

国 际 电 信 联 盟

ITU-R

国际电联无线电通信部门

ITU-R BS.1114-7 建议书

(12/2011)

**用于30-3 000 MHz频率范围内
车载的、便携式的和固定接收机的
地面数字声音广播系统**

BS 系列

广播业务(声音)



国际电信联盟

前言

无线电通信部门的职责是确保卫星业务等所有无线电通信业务合理、平等、有效、经济地使用无线电频谱，不受频率范围限制地开展研究并在此基础上通过建议书。

无线电通信部门的规则和政策职能由世界或区域无线电通信大会以及无线电通信全会在研究组的支持下履行。

知识产权政策 (IPR)

ITU-R的IPR政策述于ITU-R第1号决议的附件1中所参引的《ITU-T/ITU-R/ISO/IEC的通用专利政策》。专利持有人用于提交专利声明和许可声明的表格可从<http://www.itu.int/ITU-R/go/patents/en>获得，在此处也可获取《ITU-T/ITU-R/ISO/IEC的通用专利政策实施指南》和ITU-R专利信息数据库。

ITU-R 系列建议书

(也可在线查询 <http://www.itu.int/publ/R-REC/en>)

系列	标题
BO	卫星传送
BR	用于制作、存档和播出的录制；电视电影
BS	广播业务 (声音)
BT	广播业务 (电视)
F	固定业务
M	移动、无线电定位、业余和相关卫星业务
P	无线电波传播
RA	射电天文
RS	遥感系统
S	卫星固定业务
SA	空间应用和气象
SF	卫星固定业务和固定业务系统间的频率共用和协调
SM	频谱管理
SNG	卫星新闻采集
TF	时间信号和频率标准发射
V	词汇和相关问题

说明： 该ITU-R建议书的英文版本根据ITU-R第1号决议详述的程序予以批准。

电子出版
2012年，日内瓦

© ITU 2012

版权所有。未经国际电联书面许可，不得以任何手段复制本出版物的任何部分。

ITU-R BS.1114-7建议书

用于30-3 000 MHz频率范围内车载的、
便携式的和固定接收机的
地面数字声音广播系统

(ITU-R 56/6号研究课题)

(1994-1995-2001-2002-2003-2004-2007-2011年)

范围

本建议书描述用于30-3 000 MHz频率范围内车载、便携式和固定接收机的若干地面数字声音广播系统，具体阐释每种系统的主要功能特性，如源编码、信道编码、调制、传输结构以及实现良好服务质量的门限电平。

国际电联无线电通信全会，

考虑到

- a) 覆盖本地、地区和国家、用于30-3 000 MHz频率范围内车载的、便携式的和固定接收机的地面数字声音广播（DSB），在世界范围内引起了越来越多的关注；
- b) 为了说明对车载的、便携式的和固定接收机的DSB系统分别对于地面和卫星传输的必然要求，ITU-R已经通过了ITU-R BS.774建议书和ITU-R BO.789建议书；
- c) ITU-R BS.774建议书和ITU-R BO.789建议书承认互为补充地使用地面和卫星系统的好处，并要求DSB系统允许具有通用处理甚大规模集成电路（VLSI）的共用接收机和通过大批量生产低成本的接收机；
- d) 附件2中描述的数字系统A满足ITU-R BS.774建议书和ITU-R BO.789建议书的所有要求，许多国家已经在200 MHz-1500 MHz之间的多个频带对该系统进行了现场测试和演示；
- e) 附件3中描述的数字系统F满足ITU-R BS.774建议书的所有要求，多个国家已经在188-192 MHz和2 535-2 655 MHz频带对该系统进行了现场测试和演示；
- f) 附件4中描述的数字系统C满足ITU-R BS.774建议书的所有要求，已经在88-108 MHz频带对该系统进行了现场测试和演示；
- g) 附件5描述的数字系统G满足ITU-R BS.774建议书的要求，且E模式系统已得到成功的现场测试并在VHF I频段（47-68 MHz）、VHF II频段（87.5-108 MHz）和VHF III频段（174-230 MHz）中得到演示；
- h) 在第7届世界广播联盟大会（1992年4月27-30日，墨西哥）上，世界广播联盟一致决定：

“1 应努力达成一个在世界范围内唯一的DAB标准以及

2 催促管理部门考虑对通用信元编码和信道编码的用户以及在1.5 GHz实现全世界基础上的数字声音广播给予援助；”

- j) MPEG-2传送流（MPEG-2 TS）作为传送数字编码信息的容器被广泛应用；
- k) 在欧洲的标准化进程已经导致数字系统A（Eureka 147，作为ETSI ETS 300 401标准）被采纳，用于车载的、便携式的和固定接收机的BSS（声音）声音广播；
- l) 在日本的标准化进程已经导致数字系统F作为声音广播的综合业务数字地面广播（ISDB-T_{SB}）被采纳，用于车载的、便携式的和固定接收机的数字地面声音广播系统；
- m) ISDB技术能够用于实现充分发挥数字广播全部优势的業務，ITU-R BT.1306建议书包含了用于数字地面电视广播的ISDB-T系统，
- n) 美国已通过标准化进程通过了作为NRSC-5的用于车载、便携和固定接收机的数字地面声音广播系统，即，数字系统C（IBOC系统）；
- o) 欧洲通过标准化进程通过了用于车载、便携和固定接收机的数字地面声音广播系统，即数字系统G（作为ES 201 980 3.1.1标准的DRM），

注意到

- a) 数字系统的概述见附件 1；
- b) 关于数字系统A、C、F和G的简要的系统描述分别见附件2、3、4和5；
- c) 数字系统A、F和C的完整的系统描述包含在数字声音广播手册中，

建议

1 分别在附件2、3、4和5中描述的数字系统A、F、C和/或G，应被用于30-3 000 MHz频率范围内车载的、便携式的和固定接收机的地面DSB业务；

2 希望实现满足ITU-R BS.774建议书中规定的部分或全部要求的地面DSB业务的主管部门，在选择系统时应该使用表1来评价数字系统A、F、C和G各自的优点，

请国际电联成员和无线电收音机制造商研究

1 旨在通过手动或最好是自动选择方式与目前在所有相关频段内工作的各种不同模拟和数字无线电广播系统兼容的、经济可行、便携、多频段和多标准的无线电收音机；

2 方便下载某些特定功能，如解码、导航、管理能力等升级的数字无线电收音机。

表1

以在ITU-R BS.774建议书中列出的推荐技术和操作特性为基础，
评价数字系统A、F、C和G的性能

来自ITU-R BS.774建议书的特性 (简洁的措词)	数字系统A	数字系统F	数字系统C	数字系统G
音质范围和接收类型	每个音频信道音质范围从8-384 kbit/s, 以8 kbit/s递增, 在接收机中配备典型地工作在192 kbit/s的MPEG-2第II层音频解码器。 该系统是为车载的、便携式的和固定的接收设计的	音质范围从电话质量到CD质量, 也能够达到5.1多声道音频。对于立体声, MPEG-2高级音频编码(AAC)解码器典型地工作在144 kbit/s。 该系统是为车载的、便携式的和固定的接收设计的	采用HD编解码器 ⁽¹⁾ 的解码器, 音质范围从36 kbit/s到96 kbit/s。 该系统是为车载 ⁽²⁾ 、便携式的和固定的接收设计的	整个多路复用中有效内容的比特率范围为37-186 kbit/s, 每种模式最多有4种业务。使用MPEG-4 HE-AAC v2解码器可实现CD质量, 同时可实现5.1多信道音频。 该系统计划用于车载、便携式和固定接收机 ⁽³⁾
频谱效率高于FM	在小于200 kHz的带宽内可以获得FM立体声质量; 同信道和相邻信道保护要求比对FM的保护要求低得多。在中继器重复使用相同频率的情况下, 效率格外地高。(具有卷积纠错编码、编码的正交频分复用(COOFDM)的正交多载波调制)	在小于200 kHz的带宽内可以获得FM立体声质量; 同信道和相邻信道保护要求比对FM的保护要求低得多。在中继器重复使用相同频率的情况下, 效率格外地高。使用16/64正交幅度调制(QAM)载波调制, 效率会更高。(具有级联码组和卷积纠错编码的正交频分复用(OFDM))	不需要另外的频谱就可以获得FM立体声质量和数据; 同信道和相邻信道保护要求比对FM的保护要求低得多。系统是交织的以便减轻第一相邻信道问题, 系统在存在同信道模拟数字干扰的情况下更为牢靠	可在100 kHz带宽范围内实现FM立体声质量和数据; 同信道和相邻信道保护要求比对FM的保护要求低得多。可通过在同一频率上(即单频网络(SFN))操作多个发射机进一步提高频谱使用效率, 如果中继器重复使用相同频率, 则频谱使用效率尤其高。使用除4-QAM调制外, 通过使用16-正交幅度调制(QAM)载波调制, 效率会更高。(带有多层纠错编码的正交频分多址(OFDM))。

表1（续）

来自ITU-R BS.774建议书的特性 (简洁的措词)	数字系统A	数字系统F	数字系统C	数字系统G
在多径和遮蔽环境中的性能	系统针对多径效应进行了特别设计，它以落在一个给定时间间隔内的回波的功率和为基础开展工作。 这个属性允许使用同频中继器来覆盖地形被遮蔽的区域	系统针对多径环境进行了特别设计，它以落在一个给定时间间隔内的回波的功率和为基础开展工作。 这个属性允许使用同频中继器来覆盖地形被遮蔽的区域	系统针对多径效应进行了特别设计，系统采用OFDM调制，因而在多径方面获得了较高的性能。 这个属性允许使用同频中继器来覆盖地形被遮蔽的区域	系统针对多径环境进行了特别设计，它以落在一个给定时间间隔内的回波功率和为基础进行工作。 该功能特性方便使用同信道中继器来覆盖地形被遮蔽的区域
适于卫星（S）和地面（T）广播的共用接收机信号处理	不适用。 只用于地面	不适用。 只用于地面	不适用。 只用于地面	不适用 只用于地面

表1 (续)

来自ITU-R BS.774建议书的特性 (简洁的措词)	数字系统A	数字系统F	数字系统C	数字系统G
再配置质量与节目数量之间的权衡	取决于误码保护程度，业务多路复用以8 kbit/s至约1 Mbit/s的容量不同的64个子信道为基础，也可以动态方式彻底进行再配置。每一个子信道还可包含数量不限的、容量可变数据包信道	有效载荷数据的多路复用以MPEG-2系统为基础，可在任意步骤选择音频数据速率，以实现节目音频质量与业务数量之间的权衡。可通过传输和多路复用配置控制(TMCC)动态再配置调制及纠错等传输参数	为增加或降低数据速率，广播机构可自行在36至96 kbit/s的范围内通过采用HDC传送功能动态重新为音频或数据分配比特 接收机可动态再配置，以便与操作传输模式相匹配	业务多路复用可最多支持四个流，其容量根据广播机构需求的不同而不同，并可以动态方式彻底进行再配置。每一个流均可承载音频或数据内容，为实现最大效率，数据包的规模可由广播机构配置。接收机可动态再配置，以便与操作传输模式相匹配
覆盖范围与节目数量之间的权衡	可通过为64个子信道中的每一个信道使用收缩卷积编码为音频提供五个级别的保护，并为数据业务提供八个级别的保护(前向纠错(FEC)范围为1/4至3/4)	提供四种类型的调制和五个级别的保护(载波调制:差分四相移相键控(DQPSK)、QPSK、16-QAM、64-QAM, 编码率:1/2、2/3、3/4、5/6、7/8)	系统保持所有节目的统一覆盖。在出现相邻信道干扰时,次级载波可能降低范围。(载波调制:QPSK)	可提供两种调制(4-QAM、16-QAM)和不同级别保护(SDC两级, MSC四级), 每个流可以动态配置。(前向纠错(FEC)范围为1/4至5/8)

表1 (续)

来自ITU-R BS.774建议书的特性 (简洁的措词)	数字系统A	数字系统F	数字系统C	数字系统G
适于不同节目传送方式的共用接收机 - 地面业务	允许采用相同调制的、有一个或多个发射机工作在单一频率网络上的本地、地区和国家地面业务采用共用接收机	允许采用相同调制的、有一个或多个发射机工作在单一频率网络上的本地、地区和国家地面业务采用共用接收机	系统使用共用天线和与现有模拟FM广播设备兼容的前端。在混合模式的数字部分或者全数字模式下，允许本地业务以及地区、国家地面业务有一个或多个发射机工作在单一频率的网络上，允许共同传送FM节目，从而实现从数字到模拟以及反过来从模拟到数字的无缝过渡 允许以模拟和数字模式同时广播相同节目	允许采用相同调制的、有一个或多个发射机工作在单一频率网络上的本地、地区和国家地面业务采用共用接收机 其设计仅为地面数字系统

表1 (续)

来自ITU-R BS.774建议书的特性 (简洁的措词)	数字系统A	数字系统F	数字系统C	数字系统G
- 合成/混合 - 电缆发送	允许使用与地面声音广播相同的频带(合成), 以及使用地面同频中继器来增加卫星的覆盖范围(混合), 使所有这些信道能够被共用接收机透明地接收。 信号能够经过电缆透明地传输	允许使用与地面声音广播相同的频带(合成), 以及使用地面同频中继器来增加卫星的覆盖范围(混合), 使所有这些信道能够被共用接收机透明地接收。 信号能够经过电缆透明地传输	信号能够经过电缆透明地传输	信号能够经过电缆透明地传输

表1 (续)

来自ITU-R BS.774建议书的特性 (简洁的措词)	数字系统A	数字系统F	数字系统C	数字系统G
与节目相关的数据 (PAD) 能力	通过相应降低任何音频信道的数量可提供 0.66 kbit/s至64 kbit/s的 PAD信道容量, 可向所有接收机提供仅显示接收机字母数字显示屏的节目和业务识别动态标签。在接收机上通过图形显示器 (1/4视频图形阵列 (VGA)) 提供基本超级文本标记语言 (HTML) 解码和联合图片专家组 (JPEG) 图像解码等。	PAD多路复用以MPEG-2系统为基础	PAD是系统不可或缺的组成部分, 可在不降低音频质量或减少数据信道数量的前提下通过机会数据提供。可向所有接收机提供在任何接收机字母数字显示屏上显示的节目和业务标识动态标签	提供选择广播机构容量的PAD。为所有接收机提供在任何接收机字母数字显示屏上显示的节目和业务标识动态标签 (DRM文本信息; 伴随节目的标签 (统一码字符)); 电子节目指南; 先进的基于文本的信息服务 (统一码字符), 支持各类接收机, 并触发互动和位置意识; 伴随节目的图像+ 动画流量信息小型视频
灵活的业务分配	多路复用可在对于用户而言是透明的情况下进行动态再配置	多路复用可在对用户而言是透明的情况下进行动态再配置	系统以对用户透明的方式自动在音频和数据之间进行再配置	多路复用可以对用户透明的方式进行动态再配置

表1 (续)

来自ITU-R BS.774建议书的特性 (简洁的措词)	数字系统A	数字系统F	数字系统C	数字系统G
多路复用结构与开放系统互连 (OSI) 兼容	系统多路复用结构符合OSI分层模型, 对数据信道而言尤其如此, 但MPEG-2第II层音频信道的非均等误码保护功能除外	系统多路复用结构完全符合MPEG-2系统体系架构	系统以OSI分层模型为基础, 包括数据和音频, 但音频编解码的独特误码保护除外	系统多路复用结构符合所有业务的OSI分层模型
增值数据能力	任何未用于音频的子信道 (64以外) 都可用于与节目无关的数据业务。可在快速信息信道 (FIC) 中承载为所有调谐至多路复用任何业务的接收机提供的高优先业务数据包信道 (FIC)。 最高总容量为16 kbit/s。接收机配有向计算机传送数据的无线电数据接口 (RDI)	可为任何独立数据分配达到完全有效载荷容量的任何速率容量, 以提供业务数据、寻呼、静止图像、图形等 (如有必要, 可在有条件访问控制下进行)	可向独立数据分配达到全部有效载荷容量的任何速率的容量, 以提供业务数据、寻呼、静止图像、图形等 (如有必要, 可在有条件访问控制情况下进行)	可向独立数据分配达到全部有效载荷容量的任何速率的容量, 以提供业务数据、寻呼、静止图像、图形等 (如有必要, 可在有条件访问控制情况下进行)

表1（完）

来自ITU-R BS.774建议书的特性 (简洁的措词)	数字系统A	数字系统F	数字系统C	数字系统G
接收机低成本制造	允许大批量生产和低成本的用户接收机，典型的接收机已经被集成在两个芯片中，单芯片制造商已经能把所有的接收机电路集成到一个芯片中	为了实现最初的低复杂度的车载接收机调度，对系统作了特别的优化。为了获得基于大规模集成电路（LSI）大批量生产技术的低成本接收机，已经建立了标准化组织	为了实现最初的低复杂度的车载接收机调度，对系统作了特别的优化	有利于大规模生产低成本消费接收机

⁽¹⁾ 有关HD编解码器（HDC）的补充信息见www.ibiquity.com。

⁽²⁾ 在带内信道上（IBOC）芯片组中实现的模式（数字系统C）不支持频率在230 MHz以上的车载工作。

⁽³⁾ 该系统已在1区和3区得到成功测试。

在2区方面，目前没有现场测试数据来显示在同频道和相邻频道干扰极其严重的区域是否与模拟广播兼容。

附件1

数字系统概述

1 数字系统A概述

数字系统A，也被称作Eureka 147数字声音广播（DAB）系统，已经发展为卫星广播和地面广播两方面的应用以便允许使用共用的低成本接收机。该系统被设计成提供车载的、便携式的和固定的接收，接收采用位于地面上方1.5 m、低增益全向接收天线。数字系统A允许互为补充地使用卫星和地面广播发射机，从而所有的接收地点都能获得更高的频谱效率和更高的业务可用性。它通过采用同频地面中继器来填补覆盖间隙，特别地提供了在多径和遮蔽环境下的改进性能，而这些环境是典型的的城市接收状况。数字系统A能够提供各种级别的声音质量，直到高质量的声音可以和从用户数字记录的媒体获得的声音相比，它也能够提供各种数据业务和不同级别的有条件访问，以及动态地重新安排包含在多路复用中的各种业务的能力。

2 数字系统F概述

数字系统F，也被称作ISDB-TSB系统，被设计成提供具有高可靠性的高质量声音和数据广播，即便是在移动接收中。该系统也被设计成为使用地面网络的多媒体广播提供灵活性、可扩展性和通用性，该系统是一个采用OFDM调制、二维频率—时间交织和级联纠错码的可靠的系统，系统中采用的OFDM调制被称为频带分段传送（BST）-OFDM，该系统与用于地面电视广播的ISDB-T系统在物理层有共同之处，该系统具有许多传输参数，例如载波调制体制、内部纠错码的编码率和时间交织的长度，一些载波被分配给TMCC载波，该载波发送用于接收机控制的传输参数信息。数字系统F能够采用高压缩音频编码方式例如MPEG-2 AAC。并且，该系统采用MPEG-2系统，它与采用MPEG-2系统的其它系统如ISDB-S、ISDB-T和DVB-T具有通用性和互操作性。

3 数字系统C概述

数字系统C，也被称作IBOC DSB系统，是一个十分发达的系统。该系统被设计成采用地面发射机提供车载的¹、便携式的和固定的接收。虽然数字系统C能够在空闲的频谱上实现，但是该系统的一个重要特性是它能够在现有的FM广播频带上提供模拟和数字信号的同时联播，这个系统特性将被容许现有FM广播公司所寻求的从模拟广播过渡到数字广播的合理转变。该系统在多径环境下提供改进的性能，从而使系统的可靠性要高于现有模拟FM工作提供的可靠性。数字系统C提供可以和从用户数字记录的媒体获得的音质相比的、提高的音质。而且，该系统给广播公司加入了灵活性，能够提供除了增强的音频节目之外新的数据广播业务。此外，为了使数据广播的能力最大化，该系统允许音频和数据广播容量之间的比特配置。

¹ 在IBOC芯片组中实现的模式（数字系统C）不支持频率在230 MHz以上的车载工作。

4 数字系统G概述

亦称做世界数字无线电广播（DRM）系统的数字系统G旨在用于划分给世界范围内模拟声音广播各频段中的地面广播应用。该系统遵守国际电联确定的频谱掩模，因此有利于模拟向数字广播的顺利过渡。该系统的设计为纯数字系统。在30 MHz以上频段内，该系统确定了强健性模式E（亦称做DRM+），以提供可与消费数字录音媒介音频质量可媲美的质量。此外，数字系统G还提供各种不同数据业务，包括图像和电子节目指南，以及在不丢失音频的情况下动态重新安排多路复用中所含的各种业务的能力。

附件2

数字系统A

1 引言

数字系统A被设计成为车载的、便携式的和固定接收机的接收提供高质量、多业务的数字无线广播，它被设计成能工作在一直到3 000 MHz的任何频率，适用于地面、卫星、混合（卫星和地面）和电缆广播传输，该系统也被设计成为一个灵活的、通用的ISDB系统，能够支持许多种信元编码和信道编码选项、与声音节目有关的数据和独立的数据业务，符合ITU-R BO.789建议书和ITU-R BS.774建议书给出的灵活的、远距离的业务和系统要求，为数字声音广播手册和ITU-T BS.1203报告所支持。

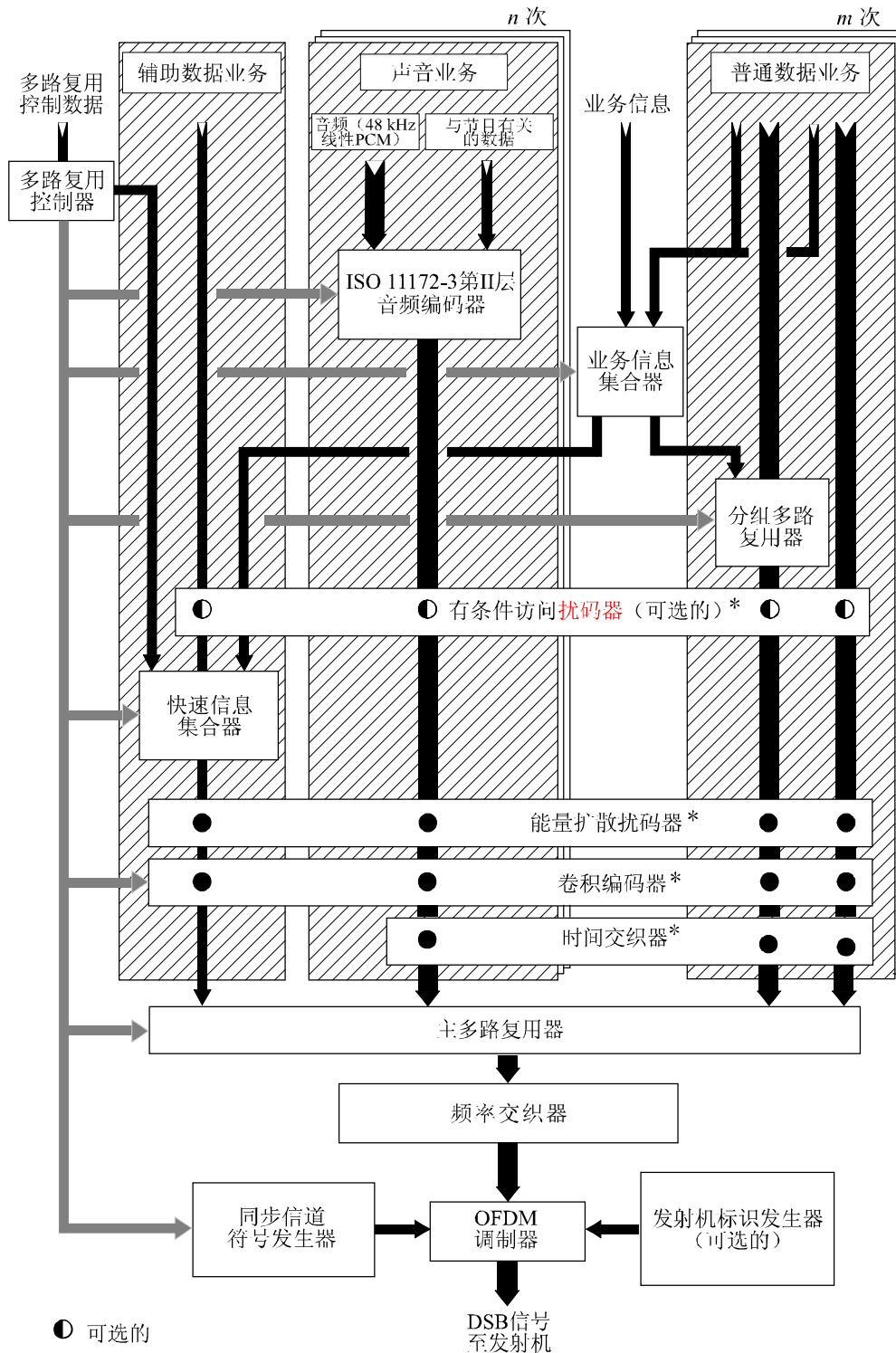
该系统是一个牢靠的、然而频谱效率和功率效率很高的声音和数据广播系统，它采用先进的数字技术消除音频信元信号的冗余和感知的不相关信息，然后为了纠错给发送的信号加上严格控制的冗余码，发送的信息于是被扩展在频域和时域上以便接收机获得高质量的信号，即便是工作在严重的多径传播的情况下，不论固定还是移动。通过对多个节目信号进行交织可以获得高效的频谱利用，频率复用专门的特性允许使用另外的全都工作在相同发射频率上的发射机来几乎没有限制地扩展广播网络。

系统A发送部分的概念图见图1。

数字系统A已经由Eureka 147 DAB企业集团开发，并被称为Eureka DAB系统。鉴于欧洲在1995年引入了数字声音广播业务，它得到了欧洲广播联盟（EBU）的积极支持。从1988年起，该系统已经在欧洲、加拿大、美国和全世界的其它国家成功地进行了演示和广泛的测试。在附件2中，数字系统A被称作“系统A”，完整的系统规范被作为欧洲电信标准ETS 300 401（见注1）。

注1 – 增加新的传输模式来弥合目前模式I和II之间的差异，已经被认为是可取的，正在被当作是对系统A的兼容性提高，以便允许用于单一频率网络中的同信道中继发射机之间隔开更远的距离，或者被用作覆盖范围的扩展器或者覆盖间隙填补器，从而使在1452-1492 MHz频带实现地面DSB时灵活性更强、成本更低。

图1
系统A发送部分的概念图



- 可选的
- 实施的功能

* 这些处理器独立地工作于各个业务信道。

2 分层模型的使用

系统A遵循在ISO 7498（1984年）中描述的国际标准化组织（ISO）OSI基本参考模型，ITU-R BT.807建议书和ITU-R BT.1207报告推荐使用这个模型，并且建议书给出了有关分层的广播系统使用的适当说明。根据这一指导，将从模型的各个层次来描述系统A，这里适用的说明如表2所示。

许多相关的技术最容易以在发射机端或者存在发射机网络时位于分布网络中心点的设备的运行来进行描述。

表2
开放系统互连（OSI）分层模型说明

层的名称	说明	系统特有的特性
应用层	系统的实际使用	系统功能 音质 传输模式
表示层	为了表示进行变换	音频编码和解码 音频表示 业务信息
会话层	数据选择	节目选择 有条件访问
传输层	数据分组	节目业务 主要业务多路复用 辅助数据 数据关联
网络层	逻辑信道	ISO音频帧 与节目有关的数据
数据链路层	发送信号的格式	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 DQPSK OFDM调制 无线电传输

系统A的基本目的是为无线电收听者提供声音节目，因而在下列描述中各节的顺序将从应用层开始（广播信息的使用），向下到物理层（无线电传输的方式）。

3 应用层

本层关注的是在应用层次系统A的使用，它考虑的是系统A提供的和广播公司能够为他们的听众提供的设备和音质，以及不同的传输模式。

3.1 系统提供的功能

系统A提供传送多路数字数据的信号，这个信号能同时传送多个节目，多路复用包含音频节目数据以及由PAD、多路复用配置信息（MCI）和业务信息（SI）组成的辅助数据。多路复用也能传送可能与声音节目的传输不相关的普通数据业务。

特别地，系统A的用户可以获得下列功能：

- 由所选择的节目业务提供的音频信号（即节目）；
- 接收机功能的可选应用，例如可能使用节目所传送的辅助数据的动态范围控制；
- SI中传送的选择信息的文本显示，这可能是关于选择节目的信息，或者是关于其它有效的可选选择的信息；
- 选择其它节目、其它接收机功能和其它SI的有效选项；
- 一个或多个普通数据业务，例如业务消息信道（TMC）。

系统A包括有条件地访问功能，接收机可以装备音频和数据信号数字输出口。

3.2 音质

在多路复用的容量范围内，可以选择节目业务的数量以及每一个节目业务的表示格式（例如立体声、单声道、声音环绕等）、音质和差错防护的级别（因此牢靠）以便满足广播公司的需要。

关于音质，可以获得下列范围的选项：

- 非常高的质量，有音频处理余量；
- 主观上透明的质量，足够用于最高质量的广播；
- 高质量，相当于好的FM业务质量；
- 中等质量，相当于好的AM业务质量；
- 只有语音的质量。

系统A在发射机覆盖的极限范围内提供所有质量的接收；超过这些极限，接收质量以主观上适度的方式降低。

3.3 传输模式

系统A具有四个可供选择的传输模式，这些传输模式允许使用宽波段的、直到3 GHz的发射频率。针对存在多径回波时的可移动接收，这些传输模式已经被设计成能够处理多普勒展宽和时延延长。

表3给出了移动接收时推断的回波时延和标称的频率范围，实际上极少发生的、在最高频率点和在最严重多径状况下的噪声衰减在100 km/h时等于1 dB。

表3

参数	模式I	模式II	模式III	模式IV
保护间隔时间 (μs)	246	62	31	123
最高为 (μs) 的相长回波时延	300	75	37.5	150

从表3可以看出，较高频率的使用给最大回波时延带来了较大的限制。由于模式I允许最大的发射机间隔，因此最适用于地面单频网络（SFN）。模式II最适合于要求一个地面发射机的本地无线电应用，以及直到1.5 GHz的混合卫星/地面传输。然而，如果有必要的话，通过在发射机端插入人为的时延和/或使用定向发射天线，模式II也能用于UHF频带（例如在1.5 GHz频率）、中到大规模的SFN。模式III最适合在直到3 GHz的所有频率点进行卫星和作为补充的地面传输。

模式III还是直到3 GHz电缆传输的首选模式。

模式IV最适用于UHF频带、中到大规模的SFN。

4 表示层

本层关注的是广播信息的变换和表示。

4.1 音频信元编码

该系统采用的音频信元编码方式是在ISO标准11172-3中规定的ISO/IEC MPEG音频第II层，这个子带编码压缩系统也被称作MUSICAM系统。

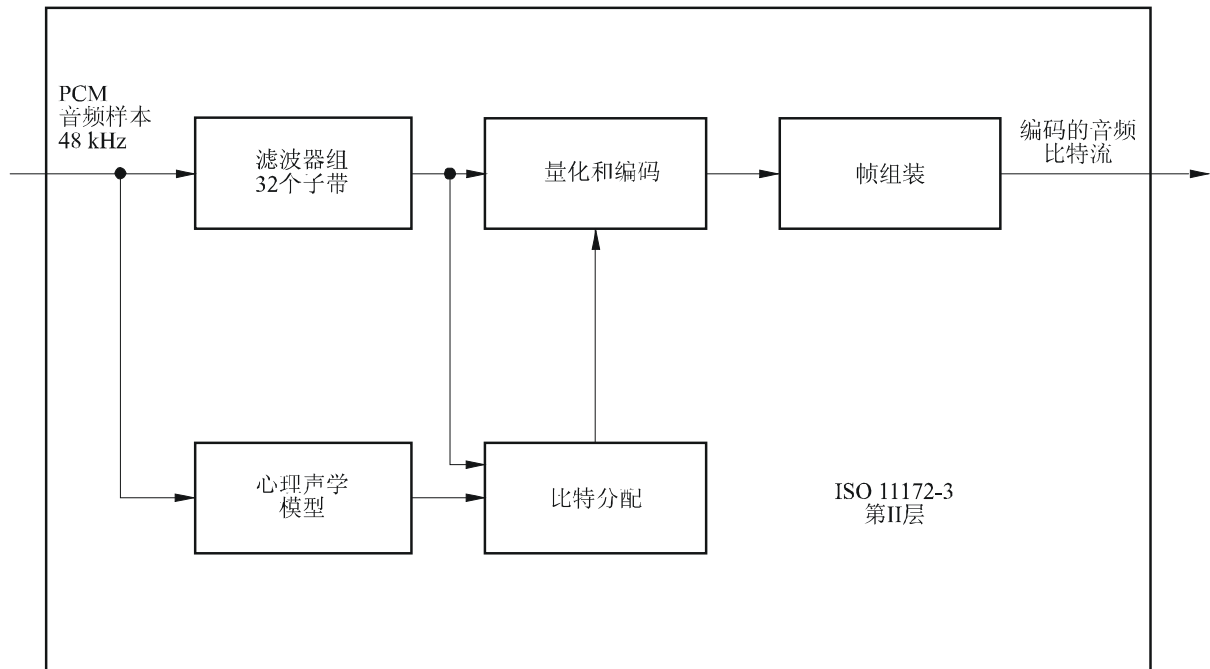
系统A接收大量抽样速率为48 kHz的PCM音频信号和PAD，可能的音频信元的数量取决于比特率和差错防护的分布，音频编码器能够工作在每个单声道32、48、56、64、80、96、112、128、160或192 kbit/s，在立体声或者双声道模式下，编码器产生两倍于单声道的比特率。

广播公司能够根据需要的固有质量和/或提供的声音节目的数量来采取不同的比特率选择，例如，对于单声道，采用的比特率大于或等于128 kbit/s，对于立体声节目，比特率大于或等于256 kbit/s，不仅能够提供非常高的质量，而且能够提供一些处理余量，足够进一步的多重编码/解码处理，包括音频后处理。为了高质量的广播，应选择对于单声道比特率为128 kbit/s或者对于立体声比特率为256 kbit/s，从而提供完全透明的音质。甚至每个立体声节目比特率为192 kbit/s通常能够满足对于数字音频比特率降低系统的EBU要求。对于单声道，比特率为96 kbit/s能提供好的音质，48 kbit/s能够提供大致与普通AM广播相同的音质。对于一些只有语音的节目，比特率为32 kbit/s可能就足够，这种情况下在系统多路复用的范围内需要最大数量的业务。

音频编码器中功能单元的方框图如图2所示。输入PCM音频样本被输送到音频编码器，一个编码器能够处理立体声信号的两个声道，虽然可选地，可能给它提供单声道信号。多相滤波器组将数字音频信号分成32个子带信号，建立输入音频信号的滤波过的和欠抽样的表示。滤波过的样本被称作子带样本，人耳的感知模型建立一组数据来控制量化器和编码，取决于编码器实际的实现，这些数据可以不相同。一种可能性是使用屏蔽门限的估值来获得这些量化器控制数据，各个子带信号的连续样本被分成组，然后在每组中，各个子带信号达到的最大幅度由比例因子决定和表示，量化器和编码单元从子带样本中建立一组编码字，在ISO音频帧期间执行这些处理，ISO音频帧将在网络层中描述。

图2

基本的系统音频编码器框图



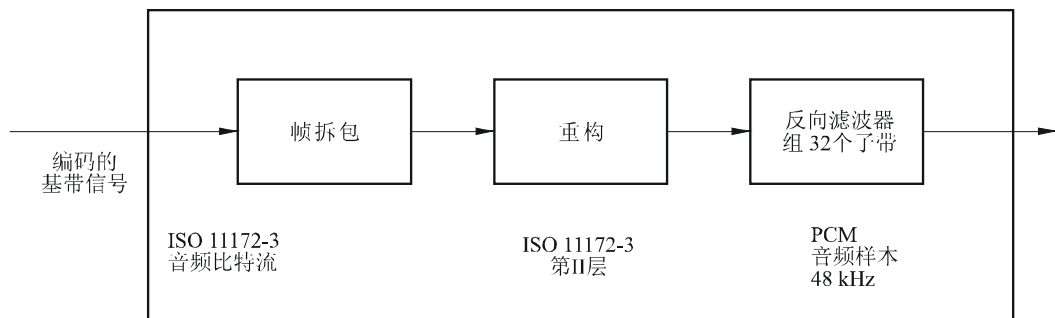
BS.1114-02

4.2 音频解码

接收机中的解码是直接地和节省地运用简单的信号处理技术，只需要多路分解、扩展和反向滤波操作，解码器中功能单元的框图如图3所示。

图3

基本的系统音频解码器框图



BS.1114-03

ISO音频帧被输送到ISO/MPEG音频第II层解码器，该解码器把帧数据拆包以便恢复信息的各个要素，重构单元重新产生量化的子带样本，反向滤波器组对子带样本进行反转换产生抽样速率为48 kHz的、数字匀速PCM音频信号。

4.3 音频表示

音频信号可以表示成单声道或立体声，或者为了声音环绕对音频信道进行分组，节目可以被连接起来以便同时提供采用多种不同语言的同一节目。为了使在高保真和嘈杂环境中的收听者都满意，广播公司能够可选地发送动态范围控制（DRC）信号，这个信号能够被嘈杂

环境中的接收机用于压缩再生音频信号的动态范围，注意到这项技术也能对听力受损的收听者有益。

4.4 业务信息表示

和系统传送的各个节目一起，业务信息（SI）的下列要素能够有效地在接收机上显示：

- 基本的节目标记（即节目的名称），
- 时间和日期，
- 相互参照采用另外信号组发送的或者被AM或FM业务同时联播的相同的或相似的节目（例如，采用另一种语言），
- 与节目有关业务的扩展业务标记，
- 节目信息（如，表演者的名字），
- 语言，
- 节目类型（如，新闻，体育、音乐等），
- 发射机标识号，
- 业务消息信道（TMC，可能使用接收机中的语音合成器）。

发射机网络数据也可以包含在内，供广播公司内部使用。

5 会话层

本层关注的是广播信息的选择和访问。

5.1 节目选择

为了使接收机能够以最小的总时延访问任何一个或者所有的独立业务，由FIC传送关于多路复用当前和将来内容的信息，这个信息就是MCI，是机器可读的数据。FIC中的数据不经过时间交织，因此MCI不会经历在应用于音频和一般数据业务的时间交织处理中固有的时延，然而，要经常重复发送这些数据以确保它们的牢靠性。当多路复用配置将要改变时，要在MCI中提前发送新的信息连同定时的变化。

接收机的使用者可以根据SI中传送的文本信息，使用节目业务名称、节目类型标识号或者语言来选择节目，然后使用MCI的相应要素在接收机中实现选择。

如果所选择节目业务的备选来源有效并且最初的数字业务变得难以维持，则在SI中传送的连接数据（即“相互参照”）可能用于标识一个备选的来源（如，在FM业务中）并转换到这个来源。然而，在这种情况下，一旦可以接收，接收机就将转回到最初的业务。

5.2 有条件访问

对有条件访问的同步和控制作出规定。

有条件地访问能够独立地应用于业务分量（在主要业务信道（MSC）或FIC中传送）、业务或者整个多路复用。

6 传输层

本层关注的是被看作节目业务的数据组的标识、那些业务数据的多路复用，以及多路复用数据要素的关联。

6.1 节目业务

节目业务通常包含由一个业务提供者提供的一个音频服务分量和可选的另外的音频和/或数据业务分量。多路复用的全部容量可能供一个业务提供者专用（例如，广播五个或者六个高质量的声音节目业务），或者分成几个部分用于几个服务提供者（例如，共同地广播大约二十个中等质量的节目业务）。

6.2 主要业务多路复用

根据图1，每个被广播的节目的数据表示（带有一些辅助数据的数字音频信号，可能还有普通的数据）都要经过为了差错防护的卷积编码（见第9.2节）和时间交织。时间交织提高了在变化着的环境（例如，通过移动中的车载接收机进行接收）中数据传输的牢靠性，并强加了可以预测的传输时延。交织和编码过的数据然后被输送到主业务复用器，在这里每隔24 ms，数据按顺序聚集成一个复用帧，复用器输出的组合比特流被称为MSC，其总容量为2.3 Mbit/s。取决于所选择的编码率（它可能因业务分量而不同），使范围大约为0.8到1.7 Mbit/s的净比特率通过1.5 MHz的带宽，主业务复用器把所有采用多路复用的节目业务的同步数据汇聚在一起。

普通数据可能在MSC中作为非正式的流被发送，或者当作分组复用被编组，这种情况下多个信元被组合在一起，数据速率可能为8 bit/s的任意倍数，与系统多路复用同步，受限于充足的多路复用总容量，考虑到音频业务的需要。

FIC在MSC的外面，不经过时间交织。

6.3 辅助数据

在系统多路复用内部，有三个区域可能会传送辅助数据：

- FIC，具有有限的容量，取决于所包含的基本MCI的数量；
- 在每个音频信道内，对于要被传送的、数量适中的PAD有特别的规定；
- 所有剩余的辅助数据被当作MSC内一个单独的业务，在MCI中用信号通知存在这个信息。

6.4 数据关联

MCI提供MSC当前和将来内容的准确描述，MCI由FIC传送。与MSC的内容有关的、SI的基本条款（例如关于节目选择）也必须在FIC中传送，更广泛的文本，例如全天节目的列表，必须作为一项普通的数据业务单独地传送，因此，MCI和SI包含来自被广播的所有节目的成分。

在各个音频信道内传送的PAD主要包括与声音节目密切相关的信息，因此不能采用可能会经历不同传输时延的不同数据信道发送。

7 网络层

本层关注的是被看作节目的数据分组的标识。

7.1 ISO音频帧

在24 ms长的ISO音频帧期间进行音频信元编码器中的处理，随着帧的不同而变化的比特分配和比例因子经过编码，同各个ISO音频帧中的子带样本一起多路传输，帧组装单元（见图2）把量化和编码单元输出数据的实际比特流汇聚在一起，并增加其它信息，例如报头信息、用于错误检测的CRC字和PAD，这些信息同已编码的音频信号一起传输。每个音频信道包含一个具有可变容量（通常至少为2 kbit/s）的PAD信道，该信道可以用来传送与声音节目密切相关的信息，典型例子是歌词、语言/音乐表示和DRC信息。

对于单个节目，最后得到的音频帧传送表示24 ms立体声（或单声）音频的数据，加上PAD，并且符合ISO 11172-3第II层格式，因而它可以被称作ISO帧，这样允许使用接收机中的ISO/MPEG音频第II层解码器。

8 数据链路层

本层提供了接收机同步的方式。

8.1 传输帧

为了便于接收机同步，发送的信号按照正规的帧结构来构造（见图4）。传输帧包含一个固定的符号序列，第一个符号是提供粗略同步的一个空号（当没有RF信号被发送时），接着是一个固定参考符号，提供接收机中的精确同步、自动增益控制（AGC）、自动频率控制（AFC）和相位参考功能；这些符号组成了同步信道。下一个符号为FIC保留的，剩余的符号提供MSC。取决于表4给出的传输模式，总的帧持续时间 T_f 为96 ms、48 ms或者24 ms。

图4
多路复用帧结构

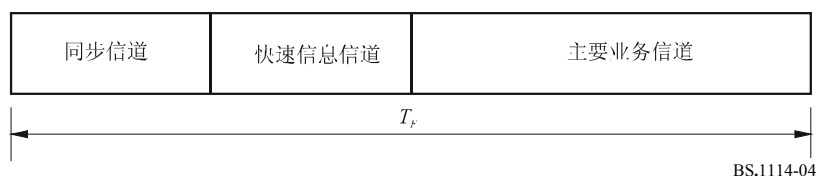


表4
系统A的传输参数

参数	模式I	模式II	模式III	模式IV
传输帧持续时间, T_F	96 ms	24 ms	24 ms	48 ms
空号持续时间, T_{NULL}	1.297 ms	324 μ s	168 μ s	648 μ s
OFDM符号持续时间, T_s	1.246 ms	312 μ s	156 μ s	623 μ s
载波间隔的倒数, T_u	1 ms	250 μ s	125 μ s	500 μ s
被称作保护间隔的时间间隔宽度, Δ ($T_s = T_u + \Delta$)	246 μ s	62 μ s	31 μ s	123 μ s
发送载波的数量, K	1 536	384	192	768

MSC内各个音频业务被分配帧中一个固定的时隙。

9 物理层

本层关注的是无线电传送的方式（即调制体制和相关的差错防护）。

9.1 能量扩散

为了在发送的信号中确保适当的能量扩散，输送到多路复用器的各个信元是混杂在一地起的。

9.2 卷积编码

卷积编码应用于输送到多路复用器的各个数据信元，以确保可靠地接收。编码过程包括给信元数据字符组故意增加冗余（使用的约束长度为7），产生“总的”数据字符组。

对于音频信号，遵循一个预先选择的、被称作不均匀差错防护（UEP）分布的模型，要赋予一些信元编码比特比其它比特更多的保护。平均编码率，定义为信元编码比特数与卷积编码以后已编码的比特数的比，可以在1/3（最高的保护级别）到3/4（最低的保护级别）之间取值。依据要求的保护级别和信元编码数据的比特率，不同的音频信元可以采取不同的平均编码率。例如，电缆网络传输的音频业务的保护级别可能比无线电频率信道传输业务的保护级别要低。

普通数据业务选择一个不变的速率进行编码，FIC中的数据采用编码率为常数1/3进行编码。

9.3 时间交织

为了对移动接收机提供进一步支持，将交织深度为16帧的时间交织应用于卷积编码过的数据。

9.4 频率交织

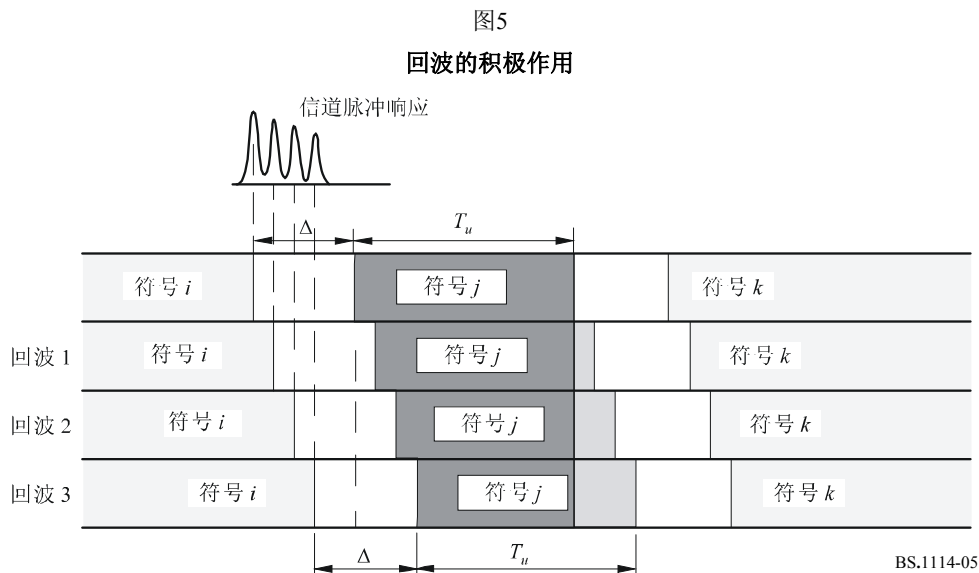
在多径传播的情况下，一些载波被有益的信号增强，而其它载波则会遭受相消干扰（频率选择性衰落）。因此，系统通过重新安排载波之间的数字比特流提供频率交织，使得连续

的信元样本不会受到选择性衰落的影响。当接收机固定不动时，频域中的分集是确保成功接收的主要手段。

9.5 4-DPSK OFDM调制

系统A采用DQPSK OFDM。这种体制能够满足对移动的、便携式的和固定接收机进行高比特率数字广播的苛刻要求，尤其是在多径的环境中。

基本准则包括把将要发送的信息分成多个低比特率的比特流，然后这些比特流用来调制各个载波，相应的符号持续时间变得要大于传输信道的时延延长，在接收机端任何比保护间隔时间短的回波将不会引起符号间干扰，反而对接收功率有积极的作用（见图5）。K个载波共同地被称作一个集合。



存在多径传播时，一些载波被有益的信号增强，而另一些载波则遭受相消干扰（频率选择性衰落），因此，系统A包括在时间和频率上重新分配数字比特流的要素，这样连续的信元样本会受到独立衰落的影响。当接收机固定不动时，频域中的分集是确保成功接收的唯一手段；时间交织提供的时间分集不会对固定的接收机有帮助。对于系统A，多径传播是空间分集的一种形式，并被当作是一个显著的优点，和传统的FM或者窄带信号系统形成鲜明的相比，在那些系统里多径传输能够彻底地毁坏一个业务。

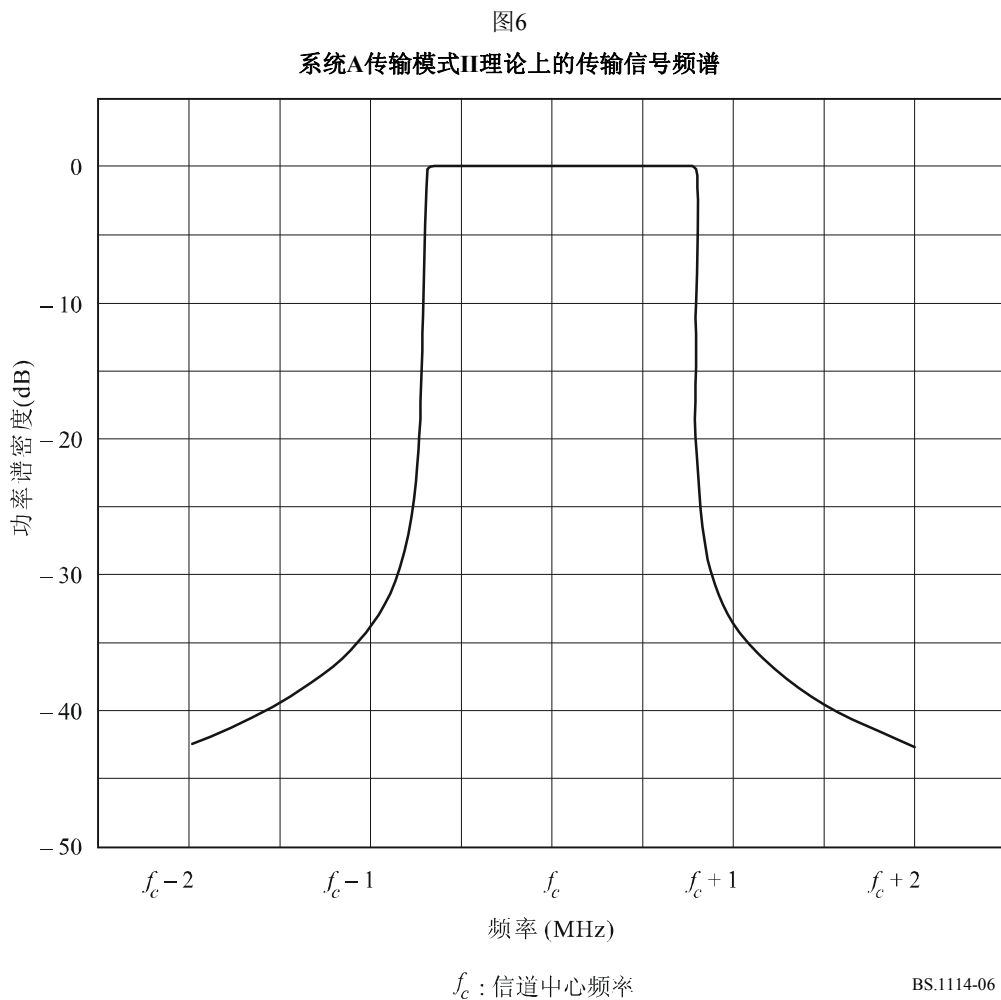
在任何能够从多径获益的系统中，传输信道的带宽越大，系统就越牢靠。在系统A中，选择1.5 MHz的总带宽以确保宽带技术的优势，以及允许灵活地规划。表4也指出了在这个带宽内每一种传输模式OFDM载波的数量。

使用OFDM的进一步的好处是大面积覆盖的单一频率网络以及稠密的城区网络能够获得较高的频谱效率和功率效率。提供相同节目的任意数量的发射机可以工作在相同的频率上，这样也会导致需要的运行功率全面地降低，进一步的结果是不同服务区域之间的距离明显减少。

由于回波对所接收信号的作用，所有类型的接收机（例如便携式的、家用的和车载的）都可以采用简单的、非定向的天线。

9.6 系统A的传输信号频谱

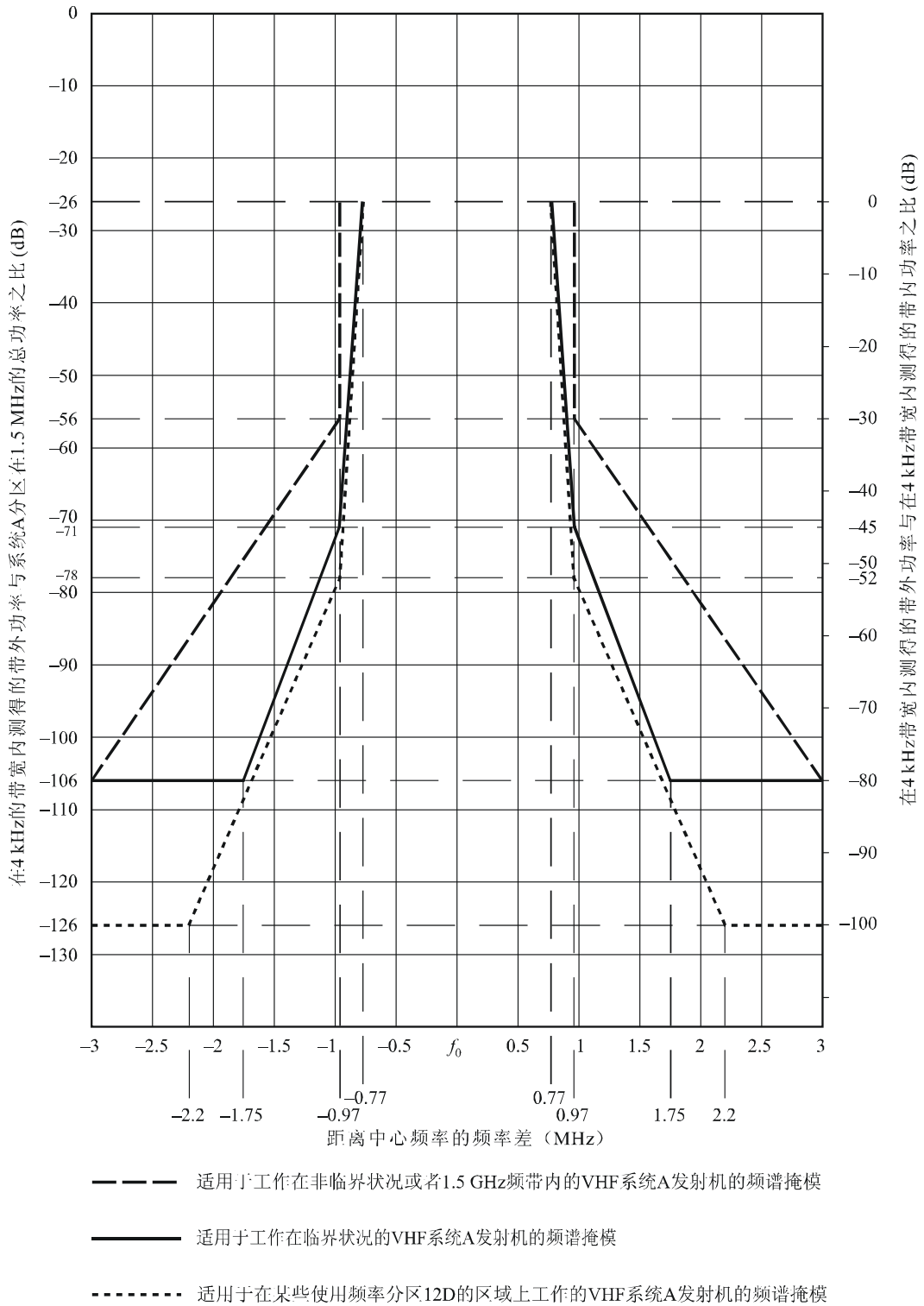
例如，对于传输模式II，系统A的理论频谱如图6所示。



在任何4 kHz的频带内带外辐射信号的频谱应受到图7中定义的一种掩模的限制。

图7

系统A传输信号的带外频谱掩模



BS.1114-07

实线掩模应适用于工作在临界状况的VHF发射机，虚线掩模应适用于工作在非临界情况或者1.5 GHz频带内的VHF发射机，点划线掩模应适用于在某些采用频率分区12D的区域上工作的VHF发射机。

通过应用适当的滤波，可以降低信号在正常1.536 MHz带宽以外频率上的电平。

表5

系统A传输信号的频带外频谱表

	相对于1.54 MHz 信道中心的频率 (MHz)	相对电平 (dB)
适用于工作在非临界状况或者1.5 GHz频带内的VHF系统A发射机的频谱掩模	± 0.97	-26
	± 0.97	-56
	± 3.0	-106
适用于工作在临界状况的VHF系统A的频谱掩模	± 0.77	-26
	± 0.97	-71
	± 1.75	-106
	± 3.0	-106
适用于在某些采用频率分区12D的区域上工作的VHF系统A发射机的频谱掩模	± 0.77	-26
	± 0.97	-78
	± 2.2	-126
	± 3.0	-126

10 系统A的射频（RF）性能特性

针对代表移动的和固定的接收的各种情况，已经在系统A上采用模式I在266 MHz、采用模式II在1 480 MHz进行了RF评估测试。在数据信道上进行传输信道误码率对比S/N的测量采用下列条件：

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

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

其中：

D：信元数据速率

R：平均信道编码率。

10.1 高斯信道中的BER对比S/N（在1.5 MHz）

加入加性高斯白噪声设置接收机入口处的S/N，结果如图8和图9所示。例如，当 $R = 0.5$ 时，图8中的测量结果能够与那些通过软件仿真得到的结果进行比较，以显示系统的固有性能。可以看出当BER为 1×10^{-4} 时，可以获得不到1.0 dB的实现余量。

图 8

系统A的BER对比S/N
(传输模式I) - 高斯信道

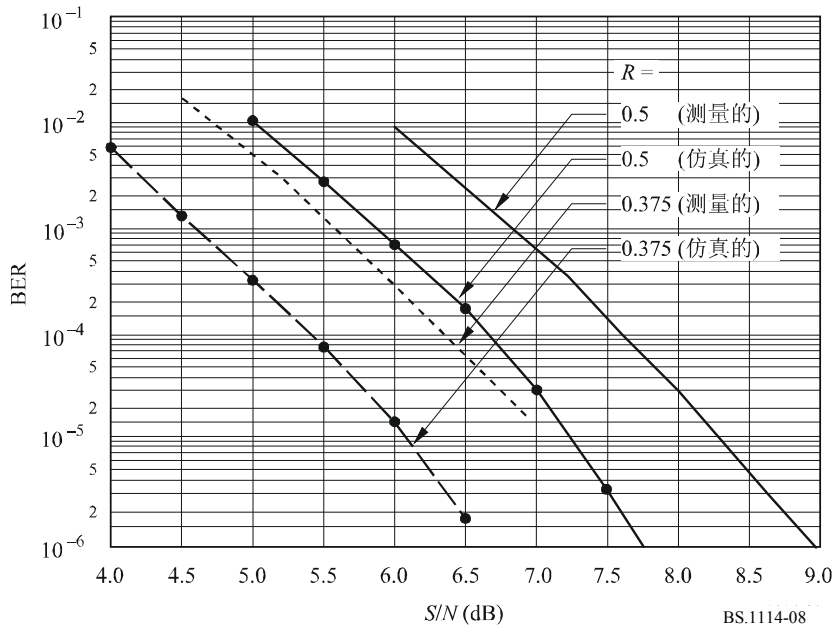
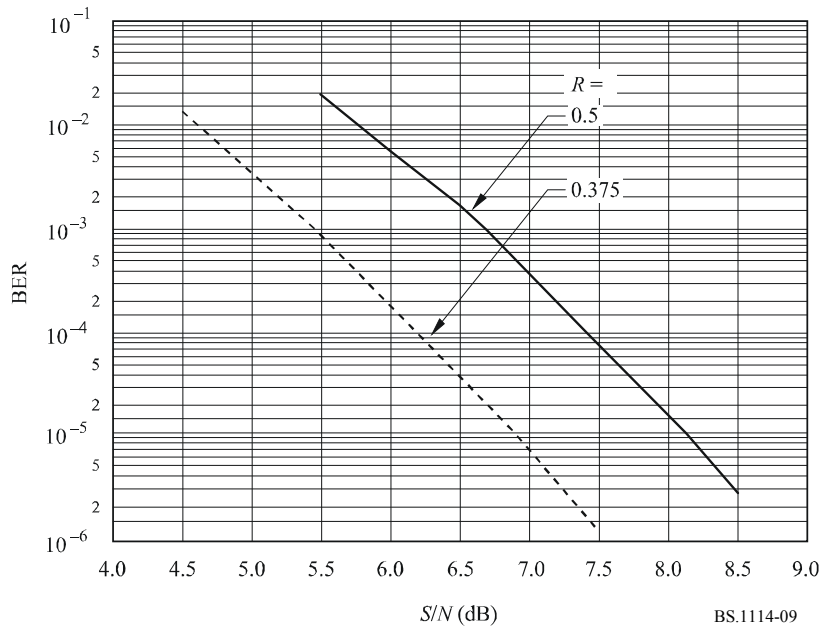


图 9

系统A的BER对比S/N
(传输模式II或III)：高斯信道



10.2 模拟城市环境的瑞利信道中的BER对比 S/N (在1.5 MHz)

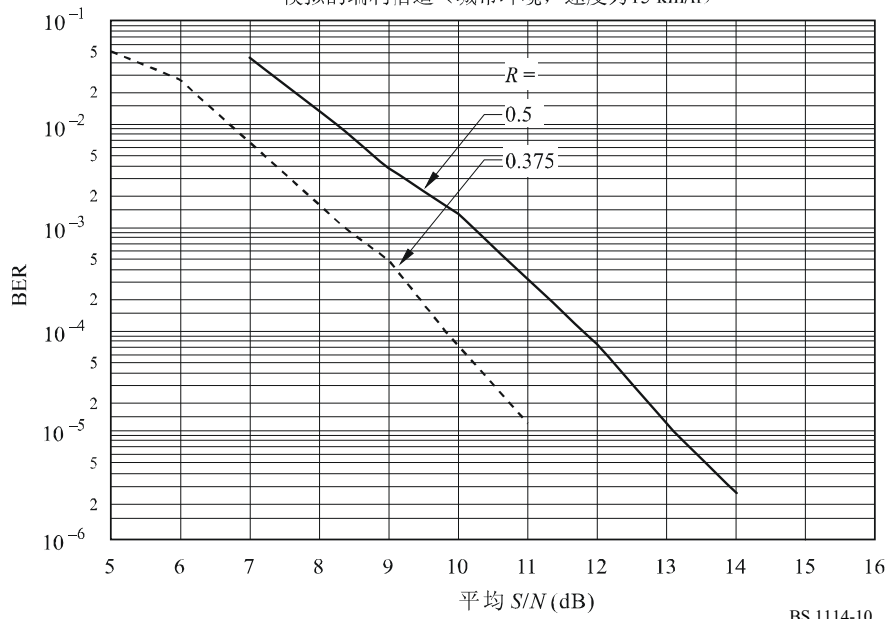
在数据信道上使用衰落信道模拟器进行BER对比S/N的测量，瑞利信道仿真与Cost 207文档中的图5（典型城区，0-0.5 μ s）相对应，接收机以15 km/h的速度移动。

结果如图10和图11所示。

图 10

系统A的BER对比S/N
(传输模式I, 266 MHz)

模拟的瑞利信道 (城市环境, 速度为15 km/h)

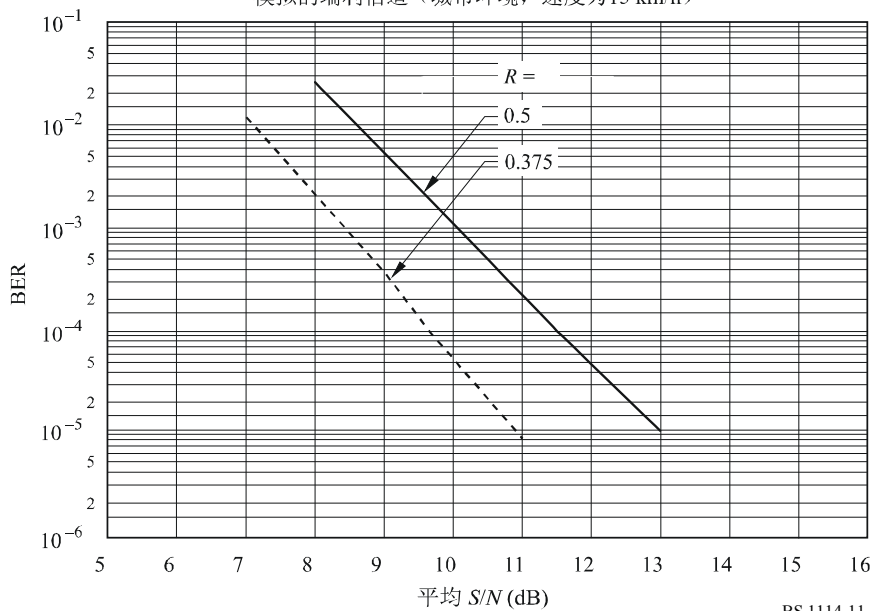


BS.1114-10

图 11

系统A的BER对比S/N
(传输模式II, 1 480 MHz)

模拟的瑞利信道 (城市环境, 速度为15 km/h)



BS.1114-11

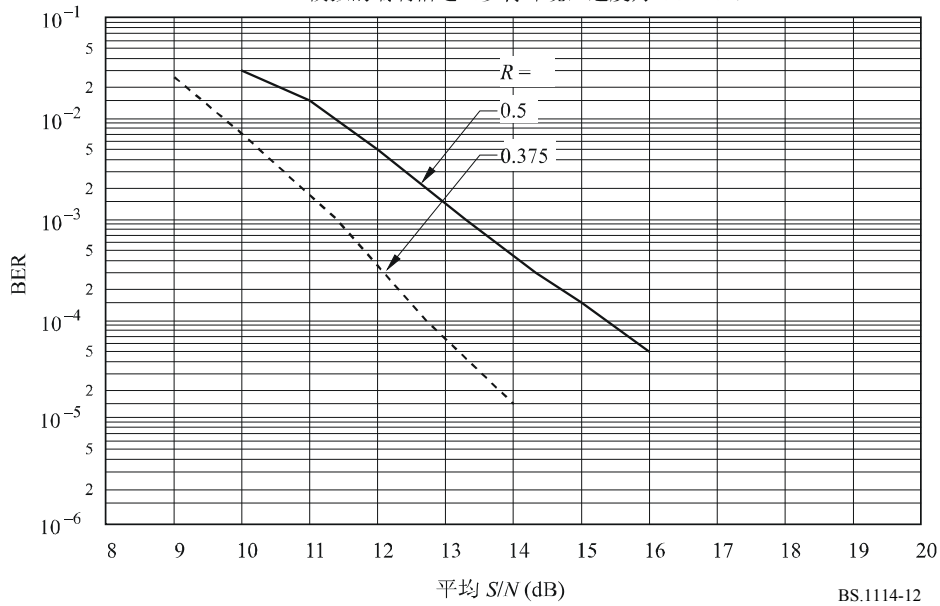
10.3 模拟乡村环境的瑞利信道中的BER对比S/N（在1.5 MHz）

在数据信道上使用衰落信道模拟器进行BER对比S/N的测量是，瑞利信道模拟与Cost 207文档中的图4（乡村地区，非丘陵，0-5 μs）相对应，接收机以130 km/h的速度移动。结果如图12和图13所示。

图 12

系统A的BER对比S/N
（传输模式I, 266 MHz）

模拟的瑞利信道（乡村环境，速度为130 km/h）

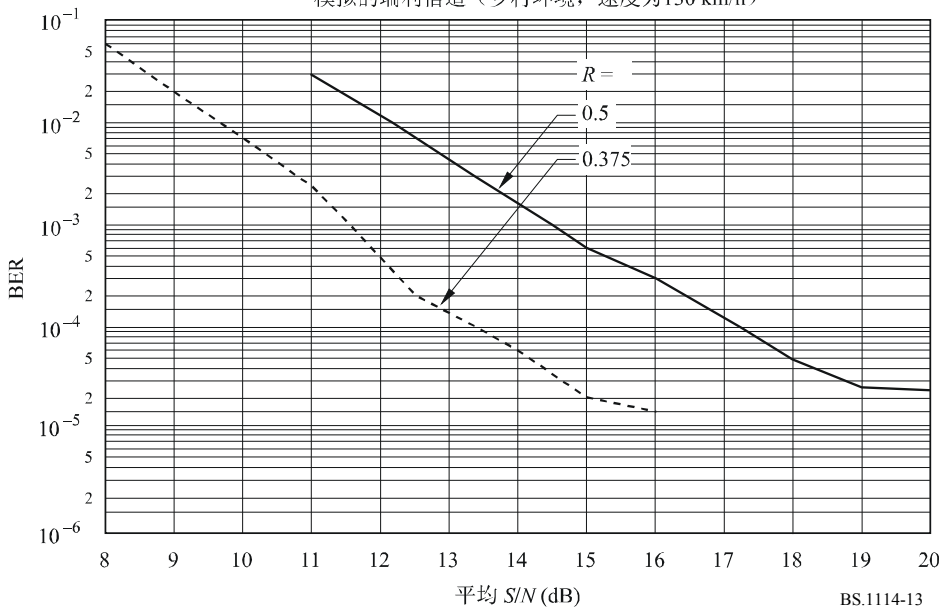


BS.1114-12

图 13

系统A的BER对比S/N
（传输模式II, 1480 MHz）

模拟的瑞利信道（乡村环境，速度为130 km/h）



BS.1114-13

10.4 音质对比RF S/N

为了评价音质对比S/N，已经进行了大量的主观评估。传输路径包括在高斯信道中建立S/N的设备，在瑞利信道中使用衰落信道模拟器，在瑞利信道的情况下使用两种不同的模拟“模型”，这两种模型与第10.2节和第10.3节中描述的那些模型相同。

对于每一种情况，在平均S/N按0.5 dB的步幅递减的情况下进行听力测试，直至依次发生下面两种情况：

- 质量开始下降，是错误的影响开始变得明显的临界点，这定义为在大约30 s的周期内听到3个或4个与错误有关事件的临界点；
- 失败的临界点，是由于节目变得不可理解或者不再提供所寻求的快乐，收听者有可能停止收听节目的临界点，这定义为与错误有关的事件实际上连续地发生、并且在大约30 s的周期内出现两次或者三次听不到声音的临界点。

对于每次测试记录下两个S/N数值，代表音频工程师小组的一致意见。呈现在这里的结果是采用不同节目素材进行多次测试的平均值。

表 6

系统A的音质对比S/N
(传输模式 I)：高斯信道

信元编码		信道编码 平均编码率	质量开始下降 S/N (dB)	失败的临界点 S/N (dB)
比特率 (kbit/s)	模式			
256	立体声	0.6	7.6	5.5
224	立体声	0.6	8.3	5.9
224	立体声	0.5	7.0	4.8
224	联合立体声	0.5	6.8	4.5
192	联合立体声	0.5	7.2	4.7
64	单声道	0.5	6.8	4.5

表 7

系统A的音质对比S/N
(传输模式II或III)：高斯信道

信元编码		信道编码 平均编码率	质量开始下降 S/N (dB)	失败的临界点 S/N (dB)
比特率 (kbit/s)	模式			
256	立体声	0.6	7.7	5.7
224	立体声	0.6	8.2	5.8
224	立体声	0.5	6.7	4.9
224	联合立体声	0.5	6.6	4.6
192	联合立体声	0.5	7.2	4.6
64	单声道	0.5	6.9	4.5

表 8

系统A的音质对比S/N
模拟的瑞利信道(224 kbit/s立体声, 编码率0.5)

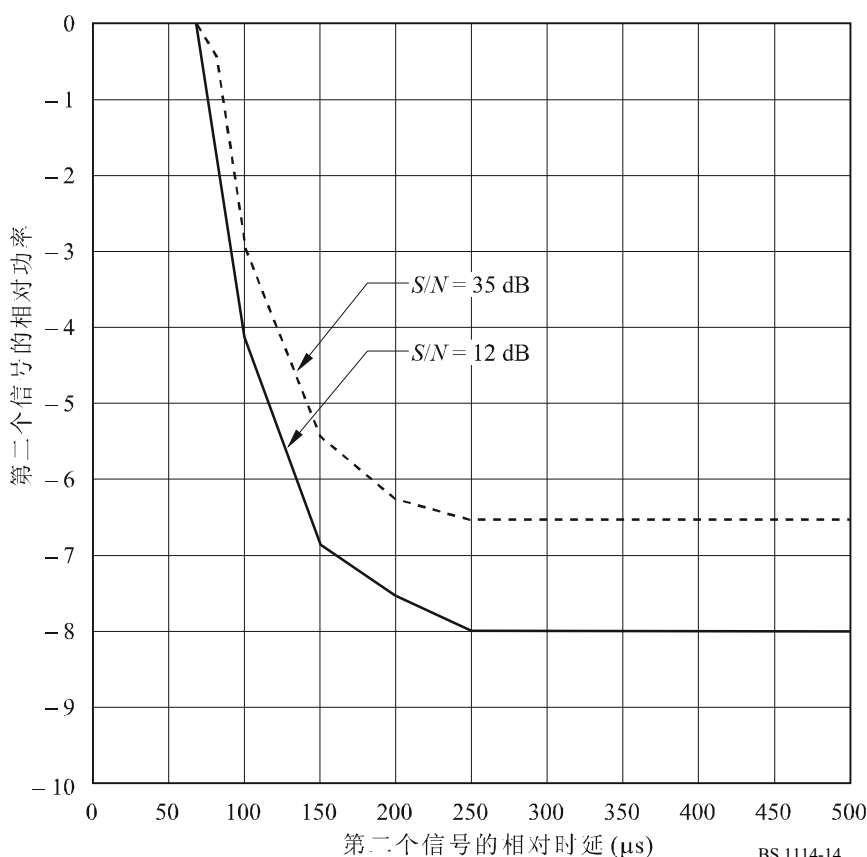
模式	频率 (MHz)	信道模式	速度 (km/h)	质量开始下降 S/N (dB)	失败的临界点 S/N (dB)
I	226	城市	15	16.0	9.0
II	1 500	城市	15	13.0	7.0
I	226	乡村	130	17.6	10.0
II	1 500	乡村	130	18.0	10.0

10.5 在单频网络中运行的能力

系统A信号(传输模式II)经过信道模拟器的处理产生两种样式的信号：一种代表通过一个基准接收到的信号，基准为具有恒定功率没有时延的传输路径，一种代表在单频网络中来自第二个发射机的延迟信号(或者某些其它的长时延回波)，施加到第二个信号的多普勒频移与系统A的能力限制相一致，将总的接收信号S/N设为12 dB和35 dB，进行两组测试。在比特率为64 bit/s、编码率为0.5的数据信道上，测量在BER为 1×10^{-4} 的情况下时延增加时第二个、延迟信号的相对功率，结果如图14所示。

在传输模式II中，保护间隔的大小为64 μ s，因此结果表明只要第二个信号落在保护间隔内就不会引起质量下降。

图 14

系统A单频能力举例
(传输模式II)

BS.1114-14

附件3

数字系统F

1 引言

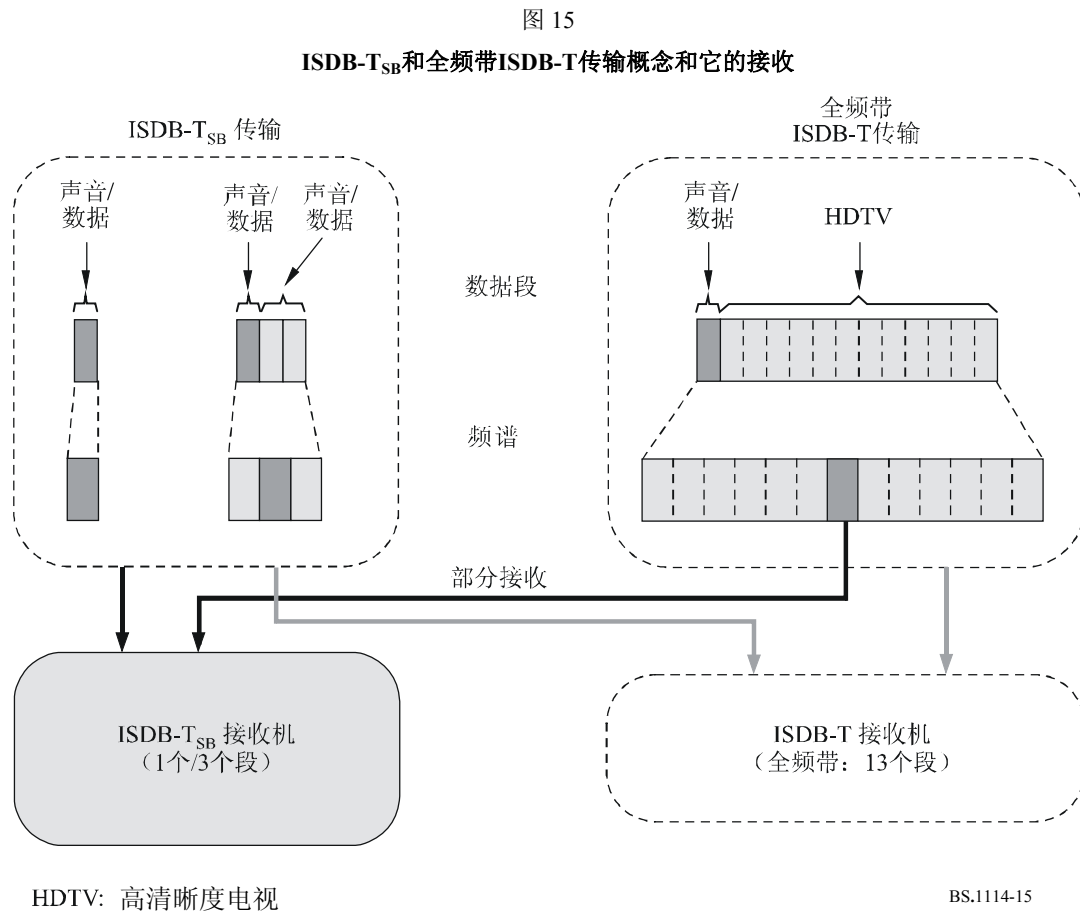
数字系统F（系统F），也被称作ISDB-T_{SB}系统，被设计成提供具有可靠性的高质量声音和数据广播，甚至在移动接收的情况下。系统F也被设计成使用地面网络为多媒体广播提供灵活性、扩展性和通用性，并符合ITU-R BS.774建议书给出的系统要求。

系统F是一个采用OFDM调制、二维频率-时间交织和级联纠错码的牢靠系统，在系统中采用的OFDM调制被称为频带分段传输（BST）-OFDM，系统F与用于数字地面电视广播的ISDB-T系统在物理层有共同之处，被称作OFDM段的OFDM区的带宽大约为500 kHz，系统F由1个或3个OFDM段组成，因此系统的带宽大约为500 kHz或者1.5 MHz。

系统F有大量的传输参数，例如载波调制体制、内部纠错码的编码率、时间交织的长度。一些载波被指定为发送关于传输参数的信息的控制载波，这些控制载波被称作TMCC载波。

系统F能够采用高压缩的音频编码方法，例如MPEG-2第II层、AC-3和MPEG-2 AAC。并且，该系统采用MPEG-2系统，它与许多采用MPEG-2系统的其它系统例如ISDB-S、ISDB-T、DVB-S和DVB-T具有通用性和互操作性。

图15所示的是ISDB-T_{SB}和全频带ISDB-T传输概念和它的接收。



2 系统F的功能特性

2.1 系统F的牢靠性

系统F采用OFDM调制、二维频率—时间交织和级联纠错码。OFDM是多载波调制方式，是一种抗多径的调制方式，尤其是在时域中增加了一个保护间隔。传输的消息通过交织扩展在频域和时域上，然后通过维特比和里德—所罗门（RS）解码器来校正信息，因此在接收机端可以获得高质量的信号，即便在严重多径传播的情况下工作，无论固定还是移动。

2.2 传输的广泛变化

系统F采用BST-OFDM，包括1个或3个OFDM段，即单段传输和三段传输。取决于基准信道光栅为6、7或8 MHz，OFDM段的带宽定义为三种情况之一，带宽是基准信道带宽

(6、7或8 MHz)的十四分之一,即429 kHz (6/14 MHz)、500 kHz (7/14 MHz)或者571 kHz (8/14 MHz)。OFDM段的带宽应根据各个国家的频率情况进行选择。

单段的带宽大约为500 kHz,因此单段传输和三段传输的带宽大约为500 kHz和1.5 MHz。

系统F具有三种可供选择的传输模式允许使用大范围的发送频率,关于SFN发射机之间距离的设计有四种可供选择的保护间隔长度。对于存在多径回波时的移动接收,这些传输模式已经被设计成能够处理多普勒扩展和时延延长。

2.3 灵活性

系统F的复用结构完全符合MPEG-2系统体系结构,因此各种数字内容例如声音、文本、静图和数据能够同时传输。

另外,根据广播公司的意图,他们可以选择系统的载波调制方式、纠错编码率、时间交织长度等。有DQPSK、QPSK、16-QAM和64-QAM四种载波调制方式,1/2、2/3、3/4、5/6和7/8五种编码率,从0到大约1 s五种时间交织长度。TMCC载波把表示系统采用的调制方式类型和编码率的信息传送到接收机。

2.4 通用性和互操作性

系统F使用BST-OFDM调制,并采用MPEG-2系统,因此,系统与用于数字地面电视广播的ISDB-T系统在物理层有共同之处,与在传输层采用MPEG-2系统的系统例如ISDB-T、ISDB-S、DVB-T和DVB-S有共同之处。

2.5 高效的传输和信元编码

系统F采用高频谱利用率的调制方式OFDM,并且,它允许使用附加的全部工作在相同辐射频率上的发射机来对频率复用广播网络进行扩展。

另外,只要信道之间的频率和位同步保持相同,独立广播公司的信道能够在没有保护带的情况下由相同的发射机一起发送。

系统F能够采用MPEG-2 AAC,比特率为144 kbit/s的立体声能够获得接近CD的音质。

2.6 广播公司的独立性

至少对于一个声音节目的传输而言,系统是一个窄带系统,因此广播公司能够拥有他们自己的RF信道,在这个信道中他们能够独立地选择传输参数。

2.7 低功耗

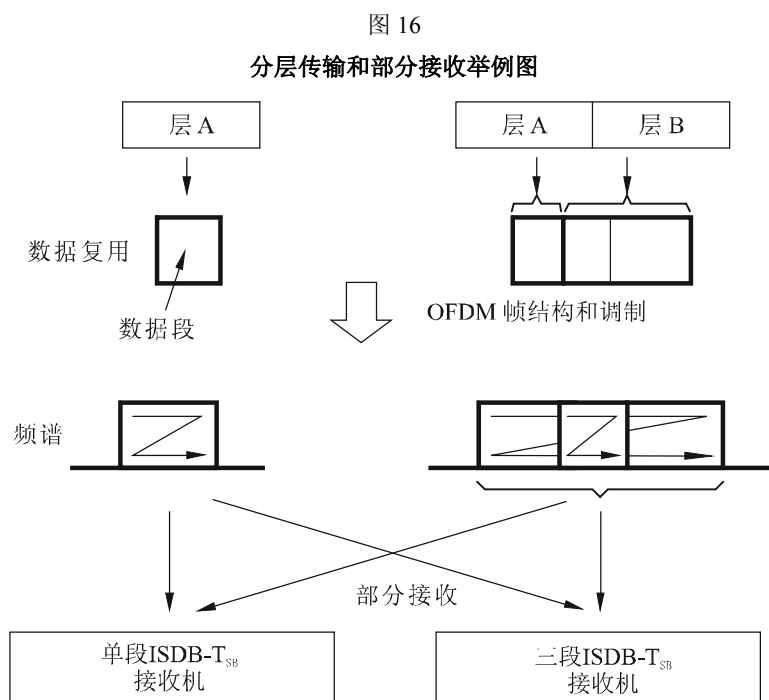
通过开发LSI芯片,几乎所有的设备都能够做小、做轻。减少电池尺寸的努力的最重要方面是设备的功耗必须低。系统时钟越低,功耗越低,因此,窄带、低比特率的系统如单段传输能够允许接收机是便携和轻便的。

2.8 分层传输和部分接收

在分段传输中，可以实现单层的传输和分层的传输，在分层传输中有A和B两层，载波调制体制、内码的编码率和时间交织的长度等传输参数在不同的层可以改变。

单段接收机能够接收分层传输的中间段，由于OFDM段的共同结构，只要在中间段中传输一个独立的节目，单段接收机就能部分地接收全频带ISDB-T的中间段。

图16所示的是分层传输和部分接收举例。



BS.1114-16

3 传输参数

可以给系统F分配6 MHz、7 MHz或8 MHz的信道光栅，段的带宽定义为信道带宽的十四分之一，因而就是429 kHz（6/14 MHz）、500 kHz（7/14 MHz）或571 kHz（8/14 MHz）。然而，段的带宽应根据各个国家的频率情况进行选择。

ISDB-T_{SB}系统的传输参数如表9所示。

表 9

ISDB-T_{SB}的传输参数

模式		模式1	模式2	模式3
段的总数 ⁽¹⁾ ($N_s = n_d + n_c$)		1、3		
基准信道光栅 (BWf) (MHz)		6、7、8		
段带宽 (BW_s) (kHz)		$BWf \times 1\,000/14$		
已用的带宽 (BW_u) (kHz)		$BW_s \times N_s + C_s$		
用于差分调制的段的数量		n_d		
用于相干调制的段的数量		n_c		
载波间隔 (C_s) (kHz)		$BW_s/108$	$BW_s/216$	$BW_s/432$
载波数量	总数	$108 \times N_s + 1$	$216 \times N_s + 1$	$432 \times N_s + 1$
	数据	$96 \times N_s$	$192 \times N_s$	$384 \times N_s$
	SP ⁽²⁾	$9 \times n_c$	$18 \times n_c$	$36 \times n_c$
	CP ⁽²⁾	$n_d + 1$	$n_d + 1$	$n_d + 1$
	TMCC ⁽³⁾	$n_c + 5 \times n_d$	$2 \times n_c + 10 \times n_d$	$4 \times n_c + 20 \times n_d$
	AC1 ⁽⁴⁾	$2 \times N_s$	$4 + N_s$	$8 \times N_s$
	AC2 ⁽⁴⁾	$4 \times n_d$	$9 \times n_d$	$19 \times n_d$
载波调制		DQPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM		
每帧的符号数		204		
有用的符号持续时间 (T_u) (μ s)		$1\,000/C_s$		
保护间隔持续时间 (T_g)		T_u 的1/4、1/8、1/16 或1/32		
总的符号持续时间 (T_s)		$T_u + T_g$		
帧持续时间(T_f)		$T_s \times +204$		
FFT样本(F_s)		256 ($N_s = 1$) 512 ($N_s = 3$)	512 ($N_s = 1$) 1024 ($N_s = 3$)	1024 ($N_s = 1$) 2048 ($N_s = 3$)
FFT采样时钟(F_{sc}) (MHz)		$F_{sc} = F_s/T_u$		
内码		卷积码 (编码率 = 1/2、2/3、3/4、5/6、7/8) (母码= 1/2)		
外码		(204,188) RS 码		
时间交织参数 (I)		0、4、8、 16、32	0、2、4、8、 16	0、1、2、4、8
时间交织的长度		$I \times 95 \times T_s$		

FFT: 快速傅里叶变换

⁽¹⁾ 对于声音业务, 系统F采用1或3段, 然而对于其它业务例如电视业务, 可以采用任何数量的段。

(对比ITU-R BT.1306建议书的系统C)

⁽²⁾ SP (分散的导频) 和CP (连续的导频) 可以用于频率同步和信道估计, CP的数量包含所有段上的CP和作为整个带宽上边界的一个CP。

⁽³⁾ TMCC传送关于传输参数的信息。

⁽⁴⁾ AC (辅助信道) 传送网络运行的辅助信息。

4 信元编码

系统F复用结构完全符合MPEG-2系统体系结构, 因此能够发送包含压缩音频信号的MPEG-2运输流数据包 (TSP)。能够在系统F中应用数字音频压缩方式例如在ISO/IEC

13818-3中规定的MPEG-2第II层音频、AC-3（在ATSC A/52文档中规定的数字音频压缩标准）和在ISO/IEC 13818-7中规定的MPEG-2 AAC。

5 多路复用

系统F的多路复用符合MPEG-2 TS ISO/IEC 13818-1，另外，为采用单个TS的分层传输定义了复用帧和TMCC描述符。

考虑到多个数字广播系统之间最大的协作，例如在ITU-R BO.1408建议书中推荐的ISDB-S，在ITU-R BT.1306建议书中推荐的ISDB-T（系统C）以及在ITU-R BO.1130建议书中推荐的使用2.6 GHz频带的卫星广播业务（声音）系统（系统E），这些系统能够通过这个接口与其它广播系统交换广播数据流。

5.1 复用帧

为了使用BST-OFDM体制实现分层传输，ISDB-T_{SB}系统在MPEG-2系统范围内定义了TS复用帧，在复用帧中，TS是一个连续的由188字节的TSP和16字节的空数据或者RS奇偶校验组成的204字节RS-TSP流。

在单段传输的情况下，采用比反向FFT（IFFT）采样时钟快两倍的时钟对RS-TSP进行计数，把复用帧的持续时间调整为OFDM帧的持续时间，在三段传输的情况下，采用比IFFT采样时钟快四倍的时钟对RS-TSP进行计数，把复用帧的持续时间调整为OFDM帧的持续时间。

6 信道编码

本节描述的是信道编码单元，该单元接收排列在复用帧中的数据包，把信道编码过的数据块转发到OFMD调制单元。

6.1 信道编码的功能框图

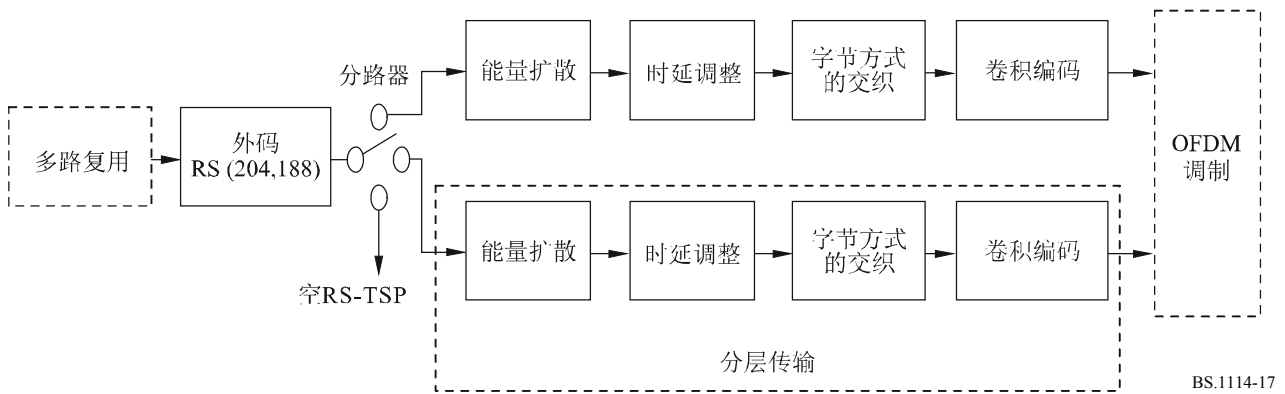
图17所示的是ISDB-T_{SB}系统信道编码的功能框图。

采用比前一节描述的IFFT采样速率快的时钟，对复用帧的字节进行计数，使复用帧的持续时间与OFDM帧的持续时间一致。

在复用单元与外码单元之间的接口，复用帧的报头字节（相当于TSP的同步字节）被当作OFDM帧的报头字节。在位方式的描述中，报头字的最高有效位被当作OFDM帧的同步位。

对于三段分层传输，根据传输控制信息把RS-TSP流分为两层，在每一层可以独立地规定内部纠错码的编码率、载波调制体制和时间交织长度。

图 17
信道编码图



6.2 外码

把RS(204,188)缩短码应用于MPEG-2 TSP产生差错防护的TSP即RS-TSP，RS (208,188)码能够纠正接收到的204字节中可达8个的随机错误字节。

域生成多项式： $p(x) = x^8 + x^4 + x^3 + x^2 + 1$

码生成多项式： $g(x) = (x - \lambda^0)(x - \lambda^1)(x - \lambda^2)(x - \lambda^3) \dots (x - \lambda^{15})$

其中： $\lambda = 02_n$

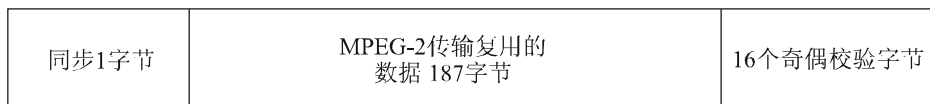
应注意到来自复用器的空TSP也被编入RS(204,188)数据包。

MPEG-2 TSP和RS-TSP（RS差错防护的TSP）如图18所示。RS差错防护的TSP也被称作传输TSP。

图 18
MPEG-2 TSP和RS-TSP（传输TSP）



a) MPEG-2 TSP



b) RS-TSP (传输TSP)，RS (204, 188) 差错防护TSP

BS.1114-18

6.3 能量扩散

为了保证足够的二进制变换，采用伪随机二进制序列（PRBS）把来自分路器的数据随机化。

PRBS发生器的多项式应为：

$$g(x) = x^{15} + x^{14} + 1$$

6.4 时延调整

在字节方式交织中，取决于流的特性（如调制和信道编码），不同层的流因交织过程产生的时延各不相同。为了补偿包含接收机去交织在内的时延差异，发送端要在字节方式交织之前进行时延调整。

6.5 字节方式交织（内码交织）

对204字节差错防护和随机化的数据包采取长度 $I = 12$ 卷积字节方式的交织，交织可能包括 $I = 12$ 个分支，通过输入开关循环地接到输入字节流，每个分支 j 应是长度为 $j \times 17$ 字节的先入先出（FIFO）移位寄存器，FIFO的单元应能容纳1个字节，输入开关和输出开关应同步。

去交织基本上同交织类似，但保留分支索引，交织和去交织产生的总的时延为 $17 \times 11 \times 12$ 字节（相当于11个TSP）。

6.6 内编码（卷积码）

系统F应允许采用一系列以编码率为1/2、具有64个状态的母卷积码为基础的截短卷积码，卷积码的编码率为1/2、2/3、3/4、5/6和7/8。这将允许在ISDB-T_{SB}业务包括移动业务中，针对一个特定的业务选择最合适的纠错特性或数据速率，母码的生成多项式为：X输出时， $G_1 = 171_{\text{oct}}$ ，Y输出时， $G_2 = 133_{\text{oct}}$ 。

7 调制

调制单元的配置如图19和图20所示，在位方式的交织以后，各层的数据被映射到复数域。

7.1 位交织的时延调整

位交织产生了120个复数数据（ $I + jQ$ ）的时延，如下一节所述。通过增加适当的时延，发射机和接收机中总的时延被调整到两个OFDM符号。

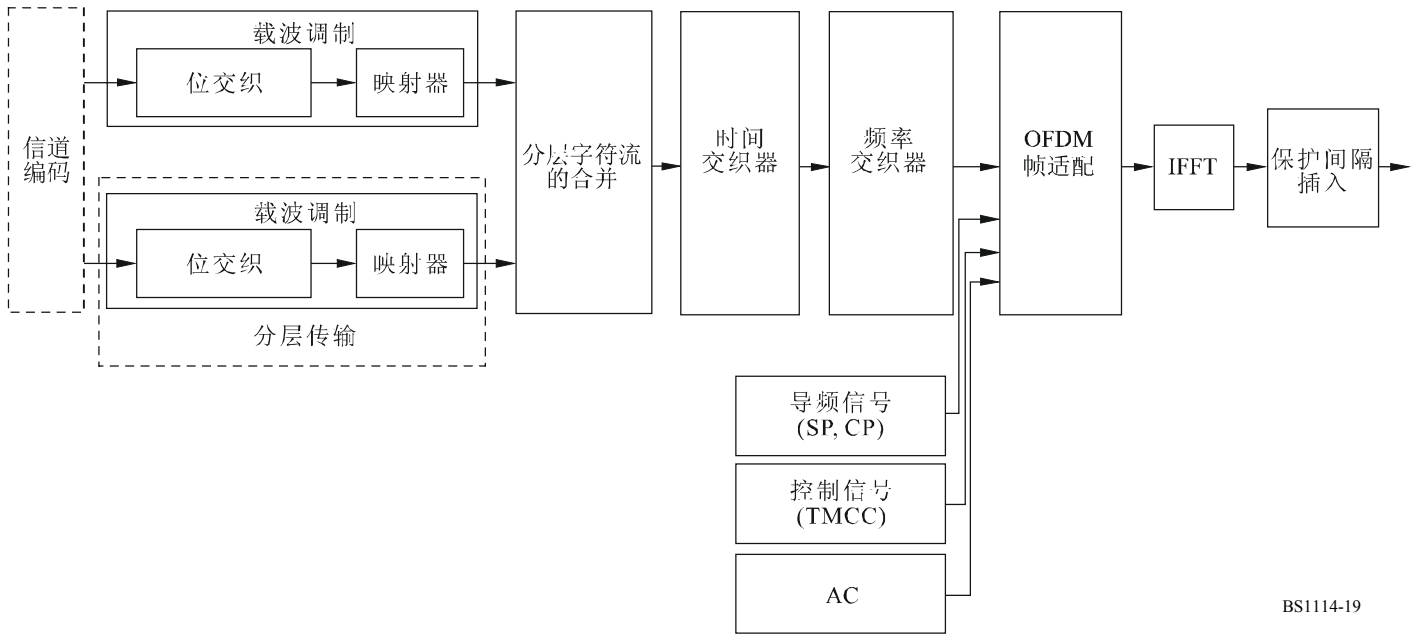
7.2 位交织和映射

本系统可以选择DQPSK、QPSK、16-QAM和64-QAM当中的一种载波调制体制。内部编码器输出端的串行比特序列被转换为2比特的并行序列，经过 $\pi/4$ 移相DQPSK映射或者QPSK映射，通过这种方式输送 n 比特的I轴和Q轴数据。数字 n 可能取决于硬件实现，对于16-QAM，序列被转换成4比特并行序列，在64-QAM中，序列被转换成6比特并行序列。在串并转换之后，通过插入最大120个比特的时延实现位交织。

7.3 数据段

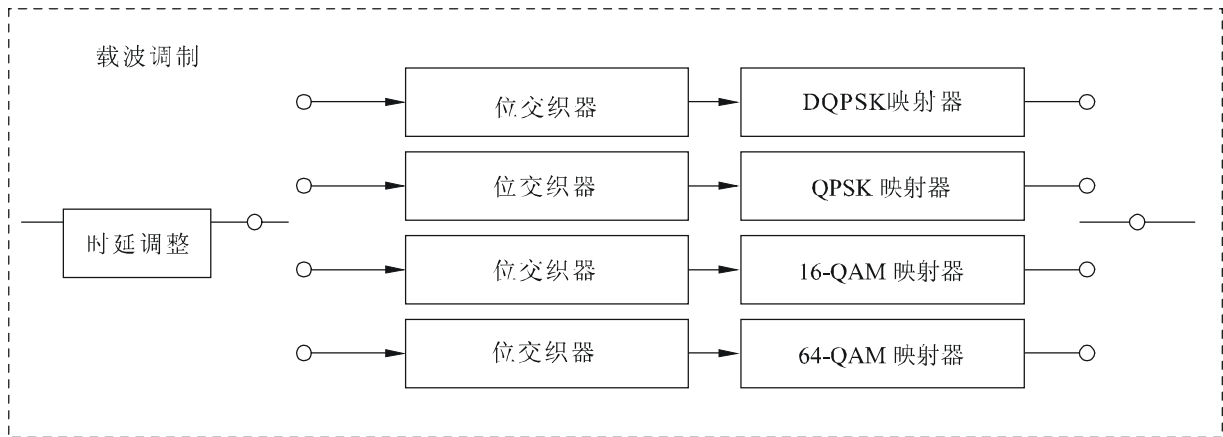
数据段定义为复数数据的地址表，在这个表中将进行速率转换、时间交织和频率交织。数据段相当于OFDM段的数据部分。

图 19
调制方框图



BS1114-19

图 20
载波调制单元的配置



BS.1114-20

7.4 分层数据流的合并

在信道编码和映射以后，各层的复数数据每隔一个字符输入到预先指定的数据段。

以IFFT采样时钟循环地读出存储在所有数据段中的数据；然后进行速率转换和分层数据流的合并。

7.5 时间交织

在合并以后，进行符号方式的时间交织，时间交织的长度从0到大约1 s可变，应为各层分别指定时间交织的长度。

7.6 频率交织

频率交织包括段间频率交织、段内载波轮换、段内载波随机化。在具有相同调制体制的段之间进行段间的频率交织，只能对三段传输进行段间频率交织，在载波轮换以后，根据随机化表格实现载波随机化。

7.7 OFDM段 – 帧结构

每隔204个符号通过增加导频例如CP、SP、TMCC和AC，把数据段安排到OFDM段 – 帧中。在每个OFDM符号期间，CP的调制相位是固定不变的，在相干调制方式的情况下，每隔12个载波和每隔4个OFDM符号就插入SP。TMCC载波传送用于接收机控制的传输参数例如载波调制、编码率和时间交织。AC载波传送辅助信息。

8 频谱掩模

对于6/14 MHz段系统，应采用在图21和表10中规定的掩模对单段传输的辐射信号频谱进行限制，可以应用适当的滤波来降低信号在429 kHz频带（6/14 MHz）以外频率上的电平。

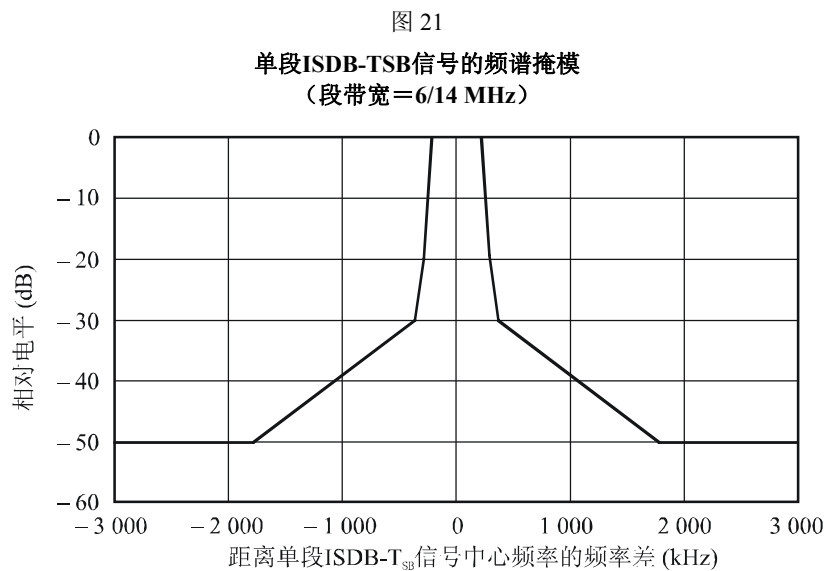


表 10

单段传输频谱掩模的分界点
(段带宽 = 6/14 MHz)

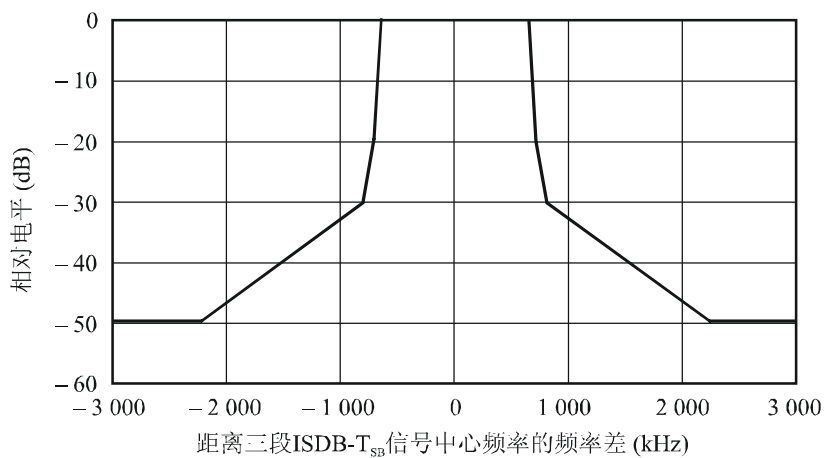
距离传输信号中心频率的频率差 (kHz)	相对电平 (dB)
± 220	0
± 290	-20
± 360	-30
± 1 790	-50

注1 – 采用频谱分析仪测量辐射信号的频谱。频谱分析仪的分辨带宽应设为10 kHz或3 kHz，至于视频带宽，它在300 Hz和30 kHz之间，应对视频取平均。频率范围设为测量传输频谱掩模所需的最小值。

图22和表11规定了用于6/14 MHz段系统的三段传输频谱掩模。

注1 – 应根据系统频谱的形状来修改7/14 MHz和8/14 MHz段系统的频谱掩模。

图 22

三段ISDB-TSB信号的频谱掩模
(段带宽 = 6/14 MHz)

BS.1114-22

表 11
三段传输频谱掩模的分界点
(段带宽 = 6/14 MHz)

距离地面数字声音信号 中心频率的频率差 (kHz)	相对电平 (dB)
± 650	0
± 720	-20
± 790	-30
± 2 220	-50

9 RF性能特性

在ISDB-T_{SB}系统中已经针对各种各样的传输条件进行了RF评估测试，在本节中描述实验室测试的结果。

针对随机噪声和多径衰落，进行关于BER性能的实验室传输实验。在下列条件下测量传输信道中的BER对比C/N（见表12）。

9.1 高斯信道中的BER对比C/N

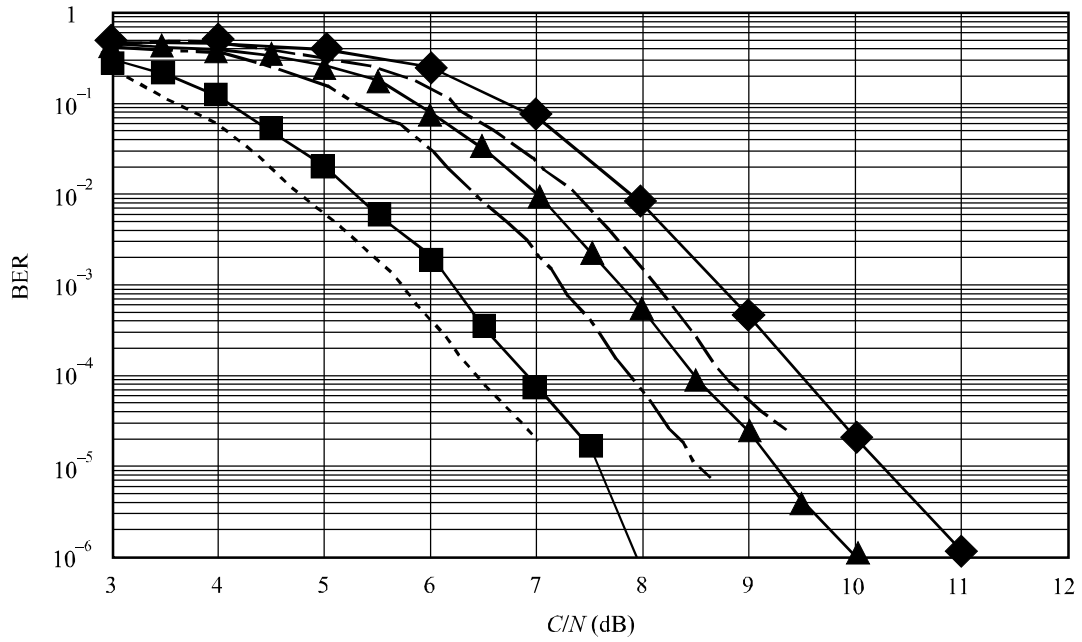
加入加性高斯白噪声设置接收机输入端的C/N，结果如图23、24和25所示。这些数字能够与那些通过计算机仿真得到的数字进行比较，以显示系统的固有性能。可以看出在RS解码之前当BER为 2×10^{-4} 时，可以获得不到1 dB的实现余量损失。

表 12
实验室测试的传输参数

段的数量	1（带宽：429 kHz）
传输模式	3（有用符号的持续时间：1.008 ms）
载波数量	433
载波调制	DQPSK，16-QAM和64-QAM
保护间隔	63 μs（保护间隔比：1/16）
内码的编码率	1/2、2/3、3/4和7/8
时间交织	0和407 ms

图 23

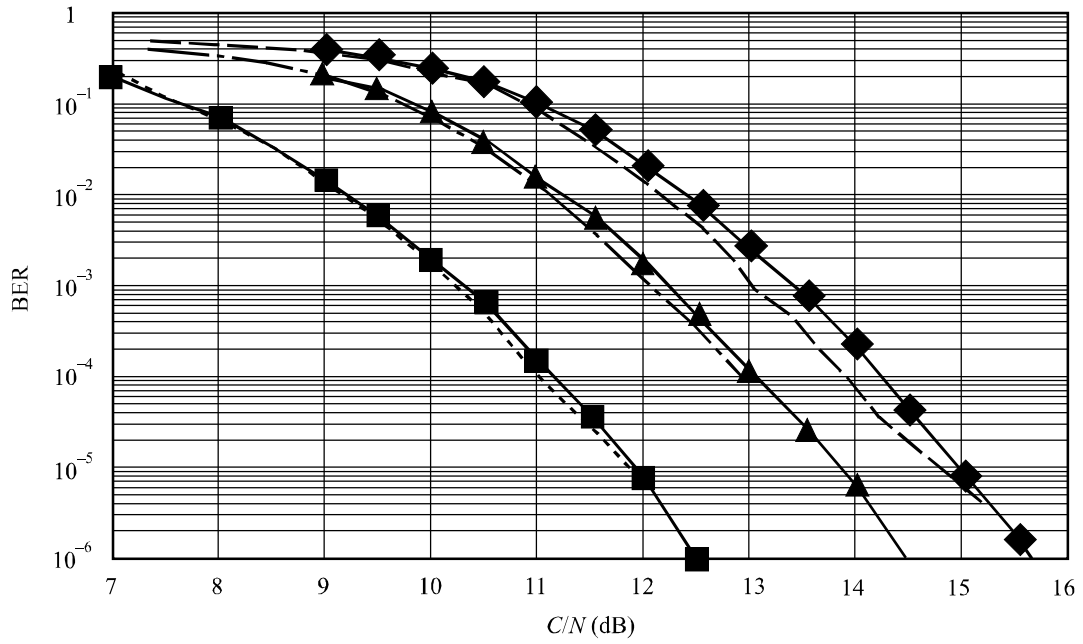
RS解码前的BER对比C/N
 (传输模式: 3, 载波调制: DQPSK, 时间交织: 407 ms): 高斯信道



- 编码率: 1/2 (测量的)
- ▲— 编码率: 2/3 (测量的)
- ◆— 编码率: 3/4 (测量的)
- 编码率: 1/2 (模拟的)
- - 编码率: 2/3 (模拟的)
- · — 编码率: 3/4 (模拟的)

图 24

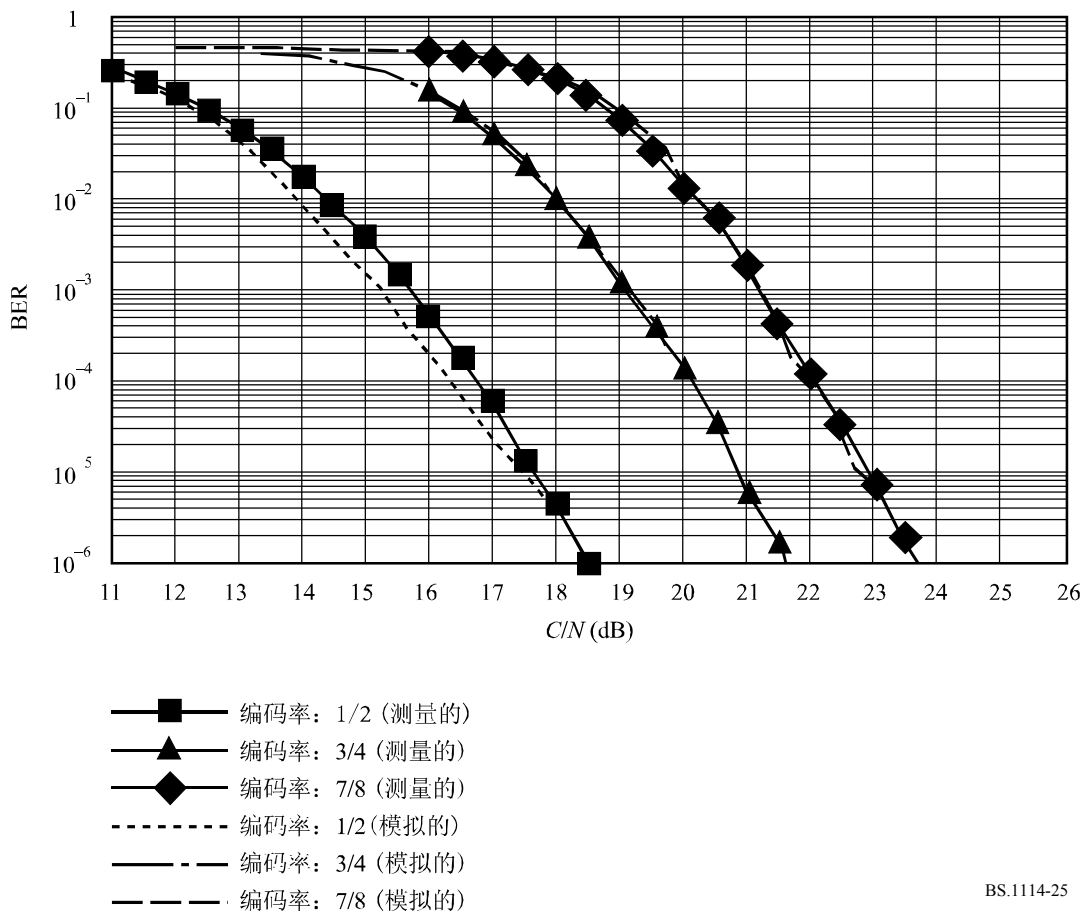
RS解码前的BER对比C/N
 (传输模式: 3, 载波调制: 16-QAM,
 时间交织: 407 ms): 高斯信道



- 编码率: 1/2 (测量的)
- ▲— 编码率: 2/3 (测量的)
- ◆— 编码率: 3/4 (测量的)
- 编码率: 1/2 (模拟的)
- .-.-.- 编码率: 2/3 (模拟的)
- 编码率: 3/4 (模拟的)

图 25

RS解码前的BER对比C/N
 (传输模式: 3, 载波调制: 64-QAM,
 时间交织: 407 ms): 高斯信道



BS.1114-25

9.2 多径信道中的BER对比C/N

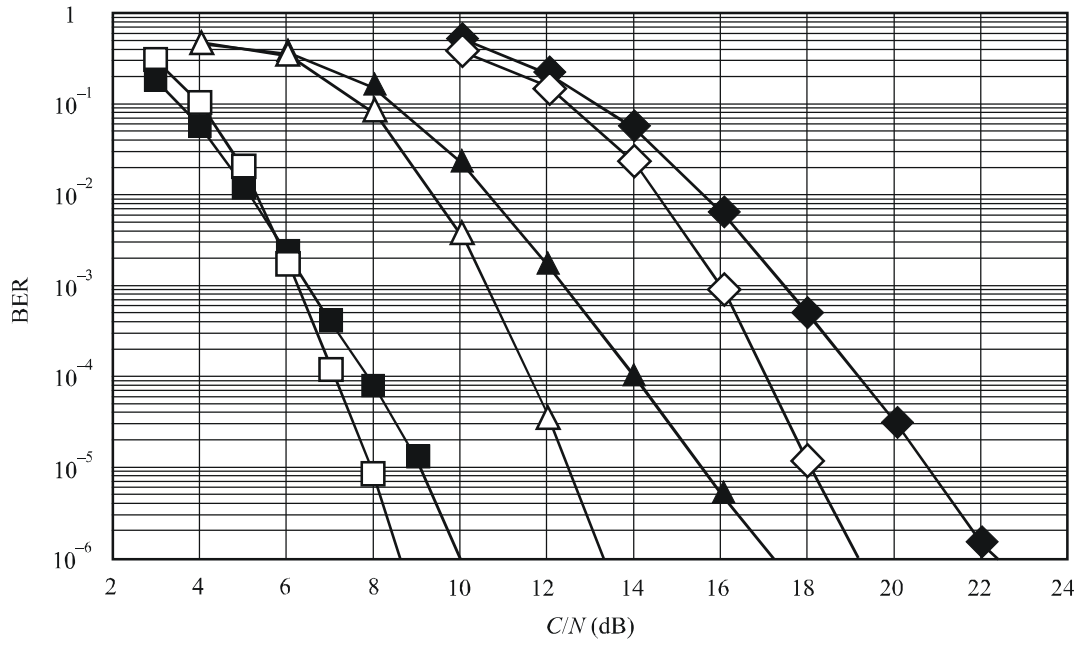
采用多径信道模拟器来测量BER对比C/N, 主信号和延迟信号的有效信号电平与无用信号或干扰信号电平的比 D/U 设为3 dB和10 dB。延迟信号相对于主信号的延迟时间设为15 μs , 结果如图26所示。

9.3 瑞利信道中的BER对比C/N

采用衰落信道模拟器来测量BER对比C/N, 信道被设为两路径瑞利衰落信道, 两个路径的 D/U 设为0 dB。延迟信号的时间设为15 μs , 信号的最大多普勒频率设为5 Hz和20 Hz, 结果如图27所示。

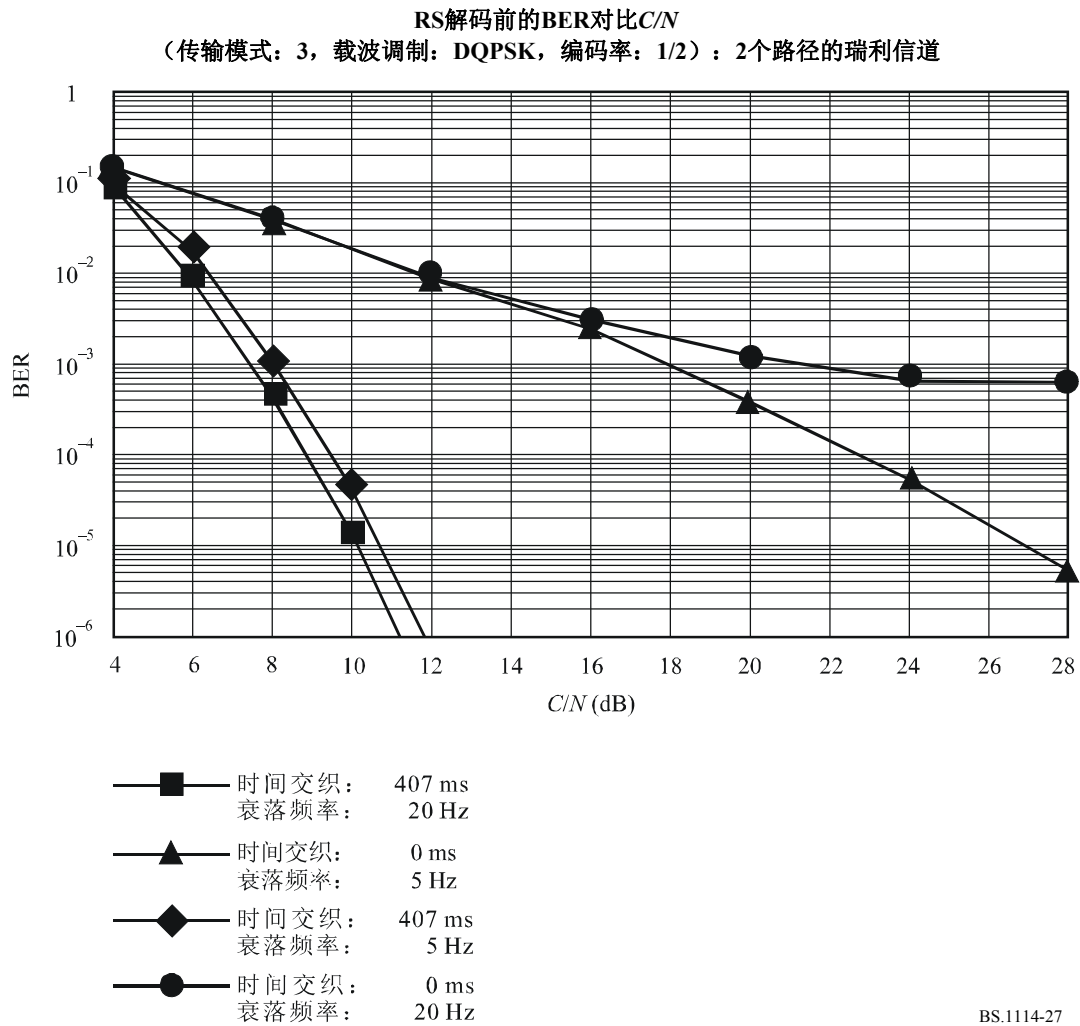
图 26

RS解码前的BER对比C/N
 (传输模式: 3, 编码率: 1/2, 时间交织: 407 ms): 多径信道



载波调制	D/U
■	DQPSK 3 dB
▲	16-QAM 3 dB
◆	64-QAM 3 dB
□	DQPSK 10 dB
△	16-QAM 10 dB
◇	64-QAM 10 dB

图 27



附件4

数字系统C

1 系统综述

数字系统C采用IBOC技术来促进DSB的引入, DSB通过提供增强的音频保真度、改进的信号牢靠性和扩展的辅助业务, 给予了广播公司升级他们的模拟业务的能力, IBOC技术通过允许现有站点以模拟和数字方式广播相同的节目, 使得广播公司能够在不需要新的用于数字信号的频谱配置的情况下引入这些升级, 这提供了从现有模拟环境合理过渡到数字未来的极为有效的方法。

2 IBOC层

按照ISO OSI分层模型来组织IBOC的详细性能说明。广播系统的每一个OSI层在接收系统中都有一个对应层，称作对等层。这些层的功能是这样的，底层的联合结果是实现一个特定层和它的在另一侧的对等层之间的虚拟通信。

2.1 混合层1

数字系统C的第1层（L1）把来自第2层（L2）的信息和系统控制转换成适于VHF频带传输的IBOC波形，信息和控制以离散传递帧的方式通过多条逻辑信道穿过L1服务访问点（SAP）传输，这些传递帧也分别被称作L2服务数据单元（SDU）和服务控制单元（SCU）。

L2 SDU的大小和格式依据服务模式而变化，服务模式，系统控制的一个主要组成部分，决定各个逻辑信道的传输特性。在评估了他们的候选应用的要求之后，较高的协议层选择最适于配置逻辑信道的服务模式，逻辑信道的多重性反映出系统本身的灵活性，能支持不同类别的数字音频和数据的同时传送。

L1也接收系统控制，例如来自L2的SCU。在系统控制器中处理系统控制。

以下各节介绍：

- 波形和频谱的概述；
- 系统控制的概述，包括可用的服务模式；
- 逻辑信道的概述；
- 包含L1 FM空中接口的各个功能部件的高级讨论。

2.2 波形和频谱

通过提供三种新的波形类型：混合、扩展的混合和全数字，本设计提供了一种灵活的引入数字广播系统的方法。混合和扩展的混合类型保留模拟的FM信号，而全数字类型则不保留模拟的FM信号。全部三种波形都能在指定的频谱辐射屏蔽例如联邦通信委员（FCC）会当前规定的频谱辐射屏蔽下很好地工作。

数字信号采用正交频分复用（OFDM）调制，OFDM是一种并行的调制体制，在这种调制体制中数据流调制多个同时发送的正交副载波，OFDM本来就是灵活的，很容易将逻辑信道映射到不同的副载波组。

符号定时参数如表13所示。

2.2.1 混合波形

数字信号在混合波形模拟FM信号两侧的第一主（PM）边带中传送，各个边带的功率电平大约比模拟FM信号的总功率低23 dB。模拟信号可能是单声道或立体声，可能包含辅助通信授权（SCA）信道。

表 13
符号定时参数

参数名称	符号	单位	准确数值	计算值 (4位有效数)
OFDM副载波间隔	Δf	Hz	1 488 375/4 096	363.4
周期性前缀宽度	α	无	7/128	5.469×10^{-2}
OFDM符号持续时间	T_s	s	$(1 + \alpha) / \Delta f =$ $(135/128) \cdot (4 096/1 488 375)$	2.902×10^{-3}
OFDM符号速率	R_s	Hz	$= 1/T_s$	344.5
L1帧持续时间	T_f	s	$65 536/44 100 = 512 \cdot T_s$	1.486
L1帧速率	R_f	Hz	$= 1/T_f$	6.729×10^{-1}
L1块持续时间	T_b	s	$= 32 \cdot T_s$	9.288×10^{-2}
L1块速率	R_b	Hz	$= 1/T_b$	10.77
L1块对持续时间	T_p	s	$= 64 \cdot T_s$	1.858×10^{-1}
L1块对速率	R_p	Hz	$= 1/T_p$	5.383
分集时延帧	N_{dd}	无	=分集时延L1帧的数量	3

2.2.2 扩展的混合波形

在扩展的混合波形中，可以朝着模拟FM信号的方向扩展混合边带的带宽以增加数字容量，这个附加的频谱，配置在各个第一主边带的内沿，被称作第一扩展（PX）边带。

2.2.3 全数字波形

采用全数字波形实现了最大的系统提高，全数字波形中去除了模拟信号，第一数字边带的带宽被完全扩展，就像在扩展混合波形中一样。另外，这种波形允许在模拟FM信号腾出的频谱中发送低功率的数字第二边带。

2.3 系统控制信道

系统控制信道（SCCH）传输控制和状态信息，第一和第二服务模式以及分集时延控制从L2被发送到L1，而同步信息则从L1被发送到L2。

服务模式规定了逻辑信道的所有允许的配置，共有十一种服务模式。

2.4 逻辑信道

逻辑信道是具有特定服务等级的、将传输帧中的L2 SDU传送到L1的信号路径，服务等级由服务模式决定。数字系统C的L1为较高层协议提供十个逻辑信道。在每一种服务模式中，不是所有的逻辑信道都会被使用。

2.4.1 主逻辑信道

有四个主逻辑信道与混合波形和全数字波形一起使用，它们被记作P1、P2、P3和主要IBOC数据业务（PIDS），表14所示的是随着主要服务模式而变化的各个主要逻辑信道支持的理论信息速率。

表 14
主逻辑信道的理论信息速率

服务模式	理论信息速率 (kbit/s)				波 形
	P1	P2	P3	PIDS	
MP1	25	74	0	1	混合
MP2	25	74	12	1	扩展的混合
MP3	25	74	25	1	扩展的混合
MP4	25	74	50	1	扩展的混合
MP5	25	74	25	1	扩展的混合，全数字
MP6	50	49	0	1	扩展的混合，全数字
MP7	25	98	25	1	扩展的混合，全数字

2.4.2 副逻辑信道

有六个只用于全数字波形的副逻辑信道，它们被记作S1、S2、S3、S4、S5和辅助IBOC数据业务（SIDS），表15所示的是随着辅助服务模式而变化的各个副逻辑信道支持的近似理论信息速率。

表 15
副逻辑信道的近似理论信息速率

服务模式	近似信息速率 (kbit/s)						波 形
	S1	S2	S3	S4	S5	SIDS	
MS1	0	0	0	98	6	1	全数字
MS2	25	74	25	0	6	1	全数字
MS3	50	49	0	0	6	1	全数字
MS4	25	98	25	0	6	1	全数字

2.4.3 逻辑信道功能性

逻辑信道P1到P3用来传输音频和数据，S1到S5可以被配置成传送数据或者环绕声音频，PIDS和SIDS逻辑信道用来传送IBOC数据业务（IDS）信息。

各个逻辑信道的性能可以通过三个特征化的参数来进行完整地描述：传递、等待时间和鲁棒性，信道编码、频谱映射、交织器深度和分集时延是这些特征化参数的分量，服务模式为各个有效逻辑信道唯一地配置了这些分量，从而给适当的特征化参数赋值。

另外，服务模式规定了经过各个有效逻辑信道的传输帧的组帧和同步。

2.5 功能部件

本小节包含各个L1功能单元和相关信号流程的深入描述，图28是L1处理的功能框图，音频和数据从较高的OSI层通过L1 SAP传递到物理层、调制解调器。

2.5.1 服务访问点

L1 SAP定义了系统协议栈的L2和L1之间的接口，每个逻辑信息和SCCH都有他们自己的SAP，各个信道以离散的、由服务模式决定的独特大小和速率的传输帧进入L1，这些L2传输帧典型地被称作L2 SDU和SCU。

2.5.2 扰码

当波形在传统的模拟FM解调器中被解调时，这项功能把各个逻辑信道中的数字数据随机化，以便“白化”和减轻信号的周期性。

2.5.3 信道编码

数字系统C采用有效编码率为2/5的维特比卷积码，这种卷积编码给各个逻辑信道中的数字数据增加了冗余，以便提高当存在信道损耗时它的可靠性。逻辑信道矢量大小的增加与编码率成反比，编码技术由服务模块配置，分集时延也被施加到所选择的逻辑信道上，在信道编码器的输出端，逻辑信道矢量保留它们的同一性。

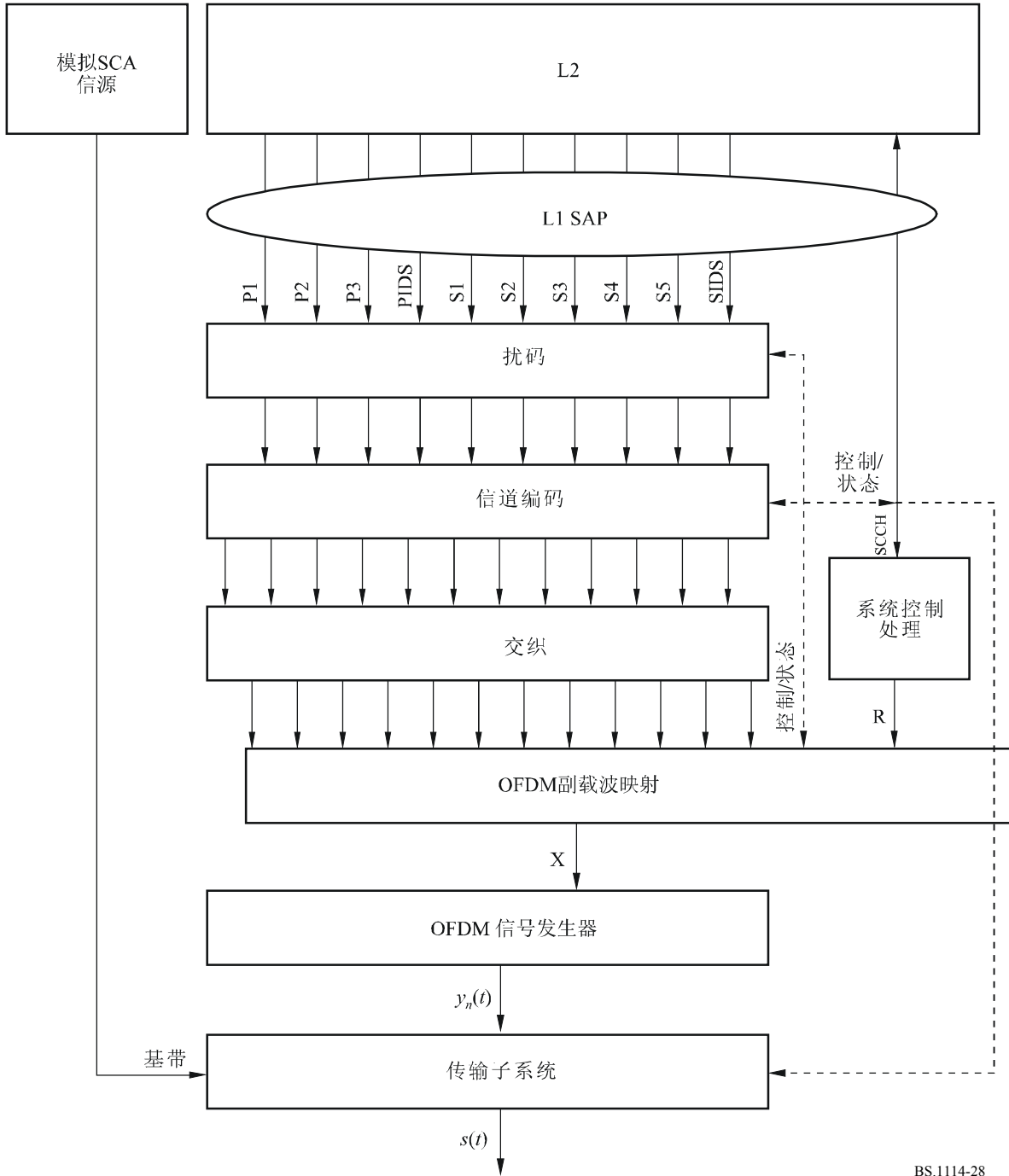
2.5.4 交织

时间和频率的交织用于减小突发错误的影响，交织技术适合VHF衰落环境，由服务模式配置。各个逻辑信道是单独交织的，交织器的深度以信道的使用为基础，在主音频信道中（P1和P2）交织器的长度相当于一个L1帧。在这个过程中，逻辑信道失去了它们的同一性，采用矩阵格式构建交织器的输出；每个矩阵由一个或多个逻辑信道组成，与发送频谱的特定部分相关联，包含交织在内总的分集时延为3个L1帧（ 3×1.486 s）。

2.5.5 系统控制过程

这项功能产生一个系统控制数据序列矩阵用于基准副载波上的广播，该矩阵包括控制和状态（例如服务模式）。

图 28
FM空中接口L1功能框图



BS.1114-28

2.5.6 OFDM副载波映射

这项功能把交织的矩阵和系统控制矩阵分配到OFDM副载波，每个有效交织矩阵的一行经过OFDM符号 T_s 的处理产生一个输出矢量 X ，该矢量是信号的频域表示。映射特别适合于不均匀的干扰环境，并且随着服务模式而变化。

2.5.7 OFDM信号发生器

这项功能产生时域信号的数字部分，输入矢量被转换为成形的时域基带脉冲 $y_n(t)$ ，定义一个OFDM符号。

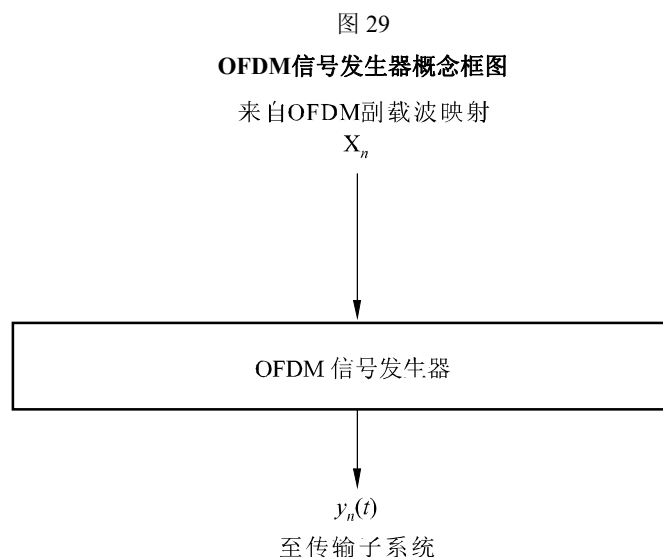
2.5.8 传输子系统

这项功能为经过VHF信道传输安排基带波形的格式，主要子功能包括符号级联和频率上变频，另外，当传输混合波形时，这项功能对信元进行调制，并把它和数字信号合并在一起形成一个合成的混合信号 $s(t)$ ，为传输作准备。

3 功能描述

3.1 引言

OFDM信号发生器接收来自OFDM副载波映射的复数的、频域OFDM符号，输出代表数字系统C信号数字部分的时域脉冲，OFDM信号发生器的概念框图如图29所示。



BS.1114-29

OFDM信号发生器的输入是长度为L的复数矢量 X_n ，代表OFDM符号 n 中各个OFDM副载波的复数集数值，OFDM信号发生器的输出是复数的、基带的、时域波形 $y_n(t)$ ，代表数字系统C关于OFDM符号 n 信号的数字部分。

3.2 传输子系统

3.2.1 引言

传输子系统为经过VHF信道传输安排基带IBOC波形的格式，功能包括符号级联和频率上变频，另外，当传输混合或者扩展混合波形时，这项功能在把基带模拟信号和数字波形合并在一起之前，对基带模拟信号进行延迟和调制。

这个模块的输入是来自OFDM信号发生器功能单元的复数的、基带的、时域OFDM波形 $y_n(t)$ ，当传输混合或者扩展混合波形时，基带模拟信号 $m(t)$ 连同可选的SCA信号也是来自模拟信元的输入，另外，模拟分集时延（DD）控制是来自L2经过控制信道的输入，这个模块的输出为IBOC波形。

图 30
混合/扩展混合传输子系统功能框图

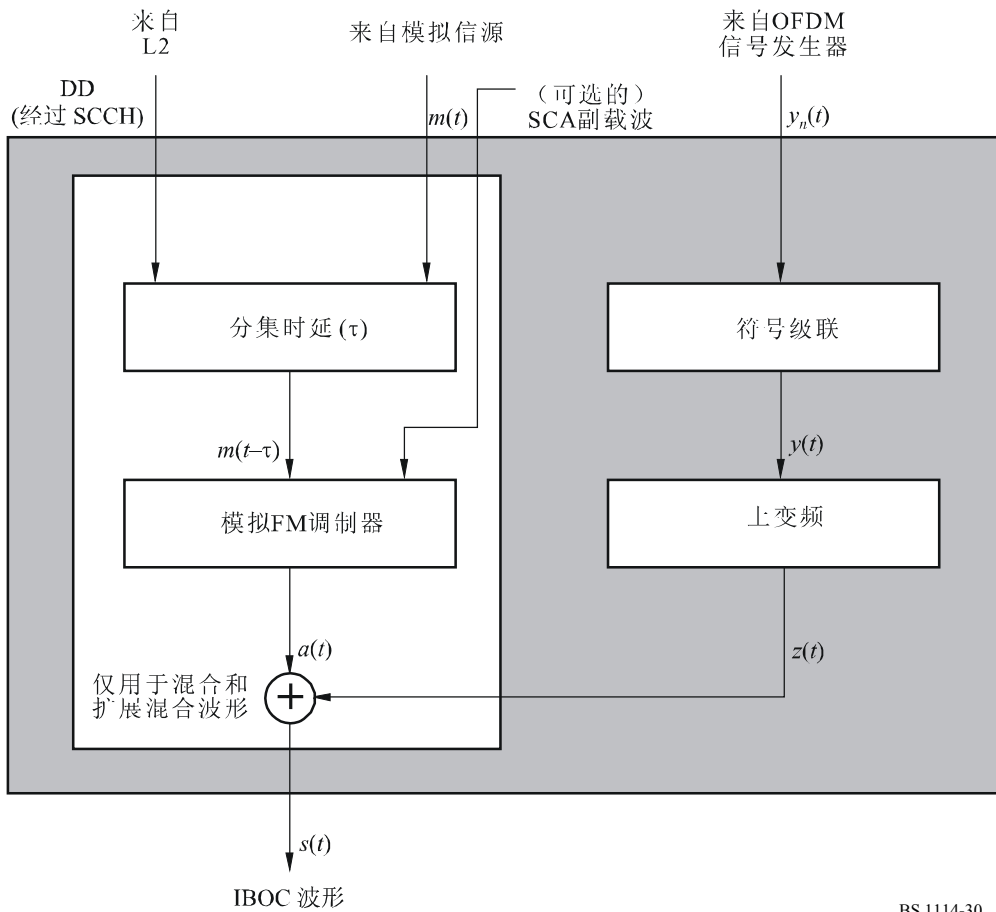
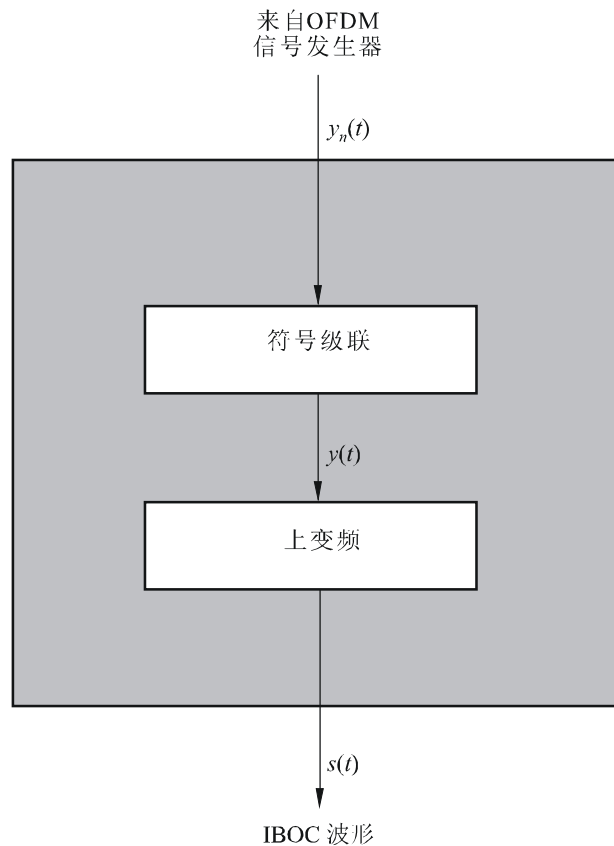


图 31

全数字传输子系统功能框图



BS.1114-31

3.2.2 分集时延

当播送混合和扩展混合波形时， $z(t)$ 与模拟FM信号 $a(t)$ 合并在一起。产生 $a(t)$ 的第一步是把DD施加到基带模拟信号 $m(t)$ 上，经过SCCH接收到的来自L2的模拟DD控制位被上面的协议层用来启用或禁用DD，如果DD为0，则DD被禁用；如果DD为1，则被启用。当启用DD时，把一个可调整的时延 τ 施加到基带模拟信号 $m(t)$ 上，该时延是固定的，这样在模拟/数字合并器的输出端， $a(t)$ 落后于相应数字信号 $z(t)$ 的时间为 T_{dd} ，在数字系统C中，模拟和数字信号传送相同的音频节目，在模拟/数字合并器的输出端模拟音频比相应的数字音频延迟 T_{dd} 。这个时延是可以调整的以便补偿在模拟和数字链中的处理时延。

3.2.3 模拟FM调制器

对于混合和扩展混合波形，适当延迟的基带模拟信号 $m(t-\tau)$ 调频产生等同于现有模拟信号的RF模拟FM波形。

3.2.4 模拟/数字合并器

当播送混合或者扩展混合波形时，模拟调制的FM RF信号与数字调制的IBOC RF信号合并在一起产生数字系统C信号 $s(t)$ 。波形的模拟和数字部分都以相同的载波频率为中心，输出频谱中各个数字边带的电平由OFDM副载波映射进行适当地调整。

3.3 同频中继器的使用

数字系统C中OFDM调制的使用使得可以用同频数字中继器或者单频网络填充想要覆盖但由于地形和/或遮蔽信号损耗比较严重的区域，典型的应用将是在站点的服务区内山脉或者其它地形的遮挡限制了模拟或数字的性能。

数字系统C工作在OFDM符号之间的有效保护时间大约为 $150 \mu\text{s}^2$ ，为了避免严重的符号间干扰，在主要传输系统方向的有效覆盖应限制在22 km以内，特别地，在主天线方向距离中继器超过22 km的地方，来自自主发射机的信号与中继信号的比应至少为10 dB，通过使用方向性天线保护主站，能够提高同频转播台之间的性能和距离。

3.4 全球定位系统（GPS）同步

为了确保精确的时间同步，实现快速的站点捕获和转播台同步，各个站点是GPS锁定的，这通常是通过与一个信号同步来实现的，而这个信号在时间和频率上与GPS³是同步的，不锁定于GPS的传输由于不能与其它站点同步，将不能在SFN的情况下提供接收机端的快速调谐⁴。

4 数字边带电平

对于混合、扩展混合和全数字波形，各个数字边带内每个OFDM副载波的幅度标定见表16，相对于未调制模拟FM载波的总功率（假设等于1）规定混合波形的数值，相对于已经在混合和扩展的混合模式中传输的未调制模拟FM载波的总功率（假设等于1）规定数字波形的数值。

² $150 \mu\text{s}$ 折合45 km的传播距离。

³ GPS锁定站被称作第I级：GPS锁定传输设备。

⁴ 第II级：非GPS锁定传输设备。

表 16

OFDM副载波标定

波形	模式	边带	幅度比例因子符号	幅度比例因子 ⁽¹⁾ (相对于总的模拟FM功率)	幅度比例因子 ⁽²⁾ (相对于总的模拟FM功率) (dB)
混合	MP1	主要的	a_0	5.123×10^{-3}	-41.39
扩展的混合	MP2-MP7	主要的	a_0	5.123×10^{-3}	-41.39
全数字	MP5-MP7	主要的	a_2	1.67×10^{-2}	-31.39
	MS1-MS4	副的	a_4	5.123×10^{-3}	-41.39
		副的	a_5	3.627×10^{-3}	-44.39
		副的	a_6	2.567×10^{-3}	-47.39
		副的	a_7	1.181×10^{-3}	-50.39

⁽¹⁾ 每个IBOC副载波区域的幅度比例因子。

⁽²⁾ 在1 kHz带宽测得的以 dB计的幅度比例因子。

对于混合和扩展的混合波形，要选择数值使得在主数字边带（上部的或下部的）内的总的平均功率低于未调制模拟FM载波的总功率23 dB。

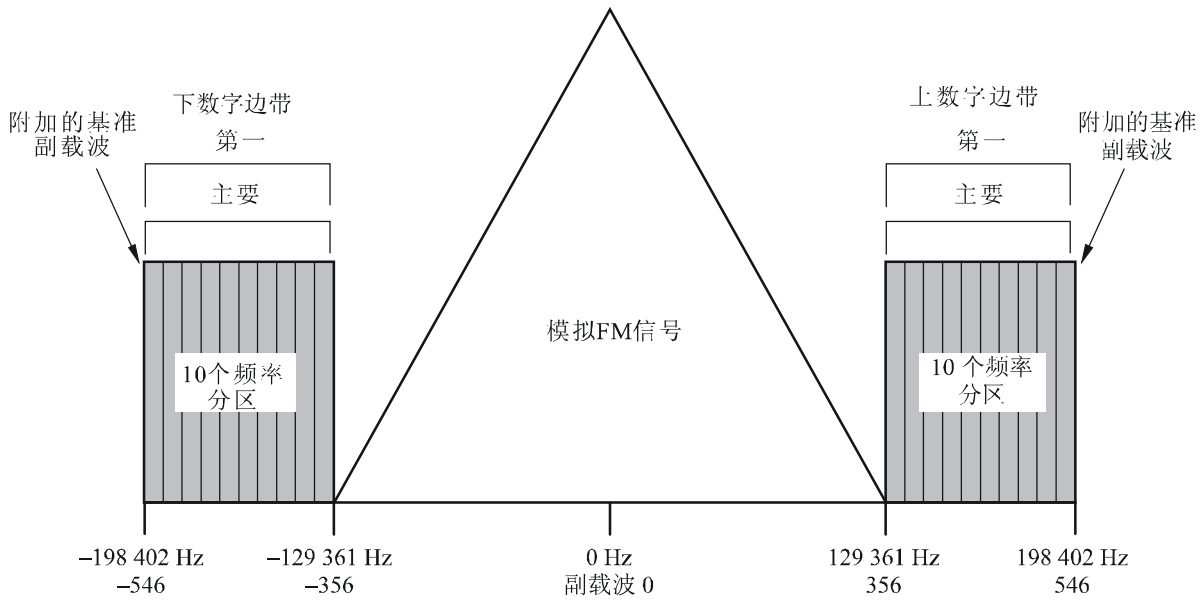
对于全数字波形，要选择数值使得在主数字边带（上部的或下部的）内的总的平均功率高于混合主数字边带内的总功率至少10 dB。另外，要选择数值使得在副数字边带（上部的或下部的）内的总的平均功率至少低于全数字主数字边带内的总功率20 dB。

5 混合模式的频谱

在位于模拟FM信号两边的第一主边带中发送数字信号，每个第一主边带由十个频率分区组成，这些频率分区被分配在副载波356到545，或者副载波-356到-545之间（见图32和表17）。副载波546和-546也包含在PM边带中，作为附加的基准副载波。PM边带内副载波的幅度统一采用幅度比例因子进行调整。

图 32

混合波形的频谱 – 服务模式MP1
 (数字副载波的电平要使得这些载波的总功率
 低于FM模拟载波标称功率20 dB)



BS.1114-32

表 17

混合波形频谱一览表 – 服务模式MP1

边带	频率分区的数量	频率分区分类	副载波范围	副载波频率 (距离信道中心) (Hz)	幅度比例因子	频率范围 (Hz)	备注
上部分PM	10	A	356 到 546	129 361 到 198 402	a_0	69 041	包括附加的基准副载波 546
下部分PM	10	B	-356 到 -546	-129 361 到 -198 402	a_0	69 041	包括附加的基准副载波 -546

6 扩展的混合模式的频谱

通过给存在于混合波形的PM边带增加第一扩展边带来创建扩展的混合波形。根据服务模式，可以将一个、两个或者四个频率分区增加到各个PM边带的内沿，每个PM边带包括十个频率分区和一个附加的基准副载波，跨越副载波356到546或者副载波-356到-546。上部分第一扩展边带包含副载波337到355（一个频率分区），318到355（两个频率分区）或者280到355（四个频率分区）。下部分第一扩展边带包含副载波-337到-355（一个频率分区），-318到-355（两个频率分区）或者-280到-355（四个频率分区）。在第一扩展边带内的副载波统一采用与PM边带相同的幅度比例因子 a_0 进行幅度调整（见图33和表18）。

图 33

扩展的混合波形频谱 - 服务模式MP2到MP4
(数字副载波的电平要使得这些载波的总功率
低于FM模拟载波标称功率20 dB)

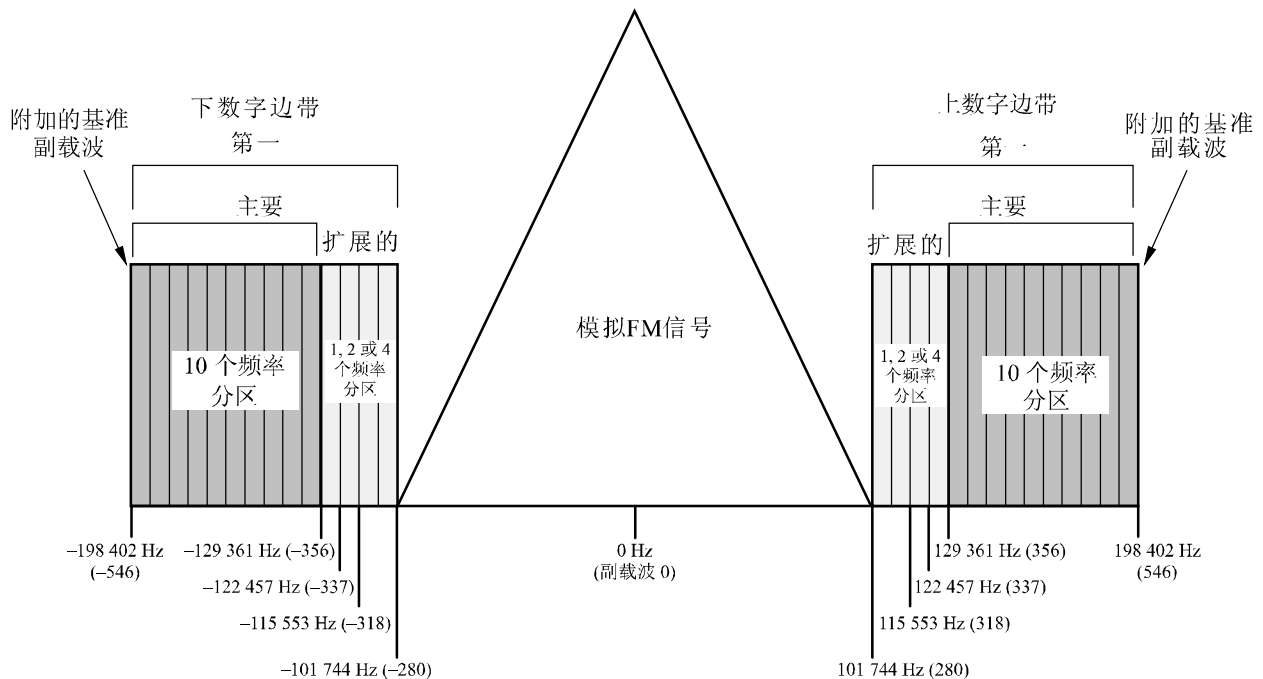


表 18

扩展的混合波形频谱一览表 – 服务模式MP2到MP4

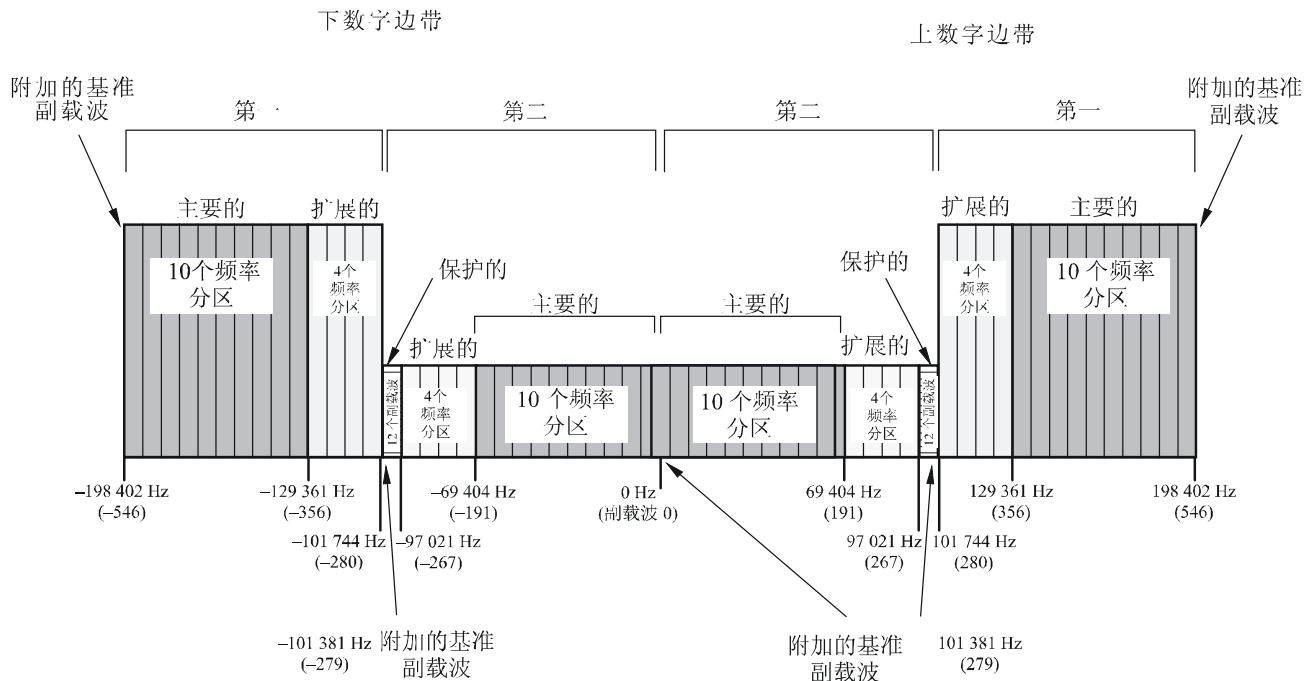
边带	频率分区的数量	频率分区分类	副载波范围	副载波频率 (距离信道中心) (Hz)	幅度比例因子	频率范围 (Hz)	备注
上部分PM	10	A	356 到 546	129 361 到 198 402	a_0	69 041	包括附加的基准副载波546
下部分PM	10	B	-356 到 -546	-129 361 到 -198 402	a_0	69 041	包括附加的基准副载波-546
上部分第一扩展 (1个频率分区)	1	A	337 到 355	122 457 到 128 997	a_0	6 540	无
下部分第一扩展 (1个频率分区)	1	B	-337 到 -355	-122 457 到 -128 997	a_0	6 540	无
上部分第一扩展 (2个频率分区)	2	A	318 到 355	115 553 到 128 997	a_0	13 444	无
下部分第一扩展 (2个频率分区)	2	B	-318 到 -355	-115 553 到 -128 997	a_0	13 444	无
上部分第一扩展 (4个频率分区)	4	A	280 到 355	101 744 到 128 997	a_0	27 253	无
下部分第一扩展 (4个频率分区)	4	B	-280 到 -355	-101 744 到 -128 997	a_0	27 253	无

7 全数字模式的频谱

去掉模拟信号、完全扩展第一数字边带的带宽，并在模拟信号腾出的频谱中增加低功率的第二边带，从而构建全数字波形。全数字波形的频谱如图34所示。

图 34

全数字波形的频谱 – 服务模式MP5到MP7、MS1到MS4
(数字副载波的电平要使得这些载波的总功率低于它所替代的FM模拟载波的标称功率不超过10 dB)



BS.1114-34

除了十个主要频率分区以外，四个扩展的频率分区全部都在全数字波形的各个第一边带中，每个第二边带也有十个第二主要（SM）和四个第二扩展频率分区，然而与第一边带不同，SM频率分区被映射到更接近于信道的中心，而扩展的频率分区距离中心要远一些。

每一个第二边带还支持由12个OFDM副载波和279到-279的基准副载波组成的一个小的第二保护（SP）区，边带被称作“保护的”是因为他们位于频谱中最不大可能受到模拟或数字干扰影响的区域，把一个附加的基准副载波设置在信道的中心（0），由于SP区不包含频率分区，因此SP区的频率分区分类不再适用。

每个SM边带跨越副载波1到190或者-1到-190，上部分第二扩展边带包括副载波191到266，上部分SP边带包括副载波267到278，加上附加的基准副载波279。下部分第二扩展边带包括副载波-191到-266，下部分SP边带包括副载波-267到-278。整个全数字频谱的总的频率跨度为396 803 Hz。在PM和第一扩展边带内的副载波采用幅度比例因子 a_2 进行调整，在SM、第二扩展的和SP边带内的副载波统一采用具有四个不连续等级 a_4 - a_7 的幅度比例因子进行调整。

表 19

全数字波形频谱一览表 – 服务模式MP5到MP7、MS1到MS4

边带	频率分区的数量	频率分区分类	副载波范围	副载波频率 (距离信道中心) (Hz)	幅度比例因子	频率范围 (Hz)	备注
上部分PM	10	A	356 到 546	129 361 到 198 402	a_2	69 041	包括附加的基准副载波546
下部分PM	10	B	-356 到 -546	-129 361 到 -198 402	a_2	69 041	包括附加的基准副载波-546
上部分第一扩展	4	A	280 到 355	101 744 到 128 997	a_2	27 253	无
下部分第一扩展	4	B	-280 到 -355	-101 744 到 -128 997	a_2	27 253	无
上部分SM	10	B	0 到 190	0 到 69 041	a_2	69 041	包括附加的基准副载波0
下部分SM	10	A	-1 到 -190	-363 到 -69 041	a_2	68 678	无
上部分第二扩展	4	B	191 到 266	69 404 到 96 657	a_4-a_7	27 253	无
下部分第二扩展	4	A	-191 到 -266	-69 404 到 -96 657	a_4-a_7	27 253	无
上部分SP	不适用	不适用	267 到 279	97 021 到 101 381	a_4-a_7	4 360	包括附加的基准副载波279
下部分SP	不适用	不适用	-267 到 -279	-97 021 到 -101 381	a_4-a_7	4 360	包括附加的基准副载波-279

8 发射限制

8.1 对IBOC运行的发射限制

混合的和全数字的载波电平在低于FM发射屏蔽时工作良好，表20对来自美国联邦法规汇编（CFR）标题47 § 73.317的一个管理部门屏蔽的例子作了概括。

表 20
美国对FM信道的发射限制，其随着距离载波频率
的偏移量而变化

载波频率偏移量 (kHz)	相对于未经调制的FM载波的功率谱密度 (dBc/kHz) ⁽¹⁾
120 到 240	-25
240到600	-35
大于600	-80或 $-43 - 10 \log_{10} x$ ，无论哪一个更小，这里 x为功率 (W)， 指的是未调制发射机总的输出载波功率

⁽¹⁾ 测量是在10 s时间段内对1 kHz带宽上的功率谱密度取平均值。

图35和图36描绘了在1 kHz带宽上测得的、以dB计的所有来源的噪声电平相对于数字边带标称功率谱密度，这个噪声测量包含所有的来源，包括：

- IBOC激励器的相位噪声以及
- 来自发射机的互调产物。在表20、21、22和23中，电平已经被调整到描述低于0 dBc发射屏蔽的电平。

表 21
IBOC数字载波功率⁽¹⁾

混合模式	全数字模式	
	主要节目载波	次要的辅助业务载波
-41.39	-31.39	-50.39

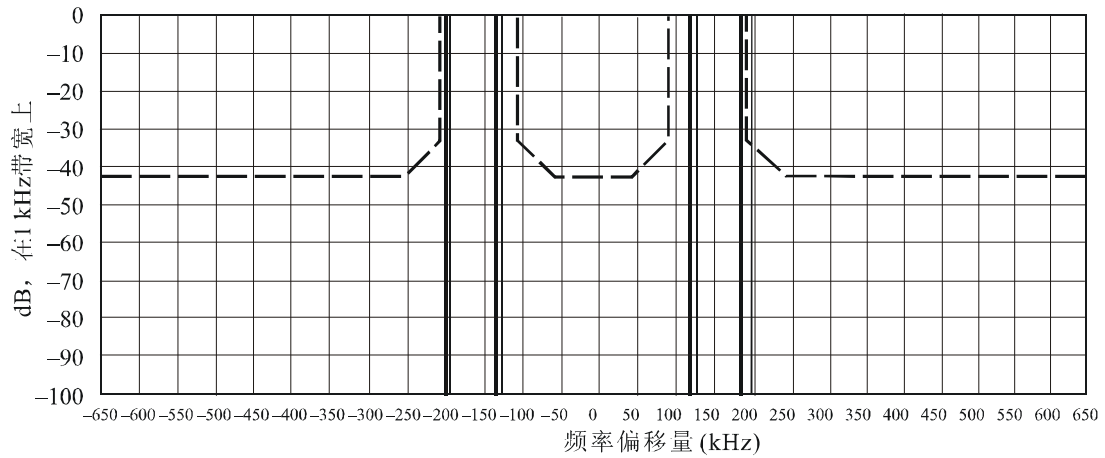
⁽¹⁾ 1 kHz带宽上的标称功率谱密度相对于参考0 dBc屏蔽。

8.1.1 对混合模式运行的发射限制

各种来源的噪声，除了频率距离载波在100到200 kHz之间的噪声以外，包括IBOC激励器的相位噪声和互调产物，都应该遵守图35和表22的限制，要求归纳如下，这里dB是相对于在1 kHz带宽的数字边带上的标称功率谱密度。

图 35

IBOC混合模式发射限制*



— — — 没有模拟载波存在时测得的混合高功放（HPA）噪声性能

———— 标称的混合载波功率谱密度

* 0 dB 是相对于在1 kHz带宽的数字边带上的标称功率谱密度

BS.1114-35

表 22

混合模式发射限制

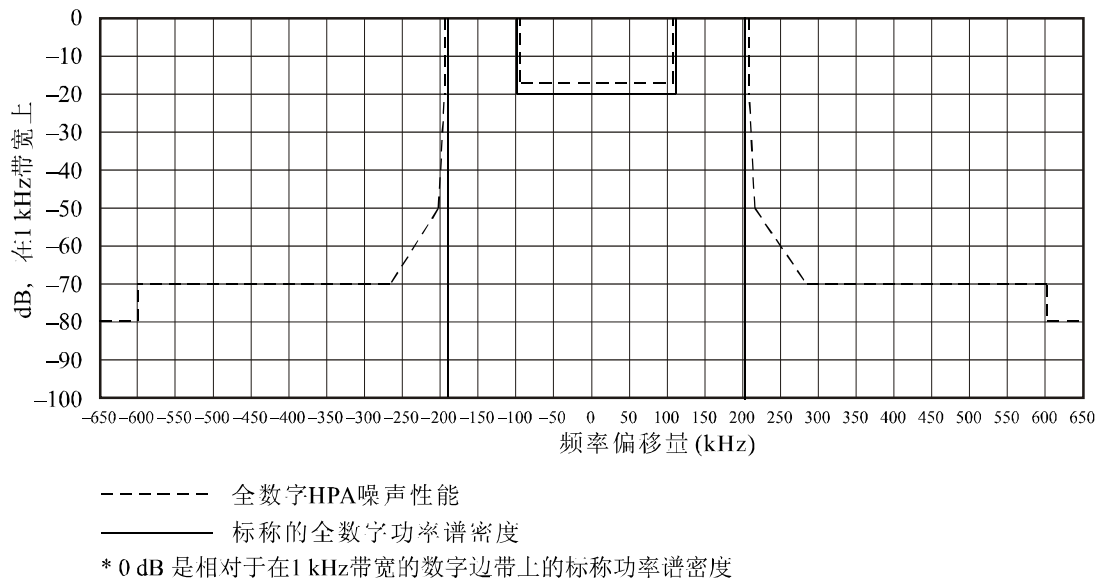
频率, F, 相对于载波的偏移量 (kHz)	电平 (dB/kHz)
0-50	-83.39 dB
50-95	$\{-83.39 + (\text{频率 (kHz)} - 50 \text{ kHz}) \cdot 0.2\}$ dB
95-100	$\{-61.39 + (\text{频率 (kHz)} - 100 \text{ kHz}) \cdot 2.6\}$ dB
200-205	$\{-61.39 - (\text{频率(kHz)} - 200 \text{ kHz}) \cdot 2.6\}$ dB
205-250	$\{-74.39 - (\text{频率(kHz)} - 205 \text{ kHz}) \cdot 0.2\}$ dB
>250	-83.39 dB

8.1.2 对全数字模式运行的发射限制

各种来源的噪声，尽管频率距离载波超过200 kHz，包括IBOC激励器的相位噪声和互调产物，都应遵守图36和表23的限制。

图 36

全数字发射限制



BS.1114-36

要求归纳如下，这里dB是相对于在1 kHz带宽的数字边带上的标称功率谱密度。

表 23

全数字发射限制

频率, F, 相对于载波的偏移量 (kHz)	电平 (dB/kHz)
200-207.5	$\{-51.39 - (\text{频率(kHz)} - 200 \text{ kHz}) \cdot 1.733\}$ dB
207.5-250	$\{-64.39 - (\text{频率(kHz)} - 207.5 \text{ kHz}) \cdot 0.2118\}$ dB
250-300	$\{-73.39 - (\text{频率(kHz)} - 250 \text{ kHz}) \cdot 0.56\}$ dB
300-600	-101.39 dB
>600	-111.39 dB

9 实验室测试结果摘要

数字系统C的实验室测试归纳如下，所采用的衰落分布标记为城市快速（UF）、城市慢速（US）、乡村快速（RF）或者地形遮挡（TO）快速，分别应用于有用信号及其干扰，干扰电平以 dB_{des} 为单位来表示， dB_{des} 解释为dB相对于有用混合信号的总功率。对于每次块差错率测试，表24列出了开展测试的干扰情况、 C_d/N_0 (dB/Hz)、衰落分布、干扰电平和测得的块差错率。

表 24

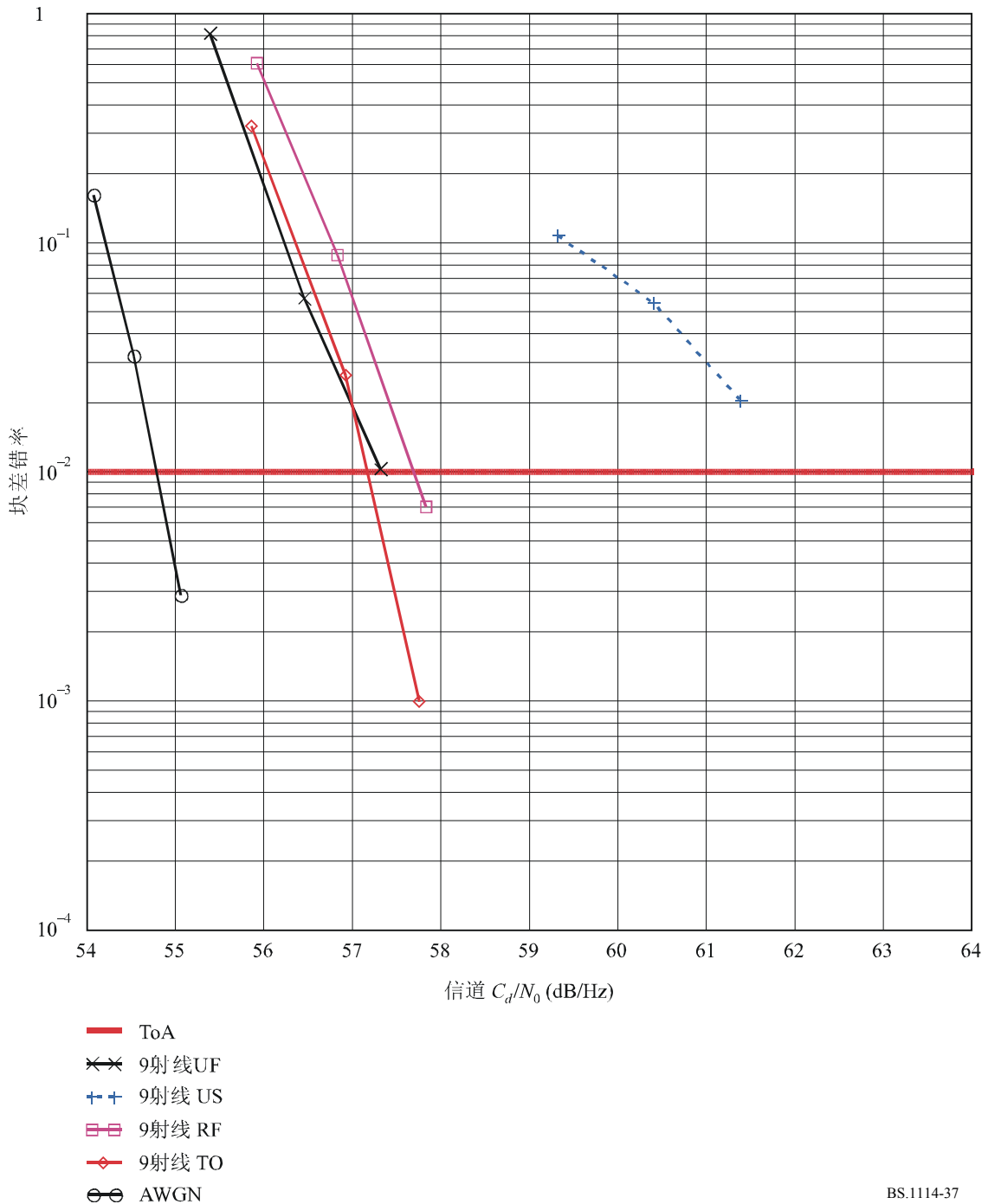
FM混合IBOC DSB性能测试结果

测试	输入参数					测量					
						数字性能	在数字 ToA 的模拟主观评价				
	C_d/N_0 (dB/Hz)	衰落	同信道 (dB _{des})	第一相邻 (dB _{des})	第二相邻 (dB _{des})	块差错率	文件	主观音频 衰减			
高斯噪声没有衰落/没有干扰	54.1					0.16	audio1.wav	可听见			
	54.5					0.032					
	55.1					0.0029					
9射线衰落	55.4	UF				0.8	audio2.wav	可听见			
	56.4					0.056					
	57.3					0.012					
	59.3	US				0.106	audio3.wav	可听见			
	60.4					0.054					
	61.4					0.0202					
	55.9	RF				0.6	audio4.wav	可听见			
	56.8					0.087					
	57.8					0.007					
	55.9	TO				0.317	audio5.wav	可听见			
	56.9					0.026					
	57.8					0.001					
第一邻道干扰	61.5	UF		-6.0		0.075	audio6.wav	可听见			
	62.4								0.045		
	63.4								0.00842		
	59.4	UF		-18.0		0.077	audio7.wav	可听见			
	60.3								0.012		
	61.3								0.006		
	58.2	UF		-24.0		0.0735	audio8.wav	可听见			
	59.2								0.0109		
	60.1								0.005		
	57.2	UF		-30.0		0.0287	audio9.wav	可听见			
58.2						0.0082					
第二邻道干扰	57.9	UF			20.0	0.1	audio10.wav	可听见			
	58.9									0.018	
	60.5									0.00085	
同信道干扰	60.2	UF	-10.0			0.013	audio11.wav	超出了失败临界点			
	61.3										0.0097
	65.3										0.00014
	58.4	UF	-20.0			0.013	audio12.wav	可听见			
	59.3										0.0011
	60.4										0.00035

9.1 在高斯噪声中的性能

这项测试测量系统性能的上限，并记录当存在高斯噪声、没有瑞利衰落和干扰时在数字听觉门限（ToA）的模拟音频，性能用图37中的块差错率来表示，归纳在表24中。表24指出正是在数字ToA之前，能够听得出模拟音频质量的下降。

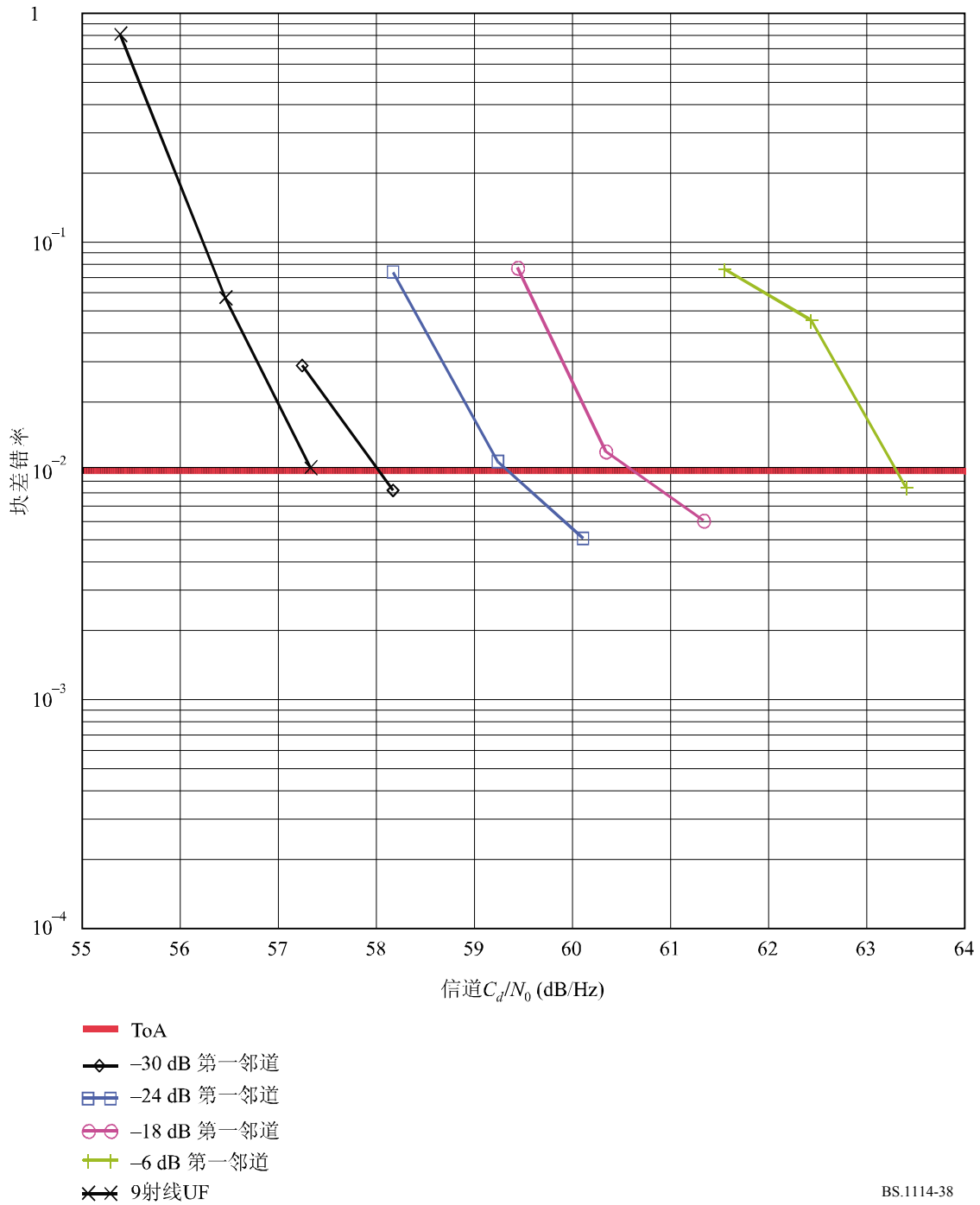
图 37
混合系统在不同类型的9射线衰落和加性高斯白噪声（AWGN）
情况下的块错误率结果



9.2 在瑞利衰落中的性能

这项测试测量系统性能，并记录存在高斯噪声和各种类型瑞利衰落时在数字ToA处的模拟音频，性能用图38中的块差错率曲线来表示，归纳在表24中。结果显示对于衰落分布不敏感，除非在城市慢衰落的情况下，这种情况会产生很长时间的信号衰落。城市慢衰落分布在现有的模拟传输中会产生特别烦人的中断。

图 38
混合系统在9射线UF衰落和独立衰落的第一邻道
干扰情况下的块差错率结果



9.2.1 城市快衰落 (UF)

表24给出了主观的模拟音频评价，这个音频评价指出正是在数字 ToA之前，能够听得出模拟音频质量的下降。

9.2.2 城市慢衰落 (US)

表24给出了主观的模拟音频评价，这个音频评价指出正是在数字ToA之前，能够听得出模拟音频质量的下降。

9.2.3 乡村快衰落 (RF)

表24给出了主观的模拟音频评价，这个音频评价指出正是在数字ToA之前，能够听得出模拟音频质量的下降。

9.2.4 地形遮挡快衰落 (TO)

表24给出了主观的模拟音频评价，这个音频评价指出正是在数字ToA之前，能够听得出模拟音频质量的下降。

9.3 存在独立衰落的干扰时的性能

这项测试测量系统的性能，并记录当存在独立衰落的第一邻道、第二邻道和同信道混合 IBOC干扰时，在高斯噪声和瑞利衰落中的模拟音频，各个干扰和有用信号一样，都要经历相同类型的瑞利衰落信道；然而，所有信号都是独立衰落的，因而是无关的。

9.3.1 单个的第一邻道干扰

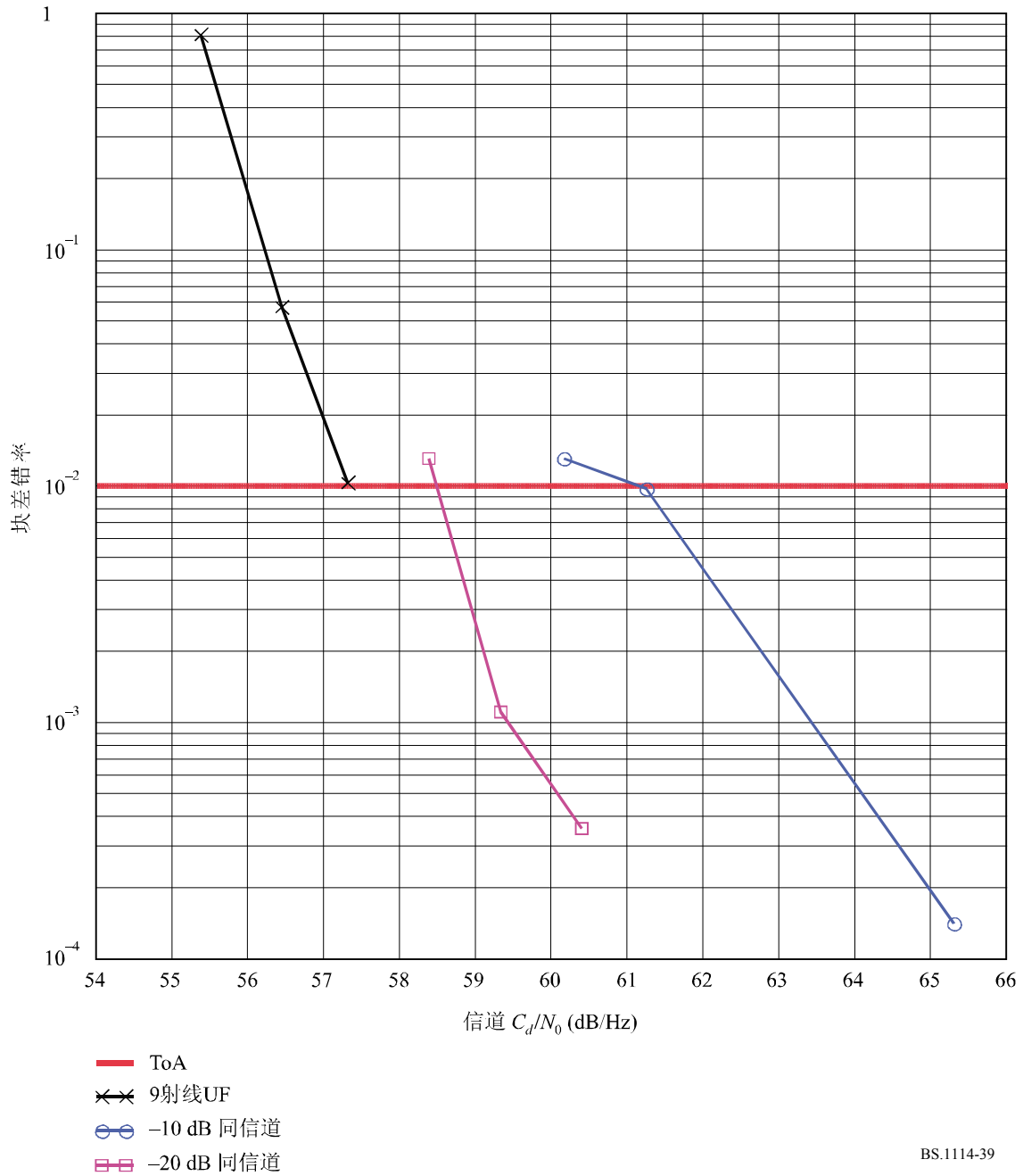
在美国，完全隔离的B级站点被保护到54 dBu等值线，防止第一邻道干扰在50%的地方超过48 dBu的时间达到10%。因此，采用功率变化的第一邻道混合干扰进行测试，直到干扰电平比有用信号的电平低6 dB，块差错率结果如图38所示，归纳在表24中。正如所料，性能会随着干扰电平从-30 dB_{des}增加到-6 dB_{des}而劣化，然而，接收机采用的第一邻道抵消算法确保了较高的系统性能，即使在城市快衰落环境中存在高电平的第一邻道干扰。表24给出了主观模拟音频评价，这个音频评价表明正是在数字ToA之前，对于各种电平的第一邻道干扰，都能够听得出模拟音频质量的下降。

9.3.2 单个的同信道干扰

在美国，完全隔离的B级站点被保护到54 dBu等值线，防止同信道干扰在50%的地方超过34 dBu的时间达到10%，这意味着在54 dBu恒值线90%的时间内D/U超过20 dB。根据这一信息，能够进行大量的关于同信道干扰特征的观测，混合的同信道干扰应对有用数字信号性能的影响最小，因为在54 dBu模拟保护恒值线它的功率通常会比数字边带低至少20 dB。这已经通过实验室测试得到了验证，把-20 dB_{des}的混合同信道干扰施加到城市快衰落环境中的有用混合信号上，块差错率如图38所示，归纳在表24中。图39表明增加-20 dB_{des}的混合同信道干扰会使性能劣化约1 dB。图38也显示出即使同信道干扰的电平增加到-10 dB_{des}，递增的劣化将会被限制低于3 dB，表24给出了主观模拟音频评价，这个音频评价表明正是在数字ToA之前，对于-20 dB_{des}的同信道干扰，能够听得出模拟音频质量的下降。对于-10 dB_{des}的同信道干扰，甚至在数字音频达到它的ToA之前，模拟音频质量的下降就超出了失败临界点。

图 39

带有独立衰落的10个信道干扰的混合系统的块差错率



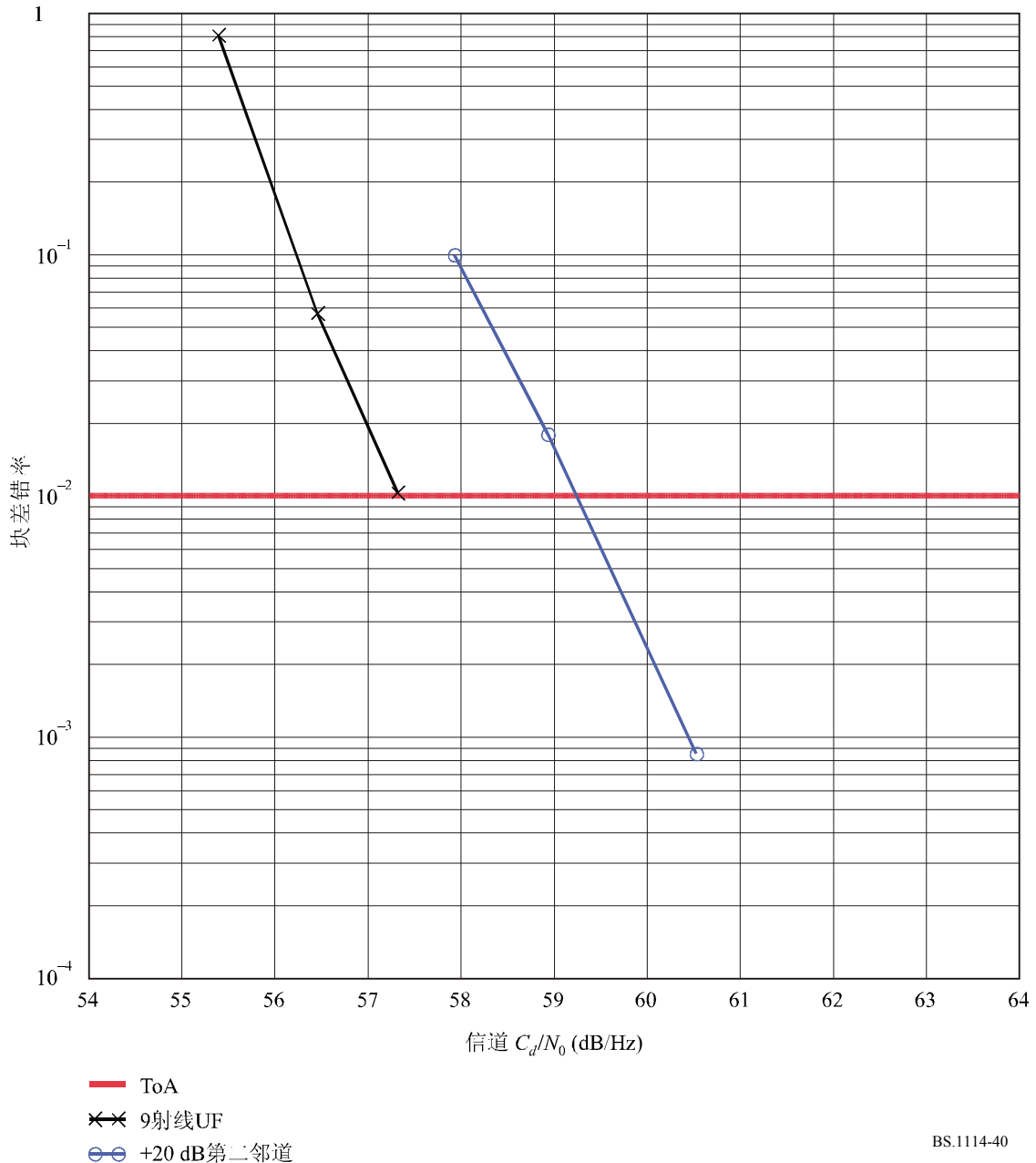
BS.1114-39

9.3.3 单个的第二邻道干扰

由于干扰旁瓣可能落入有用信号的边带，混合IBOC第二邻道干扰可能会对数字性能产生轻微的影响。在实验室测试中已经对这个影响进行了量化，单个的+20 dB混合第二邻道干扰被施加到城市快衰落环境中的有效混合信号上，块差错率的结果如图40所示，归纳在表24

中。图40表明增加+20 dB的混合第二邻道干扰会劣化性能约2 dB，表24给出了主观的模拟音频评价，这个音频评价表明正是在数字ToA之前，能够听得出模拟音频质量的下降。

图 40
带有独立衰落的第二邻道干扰的混合系统的块差错率



BS.1114-40

9.4 结论

记录表明，在所有的测试环境中，在数字信号质量开始下降的临界点，相应的模拟音频本身呈现出可以听得出来的劣化，这意味着在数字音频劣化尚未被觉察的信号电平，模拟音频就已被劣化，因此，直到数字ToA时，数字信号的性能要优于现有模拟信号的性能，当数

字信号最终开始呈现出质量下降时，IBOC接收机将自动地转换到它的模拟信号，因此，数字系统C的性能要优于现有模拟FM业务的性能。

附件5

数字系统 G

1 引言

亦称做DRM系统的数字系统G旨在用于VHF频段内的任何频率上，且在所有这些频段内均具有可变信道化限制和传播条件。为满足这些操作限制，目前提供不同的传输模式。传输模式通过分为两类的传输参数加以确定：

- 与信号带宽有关的参数；
- 与传输效率有关的参数。

第一类参数确定一次传输所需的总频率带宽数量。与效率有关的参数方便在容量（有用比特率）与噪声、多径和多普勒之间做出权衡。

数字系统G由ETSI作为ES 201 980V3.1.1（2009年8月）– “世界数字广播系统（DRM）；系统规范”加以标准化。

数字系统G具有若干强健性模式，每种模式均用于如表25所示的不同频段和传播条件。

表 25

强健性模式用途

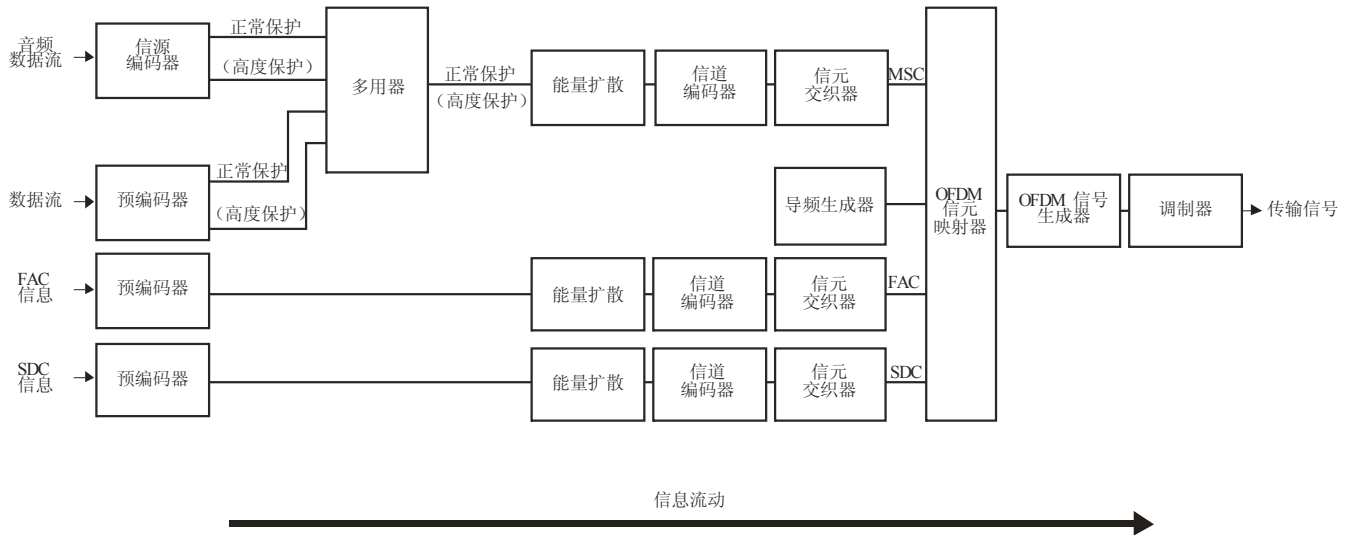
强健性模式	典型传播条件
A	高斯信道，带有微小衰落
B	时间和频率选择信道，带有更长的时延扩展
C	与强健性模式B相同，但有更高的多普勒扩展
D	与强健性模式B相同，但有严重的时延和多普勒扩展
E	时间和频率选择信道

DRM+ 由强健性模式E构成，旨在用于所有VHF频段，且作为数字系统G是本建议书的主题。

2 系统架构

图41描述不同类别信息（音频、数据等）的一般性流动，且不对一个或多个信息类别中传送的不同业务加以区分。

图 41



BS.1114-41

本图描述从左侧的编码到右侧的发射的不同类别信息（音频、数据...）的总体流动。虽然该图未包含接收机图，但它将代表本图显示的相反流程。

- 在左侧有两个类输入信息：在业务多路复用器中合并的编码音频和数据，以及称做FAC和SDC的、绕过多路复用器的信息信道；
- 音频信源编码器和数据预编码器确保输入流调整为适当的数字格式，其输出可包括两个部分，要求在随后的信道编码器中进行两层不同的保护；
- 多路复用器将所有数据和音频业务的保护等级加以合并；
- 能量扩散提供明确无误的选择性补充比特，以减少系统性模式在造成无用的传输信号规律性的可能性；
- 信道编码器增加作为纠错手段的冗余信息，并确定经数字编码的信息在QAM信元中的映射。如果广播机构需要，该系统能够传送两类“比特”，一类比另一类得到更多的保护；
- 信元交织将连续QAM信元扩展到在时间和频率上随机分隔开来的信元序列中，以便在时间-频率扩散信道中提供音频传输的更多强健性元素；
- 导频生成器注入信息，从而方便接收机衍生信道均化信息，实现信号的固有解调；

- OFDM信元映射器收集不同类别信元并将其置入时间 – 频率网格内；
- OFDM信号生成器将具有相同时间指数的总体信元中的每一个信元转换为信号的时域再现，其中包括多数载波。之后，通过插入保护间隔 – 某一部分的循环重复 – 从该时域再现中获得完整的时域OFDM信号；
- 调制器将OFDM再现转换为模拟信号，后者通过发射机/天线在空中传输。该操作涉及频率上变换、数模转换和过滤，从而使发射信号符合ITU-R的频谱要求。

3 音频编码、文本信息和分组数据

3.1 音频

在有关VHF频段广播规则的限制和适用的编码及调制方案参数范围内，为音频编码提供的比特率在37 kbit/s至186 kbit/s之间。

为在给定比特率上实现最佳质量，该系统提供不同音频编码方案：

- MPEG-4 AAC（先进音频编码）子集，包括一般性单声道和立体声音频广播的误码强健性工具；
- 频段复制（SBR），有助于在低比特率上充分实现音频带宽的编码增强工具；
- 参数立体声（PS），与SBR有关的音频编码增强工具，有助于在低比特率上实现立体声编码；
- MPEG环绕声（MPS），有助于在低比特率上实现多信道编码的音频编码增强工具。

AAC在编码效率方面得到极大优化。根据信息理论，这将使比特熵接近相等。如果该假设成立，则信道编码必须以这样的方式优化，即，通常称做误码率（BER）的剩余误码总量要得到最小化。可通过称做均等误码保护（EEP）的信道编码方法满足这一标准 – 所有信息比特都以相同数量冗余得到保护。

然而，误码造成的音频效应并非与受到误码影响的比特流部分无关。解决该非均等误码敏感性问题的最佳方法称做非均等误码保护（UEP）。在该系统中，对更加敏感的信息给予更高保护，而对比特流中敏感度较低的部分给予更低的保护。

为完成UEP信道编码，有必要拥有等长帧，且对给定比特率而言，UEP特性也应是恒定的。由于AAC是长度可变的编码方案，因此，数字系统G将若干经编码的帧组合一起，以形成一个音频超级帧。该音频超级帧的比特率恒定不变。由于信道编码以音频超级帧为基础，因此，音频超级帧本身由两个部分组成：受到更高保护的部分和受到较低保护的部分。所以，经编码的音频帧必须分为这两个部分。

已对MPEG AAC的比特流传送格式进行了修改，以满足数字系统G（音频超级成帧）的要求。非均等误码保护（UEP）可在易于出现误码的信道中改善系统行为。

3.2 文本信息应用

文本信息在不消耗太多数据容量的情况下可以为音频业务提供极其宝贵的附加元素。文本信息是数字系统G的基本组成部分，仅消耗320 bits/秒。如服务提供商不使用文本信息，则该容量可得到节省。

3.3 分组数据模式

数据业务通常包含同步或非同步形式的信息流，或信息文档。数字系统G提供一般性数据包传送系统，方便在相同数据流中传送不同业务的非同步流和文档，同时方便不同业务之间在逐帧基础上共享数据流比特率（同步）。可通过增加前向纠错为数据流提供附加误码控制。业务可通过一系列单一数据包或作为一系列数据单元得到承载。数据单元是一系列在误码处理方面被视为一个整体的数据包 – 每收到数据单元中一个错误数据包即会导致整个数据单元被拒绝。该机制既可用于传送文档，也方便实现非同步流的更加简单的同步。数字系统G的分组数据模式可由广播机构进行配置，以促进任何容量的最佳使用：数据包长度和前向纠错强度可各不相同，并向接收机予以说明。

4 多路复用，包括特殊信道

接收机必须易于使用。数字系统G提供信令数据，以方便听众通过简单按动按钮即可得到其所需的业务，并方便无线电收音机对广播予以跟踪，以随时发现最佳频率，从而使听众能够自由享受节目。

DRM合并使用不同技术来实现用户友好。首先，总的的数据容量被分为三个子信道的复用：

- 快速接入信道（FAC）；
- 业务描述信道（SDC）；
- 主业务信道（MSC）。

FAC包含有益信息，方便接收机快速找到听众感兴趣的业务。例如，接收机可对频段进行扫描，以寻找特别节目类型或以特别语言提供的业务。它还包含有关广播模式的信息，方便对信号进行进一步解码。

SDC包含有关业务（或业务多路复用 – 最多四种）的更多信息，以提高用户友好性。其中包括最多不超过16个字符的标签（使用UTF-8编码标准，以提供所有字符，而非仅仅基于拉丁的字符），以及如何找到相同数据替代来源的标签，同时也在多路复用中给出业务属性。SDC规模随模式的不同而不同。

可以SDC伪静态方式承载数据的方法在不丢失业务情况下实现替代频率查验，因此，SDC帧中的数据必须得到谨慎管理。

MSC包含音频和/或数据业务。总体帧结构的设计宗旨是方便接收机在不丢失MSC数据的情况下跳至被选频率或从该频率上跳回。这意味着当需要通过若干频率提供业务时，接收机永远可以通过查验找到最佳频率，并在不中断音频的前提下在必要时进行再调谐。SDC提供频率清单，并给出频率时间表，以方便在一天当中和一周当中提供需要不同频率的业务。

接收机通过使用这些功能特点，以友好方式向听众呈现业务，由此听众不再有赖于了解频率或频率时间表，且从他希望收听的、已调谐至的业务的显示标签上得到正面确认。

主业务信道（MSC）包含多路复用所含的所有业务的数据。多路复用可包含一至四种业务，每种业务都可或是音频或是数据业务。MSC的总比特率取决于选定的传输参数。

MSC包含一至四种个流，每一个流又分为逻辑帧。音频流包含压缩音频，作为可选功能，还可承载文本信息。数据流由数据包组成，承载不超过四个“子流”的信息。音频业务包含一个音频流，作为可选功能，还可包含一个数据流或一个数据子流。数据业务包含一个数据流或一个数据子流。

通常每一个逻辑帧由两个部分组成，每一个均有其自身的保护水平。该两部分的长度单独进行分配。通过为这两部分设定不同保护水平，可为流提供非均等误码保护。

每一个逻辑帧的长度为100 ms。如果流承载音频，则逻辑帧承载一个音频超级帧（包含时长为200 ms的音频数据）的第一或第二部分。由于通常流可能得到两个保护水平，因此，逻辑帧准确地承载每一个保护等级的一半字节。

所有流的逻辑帧均一起得到映射，以形成时长相同的多路复用帧，这些帧被传送至信道编码器。

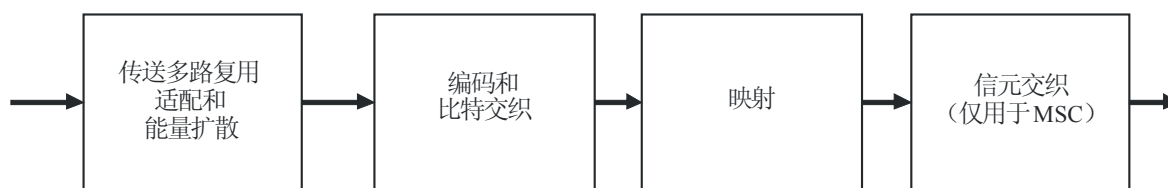
使用SDC对多路复用配置予以说明。可在传输超级帧边缘对多路复用进行再配置。当FAC信道参数或多路复用中的业务重新得到组织时，则进行多路复用的再配置。新的配置在SDC中提前予以表明，同时在FAC中通过再配置指数指明具体时间。

5 信道编码和调制

5.1 引言

由于MSC、SDC和FAC三个子信道具有不同需求，因此这些子信道采用不同编码和映射方案。图42所示为编码程序概述。

图 42
编码和交织功能框图



BS.1114-42

编码以多层编码方案为基础。由于同一业务或同一多路复用中不同业务具有不同的误码保护需求，因此，采用不同映射方案和码率组合：可提供非均等误码保护（UEP）和均等误码保护（EEP）。均等误码保护采用单一码率保护信道中的所有数据。EEP对FAC和SDC是强制性的。与EEP不同，非均等误码保护可以两种码率予以提供，以方便主业务信道的数据被分别分配给较高保护部分和较低保护部分。

5.2 多层编码

信道编码程序以多层编码方案为基础。多层编码的原则是联合实现编码和调制的最佳化，以达到最佳传输性能。这意味着，QAM映射中更容易出现误码的比特位置得到更高保护。通过采用不同分量代码实现不同级别保护。分量代码由衍生于同一母代码的缩位卷积代码形成。

接收机中的解码或直接进行，或通过迭代程序进行。由此，随着迭代次数的增加，带有误码数据的解码器性能即可提高，由此可见这取决于解码器的实施。

5.3 对MSC进行编码

MSC可使用4-QAM或16-QAM映射：较低群提供更强健的误码性能，较高群则提供更高的频谱效率。

在上述每一种情况下，都提供一系列码率来实现给定传输的最适当的纠错水平。通过合并提供群和码率，可在大范围传输信道上提供极大程度的灵活性。可用非均等误码保护为MSC提供两个级别的保护。

可在同一多路复用帧中提供两级保护，由此形成两种总体码率的采用。表26和27分别确定总体码率和每一级别的码率。保护级别在SDC多路复用描述数据实体中予以表明。

表 26

4-QAM MSC的码率

保护级别	R_{all}	R_0
0	0.25	1/4
1	0.33	1/3
2	0.4	2/5
3	0.5	1/2

表 27

16-QAM MSC的码率合并

保护级别	R_{all}	R_0	R_1	$R_{y_{lcm}}$
0	0.33	1/6	1/2	6
1	0.41	1/4	4/7	28
2	0.5	1/3	2/3	3
3	0.62	1/2	3/4	4

须为一个多路复用帧应用一个或两个总体码率。当使用两个总体码率时，二者均须属于同一个群。

5.4 对SDC进行编码

SDC使用码率0.5或0.25的4-QAM映射：可在更大容量与更强健的误码性能之间做出选择。

应针对MSC参数选择群和码率，以便为SDC提供比MSC更高的强健性。

5.5 对FAC进行编码

FAC须使用码率为0.25的4-QAM映射。

6 传输结构

表28所示为DRM模式E的与传播相关的OFDM参数。

表 28

OFDM 参数

单元时间段 T	83 1/3 μ s
有用（正交）部分时长 $T_u = 27 \cdot T$	2.25 ms
保护间隔时长 $T_g = 3 \cdot T$	0.25 ms
符号时长 $T_s = T_u + T_g$	2.5 ms
T_g/T_u	1/9
传输帧时长 T_f	100 ms
每帧符号数 N_s	40
信道带宽 B	96 kHz
载波间隔 $1/T_u$	444 4/9 Hz
载波号码空间	$K_{min} = -106; K_{max} = 106$
未用载波	无

被传输信号组织为传输超级帧，后者包含四个传输帧。

每一传输帧的时长为 T_f ，且包含 N_s 个OFDM符号。

每一个OFDM符号由一组 K 载波组成，并以 T_s 时长传输。

相邻载波之间的间隔为 $1/T_u$ 。

符号时长是两部分的和：

- 有用部分时长 T_u ；
- 保护间隔时长 T_g 。

保护间隔包含有用部分 T_u 的循环连续并在其之前插入。

传输帧中的OFDM符号编号为0至 $N_s - 1$ 。

所有符号均包含数据和参考信息。

由于OFDM信号包含诸多单独调制的载波，因此每一个符号反过来可被视为是分为信元的，每一个信元对应在一个符号过程中在一载波上承载的调制。

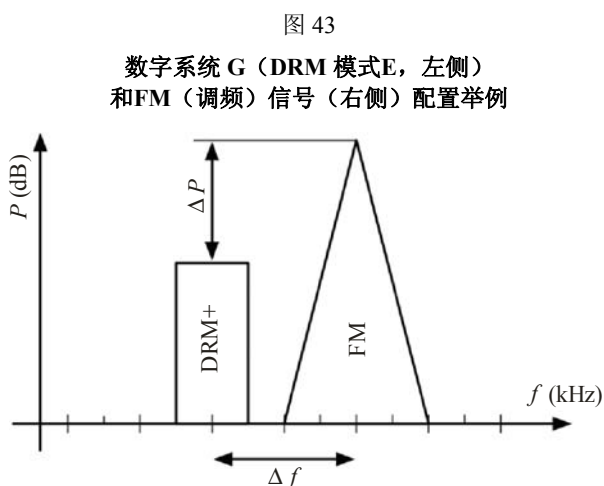
一个OFDM 帧包含：

- 导频信元；
- 控制信元；
- 数据信元。

导频信元可用于帧、频率和时间同步、信道估算以及强健性模式确认。

7 合并传输数字和模拟信号

可将数字系统G信号置于十分靠近模拟调频（FM）信号处，并可按照频谱的现有使用情况灵活对其进行配置。数字系统G可以此方法引入调频频段。



BS.1114-43

图43表明，数字系统G信号可置于十分靠近现有调频信号的左侧或右侧处。为保证不同的保护等级以及FM信号的音频质量，可相应对调频的载频距离（ Δf ）和功率电平差及数字系统G信号做出规划。可按照50 kHz信道光栅选择 Δf ，建议 $\Delta f \geq 150$ kHz。 ΔP 可灵活多变，但对于最小的 $\Delta f = 150$ kHz建议使用 $\Delta P > 20$ dB。

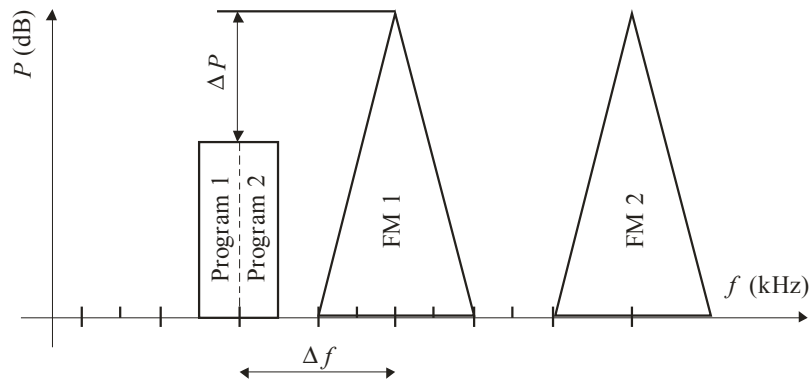
可进行两种传输配置：将模拟和数字信号进行合并并通过同一天线进行传输；或从两个不同天线传输两个信号。

可对数字系统G信号进行不同配置。数字系统G信号可具有与FM业务相同的节目、不同的节目、或相同的节目以及附加节目。如果通过数字系统G和FM提供相同节目，则应在传输多路复用的业务描述信道（SDC）中发送替代频率转换（AFS）标记符（flag），以方便支持异质网络。

图44为配置举例。

图 44

带有数字系统G（左侧）和2个调频电台（右侧）的配置举例



BS.1114-44

8 模拟系统性能

VHF频段的无线电波传播的特点是在发射与接收之间的路径上存在电磁波的衍射、散射和反射。通常无线电波到达接收机的时间不同（多路径传播），导致出现较强或较弱的频率选择衰落（取决于系统带宽）。此外，接收机的移动或周围物体也导致出现信道特性的时间变化（多普勒效应）。与天波传播（如短波）不同，电离层变化对于VHF频段的信道建模没有影响。

该方法利用普通模型的适当参数数值，采用带有平稳统计数据的随机时间变化模型，并确定良好、尚可和很差条件下的模型。带有可调整参数的这些模型之一是广义平稳非相关散射模型（WSSUS模型）。带有不同参数集的平稳方式的理由是真实信道上的结果可带来模拟中最佳和最差情况之间的BER曲线。

在WSSUS模型中，未包括变化的环境（如建筑物）或分散E层传播等现象造成的短期平均功率（缓慢或对数正态衰落）的更多变化。这些现象的效应以及诸如人为噪声等干扰的影响通常在网络规划过程中纳入覆盖概率的计算之中。

现已进行了预计实现完美信道估算、理想化同步、相位噪声缺失和量化效应的模拟系统性能。信号功率包括导频和保护间隔。假设的信道解码通过采用4-QAM调制的单级Viterbi解码以及16-QAM调制的两次迭代多级解码进行。

表29所示为六个信道的结果，分别代表不同的接收情形，其相关的强健性模式为E。码率为 $R = 0.33$ ，调制为4-QAM。

表 29

MSC（模式E）信道解码后实现 $BER = 1 \times 10^{-4}$
的传输所需的 C/N

信道模型	C/N
7信道（AWGN）	1.3 dB
8信道（城区），60 km/h	7.3 dB
9信道（农村）	5.6 dB
10信道（遮蔽地形）	5.4 dB
11信道（丘陵地形）	5.5 dB
12信道（SFN）	5.4 dB

表30所示为六个信道的结果，分别代表六种不同接收情形，其相关的强健性模式为E。码率为 $R = 0.5$ ，调制为16-QAM。

表 30

MSC（模式E）信道解码后实现 $BER = 1 \times 10^{-4}$
的传输所需的 C/N

信道模型	C/N
7信道（AWGN）	7.9 dB
8信道（城区），60 km/h	15.4 dB
9信道（农村）	13.1 dB
10信道（遮蔽地形）	12.6 dB
11信道（丘陵地形）	12.8 dB
12信道（SFN）	12.3 dB