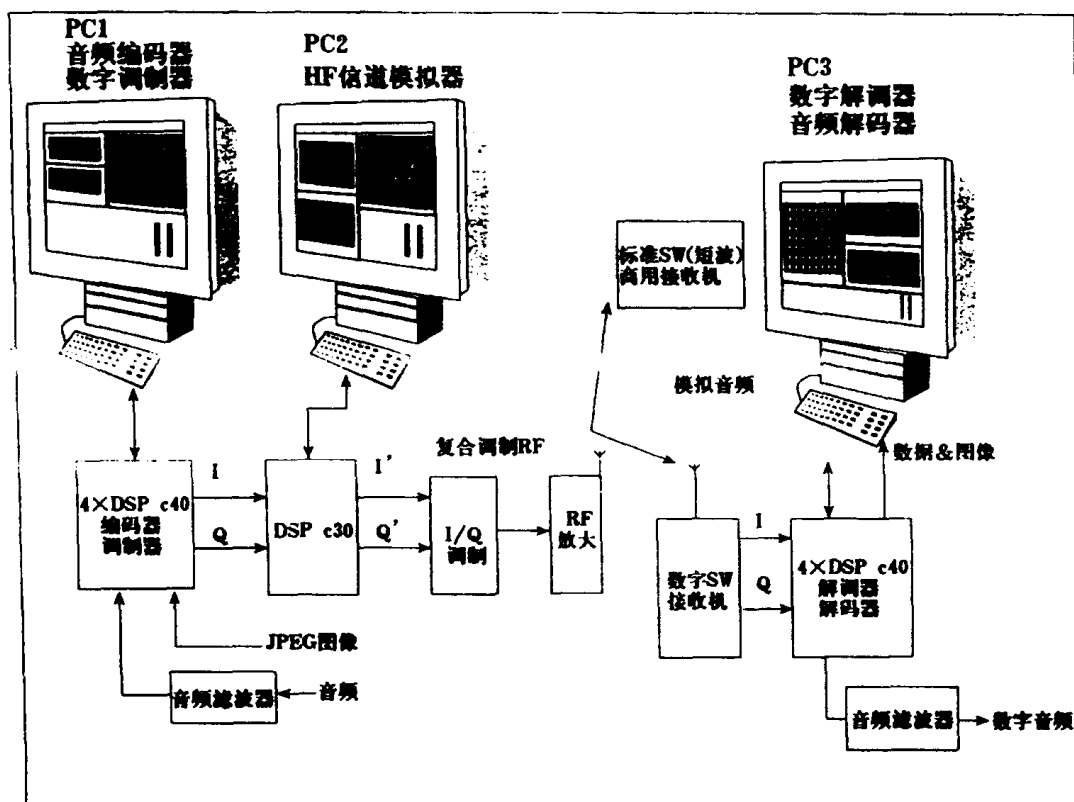


图 3-12 Thomcast 天波 2000 演示系统

3.11 Thomcast 天波 2000 系统现在、将来可能的传输模式

由于该系统的递增式结构,可以根据不同的需要在核心载波组的基础上附加不同数量的附加载波组来变动射频带宽,同时也就有相应的数据传输能力与质量。

图 3-13 所示是 8 种不同的传输模式。

3.12 对 Thomcast 天波 2000 系统的评价

天波 2000 系统采用了在 DAB-T 和 DVB-T 中使用的、抗选择性衰落最有效的 COFDM 方法,符号期中的保护间隔的作用相当于单载波系统的测试序列。

由于采用多载波,从理论上讲,峰值系数将是单载波的 $\sqrt{N}$ 倍 (N 是载波总数),即相差 $10\lg N$ dB。大的峰值系数意味着发射机必须提供大的峰值功率,发射机的效率将变低,非线性失真增大。必须采取相应的非线性校正措施。

实际上,出现理论上最大的峰值功率的概率很小。当 N 较大时,经验值是取峰值功率比有效功率高出 10~12dB 即可,超出 12 dB 的概率约为 1.3×10^{-7} 。

Thomcast 天波 2000 系统的最大特点是应用的灵活性。尤其在过渡期间,不须任何频率规划的变动,就能实现模拟、数字同播,但模拟和数字质量都较差。如果也允许使用邻频道,模拟的质量可保持不变,数字的质量也可达到 FM 水平。

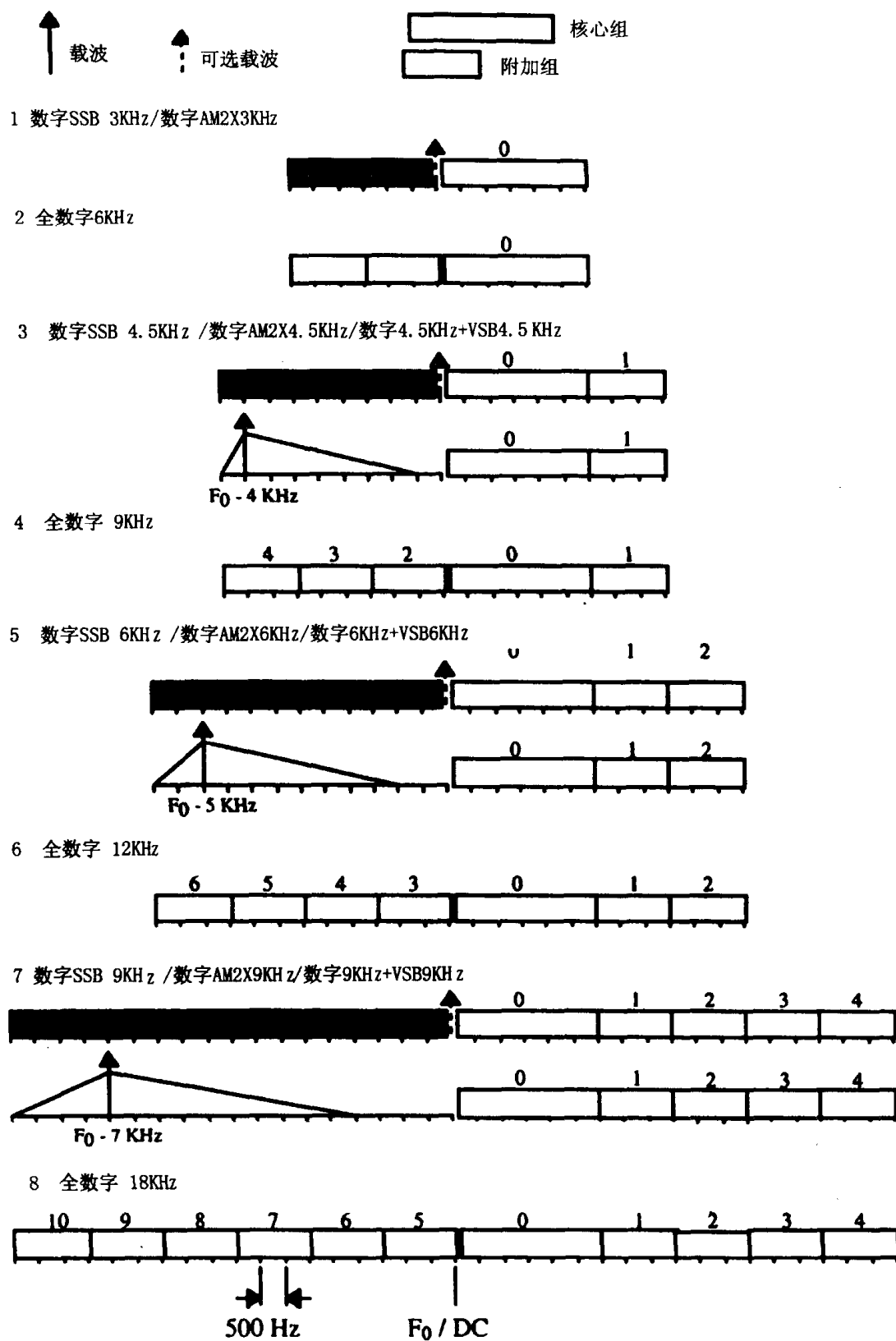


图 3-13 八种不同的传输模式

第四章 VOA/JPL 短波数字广播系统

4.1 引言

由美国之音(VOA)和喷气推进试验室(JPL)联合开发的数字卫星广播技术,首先被应用于短波频段的数字音频广播系统中。已经设计并制成了接收机,且在户外进行了试验。本文综述 VOA/JPL HF 数字系统并给出最新的户外试验结果。

采用最新的 VOA/JPL 系统,总共进行了 3 次户外试验。第一次是在 1996 年 10 月进行的。主要目的是进行多种传输路径的传播测量。发射地点是 VOA 德拉诺发射台,接收地点是德克萨斯的奥斯汀,华盛顿 DC 及西班牙的泰那瑞佛。第二和第三次试验分别在 1997 年 5 月和 1997 年 9 月完成的。信号的接收是在 VOA 设在华盛顿 DC 的总部大楼里进行的。这两次试验包括传播测量和采用各种调制时的性能(误比特率)测量,试验中都使用了两种频率。

1997 年 5 月的试验中使用一个 50KW 的线性发射机,功率裕量约为 12KW。用一系列的测试信号进行了传播和性能的测量。1997 年 9 月试验的一个主要目标是把数字调制信号与大功率、非线性的 DSB AM 发射机级联起来,并研究各参数对输出信号频谱的影响。把采用线性发射机的调制器进行了改进,与 DSB AM 发射机相连。后两次试验的发射功率分别为 220KW 和 50KW。

4.2 系统设计

在发射机和接收机中都应用了软件,可以很容易对许多参数进行改动。由于接收的信号是数字化的,可以存储,因此可以用接收机的几个不同参数的组合对信号进行再处理。

4.2.1 接收机概述

图 4-1 示出了接收机的框图。接收机工作的数据率是 8kbps,其处理是在 PC 上进行的,用软件实现。目前,前端是改造过的短波接收机,调谐在期望的信号上。此接收机提供了一个 13KHz 的 IF 信号,该信号被记录在数字音频磁带的录音机上,用来进行非实时处理。接收机对应于发端的调制方式(MPSK/MQAM)、交织深度、编码以及一些均衡器参数的设置都是很灵活的。音频压缩方案是 16kbps 的 AT&T GT28(LD-CELP)。

在加利福尼亚的德拉诺也设立了相应的调制器并与 VOA 的发射设备联接。

4.2.2 信号结构

信号是由帧同步和数据块构成。帧同步是一个 63 比特的 PN 序列,在序列的尾部有一

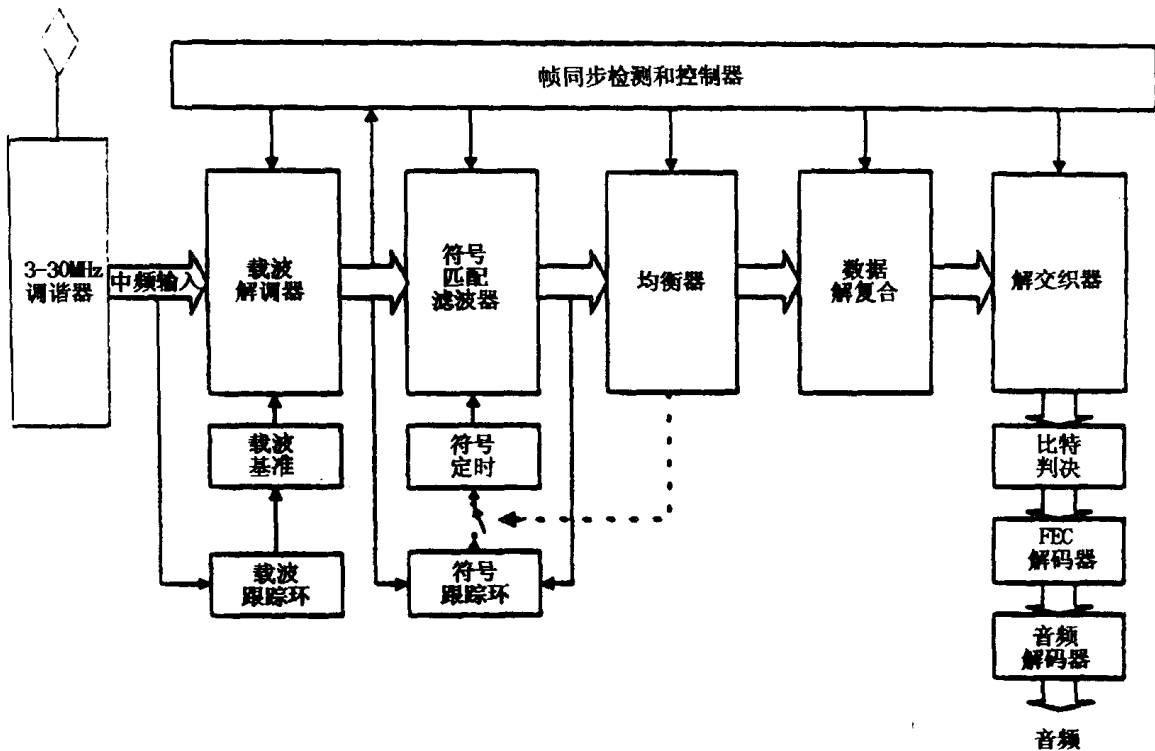


图 4-1 接收机框图

个附加的比特位,目的是使序列的长度为 8 比特的整数倍。帧同步序列是采用 BPSK 方式调制的。数据块可以是任意字节长,但应是音频帧的整数倍。当进行编码时,数据块的长度设置为罗德-索罗蒙码并为编码音频数据块的整数倍。在户外试验中使用的数据块是 $255 \times M \times 8 \times 40$ 比特。 M 是 MPSK 中每符号的比特数(8PSK 时 M 为 3);40 是音频帧的字节长。交织是在符号级进行处理的。如果在试验中使用了交织,帧长与数据块长相等(320/255)。这样可使交织的延迟相等(约 10 秒钟),在实际系统中可能会低一些。每隔 N 个符号插入一个从已知训练符号序列中取出的符号。选择合适的 N 值是均衡器的问题,在均衡器部分讨论。试验中选择的 N 是 4(符号比是 5 中取 1)。

4.2.3 系统权衡

4.2.3.1 所需功率与数据率的关系

调制的级数与所需的发射功率之间需进行权衡考虑。对于高斯信道,从图 4-2a 和 2b 中的理论上的误码特性曲线中,可以得到两者的相互关系。根据假设误比特率等于误符号率(这在低的误符号率中是有效的),研究一系列的曲线,可以发现所需要的发射功率与调制复杂度的关系。图 4-3 显示了所需功率与 BPSK 的比例,以及能够达到的数据率。注意,要达到 8kbps 的数据率,参数 M 要加倍。随着调制复杂度的增加,所需的发射功率迅速增加。因此,重点要注意降低音频压缩系统的数据率。

对于 HF 频段,从理论上很难得出上述关系。这是因为 HF 频段太易变了。曲线的大体形状应当是一样的,除非正如设想的那样,信道的补偿对高的调制度产生了很大的影响。而且,在一个迅速衰减的衰减环境里,使用幅度和相位信息的 QAM 受信道补偿的影响更严重。

MPSK 误比特率与功率的关系

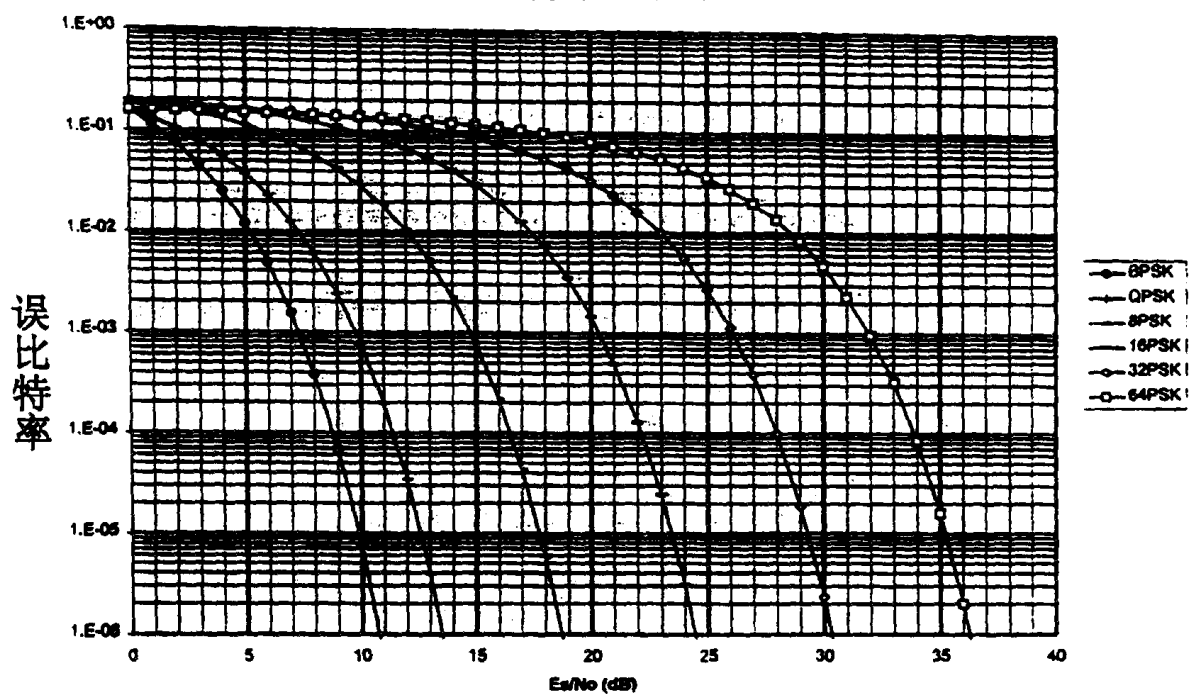


图 4-2a MPSK 的近似误比特率

QAM 误比特率与功率的关系

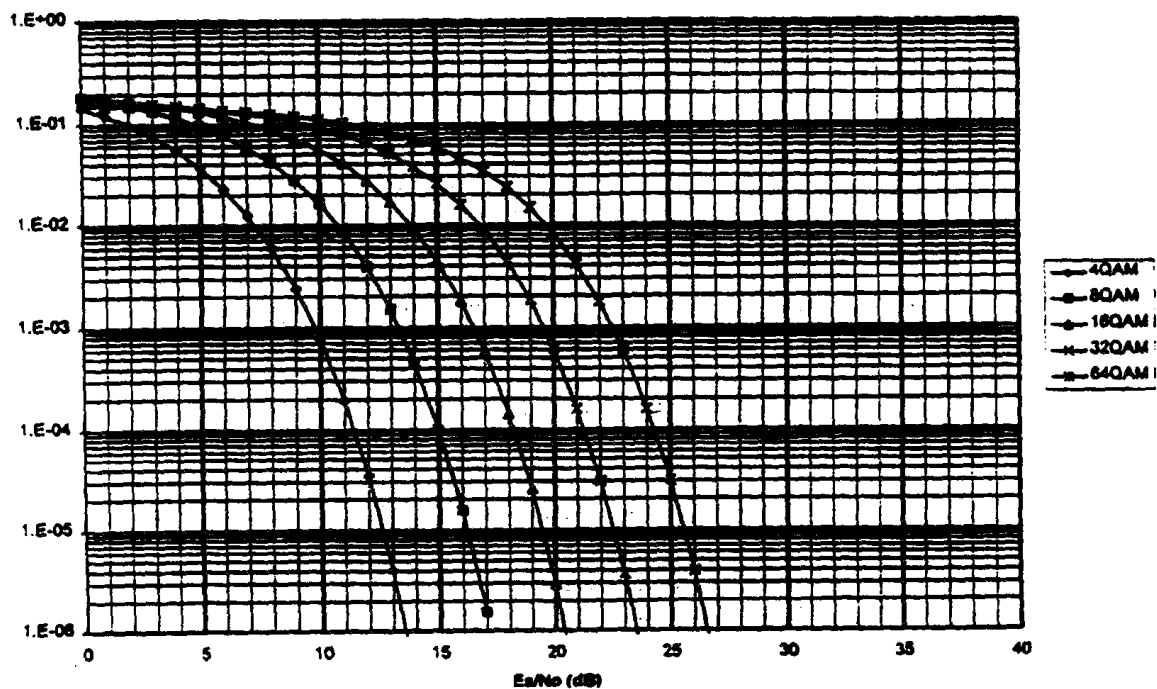


图 4-2b QAM 的近似误比特率

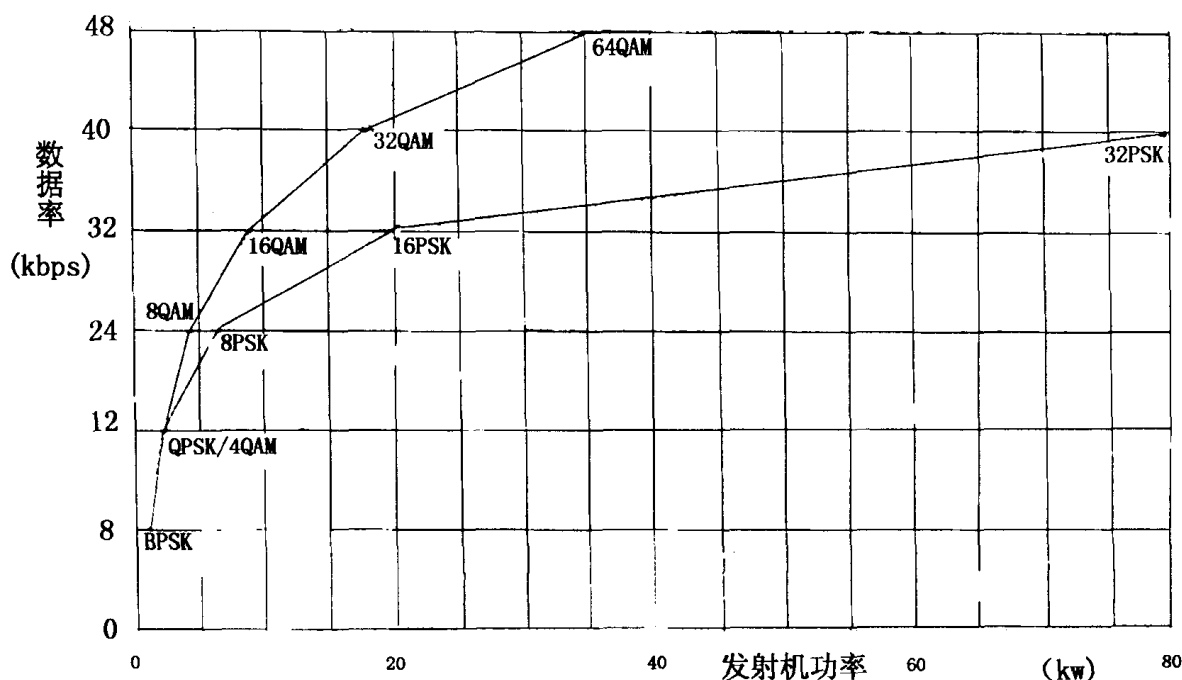


图 4-3 所需发射功率与在 8kbps 信道中所能达到的数据率的关系

4.2.3.2 编码

经过仔细考虑,在带限信道中使用了前向纠错编码。就是从信息数据率中直接减去的编码。从图 4-3 中可以明显看出要携带同样大小的信息量,就要大幅度增大调制的复杂度(如:未编码的 8PSK 与编码的 64PSK 相等,这将增加接收机的复杂性,而且在性能上还会产生负面效应)。

我们知道,衰减信道不可避免地要产生误码,而这些误码将超出音频解码器的能力,所以要进行纠错编码。所需要的最少纠错数是由音频解码器所能接受的误比特率决定的。当 AT&T 的音频解码器输入端的误比特率是 10^{-3} 或更低时,很难从输出端听到任何损伤。这就是要求误码率低于均衡器输出端误码率的缘由。图 4-4 示出了 8PSK 带和不带罗德-索罗蒙(255,233)编码时的性能表现。正如从图 4-4 所看到的,通过罗德-索罗蒙解码器可以使误码率为 5×10^{-3} 或更低的误码率降低于 10^{-3} 。(255,233)码能从每 255 字节数据块中纠正高达 16 字节的错误。以总开销为代价,通过把块的大部分作为检验字节,可以使修正的差错数有所增加。如(255,215)码可以纠正多至 20 字节的错误。

4.2.3.3 均衡器的实现

图 4-5 示出了均衡器的框图。

对于均衡器有一些重要的设计参数。除了选定的一些基本类型外,还有:

- FSE(部分空间均衡器)与 SRE(符号率均衡器)
- 前向和反馈滤波器的分支数
- 在前向滤波器中实现逼近
- 更新系数的值

一个 T/2 的 FSE 实现,每符号需要 2 个分支,而 SRE 需要一个分支。因此,FSE 的缺点是每符号所需的计算量大。FSE 的优点是对符号的抽样时间不敏感,因此,不必考虑数据

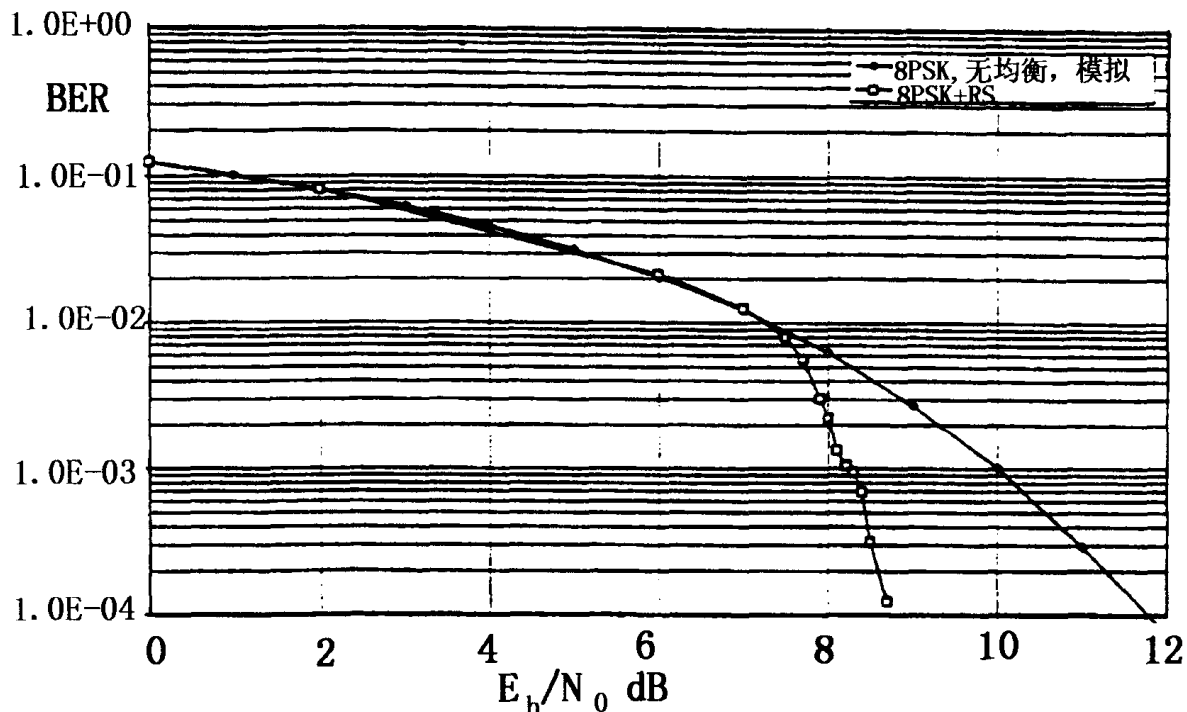


图 4-4 使用罗德-索罗蒙码的纠错能力

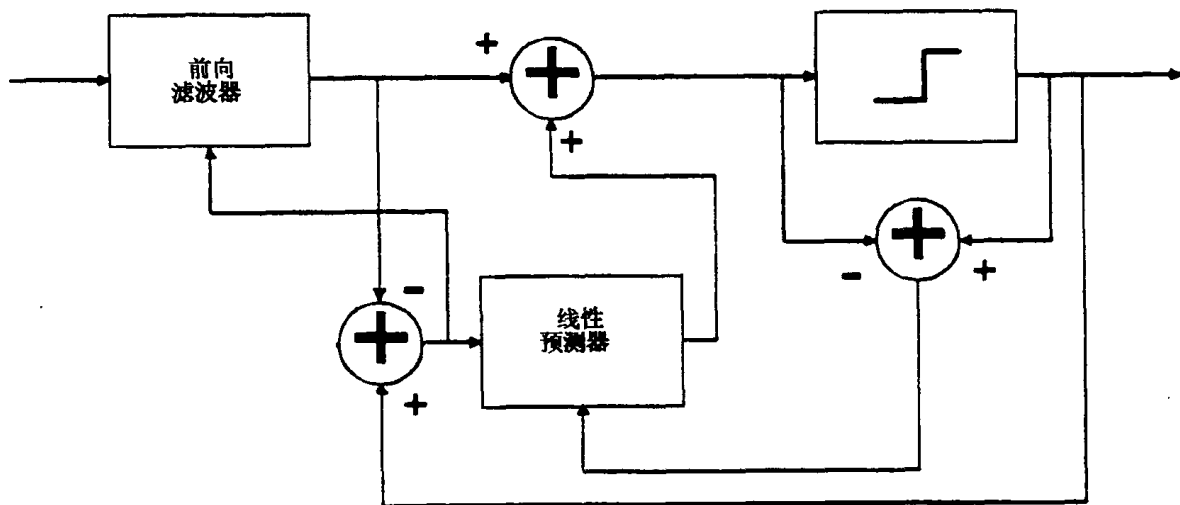


图 4-5 均衡器框图

位的传输跟踪,且带有部分符号延迟,可以改善在多径环境下的性能。虽然对于实现数据的分析来说这是不严格的,但从图 4-6 可以看出 FSE 的敏感性低于 SRE。

前向滤波器的阶数与接收信号的延迟时间有关。SRE 滤波器的长度应比延迟长,目的是使其有更好的表现。对于 FSE,滤波器的长度可以与延迟时间接近。但在实际应用中是延迟时间的 2 或 3 倍长,这取决于信号与滤波器的中心频率联系的紧密程度。

有关文献给出了正研究的两种滤波器的补偿办法。一种是 RMGS(递归修正的格拉姆-斯科来德)结构,已在部分空间均衡器中得到了应用;另一种是点阵结构,应用在符号率均

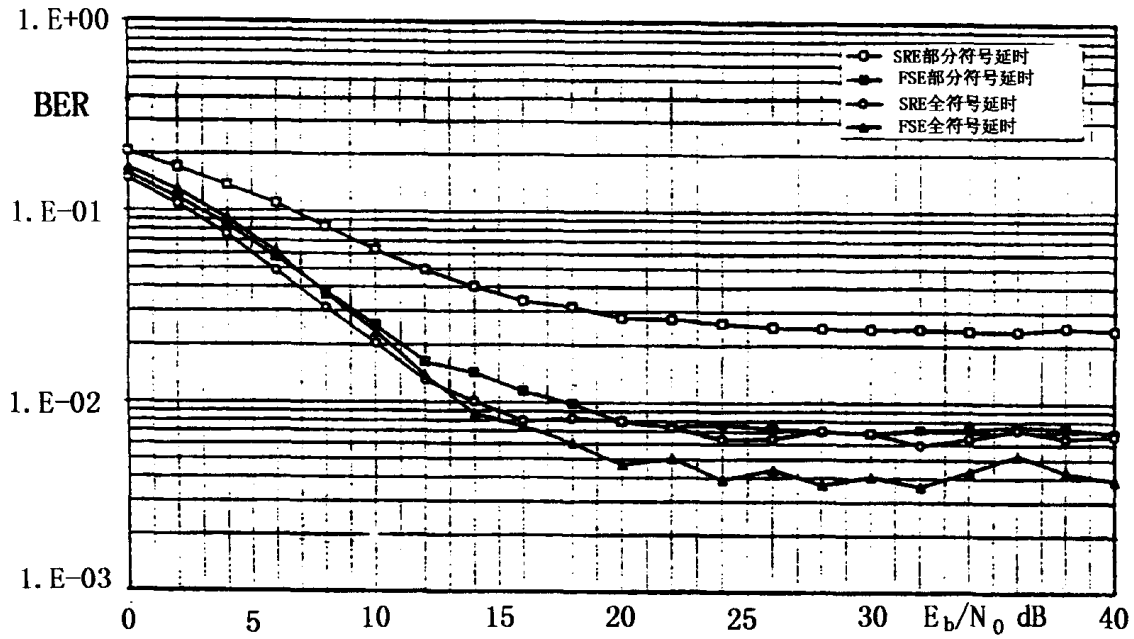


图 4-6 具有定时偏移时的 SRE 和 FSE 均衡器性能

衡器中。图 4-7 中比较了 FSE RMGS PDFE 和 SRE LPDFE 均衡器补偿时,每符号所需的计算量。

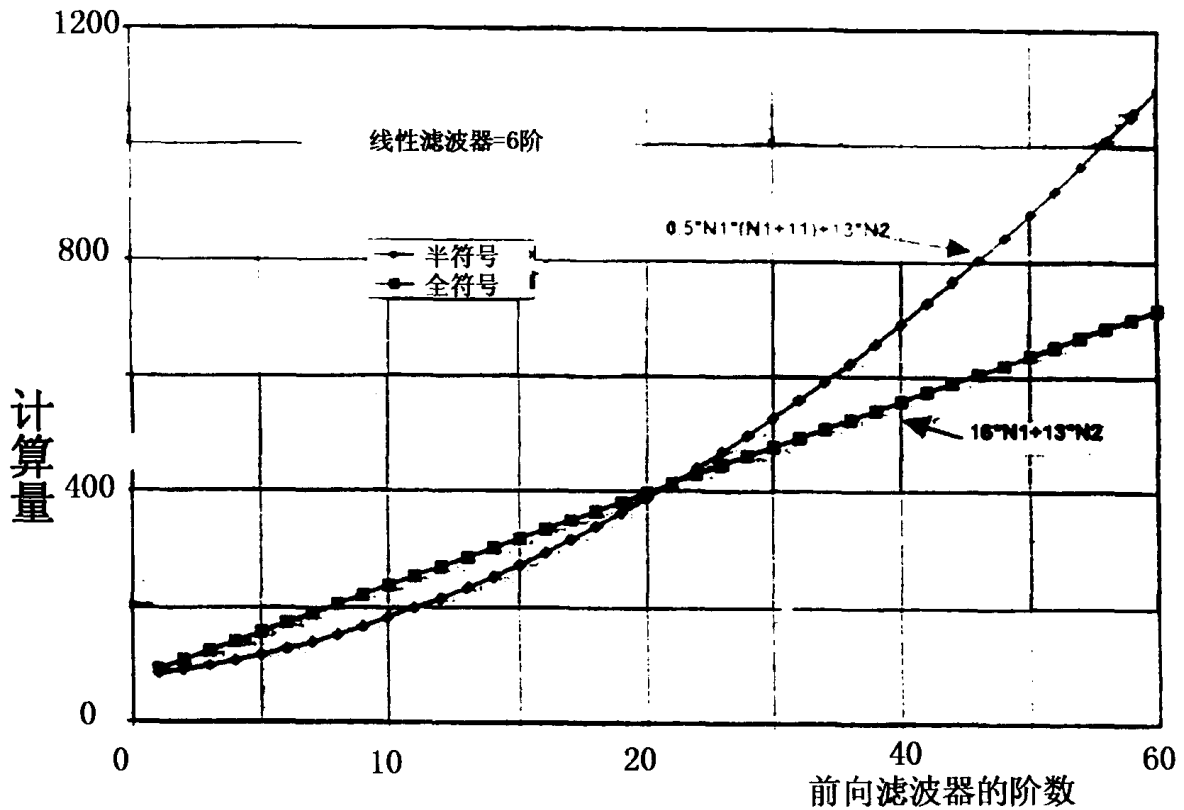


图 4-7 FSE RMGS PDFE 和 SRE LPDFE 均衡器所需的计算量

调节系数(W)决定了均衡器适应动态信号环境时的敏感性和准确性。目前,这个系数是可调的。随着调制度的增加,均衡器的影响会下降,图 4-8a 中示出了在几个不同 M 值时的均衡性能,采用 FSE,环境是三个等功率分量的瑞利信道,最大多普勒频移 0.5Hz;图 4-8b 示出了最大多普勒频移降低至 0.1Hz 时的系统性能。只对 QPSK 有明显的改善;图 4-9 显示了在同样条件下的 16QAM 的性能表现。

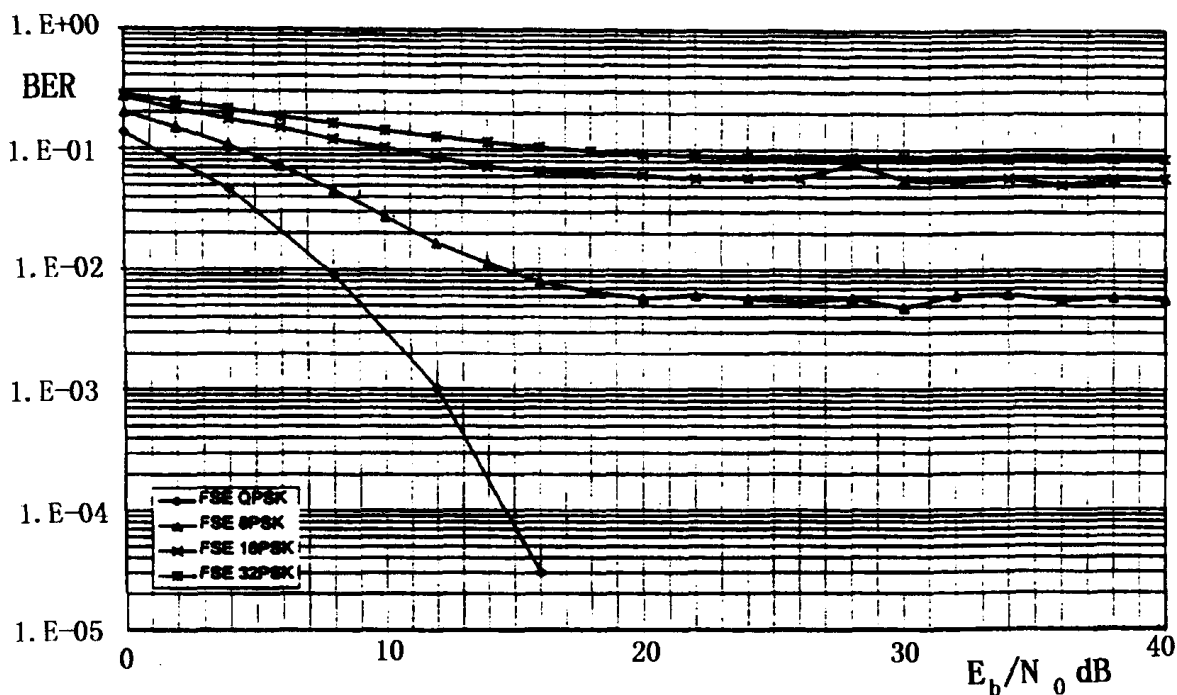


图 4-8a FSE 在 3 个等功率分量瑞利信道中的性能与 PSK 调制数的关系

4.2.3.4 发射机的考虑

由于带宽的效率原因,设定的信号结构需要有一定的脉冲形状。这使得可适度降低线性(4-6dB),只使用低功率发射机就可以控制这些信号。从 1997 年 5 月的户外试验中,可以看出使用线性发射机,以 10-20KW 功率进行中等数据率的数字广播服务是可行的。从 CA 的德拉诺到华盛顿 DC 的数据率是 16Kbps 加数据头,这样可以提供接近 AT&T 音频压缩系统的 AM 收音质量。在这个数据率下,有可能进一步提高收音质量。要进行更高数据率的数字广播,需要使用大功率的非线性的发射机来代替 DSB AM 调制器。

4.2.3.5 大功率发射机接口

1997 年 9 月试验中使用的发射机是 DL-3 250KW DSB AM 发射机,再有一个固定的调制器。由于数字调制信号的脉冲形状决定了其频谱形状,因此信号有相位和幅度两个变量。对调制器进行改造,使其可以将这两个变量分开,并如图 4-10 所示与发射机进行级联。其中一个变量是固定的,即以固定幅度进行相位调制,这部分送入发射机的激励器输入端;另一个是幅度调制器,送入发射机的 AM 调制器输入端。

影响输出频谱的因素如下:

· 脉冲形状的带宽因子。其值越低,频谱的下降沿越陡,然而此值越低,信号的幅度变化越大。

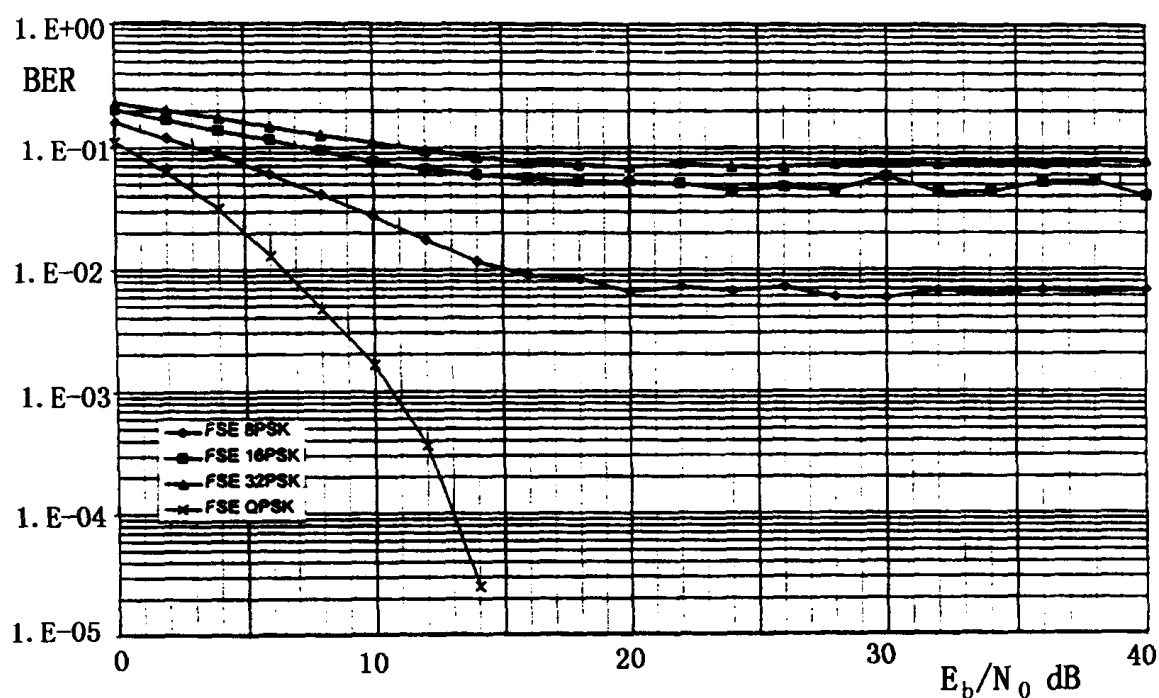


图 4-8b FSE 在最大多普勒频移低于 0.1Hz 时的性能

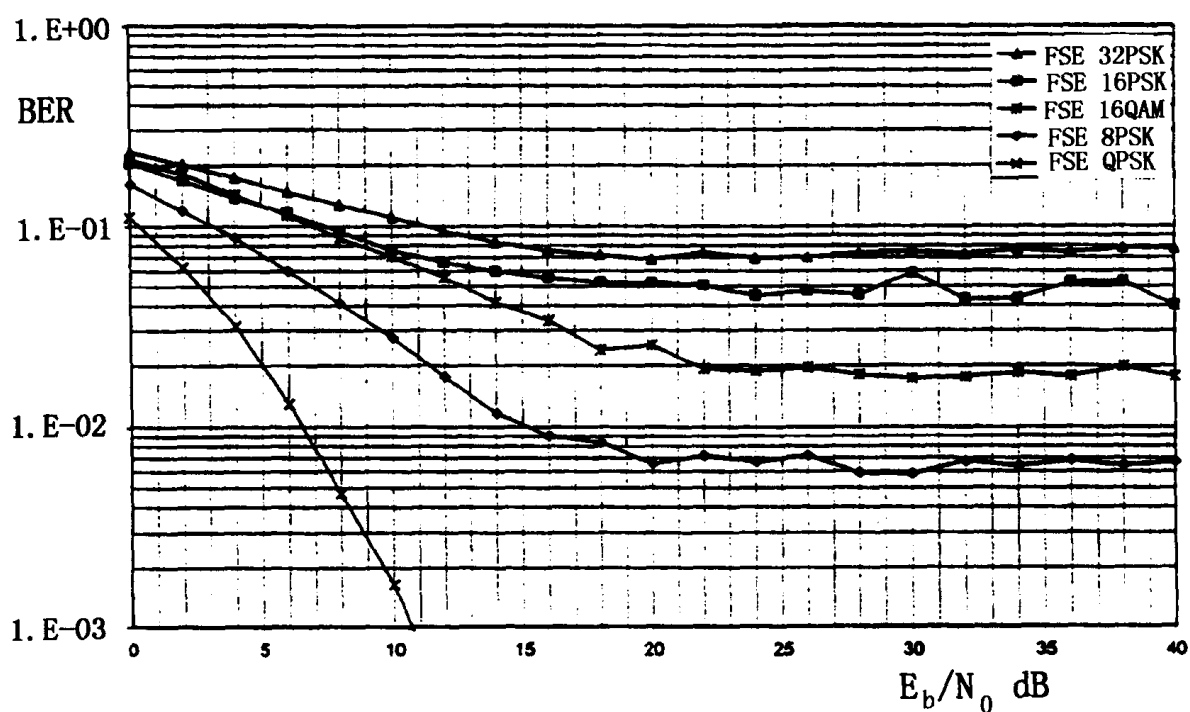


图 4-9 FSE 在最大多普勒频移等于 0.1Hz 时的性能

·发射机的调制输入端的频率响应。理想的频响将保持信号频谱象其基带信号频谱一样。DL-3 AM 调制器输入端是双 AC 的,且有极好的频响。

·两个信号单元的时间性。对 AM 调制器输入端产生的时间延迟一定要进行补偿。

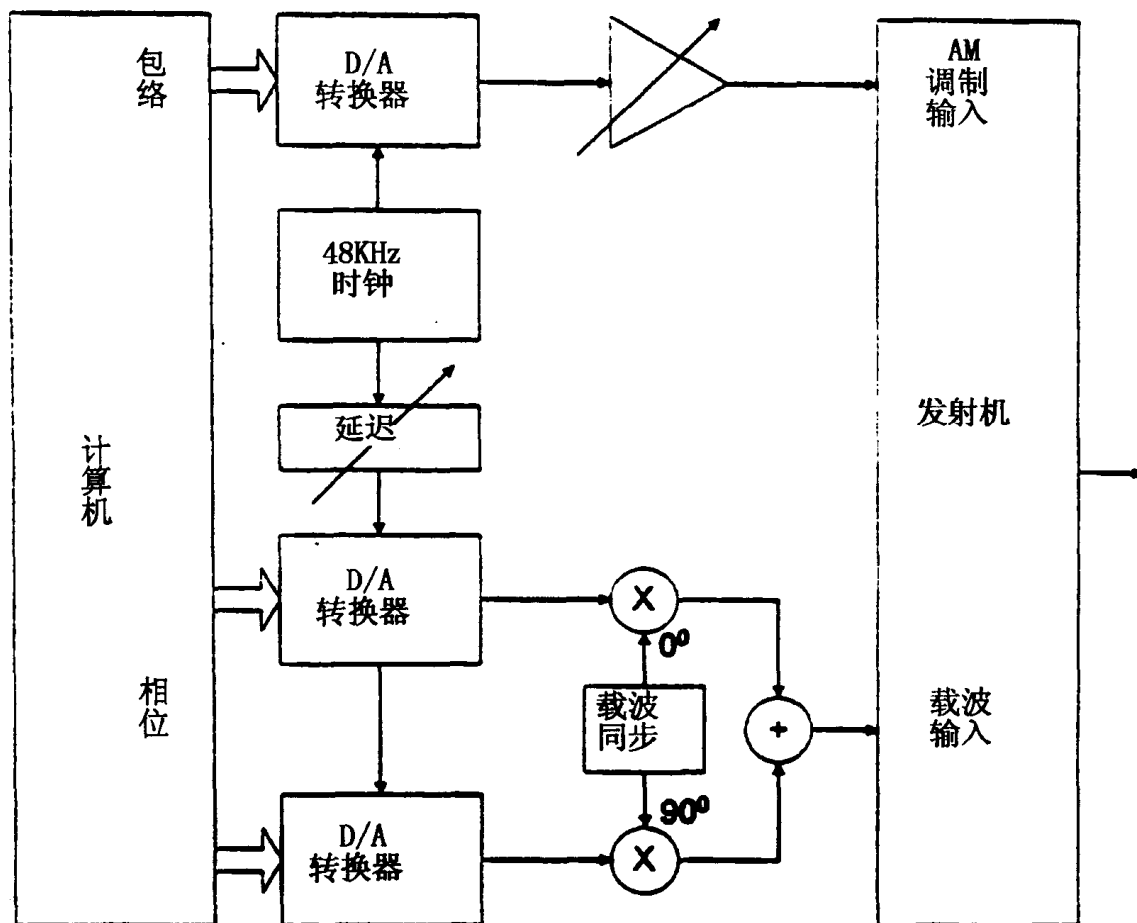


图 4-10 大功率发射机接口

JPL 调制器可以用软件方式,以 1/48000 秒间隔进行延迟调整,也可用硬件方式,以更细的间隔进行调整。图 4-11 中示出了发射机输出端典型信号频谱。调制率是每秒 8000 个符号,此时调制采用的是 8PSK,余弦滚降脉冲形状,带宽系数是 50%,使用 DL-3,旁瓣衰减可达 -30dB。在这种水平下,旁瓣要比采用极好的 AM 调制器时的理论值宽一些。试验中,带宽系数越小,信号的幅度越高,使得 DL-3 AM 调制器越有困难,而且不会导致更多的旁瓣衰减。发射机可以在接近满功率时控制 PSK 和 QAM 调制,而且对所有调制方式,其输出频谱很相似。

4.3 传输和性能测量

在前边所述的三次试验中所使用的信号序列都差不多,包括以下几种:

- 未调制的载频信号,用来检验信号带宽。
- 带有 PN 码的 BPSK,用来测量多径效应。
- 带有随机数据的最大到 32PSK 的 MPSK 和 16、64QAM,用来测量误比特率。
- 带有压缩音频信号的 8/16PSK,用来评价数字音频的性能。
- 模拟的 DSB AM,用来评价 AM 接收性能。

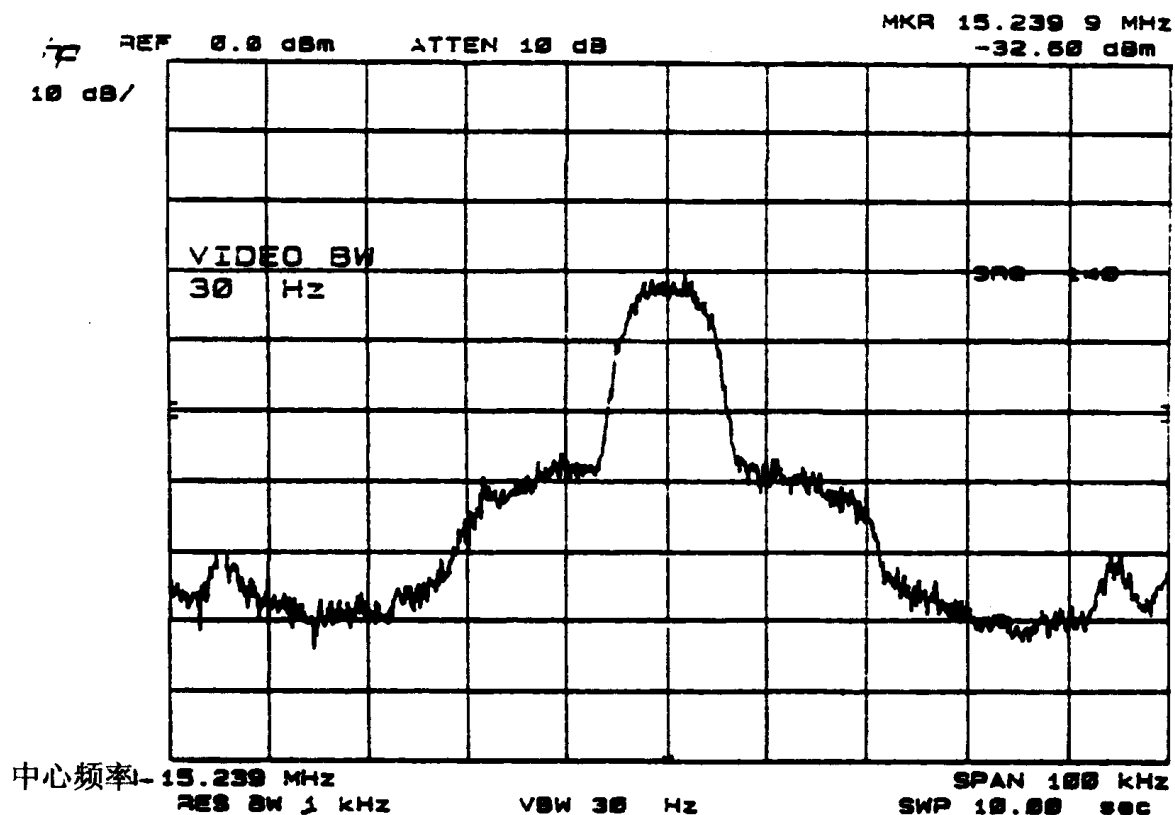


图 4-11 8PSK 调制的发射机输出频谱

在 1996 年 10 月试验中使用的频率是 15.2MHz 和 5.9MHz; 1997 年 5 月使用的 17.895MHz 和 13.73MHz, 所用的线性发射机的功率是 12KW; 1997 年 9 月使用的频率是 15.24MHz 和 12.03MHz, 功率分别为 220KW 和 50KW, 使用的是非线性发射机。

4.3.1 传播结果

总体上讲, 所有的传播路径都有一些多径效应, 延迟时间从 1ms 到 3ms, 在 5.9MHz 时, 最大延迟为 3ms, 而在更高频率时的延迟时间接近 1ms。多径效应有很大的变化范围。在 1997 年 5 月的 17.895MHz 的试验中, 采用了 3 个功率大致相等的分量时, 出现了有趣的多径效应结构。在试验中还存在一些来自其它广播电台广播的显著干扰。

4.3.2 性能结果

4.3.2.1 1996 年 10 月的试验

这次试验的主要目的是进行传播测量。在西班牙接收的信号非常弱, 以至于通过收音机根本听不到 DSB AM 信号。然而, 可以听到传播的数字调制信号。通过三种路径, 获得了延迟传播的数据, 以及其它的数据。延迟时间在 15.2MHz 时, 限制为 1ms, 在 5.9MHz 时限制为 3ms。

4.3.2.2 1997 年 5 月的试验

本次试验的目的是研究接收机的性质以及在一定的调制水平下所需的发射功率。在三

天里进行了 90 分钟的发射。由于 17.895MHz 的信号提供的是单一信号路径,所以它是主要的试验发射信号。有一个发射试验采用的是 13.73MHz,为的是测试不同的传播路径。在这个频率下,采用了几个共用信道,功率大体相等的 DSB AM 信号。

信号序列包括测试信号,以测量延迟效应,8PSK 和 16PSK 方式调制压缩音频信号,以及通过 32PSK 测量 BPSK 的误比特率的 PN 序列,分有和没有交织与编码两种方式。由于只能用线性发射机,所以大约能提供 10KW 的发射功率。在这个功率级上,采用直到 $M=8$ 的 MPSK 时,都能得到较小的误比特率。

下面将要分析的有趣的信号是 4 分钟长,8PSK 的罗德-索罗蒙编码的音频信号段。收到的音频信号在前 2 分钟是失真的,而后 2 分钟没有失真。失真的原因是在信号的前一部分有很高的误比特率。采用两种不同的补偿均衡器处理了信号。结果表明,FSE RMGS PDFE 这种方式可提供更好的性能。

在 4 分钟的传输中,罗德-索罗蒙解码器可以从 255 个字节块中纠出 16 个字节的错误。如果每块的错误数超过了 16 个字节,解码器就无能为力了,但给出一个指示信号。在头 2 分钟里的误码率超过了解码器的纠错能力,而在后 2 分钟里,误码率下降到其纠错能力范围里,解码器几乎纠出了所有的错误。在两个时间段里的不同性能的原因,既可能是由于在那段时间里收到的信号功率发生了变化,也可能是链路中的传播特性发生了一些更复杂的变化。

从与此时间段接近的传播路径中延迟效应的测量中,可以看出链路是三个分量的瑞利信道。对 8PSK 数字音频信号频谱的进行了测量,信号的频谱在 IF 固定为以 13KHz 为中心频率的 10KHz 带宽,频带外的噪声使得信号减弱。邻近的信道与期望的信号相隔 10KHz。

8PSK 压缩音频测试信号序列(在 5 月测试中序列 33)是以罗德-索罗蒙(255,233)码编码,时间间隔大约是 10 秒。由于发射的信号序列是已知的,所以在接收此序列信号的过程中,可以检测出实际的错误位,要纠出信号段中的每个位置的错误需要进行预编码。在没有保护间隔时,会产生误码,也就是在序列的前半段中会叠加一些错误码。

4.3.2.3 1997 年 9 月的试验

目的是测试与大功率 DSB AM 发射机兼容的调制方案。在 9 月的两次试验中,对信号进行了最高到 8PSK 的调制,并部分成功地进行了解调。依靠特定的测试条件,获得的误码率从接近 0 到 5×10^{-3} , 5×10^{-3} 是接收机在还原声音时,开始产生可察觉的失真时的临界点。图 4-12 显示了一个 4 分钟长、8PSK、压缩音频测试序列、功率为 220KW、15.24MHz 时的错误字节数。一般,除了在发射间距非常接近的情况下,无线电信号是不会产生错误的。

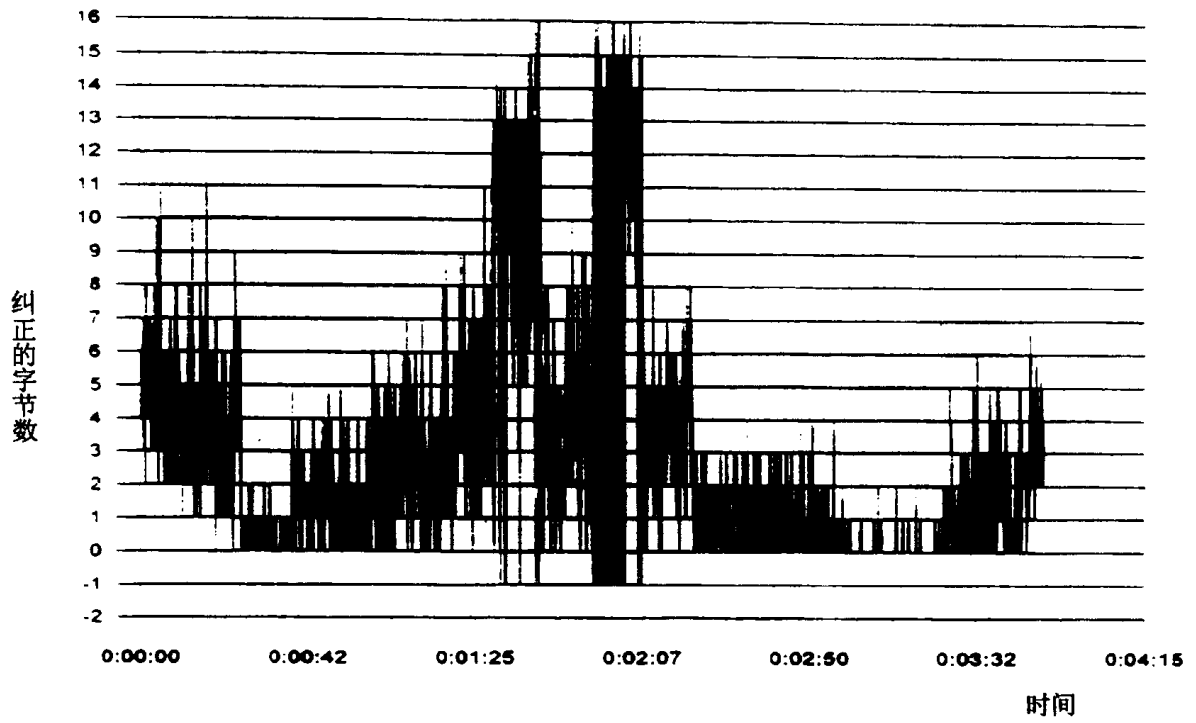


图 4-12 罗德-索罗蒙解码器纠出的差错

第五章 中波 IBOC DSB 系统

5.1 引言

中波 IBOC(In-Band On-Channel, 带内同频道)系统是美国正在发展的一种过渡性系统。IBOC 系统可以在现有中波发射台的频谱掩模内传输模拟信号和数字信号, 模拟信号是现有模拟广播的信号, 数字信号是将来数字广播采用的信号。IBOC 有两种模式:“混合”模式, 指同时进行数字和模拟信号广播;“全数字”模式, 为仅有数字信号的广播。在过去的几年中, IBOC DSB(Digital Sound Broadcasting, 数字声音广播)系统的发展已取得了长足的进步。

中波 IBOC 系统提高了频谱的利用率, 可提供高保真的声音, 并能在无线广播使用的中波频段内实现模拟广播到数字广播的过渡。IBOC DSB 系统在过去几年中的发展主要分以下几个阶段: 第一步, 通过广泛的调查研究, 对现有中波广播频段的特征进行描述, 特别是用于 AM 广播(535~1705kHz)的部分; 对引入 IBOC DSB 系统后造成的不兼容性进行彻底的检测, 检测重点在于模拟中波信号和数字信号的兼容性, 以及数字信号对相邻的第一, 二, 三个信道的模拟和数字信号的影响。第二步, 根据第一步所描述的环境干扰特征, 设计并建立一个可以在这种情况下工作的原型中波 IBOC DSB 系统。第三步, 对原型系统进行实验室和开路的试验, 并根据试验中得到的信息, 对系统进行重建。

5.2 系统描述

IBOC 系统采用 PAC(Perceptual Audio Code, 感性音频编码)技术进行声音编码, 采用 OFDM 复用技术结合 MPSK 或 MQAM 调制技术进行高效的数字信号传输, 信道编码技术主要围绕分层编码技术和周期交织编码技术进行研究。

5.2.1 中波 IBOC DSB 系统的声音编码

源编码器的功能, 是把源信号高效地编码为一比特序列。

源编码器 PAC 是一个感觉的、信源模型式的编码器。感觉编码功能是对听音者的听音特性进行模型化, 去掉信号中的不相关部分(不能觉察部分); 信源模型编码的功能是减少信号的冗余, 优化已编码信号的比特率。PAC 结合了上面两种技术, 可以在提供高效压缩的同时, 保持解码信号的高质量。

PAC 提供一种嵌入式多比特率方案, 提供不同的压缩比特率。信源的最主要部分编码成较低码率, 其他内容编码后, 作为附加的信道比特率加在较低速率的信号上, 使得编码器输出的高比特率具有高级的声音质量。这样, 即使在传输中其中一组数据流丢失时, 也可以

恢复出较低质量的声音。

中波 IBOC 系统中使用的嵌入式多比特率方案为:48kbps 的比特流被分成每组 16kbps 的三组比特流。这样,系统支持 3 种 PAC 声音编码率:48kbps, 32kbps, 16kbps。码率可以由每个电台选择,也可根据需要改变。48kbps 声音编码算法的目标,是提供相当于 FM 的声音质量。32kbps 和 16kbps 模式则用来提供更广的覆盖、或抵抗强干扰的条件。

PAC 编码器包括一个把信号分成许多子带的开关滤波器组。根据心理声学模型产生的量化阶梯或门限,将这些子带进行自适应量化。开关滤波器组包括改进的离散余弦变换(MDCT)和一个小波滤波器组。这种解决方案固有的优点,是可以表示信号中变化的部分(例如,音乐中的冲击)并能最优化地利用感觉不相关。

中波 IBOC 系统包括一个供广播业务提供者传输数据的辅助数据信道,其码率为 2.4kbps;辅助数据信道的码率是有保障的。另外,还有一个二级数据信道,叫做附属数据信道,其码率是主节目源编码所需的聲音编码速率的函数。一般情况下,附属信道的传输码率比辅助信道的传输码率小。

5.2.2 前向纠错

中波信道的干扰很复杂,给信道编码的设计带来很大的挑战。信道的典型干扰是由高架或相邻的接地导电结构(如,电力线路)引起的干扰,造成的信道特性中有加性、间歇、平坦和有频率选择性的衰落;另外,有时存在来自照明线和电力线电弧放电的冲击噪声。系统的纠错编码应该能在这种复杂的情况下很好地工作。

现在对纠错编码方案的研究主要围绕两种技术:嵌入式 PAC 算法所用的分层信道编码,和周期性交织的 OFDM 信道所用的编码技术。两种方法都很有前途,其相对的优点需要用几种典型的中波信道模型进行估计。

纠错编码的设计应该适应三种声音编码速率:48、32、16kbps。设计中利用统计模型技术和信道特征数据对每一种速率进行优化设计。

5.2.3 混合模式

5.2.3.1 频谱

中波 IBOC 系统用 OFDM 调制方式来传送数字信号。OFDM 是一种频谱利用率很高的多载波调制技术。

中波 IBOC 系统以混合模式工作时的频谱如图 5-1 所示。频谱包括:中波载波、模拟中波频谱、模拟频谱下的 OFDM 副载波、以及频率高于和低于模拟频谱的 OFDM 副载波。OFDM 副载波(或数字副载波)扩展到离中波载波约 14.5kHz 的位置,副载波间隔为 454Hz。为避免第一个相邻信道载波的干扰,位置在 10kHz 附近的两个数字副载波不传送;在信道中心频率上的数字副载波也不传送。这样,最终传送的 OFDM 副载波数为 62 个。

位于模拟信号频谱下的数字副载波按照一种避免与模拟信号相干扰的方式进行调制。这些副载波被分成两两一对,每对副载波与模拟中波载波有相同的距离,叫做一个互补对,这一整组副载波叫做互补载波。对于每对副载波而言,一个副载波上的调制信号是另一个副载波上调制信号的负共轭,使得这些副载波的和与中波载波正交,从而减小了用包络检波器进行检波时对模拟信号的干扰。而且,互补载波与模拟信号的正交,也使得在有高电平的

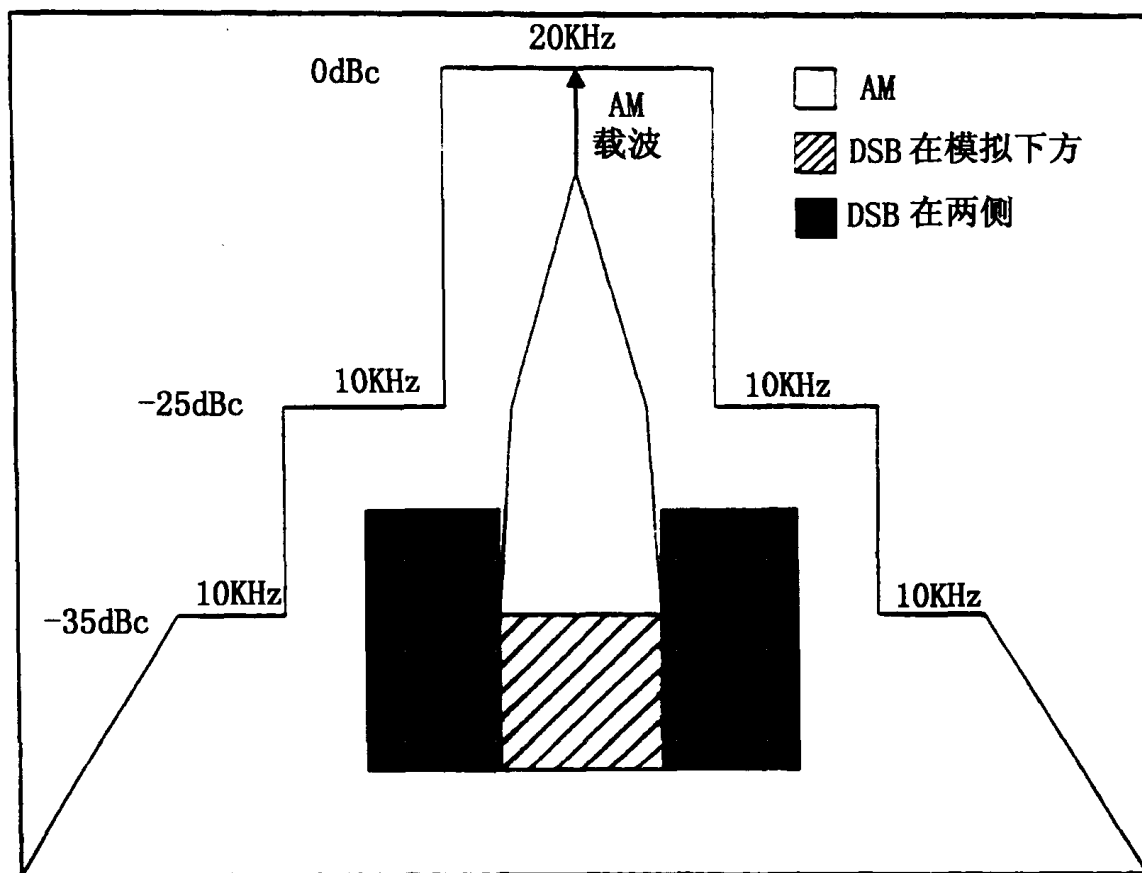


图 5-1 中波混合模式 IBOC 的频谱

中波载波和模拟信号存在时,对互补载波进行解调成为可能。但这种正交的代价是减小了数字信道的容量,因为互补载波所带的信息量仅是独立数字副载波的一半。

OFDM 是一个很灵活的调制方案,其中每个副载波的功率可以独自调节。这就允许对 OFDM 频谱进行“裁剪”以满足特殊应用的需要。当中波 IBOC 系统工作在混合模式时,互补载波的功率电平被设定到一个有限的范围,以避免对模拟信号的干扰。图 5-1 所示,互补载波功率电平比未调制的中波载波低 35dB。非互补载波的功率电平比未调制中波载波低 30dB,并受发射频谱掩模特性的限制。数字副载波的总功率比模拟信号低约 13dB。

OFDM 是一种频分复用的方式,在数字副载波上允许进行独立的调制方式。对于混合模式,调制方式可以为 BPSK, QPSK, 8PSK, 16QAM 和 32QAM。

最接近中波载波的一对互补载波用 BPSK 调制。这对互补载波传送系统的控制信息,例如传送将要传送的信号的比特率代码。接收机也可利用此信息,通过 Costas 环提取符号同步信息。

中波载波用作 OFDM 调制的相位基准。中波载波的相位定义为同相信号,接收机中载波的相位跟踪由一个普通的二阶锁相环路来完成。

模拟信号的频谱被限制在离载波 $\pm 5\text{kHz}$ 的范围内,使得音频信号带宽为 5kHz。这个带宽可以减轻晚上中波频段内普遍存在的,现有模拟中波广播第一个相邻信道的模拟——模拟干扰,也可以避免所需数字信号与第二个相邻信道的模拟信号之间的干扰问题。将所

传的模拟信号带宽由原来的 10kHz 减少到 5kHz 不会带来模拟信号声音质量的降低, 因为虽然现在发射的信号带宽为 10kHz, 但是为了避免晚间中波波段内的高电平干扰, 现有的大部分中波接收机的带宽为 5kHz 或更小。

5.2.3.2 使用时间分集混入模拟信号

众所周知, 即使尽最大的能力去设计, 由于严重衰落或高电平干扰存在, 也会存在数字信号无法恢复的时间间隙。因此, 系统设计的一个目标就是将这种间歇降至最小。为了在这些间歇内保持声音服务, 中波 IBOC 系统的混合模式使用了一种将模拟信号延迟的方式, 称为混入模拟。

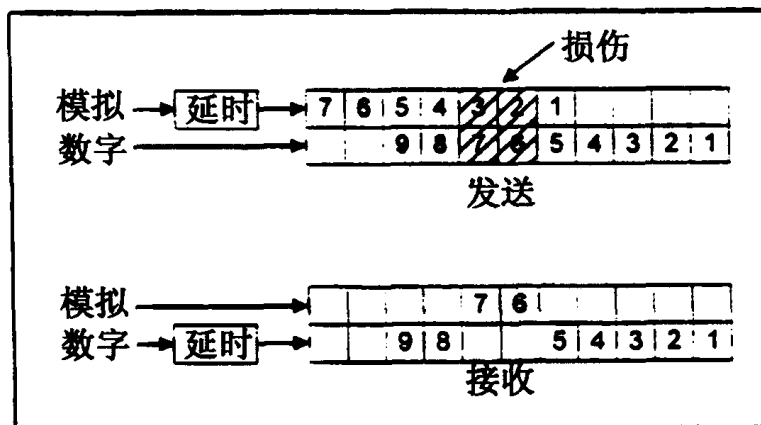


图 5-2 切入模拟信号的特性

混入模拟的功能还有附加时间散布的优点。图 5-2 的上半部分, 表示所传信号的模拟部分相对于数字部分被延迟。这个在发射机中加入的延迟, 使信号在信道传输时增加了时间散布。图 5-2 的上半部分还表明一个衰落损伤了数字信号的 6 和 7 部分, 同时干扰了模拟信号的 2 和 3 部分。图 5-2 的下半部分是接收到的信号。在接收机中将数字信号相对于模拟信号延迟, 使得两信号时间对齐。数字信号延迟时间由两部分组成: 一部分是恢复数字信号所需的信号处理时间, 其余部分用直接延迟来实施。数字信号的 1 至 5 部分被恢复, 6 和 7 部分将被标示不可恢复。但是, 由于时间散布, 6 和 7 部分的模拟信号没有受损伤, 接收机将从 5 部分开始平滑地混合进模拟信号。一旦数字信号又可恢复时, 接收机将重新平滑地切入数字信号。

从 PAC 编码信号与模拟信号的混合切换实验表明, 如果信号能在时间上适当地对齐, 混合切换的过程没有音频的人工生成物。

5.2.4 全数字模式

相对于混合模式, 全数字模式需要解决不同的问题。在中波广播波段 535 到 1705kHz 的 AM 波段, 相邻频道间隔是 10kHz。为了避免第二个相邻信道的干扰, 全数字模式的带宽限制为 20kHz, 如图 5-3 所示。中间的 10kHz (从中心频率 $\pm 5\text{kHz}$) 相对于另外两个 5kHz 的边带 (从中心频率 $5\sim 10\text{kHz}$ 和 $-5\sim -10\text{kHz}$) 具有较强的平均功率。20kHz 的信道实际上被分成了四个部分, 标为 A, B, C, D。

在 20kHz 的带宽内共有 45 个副载波, -22 到 22 (包括 0), 如图 5-4 所示。但是, 为避

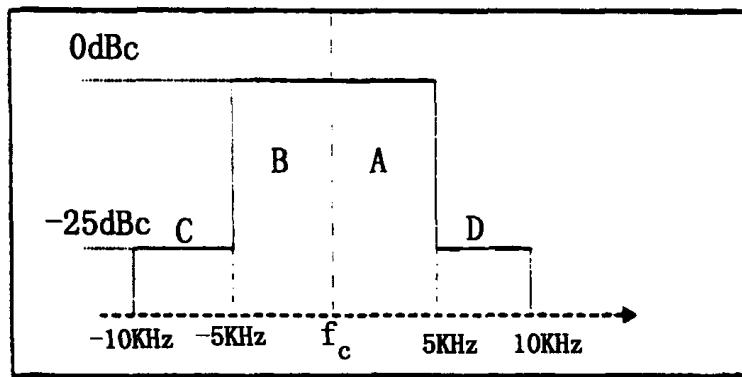


图 5-3 全数字中波 IBOC 的频谱掩模和带宽分配

免来自第一个相邻信道载波的干扰,副载波 -22 和 22 没有使用。为了避免同信道的模拟或混合模式 IBOC 的载波干扰,中心频率(副载波 0)没有使用。为避免第一个相邻全数字 IBOC 的干扰,副载波 11 也没有使用。在相邻全数字 IBOC 电台的高功率副载波之间留出一个间隙,防止了传输最重要的音频信息(部分 A 和 B)的副载波间的干扰。这样,这些重要部分在全数字环境里具有强抗干扰能力,可实现较好的覆盖。

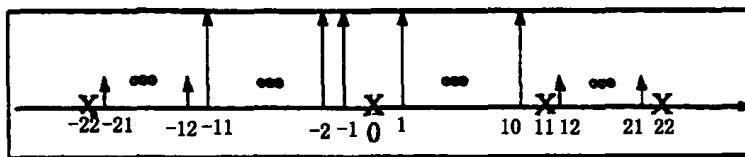


图 5-4 中波全数字系统的副载波分配

图 5-3 所示的每个部分载有约 16kbps 用 FEC 保护的音频信息。A 部分携带 16kbps 主要的 FEC 保护的 PAC 声音信息。B 部分带有同样的信息作为主业务信息的备份,但有发射机加入的固定的时延(3~5 秒),而且这个被延时的 PAC 节目部分可有或可无 FEC 保护。

这个延迟的备份子信道是考虑中波信道的特性而设立的。除了干扰,中波信号经常有慢时变的平坦衰落,以及经过电力线时的深度衰落。但是只要这些衰落没有所设定的固定延迟长,从主 PAC 信道(A)到备份信道(B)的切换会使衰落的影响降至最小。所以 A 和 B 有 3 到 5 秒的间隔,使它们不会同时受到深度衰落的影响。一旦主 PAC 信道恢复,接收机会切换回来。(如图 5-5 所示)。

C 和 D 部分,每部分载有 16kbps FEC 保护的主 PAC 声音信息,共 32kbps。与 A 结合形成总共 48kbps 的 FEC 保护的 PAC 声音信息,可以提供 FM 立体声质量。需要指出的是,C 和 D 中携带信息的 OFDM 副载波信号比较弱,这部分信息可能在低信号电平时不可恢复,或被来自第一相邻信道的干扰损伤,如图 5-6 所示。只有一个第一相邻信道时,其干扰只损伤 C 或 D,这时可以将另外一个部分解码,达到 32kbps 的联合 PAC 速率,这个速率比 16kbps PAC 速率质量要好。

图 5-7 所示是来自一个工作中波 IBOC 混合模式的第一相邻信道的干扰。与图 5-6 的主要区别是,当前信道的两个主要部分都存在一些 OFDM 副载波干扰。但是,由于这

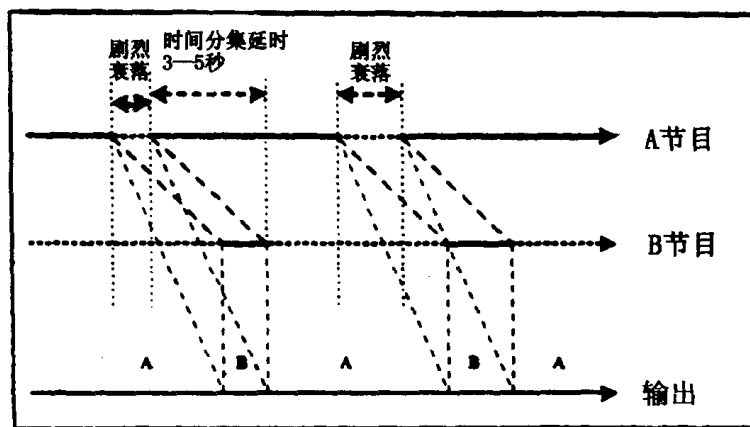


图 5-5 从主通道切入备份 PAC 的例子

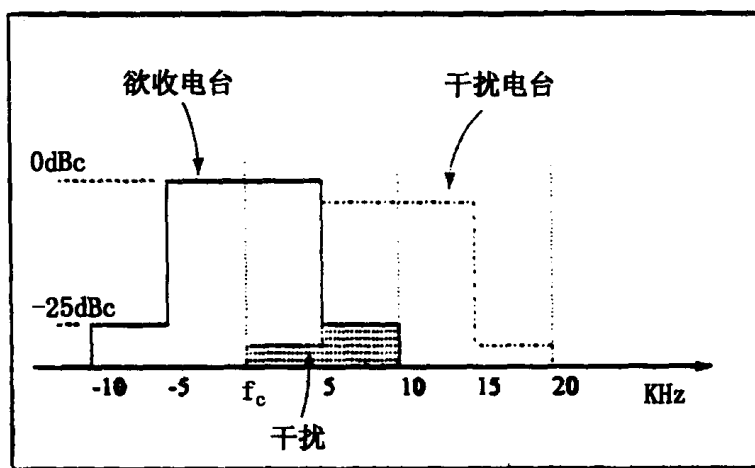


图 5-6 全数字中波第一邻信道干扰

些副载波的总功率比全数字模式的主要部分相对要小,当前信道的 OFDM 副载波可以正常解调。需要指出的是,即使两边各有一个第一相邻信道,A 中 16kbps 的 FEC 保护的 PAC 信息和 B 中时间延迟的重复信息,可以保证 16kbps 的 PAC 比特率。

这种同时的全数字、模拟、混合模式的传输,使得每种模式都有一系列潜在的邻信道干扰的情况。

在整个 IBOC 系统的设计中,混合模式和全数字模式的共性得以仔细的考虑和选定。例如,混合模式和全数字模式的所有时钟都由相同的晶体产生,使用同样的 FFT 组件,保持副载波间隔。这些和其他的共性的措施有助于保证模拟到数字的平滑过渡。

5.3 中波 IBOC DSB 系统仿真和结果

本节介绍的是一个用来模拟混合模式中的中波 IBOC 系统工作情况的计算机仿真方法及其结果。仿真包括了除前向纠错和 PAC 声音编码算法以外的所有功能。FEC 算法进行单独仿真,然后结合进系统仿真。

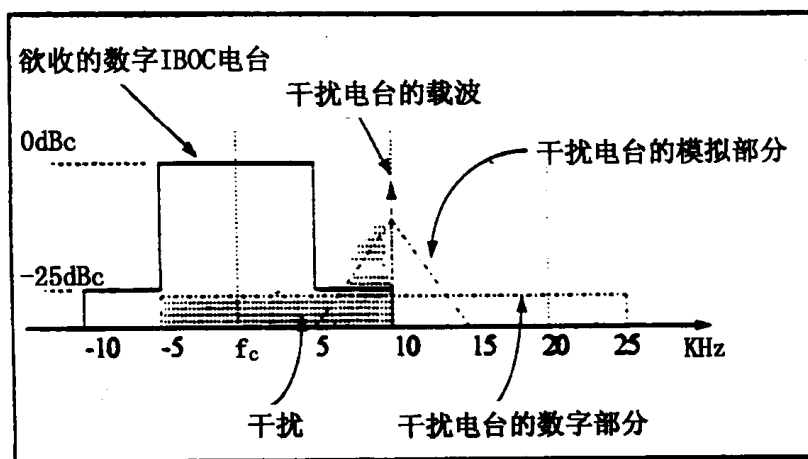


图 5-7 混合中波第一邻信道干扰

图 5-8 所示为发射机和信道仿真的方框图。在 OFDM 系统中数据是按帧发送的，每帧中一个数字副载波传输一个符号。仿真编程设计中允许传输训练帧(或已知信息)，使得接收机可以快速同步和快速跟踪信道的变化。仿真中，利用一个随机比特发生器产生数据的普通和训练帧。数据比特被映射成符号(或星座点)，作为快速反傅立叶变换(IFFT)的输入。

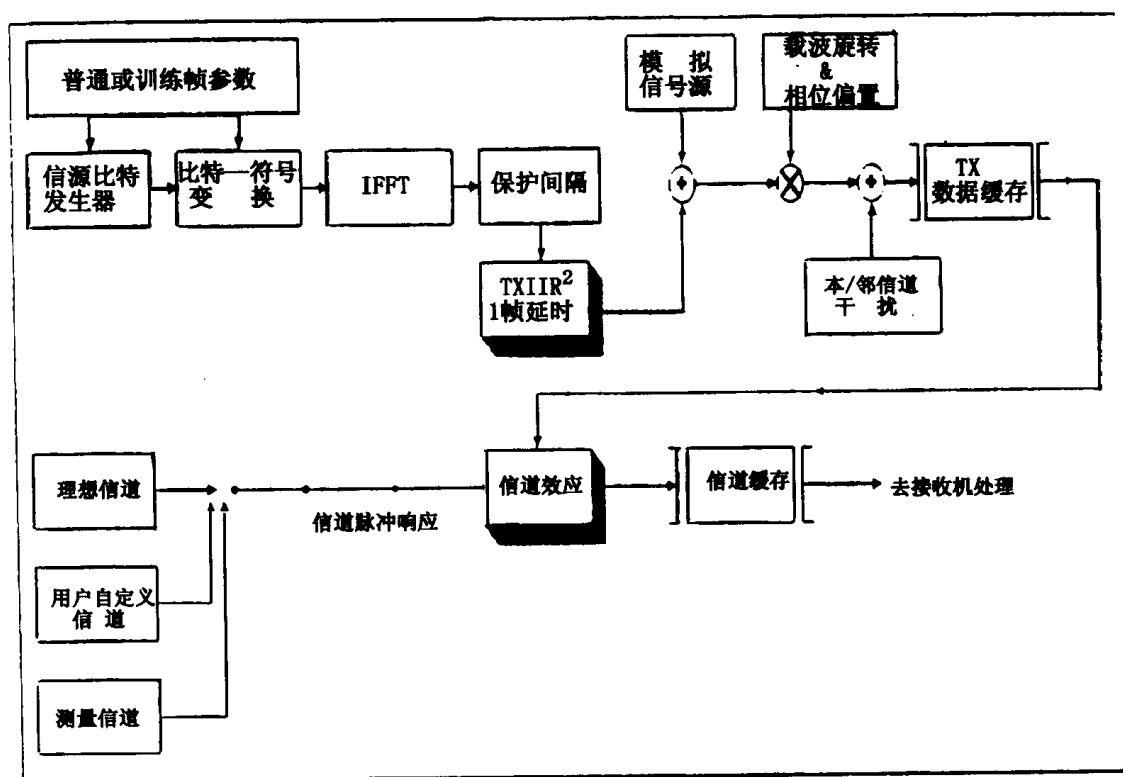


图 5-8 AM 混合 IBOC 发射机和信道仿真的方框图

仿真器生成 62 个数字副载波所用的符号, 128 点 FFT 所用的其他 66 个 IFFT 输入数据被置零。

IFFT 输出的每个数据帧中被加入一个时间保护间隔,此时间保护间隔用来消除符号间干扰。保护间隔是通过把 128 个时域抽样点进行周期延拓形成的,四个抽样点加到帧的开始,三个抽样点加到帧的末端。仿真所用的抽样频率为 $59.535/1024\text{MHz}$,这样选择是为了使所有中波和 FM 硬件设备的时钟可以从同一个频率经整数次分频得到;抽样间隔大约是 $17.2\mu\text{s}$,相应地,保护间隔略小于 $120.4\mu\text{s}$ 。

保护间隔生成后,数据的同相部分(实部)被高通滤波器滤波,滤波的目的是为了减少与模拟频谱相重叠的数字数据引起的旁瓣。这个滤波器由一个前向/后向 IIR 滤波器来实施,IIR 滤波器可以提供高的频率选择能力和线性相位。

正交数据部分(虚部)被延迟一帧,以补偿同相数据部分的延迟。然后,模拟信号被加在数字信号的同相部分。

在仿真中,模拟信号可以从一组录好的样本中选取。这些录好的样本包括各种节目素材,如交谈节目和各种音乐素材,每个素材文件是经中波电台所用的典型方式处理以后再记录下来的。另外,可以选择单音或 0 电平模拟信号。而且可以对信号施加频率和相位偏移,这就是乘上一个复指数,来仿真发射机和接收机之间的频率和相位的偏差。

如图 5-8 所示,在载波偏差之后加入同信道和相邻信道干扰。可以加入同信道以及上和下第一、第二、和第三相邻信道干扰的任何组合;每个干扰的电平可以单独设定,干扰的类型(只有模拟或混合模式)可以选择;还有一个选项来选择白天或夜晚的干扰,白天的干扰电平被设在一个固定的电平上,对于夜晚的干扰,仿真中运用一个统计的模型,根据测量得到的夜间干扰模型改变干扰电平。

来自所接收电台和干扰电台的信号通过一个数据缓冲器,并用一个中波信道的模型进行处理。有三种类型的信道可以选择:一是理想信道,用于许多系统的测试,可以增加仿真的速度;二是需要分析可控条件下的系统性能时,可以选择一个用户自定义型的信道,在这种信道类型中,可以把信道特性表示为一个时间和频率的函数;第三类信道为测量数据型信道,此类信号模型需要使用研究信道特性过程中收集的数据,这类信道允许用实际信道的特性来分析系统性能。

对于用户自定义型和测量数据型信道模型,信道通过一个 128 个结点的 FIR 滤波器来描述。研究表明,只用 13 结点就可以得到精确的结果,而且加快了仿真时间。图 5-9 是仿真中使用的接收机方框图。

首先来自于信道的数据被一个 FIR 滤波器滤波,来仿真接收机前端的射频滤波。然后,数据被重新采样,这里允许仿真接收机抽样频率与发射机不匹配的情况。采样后,数据被暂时存放在一个缓冲器中,一帧一帧地输入接收机模型中进行处理。

接收机模型中,数据在两个并行的通道里进行处理。第一个通道是接收机的跟踪线路,包括 AGC,载波跟踪和符号定时等功能。另外一个通道,称为接收机数据通道,包括数据的均衡和解调。

图 5-10 是接收机的跟踪线路。首先,保护间隔内的抽样点被去掉,以减少跟踪估计中的变化量。然后,数据被乘上一个 AGC 因子,来模型化模拟 AGC 功能。最后,数据被乘上一个复指数来提供载波跟踪,得到的信号被用于跟踪线路。

载波相位跟踪误差信号通过把正交部分的信号相加来产生。由于正交信号是纯数字信号,且所包含的正弦信号为每帧整数个周期,所以当载波跟踪完成时,正交部分的信号在一

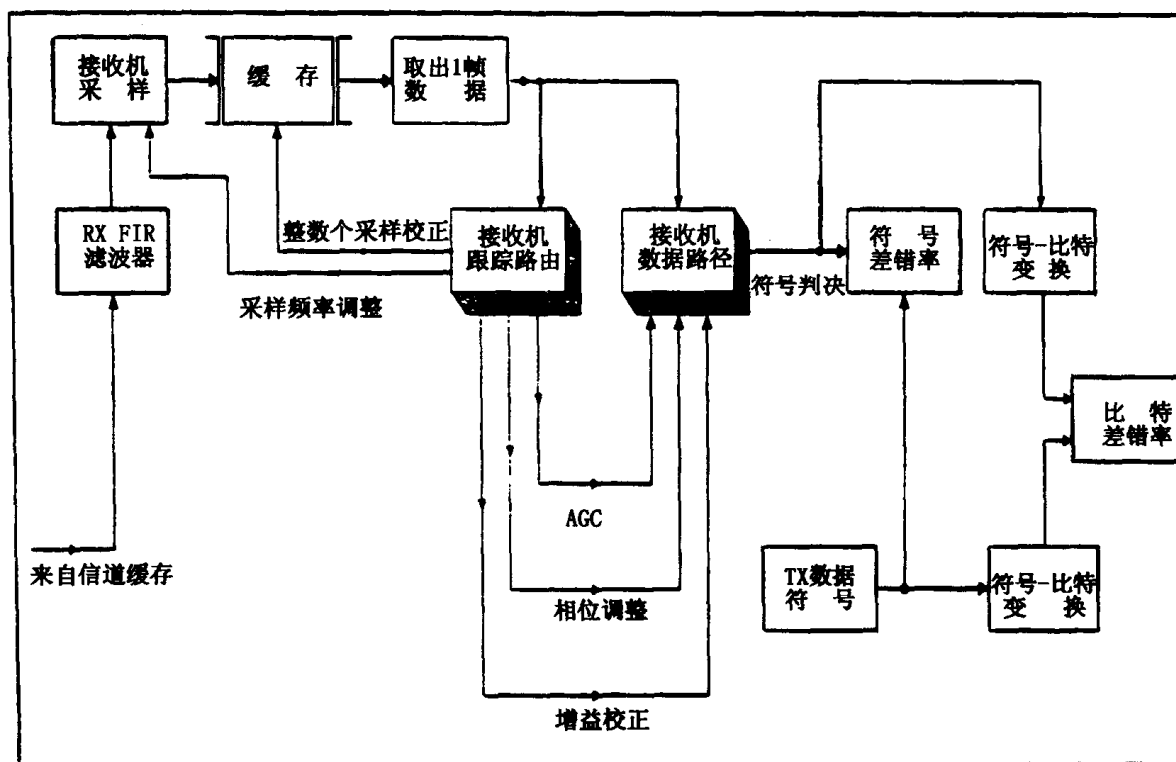


图 5-9 接收机仿真的方框图

帧内的和为零。

系统 AGC 运用在两级。第一级反馈回路,由模拟信号带宽内接收功率来控制,就是图 5-10 中的“AGC 增益 dB”项。第二级是前向校正,可以调整最接近中波载波的数字副载波对的功率到合适的水平,就是图 5-10 中的“增益校正”项。

符号定时是用一个 Costas 环路在最接近中波载波的数字副载波对上完成的。符号定时锁相环产生三个误差信号:第一个误差信号是整数抽样校正信号,负责调整接收机输入缓冲器中的读指针,这种校正仅仅用于识别过程和快速调整符号定时。第二个误差信号是抽样频率调整信号,负责调整接收机的抽样频率与匹配发射机。第三个信号是前向相位调整信号,用于补偿当前帧的定时误差。

如图 5-11 所示,接收机跟踪信号被用于接收机的数据通道。数据被乘上 AGC 反馈因子,进行校正以用于载波相位跟踪。然后,信号的同相部分被滤波以减少模拟信号的频谱,以防止解调器中 FFT 的频谱模糊;模拟信号的频谱模糊会与数字信号的解调互相干扰。在 FFT 之后,是前向增益校正和前向符号定时校正。接下来,进行均衡处理,均衡器对每个 OFDM 副载波实施幅度和相位的校正;因为信道对于每个数字副载波来说基本是恒定的,这种方式的均衡在许多 OFDM 系统里都有。均衡后的数据用来获得普通/训练帧的同步。

如果传输已知数据作为训练序列,接收机与已知的所传输的训练序列同步。如果训练帧中包含用低复杂度的方式调制在数字副载波上的传输数据,训练帧的存在可以通过一个算法区分两种调制复杂度来检测到。例如,区分 32QAM 和 8PSK,可以通过测量所接收信号的幅度变化来完成。在普通/训练帧同步后,将每对互补载波的 FFT 输出进行平均。对于每对副载波,一个副载波上的数据是另外一个副载波上数据的负共轭,所以平均可以减少

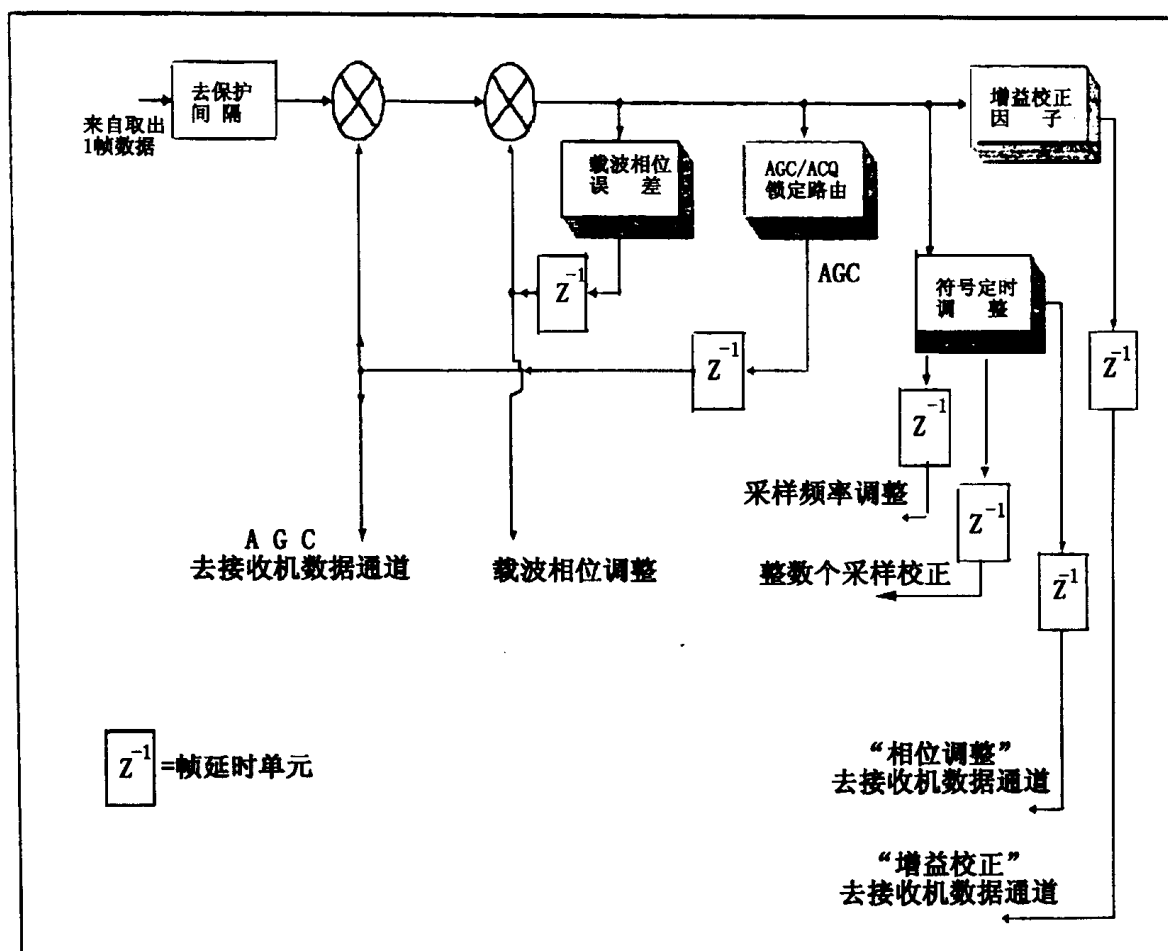


图 5-10 接收机跟踪仿真方框图

噪声的影响。这里,还完成了符号判决,符号判决的结果用于均衡器系数更新。

如图 5-9 所示,符号判决的结果用来计算符号差错率。仿真中,还分别计算了每个副载波和整个系统比特差错率。

仿真过程中取得的两个系统检测值。图 5-12 是 AGC 检测值,根据对接收符号的测量结果,把信道幅度表示为一个时间用接收机接收到的波特来表示的函数;图中也画出了 AGC 增益的相反值(取负)。理想情况下,这两条曲线应该等同。可以看出,AGC 跟踪信道变化,没有任何明显的误差。

图 5-13 所示是载波跟踪和符号定时误差的监测值。除在个别深度衰落的地方,载波跟踪误差很小。符号定时误差(在抽样中测量,每个符号 128 个抽样)在识别过程中有一个初始化过程,但在接下来的仿真过程中,就非常接近理想位置。

除了以上所示的监测值,仿真中还有一些监测值可以显示:每帧均衡器的幅度和相位,每个副载波的误比特率,所传输信号的时域和频域曲线,接收信号的时域和频域曲线,任意数字副载波的星座散布曲线,整个仿真期间均衡器幅度和相位的历史记录,整个仿真期间的信道幅度和相位的历史记录,以及接收机的识别/锁定状态指示器。

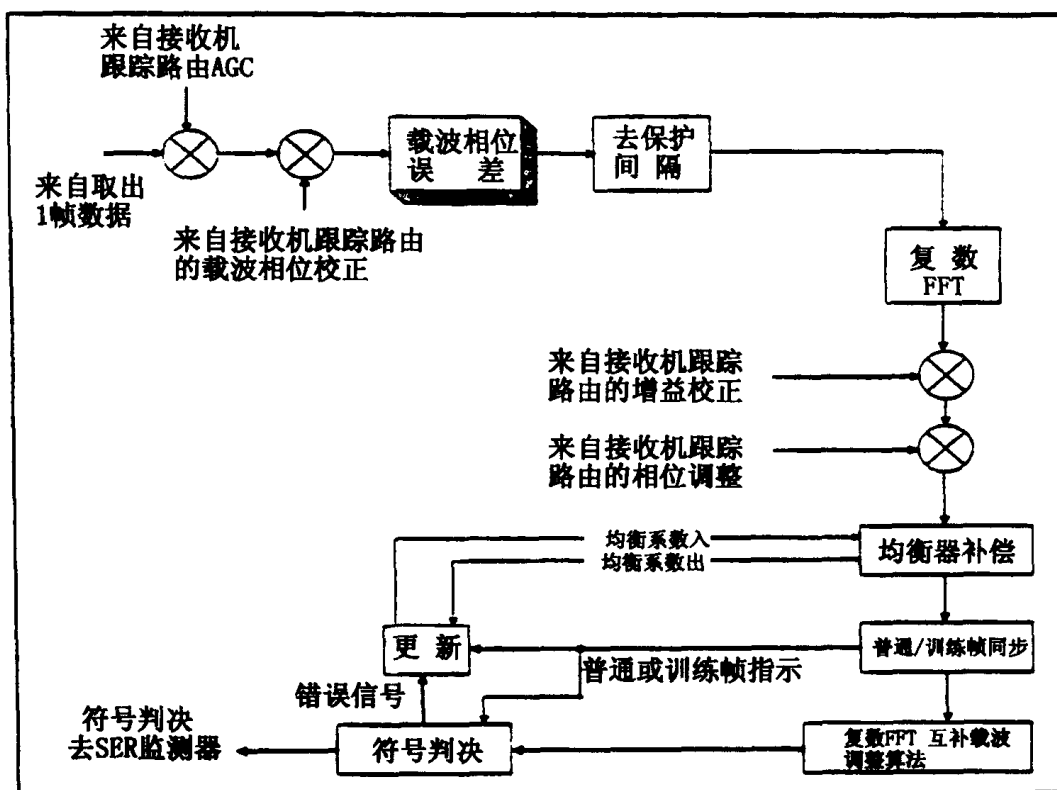


图 5-11 接收机数据处理仿真

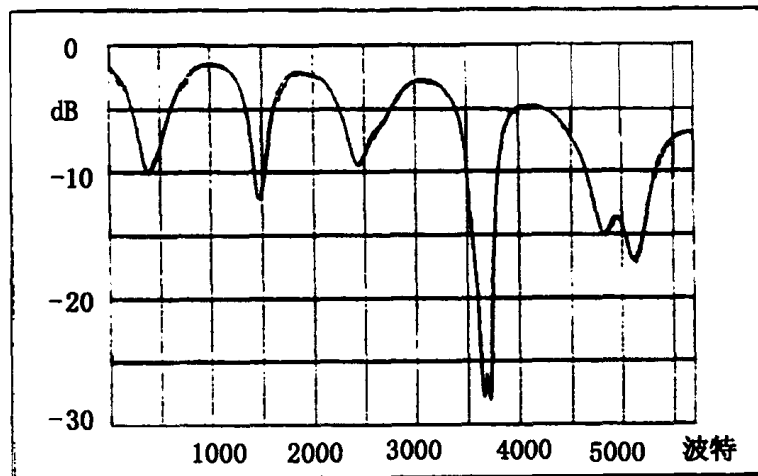


图 5-12 AGC 仿真的检测值

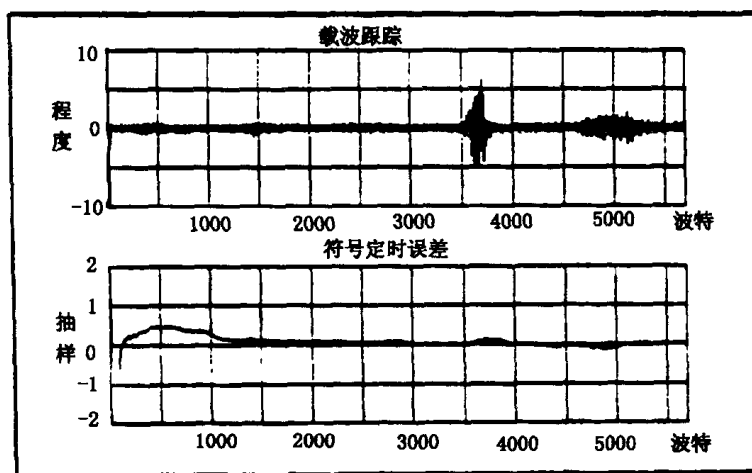


图 5-13 载波跟踪和符号定时仿真的监测值

第六章 CCETT/TDF 的多载波数字系统

6.1 引言

法国电信 TDF 和法国通用研究中心 CCETT 从事于地面数字广播领域十几年,为欧洲范围内,确定用于 VHF 和/或 L 波段的数字音频广播系统(DAB)以及数字地面电视系统(DVB-T)的标准作出了重要贡献。

作为尤里卡 NADIB 联合体成员,CCETT 致力于频率低于 30MHz 数字声音广播技术的研究和开发。

6.2 编码多载波传输方案

6.2.1 概述

在过去的十年中,对于选择这种扩散信道数字传输的系统已进行了大量的研究。通常最主要的结论是:对于同样复杂性的接收机,COFDM(编码正交频分复用)方式的性能优于均衡单载波方式。但由于电离层信道的高选择性,在选择系统参数时要格外小心,下面将讨论选择时应遵循的一般原则。

COFDM 技术特别适用于在有严重失真的情况下,提供信号的可靠接收,短波广播便是其中一例。COFDM 的原理是将要传送的信息分配在相邻的,频谱关系是正交的大量载波上进行传送。通过这种方法,每一路载波的数据率将明显低于指定信道相应带宽。也就是说,为保证调制的符号长于信道延时范围,对符号有一定要求。如果在连续的符号间插入一个短暂的保护间隔,或者采用恰当的均衡技术以消除剩余的符号间干扰,多径传输就不再会产生符号间干扰。

然而,当存在大量多路径时,一些载波将受不同路径组合迭加而产生深度衰减,其它一些载波将受建设性迭加而增强。当信号功率被间隔至少等于信号带宽倒数延时的回波增强时,接收机输入端信噪比也增大。尽管有部分频谱深度衰减,但为了能够从这种功率增强中获益,必须在系统设计时采用有力的信道编码方案。

在频率交织与时间交织结合时,编码任务是使传送于信号频谱各独立载波上的比特间保持一定的联系。这样,由于编码使得这些信息与被较好地接收的载波传输的信息有关,因此被衰减载波传递的信息,可以在接收机中重建。应用于多载波传输的编码和交织,可视为在整个信号带宽中,在时间交织深度上求本地衰减平均值的手段。通常认为是有害的频率选择性,此时成为有利的因素,称之为频率疏散。

6.2.2 OFDM 波形

典型且简单的 OFDM 技术是定义单位调制符号为一个正弦波,该正弦波可以是相位、幅度或二者同时调制,并在该正弦波上加一个矩形时间窗口(即对该正弦波用矩形时间窗加权),该窗长度为一个 OFDM 符号有用持续期 T_s ,在这种方法中用于避免符号间干扰的技术是:在连续的符号之间插入短暂的保护间隔。该技术应用在 DAB 和 DVB-T 中。一方面,它有容易实现的优点。在发射端插入的保护间隔,接收机将会忽略不计,它的作用像多径吸收中的缓冲器;另一方面,它有降低系统频谱利用率(对于给定的噪声特性)的缺点,或者可转化为降低的噪声性能(对于某一给定频谱的利用率)——如功率效率。实际上用于传送保护间隔的时间部分不传送任何信息。在这种使用矩形状的传输方案中,保护间隔的存在是很重要的。因为如果没有它,多径传播将可能产生足够强的符号间干扰而导致无法成功解码,甚至在只有中度多径的条件下也会出现这种情况。

另一个定义多载波方案的替代方法是用一个非矩形时间窗去加权上述的单位调制符号;即应用的窗长于 T_s ,它仍有一个重要特性是能量在频率(大于 $2/T_s$)和时间(大于 T_s)上大量集中。而矩形符号不是这样,它在时间上集中但在频率上按 $\sin X/X$ 出现缓慢滚降。具有这种符号能量在时间和频率上快速滚降的特性,保证了对于给定符号的符号间干扰仅与最接近的时间和邻近频率的符号有关。这时,用一个相当简单的本地均衡便可消除这种符号间干扰。这种技术就是 OFDM/OQAM 技术。

CCETT 比较关注 OFDM/OQAM 中一个称之为 OFDM/IOTA 的特殊情况(无方向性正交变换算法),这种调制方法比典型 OFDM 方案有两种潜在的优点:

①不再需要保护间隔,这表明相对典型 OFDM 方案,在相同的带宽下传输相同的比特率时,它可以利用保护间隔空下来的信道容量以加强信道编码。例如假设有 $1/5$ 的信道容量被恢复利用,将使性能提高 2dB。也就是说在保持相同功率效率下传输比特率将会提高(如提高 $1/5$)。

②本系统(相对于典型 OFDM)将有更好的抗高信道扩散因子性能。在电离层传输时这非常重要,因为延时扩散量将高达 5 毫秒,而多普勒扩散大约为 2Hz,在特殊情况下,例如为达到要求的语音质量,系统必须提供足够比特率,如果调制/编码的方案选择了允许高频谱利用率(如 3 到 4bit/s/Hz),高信道扩散因子的强度将尤其难以实现。

6.2.3 编码方案

当在恶劣的信道如 HF 中传输时,将强有力的编码与调制方式相结合(无论是单载波还是多载波)是很有必要的。

最常用的是 Turbo 编码,它是一种基于在编码端将两种码级联,并且在接收端采用迭代软解码处理的方法。通过这种方法,可接近最佳性能要求(如接近香农 Shannon 容量),前提条件是在迭代解码处理中有足够大的交织尺度和迭代数量。

在以前的形式中,Turbo 码是级联卷积编码,称为卷积 turbo 码(CTC)。该课题从 1993 年开始进行研究,并由此产生了一些其它的 Turbo 编码方案,包括下面所述两种方法。

第一种为将典型块状码(像 BCH 码)级联以获得被称为块 Turbo 码或 BTC 码。这种将码级联并不是一个新的想法;主要改进的是迭代解码处理,与 CTC 解码非常相似。

第二种被称为帧定向卷积 Turbo 码(FOCTC)。基本构思是:如果我们保证被编码的每个块,其有用比特的开始和结尾在编码器的状态(例如内部寄存器的内容)是相同的(通常为零),那么,一个卷积码也可作为一块码,这样就可通过仅用一个编码器来获得 Turbo 码。该编码器数据输入两次,一次在交织前,另一次在交织后。

这里应该注意,BTC 和 FOCTC 都是块码。

1993 年 ICC 国际会议上,两位任教于法国不列颠通信大学的教授与他们的缅甸籍博士生 C.Berrou, A.Glavieux 和 P.Thitimajshiwa, 首先提出了 Turbo 码,它是并行级联带反馈系统卷积码(parallel concatenation of recursive systematic convolutional codes)的简称。其编、译码基本结构如图 6-1 和图 6-2 所示:

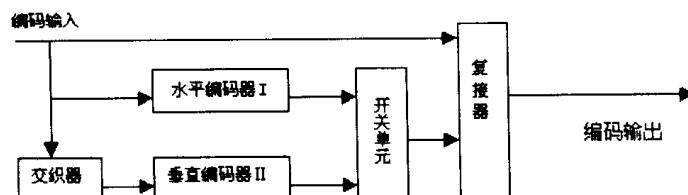


图 6-1 Turbo 码编码原理图

从编码器可以看出,编码是由三部分组成:直接输入复接器、经水平编码器 I 再经开关电路送入复接器,以及垂直编码器 II 再经开关电路送入复接器,其中经水平编码器 I 的水平码与经垂直编码器 II 的垂直码又可分别称之为 Turbo 码的分量码,又称为二维分量码。显然从二维很自然可以推广到多维,作为分量码既可以是卷积码,也可以是分组码;其码型既可以相同,也可以不同;既可以是单一的码也可由级联产生的码。原则上讲,分量码既可采用系统码形式也可采用非系统码形式,但考虑到码的整体速率,研究更多的是用系统码作为分量。

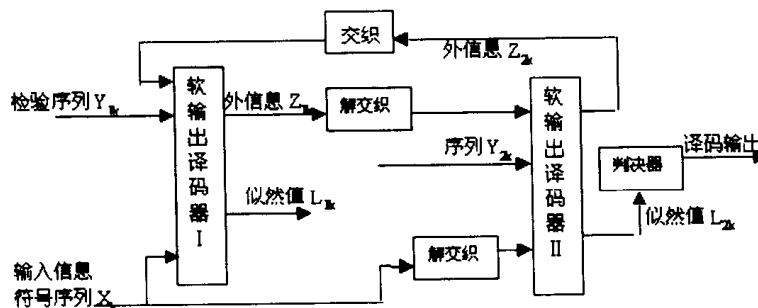


图 6-2 Turbo 码解码原理图

在译码中,判决是按照最大似然率进行的。而计算似然率的算法,是采用了修正的 BCJR 算法,它实质上可归结为软输入/软输出的反馈递推迭代译码算法,图 6-2 为两个软输出译码器 I、II 之间是依靠反馈附加的外信息建立相互联系的。Berrou 论文仅是一个按上述框图进行计算机仿真的研究,仿真结果表明,当归一化位噪比 $E_b/N_0 \geq 0.7\text{dB}$ 时, $\text{BER} \leq 10^{-5}$ 。这一结果是在交织器大小为: $256 \times 256 = 65536$ 情况下,以及进行 18 次迭代以后获得的。

CCETT 已经比较了不同的编码方法(典型交织成格状闭合卷积方法, TCM, BTC 和

FOCTC)。他们的结论是不论调制方法如何(单载波或多载波),不论信道如何(AWGN 或多径),Turbo 编码方法的性能优于其它两种。

在数字声音广播范围中,可采用 CTC(在脉冲传输领域不是这样)。但是,从复杂性的观点看,块码比卷积码有更高的效率:存储器容量可以更小,并且存储器结构也容易实现。

6.3 结论

在频率低于 30MHz 时,对数字声音广播系统的选择,可得出的初步结论是:

- ①优先选用多载波传输方案,因为对给定的接收机复杂性来说,它要优于单载波方案。
- ②在本文所描述的两种多载波方案,OFDM/IOTA 方案就抗噪声度和抗高信道扩散因素而言将提供更好的性能。这对电离层传输来说是一个决定性的优点。对应的方案将在复杂性上略有增加,这些与典型的 OFDM 无关。当然,上述预测尚需进一步验证。
- ③信道编码方案的性能是系统性能的关键,而与所选择的调制方式无关。并且对于复杂性合理的解码器而言,Turbo 编码将提供接近最佳的特性。

第七章 FM 带内同频道系统

7.1 引言

在过去的几年中,FM 带内同频道(IBOC)系统的研究取得实质性发展,正计划在现有广播中的声音广播 FM 频谱掩蔽模区传送现有的模拟和新数字信号。在此,我们将介绍美国 FM 带内同频道(IBOC)系统新技术。

这里讨论的系统仅是 IBOC 技术的一个例子,它是建立在图 7-1 所示的 FCC FM 频谱掩模的基础之上,其 FM 频道间隔为 200KHz,同时可采用本文讲述的其它“FM 频率分配规划”规定的频道间隔,即:100KHz 和 300KHz。本 IBOC 技术期望能与其它频率兼容规划相适应,这也是要研究的另一个课题,在不远的将来将有关于本课题的更详细分析。

7.2 IBOC DSB 的发展

在过去的几年中,在开发可行性 IBOC DSB(数字声音广播)系统时采用了各种可行的方法,这些开发按独立的四步进行。

第一步,对现有 FM 声音广播波段特性进行了多方面的研究。这就要求,从介绍 IBOC DSB 开始就要进行关于所有内部服务不兼容性状况的测试,特别要测试在现有接收机中的“主 FM”(在信道中心的现有模拟 FM 信号)和信道中传输的新数字信号间的兼容性。已实施了新数字信号在第一、第二和第三个邻近于模拟和数字的信道(以 200KHz 信道间隔)的考察。应注意到已经用了大量的时间到说明多径信道衰落特性上。

第二步,设计并建立了多种可工作于干扰的环境中的 IBOC DSB 系统规范,这些系统已在实验中作过测试以决定它们将如何运行。

第三步,对这些系统在试用中进行测试,通过这些试用测试可获取重要的额外信息。今天,FM IBOC DSB 系统还正在发展中。

第四步、最终的系统将允许广播电台平稳地实现从模拟到全数字声音广播系统的过渡。

7.3 IBOC DSB 可预见的优点

IBOC DSB 技术有大量明显的固有优点。

第一、IBOC DSB 系统能有效利用频率,因为进行 IBOC DSB 无须分配新的频率,新数字系统将以与现行模拟广播兼容的形式,在现今的 FM 频段内施行。

第二、IBOC DSB 系统将提高声音保真度。新 FM IBOC DSB 系统能提供接近 CD 质量的声音,同时明显减少电波多径传播影响。

第三、IBOC DSB 系统将使现在的广播电台有机会升级为数字化。这使得听众可从 DSB 中获得益处。同样使得在从模拟转向数字时仍有工作于 FM 的广播电台。

第四、IBOC DSB 系统将不会破坏现有 FM 电台经济完整性。每个现有电台均可在相同或更大的服务区域内在现有频率升级到数字化。例如,工作于 97.1MHz 的模拟信号电台将在 97.1MHz 传送它的数字信号。在转换到数字化时不必更换工作于 FM 波段的电台。

第五、IBOC DSB 系统将可以采用低成本数字接收机。用于模拟声音广播接收机中的大多数组件,仍可用于数字声音广播接收机。数字接收机中最主要的成本因素是数字集成块,它应允许制造商在经济上以合适的成本大批量生产数字声音广播接收机。

最后,IBOC DSB 系统设计得非常易于实现。它无须新的频率配置,也无须新的频率分配规划。这将明显减少施行新数字声音广播服务时管理机构的管理压力。

7.4 系统概述

在这里首先介绍一下普通导频制 FM 广播的基带频谱。由美国提出并得到国际无线电咨询委员会(CCIR)推荐,世界上大多数国家采用的导频制,其主信道传送代表节目全部信息的信号——“和”信号($M=L+R$),它占据 40Hz~15KHz 的频率范围;另外选择 38KHz 的超音频频率作为副载波,用 L 与 R 信号的差信号($S=L-R$)对该副载波进行抑制副载波的调幅,保留的上、下两个边带构成副信道。由于差信号 S 的频率范围也是 40Hz~15KHz,因此副信道占据的频带范围为 $38-15=23(\text{KHz})\sim 38+15=53(\text{KHz})$ 。

在 IBOC DSB 系统试验过程中进行过多种调制技术的评价,包括多载波离散谱,高数据率单载波和正交频分复用(OFDM)。经分析比较最终选择了 OFDM。OFDM 调制在同 FEC 编码、交织联合使用时有较好抗多径衰落能力。而且,OFDM 可特定为适合于频率变化的干扰环境,同时提供附加选择副载波的灵活性。

OFDM 副载波传输的 DSB 信号位于模拟信号频谱两侧,这里讨论的 FM 频谱掩模(还有 FM 和 DSB 功率谱密度)如图 7-1 所示。注意 FM 频谱掩模特性定义为在 1KHz 带宽任 5 分钟间隔测量的峰值功率。典型 FM 信号功率谱密度按经验确定为 5 分钟的 FM 频谱功率平均值。

位于巴尔的摩/华盛顿地区的五个站提出斜率为 0.35 至 0.38dB/KHz 的三角形功率谱密度。有意思的是这些站测量了从“重金属”音乐到谈论等各种范围的不同节目信号,5 个站的平均斜率为 0.3dB/KHz。与计划的调制谱曲线相一致。

FM 总功率可由对三角功率谱密度积分求得:

$$P_{\text{total}} = \int_{-\infty}^{\infty} P_{\text{peak}} \cdot 10^{-0.36 \cdot |f|/10} \cdot df = 24.12747 \cdot P_{\text{peak}}$$

FM 功率谱密度峰值位置在低于图 7-1 所示总载波功率参考值(0dB) 13.8dB($10 \cdot \log(24.12747)$)处,即其值为 -13.8dB。FM 频谱两侧的 DSB 功率值低于总 FM 功率 25dB。可算出 1Kz 带宽中的 DSB 密度。DSB 信号功率谱密度可由其总功率除以有效奈奎斯特(Nyquist)带宽来近似计算。

$$\text{PSD}_{\text{DSB}} = \frac{10^{-25/10}}{95 \cdot 0.72665} = 4.1772 \cdot 10^{-5}$$

图 7-1 所示以 dB 为单位的 DSB 信号功率谱密度可由此算出为 43.8dB/KHz($10 \cdot \log$

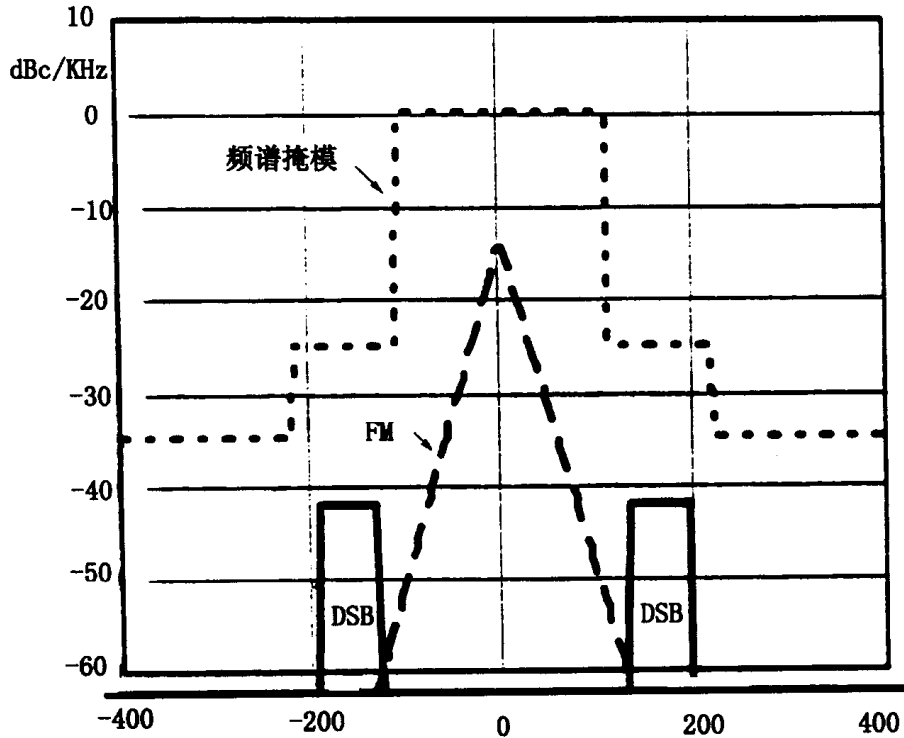


图 7-1 低于 FM 频谱掩模阈的 FM 和 DSB 信号功率谱密度图

($4.1772 \cdot 10^{-5}$)。

基本的 DSB 系统假定有 95 个副载波高于主 FM 频谱, 95 个低于主 FM 频谱。每个 DSB 副载波以符号率接近 689Hz 进行 QPSK 调制, 同相的和正交的脉冲形状为边沿升余弦锥形(过量时间 = 135/128), 以抑制频谱边旁瓣。虽然这种脉冲形状相对于矩形脉冲输出量减少 5.5%, 但抗多径传播性能提高并且频谱旁瓣减小, 干扰更小, 这一脉冲形状是由频率间隔为 726.75Hz 的正交副载波构成。脉冲波形统一规定为 1 个单位时间, 如图 7-2 所示。

图 7-3 为矩形和根升余弦成形的 DSB 频谱图, 有效奈奎斯特(Nyquist)脉冲时间接近 1.376 毫秒, 两种情况下有效奈奎斯特(Nyquist)带宽均为 726.75Hz。

可能的载波位置由它们相对主 FM 中心频率(即规定为 0 的副载波)的偏移量确定。副载波 178(距 FM 中心频率 $178 \times 726.75\text{Hz} = 129.3615\text{KHz}$)到 253(183.86775KHz)传送的数据率为 96kbps, 副载波 254(184.5945KHz)到 272(197.676KHz)可以传输一个附加的 24 kbps FEC 编码比特, 因此在 FM 信号两边产生一个 $R = 96/(96 + 24) = 4/5$ 的有效编码率。在最基本 DSB 系统中, 114KHz $\pm$ 15KHz 处不使用以减少引入未完全滤波接收机中的噪声。但是, 广播电台可选择利用这一频谱部分以提高数字音频信号强度和/或提供附加广播能力。广播电台会发现这一选择会有利于处理立体声副载波以减少一些接收机的噪声。

虽然任一 DSB 边带均可独立地解调, 但计划仍将两边联合使用, 这样可提高功率增益 3dB, 加上由 $R = 2/5$ 编码的每个独立边带 $4/5$ 编码增益得到的附加编码增益。

每个边带最小容量为 130kbps(未编码)。经 $R = 4/5$ FEC 编码后, 每个冗余边带编码容量为 $130 \times R = 130 \times 4/5 = 104\text{kbps}$ 。该数据率足够用来传送 CD 质量音乐加上普通数据广播。可任意地增加附加的载波以提高数据广播容量或提高编码平均码率到每边带 $R = 2/3$ 。

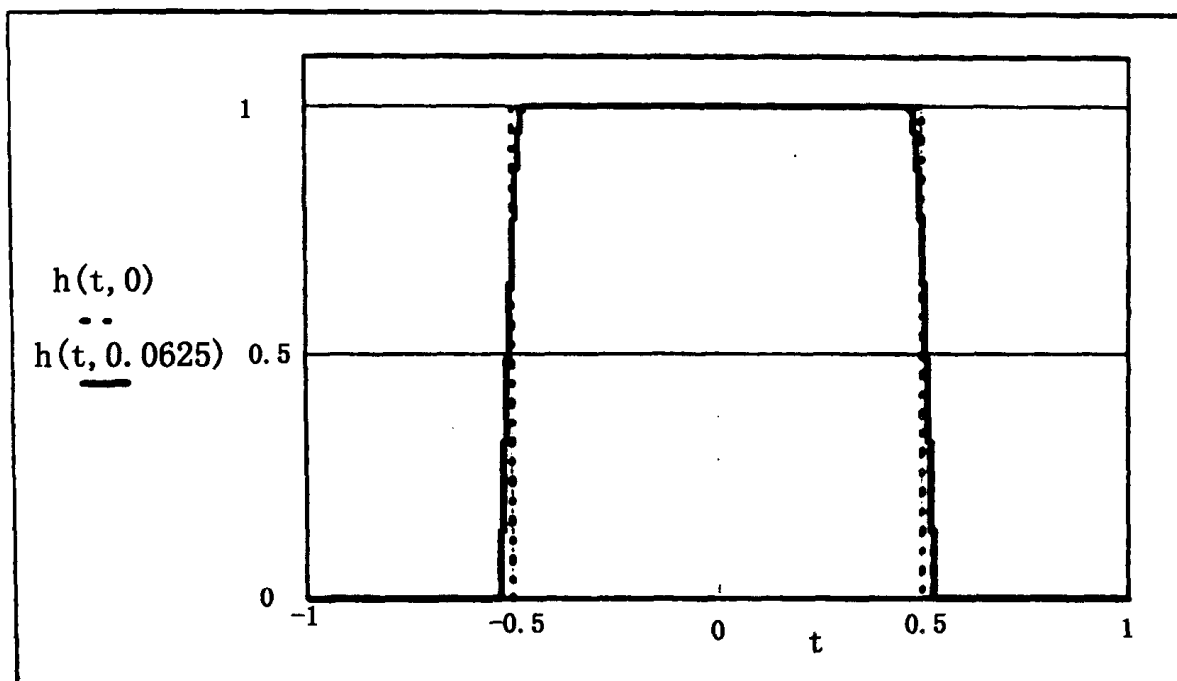


图 7-2 矩形 Nyquist 脉冲(点状)和根升余弦锥形脉冲(实线)

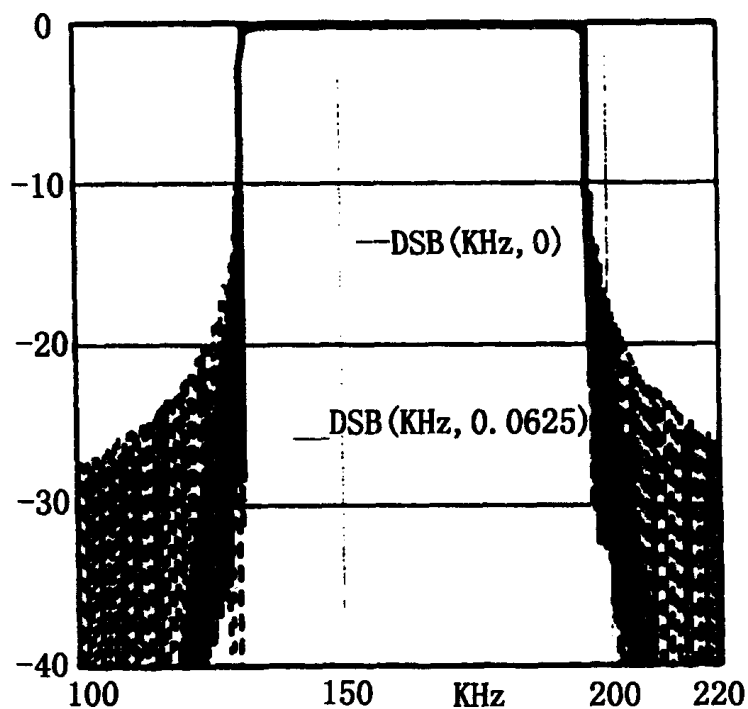


图 7-3 增强抑制频谱旁瓣 Nyquist 根升余弦锥形脉冲(实线)和矩形 Nyquist 脉冲(点线)

这些载波将位于更接近主模拟 FM 信号位置, 起始位置为副载波 159(115.55325KHz)至 177(128.63475KHz), 提供每边带 114 个总共 228 个副载波。

7.5 干扰分析

7.5.1 $\pm 200\text{KHz}$ 的干扰

来自距主 FM 信号 $\pm 200\text{KHz}$ 第一个邻近信道的干扰,可由图 7-4 所示与邻近信号的关系推导出来。FM 电台地理位置应保证规定接收的不期望邻近信道功率至少低于预定电台覆盖面积边缘功率 6dB,即 D/U(期望与不期望功率的 dB 比至少 6dB)。由对每个电台 DSB 信号功率与其主 FM 比值的了解以估计出第一个相邻信道对 DSB 的影响。类似第一个邻近 DSB 对主 FM 信号的干扰也可由这一关系估计出来。

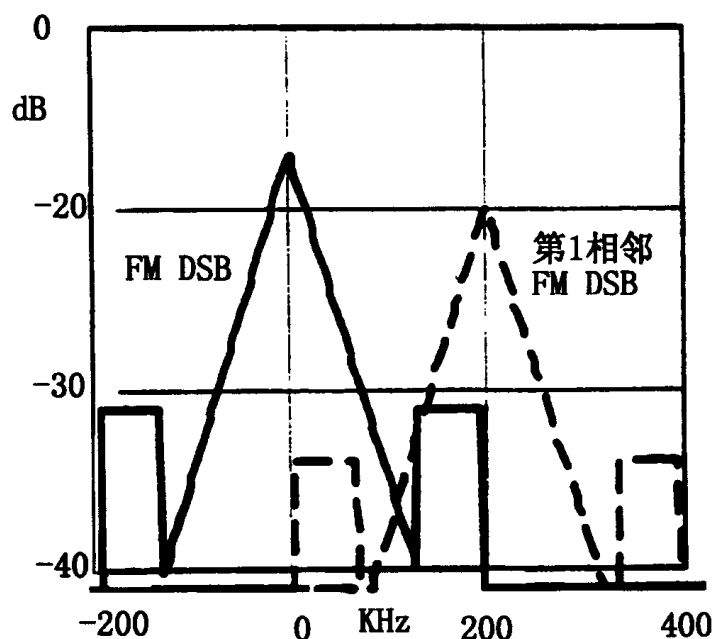


图 7-4 第一邻近干扰为 -6dB 概要图(覆盖区边缘最差情况)

图 7-5 说明由于第二邻近 DSB 对 DSB 及主 FM 联合信号干扰,需要对 DSB 旁瓣抑制。在电台覆盖区边缘,第二邻近信道规定的功率将比主 FM 规定的功率高 20dB。

这里举例的各种干扰情况都是由分析来定量表示并为模拟分析和测试所支持,由覆盖区边缘 DSB 对第一邻近信道的干扰分析表明总 DSB 信号相对其 FM 功率为 -22dB。

解决第一邻近信道干扰问题的方法是加入冗余,尽管载波两边的 DSB 信号不完全相同。同时这种冗余会使潜在的容量减半,但干扰问题同时也减少并且实际编码增益可由将两边联合起来获得。

现有美国声音广播指定点的研究表明,在主 FM 覆盖区域内的相同地理位置,不可能出现较高和较低邻近信道的干扰同时为它们最大干扰电平(-6dB)这一情况。这种频率的分隔在多径传播或频谱陷波影响一个边带或另一个边带时非常有用。

大量的仿真测试和分析表明了现有 IBOC DSB 的主 FM 信号性能,尤其是调查研究加有 IBOC DSB 信号的主 FM 的在 100KHz 信道间隔环境下数字系统的干扰分析。

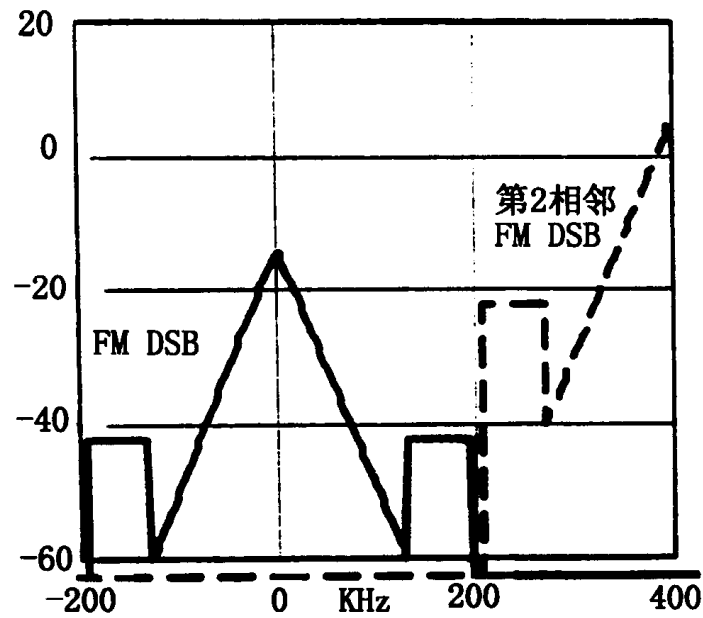


图 7-5 第二邻近干扰为 +20dB 的概图

7.5.2 100KHz 信道干扰

数字系统同样兼容于 100KHz 信道间隔环境。工作于 100KHz FM 信道间隔环境的数字系统产生了不同于 200KHz 信道间隔环境下讨论的干扰。

图 7-6 描述了邻近信道距主 FM 信号 100KHz 和 300KHz 的干扰概况。

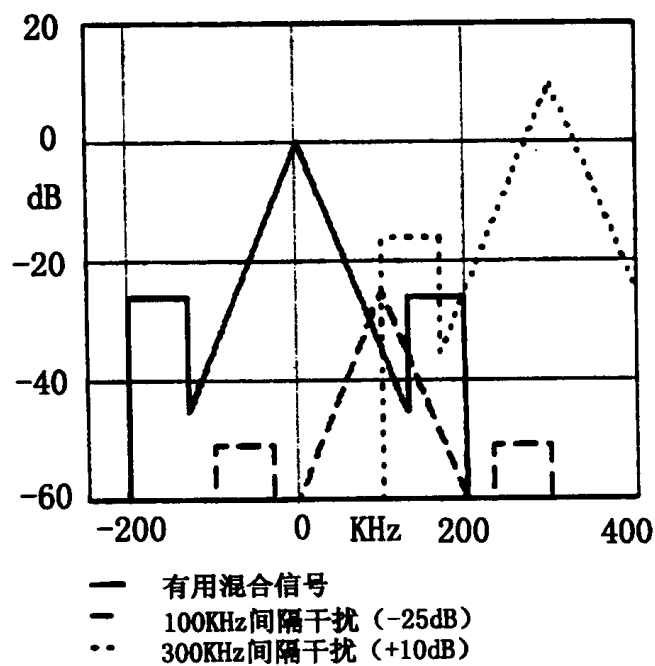


图 7-6 100KHz 和 300KHz 信道间隔的干扰概况

在 100KHz 信道间隔时最大的问题是第一邻近 FM 信号对主 FM 信号的模拟对模拟干扰。这一干扰问题至今还存在,但与数字广播无关。在使用 100KHz FM 信道间隔的国家,为使模拟 FM 接收机工作无明显衰落状况,现在要求有显著的地理分隔。附加的数字信号不会增加干扰。位于 100KHz 处干扰的数字边带不会叠加在主电台的数字信号上,由此避免了数字对数字干扰。若 100KHz 处 FM 干扰低于主信号至少 25dB 以上,那么对主 DSB 信号的干扰可以忽略。当 100KHz 处干扰相对于有用信号的相对功率增至 -20dB 至 0dB,就开始对一个 DSB 边带有掩蔽作用。

7.5.3 300KHz 处干扰

数字系统一个较大的问题是 300KHz 处干扰信号与主信号之间的数字对数字干扰,这时,若假定在覆盖地区的某些地方地理空间未提供保护,则数字信号被掩蔽。由于数字系统的数字比特流被限制为中心频率两侧近似 130KHz 至 280KHz 处。掩蔽效应不会导致整个边带的丢失。实际上,掩蔽将使边带最初的 70KHz 丢失 40KHz。由于系统设计为允许仅一个边带可工作于码率 4/5 FEC 编码保护,未受损伤的 30KHz 掩蔽边带使有效 FEC 码率优于 3/5,虽然相对未干扰时有相对丢失(码率 = 2/5),但仍有足够的编码增益以进行正常工作。

7.5.4 主音频信道性能

通过模拟分析,我们对现有 IBOC DSB 信号的 FM 检波后噪声特性有更深入的了解。例如,结果表明随着 FM 信号频偏增大,音频噪声电平增加。实际上,图 7-7 表明在现有 IBOC DSB 信号中,当 FM 频偏从最小到最大时,即从位于 FM 载波 78KHz 到 197KHz 检波后噪声功率谱密度(PSD)明显上升。

主 FM 和 DSB 交调掩蔽部分的频谱采用非线性 FM 检波,检波产物折叠至检波后音频波段,而且会提升音频的噪声层。

虽然根据这些结果还不能预测由于 IBOC DSB 引起主 FM 音频质量降低程度,但由于衰落的 DSB 检波噪声层的生长正比于 FM 信号的频偏程度,其效果为自掩蔽。在安静信道中音频噪声最低,在音频最大时其最高,仿真试验已验证了这一现象。

主 FM 降低的绝对电平与 DSB 的特殊结构有关。为了解 DSB 位置与音频信噪比(SNR)之间的关系,已进行了大量关于何时 DSB 噪声最易听见的性能测试,其结论是:在最小 FM 偏移的安静通道中 DSB 噪声最易听见。已进行了接收机音频动态范围为频偏 10%, 19KHz 导频调制的 FM 信号和 DSB 信号由发送端输入到 FM 立体声接收机的仿真实验。DSB 信号总功率低于 FM 载波功率 22dB。在前四个测试中,DSB 用正交频分复用(OFDM)调制,用 4750 符号/秒四相键控(QPSK)矩形脉冲副载波。第五个测试用四倍数量 OFDM 载波——每个占 1/4 带宽(1187.5Hz)——和根升余弦脉冲成形(以减小干扰主 FM 的频谱旁瓣)。在每一测试中,DSB 信号所占频谱均不同,起始频率距 FM 中心频率不同,但截止频率都在 197KHz,表 7-1 示出结果。

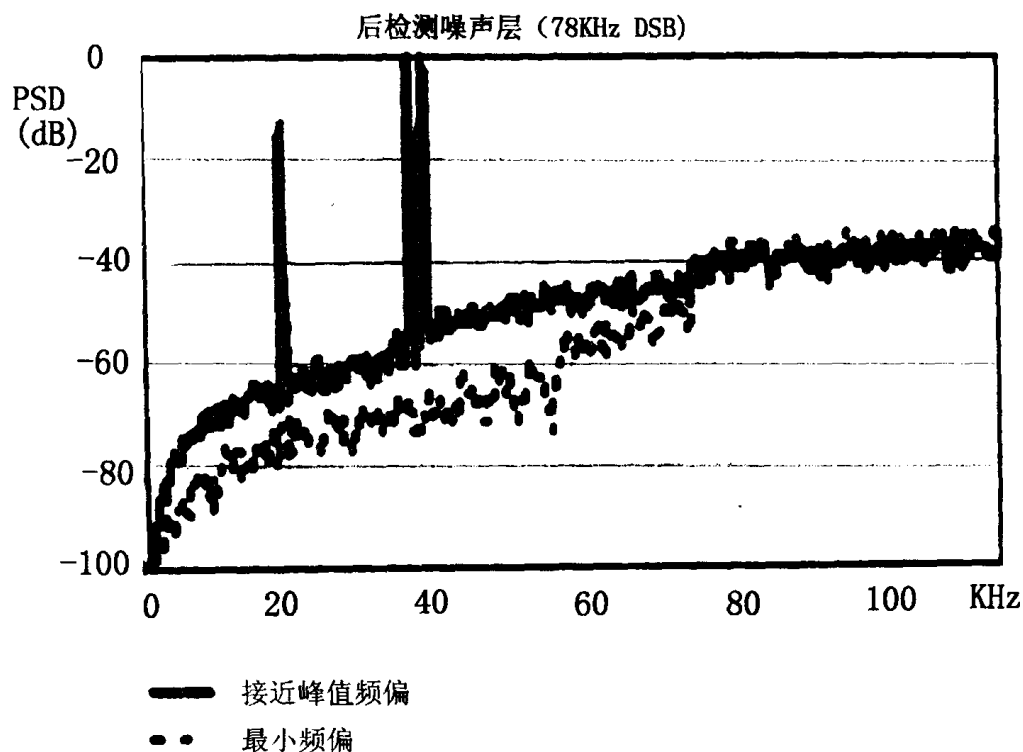


图 7-7 音频频偏影响

表 7-1 发端音频动态范围(峰值到噪声层 SNR)

DBS 起始频率	音频 SNR(dB/15kHz)
78kHz	64.7
100kHz	67.3
124kHz	68.3
129kHz	68.8
129kHz, 脉冲成形	77.6

结果表明,使 DSB 偏离 FM 载波,增加 DSB 载波数量,改变传送 DSB 符号脉冲成形以减小频谱旁瓣将明显改善主 FM 性能,在所占频谱内和编码特性可改变以迎合上述要求,注意基本工作副载波间距为 796Hz 时可提高这里提到的载波间隔的系统性能。

音频仿真试验证明,在 SNR 为 77.6dB 的安静通道将提供给听众觉察不到的衰落 DSB 音频噪声。而典型接收机可实现的 SNR 极限值为 60dB,由接收机产生的噪声将掩盖掉由 DSB 产生的衰落。在本讨论中为了平衡将 -22dB, 129KHz 脉冲形 DSB 结构作为基本结构。

7.5.5 SCA 性能

SCA(辅助业务)为复接到基带立体声频谱中从 53KHz 到 100KHz 的可选用信道。SCA 信号可以是模拟或数字的。它由一些 FM 电台发送给为特殊节目资料付费的私人用户。通

过仿真试验确定 SCA 对 IBOC DSB 主 FM 性能的影响,也确定 DSB 对 SCA 的影响,仿真的是 10% 频偏在 67KHz 和 92KHz 的 SCA,因为它们代表大量的工作副载波。

在目前的模拟 FM 系统,通常 SCA 对主 FM 信号产生的影响可忽略。但当有 DSB 时,由于有上述 DSB/FM 交调影响,附加的 SCA 会增加主 FM 音频噪声层。图 7-8 为 DSB 脉冲成形信号起始于 129KHz 时立体声副载波对 92KHz 的 SCA 灵敏度。在这种情况下,92KHz SCA 使主 FM 音频 SNR 从 77.6 降低至 69.8dB,但噪声仍远低于产生可觉察到效果时的水平。

图 7-9 为位于 67KHz 的 SCA 对音频性能有更少的影响。

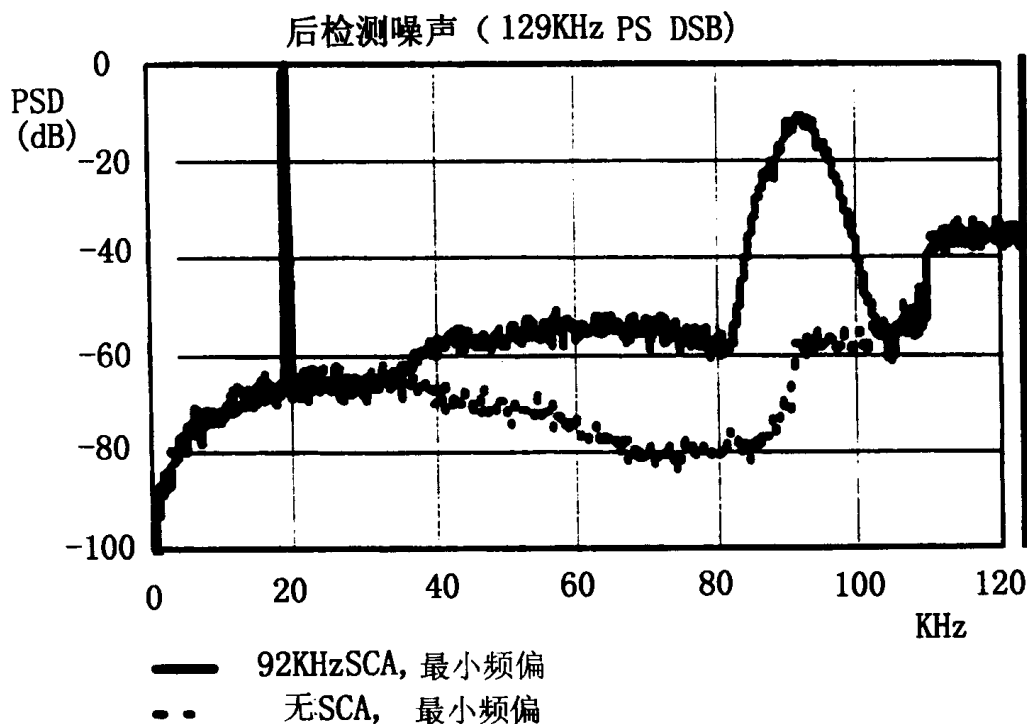


图 7-8 92KHz SCA 效果

因为 SCA 位于基带频谱的高处末端,某些 SCA 由于检波后噪声会随频率平方增加而工作于低的 SNR,当加入了 DSB,宽带主 FM 信号漂移至其 IBOC DSB 信号,产生交调,它将导致检波后噪声层升高,特别是越高端的基带频率(由于它最靠近于检波前 DSB)。另外,由于在 SCA 音频安静时主音频信道可能在频偏峰值,而且前述的噪声掩蔽效应未应用于 SCA,这将使 SCA 噪声层升高。

还进行了在现有 -22dB, 129KHz 脉冲成形 DSB 信号中使用 SCA 音频信号处于频偏峰值的仿真试验。图 7-10 表明当主音频信道接近最大频偏时,发送端 67KHz SCA (在 10KHz 带宽内)的 SNR 为 25~30dB。

92KHz SCA, SNR 为 20~25dB,如图 7-11 所示。

没有 DSB 时,典型噪声层约为 40dB,由于数字 SCA 足够强壮,能工作于合理的低 SNR,因此噪声层的增加对它构不成威胁。

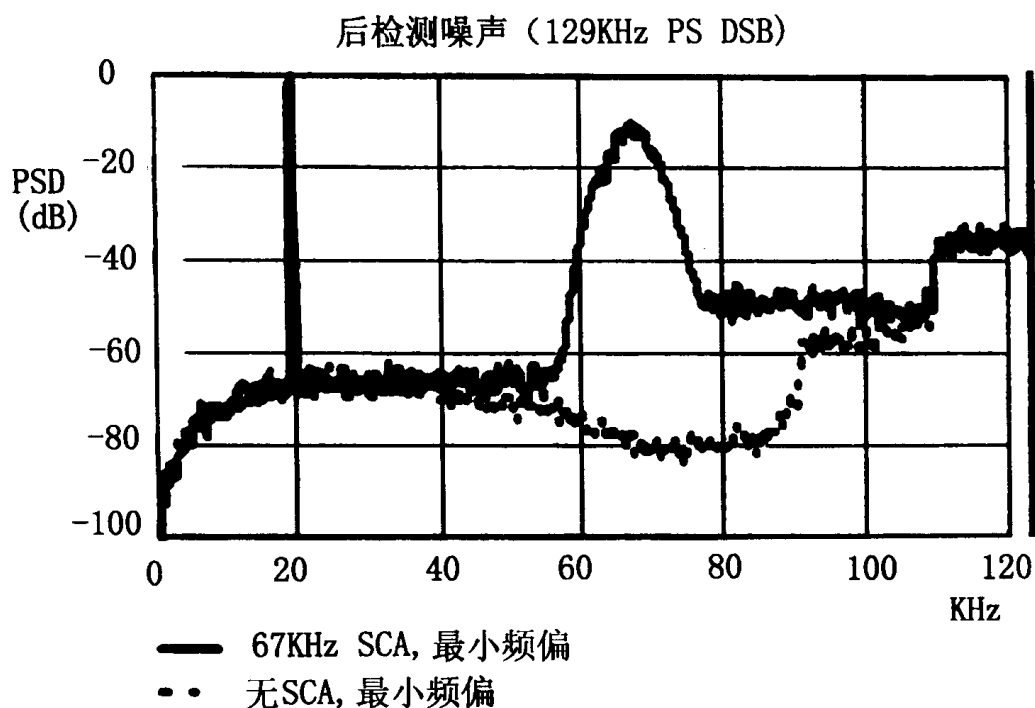


图 7-9 67KHz SCA 效果

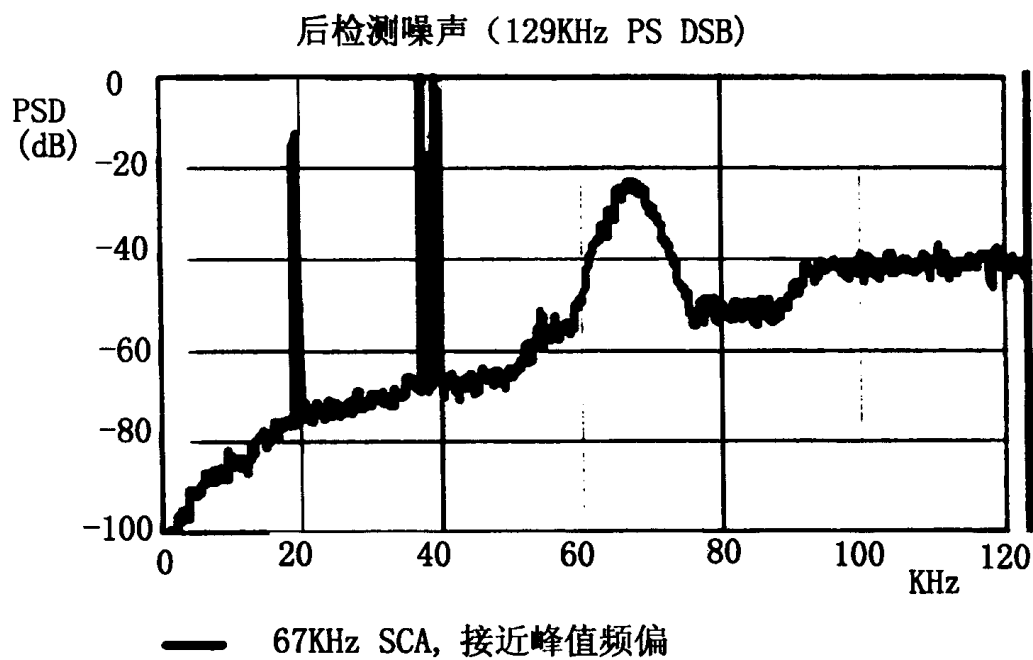


图 7-10 67KHz SCA 性能

7.5.6 邻近信道性能

美国联邦通信委员会定义 B 类 FM 电台“覆盖区边缘”为 54dBu 有效覆盖范围。其中 0dBu 等于每米距离 1 微伏。B 类电台被保护至有效值 54dBu 以免受第一邻近电台引入的

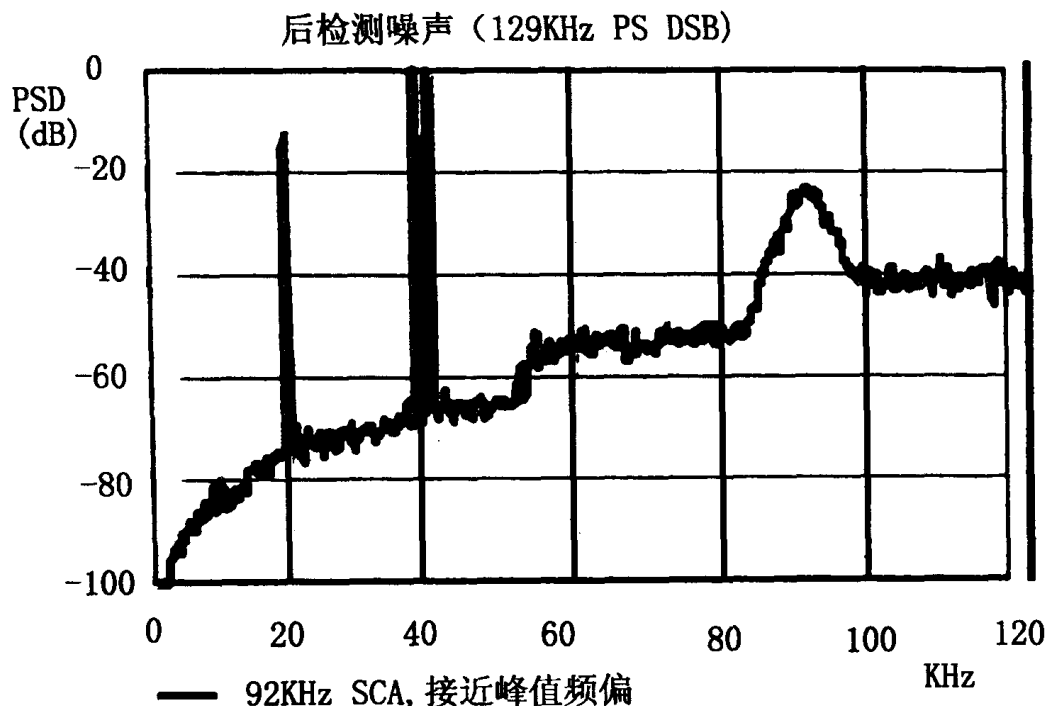


图 7-11 92KHz SCA 性能

48dBu 干扰。因此,在覆盖区边缘最小希望——不希望信号比(D/U)为 6dB。仿真测试证实位于覆盖区边缘承受第一邻近的 -6dB IBOC DSB 干扰时将使希望的 IBOC DSB 主 FM 信号大量降低质量。

为正确解释仿真的结果,必须先计算出仿真测试中,接收机在有效值为 54dBu 处的音频 SNR。其中假定干扰的噪声只有环境加性高斯白噪声(AWGN),并假设载波处于 VHF 频段中部,中心频率为 100MHz,采用半波偶极子天线,电场强度 $E(V/m)$ 可用公式转化为输入到 FM 接收机的载波功率 $C(W)$ 。

$$C = \frac{E^2}{120\pi} \cdot A_e$$

式中 $A_e = 1.177m^2$ 为半波偶极子天线的有效孔径,利用这一公式,54dB 场强对应于 -91.1dBW 载波功率。

FM 频段典型环境噪声温度为 10,000K;在 15KHz 带宽中,这一温度产生噪声功率为 $P_N = 10\lg(KTB) = 10\lg(1.38 \times 10^{-23} \times 10000 \times 15000) = -146.8dBW$ 。因此,接收机天线终端上的 -91.1dBW 载波功率产生 55.7dB/15KHz 载噪比(CNR)。接收机的噪声特性使我们能确定对应于输入 CNR 的音频 SNR。通过测量模拟 FM 立体声接收机的噪声特性,这一输入的 CNR 相应于 64.4dB/15KHz 的音频 SNR。

再考虑起始于 129KHz 的 -22dB 脉冲成形 IBOC DSB 信号在接收机产生 77.6dB 音频 SNR(在覆盖区边缘并忽略环境噪声)。前面的计算证明在覆盖区边缘,对音频 SNR 起支配作用的是环境噪声;-22dB,129KHz 脉冲成形 IBOC DSB 的作用可以忽略掉。

在仿真测试中,起始于 129KHz 的 -22dB 脉冲形 DSB 信号同时加到发送端静主 FM (10% 频偏的 19KHz 导频,没有音频或 SCA)和一个 -6dB、完全调制的第一邻近信道。在

测试的 FM 立体声接收机中使用了一个 150KHz 检波滤波器(3dB 带宽 300KHz), FM 解调器输出信号如图 7-12 所示。

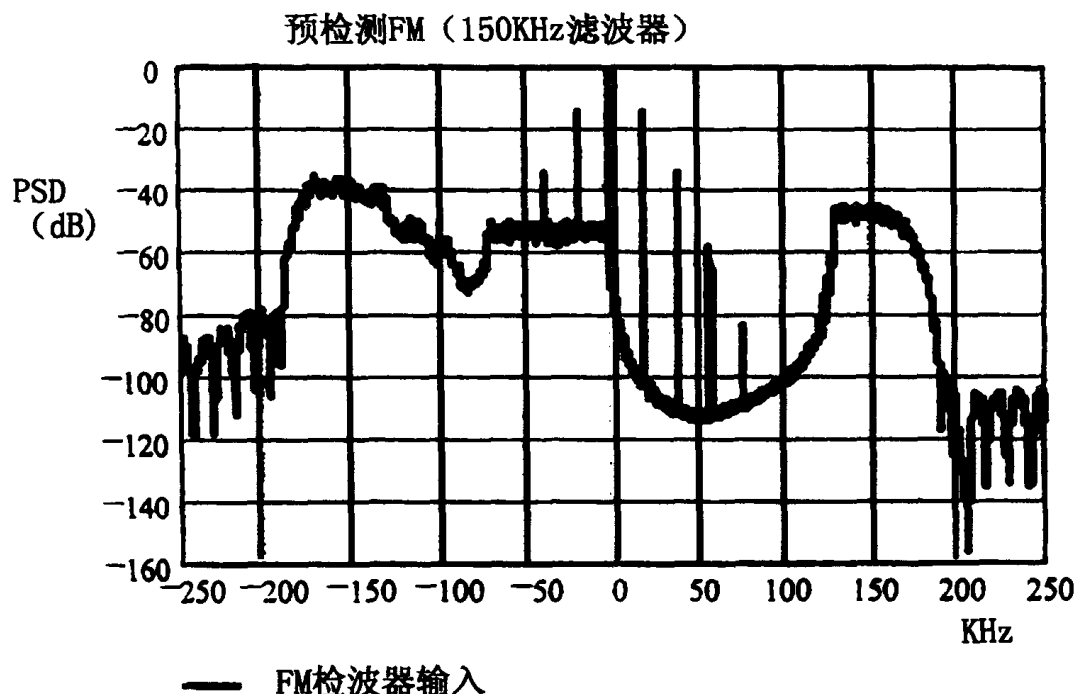


图 7-12 在覆盖区边缘第一邻近 129KHz PS DSB 检波前效果

结果表明引入的邻近 IBOC DSB 信道将音频 SNR 降至 50.0dB, 尽管测试使用的是发送端期望的信号, 但它表明传送覆盖区边缘引入的噪声可以忽略。因此, 在覆盖区边缘当 -6dB 第一邻近 FM/DSB 信号与带有 DSB 的静主 FM 信号相互影响时, SNR 从约 64dB 降至 50dB, 图 7-13 表明这一效果。

当 SNR 减小时, 应注意到降低程度与地理位置高度相关, 当接收机离干扰台更远或更靠近所需要接收的电台时, 性能会快速提高。另外, 由于接收机可实现性的限制, 实际的接收机在覆盖区边缘只能接收低于 64dB 的 SNR。许多汽车接收机在覆盖区边缘成为单声道, 这可减轻第一邻近 DSB 干扰的效果。通过移走立体声副载波旁噪声的影响将提高音频 SNR。

7.5.7 立体声副载波解调

在测试早期的 IBOC DSB 系统原型时, 一些廉价的 FM 立体声接收机在接收 IBOC DSB FM 立体声信号时, 出现有音频噪声增大的情况。将 FM 信号旁 DSB 信号移走, 音频噪声便消失了。研究表明这一问题是由于对检波后基带立体声复合信号不恰当地滤波造成的。于是设计了新 DSB 基本波形以减轻这一影响。

为恢复立体声信息, 30KHz 带宽, 中心频率为 38KHz 的双边带幅度调制的左减右(L-R)信号采用 38KHz 本地振荡器(LO)解调, 然后用 15KHz 低通滤波器滤波。大多数接收机, 38KHz LO 仅是一个方波, 具有 38KHz 基波和奇次谐波如 114KHz, 190KHz 等。因此在没有恰当的滤波时, 不仅恢复了需要的 L-R 信号还有位于 114KHz, 190KHz 旁 ± 15 KHz

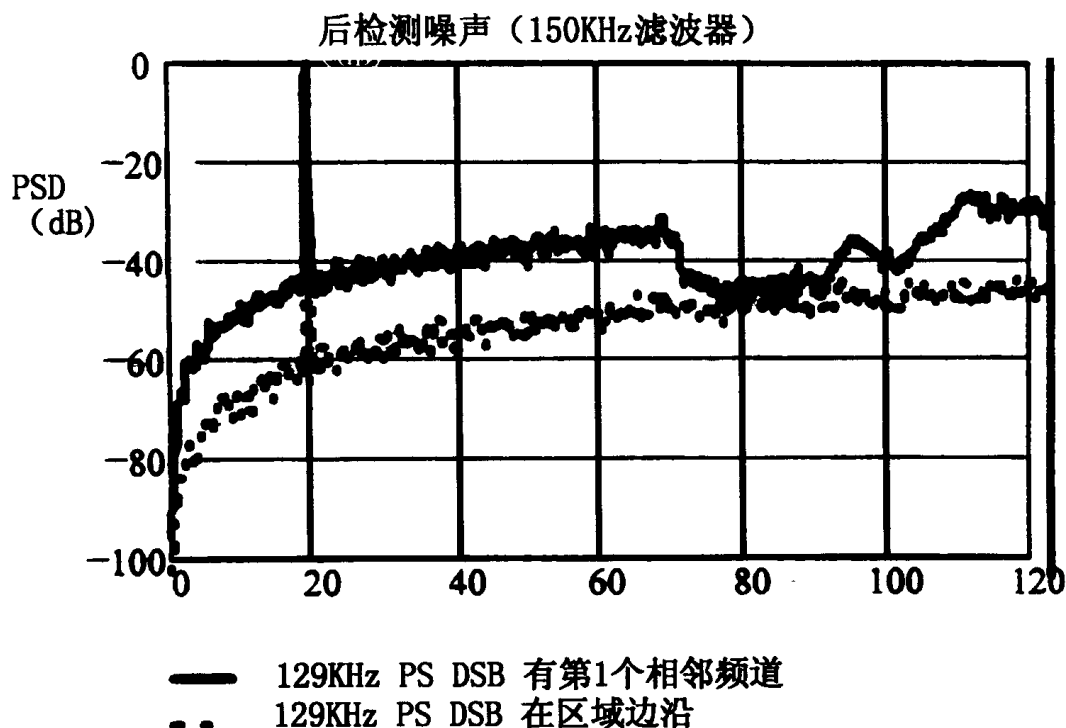


图 7-13 在覆盖区边缘第一邻近 129KHz PS DSB 检波后效果

的复合信号的能量。

在仅有 AWGN 时(无 DSB), 没有发现这种影响, 在 AWGN 中的众所周知恰当的大信号 FM 检波表明检波前噪声功率谱密度只正比于频率的平方。因此, 在 114KHz 处噪声功率谱密度是 38KHz 处的 9 倍(9.5dB), 在 190KHz 处噪声是其 25 倍(14.0dB)。高端噪声电平有下降是由于方波谐波的幅度随着它们的次数减少, 若 38KHz 基波为单位幅度, 那么 114KHz 三次谐波幅度为 $1/3$ (-9.5dB), 190KHz 五次谐波幅度为 $1/5$ (-14.0dB)。因此, 由每个谐波贡献的噪声等于那些低于所需信号的噪声, 这导致由于只有 AWGN(没有 DSB) 接收机未滤掉 LO 旁边的谐波, 而产生 4.8dB 降级。

在设计较好的接收机中避免了 SNR 下降, 一些接收机使用“Walsh”解码器, 其它一些仅在 DSB 解调前对基带复合信号滤波, 这将非常有效地滤除掉所需 L-R 频带之外的分量, 大量接收机甚至那些没有这种检波后保护的——应通过检波前滤波来改善 190KHz 五次谐波的影响。因为好的设计将可从所需信道中明显滤除中心频率为 200KHz 的第一邻近 FM 信号。

因此, 只有 AWGN 时, 那些只有一些或没有检波后保护经验的廉价的接收机在与仔细设计的接收机比有 3dB 立体声 SNR 恶化(来自他们的 DSB LO 三次谐波)。当然, 当接收单声道信号时, 不存在明显的恶化。当 IBOC DSB 加入模拟 FM 信号时 3dB 立体声 SNR 恶化将会增加。为了解这个问题的影响范围程度。使用对 38KHz 谐波有足够保护的良好设计的 FM 立体声接收机进行了模拟测试。

共进行了三组测试。第一组使用的是对安静模拟 FM 信号加一个在接收机左音频信道产生 64dB SNR 的 AWGN。第二组是对安静 FM 信号加一个在左音频信道产生 64dB 的

DSB 信号(从 78KHz 到 197KHz)。如图 7-14 所示,在 0-53KHz 音频频段两组测试产生的检波后噪声功率是相同的(因此等于 64dB SNR)。

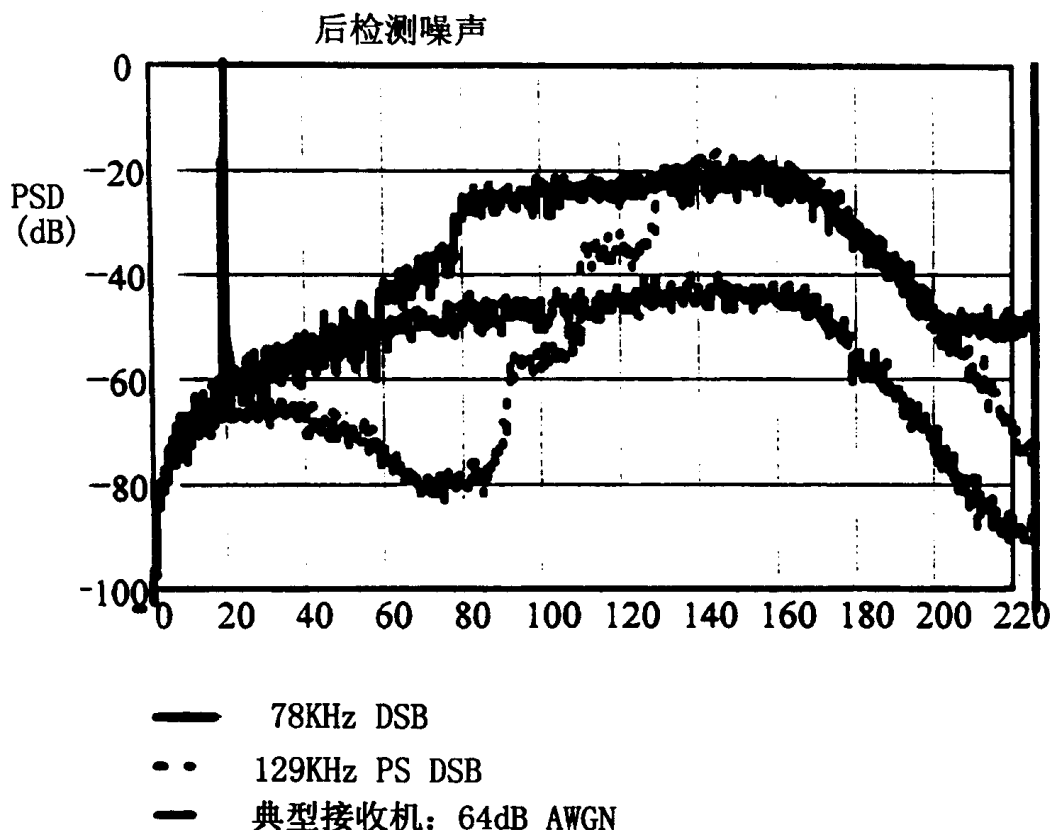


图 7-14 114KHz 噪声层 DSB 影响

注意,在 60KHz 以上噪声层分离开。实际上,DSB 产生的噪声层在 114KHz 旁 30KHz 频段高近 25dB。若测试的接收机没有对检波前噪声层充分滤波,在第二次模拟中立体声噪声将升至使音频 SNR 降至低于 64dB。

据建议在 $114 \pm 15\text{KHz}$ 带宽内仅抑制 DSB 能量就能消除该处的检波前噪声。并将其归因于 FM 解调器的非线性特性,这不完全正确,实际上,测试表明对 DSB 载波陷波,在 114KHz 旁 30KHz 频段产生了 12dB 的提高,因此仅限制 DSB 带宽会导致检波后不完全滤波的声音广播接收机的立体声 SNR 恶化。

在第三组测试中有明显提高,这时 DSB 信号移至超出 129KHz 并使用脉冲成形。脉冲成形使多数检波后频带的噪声层有明显下降,如图 7-14 所示(129KHz PS DSB)。图 7-15 为 114KHz 旁 30KHz 区域放大图样。

注意噪声层在 110KHz 有陡升,这是由于 FM 调制中贝塞尔加权 19KHz 导频谐波与 DSB 信号混合所致。结果,高于 110KHz 处,由 78KHz(未脉冲形成的)DSB 提供近 10dB 增益增加。低于 110KHz 处,观察到 30dB 提高。因此,使用 DSB 布局 and 脉冲成形,由于未完全滤波的接收机中附加 DSB 引起全部立体声噪声的增加可被限制在可接受的水平。

前面的分析展示了由于 DSB 造成在 114KHz 旁边衰降级的最坏情况,实际上,即使最简单设计的接收机都应提供这一程度的检波前滤波,以减少 114KHz 旁噪声水平;另外,在

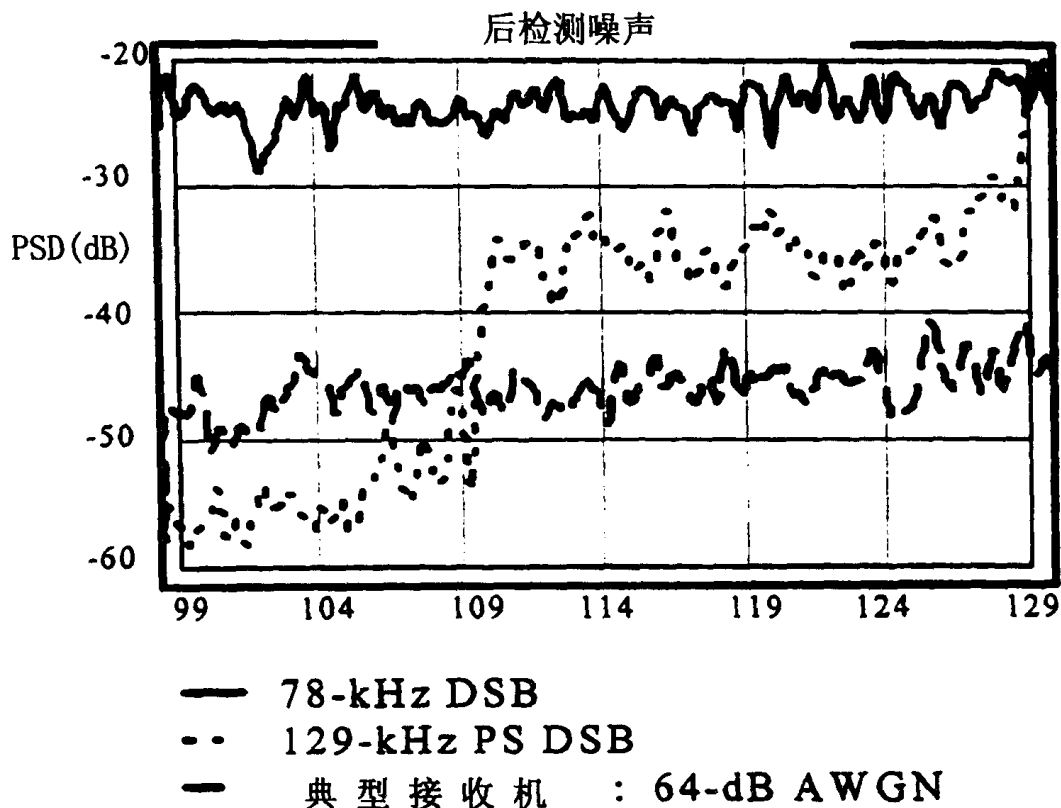


图 7-15 DSB 布局和脉冲成形对 114KHz 噪声层影响

典型环境中,实用中的接收机,听众感觉不到质量降级的可能性极大。

7.5.8 干扰概述

现有各种 IBOC DSB 结构对主 FM 信号性能影响已做过了分析,模拟和分析表明当脉冲成形 DSB 信号位于距 FM 载波 129KHz 和 197KHz 之间时对 FM 性能影响最小,编码和调制各有一半机会以在这一带宽内提供适合于 DSB 信号的频谱效率。

在最小频偏期间这种 DSB 结构产生的音频 SNR 接近 78dB,同时,在高音通道中由于掩蔽效应其产生的噪音听众无法觉察。甚至在安静通道中,DSB 产生的噪声也会被多数典型接收机产生的噪声所掩盖。SCA 对主 FM 产生的干扰同样也无法觉察,这时 SCA 应采用 SNR 大约为 20 - 30dB/10KHz(对于数字 SCA 来说有足够的余地)。

当出现高电平第一邻近信道干扰 DSB,主 FM(带有 DSB)在覆盖区边缘其音频 SNR 恶化至 50dB。但是,恶化是高度集中的。大多数汽车上接收机在覆盖区边缘转为单声道,减缓了第一邻近 DSB 干扰影响。

最后,现有廉价的 FM 立体声接收机在立体声副载波解调时会觉察到轻微的质量变差。该变差在汽车接收机中未被证实,可以证明在典型收听环境下不能被察觉。

7.6 音频编码

将源信号有效地编码成比特序列的过程是 DSB 系统主要部分,对于数字系统来说,这一源编码任务是由感性的、源模型编码器即 PAC 来实行的,信源编码的任务就是应用相应的技术,来降低数字信号源的数据率,也称为数据压缩或码率压缩。码率压缩是通过降低声音信号中的冗余和不相关成分来实现的。

如果信号部分可以通过另外的部分重建,或者可以通过另外的形式表达,我们说信号中有冗余。在编码中丢掉信号中的冗余,那么在解码时信号可以完全重建。

凡是不能被人耳感觉到的信号部分称之为不相关部分,它们对声音信号的强度或音色和发音位置的确定没有作用,可以将其丢掉而不必传送。

在进行数据率有效压缩时,充分利用了人耳听觉的生理声学和心理声学现象,主要表现在频谱掩蔽效应和时间掩蔽效应。

源模型编码用来既消除信号冗余又优化编码的信号比特率。感性编码器,用来模拟听觉并消去信号的不相干(不能被察觉)部分,PAC 将两种技术结合以对编码信号在可获得最佳质量时提供有效压缩。PAC 提供 20Hz 到 20KHz 的信号带宽。它用高达 20 的压缩系数对数据率大约为 15Mbps 的 CD 音频进行编码。产生的 96Kbps 输出可用于系统的混合的全数字处理并提供实际上的 CD 质量声音,PAC 可以提供与工作模式相关的各种比特率。

PAC 编码器包括一个将信号再分成子带分量的转换滤波单元,这些信号分量使用感觉产生的量化间隔或掩蔽进行自适应量化。通过无噪声编码方案对子带系数进行了更大的压缩。转换滤波单元包括改进型离散余弦变换(MDCT)和一个小波滤波单元。这种逼近提供了对信号中不稳定部分(如音乐中的敲击声)重视的自然优势并且允许最佳利用感觉不相干的特性。

7.7 信道编码

7.7.1 信道状态信息和自适应加权

软判决用于卷积编码数据的解码比硬判决解码更能提高误比特率性能。典型的维特比解码器设计使用软判决解码,但是,它们只能在信号和噪声幅度的统计值在解码处理的几个约束的符号持续期内是恒定的,才能正常工作;当干扰和信号电平在符号期内有变化地进入维特比解码器时,甚至用硬判决解码也有很大性能丧失。这时需要信道状态信息(CSI)来自适应调节在这种不稳定情况下对软符号的加权。CSI 估计技术应设计为在 FM 波段 100MHz 附近,采用典型火车速度时,允许选择性衰落带宽最大为 13Hz。如下所述 CSI 直接估计技术效果相对较差。这是由于统计抽样组受频率范围内衰落带宽和一致性(平坦)带宽相互限制没有足够的估计准确性。随后,人们又发明了在这一信道中进行 CSI 估计的新方法,如下所述,这种新方法在高速路上接收 FM 广播波段时提供良好的 CSI 估计和加权性能。但是,应用在明显高于 FM 波段时的统计抽样大小开始以反比于载波频率减小,测试结果证实了用于数字系统这一新方法的强壮性。

7.7.1.1 详述

本数字系统使用的软判决维特比解码,具有对差分检波 QPSK 副载波符号,在信道有最小信息丢失时最大比率组合(MRC)的(接近)最佳软判决加权。由于干扰和信号在副载波(频率)上有变化以及由于时间选择性衰落,时间的 CSI 需要能自适应调整软符号的加权。CSI 估计技术应设计为,在典型火车速度接收 100MHz 附近 FM 波段时允许衰落带宽最大为 13Hz。

由于多径传输信道可以被看作是一个瑞利衰落信道,即当信道的冲击响应被看作零均值复高斯过程时,在任意瞬时,其包络呈瑞利分布。加权因子的表达式可从假定输入到 QPSK 检波的高斯噪声在统计输出为非高斯噪声来推导出来,衰落系数在差分检波统计输出可作为一个公式来计算,我们定义软判决式。

$$S = (a + n_1), (a \cdot e^{j \cdot \varphi} + n_2) \quad (7-1)$$

其中 φ 为差分编码时加在一对相邻符号间相位信息, n 为独立噪声样值,邻近符号的衰落系数 a 假设是近似相等。差分检波后信噪比就可简单地计算出来。

$$\text{SNR} = \frac{\alpha^4}{2\alpha^2 \cdot \sigma^2 + \sigma^4} \quad (7-2)$$

因此差分后检波符号理想的加权系数为

$$W = \frac{\alpha^2}{2 \cdot \alpha^2 \cdot \sigma^2 + \sigma^4} \quad (7-3)$$

这里叙述的第一差分逼近是使用第二和第四时刻差分检波符号大小的统计估计来构成加权系数。第二和第四由下述关系式确定

$$E\{|S|^2\} = (a^2 + \sigma^2)^2 \quad (7-4)$$

$$E\{|S|^4\} = (a^4 + 4 \cdot a^2 \cdot \sigma^2 + 2 \cdot \sigma^4)^2$$

衰落因子可估算为

$$\hat{\alpha}_k = \sqrt[4]{2 \cdot E\{|S_k|^2\} - \sqrt{E\{|S_k|^4\}}} \quad (7-5)$$

噪声可估算为

$$\hat{\sigma}_k^2 = \sqrt{E\{|S_k|^2\}} - \hat{\alpha}_k^2 \quad (7-6)$$

将公式(7-5)、(7-6)的结果代入公式(7-3)得到加权。

采用公式(7-3)、(7-5)和(7-6)所述的自适应加权进行了仿真测试,尽管没有衰落的长期估计可导致好的结果,但必须兼顾到由于衰落而跟踪各种统计样值,用于精确估计的长滤波器时间常数与短滤波器时间常数。

公式(7-5)和(7-6)表明,实际上,增加到第四次功率的数量被减去后将产生一个更小的数值。特别是信号和噪声功率近似相等时最明显,将导致大的估计错误。测试结果支持这一观察。因此找到了另一种估计法,它不依靠于减去第四次统计。

7.7.1.2 差分检波前统计

在 QPSK 差分检波前应用的最佳软符号加权可表述为时间(k 标记)和 OFDM 副载波(n 标记)的函数。类似于公式(7-3),加权为:

$$W_{k,n} = \frac{\alpha_{k,n}}{\sqrt{2\alpha_{k,n}^2 \sigma_{k,n}^2 + \sigma_{k,n}^4}} \quad (7-7)$$

其中 $\alpha_{k,n}$ 为第 n 个副载波第 k 个符号的衰落系数, $\sigma_{k,n}$ 是相应的差分检波前噪声或干扰的标准偏差, 注意加权公式(7-7)是公式(7-3)的方根, 这是由于合理的假设使用差分检波时符号对时间的加权变化缓慢。实际上, 差分检波将公式的检波前加权平方即得公式(7-3), 由此找到了提高估计精度的公式(7-7)。

7.7.1.3 实际的 CSI 和检波前加权

估计 CSI 和使用差分检波前软符号的加权以及应用差分检波前软判决符号加权的实际方法这里进行了分析, 为有适当高的 SNR, 公式(7-7)的加权应方便逼近为

$$\lim_{\text{SNR} \rightarrow \infty} W_k = \frac{1}{\sigma_k} \quad (7-8)$$

这里仅能用统计量度来估计 σ , 但是测试确认在由于衰落干扰, SNR 非常低时, 这一加权估计质量很差。例如, 最佳加权将对接近加权的高 SNR 有噪声样值有压制。因此, 找到另一种逼近, 它可在大 SNR 范围估计 CSI 的统计值。另外, 这一估计不对高斯噪声或假定的干扰敏感, 并且在一定时间(滤波器时间常数)估计的有效精度明显低于衰落带宽的倒数。

经过模拟测试和一些实验之后, 提出了一个简单有力的估计技术, 这一估计技术接近于前面定义的加权表达式, 但使用更低阶统计逼近并且满足统计精度和跟踪衰落信号灵活性的折衷。

7.7.1.4 CSI 估计算法

a. 对每个 QPSK 副载波中从匹配滤波器第 n 个副载波软判决输出的复数 $s_{k,n}$ 的幅值赋予一个序列 $v_{k,n}$ 。

$$v_{k,n} = |s_{k,n}| \quad (7-9)$$

b. 对连续时间抽样值 $v_{k,n}$ 的差值赋予一个序列 $d_{k,n}$ 。

$$d_{k,n} = v_{k,n} - v_{k-1,n} \quad (7-10)$$

c. 用二阶数字无限长冲激响应(IIR)滤波器对序列 $v_{k,n}$ 和 $d_{k,n}$ 滤波, 再对有效群延时的不同进行补偿, 得到序列 $\text{filt}v_{k,n}$ 和 $\text{filt}d_{k,n}$ 。 $\text{filt}v_{k,n}$ 滤波器的时间常数应比衰落带宽的倒数小一点, 而 $\text{filt}d_{k,n}$ 滤波器的时间常数可以大一点。这一序列是序列 $v_{k,n}$ 局部平均和标准偏离的代表(接近正比例)。

d. 应用于差分检波前每个副载波软判决的加权序列定义为

$$W_{k,n} = \frac{1}{\text{filt}d_{k,n} \cdot \left[1 + \left(\frac{\text{filt}d_{k,n}}{\text{filt}v_{k,n} - \text{filt}d_{k,n}} \right)^4 \right]} \quad (7-11)$$

为防止数据溢出, 须检查确认在公式(7-11)中 $\text{filt}v_{k,n} > 1.5 \cdot \text{filt}d_{k,n}$, 否则设加权重为 0, 模拟测试结果证实这一加权在各种有衰落和干扰的有损信道下均有良好的性能。

7.7.1.5 统计估计的平滑滤波器

$\text{filt}d_{k,n}$ 和 $\text{filt}v_{k,n}$ 的值由下述滤波技术来估计。每个载波在有第 k 个符号时滤波, 接着 $\text{filt}d_{k,n}$ 和 $\text{filt}v_{k,n}$ 序列仅对 N 个副载波校正, 用公式(7-12) 对序列 $v_{k,n}$ 滤波具有近 16 个符号的延时, 公式(7-13) 对 $d_{k,n}$ 滤波有近 64 个符号的延时, 当将加权应用到符号样值上时, 要使符号延时与滤波器延时一致, 每单位时间两个滤波器均为零频率增益。

$$\text{sub}v_{k,n} = \frac{960 \cdot \text{sub}v_{k-1,n} - 451 \cdot \text{sub}v_{k-2,n} + 3 \cdot v_{k,n}}{512} \quad (7-12)$$

$$\text{subv}_{k,n} = \frac{16128 \cdot \text{subd}_{k,n} - 7939 \cdot \text{subv}_{k-2,n} + 3 \cdot d_{k,n}}{512} \quad (7-13)$$

对 N 个副载波使用附加的滤波, 对 N 个副载波的平滑估计, 要求三次通过简单的 IIR 滤波器, 第一次通过设置滤波器恰当的初始条件, 但不校正估计, 第二次通过的方向与第一次相反, 第三次通过再反过来。这一结果逼近对称(线性相位)滤波器特性, 即在中心载波提供所需的估计。虽然它不能对每个波段末端副载波提供对称滤波, 但冲激响应的“尾巴”折叠回工作副载波中。

副载波的第一次通过的设置 filtv_{N-1} 和 filtd_{N-1} 初始值, 但不替换每个副载波的时间值。由于知道是对副载波的每第 k 个 OFDM 符号滤波, 因此时间序列 k 在这里忽略了。

$$\begin{aligned} \text{filtv}_{N-1} &\leftarrow (1-\beta) \cdot \text{filtv}_{N-1} + \beta \cdot \text{subv}_n \\ \text{filtd}_{N-1} &\leftarrow (1-\beta) \cdot \text{filtd}_{N-1} + \beta \cdot \text{subd}_n \end{aligned} \quad (7-14)$$

$$n = 0, 1, \dots, N-1$$

第二次通过平滑了每个副载波的滤波估计值 subv 和 subd 。

$$\begin{aligned} \text{filtv}_n &\leftarrow (1-\beta) \cdot \text{filtv}_{n+1} + \beta \cdot \text{subv}_n \\ \text{filtd}_n &\leftarrow (1-\beta) \cdot \text{filtd}_{n+1} + \beta \cdot \text{subd}_n \end{aligned} \quad (7-15)$$

$$n = N-2, N-3, \dots, 0$$

第三次通过再一次平滑频率值以获得接近对称的冲激响应(除了接近终点的副载波)

$$\begin{aligned} \text{filtv}_n &\leftarrow (1-\beta) \cdot \text{filtv}_{n-1} + \beta \cdot \text{subv}_n \\ \text{filtd}_n &\leftarrow (1-\beta) \cdot \text{filtd}_{n-1} + \beta \cdot \text{subd}_n \end{aligned} \quad (7-16)$$

$$n = 1, 2, \dots, N-1$$

滤波后的结果 filtv 和 filtd 的值用于公式(7-11)中每个 OFDM 符号时间以得到差分检波前但在接收机的匹配滤波之后每个软符号的近似加权。

以下是在 100MHz 移动信道估计 CSI 的方法。公式(7-9)、(7-10)和(7-11)是一个相对简单用于确定检波前符号加权的算法, 统计变量滤波的方法在时间上用公式(7-11); 在频率上用公式(7-12)到(7-16)。这种 CSI 估计和加权技术在高速行驶时为 FM 广播波段提供良好的性能, 该方法的强壮性已在一个选择性衰落信道的模拟中得到确认, 但这种算法并非没有缺陷。例如, 在频率是 FM 广播频率的 15 倍高的 L 波段, 用于估计时间——带宽的产物(用于统计估计的抽样数字)是 100MHz 时 时间——带宽产物的 1/15。这说明在 1.5GHz 设置用于 CSI 估计的统计样值是用于 100MHz 时样值设定大小的 1/15, 因此, 这一频率范围的系统不能完全从自校正加权的方法中获益。

7.7.2 互补成对的卷积码

前向纠错和交织提高了不可靠信道中传输数字信息的可靠性, 互补对卷积 (CPC) FEC 编码技术发展用于互补编码代替简单的重传相同编码序列来进行重传编码 ARQ 方案, CPC 编码技术允许将分散传输联合起来组成一个比分离传输相加更有力的编码。

由于数字传输应用于双边带(上边带和下边带), 双边带又会被由独立的衰落造成的独立的干扰而有潜在的损伤。因此, 选择应用 CPC 码是数字系统 IBOC DSB 的理想选择。如果一个边带受到接收机附近强烈的第一邻近 FM 信号的完全侵害, 在接收机中另一个边带

必须能独立解码。因此,每个边带必须用独立可解码 FEC 码进行编码,但是当包含有信息的两个边带未被干扰完全侵害时,由 CPC 编码所提供的附加增益将大于将两边带功率结合起来得到的增益。

在本应用中构造 CPC 编码的简单方法是从行业标准码率 $1/3$ 卷积码入手。该码可由图 7-16 所示产生,编码率 $1/3$ 卷积编码器如图所示可产生 3 个编码的比特流(G_1 , G_2 和 G_3),这三个比特流联合产生 $R=1/3$ 编码输出序列。为产生一个互补码对,例如,编码输出比特的一个子集设定为 DSB 下边带,另一个(互补的)子集设定为上边带,每个子集必须至少有信息输入码率相同的比特率,加上一些附加位以提供一些编码增益。

编码比特删除模式矩阵如表 7-2 所示,删除模式矩阵代表每个 4 信息比特组编码输出符号,因此输出符号按模 4 定义排序,12 个位置中任一个位为逻辑 1,说明使用那个特定位置,而逻辑 0 表明那一位不用。

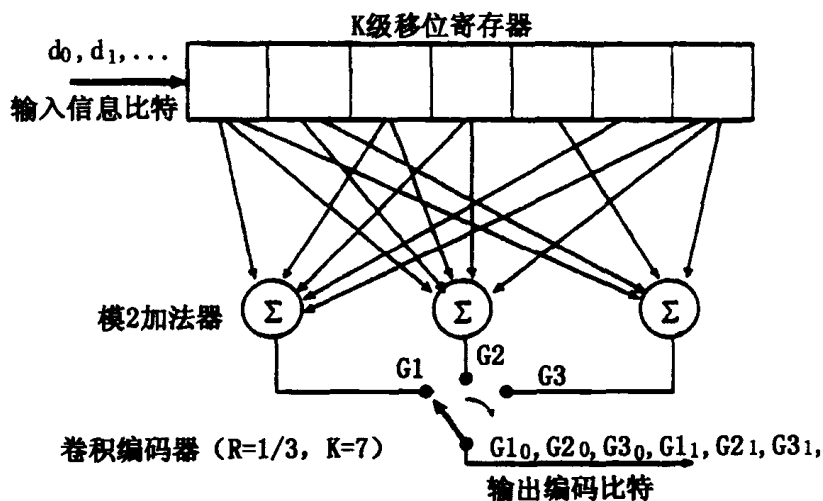


图 7-16 $R=1/3, K=7$ 卷积编码器

表 7-2 普通删除模式矩阵

G_{10}	G_{11}	G_{12}	G_{13}
G_{20}	G_{21}	G_{22}	G_{23}
G_{30}	G_{31}	G_{32}	G_{33}

选择一个用于任一边带非删除位传输的好的删除模式相对而言是很直接的,这一位模式必须基于已知的最佳 $R=4/5$ 删除模式或来自 RCPC(码率兼容的可删除型卷积码)编码模式。但是,当一个边带用这种方式定义后,由于两边带必须在联合构成基础码时从删除的(互补的)位中获得最大的编码增益,因此在选择另一个边带时只有非常小的灵活性。幸亏通过分析和计算模拟确认存在那种好的互补码。例如,表 7-2 所示位模式在 $G_1=133$, $G_2=171$ 和 $G_3=165$ 时有非常好的性能。生成联系用标准八进制数表示。

一对互补删除模式,一个用于上 DSB 边带,一个用于下 DSB 边带。如表 7-3 所示,这些删除模式分别定义码率 $4/5$ 的码组。

表 7-3 码率 4/5 CPC 码删除模式

$$\text{PPL} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad \text{PPU} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

这对互补码率 4/5 码可联合构成表 7-4 所示码率 2/5 基础码, 每个码率 4/5 码有一个 $d_f=4$ 的自由距, 同时信息位错误加权 $c_d=10$, 联合的码率 2/5 码则为 $d_f=11$ 和 $c_d=8$, 注意 G3 位仅有一半用于这种 CPC 码。

表 7-4 原始码率 2/5 码删除模式

$$\text{PPL} + \text{PPU} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

码率为 2/5 的码的删除位也可选择传送, 得到一对码率为 2/3 的 CPC 码, $d_f=6$, 如表 7-5 所示。当然基础码是未删除码率为 1/3 码, $d_f=14$ 。

表 7-5 可选择的码率为 2/3 的 CPC 码删除模式

$$\text{PPL}_{\text{OP}} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad \text{PPU}_{\text{OP}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

每个边带码率为 4/5 的码要求 25% 附加位, 一个分派比特到边带去的方法如表 7-6 所示, 该表表明编码位的相对频谱位置, 这些频谱位是将交织器与每个边带相应副载波镜象的不同区域相连通交织后得到的。最不可重复使用的编码位位于 OFDM 副载波远端, 不可重复使用位对自由距或联合码的编码增益贡献最小; 可选的 G3 位可置于最靠近主 FM 频谱的载波近端, 分析和模拟证实这种分区交织器在典型干扰情况下工作性能优于随机交织。

表 7-6 副载波上、下边带配置为 CPC 编码位的样例

下边带					上边带				
G3 ₂	G2 ₀	G2 ₃	G1 ₁	G1 ₂	G1 ₀	G1 ₃	G2 ₁	G2 ₂	G3 ₀

7.7.3 交织器设计

我们知道信道编码方法的差错修正能力, 很大程度上取决于被解码的比特序列中的差错分布, 尽可能使差错均匀分布是有利的。但是, 移动无线电信道的传递函数在频域和时域中的特性是: 在相对宽的范围内具有较好的传输质量; 而在相对窄的范围, 具有较大的传输衰落和很大的群时延失真, 因而出现信号中断。因此, 相邻的信息单元同时出现差错的概率一般来说是很大的, 即形成所谓的“块”差错(突发差错)。这种块差错不可能通过信道解码予以修正。为了得到一个均匀的差错分布, 相邻的信息单元在时域和频域中应该尽可能的相互分开来传送, 这种措施称为“交织”。

交织要同时在副载波(频率)和时间上进行, Wesel 和 Cioffi 指出在频率上交织时, 副载波的消除将导致输入到维特比解码器周期性消除。当消除的周期很大时(如 8), 将不会减少同样受码约束长度限制的有效码长周期。他们的技术将邻近子信道增益映射到按周期分隔排序的码字。但是, Wesel 和 Cioffi 的论文并没有利用时间交织来缓解多符号时间长期(或宽带)衰落效应, 也没有利用既定的非均匀信道干扰统计学知识, 后者产生副载波编码位

的精细位置,以及对工作于复合模式数字系统的 CPC 码选择方案。

模拟确认了原来同时用 CSI 和加权两种情况时,随机交织与产生周期消除影响副载波的卷积相比,性能更差这一构想。另外,使用干扰统计的既定知识,精细的编码位信道提高了性能,使用 CPC 编码技术和时间交织更能提高性能。

建立了 255 行 456 列交织器阵列来保留由卷积编码器产生的比特,交织器阵列每一行保留的码位由并行 OFDM 符号调制,第 256 行保留用于调制解码器的帧同步字,每一对列设计用于 228 个副载波中每一个副载波同相和正交 QPSK 调制(每边带 114 个副载波在删除前共提供每边带码率 $R=2/3$)。另外,副载波以外的交织器用来传送导频或其它应用的数据,码位用特殊形式写入交织器阵列,阵列是一行一行读,给并行 OFDM 符号提供数据,交织器阵列方框图如图 7-17 所示。

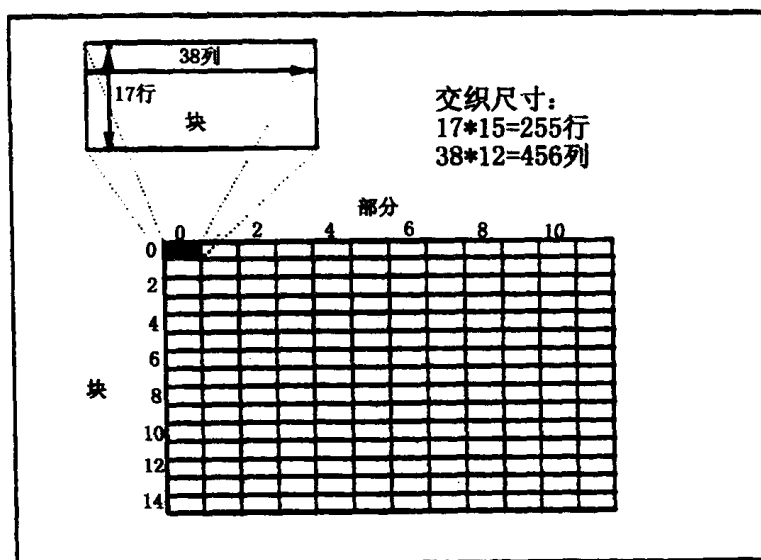


图 7-17 交织器阵列

交织器可通过首先分配 12 个副载波阵列“部分”删除模式的码位(模 12 序)来实现,如表 7-7 所示,用“部分”序来识别相应于删除模式位的交织器部分。从低频率副载波到高频率副载波在 0 到 11 范围内排序来代表 12 个副载波部分。

表 7-7 交织器“部分”排序配置

“部分”配置 =	7	3	4	8
	1	9	10	2
	11	6	0	5

模拟

“部分” = (0 1 2 3 4 5 FM 6 7 8 9 10 11)

每个“部分”由 38 列组成,载波编码位计划用于 19 个副载波,每个特定副载波的实部和虚部确认为分隔相邻的列。整个交织器包括有 456 列的 12 个“部分”,最外侧的副载波定为 0, 1 和 454, 455。第 190 列到 256 列,传送可选择的删除位最靠近 FM 主频谱。

每个部分还可分成每 17 行 15 个块,这些块通过分离码位使时间交织更容易,相应于块中行数字的邻近编码信息位。

交织阵列的行和列排序, row(行)和 col(列)分别用下列表达式计算:

$$\text{col} = [\text{int}(\frac{k}{\text{BLOCKS}})] \bmod \text{cols} + 38 \cdot \text{part} \quad (7-17)$$

$$\text{row} = \left[\frac{\text{ROWS}}{\text{BLOCKS}} \cdot K + \text{int}(\frac{K}{\text{COLS} \cdot \text{BLOCKS}}) \right] \bmod \text{ROWS}, \quad (7-18)$$

$$+ [(4 \cdot \text{part}) \bmod \text{BLOCKS}]$$

交织器尺寸恒定为 ROWS(行) = 255, COLS(列) = 38, BLOCKS 块 = 15, Part 是第 k 个删除模式中的“部分”(Part = 0, 1, ..., 11)。表 7-7 所示交织阵列的部分区域表明第 k 个删除模式的连续值从时间和频率上分隔开了。表 7-8 所示为交织器第 k 个部分划分。

表 7-8 交织器阵列划分(0 到 17 行, 0 到 8 列)表示第 k 个部分

0	15	30	45	60	75	90	105	120
570	585	600	615	630	645	660	675	690
1140	1155	1170	1185	1200	1215	1230	1245	1260
1710	1725	1740	1755	1770	1785	1800	1815	1830
2280	2295	2310	2325	2340	2355	2370	2385	2400
2850	2865	2880	2895	2910	2925	2940	2955	2970
3420	3435	3450	3465	3480	3495	3510	3525	3540
3990	4005	4020	4035	4050	4065	4080	4095	4110
4560	4575	4590	4605	4620	4635	4650	4665	4680
5130	5145	5160	5175	5190	5205	5220	5235	5250
5700	5715	5730	5745	5760	5775	5790	5805	5820
6270	6285	6300	6315	6330	6345	6360	6375	6390
6840	6855	6870	6885	6900	6915	6930	6945	6960
7410	7425	7440	7455	7470	7485	7500	7515	7530
7980	7995	8010	8025	8040	8055	8070	8085	8100
8550	8565	8580	8595	8610	8625	8640	8655	8670
9120	9135	9150	9165	9180	9195	9210	9225	9240
1	16	31	46	61	76	91	106	121

7.8 工作于时间分集的混合模式

处理不稳定移动信道的最有效方法是对具有相同音频源的两个独立传输时提供一定的时间分集。FM IBOC DSB 在原则上为:将模拟信号相对于编码的 DSB 音频信号提供一个固定的延时来提供这一功能。这样,当 DSB 传输阻塞(或由于任何原因而中断)了一短暂时间,那么在经过分集延时后可在 DSB 解码器听到中断。分集延时是在接收机形成的,包括去交织、FEC 解码延时、音频解码延时和用于提高不同的改善而产生的任何附加延时。FEC 解码器用来识别有错误的音频帧并由此可预测 DSB 音频中断的确切时间,如果信道在经分集延时后变通畅,那么模拟信号可以被解调,并且检波后的音频输出可在 DSB 混合错误部分之外混合,听众在模拟期内可能觉察到短暂的音频质量降低,但不应感觉到静噪或不期望的生成物。

若分集延时很大,DSB 和模拟中断是独立的。那么在采用时间分集时中断的可能性是

没有采用时间分集时可能性的平方。例如:当中断的可能性为 1.0%,那么采用时间分集时中断可能性为 0.01%,有了极大的提高,实际性能可用由于强烈损害而产生信道中断的自相关函数知识来定量表示,自相关函数表达式为

$$R(\tau) = E\{X(t) \cdot X(t - \tau)\}$$

$X(t)$ 定义信道丢失可能性的随机过程,“1”表明信道丢失,“0”表明信道明确, τ 是分集延时时间偏置,不采用时间分集的中断概率为 $P = E\{X(t)\}$,自相关函数代表在采用时间分集的工作模式后,改善信道中断的可能性,它是时间偏置的函数。

自相关函数的一个例子如图 7-18。但是,实际自相关函数与距电台距离、地形、传播环境、车速等有关,本图所示为当模拟信号相对 DSB 信号无延时(延时为零),那么由于中断概率与不分集时相同,中断是相关的并且没有从混合中获益。如果延时很大,事件变得不相关并且概率接近于不分集时概率的平方。

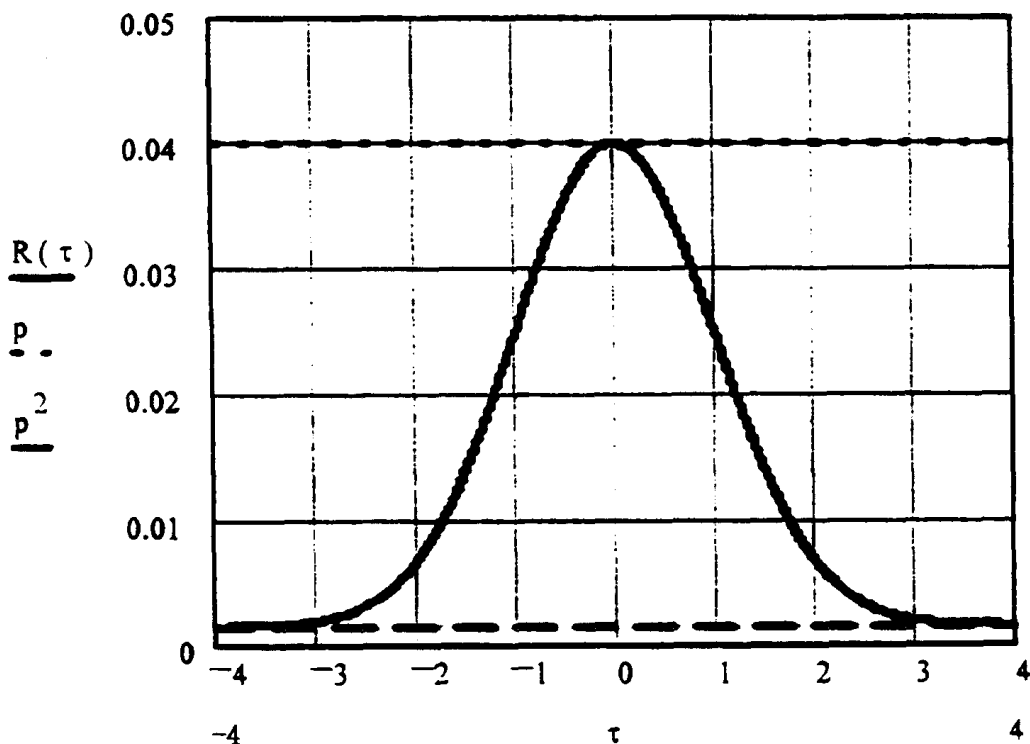


图 7-18 由于阻塞或强烈损害造成信道丢失的自相关函数例($P=0.04$)

混合特点还解决了快速调谐时间的问题,没有混合时,接收机将在调谐到一个电台后,在听众听到声音前有一个分集的延时,混合特性设计使得迅速解调出模拟信号成为可能,允许听众在听到混合的 DSB 之前就能收听到所选择的台,而 DSB 在收听到模拟信号几秒后才能被听到。

7.9 工作于混合模式的数字系统的性能

对工作于数字和模拟同时传输的数字系统在各种有损信道进行了仿真测试,包括 AWGN(加性高斯白噪声),选择性衰落和 FM 第一邻近信道干扰,在 7 种信道方案,200KHz

信道间隔时 BER 与 E_s/N_0 比值性能的结果如图 7-19 和图 7-20 所示, 信噪比用 E_s/N_0 表示, 它是 1Hz 带宽一个信道编码比特的能量与噪声的比值, 一个信道编码比特是一个信息比特 E_b 能量的 2/5 (由于编码), 或少 4dB。在场强为 54dBu 的普通 FM 覆盖区边缘线大约相当于 E_s/N_0 范围 11dB 到 21dB, 假设分别相当热噪声温度范围 (由于当地干扰) 100, 000K, 在 BER 为 10^{-5} 时可达实际的 CD 声音质量, 在大约为 10^{-4} 时, 音频损伤到可觉察程度。失效的地点误码率大约接近 10^{-3} 。

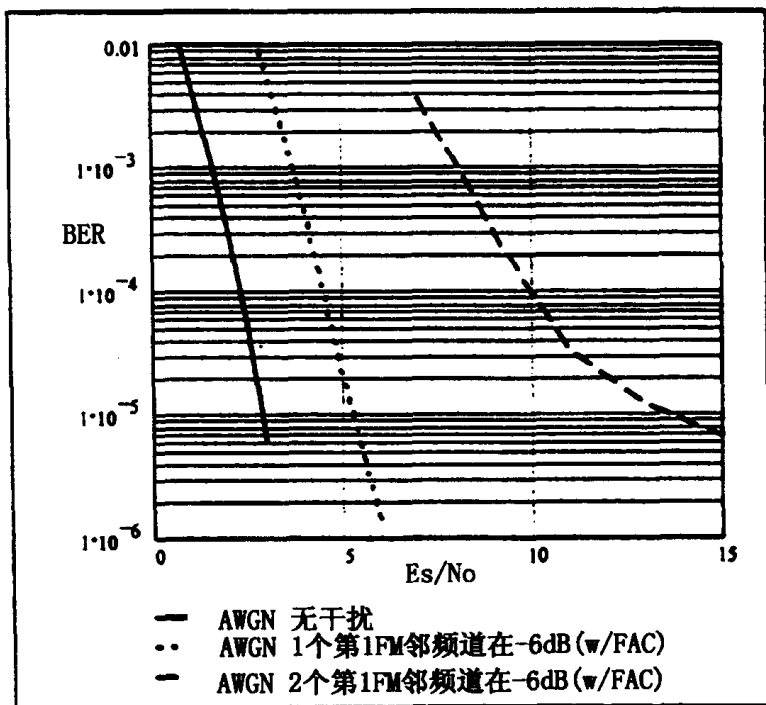


图 7-19 在不同干扰情况下没有选择性衰落时 AWGN 的 BER 性能

在解释模拟结果时, 一些假设和模拟条件值得注意。维特比解码器的截短路径长度选择为 96, 是因为当编码符号被删除时, 越短的路径记忆有明显的性能变差。另外, 在瑞利衰落信道应当选择 31 级度量而不是 7 级, 这样将可获得少量的增益。这一模拟连续围绕了 6 百万个信息比特。包括多径, 产生频率选择性瑞利信号的各个延时的瑞利平坦衰落路径功率之和的方案以用来校正 E_s 。接收机设计装有第一邻近消除算法器, 以减少第一邻近 FM 模拟信号的强烈干扰影响。

图 7-19 表明 IBOC DSB 在应用家用 (固定) 接收机传播环境时的性能, 这时天线放置在合适的位置以避免选择性衰落。第一条曲线 (实线) 代表没有第一邻近信道干扰的 DSB 接收机性能, 本图表现出对码率 2/5 卷积编码采用差分 QPSK 检波时 BER 性能。在这一情况下 E_s/N_0 为 3dB 时很容易获得实际的 CD 音质。

第二条曲线 (短虚线) 代表有一个功率相对主 FM 低 6dB 的模拟 FM 第一邻近信道干扰时的 DSB 接收机性能, 这相当于模拟 FM 干扰大于主数字信号 19dB, 在有第一邻近模拟 FM 干扰时, 实际的 CD 音质要求 E_s/N_0 为 5dB。非常有趣的是强烈的第一邻近模拟干扰仅使 DSB 性能下降了 2dB, 这一种次要的影响是通有 FAC (第一邻近信道) 的有效性, 符号加权, 交织以及数字边带本身的特性, CPC 编码设计的贡献来增强的。

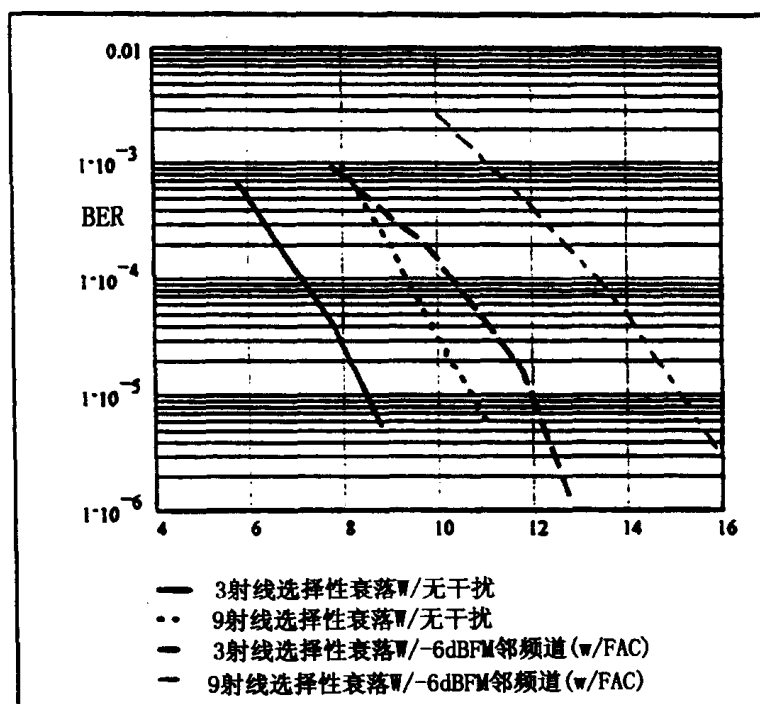


图 7-20 在不同干扰情况下有选择性衰落时 BER 性能

图 7-19 所示第三条曲线(长虚线)是假设的最坏情况,包括在同一个接收机位置有两个 -6dB 第一邻近干扰,由于两个数字边带都受到影响,这条曲线比另外两个都要扁平些,实际的 CD 音质仍可在覆盖区边缘 SNR 为 13dB 时获得,这时给定相应的热噪声温度为 $60,000\text{K}$ 。

图 7-20 所示第二组性能曲线代表在移动环境下的性能,使用的是两种不同多径模型,9 射线模型的参数是电子工业协会在以前测试 DSB 系统时使用的“城市快速瑞利”情况下的参数,延时范围从 0 到 3 微秒并且衰落从 2 到 10dB ;衰落带宽 5Hz ,第二种模型在 DSB 带宽中有更多的无效值并有更快的衰落(10Hz),三射线用于延时 0, 5 和 20 微秒并且没有相对衰落,每种选择性衰落模型工作于两种情况——一种是 -6dB FM 第一邻近干扰,一种是没有邻近干扰。更慢的衰落对 DSB 性能有更大的挑战,但结果仍然极佳。在假设相应的噪声温度为 $40,000\text{K}$ 时所有情况下均能再次得到实际的 CD 音质,通常在覆盖区域都留有较大的裕量。

这里的模拟结果确认了工作于混合模式下数字系统的性能强壮性,即使在有强烈模拟第一邻近干扰也是一样。通常在现有模拟 FM 覆盖区域内均能获得真正的 CD 音质。

7.10 带有时间分集的全数字声音广播

IBOC 的设计允许其发展为全数字声音广播模式。不存在主 FM 信号时,DSB 将在最初的频谱信道位置处传送($\pm 100\text{KHz}$),邻近信道干扰的问题减轻了。DSB 功率可提高 20dB ,显著地增加了 DSB 覆盖区域。传送格式设计为包括普通压缩音频加上通过时间分集

偏置延时的强烈压缩的单声道型的相同信号,对普通压缩音频采用交织 FEC。更低数据率的音频信号用于在出故障时混叠以代替 IBOC 技术中模拟信号。而且这一更低数据率信号可以采用不交织 FEC 编码。因此,全 DSB 数字格式易于快速调谐并且以更低冗余度的数字音频信号利用时间和频率分集。

7.11 从模拟到数字声音广播技术的过渡

从模拟到数字声音广播技术的过渡可分为以下三个不同阶段

阶段 1:模拟声音广播

阶段 2:模拟和数字声音广播同时广播

阶段 3:全数字声音广播

今天,听众仅能听到 FM 波段模拟音频广播,通过介绍的数字声音广播,听众通过向前(全数字)和向后(全模拟)兼容 DSB 接收机既可接收模拟也可接收数字广播。因此,电台、接收机制造商和大众将有一个从模拟到数字的适应过渡期。最后,当市场上数字接收机饱和后,可关掉模拟信号,这样允许数字信号移至中心频率。

7.12 结论

设计用于“FM 频率分配计划”的 FM IBOC DSB 系统(FCC FM 频域掩模如图 7-1 所示,信道间隔 200KHz)应提供从模拟到数字声音广播的有效过渡。在 200KHz 信道间隔时,第一和第二邻近信道电台的干扰,已经经过调研并确定它仅在覆盖区边缘处有较小的影响,同样期望本系统在多径环境下能令人满意地工作,本系统将提供接近 CD 质量的音乐节目。上述设计的系统期望能在不分配新的频段给声音广播服务,也在不建立新的 DSB 应用技术基础设施情况下达到数字服务的强壮性,设计的上述 FM IBOC DSB 系统希望能以技术和经济上有效的方法,为听众提供数字声音广播服务。

第八章 数字卫星广播系统 A

8.1 简介

数字系统 A 是尤里卡 147 数字音频广播联盟开发的,称为尤里卡 DAB 系统。1995 年该系统在欧洲得到了欧广联的支持。自从 1988 年以来,该系统已经成功地进行了演示,并在欧洲、加拿大、美国以及世界范围的其他国家进行了广泛的测试。

数字系统 A 是设计用于移动、便携和固定接收机接收,提供高质量、多业务的数字广播系统。系统工作在低于 3000MHz 的频率上(1400~2700MHz),可用于地面广播、混合方式(卫星和地面)广播和有线电视的信号分配。数字系统 A 还是一个灵活、通用的综合业务数字广播(ISDB)系统:支持多种信源和信道编码方案,可提供附加数据业务的声音节目和独立的数据业务。

数字系统 A 是一个具有很强的抗干扰能力和较高的频谱和功率效率的声音、数据广播系统。通过利用先进的数字信号处理技术去除音频源信号中的冗余和听不到的信息;然后加入有效控制的冗余,用于传输信号的误码校正;再把所传输的信息在时域和频域进行扩展。这样,在严重的多径条件下,无论静止还是移动接收,接收机都可获得高质量的信号。通过多个节目信号的交织和频率的重复使用实现频谱的高效利用。频谱重复使用的特性,使得广播网络可以通过添加工作在相同发射频率上的发射机进行(无限)扩展,。

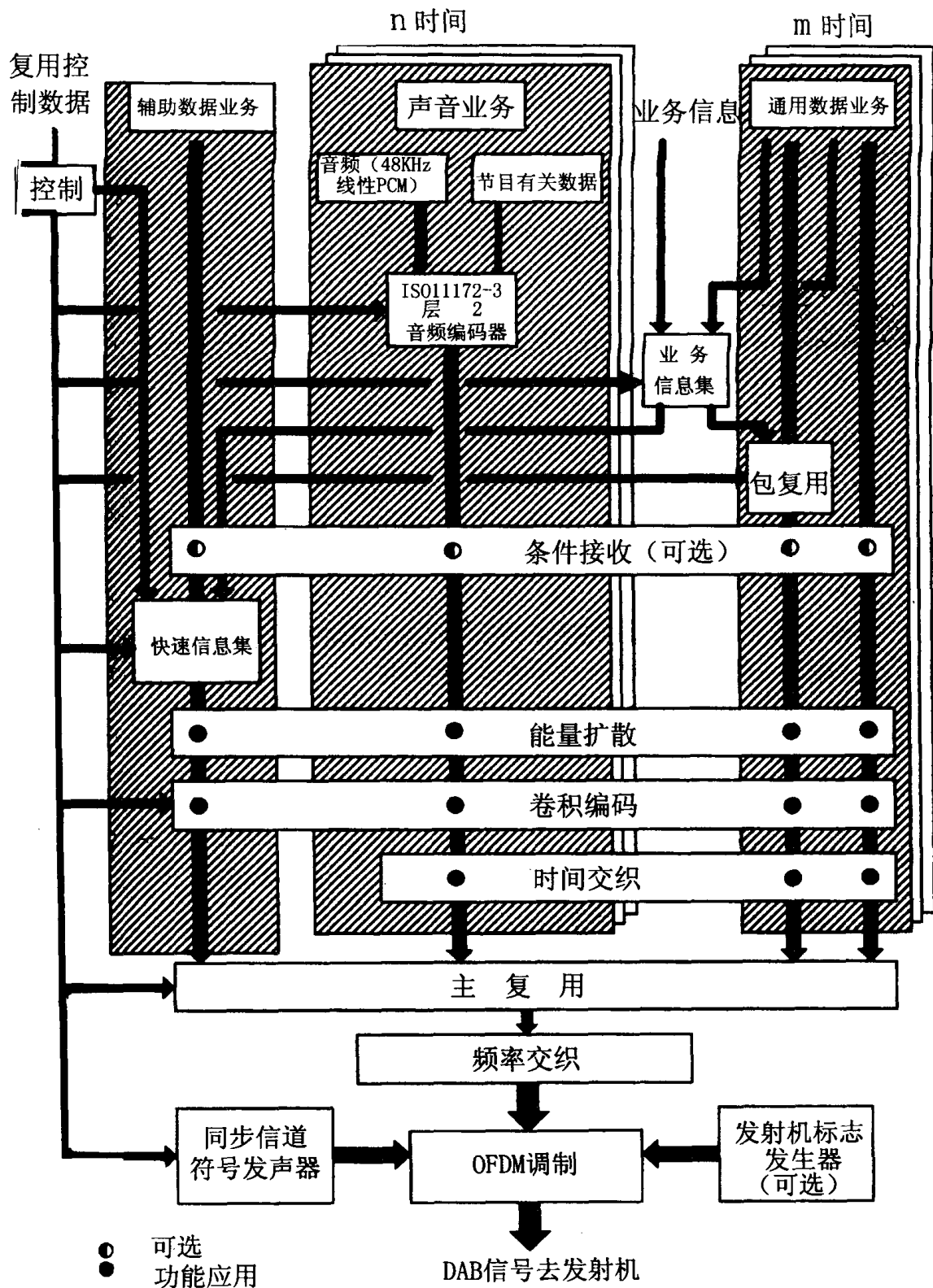
系统发射部分的原理框图如图 8-1。

8.2 分层模式的应用

数字系统 A 符合国际标准化组织的 ISO7498(1984)中描述的开放互联系统(OSI, open system interconnection)的基本参考模式。国际电信联盟的 ITU-BT807 建议书和 ITU-BT1207 报告也建议使用该模式,并对分层模式的广播系统给予了合适的解释。根据上述建议,数字系统 A 也按照分层模型进行描述,所使用的模型如表 8-1 所示。

表 8-1 ISO 分层的模型的说明

名 称	说 明	系统特性
应用层	系统的实际应用	系统功能、音频质量、传输模式
表示层	表示形式的变换	音频编解码、音频形式、业务信息
会话层	数据选择	节目选择、条件接收
传输层	数据成组	节目、主业务复用、相关数据、普通数据



这些处理是针对每个业务通道独立进行的正交频分复用

图 8-1 系统发射部分的原理框图

名 称	说 明	系统特性
网络层	逻辑信道	ISO 音频帧、节目相关数据
数据链接层	传输信号的格式	传输帧、同步
物理层	物理(无线电)传输	能量扩散、卷积编码、时间交织、频率交织、4DPSK OFDM 调制、无线电传输

模型中所涉及的许多技术,将根据发射机中或分配网络中心点(对于发射机网络)的相应设备的功能和运行方式来描述。

数字系统 A 的基本目的在于给广播听众提供声音节目,所以系统介绍从应用层(广播信息的使用)开始,向下到物理层(无线传输的方式)。

8.3 应用层

本层主要涉及系统的应用,包括系统和广播者可提供给听众的功能和音频质量,以及各种传输模式。

8.3.1 系统提供的功能

系统提供一种信号载有一组复用的数据,可同时传送几套节目。这组复用的数据,包括音频节目数据和由节目相关数据(PAD)、复用结构信息(MCI)以及业务信息(SI)构成的附加数据。复用的数据中还可以传送与声音节目无关的普通数据。

相应地,系统可为用户提供以下功能:

- 提供所选择的节目业务的音频信号;
- 可选的接收机功能,如:利用节目相关数据进行动态范围控制;
- SI 中有关信息的文字显示(可以是所选节目的信息或其他可选信息);
- 选择其他节目、接收机的其它功能或其它业务信息(SI);
- 提供一个或多个普通数据业务,如一个交通信息信道(TMC)。

数字系统 A 还可以提供条件接收功能,而且接收机可以配备用于音频和数据的输出的设备。

8.3.2 音频质量

在复用数据的容量范围内,广播者可以选择节目的数量,以及每个节目的工作模式(如:立体声、单声道、环绕声等)、音频质量和误码保护率。

下面是几种可选择的音频质量:

- 非常高质量,具有进行进一步音频处理的裕量;
- 很好的主观评价质量,满足最高质量广播的要求;
- 高质量,相当于好的调频广播质量;
- 中等质量,相当于好的中波广播质量;
- 话音质量。

在发射机覆盖区内,系统可以提供高质量的接收;超出覆盖区后,接收质量按照主观评价曲线方式下降。

8.3.3 传输模式

系统 A 有四种传输模式,使系统可以应用 3GHz 以下一个很大的频段范围。这些传输模式可以抵制多普勒频移和时延扩展,有利于有多径回波的移动接收。

表 8-2 是移动接收条件下允许的最大的回波时延和工作频率范围。(在车速为 100 公里/小时,噪声偶尔会在最高的频率上和最严重的多径条件下有最大 1dB 的衰减。)

表 8-2

参 数	模式 I	模式 II	模式 III	模式 IV
保护间隔(μ s)	246	62	31	123
最大有益时延(μ s)	300	75	37.5	150
最大频率范围	357MHz	1.5GHz	3GHz	750MHz

根据表中数据,采用较高的频率时,所允许的最大回波时延的上限较低。模式 I 和模式 IV 适用于地面的单频网络(SFN),允许发射机间距最远。模式 II 适用于地面单个发射机的本地广播和 1.5GHz 以下的卫星/地面混合方式的广播;模式 II 也可用于中、大规模的单频网(例如 1.5GHz),必要时,可以在发射机中加入人为的时延和/或采用具有方向性的天线。模式 III 适用于卫星传输、地面补充式传输、以及 3GHz 以下的电缆传输。

8.4 表示层

本层涉及广播信息的转换(编解码)和表示。

8.4.1 音频信源编码

系统 A 采用的音频信源编码是 ISO 标准 11172-3 中的 ISO/IEC MPEG 音频层 II 编码方式。这是一种子带压缩编码系统,称为 MUSICAM 系统。

系统 A 的输入是一组包含 PAD、取样频率为 48kHz 的 PCM 音频信号。音频信号源的个数由比特率和误码保护类型决定。音频编码器输出码率为 32、48、56、64、80、96、112、128、160 或 192kbit/s 单声道。在立体声或双声道模式时,编码器输出的码率是单通道的两倍。

广播者可根据声音质量要求和/或节目数量,选择不同的码率。例如,码率 ≥ 128 kb/s 以上的单声道节目或码率 ≥ 256 kb/s 的立体声节目,不仅可以提供非常高的质量,而且包含了一定的信号处理裕量,足以进行多次的编/解码处理(包括解码后的音频处理)。对于高质量的广播,128kb/s 的单声道或 256kb/s 的立体声是较好的选择,可以提供高保真的音频质量。即使是 192kb/s 的立体声,也符合 EBU 对数字音频压缩系统的要求。96kb/s 的单声道节目可以达到较好的声音质量,48kb/s 可达到 AM 质量。对于一些语言节目,在系统需要较多节目数量时,32kb/s 的码率也是足够的。

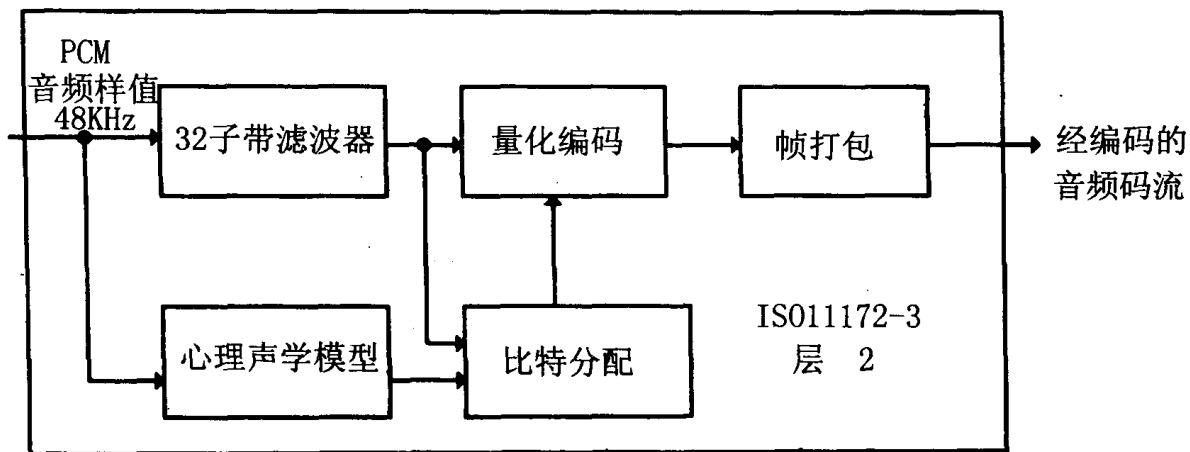


图 8-2 音频编码方框图

图 8-2 是音频编码器的功能单元框图。输入的 PCM 音频样值直接进入音频编码器。一个音频编码器能够处理立体声的两个声道,但通常以单个声道的信号处理来描述其特性。一个多阶滤波器组将输入的数字音频信号分成 32 个子带信号,生成子带和亚采样形式表示的输入音频信号。滤波后样值称为子带样值。然后,用根据人耳模型生成的一组数据来控制量化和编码。对于不同编码器的具体实现方法,这些数据会不同。一种实现是采用掩蔽门限来决定这些量化控制数据:各子带信号连续的样值被组成一个数据块;在每个数据块中,每个子带信号所能达到的最大幅度被确定并表示为比例因子。量化和编码单元将这些子带样值编码成一组码字。这些信号处理符合 ISO 音频帧的要求,音频帧将在网络层描述。

8.4.2 音频解码

接收机的解码直接而经济地采用简单的信号处理技术,仅仅需要解复用、扩展和反向滤波等。音频解码器的功能单元框图如图 8-3 所示。

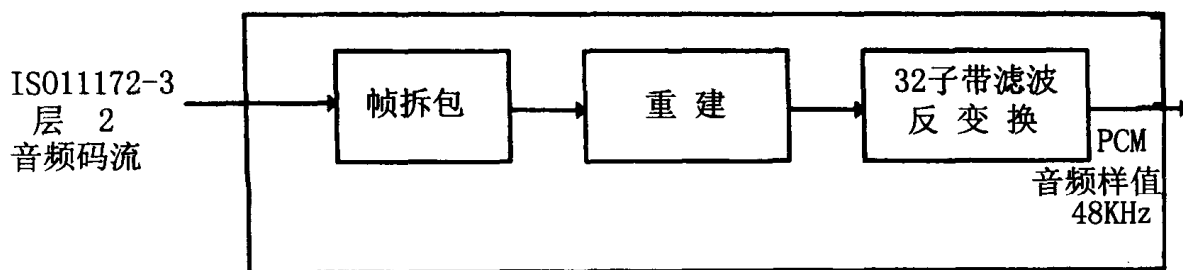


图 8-3 音频解码器方框图

ISO 音频帧输入到 ISO/MPEG 音频层 II 解码器,解码器把音频帧中的数据进行解包,恢复出原来的信息。然后,重建单元(根据这些信息)重新构造量化的子带样值,反向滤波器组将子带样值进行反变换处理生成取样率为 48kHz 的 PCM 音频信号。

8.4.3 音频的表示

音频信号可以表示成单声道、立体声或环绕声。节目也可以进行链接,实现相同节目同时以不同语言播出。为了在噪声环境下满足听众对高保真的要求,广播者可以发射动态范围控制(DRC)信号,在噪声环境下的接收机可利用该信号对接收到的音频信号进行动态范围的压缩,该技术有利于保护听众的听觉。

8.4.4 业务信息的表示

对于每个节目,系统可以传输以下业务信息(SI)供接收机显示。

- 节目标识(即,节目名称);
 - 时间和日期;
 - 横向参考信息,指示在其它的节目包或同时播出的 AM、FM 业务中传输的相同或类似(即另一种语言播出的)的节目;
 - 节目有关业务的标识;
 - 节目信息(如,演奏者);
 - 语言;
 - 节目类型(如,新闻、体育、音乐等);
 - 发射机标识;
 - 交通信息信道(TMC,对于这种业务接收机可能采用一个语音合成器)。
- 还包括供广播者内部使用的发射机网络数。

8.5 对话层

本层涉及广播信息的接收和选择。

8.5.1 节目选择

描述数据复用结构的信息,称为复用控制信息(简称 MCI),是一种机器可读数据。当前和将来的系统复用控制信息,通过快速信息通道(FIC)传输,使得接收机可以以最小的延迟时间接收某个或所有的独立业务。FIC 中的数据没有进行时间交织,使得 MCI 没有音频和一般数据由于要进行时间交织处理造成的延时。这些数据通过频繁地重复来保证正确性。当复用结构要改变时,新的控制信息和将要改变的时刻将在 MCI 中提前传送。

接收机用户可以根据 SI 中的文字信息来选择节目,其中包括节目名称、节目类型和语言。然后,接收机按照用户的要求通过 MCI 的相应信息来实现对节目的选择。

在当前的数字业务无法继续收到,而所选择的节目存在其它传输源时,SI 中携带的链接数据(即横向参考信息)可用来指示一个可选的节目传输源(如“FM 业务”),并引导接收机切换过去;当原来的数字业务恢复正常时,接收机会马上切换回来。

8.5.2 条件接收

系统能够提供条件接收的同步和控制。

条件接收可以独立地运用于个别业务(在 MSC 或 FIC 中传输)、多个业务或整个复用结构中。

8.6 传送层

本层涉及数据组的标识。数据组指节目业务、节目业务数据的复用和复用数据的联合。

8.6.1 节目业务

一个节目业务通常包括一个音频业务分量和可选的音频和/或数据业务分量,这些分量由同一个业务提供者提供。整个系统的业务容量可以只为一个业务提供者服务(例如,广播五或六路高质量的声音节目信息),或由多个业务提供者分享(如,共同播出 20 路中等质量的节目业务)。

8.6.2 主业务复用

如图 8-1,每路广播节目的数据(数字音频数据、及其相关数据,和一般数据),都进行卷积编码和时间交织,进行误码保护。时间交织,提高了数据传输在变化的环境下(如,移动的车载接收机的接收条件下)的抗干扰能力,同时也产生了一个可以预期的时间延迟。

主业务复用器的作用,在于将所有已同步的、使用这个复用帧的节目数据复用在一起。信道编码和交织后的数据被送到主业务复用器,在复用器中,每 24ms 的输入数据被组织成一个复用帧。复用器输出的合成码流被称为主业务信道(MSC),其总数据率为 2.3Mb/s。根据选择的信道编码率(不同的业务有不同的信道编码率),有效的信息传输码率为 0.8~1.7Mb/s。

普通数据以无结构码流或几路码流数据包的方式在主业务信道(MSC)中传输。数据的比特率可以是 8kb/s 的任意整数倍,具体的倍数取决于有效的总复用数据率和音频业务的数据率要求。

快速业务信道(FIC)不在主业务信道(MSC)中,不进行时间交织。

8.6.3 相关数据

系统 A 可以在系统复用帧的三个地方传送相关数据。

- 在快速业务信道(FIC)中,但传输容量有限,所传数据率依赖于必要的 MCI 数量;
- 在每个音频通道中,可以传输中等容量的节目相关数据(PAD);
- 所有剩余的相关数据可以作为 MSC 中独立的业务。

8.6.4 数据的组织

FIC 中传送的 MCI 提供当前和将来 MSC 内容的精确描述。SI 中涉及 MSC 内容的一些部分(如,节目选择信息)也需要在 FIC 中传送。象一天的节目表这样的文本信息,作为普通数据业务进行独立传输。可见,MCI 和 SI 服务于当前播出的所有节目。

节目相关数据(PAD)是与音频节目密切相关的信息,在每个音频信道传输,不在其它数据通道传送,因为普通数据通道会产生不同的传输延时。

8.7 网络层

本层涉及节目数据的标识。

8.7.1 ISO 音频帧

音频信源编码器的处理按照 24ms 为周期的 ISO 音频帧进行。在每个 ISO 音频帧中, 比特分配信息(帧与帧不同)、比例因子和子带样值被编码和复用在一起。帧打包单元(参见图 8-2)将量化器和编码单元输出的比特流组织到一起, 并加入一些其它信息, 如: 帧头信息、用于误码检测的 CRC 和编码音频信号一同传输的 PAD。每个音频信道中包含一个数据率可变的(至少 2kbit/s)PAD 信道, 用于传输与声音节目密切相关的信息, 例如, 歌词、语言/音乐标识和动态范围控制(DRC)信息。

得到的音频帧携带以 24ms 为周期的立体声(或单声道)音频和相应的 PAD, 对于单一的节目, 音频帧符合 ISO 11172-3 层 II 格式, 所以也称其为 ISO 帧。这样, 在接收机中允许使用 ISO/MPEG 音频层 II 的解码器。

8.8 数据链路层

本层提供接收机同步的方法。

8.8.1 传输层

为了便于接收机同步, 所传输的信号具有统一的帧结构(参见图 8-4)。传输帧包含一个固定的符号序列。第一个是同步信道符号: 首先是一个空符号, 用于粗同步(此符号期间没有射频信号传输); 其后是一个固定的参考符号, 用于接收机的细同步、AGC、AFC 和相位参考等功能。接下来的一些符号用于 FIC; 其余的符号用于 MSC。整个帧周期(TF)根据不同的传输模式(表 8-3)分为 96ms、48ms 和 24ms。

MSC 中的每个音频业务占用传输帧中的固定时隙。

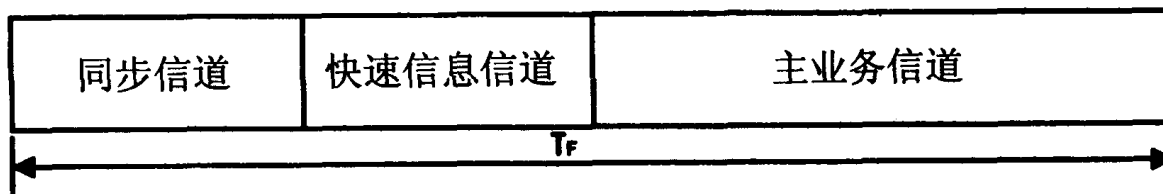


图 8-4 复用帧结构

表 8-3 系统 A 的传输参数

	模式 I	模式 II	模式 III	模式 IV
帧持续期 T_F	96ms	24ms	24ms	48ms
零符号期 T_{NULL}	1.297ms	324 μ s	168 μ s	623 μ s

	模式 I	模式 II	模式 III	模式 IV
符号持续期 T_s	1.246ms	312 μ s	156 μ s	623 μ s
符号有效期 t_s	1ms	250 μ s	125 μ s	500 μ s
保护间隔 $\Delta(T_s = t_s + \Delta)$	246 μ s	62 μ s	31 μ s	123 μ s
副载波总数 N	1536	384	192	768

8.9 物理层

本层涉及无线传输方法(即,调制方案和误码保护)。

8.9.1 能量扩散

为达到在传输信号中能量分布的目的,各信源在输入到复用器前要进行扰码。

8.9.2 卷积编码

为保证可靠接收,输入到复用器的每一路信源都要进行卷积编码。编码处理是在信源数据块中加入一定的冗余(约束长度为 7)。

对于音频信号,在经过信源编码的数据帧结构中,要求某一部分信息受到比其它部分高的保护,这种不同比特采用不同保护等级是按照预先选定的模式来实施的,这种模式称为不等错误保护(UEP)模式。平均编码率定义为,经信源编码的比特数与卷积编码后的比特数之比,其取值可以从 1/3(最高保护)到 3/4(最低保护)。根据对保护率的要求,不同的平均编码率可应用于不同的音频信源;根据对保护的级别和经信源编码数据的码率要求,不同音频信源可以采用不同的比特率。例如,电缆网络中音频业务的保护率低于无线信道传输的业务保护率。

一般的数据业务通常采用统一的信道编码率,FIC 采用 1/3 固定编码率。

8.9.3 时间交织

为进一步提高移动接收的质量,对卷积编码后的数据进行深度为 16 帧的时间交织。

8.9.4 频率交织

频域分集是确保完好接收的重要措施。在有多径传输的环境下,由于回波的影响,使一些副载波信号可能得到增强、而另外一些副载波则受到干扰(频率选择性衰落)。因而,系统 A 还采用了频率交织,频率交织通过在副载波之间重新安排数据完成。这样,当接收机位置固定时,连续的源抽样值只受到频率选择性衰落的影响。

8.9.5 4-DPSK OFDM 调制

系统 A 采用 4-DPSK OFDM 的调制方式。这种方案符合高码率数字广播的实际要求,尤其是在多径环境下提供移动、便携和固定接收。

调制的基本原理是,将需要传输的信息分配成大量的低比特率的数据流,这些数据流用来调制相应的副载波。这样,相应的符号周期就比传输信道的延迟扩展要大得多。在接收机中,只要回波短于保护间隔,就不会导致码间干扰,反而会增加接收功率。

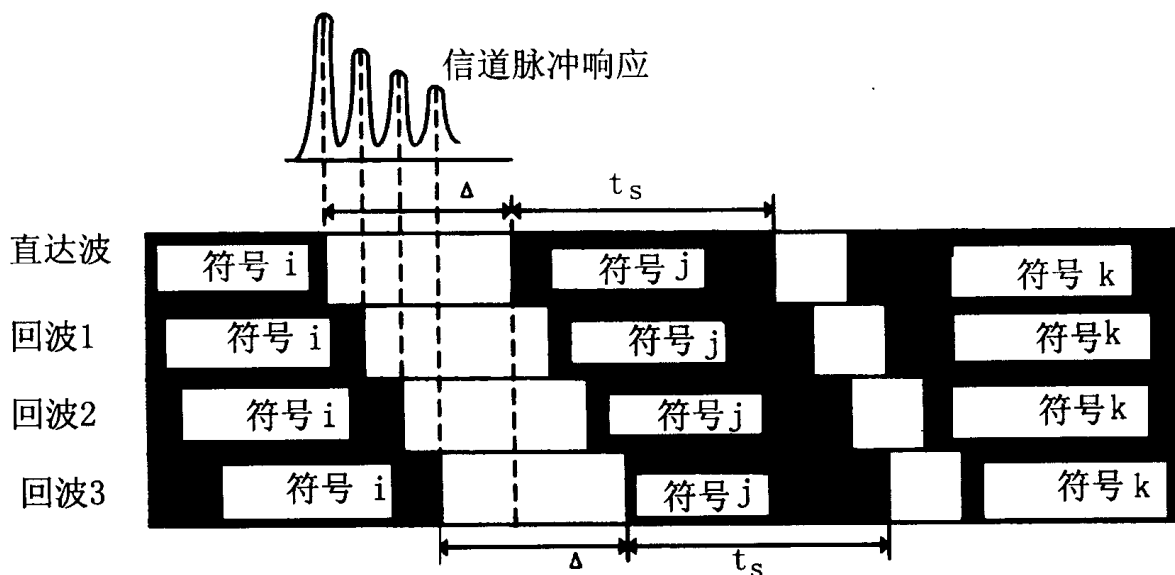


图 8-5 回波的建设性作用

在多径条件下,一些副载波信号得到增加,而其它副载波会受到干扰(频率选择性衰落)。因此,系统 A 包括对数字比特流在时间和频率上进行再分布的功能(时间交织和频率交织),使得连续的信源样值受到相对独立的衰落影响。对于固定接收,频域的变换是确保成功接收的主要手段,时间交织无法提高固定接收性能。对于系统 A 采用的 OFDM,多径传输是一种空间集,被当作是一种优点;而对于传统的 FM 或窄带数字系统,多径传输的作用是破坏性的。

对于能够从多径中得到好处的系统,传输的带宽越宽,系统越可靠。系统 A 选择约 1.5MHz 的带宽,既保持了宽带对于多径的优势,同时考虑到了网络规划的灵活性。表 8-3 列出了不同传输模式下 1.5MHz 带宽中的 OFDM 副载波数。

OFDM 的另一优点是,在大范围覆盖和密集的城市地区网络中,都能利用单频网得到很高的频谱利用率和功率效率。在同一频率上,可以有任意个数的发射机发射相同的节目,这也可减少所需的总功率。

由于回波对接收信号有贡献,各种类型的接收机(即便携、家庭和车载)都可用简单的无方向性天线接收。

8.9.6 RF 信号的频谱

系统的发射频谱如图 8-6 所示。

8.10 数字系统 A 的 RF 性能特征

数字系统 A 使用模式 I 中心载波 226MHz 和模式 II 中心载波载 1500MHz,在移动接收

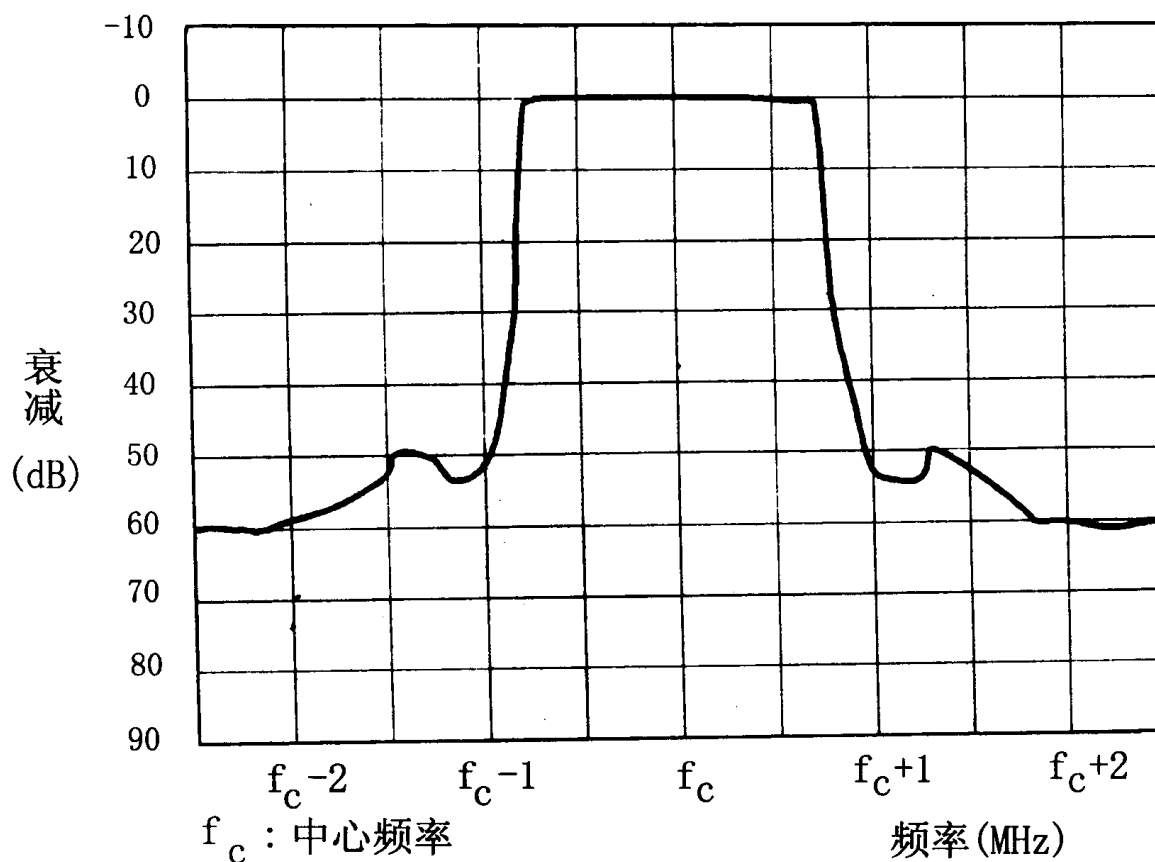


图 8-6 RF 信号的频谱举例

和固定接收条件下进行了射频性能评估实验。误码率(BER)与载噪比(C/N)的关系曲线是在以下条件的数据信道中测量的:

$D = 64\text{ kbit/s}$, $R = 0.5$

$D = 24\text{ kbit/s}$, $R = 0.375$

其中: D :信源数据码率 R :平均信道编码率

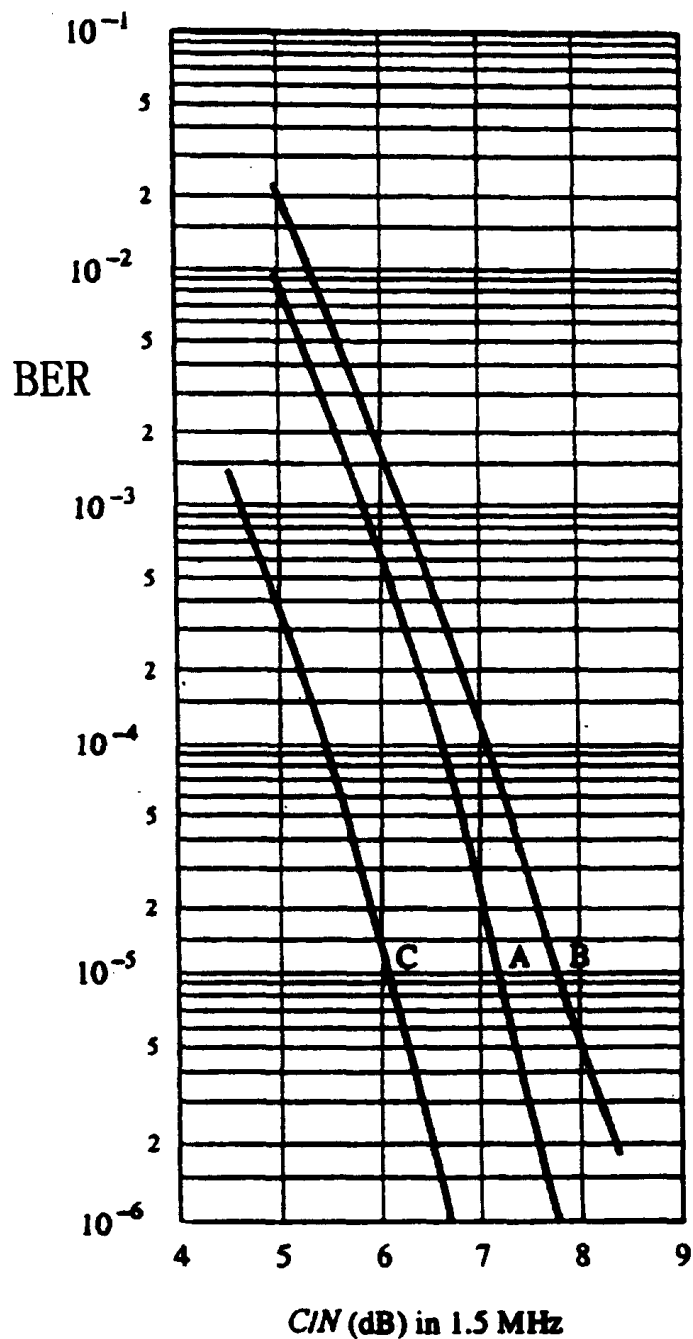
8.10.1 中心载波频率为 226MHz, 高斯信道的误码率(BER)和载噪比(C/N)关系(在 1.5MHz 内)

加性高斯白噪声被加入到接收的输入信号中,以调整 C/N。测量结果如图 8-7 所示。以 $R = 0.5$ 为例,测量结果与软件仿真结果相比较,以确定系统的本身性能。可以看出,在误码率为 $10E-4$ 时,实际测量的载噪比(曲线 B)比仿真的(曲线 A)相差少于 0.5dB。

8.10.2 中心载波频率为 226MHz, 瑞利信道的误码率(BER)和载噪比(C/N)关系(在 1.5MHz 内)

测量是在一个数据信道(数据率 = 64kbit/s, 保护率 = 0.5)中进行的,其中使用了一个衰落信道仿真器。测量结果如图 8-8 所示。

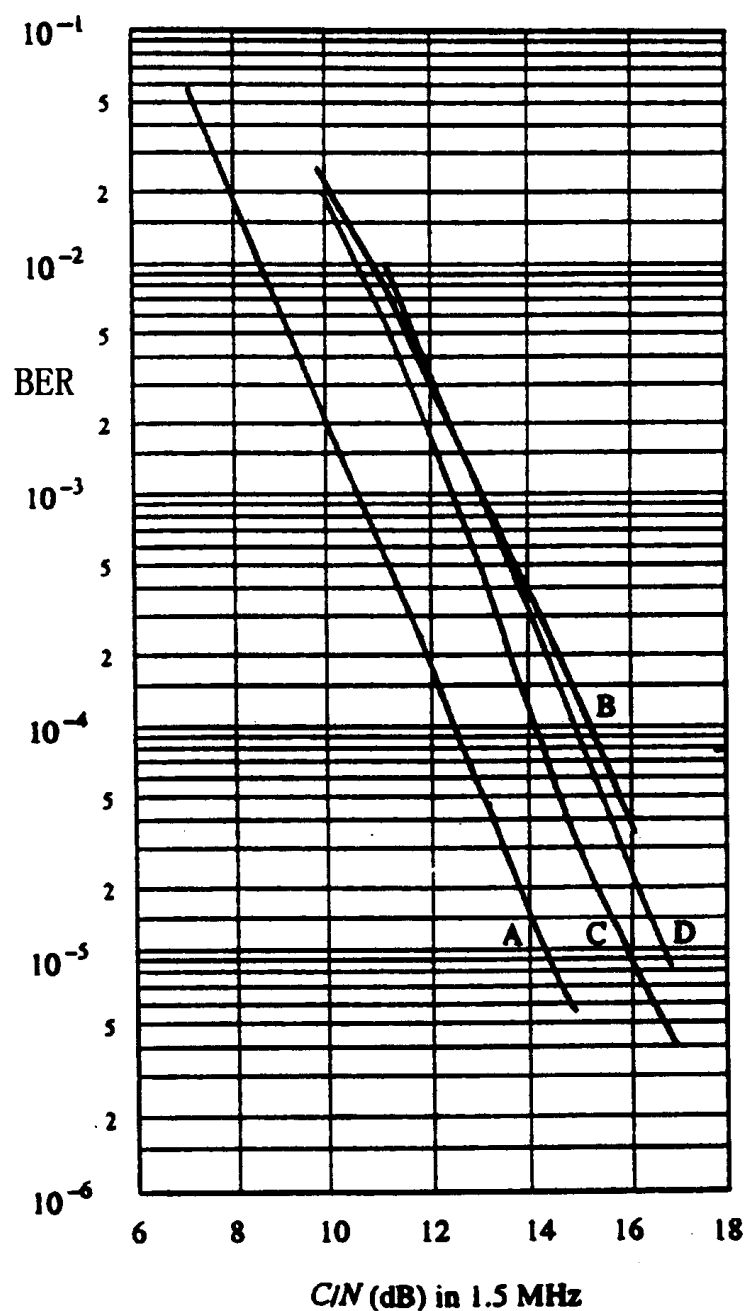
例如,对于乡村地区的一个瑞利信道,接收机运动速度为 130km/h,测量的结果(曲线 B)和软件模拟的结果(曲线 A)在误码率为 $10E-4$ 时相差少于 3dB。曲线 C 表示运动速度



曲线 A: $R=0.75$ (软件仿真)
 B: $R=0.5$
 C $R=0.375$

图 8-7 高斯信道中的误码率(BER), 226MHz, 模式 I

相对较低、但频率扩散较高的典型城区特性。曲线 D 表示在较坏的接收条件下, 信号延时超过 600(s(对应于 180km), 一个具有代表性的单频网中的测量结果。

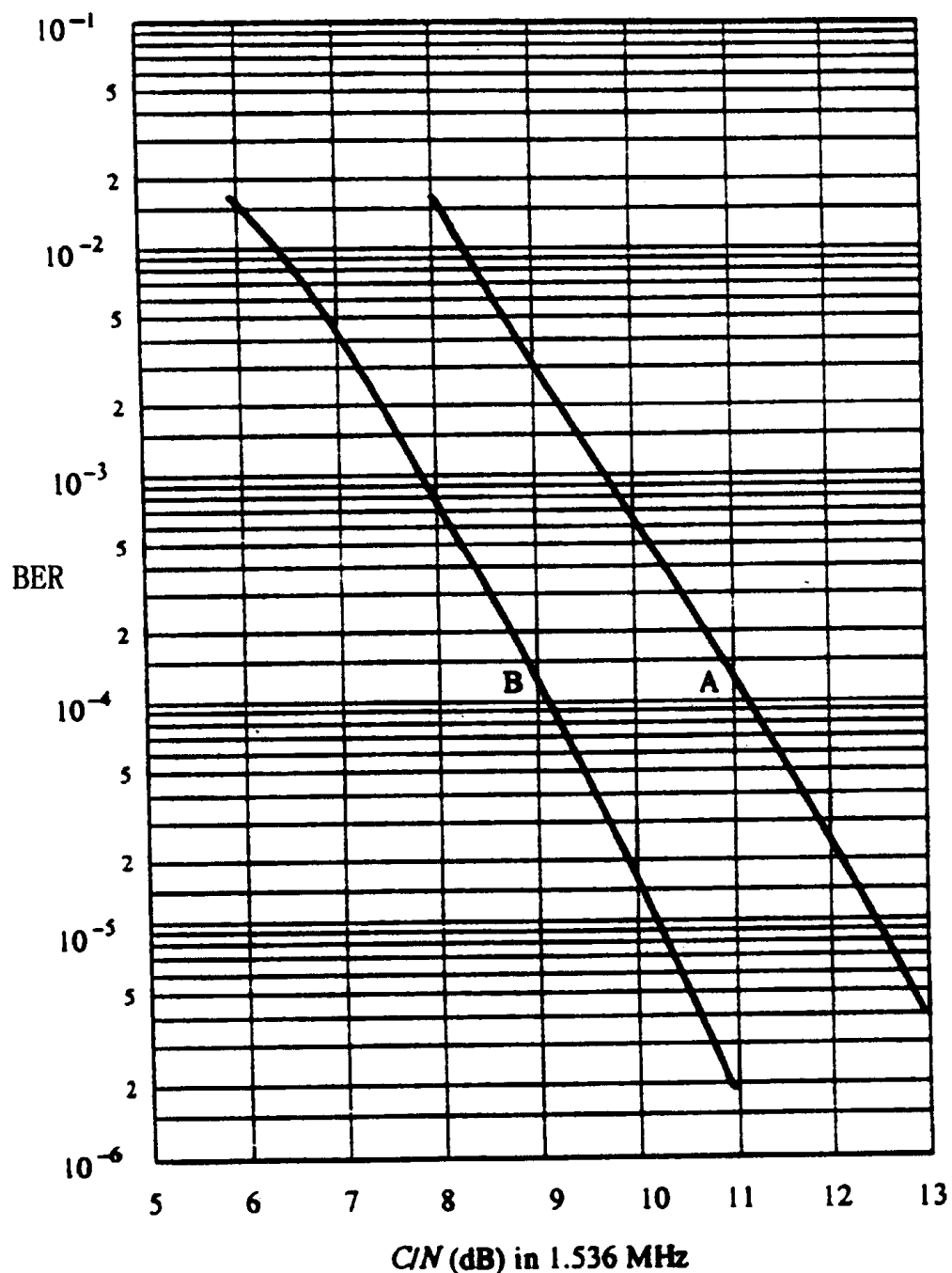


曲线 A: R=0.5, 乡村, 130Km/h (软件仿真)
 B: R=0.5, 乡村, 130Km/h
 C: R=0.5, 城市, 15Km/h
 D: R=0.5, 单频网, 130Km/h

图 8-8 瑞利信道中的误码率(BER), 226MHz, 模式 I

8.10.3 中心载波频率为 1500MHz, 瑞利信道的误码率(BER)和载噪比(C/N)关系 (在 1.5MHz 内)

测量是在一个数据信道中进行的, 其中使用了一个衰落信道仿真器。测量结果如图 8



曲线 A: $R=0.5$, 城市, 15Km/h
 B: $R=0.375$, 城市, 15Km/h

图 8-9 瑞利信道中的误码率(BER), 1500MHz, 模式 II

- 9 所示。

8.10.4 音频业务的有效性

对声音质量的评价表明, 误码率在 $10E-4$ 以下时, 没有可察觉的声音质量损伤。

第九章 数字卫星广播系统 B

9.1 简介

数字声音广播系统 B 是一个灵活的、具有较高频谱和功率利用率的系统,可以提供数字音频和数据业务,可以在室内或户外,固定或便携和移动接收。系统 B 是为卫星、地面和混合广播系统设计的,适合在各广播波段中应用。

系统 B 中,数字音频和数据经过灵活的复合后,被调制到每个载波上。同时,系统 B 具有一系列的传输速率,这些特点使系统 B 在业务提供者的要求和发射机功率及带宽资源之间达到有效的匹配。

系统 B 的接收机采用模块化设计。其中标准的核心接收机设计提供了固定和便携式接收的必要的功能。设计中采用了标准的,经过充分验证的信号处理技术和为此开发的低成本的集成电路。一般在移动接收中采用的缓冲技术,在核心接收机中作为附加处理功能应用。

在卫星广播中,主要的损耗来自与建筑物、树木和其他物体造成的信号阻塞。信号阻塞造成很强的信号衰落,而且一般不可能通过链路裕度完全补偿。在系统 B 接收机的设计中开发和改良了多种缓冲技术。系统 B 的接收机具有下列特点:

- 时间分集(数据重发):数据流经过延时后,与最初的数据复合后在相同的载波上传输。

- 接收分集(不同的天线/接收机):采用两个物理上分开的天线/接收机接收和处理同一信号。

- 传输分集(不同的卫星/发射机):相同的数据流由两个物理上分开的发射机采用不同的频率传输,由同一天线接收,再分别处理。

- 同频道发射机(单频网):相同的数据流由两个或两个以上物理上分开的发射机在同一频率上传输,然后接收到的混合的信号通过一个均衡器进行处理。

在一个有多个同频道发射机地面系统中,或者在一个有地面同频道发射机的卫星系统中,系统 B 的接收机中应用了均衡。只是在这时,核心接收机的结构才是完整的。一个没有均衡功能的接收机必须能识别出加入到数据流中的测试符号并丢掉它。

9.2 系统概貌

通过图 9-1 中给出的接收机的功能框图(自中频开始),可以看到系统 B 的设计概貌。核心接收机的功能采用实线框画出,而可选的用于解决传输问题的缓和功能采用虚线框画出。

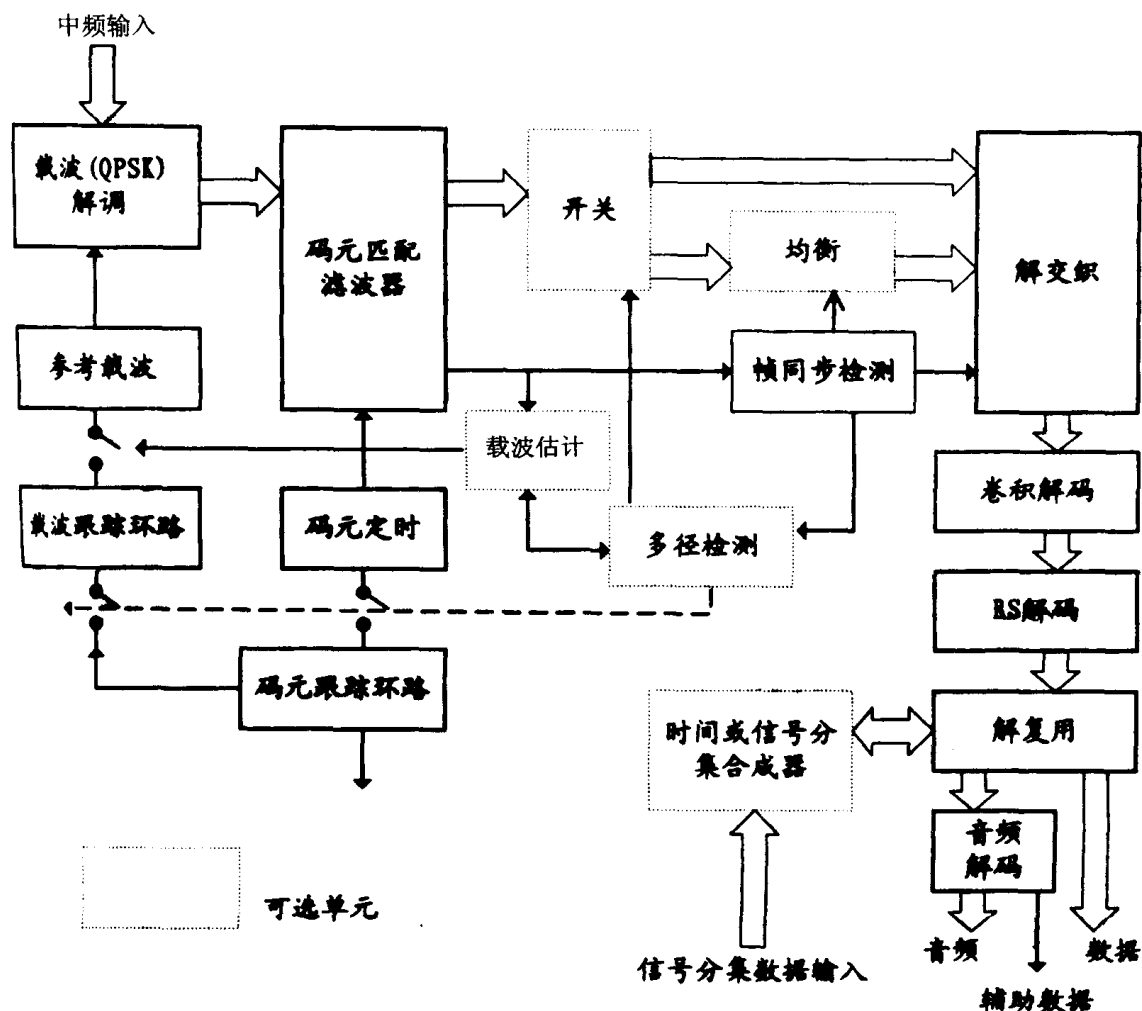


图 9-1 接收机功能框图

经过接收机的调谐部分选择出需要的频率后,信号被向下变换到一个固定的中频 IF 上。

在核心接收机中,由一个 QPSK Costas 环恢复出载波,由一个匹配滤波器检测符号,定时信号通过符号跟踪环给出。在帧同步建立之后,恢复出的符号被解码和解复合。Reed-Solomon 解码器的附加功能是标出没有正确解码的数据块。音频解码器使用这一信息,在接收机具有时间或信号分集时,时间或信号分集成器也需要这一信息。

选择出的数字音频数据送入音频解码器,其他数据送入适当的数据接口。每个音频编码器能将异步的节目相关数据和音频数据流复合在一起,如图中所示。

在一个带有均衡器的接收机中,在有多径传播时可以将均衡去掉,因为均衡会带来系统性能的下降。

接收机可以自动检测到是否存在多径传播,或者接收机在地面发射机广播的区域工作时,均衡器可以手动打开。当均衡器工作时,载波和符号跟踪环是开路的。

时间分集是把数据流延时后与原来的数据流复合在一起传输。在接收机中,这两个数据流被解复合并按时间重新排列。接收机选出具有最少错误的数据流作为输出。

在进入信号分集合成器之前,信号分集功能需要对不同信号,或不同频道率信号分别处理。然后,时间分集合成器进行时间校准并选择出误码最少的数据流。

9.3 系统说明

图 9-2 中将系统 B 发射机和接收机中处理层逐块描述出来。每块都给了适当的说明。

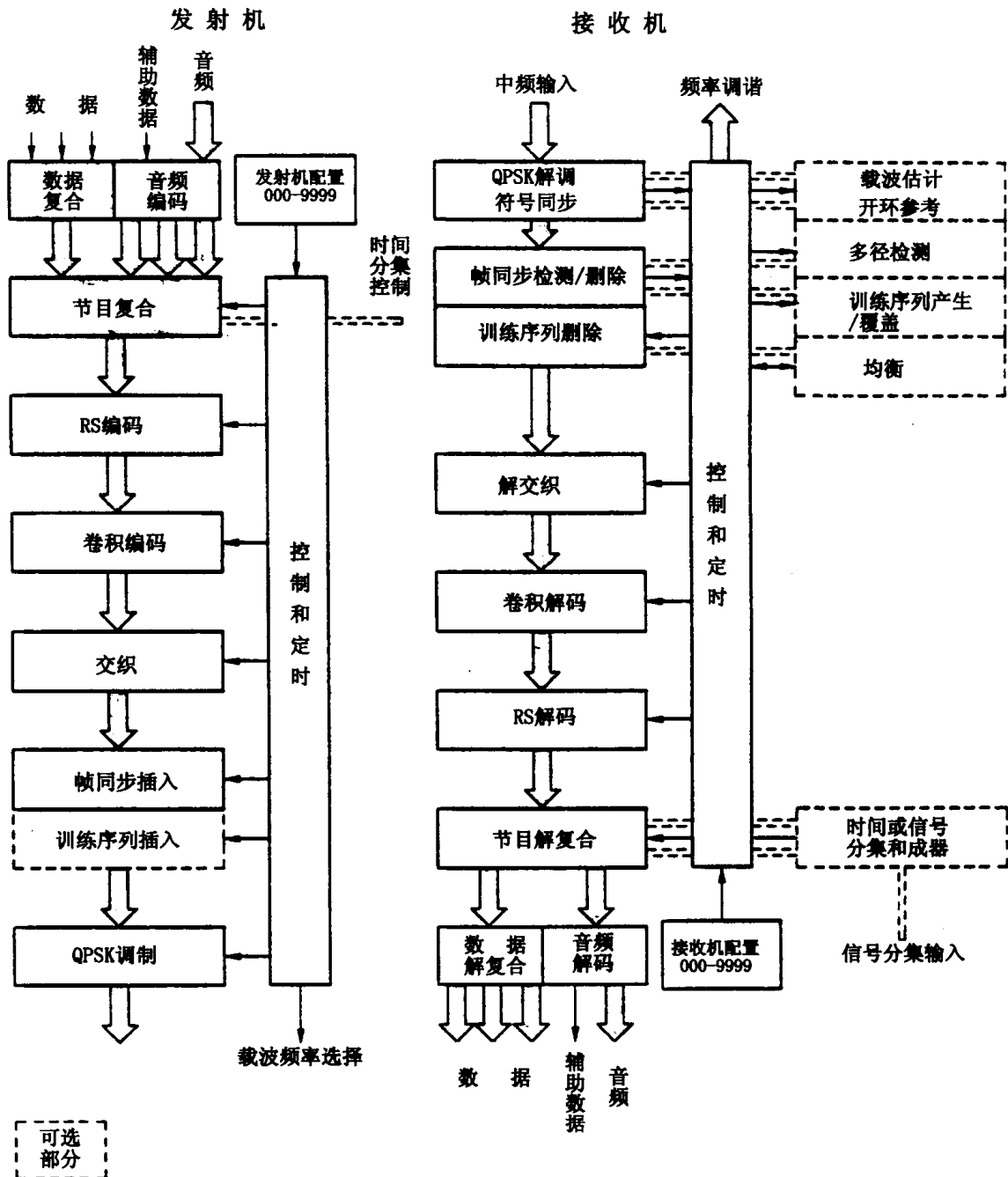


图 9-2 系统 B 框图

9.3.1 发射机

发射机具有产生一个单一射频载波的所有功能。处理过程包括将所有的模拟音频和数据源复合在一起并调制到一个载波上、前向纠错编码和 QPSK 调制。

9.3.1.1 输入接口

发射机的输入可以是一系列取样的音频信号、与每个音频信号源相关的异步数据源、一系列独立的异步数据源。

9.3.1.2 音频编码

以一定数量的音频编码器处理需要数量的限带单声道信号、限带和全带宽的立体声信号,以及全带宽的五声道环绕声信号。

每个编码器的输入还有一个异步数据信道与音频数据流复合。这些信道的数据率随着音频信道空闲容量的变化而动态改变。

每个音频编码器的输出是一个同步数据流,数据率与音频带宽和质量成比例。数据率范围:在限带单声道时取最小值 16kbit/s,在五声道时取得最大值大约为 320kbit/s(确切的数据率由 MPEG-2 委员会决定)。音频编码器的数据率只能取 16kbit/s 的整数倍。

9.3.1.3 节目复合

所有的数字化音频信道和数据信道复合成一个串行数据流。输出信号的数据率取值范围,最小为 32kbit/s,最大值由传输系统的带宽和电源决定,预计在 1Mbit/s 到 10Mbit/s 之间。

每个允许的音频源及其数据率的组合形式,和数据源及其数据率的组合都被分配一个唯一的传输识别数。这个识别数用于接收机建立数据率和解复合。

9.3.1.4 纠错编码

复合数据流的纠错编码包括编码率 $1/2$, $k=7$ 的卷积编码和之前的编码率为 140/160 的 Reed-Solomon 编码。

9.3.1.5 交织

采用一个交织器将复合数据流进行时间交织。交织器的块的长度与复合数据流的数据率成比例,以便于交织帧的时间在任何数据率下都保持在大约 20ms。

9.3.1.6 帧同步

每个交织帧的开头加有一个伪随机码字。交织帧的同步与节目复合帧之间有唯一的联系。

9.3.1.7 插入训练序列

要在具有同频道发射机的情况下接收广播,就要在数据流中加入一个已知的训练序列,每 n 个数据符号放置一个训练符号, n 可以在 2 到 4 之间取值。训练符号和它们的频率也由传输识别数标出。

9.3.1.8 调制

中频处理过程的最后一步是 QPSK 调制。为了限制信号的带宽进行脉冲整形。从这里开始,调制后的中频信号变换到适合传输的载波频率上。在频分复用(FDM)方式中,从原理上说,其它载波的产生通过使用多个上述的发射机实现。

9.3.2 接收机

调谐到需要的载波及将信号下变频到一个固定的 IF 频率后,接收机进行解调和解复合,以及将需要的数字音频信号进行数/模变换。

接收机的数据率和节目复合结构是由插入到数据流中的特定的传输识别数确定的。核心接收机必须能适应固定或便携接收,这时信号稳定而且具有足够高的信噪比。

在移动接收时,由于信号阻塞造成了大量的问题,接收机中应有为适应时间和信号分集的要求而进行的改进,在系统中应用了同频道发射机时,应有均衡功能。

9.3.2.1 解调

一般接收机中使用一个锁相相干 QPSK 解调器进行载波解调,通过一个匹配滤波器进行符号识别,匹配滤波器的定时信号由一个符号跟踪环提供。

在有回波存在时,要使用均衡,这时载波和符号跟踪环是开环的。由一个 FFT 频率估计器建立一个固定的载波解调电路的参考信号。符号匹配滤波器按照符号率的两倍取样,得到的样值送入均衡器中。

9.3.2.2 帧同步

接收机通过交叉-相关检测到帧同步字,从而建立交织帧同步。这一过程还消除了 QPSK 解调引起的模糊性。

9.3.2.3 均衡

在有回波干扰时,帧同步检测电路的输出会出现几个密集的相关尖峰。这一信息可以用于自动接通均衡器。均衡器使用一个本地产生的训练序列工作,训练序列的开始位置处在估计的帧同步字的位置。通过比较本地产生的帧同步字的定时和帧同步检测电路的输出,均衡器调节输入符号定时和本地产生的符号定时参考信号之间的任何的时间误差。

系统 B 采用格形预测判决-反馈均衡器(格形 PDFE)设计形式。所有回波在时间上分布允许的误差是均衡器的长度的函数。系统 B 的性能测试时使用的均衡器有 22 个前向抽头和 4 个反馈抽头。均衡器时延小于 100 个符号持续期。在必须补偿较大的信号时延时,均衡器的长度会增加。

9.3.2.4 训练序列删除

在均衡器的输出,训练序列符号要去除掉。没有使用均衡器的接收机在处理含有训练符号的信号时,也必须去除掉这些符号。因为已知训练符号的位置与帧同步字位置的关系,所以去除过程比较简单。

9.3.2.5 去交织

去交织电路恢复出检测到的符号的原始顺序,即在发射机中交织之前的顺序。

9.3.2.6 纠错解码

通过一个 Viterbi 解码器,和其后的 Reed-Solomon 解码器,降低了恢复信号的误符号率,并将符号变回到数据比特。如果 Reed-Solomon 解码器不能去除一个数据块的所有误码,解码器将把这一数据块标为坏块。之后的分集成器利用这一标识选择出较好的信号,音频解码器也利用它控制音频输出的静音。

9.3.2.7 节目解复合

在这里,接收机将复合数据流解复合成几个数据流,选出需要的音频数据流,送入音频

解码器。

如果使用时间分集,节目解复合器把实时数据流和延时的数据流分开,把它们送入分集合成器中选出误码最少的数据。

如果是使用一台独立的接收机用于分集接收,接收机在这一位置选出质量较高的数据。

9.3.2.8 音频解码

音频解码器将需要的数字音频信号变换为模拟信号。它还将辅助数据信道的数据解复合后分别提供给合适的输出接口。

节目解复合器的接口不仅提供恢复的数据和时钟,还有 Reed - Solomon 解码器给出的数据质量指示。这一信号用于控制音频解码器在开始信号时静音。在测试带有 AT&T PAC 音频解码器的数字系统 B 时使用这一特征,在测试 MUSICAM 音频解码器时取消这一特征。

9.3.2.9 输出接口

输出接口包括选出的音频数据信道和数据信道。通过 Reed - Solomon 解码器输出的质量标识可以标注出数据质量的好坏。数据信道用于驱动接收机的显示,或在数据广播应用中用于特殊功能显示。因为一个复合传输中可能包括多个音频信道,未经选出的音频信道可以经过录音,用于以后回放。

9.4 性能

系统 B 的性能可以参考几个标准化的信道模型得出:加性高斯白噪声(AWGN)信道;单一卫星信号的卫星模型;多信号(单频)模型,代表具有地面同频道发射机时的卫星信号或者一个纯粹的地面网。

9.4.1 AWGN 信道

单纯的视距卫星链路大致等效为一个 AWGN 信道。卫星仰角在以上时多径传播很小(Rician 系数 k 一般低于 10dB)。系统 B 接收机工作在 AWGN 信道的实测性能如图 9-3 所示。图中还给出了一些理论、仿真和实测结果之间的比较。

因为系统 B 工作在 FDM 模式时可以使用多个独立载波,需要确定载波之间的间隔。图 9-4 给出了系统性能的下降与相邻载波间隔的函数关系。

载波间隔定义为载波频率相差距离(单位:Hz),与符号传输率(单位:符号/秒)的比值。系统 B 中符号率等于数据率乘以 Reed - Solomon 编码效率 160/140,乘以加上训练符号的开销。

9.4.2 卫星信道

用于移动接收时,卫星信道特性是变化的,因为卫星信号随机地受到建筑物、树木和其他物体的阻挡。为了衡量系统 B 移动接收时的性能,在 California 的 Pasadena 建立了一个模型,进行一个特定的测试过程,对一个卫星信号进行测试。测试进行了 45 分钟,包括一系列接收状态,有完全敞开的、适当遮挡的和严重遮挡的几种。卫星信号的测试在一个窄带宽内进行,结果变化范围超过 35dB。图 9-5 给出了不同时间测试结果的变化。图 9-6 总结

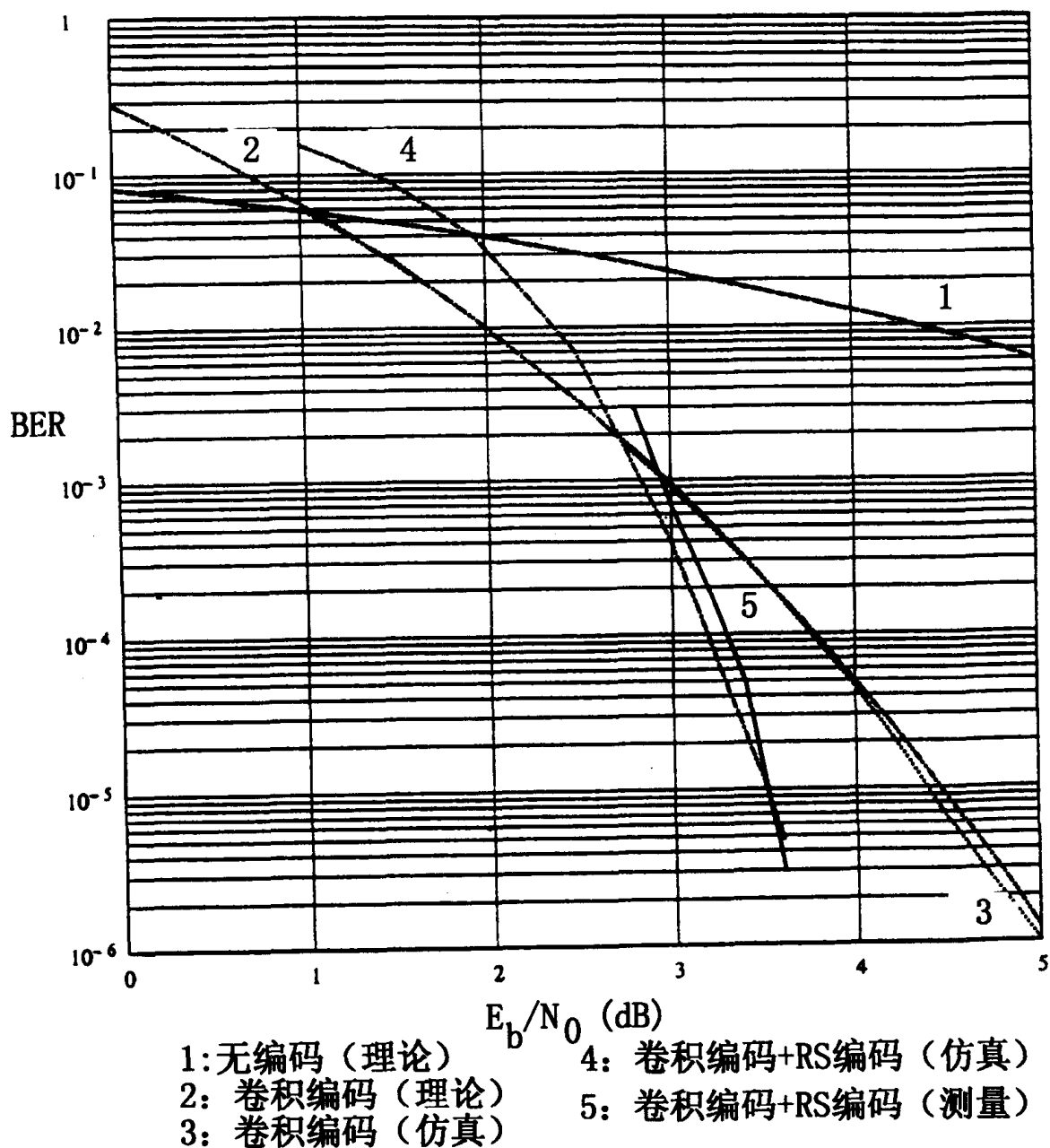


图 9-3 AWGN 信道中系统 B 的性能

了信号测试的统计结果。

9.4.2.1 时间分集

在只用一个卫星信号时,一个有效的缓和和技术是时间分集。将数据流延时后与原数据流复合在一起,希望其中至少有一个不被阻挡。接收机按照时间顺序重新安排这两个数据流,并根据 Reed-Solomon 解码器给出的误码指示从中选出误码最少的一个。

多传输一遍数据会造成系统性能 3dB 的下降,然而可以看到这样比增加 3dB 的链路裕度更有效。图 9-7 和 9-8 给出了 Pasadena 信道中采用时间分集的效果。图 9-7 给出了超出链路裕度范围的衰落出现的联合概率,是所有接收状态模型的平均结果。注意到多数在 4 秒以内有改进。图 9-8 给出了 10dB 的时延下各种接收状态时的衰落联合概率。

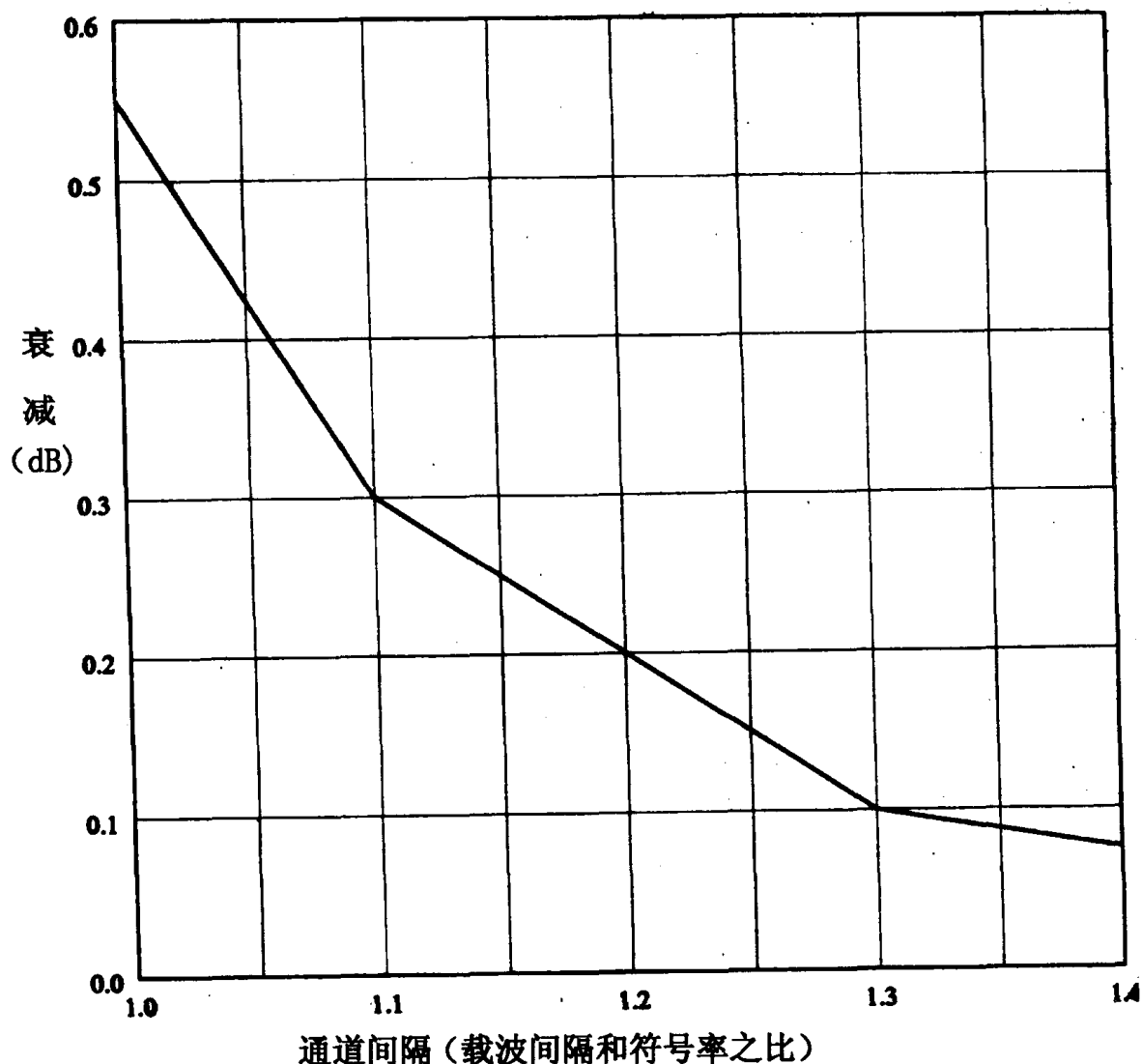


图 9-4 性能下降与载波间隔之间的函数关系

9.4.2.2 卫星分集

同一个数据流可以采用多个卫星广播, 每一个信号占用不同的频率和不同的接收机。因为接收机和卫星之间的连线方向是不同的, 希望这样可以保证至少有一路信号不被阻挡。

卫星分集的效果, 同时间分集一样, 取决于造成信号阻塞的物体的几何形状。近来采用摄影测量技术得到了卫星分集的效果统计结果。这些技术包括从空中用鱼眼透镜相机拍摄照片, 然后分析图像以确定天空多大部分是清楚的, 多大是阴暗的或有阻挡的。将卫星的位置放置在图像上估计出某一特定位置或路径的分集增益。

9.4.3 单频网

在接收困难的区域获得卫星信号的一种方法是使用地面同频道发射机组成同频道网。系统 B 在这种信号环境中使用均衡。使用均衡的唯一限制是每个信号相互时延至少有 1 个半符号持续期。不限制发射机之间的距离, 因为每个信号的时延在发射机中合成为一个时

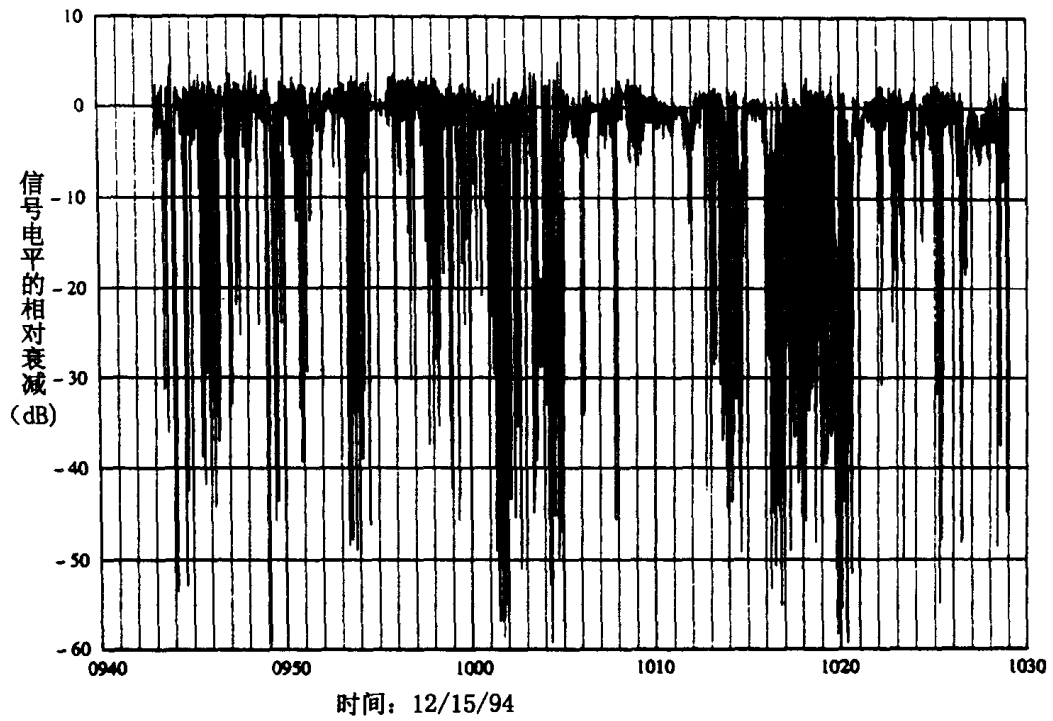


图 9-5 卫星信道模型

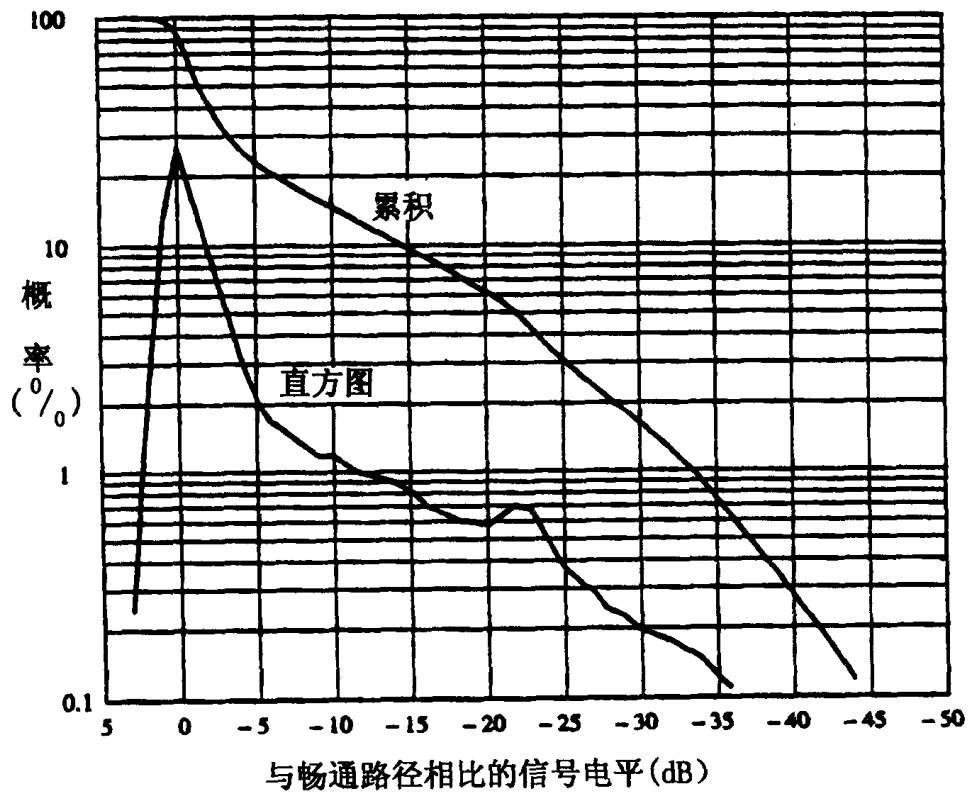


图 9-6 卫星信道模型统计

延。发射机之间的最大时延由均衡器的级数确定。

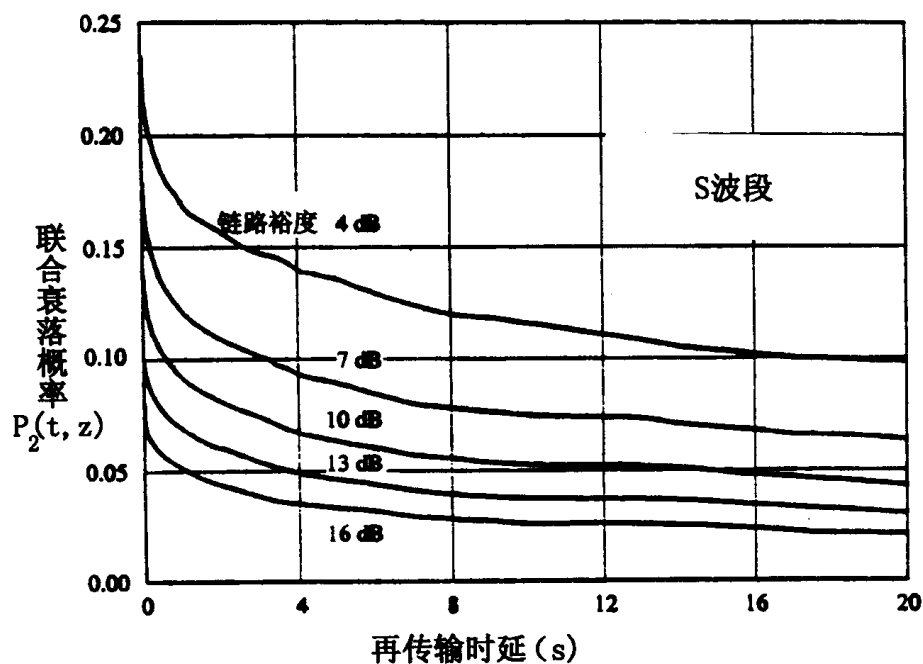


图 9-7 衰落联合概率变化, 参数为链路裕度

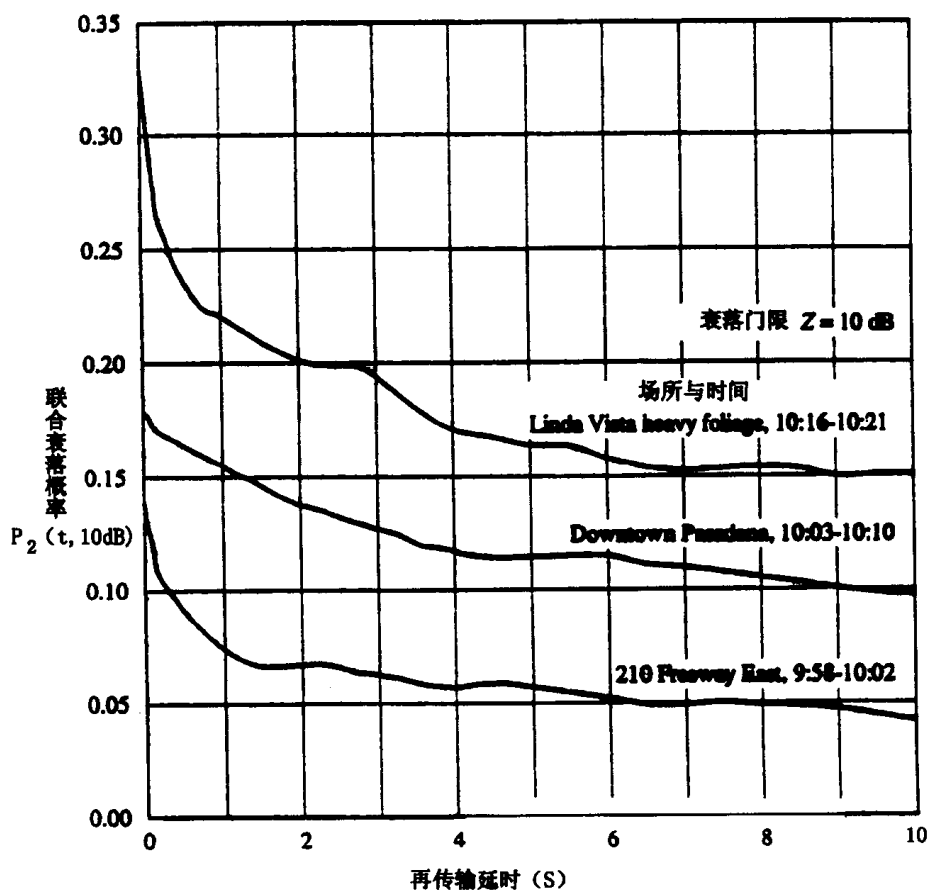


图 9-8 衰落联合概率变化, 参数为接收环境

9.4.3.1 信道模型

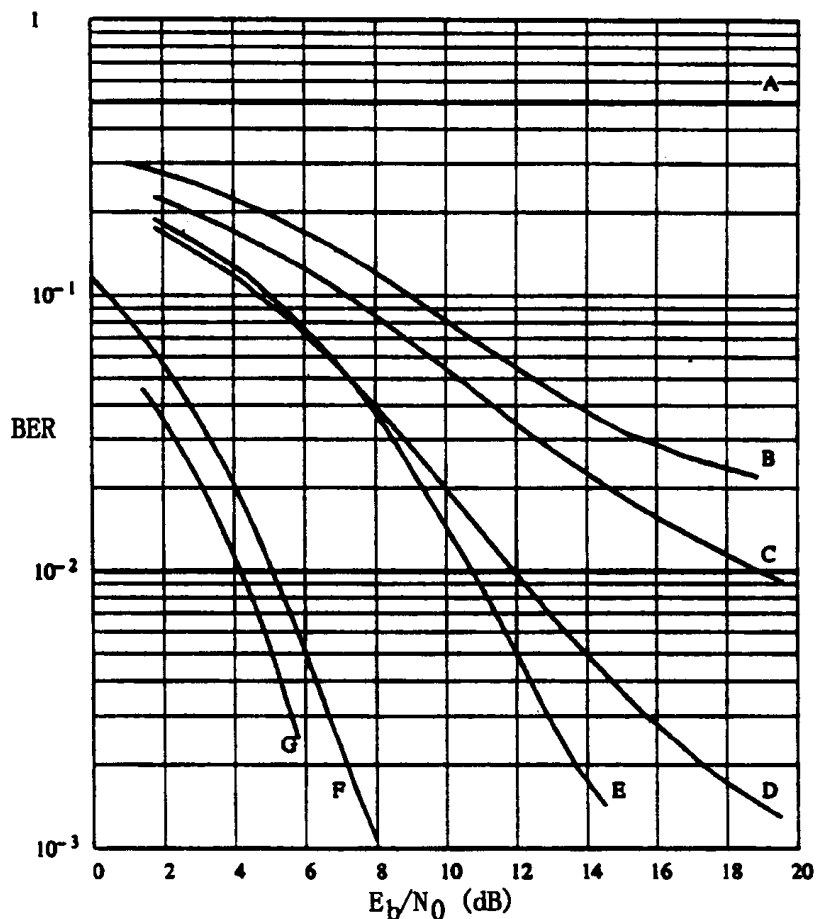
为衡量系统 B 的均衡器性能设立一个两信号模型。另外,还可以衡量时间接收分集的有效性。

首先是 Rician 模型,直达信号部分占有一半的功率,两个瑞利信号各占四分之一的功率。瑞利信号中的多普勒频移定为 $\pm 213\text{Hz}$,相当于载波频率为 2.3GHz ,汽车速度为 100Km/h 。传输速率为 300000 符号/秒。取值是在全部信号功率的前提下,并且包括训练序列的功率。

另一个为瑞利模型,有三个等功率的瑞利信号。

9.4.3.2 均衡器性能

最初方案和性能的评价通过采用模拟逼近的方法得到,假设信号时间间隔为整数个符号周期,而且符号定时信号良好地恢复。结果在图 9-9 中给出。比特误码率是未经 Viter-



曲线A: 无均衡, 两种信道

B: 瑞利信道, 分集=1, 1: 5训练符号

C: 瑞利信道, 分集=1, 1: 3训练符号

D: 瑞利信道, 分集=2, 1: 3训练符号

E: Rician信道, 分集=2, 1: 3训练符号

F: 无多径, 无衰落, 无训练符号, 有均衡器

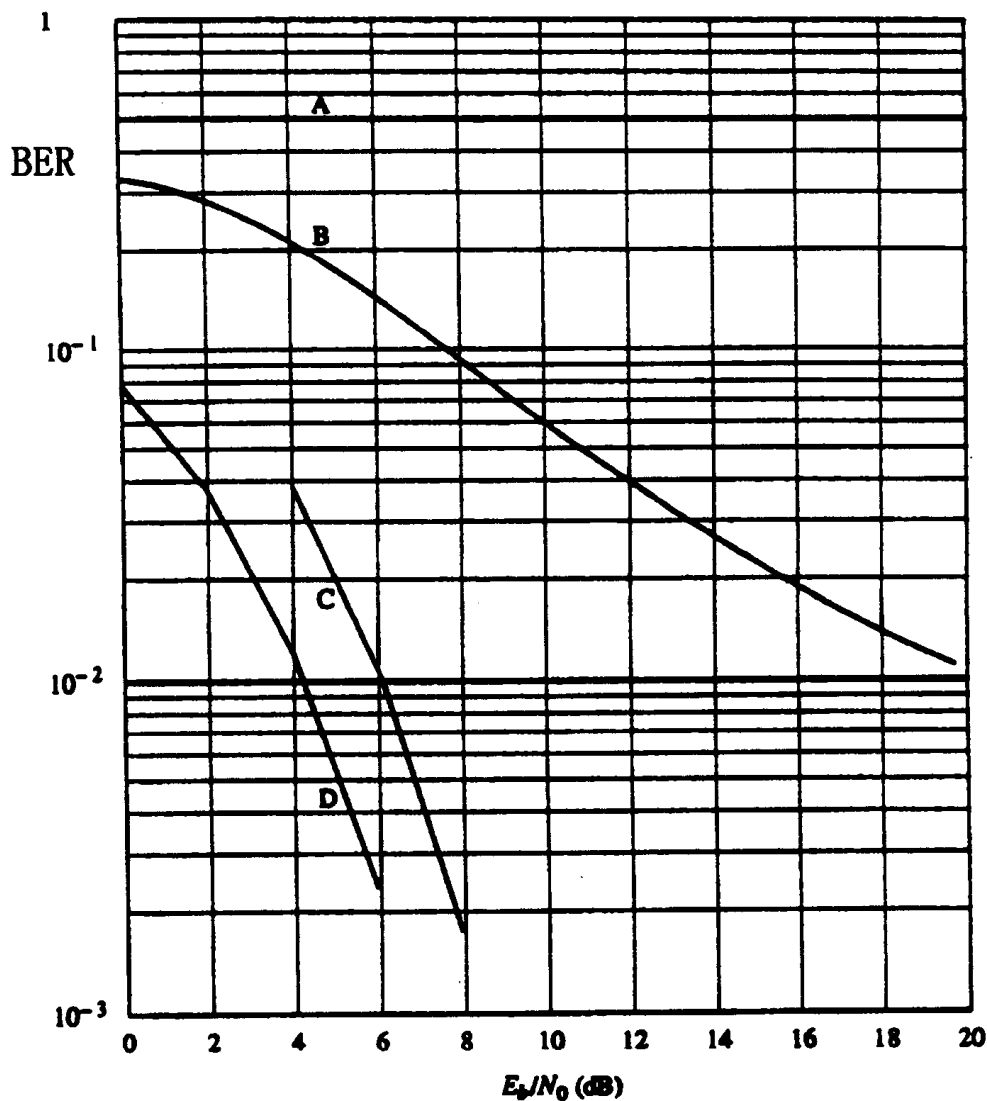
G: 无多径, 无衰落, 无均衡器

无编码 $\text{BER}=1 \times 10^{-2}$ 编码 $\text{BER}=1 \times 10^{-6}$

图 9-9 系统 B 理想均衡器性能(未解码)

bi 和 Reed - Solomon 解码的误码率。 1×10^{-2} 的未解码误码率在经过解码之后会下降到 1×10^{-6} 。

图 9-10 给出了全面模拟得到的性能状况, 包括将载波解调环和符号定时同步环的开环检测。



曲线A: 无均衡, 瑞利信道

B: 瑞利信道, 分集=1, 1: 3训练符号

C: 无多径, 无衰落, 有均衡器, 无训练符号

D: 无多径, 无衰落, 无均衡器

未编码BER= 1×10^{-2} 编码BER= 1×10^{-6}

图 9-10 系统 B 均衡器性能(未解码)

第十章 数字卫星广播系统 D

10.1 引言

为了给户内/户外的固定、便携和移动接收提供廉价的卫星数字声音和数据广播,为了优化 L 波段(1,452 - 1,492MHz)分配的卫星业务的性能,设计了数字系统 D。它可以通过块和卷积纠错编码以及线性放大的相干 QPSK 调制来实现。使用数字系统 D 的卫星/地面混合广播系统的技术开发工作正在进行之中。

数字系统 D 能灵活的复用数字化音源以备调制到一个下行 TDM(时分复用)载波,

10.2 系统概述

数字系统 D 中的广播下行信号由一个 3.68Mbps 的 TDM 载波组成, TDM 载波传送 96 个基本数据率信道(PRC), 每个 PRC 支撑一个容量为 16kbps 的基本数据率增量。多个 TDM 下行载波由一个卫星来发射, 每个载波由卫星中的单个高功率放大器(HPA)来发射, HPA 能工作在饱和状态。使用行波管放大器(TWTA)的典型的第二代卫星能同时发射六个这样的 TDM 下行载波(相当于 576 个 PRCs)。它们被分成广播信道帧(BC), 每帧最多能携带 8 个 PRCs。PRCs 可以独立使用, 也可以联合起来使用以提供 $n \times 16$ kbps 的业务成分数据率(n 从 1 到 8), 这样就给广播业务提供者提供了很大的灵活性。

在基带, 每个 TDM 下行载波提供 1.536Mbps 的信息量。TDM 信息流被分割为 96 个信道的时隙, 每个时隙携带一个 16kbps 的 PRC。业务控制头(SCH)、同步段首标记以及前向纠错冗余的加入, 使每个携带 96 个 PRC 的下行 TDM 流的实际比特率增加到 3.68Mbps。TDM 下行载波的 QPSK 调制(符号率为 1.84Msym/s(2bit/符号))给接收机传送 TDM 数据流。两个 TDM 载波之间的频率间隔在 2.3 到 3.0MHz 之间, 这么宽的频率间隔提供了足够的保护带, 能在固定的 40% 升余弦滤波器(带发射端使用的孔径均衡)定义的信道中 TWTA 运行于饱和状态, 而码间干扰和相邻信道间的干扰小到可忽略的地步。小型的便携收音机接收从 TDM 数据流中选择信道时隙以恢复出数字基带信息。

系统主要的技术特点见表 10-1, 一个典型卫星的方框图见图 10-1。

表 10-1 数字系统 D 的主要系统特点

任 务	数字音频/数据广播
上行格式	SCPC/FDMA(处理有效负荷)或 MCPC/TDM(透明有效负荷)
下行格式	MCPC/TDM

任 务	数字音频/数据广播
下行频率	L-波段 1452 - 1492 MHz
典型转发器等效全向辐射功率(EIRP)(峰值)	53.5 dBW
典型转发器 EIRP (转换器主要服务区域)	49 dBW
典型转发器 EIRP (转换器次要服务区域)	44 dBW
调制	相干 QPSK
阈值(门限)(天线输入 0dBi 增益)	-109dBm
差错编码	块编码和卷积编码

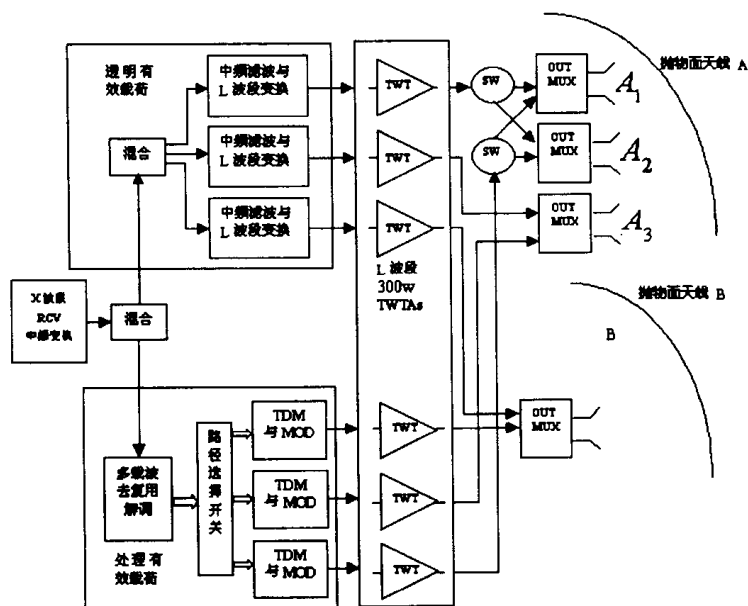


图 10-1 数字系统 D 典型卫星通信的有效载荷

数字系统 D 的一个主要特点是能够处理有效载荷,它包括一个星上的基带数字处理器。星上的去复用器、解调器以及路径选择开关把多路 FDMA 上行信道分别连接到下行 TDM 数字流。图 10-2 通过一个典型的有效载荷的处理给出一个端对端信号处理的方框图。

MPEG Layer3 编码的音频信号通过基本码率增量为 16kbps 的系统格式传送。1 到 8 个基本码率增量被复合成广播信道(BC)。在 BC 帧的 0.432 秒持续期内,每个基本码率增量都被分配了 6,912 比特。在 BC 帧中,它们被分成几个业务段。一个 BC 帧(如图 10-3 所示)以一个业务控制头(SCH)开始。对于 BC 帧中携带的每个基本码率增量来说,SCH 包含 224 比特。在 0.432 秒的持续期内,加上 SCH,每个基本码率增量将包含 7,136(6912 + 224)比特。SCH 提供接收机所需的信息以便选择业务成分并使业务提供者能遥控与业务有关的功能。为了识别和去复用业务成分,SCH 为每个业务成分提供一个业务成分控制区(SCCF),。可以控制的接收机功能包括收费业务的加密、业务目录选择、用户寻址子设备、显示信息、某项业务的使能和禁用等等。

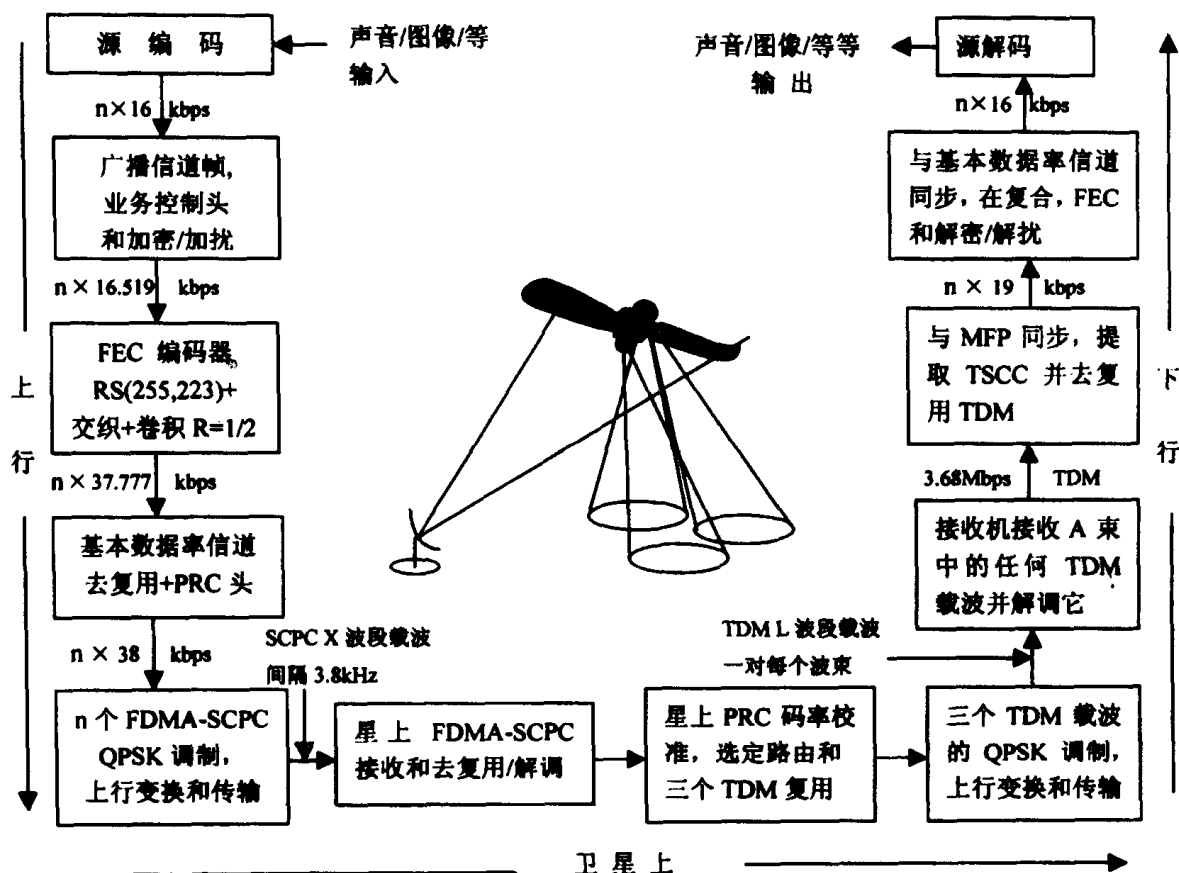


图 10-2 数字系统 D 的典型端对端信号处理(处理有效载荷)

为了给传送信号做准备，一个 0.432 秒持续期的 BC 帧由一个 $n \times 16$ kbps ($n \times 6,192$ 比特/帧)的业务段加上一个 $n \times 518.5$ bps ($n \times 224$ 比特/帧)的业务控制头段组成。注意 n 是一个从 1 到 8 变化的整数。这样，广播信道由 $n \times 16.5185$ kbps 的倍数构成。广播信道的业务段能被分成独立的业务成分以作特殊用途，如：音乐、语言、图像、动态图像及其他。组织业务成分的根据是：每个成分是 8 kbps 的整数倍，每个广播信道最多有 8 个业务成分。业务成分的分配可以是动态的。例如：一个使用 64 kbps 的音乐业务成分可以动态的转化成 4 种语言 4 个 16 kbps 的声音业务成分。

组成广播信道之后，接着级联一个 225, 223 Reed Solomon 块编码器对广播信道进行前向纠错编码，再接着是一个块交织器，再通过一个编码率为 1/2 的卷积编码器进行卷积编码。此编码用系数 $2 \times 255/223$ 乘上比特率，这样，编码的广播信道码率为 $n \times 37.77$ kbit/s ($n \times 16.5185 \times 2 \times 255/223 = n \times 37.77$ kbit/s)。下一步，FEC 编码的广播信道(BC)帧被同步去复用成 n 个并行的 PRC，每个 PRC 在每个 BC 帧周期(0.432 秒)包含 16320 比特。同步头的加入把编码的基本数据信道精确地提高到 38 kbit/s (16416 比特/帧)。下一步，编码的基本数据信道被差分编码然后经 QPSK 调制到 n 个 SCPC(单路单载波)FDMA 载波上并送上卫星。

在卫星上，编码的基本数据率上行载波接收时被分成 48 个 PRC 载波组，经去复用和解调得到各自独立的基带编码的基本码流。在一个持续期为 0.138 秒的 TDM 帧中，一个

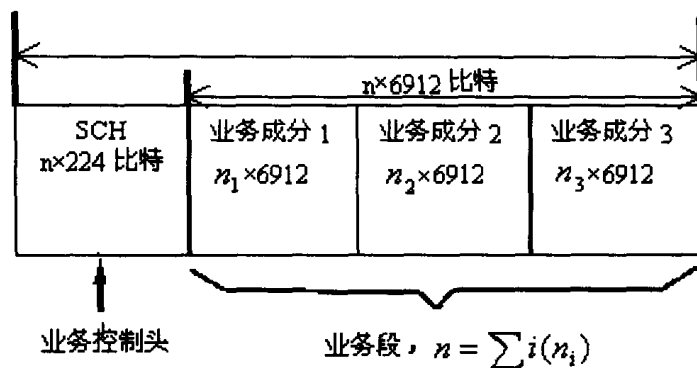


图 10-3 广播道帧

TDM 收集器把每个 PRC 放在共有 96 个 PRC 时隙的某个位置上。每个 PRC 时隙包含 5,244 比特,而 TDM 帧包含 $96 \times 5244 = 503,424$ 比特。TDM 帧如图 10-4 所示。每个 TDM 帧以一个 192 比特的主帧起始标志(MFP)开始,紧接着一个 4,224 比特的时隙控制信道(TSCC)。

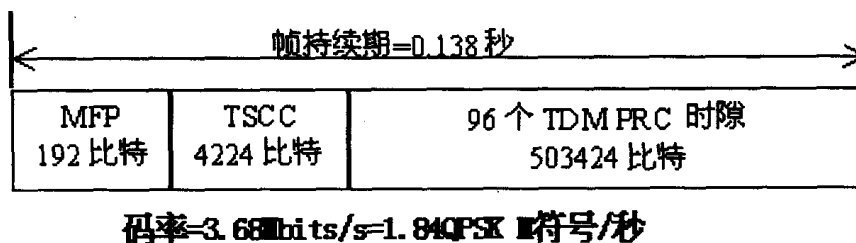


图 10-4 下行 TDM 帧

广播接收机利用 MFP 和 TSCC 来同步 TDM 帧,并确定帧中携带的包含在不同的 BC 帧里的 PRC 的位置,提供接收机所需的信息以去复用属于同一个选定的 BC 并重建 BC。TDM 信息流被分成 96 个时隙,在基带速率为 1.536Mbps 时每个时隙携带一个 16kbps 的基本数据率信道。由于加入了业务控制头、同步起始标志和前向纠错的冗余,每个下行 TDM 流携带 96 个 PRC 所需的实际比特率为 3.68Mbps。传送 TDM 流到接收机使用的是 L 波段载波的 QPSK 调制,符号率为 1.84M 符号/s(2bit/符号)。

数字系统 D 可以用一个透明的有效载荷来实现。这样的有效载荷将把上行 TDM 载波(一般工作在 7025-7075MHz 波段)变换到下行的 1452-1492MHz 之间。有效载荷将不含星上处理或 PRC 寻址能力。每个上行 TDM 载波都被复用以携带 96 个 16kbps 的 PRC,这些 PRC 是从位于卫星上行业务区的中心节点发出的。透明有效载荷上行和下行使用的 TDM 波形格式与上面描述的处理有效载荷下行的格式相同。但是,它被集中在一个上行 TDM 波形地面站而不是集中在卫星的线路板上。

10.3 MPEG Layer3 音频编码算法

10.3.1 概述

在数字系统 D 卫星声音广播系统中采用 ISO/MPEG Layer3。广泛使用的 Layer3 的三种版本是:标准方案 MPEG-1 Layer3、MPEG-2(半采样率)Layer 3 和扩展 MPEG-2.5(1/4 采样率)。使用这些不同的源编码运算,系统能工作的数字编码的比特率在 16kbps 到 128kbps 之间,级差为 16kbps,这样能提供不同等级的音质,例如:CD 立体声、FM 立体声、FM 单声道、AM 立体声以及 AM 单声道。

ISO/MPEG 编码方案的基本原理是:利用一个 FFT 实现的滤波器组(在 Layer3 的情况下,一个混合 FFT/DFT 实现的滤波器组),PCM 时域信号被映射到频域。在频域中,心理学模型计算声音信号允许的感觉阈值。量化和编码的核心是:在映射的声音频谱数据中使用频域阈值。最后,编码的数据和帧头以及边信息一起复用以组成比特流。解码器完成逆操作以恢复模拟声音信号。

与其他编码方案相比,Layer3 的编码效率高的主要原因在于以下四个基本特点:

- 根据心理学模型的要求,高的频率分辨率优化了噪声频谱形状。
- 熵编码(即霍夫曼编码)除去信号中的冗余。Layer3 使用 32 个不同的霍夫曼码表,码表能灵活的分配给编码信号。
- 比特储存器是一个短时的缓冲器,它允许“比特率节省”,这样具有稳定的编码质量。
- 先进的联合立体声编码技术能实现立体声信号的高压缩率。Layer3 是唯一一个支持两种立体声编码方法的层:中/侧(MS)立体声编码和强度立体声编码。

10.3.2 MPEG-1 Layer 3

ISO/IEC 标准 11172‘高达 1.5Mbit/s 数字存储介质的移动图象和相关声音编码’,更多的叫做‘MPEG-1’标准。MPEG-1 标准于 1991 年定稿。标准的音频部分即 ISO/IEC 11172-3 定义了 3 种算法,Layer 1,2,3 分别用于采样率为 48,44.1,和 32 kHz 的 PCM 音频信号的编码。在这些层中,Layer 3 是能力最强的方案,每声道或每立体声信号可提供从 32 到 320kbps 的比特率。根据 ITU-R Rec BS 1115,在 192kbps Layer 3 是唯一能提供广播质量的音频编码器。

10.3.3 MPEG-2 Layer 3 (半采样率扩展)

MPEG-1 编码算法主要是为高质量(‘类似 CD 质量’)的压缩单声道或立体声信号而设计的。建立 MPEG-1 标准时,允许低采样率的扩展标准显然是必要的。由于技术原因,只能通过使用较低采样率来实现很低比特率(小于或等于 32kb/声道)的最佳编码效率。结果是,MPEG-2 标准(ISO/IEC 13818-3)的低采样率(LSR)扩展定义了比特率低至 8kbps 时,24,22.05 和 16 kHz 采样率的用法。

10.3.4 MPEG-2.5 Layer 3(向极低采样率扩展)

尽管 MPEG-2 Layer3 半采样率允许低至 8kbps 的比特率,研究发现通过使用更低的采样率可进一步改善每声道比特率在 8 到 16kbps 之间的编码。结果,定义工作在 1/4 采样率的 MPEG-2 的扩展为 MPEG-2.5。此扩展与 MPEG-2 Layer 3 几乎相同,但允许 12, 11.25 和 8KHz 的采样率,对极低比特率来说可能是最好的音频质量。专家试听已经证实通过降低采样率明显的提高了低比特率时的感觉质量。

10.3.5 Layer 3 音频质量现状和改进

考虑到高质量的重建,最重要的参数是音频带宽。在编码过程中,通常这样选择带宽,即:编码的缺陷尽可能不被听见。128kbps 的 Layer 3 立体声提供类似 CD 质量,64kbps 在 11kHz 带宽附近提供很好的音质,16kbps 的单声道提供优于短波的质量。图 10-5 给出 Layer 3 音频带宽与每声道比特率之间关系的一个例子。需要重点说明的是 MPEG 标准介绍的只是比特流格式和解码过程而不是编码过程。这样,在编码器实现的所有改进将导致解码器更好的恢复音质(例如:更高带宽)。正在进行的有关 Layer 3 的优化工作有:

- 优化联合立体声技术
- 改进块切换机理
- 调整不同条件下的心理声学参数

预计优化工作的结果能进一步提高 Layer 3 音频编码算法的编码效率。

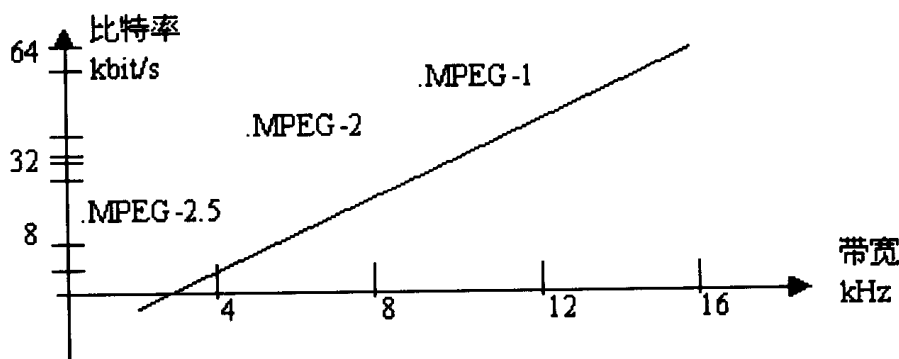


图 10-5 数字系统 D 音频带宽与每声道比特率之间关系的一个例子

10.4 广播接收机操作和接口

10.4.1 接收机操作

图 10-6 示意数字系统 D 的接收机方框图。

10.4.1.1 天线操作

天线必须具有接收两种圆极化方式发射的从 1452 到 1492MHz 不同 TDM 载波的能力。在假定 $T_{\text{sys}} = 160\text{K}$ 的情况下,为了达到规定的 -16.5dB/K 的最小值(G/T),要求天线

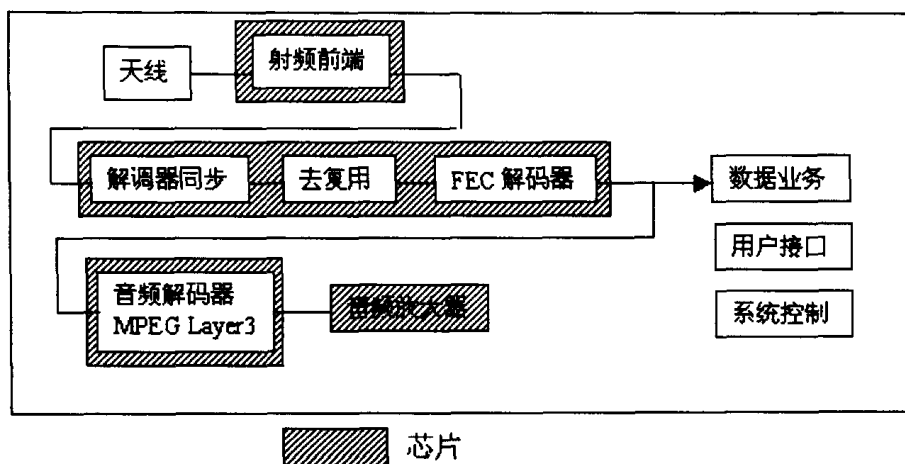


图 10-6 示意数字系统 D 的接收机方框图

的最小增益为 6dB。

通过一个半导体实现的极化选择开关,用一个天线可以接收两种极化(至少在移动使用的情况下)。标准的天线是一个单极性的,分别从提供 RHCP(右旋极化)和 LHCP(左旋极化)的分接处馈给两个分开的 LNA。天线是半波长电路,大小为 6cm,增益大约为 6dBi。此天线的射束宽度近似为 100 度,因此几乎没有方向性的要求——便携操作的一个附加优点。

在不利的接收环境下,能使用更高增益的天线(大约 12dBi)。变小的射束宽度将强迫它具有一些方向性,带有信号质量显示器的接收机支持它。天线方向性较高的一个重要优点在于改善了信号-干扰比。

鉴于上述原因,天线是可拆卸的,这样活动天线的输出信号通过电缆和输入接口被送到收音机。此种结构对信号穿透损失较高的室内环境来说是很好的。可拆卸天线可安装在户外,或安装在能进行视线接收的窗户附近,并通过一根嵌入的同轴电缆把信号送到接收机。但是,由于电缆的插入损耗能过度的劣化 G/T 性能,需要提高 LNA 增益以提供足够的裕量。

其他可用的高增益天线有:广播方面的螺旋状天线或轴向辐射天线。可调整方向角的倾斜以匹配本地的卫星接收方向角。在此应用中可使用接收机控制信号进行极化选择。

10.4.1.2 前端滤波

接收机前端是双变频超外差型的。为了达到要求的镜像抑制以及有效的衰减带外干扰,使用一个由高 Q 值绝缘同轴谐振器组成的三阶滤波器。经过第一次变频得到 115.244MHz 的中频,通过一个 SAW 滤波器来实现带内的选择性。考虑到第一个 L.O.(本振)和滤波器本身的耐热性,与 TDM 带宽对应的通带稍微有所增加。频谱滚降的整形完全在数字域内实现。

10.4.1.3 接收机线性引起的限制(IP3)

接收机抗干扰性是前端滤波器选择性的函数,这一点和接收机线性与大信号性能的关系是一样的。由于要做成电池供电的便携式的接收机,并打算投入成本敏感的市场,功率消耗是考虑的主要因素。结果,高线性值是很难达到的。对于最初的接收机,考虑到接收机天线接口,规定的最小值为: $IP3 = -40\text{dBm}$ 。

在灵敏的天线中使用的 LNA 参考输入的 IP3 为 -20dBm 。它通过在天线输出和接收机输入之间插入滤波器,从而为提高抗带内高电平的干扰的能力留下了足够的裕量。

10.4.1.4 一个 TDM 载波的调谐

40MHz 的 L 波段的频率接收范围能为每种极化方式(在 460kHz 的频道间隔)提供 82 个 TDM 载波信道。这些潜在的 TDM 载波位置将被直接寻址。一个 TDM 载波的带宽大约为 2.5MHz 并且频道间隔偏置很细的分辨率为频率规划和抗干扰提供了足够的灵活性。

10.4.1.5 解调

模拟调谐器前端的输出信号(在 1.84M 符号/秒的基带)被直接采样并变换到数字域。一个复杂的混频器把 QPSK 比特流相干解调成 I/Q 分量。复数信号经升平方根余弦奈奎斯特(Nyquist)滤波器后,数字再采样完成符号时钟的恢复。智能控制环能可靠的恢复在极低的 C/N 电平下的信号。它们展示了较强的追踪性能,直到接近 0dB C/N 为止,而比特误码率接近理论极限。

10.4.1.6 TDM 帧同步

主帧同步块接收由 QPSK 解调器解调的符号流并完成校准,通过相关来检测主帧前缀。同步字的已知模式还可用来校正 QPSK 解调固有的相位模糊。

10.4.1.7 BC 的去复用

TDM 帧包括 3 个区:

- 1) 同步所需的主帧起始前缀
- 2) 包含基本码流信道位置和结构信息的时隙控制信道(TSCC)。
- 3) TDM PRC 数据区

PRC 数据区包含 96 个净码率为 16kbit 的基本数据率信道,其中 1 个到 8 个 PRC 能被集成为一个广播信道。广播信道与数据容量相对应,它由节目提供者选择以分别满足声音质量与附加数据内容的不同要求。

TDM 去复用器的作用是从比特流中提取选定的 BC。属于选定的广播信道的不同 PRC 的符号通过数据流再生单元,通过使用“填充比特”技术去掉选定的 PRC 之间的瞬时偏差。

10.4.1.8 FEC 解码 BC:维特比+解交织+R/S

为了在低 C/N 比的情况下达到 10^{-4} 的低误比特率,使用了一个纠错能力强的方法。它由作为内码的维特比卷积解码解交织和作为外码的 Reed-Solomon 块解码级联而成。这些保护结构可在广播信道层使用(而不是 PRC 层),只允许接收机使用它们一次,还可用在单独选择的 BC 的数据率层。此模块的输出是广播信道。广播信道组织由属于同一业务的不同业务成分构成。构成 BC 的业务结构和业务成分在业务控制头(SCH)中传送。

10.4.2 SCH 功能:业务类型,预约业务

为了能够最佳的自动选择一项业务,业务控制头(SCH)为接收机提供以下信息,例如:业务成分类型及数量、语言、节目类型及识别业务提供者的标志。除了声音业务以外,还可传送静止图像序列或数据业务。这些将使用不同的业务成分格式,这些格式由接收机从 SCH 信息中识别。加密是附加的操作。选定的加密系统使用 3 把钥匙:硬件钥匙(识别接收机),用户钥匙(识别授权),以及广播钥匙(识别不同的业务提供者)。表 10-2 总结了业

务控制头的功能。

表 10-2 数字系统 D 业务控制头功能总结

区 组	区 名	目 的
业务前缀	业务前缀	用来同步每个业务成分
业务控制数据	比特率标记	指示业务的总比特率
业务控制数据	加密控制	如果有的话,提供有关使用何种加密方法的信息
业务控制数据	附加区内容指示 1 (ACI1)	这是一个多用途的区,它控制与业务有关的特定功能
业务控制数据	附加区内容指示 2 (ACI2)	与 ACI1 相同,但控制 ADF2(附加数据区)
业务控制数据	业务成分的数量(N_{sc})	此区指示一个 BC 帧中包含的业务成分的数量,它可在 1-8 之间变化。
业务控制数据	附加数据区 1(ADF1)	内容由 ACI1 规定的的数据区。
业务控制数据	ADF2 多帧起始标志 (SF)	指示多帧数据区的存在和起始,其数据由 ADF2 内的连续帧携带。
业务控制数据	ADF2 段偏置及长度区	多帧中包含的总段数减去 1
业务控制数据	附加数据区 2(ADF2)	包含由 ACI2 指示的数据类型的数据区
业务成分控制数据	业务成分控制区 (SC-CF)	包含去复用以及解码 BC 中的每个业务成分所需的信息。包括比特率,类型(MPEG 音频,等等)和节目类型(音乐,讲话,等等),以及 SC 的语言。
附加业务	动态标志	这是一个串行字节流,它的区宽随 BC 的大小而变化。能用来传送诸如广播机构名称或者在接收机上显示的有关广告素材的条款。

10.4.3 声音业务的解码

MPEG 音频解码器接收 BC 选定和去复用的音频业务成分。起初,提取 MPEG 头信息和边信息。头信息包含与要求的解码模式有关的信息,例如:采样率、比特率以及立体声;其中边信息含有频谱间隔比例因子、DCT 块类型以及霍夫曼码表选择。在 CRC 校验之后完成霍夫曼解码和 DCT 处理。最后,数字输出信号被转换成模拟信号并送到音频线路输出和扬声器。

10.4.4 总体 RF/IF 选择性

图 10-7 所示的保护率曲线说明典型的数字系统 D 接收机的总体选择性。曲线给出了 QPSK 调制的干扰器的电平,以 dBm 为单位 P_{int} 画在垂直轴,干扰频率 f_{int} 画在水平轴,要

求 P_{int} 在接收机的 QPSK 解码器的输出引起的误比特率为 10^{-2} 。要求 QPSK 调制的信号电平为 -90 dBm 。选择性曲线的形状由主要五个部分决定:1)天线选择性(频率和方向性),2)RF 选择性,3)第一个中频声表面波滤波器的选择性,4)第二个中频低通滤波器,5)数字频谱成形。

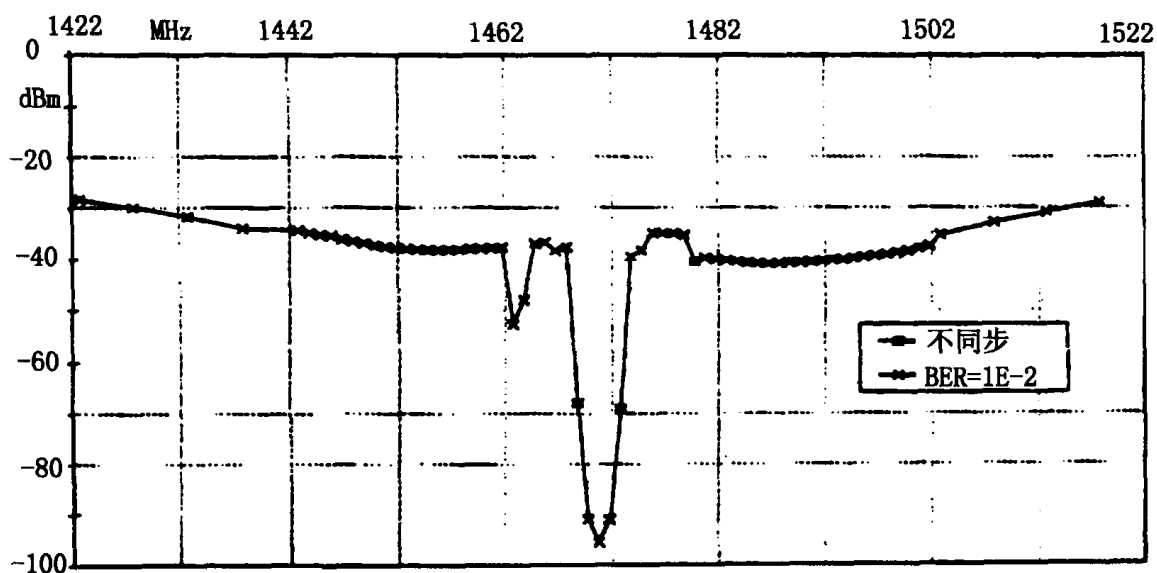


图 10-7 数字系统 D 典型接收机的保护率(a)QPSK

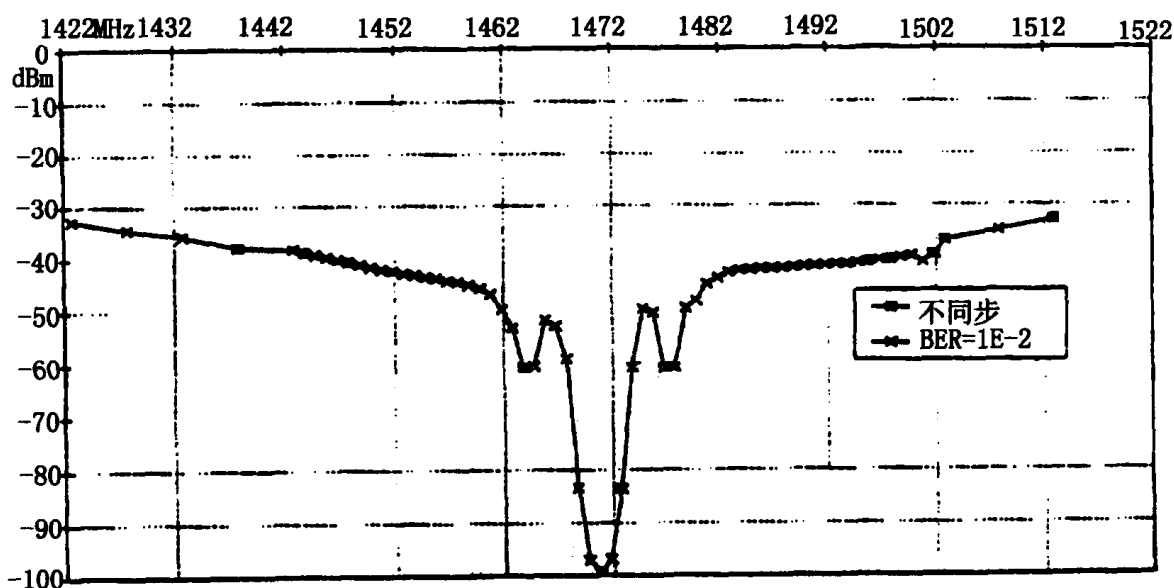


图 10-7 数字系统 D 典型接收机的保护率(b)正弦曲线

10.4.5 接收机 BER 目标及范围

由于使用了强大的纠错方案,用 4.5 dB 这么低的载噪比能满足 10^{-4} 的 BER 目标。由于载波电平接近带内噪声台阶,必须通过适当安排对选择性起决定因素的部分来降低干扰。

10.4.6 增强接收机抗干扰能力的措施

在中等干扰的情况下,选通和截止波段滤波器或衰减器能插在天线和接收机模块之间。这可以通过高增益天线得到加强,此天线又能通过它改进的方向性来衰减干扰。如果干扰很强的话,带一个满足线性和选择性特殊要求的 LNA 的高增益天线也能使用。

10.5 链路预算

对于典型的功率通量密度为 $-141.4\text{dBW}/\text{m}^2/4\text{kHz}$ 和 $-145.4\text{dBW}/\text{m}^2/4\text{kHz}$ 来说, G/T 为 -13dB/K 的广播接收机要求下行极限分别是 9dB 、 5dB 。这些通量密度对应着与每个射束峰值天线增益有关的近似为 -4dB 和 -8dB 的增益等高线。

10.5.1 处理转发器

表 10-3 给出一个典型的有关下行的处理转发器的链路预算。链路预算用于 30° 倾斜角、 G/T 为 -13.0dB/K 的接收地面站。

卫星天线增益是 25.6dB (-4dB 相对于峰值)而转发器输出功率是 300瓦 ($2 \times 150\text{瓦}$ TWTA 并机)。由 TWTA 并联,高功率隔离器,滤波器和波导引起的输出损失总计为 1.3dB 。TDM 波形引起 0.3dB 的调制损失。这样网络下行 EIRP 为 48.8dBW (EOC)。

使用一个码率为 $1/2$ 的维特比解码器和一个 Reed-Solomon 块解码器,一个后 FEC BER 10^{-4} 要求的 E_b/N_0 理论值是 2.7dB 。有效载荷和广播接收机样机硬件的实现损耗被定为 2.3dB 。这样一个接收机输入需要一个 67.0dBHz 的 C/N_0 以支持 1584kbps 的数据率。

用一个 G/T 为 -13.0dB/K 的接收机,一个 48.8dBW 的卫星 EIRP 和 0.1dB 的大气层损耗,接收的 C/N_0 是 76.7dBHz ,产生的余量为 9.7dB 。其他 G/T 值的接收机或者运行在 -4dB 下行天线等值线之外的接收机可能有不同的链路极限。

10.5.2 透明转发器

表 10-4 给出一个典型的下行透明转发器的链路预算,转发器具有和处理的目标一样的无线接收机参数。下行预算适用于一个 TDM,它具有 82.4dBHz 的普通上行 $C/(N_0 + I_0)$ 或 17.4dB 的 C/N 和上行噪声引起的 0.1dB 的输出补偿(OBO)。OBO 为此值时,在下行抑制或衰减不足的情况下(除了另外引起卫星补偿以外,不包括从上行再传送的噪声。),在接收机样机的输入端,EIRP 值为 48.7dBW 的卫星其 $C/(N_0 + I_0)$ 值保持在 76.6dBHz 。在上行 $C/(N_0 + I_0)$ 为 82.4dBHz 而接收机的输入端要求的 $C/(N_0 + I_0)$ 为 67.2dBHz 的情况下,要求下行保持的总 $C/(N_0 + I_0)$ 为 67.3dBHz ,而下行链路极限为 9.3dB 。同理,对上行信号最坏情况来说,上行链路极限可为 8.6dB 。

表 10-3 数字系统 D 处理的转发器下行预算

下行频率(GHz)	1.48
卫 星	
转发器输出功率(W)	300.0

输出损耗(dB)	1.3
OBO (dB)	0.3
天线增益 (dB)	25.6
EIRP(dBW)	48.8
传 播	
仰角(°)	30.0
距离(km)	38612.6
自由空间损耗 (dB)	187.6
指向损耗 (dB)	0.0
大气层损耗 (dB)	0.1

广播接收机

功率流密度(dBW/m ²)	-114.1
G/T (dB/K)	-13.0
接收的 C/N ₀ (dBHz)	76.7
要求的 E _b /N ₀ (dB)	2.7
硬件损耗(dB)	1.8
符号间干扰(dB)	0.5
比特率(kHz)	1584.0
要求的 C/N ₀ (dBHz)	67.0
链路极限(dB)	9.7

表 10-4 数字系统 D 透明转发器下行预算

下行频率(GHz)	1.48
卫 星	
转发器输出功率(W)	300.0
输出损耗(dB)	1.3
OBO (dB)	0.3
天线增益 (dB)	25.6
EIRP(dBW)	48.8
传 播	
仰角(°)	30.0
距离(km)	38612.6
自由空间损耗 (dB)	187.5
指向损耗 (dB)	0.0
大气层损耗 (dB)	0.1
广播接收机	
G/T (dB/K)	-13
要求的 E _b /N ₀ (dB)	2.7
硬件损耗 (dB)	1.8
符号间干扰 (dB)	0.5
卫星 HW 损耗 (dB)	0.2
比特率 (kHz)	1584.0
要求的 C/N ₀ (dBHz)	67.2

上行在额定条件下

卫 星

上行 $C/N + I$ 引起的 OBO(dB) 0.1

EIRP (dBW) 8.7

广播接收机

功率流密度(dBW/m²) -114.1

G/T (dB/K) -13.0

接收的 C/N_0 (dBHz) 76.6上行 $C/(N_0 + I_0)$ (dB) 82.4要求的 $C/(N_0 + I_0)$ (dB) 67.2要求的下行 $C/(N_0 + I_0)$ (dB) 67.3

链路极限(dB) 9.3

上行在最坏情况下

卫 星

上行 $C/N + I$ 引起的 OBO(dB) 0.3

EIRP (dBW) 48.5

广播接收机

功率流密度(dBW/m²) -114.4

G/T (dB/K) -13.0

接收的 C/N_0 (dBHz) 7上行 $C/(N_0 + I_0)$ (dB) 76.4要求的 $C/(N_0 + I_0)$ (dB) 67.2要求的下行 $C/(N_0 + I_0)$ (dB) 67.8

链路极限(dB) 8.6

参考文献

- 1 Dietmar Rudolph: Digital Transmission in the AM Band, Supplement to the Proceedings of 5th International Symposium on Broadcasting Technology (ISBT'97.BEIJING)
- 2 Dietmar Rudolph: Digital Rundfunk – übertragung in den AM – Bändern. Kleinheubacher Tagung 1996
- 3 Achim Brakemeier: Digitaler Mittelwellenrundfunk, telekom praxis, 9/96
- 4 ITU Radio Communication Study Groups Digital Broadcasting Systems Intended for AM Bands, Modification to report ITU – R BS.2004, Rome 16.03.96
- 5 Deutsche Telekom: Digital AM System Proposal Version 1.2 31. July 1998
- 6 THOMCAST: Skywave 2000 , 1998, 8
- 7 ITU C 10B/TEMP/3 – E 118 March 1998: Terrestrial Digital Sound Broadcasting: Recent Development in Digital Sound Broadcasting
- 8 ITU Documents 10/6 – E 2 February 1998: System Digital Sound Broadcasting to Vehicular, Portable and Fixed Receivers for Broadcasting – satellite Service (Sound) Bands in The Frequency Range 1 400 – 2 700 MHz
- 9 ITU Documents 10A/TEMP/9 – E 26 March 1998: Digital Sound Broadcasting Below 30 MHz

Images have been losslessly embedded. Information about the original file can be found in PDF attachments. Some stats (more in the PDF attachments):

```
{
  "filename": "MTAzMDY3NTAuemlw",
  "filename_decoded": "10306750.zip",
  "filesize": 13216027,
  "md5": "5d7cfda12e2df0a2cab15003dc17518b",
  "header_md5": "297d679d6b4de5543461a0ef5daeb6c3",
  "sha1": "ce68408598f3762de79d18fae4706c2a77d4e18d",
  "sha256": "802199af1288ce0660f6413fbc9bc5731e47c153623405022b30af3e651087d4",
  "crc32": 395293294,
  "zip_password": "",
  "uncompressed_size": 13857045,
  "pdg_dir_name": "\u2569\u00b2\u256b\u2553AMFM\u2559\u03b4\u2569\u00b2\u256b\u2553\u256c\u2514\u2568\u255f\u2563\u03c0\u2593\u00d1\u255d\u255d\u2569\u2321_10306750",
  "pdg_main_pages_found": 150,
  "pdg_main_pages_max": 150,
  "total_pages": 160,
  "total_pixels": 1123630080,
  "pdf_generation_missing_pages": false
}
```