

国 际 电 信 联 盟

ITU-R

国际电联无线电通信部门

ITU-R M.1798-2 建议书
(02/2021)

**水上移动业务中用于交换数字数据和
电子邮件的HF无线电设备的特性**

M系列
移动、无线电定位、业余和
相关卫星业务



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/zh>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/zh>）

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
2021年，日内瓦

© ITU 2021

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 M.1798-2建议书

水上移动业务中用于交换数字数据和
电子邮件的HF无线电设备的特性

(2007-2010-2021年)

范围

本建议书对目前水上移动业务（MMS）中用于交换数字数据和电子邮件的MF/HF无线电系统和HF传送协议做了说明。这种交换业务使用《无线电规则》附录17规定的频率，也使用《无线电规则》附录17之外的其他频率，提供与窄带直接印字电报（NBDP）类似的操作能力和许多其他特性。

本建议书还对一种完全透明的用户互操作性做了说明。

关键词

高频、海事移动服务、交换数据、电子邮件

缩写/术语

接入提供者	为使IPBC无线电网通向用户而提供连接设施的公司
ACK	完成正确接收后发送的确认信息
ARQ	自动重发请求
AWGN	加性高斯白噪声
CF	峰值系数
CL	恒定长度
CM	通信管理器
CR	编码速率
CRC	循环冗余校验
CRSs	海岸无线电站
CS	控制信号
CW	连续波
DBPSK	差分二进制相移键控
DPSK	差分相移键控
DQPSK	差分四相相移键控
DSP	数字信号处理
FEC	前向纠错
FFT	快速傅里叶变换
FSK	频移键控
GLN	全球链接网络
GMDSS	全球海上遇险与安全系统

GPS	全球定位系统
IFFT	快速傅里叶逆变换
IMO	国际海事组织
IP	网际协议
IPBC	网际船舶通信协议
IPBC无线电网	由专用做IPBC（网际协议船舶通信）业务的全部无线电小区组成的无线电网络
IRS	信息接收站
ISS	信息发送站
LEN	长度
海事HF波段	为海上交通专门划分处的高频子波段，高频范围（4-30 MHz）
MMS	海事移动服务
移动台	设计用来与无线小区通信的一套船舶设备
NAK	不确认
NAVAREA	导航区
NAVTEX	导航电传机（系统名称）
NCC	网络控制中心
NBDP	窄带直接导引打印
OFDM	正交频分复用
OSI	开放系统互连
PEP	峰值包络功率
PIB	Pactor IP网桥
PMC	伪马尔可夫压缩
PTP	点对点
QAM	正交幅度调制
QoS	服务质量
无线小区	海岸电台发射机的无线电覆盖区，以及高频海事子频带中的无线电传输信道的无线电覆盖区
无线传输信道	能实现数据传输的物理支持；这种支持的特点是中心频率在海事高频子带，且带宽为10~20 kHz。
RF	射频
RMS	均方根
RS	里德-索罗蒙

RTT	往返时间
SES	船舶地球站
SLs	速度水平

相关 ITU-T 建议书和报告

ITU-R F.1487 建议书 – 使用电离层信道模拟器测试带宽高达12kHz的高频调制解调器

ITU-R M.476 建议书 – 水上移动业务中的直接印字电报设备

ITU-R M.625 建议书 – 水上移动业务中使用自动识别的直接印字电报设备

国际电联无线电通信全会，

考虑到

- a) 将来使用软件定义无线电有益于经济、技术和频谱效率，且引入此类无线电系统应有可能无须进一步修改规则；
- b) HF无线电高速数据业务对于低级图形和对于电子海图显示信息系统（ECDIS）的更新都有用处；
- c) HF数据业务会提高工作效率和水上安全性；
- d) 在MSS中引入新数字技术不能中断MF和HF频段的遇险和安全通信，包括按照经修正的1974年《国际海上人命安全公约》建立的通信；
- e) 近极地区（A4）还在有限使用NBDP，因为对地静止卫星网络在这些地区不向水上设备提供服务；
- f) HF数据业务需要的带宽可能超过3 kHz；
- g) HF无线电高速数据业务对于低级图形和对于电子海图显示信息系统（ECDIS）的更新都有用处；
- h) 无论与Inmarsat EGC比还是与518 kHz NAVTEX比，HF都有潜力在北极航警区提供更大的覆盖区；
- i) 对船舶与船舶的互操作性的需求持续不断；
- j) HF水上数字数据业务的持续扩展将对《无线电规则》附录17的水上移动频谱产生越来越多的需求；
- k) 在注意到对跨网互操作性的需求，特别是未来遇险和安全方面的跨网互操作性，以及注意到水上安全信息（MSI）的传播的同时，可采用多重电子邮件标准以促进技术发展，因此鼓励不断竞争，以便让用户从技术的不断进步中获益，

认识到

- a) 在世界范围内已经有几种HF数字无线电系统正在运行，且有必要明文规定在移动频率上，包括在《无线电规则》附录17的频率上用于交换HF数据和电子邮件的HF无线电系统和设备的技术特性；

b) 在《无线电规则》附录17的频率上及在《无线电规则》附录17之外的移动频率上已经存在或正在开发全球性和区域性HF电子邮件业务（MMS使用《无线电规则》附录17之外的移动频率符合国际电联的规则），

注意到

a) 附件2、附件3和附件4所述HF数据业务的特性可被认为满足了在MMS中交换数字数据和电子邮件的要求¹，

建议

1 数据报文的发射应在网际协议（IP）层面具备船到岸和岸到船两个方向的系统互操作性（见附件1）；

2 用于HF频段向船舶发射数据和从船舶接收数据的系统应采用附件2、附件3和附件4中给出的HF水上数据业务、特性和调制解调器协议示例；

3 为了维持船舶与船舶的互操作性并维持与现有GMDSS设备的兼容性，系统应能够自动适应符合ITU-R M.476建议书和ITU-R M.625建议书的无线电通信，无论是前向纠错（FEC）模式还是自动重传请求（ARQ）模式；

4 这种系统若用于GMDSS，应满足IMO的相应要求。

附件1

系统互操作性

1 引言

本附件详细描述了系统互操作性（船到岸和岸到船方向），附件2、附件3和附件4提供了三种HF电子邮件系统的详细情况，附件5给出了词汇。

附件5中提出了用于“点对点通信的宽带高频数据交换系统”。

2 系统互操作性

船到岸

在船到岸方向，由互联网服务提供商（ISP）维持IP层面的互操作性。通常，船舶会录入一份电子邮件，在电子邮件系统中加上附件或不加附件，然后按我们大家都熟知的方式单击“发送”按钮。这种方式适用于两极之间的任何地点，任何时间。

岸到船

在本建议书所述的系统中，不存在由岸侧用户引起的互操作性问题。向船舶发送电子邮件的岸基发送方可以：

¹ 认识到有必要合乎《无线电规则》第七章的要求。

- 直接单击“回复”按钮；或
- 直接填写报文地址shipname@xxx.com 或 callsign@xxx.com。

电子邮件将通过船舶所用的任何系统发出。若出现系统失效，将通过备用系统自动重新发送。这种自动判决以一个海量数据库为基础。因此，电子邮件可能会通过HF系统发送，或者通过一个以卫星为依托的备用系统发送。若出现全面系统失效、寻址问题或因任何原因无法投递，系统支撑人员将得到提示并采取纠正措施。这样做确保了岸基用户无须考虑使用了何种系统或网络。他们只需填写电子邮件地址并单击“发送”按钮。

附件2

采用正交频分复用（OFDM）的 HF数据业务调制解调器协议

概述

本建议书对采用数字信号处理（DSP）的HF频道OFDM的体系结构做了说明。给出了实现方案的算法定义和说明。其中包括协议、调制器和解调器的定义。最后一节概括了如何以频谱有效的方式选择和使用频率。

实现宽带调制解调器的两种基本方式是单载波和多载波。在用的所谓OFDM调制解调器采用多载波方式。采用多载波方式的主要优势在于不需要采用均衡器来评估衰落信道，因为单个副载波的带宽较窄，可容忍中度衰落。这样，多载波方式就成为一种不算太复杂的实现方式。另外，之所以选择了多载波方式，是要让单个副载波类似于窄带DATAPLEX技术。多载波方式的劣势在于对频率偏移和振荡器相位噪声更为敏感。

HF调制解调器协议

引言

OFDM波形采用32个载波，每1 520 ms发送32个码块。与ITU-R M.625建议书的TOR发射相同，OFDM是一种半双工通信协议，即在任一给定时刻，一个电台是发信台（ISS），另一个电台是收信台（IRS）。基本的定时周期是固定的，由始发呼叫的电台或“主台”确定周期的定时。

在下述各节中，本文将说明OFDM基本定时周期、码块格式和基本链接操作，如OVER、END和链接建立。

OFDM调制

OFDM波形采用32个载波频率，中心为1 700 Hz。下文中说明调制器和解调器的各节对波形做了充分说明。

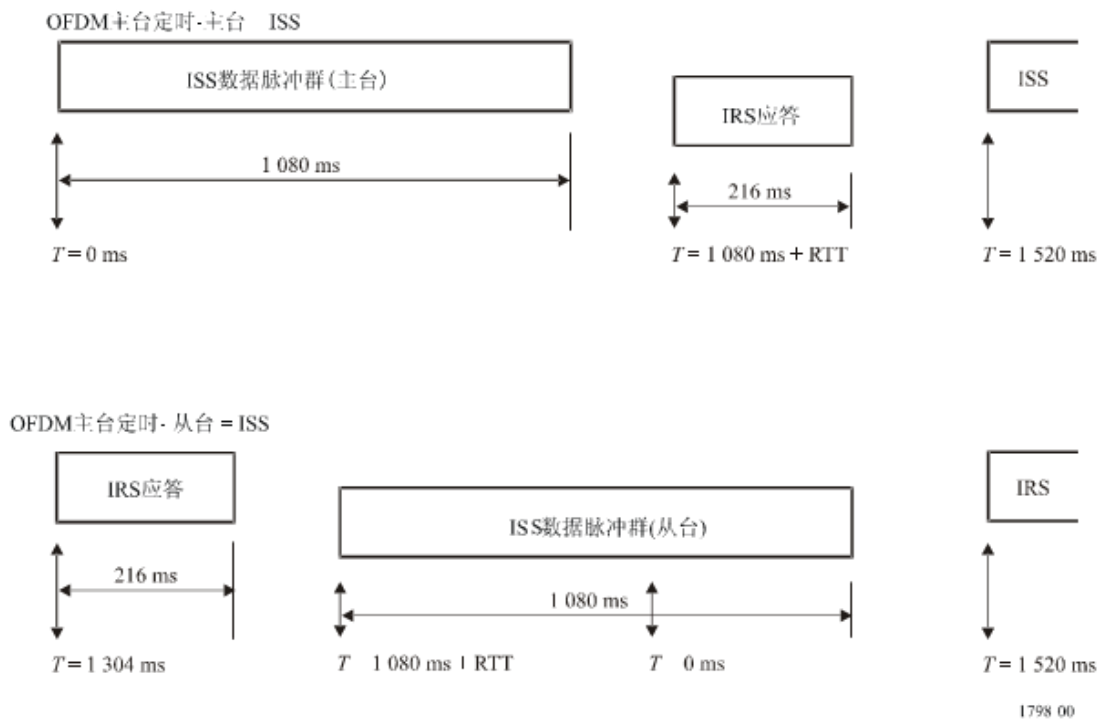
所有OFDM发射均采用32个载波($N = 32$)、4相($M = 4$)波形，其中ISS台每载波发送一个长数据码块，每个脉冲群由32个数据码块组成。IRS台用32个载波($N = 32$)、4相($M = 4$)的短脉冲群加以响应，每载波2字节，共64字节。

帧定时

与ITU-R M.625建议书的TOR发射相同，OFDM是一种半双工协议，即一个电台是ISS，另一个电台是IRS。在形成关联时，OFDM的周期长短固定为1 520 ms；ISS发射一个1 080 ms的长数据脉冲群，而IRS则用一个216 ms的短响应脉冲群来应答。下文将归纳对于主ISS和从ISS而言主台的定时周期。

注 – RTT是往返传播与从台处理时间。

OFDM的 $T = 0$ 周期定时基准是由主台在开始建立关联时确定的。若作为ISS，主台总是从 $T = 0$ 开始发射，而从台的响应必须在紧接着主台1 080 ms的数据脉冲群之后的440 ms接收间隔内收全。从台总是在收到主台ISS脉冲群末尾之后尽早发射IRS应答。若主台成为IRS，则216 ms的IRS应答为从1 304 ms开始至1 520 ms结束的时间周期，这样应答的末尾就出现在主台ISS数据脉冲群本应结束的同一时刻。从台数据脉冲群周期开始的时间与从台IRS应答周期的时刻相同。OFDM的周期定时理论遵从ITU-R M.625建议书设定的示例，不同之处在于OFDM的时间周期（224 ms，而不是170 ms）允许两个建立关联的电台之间有更长的路径。



ISS 码块格式

OFDM协议采用下文所述的ISS码块向IRS台既发射数据字节也发射控制报文。ISS每发射一次，都在32个载波中的一个载波上送出一个数据码块，每个长脉冲群共有32个码块。由于ISS每1 520 ms最多送出32个码块，每个码块10字节，OFDM $N = 32$ 、 $M = 4$ 时的最大数据吞吐量约为210字节/s 或1 684 bit/s。

ISS数据码块

SEQ_NR LEN (11比特)(5比特)	DATA (10字节)	CRC (2字节)
------------------------------------	-----------------------	---------------------

SEQ_NR – 11比特码块序列号，1至0x7FF
0x000意为丢弃该码块

LEN – 0至10为该码块内的有效数据字节的数目
31表示CONTROL码块

DATA – 0至10数据字节，若LEN为0至10
CONTROL码块，若LEN为31

CRC – 16比特CRC序列

每一数据码块均始自一个11比特的序列号（SEQ_NR），该序列号用于对某一关联的IRS侧的码块进行正确排序。每次发射新的数据或控制码块时，该序列号递增，范围是1至2 047 (0x7FF)，IRS台据此在接收端按正确的次序排列各码块，以重构发射出的整个数据。在对第2 047个码块编码之后，序列号从2 047翻转至1。控制码块的序列号表明何时对该控制码块进行解码。关联开始后，序列号置为1，并在OVER期间维持不变。

在关联期间，ISS台必须确保任何时刻均没有序列号大于MAX_SEQ_NR_DIFF的待定码块，此处MAX_SEQ_NR_DIFF是一个小于(2 047 – 64)或1 983的值，可由程序确定。换言之，在一个给定的ISS长脉冲群中，最旧的与最新的码块序列号的差值必须小于或等于MAX_SEQ_NR_DIFF。这种制约是要限制IRS端被缓冲码块的数目，并在由于某种原因IRS端持续无法无错解码一个或多个码块的情况下，“固化”现有关联。

协议可让ISS台在同一长脉冲群中重传码块。在任何给定的ISS长脉冲群中，若最旧的与最新的码块序列号的差值接近MAX_SEQ_NR_DIFF，则应在余下未传的长脉冲群间隙内重传最旧的码块，以提高正确接收该码块的概率。在任何时刻，若没有新的待传数据码块，ISS台均可重传现有的码块。

0000序列号属于特例。若一个码块用0000的序列号发射，则该码块不经进一步解码即可由IRS台丢弃。在ISS发射的末尾，比如说，0000码块可在含有有效数据的最后一个码块之后用做所有码块的填充符。在下文讨论IRS台请求重新发射损坏的数据码块的情况下的ARQ操作时，0000码块的含义即可明了。ISS台若发射了一个0000码块，只要IRS台未通知该码块有误，就不必重新发射该码块。要注意，ISS台也可以不发射0000码块，而是重传现有码块。

5比特的长度（LEN）字段有两种用途。若LEN为0和10之间的数字，则表明的是在码块的DATA（数据）部分内有效数据字节的数目。码块的DATA部分内前LEN个字节之后的那些字节应忽略。要注意，00是一个有效的数据码块长度，可用于表明是一个空闲数据码块或不含数据的码块。与0000序列码块不同，若IRS台表明该空闲码块有误，则必须重新发射该码块。

若LEN置为31，则确定该码块为CONTROL（控制）码块，且控制报文含在该码块的数据部分内。与数据码块相同，若IRS台表明接收该码块出现失误，则必须重新发射该码块。另外，ISS台也可以像重传数据码块那样在同一长脉冲群内重传CONTROL码块。当然，重传的码块必须具有同样的码块序列号。

在所有码块末尾的16比特的CRC是对从序列号字段开始到数据字段结束的整个码块计算得出的标准ITU-T多项式的余式。在CRC与0xFFFF进行XOR（异或）运算之后，两个CRC字节在码块的末尾发射，低字节先发。在IRS端，将CRC校验符初始化为0xFFFF，若无差错，则从序列号字节到码块末尾算出的CRC余式将等于0xF0B8。

数据码块

在OFDM ISS数据码块内，将LEN参数置为码块内有效数据字节的数目：0至10字节。

OFDM数据码块

SEQ_NR LEN (11比特) (5比特)	DATA (10字节)	CRC (2字节)
-------------------------------------	-----------------------	---------------------

LEN – 00至10有效数据字节

在任何给定的ISS脉冲群内，可按任何次序为数据码块分配载波。由IRS台负责按照数据码块内的序列号以正确的次序重新组装原来的数据报文。

若ISS台没有足够的码块填满所有64时隙，则ISS台可从最旧的码块开始在剩余时隙内重传目前的码块。重传的码块让IRS台获得了无误解码所有码块的第二次机会。另一方面，ISS台可用0000序列号码块填充不需要的码块，这些码块将在IRS端丢弃。

ISS台绝不能有范围超出MAX_SEQ_NR_DIFF的待定码块序列号，此处MAX_SEQ_NR_DIFF值可由程序确定。这意味着在任何给定的ISS长脉冲群内，包括最大计数值2 047在内的最旧的序列号与最新的序列号的差值，必须小于或等于MAX_SEQ_NR_DIFF。

控制码块

OFDM协议为了发射控制报文，将LEN字段置为31，并在数据字段的第一字节装载该命令。序列号字段置为下一个可用编号。若IRS台无法无误解码该码块，则要重新发射所有控制帧。

OFDM有三个控制报文：MY_CALL、OVER和END。

OFDM控制码块

SEQ_NR 11111 (11比特) (5比特)	CONTROL IDLE FILL PATTERN (1字节) (9字节)	CRC (2字节)
---------------------------------------	---------------------------------------------------	---------------------

SEQ_NR – 11比特的序列号；该序列号不能为0000

LEN – 对于控制码块为31

CONTROL – OVER或END控制代码

IDLE FILL PATTERN（空闲填充码型）– 10101010（重传9次）

控制码块可由ISS在任何时刻发送，在重构的串行数据中出现该控制命令时IRS台必须予以认可。例如，发射了ISS OVER命令，就不应再发射序列号高于OVER命令的任何数据码块，因为ISS台将马上成为IRS台。ISS台应只生成一次命令码块，不过它可在没有分配出去的载波时隙重传该控制码块。

CONTROL字节的代码如下所示。

CONTROL – OVER (0x86)

10000110

CONTROL – END (0x98)

10011000

CONTROL – MYCALL (0xE0)

11100000

典型的OVER和END控制码块如下所示：

OVER CONTROL码块

SEQ_NR 11111	10000110	IDLE FILL PATTERN	CRC
----------------	----------	-------------------	-----

END CONTROL码块

SEQ_NR 11111	10011000	IDLE FILL PATTERN	CRC
----------------	----------	-------------------	-----

OFDM捕获脉冲群

ISS台和IRS台在每个脉冲群开始之前发送一个1 700 Hz单音。该单音用于确定频率偏移。

IRS响应格式

若电台为IRS，则它每1 520 ms从ISS台接收32个数据码块，并对每个码块用ACK（肯定的确认）或NAK（否定的确认）信号加以响应。另外，IRS发出关联控制命令，以中止（OVER）关联或结束（END）关联。IRS响应报文作为216 ms的短OFDM码块发射，发送格式为32个载波($N = 32$)、4相($M = 4$)。每载波发送2字节；在ISS长脉冲群发射中，同一载波上的数据码块中的每一个都按每载波两字节进行分配。

对于从ISS台某一载波上收到的数据码块，在同一载波上只发射一个IRS响应代码。

BLOCK 1 RESPONSE (16比特)

IRS台发送下述响应代码：

ACK/NAK

FORCED_OVER

END_ACK

对于上述响应之外的任何响应，都作为收到NAK处理。在本节中，列出每一个此类响应代码的编码并加上简要说明。

ACK/NAK

IRS台对ISS长脉冲群的32个输入数据码块中的每一个进行解码和CRC计算。若CRC表明收到的码块无差错，则IRS台在同一载波上用ACK加以响应。若检出差错，则发射NAK。在ISS端，ACK表明一个码块发射成功，该码块则被从发射队列中清除。另一方面，NAK则迫使ISS台在另外一个载波上重新发射该码块。若IRS台收到的码块中所含的序列号已得到确认，则IRS台会再发送一个ACK并丢弃该码块。任何未知响应都被ISS当做NAK处理。

ACK代码 (0x56A9)

0101011010101001

NAK代码 (0xA956)

1010100101010110

ISS台和IRS台将ACK/NAK响应作为一种衡量标准，判决关联的质量并决定何时提前终止该关联。采用OFDM，每个周期就会产生32个不同的ACK/NAK响应，而判决何时中断关联也会多少变得复杂些。为了建立新的OFDM关联，差错计数器会根据连续无法正确解码的码块的数目而递增。若IRS台和ISS台经历MAX_BLK_ERR个发射周期后仍无一个码块ACK，则关联将被提前终止，此处MAX_BLK_ERR是由程序确定的值。MAX_BLK_ERR为20相当于30秒。任何码块ACK都将让差错计数复零。

FORCED_OVER

一般来说，OFDM的ISS台通过在一个或几个载波上向IRS台发射OVER控制码块而控制从ISS到IRS的切换。不过，IRS台可通过发射一个FORCED_OVER码语来强制出现OVER。为避免出现数据码块待定的问题，FORCED_OVER码语只在该载波上无误收到ISS的最后一个码块的情况下发射。

FORCED_OVER代码 (0x6A95)

0110101010010101

END_ACK

IRS在对ISS的END控制码块的响应报文中发射END_ACK码语，表明终止关联。END_ACK将在对ISS的每一END控制码块的响应中发射，以确保ISS台收到确认码语。ISS台若收到一个或几个END_ACK响应报文，会立即进入STANDBY（待机）模式，而不管是否存在待定的未确认数据码块。IRS台立即用END_ACK响应强行终止关联。

END_ACK代码 (0x956A)

1001010101101010

OFDM操作

本节讨论ISS与IRS之间的重要协议交换。本节将上一节规定的数据与控制码块和响应码语组合在一起，形成OFDM协议。此处说明在数据码块传送、关联OVER、关联速度变更、关联END和关联CALLING操作期间的ISS-IRS交换。

ISS-IRS交换

在OFDM关联期间，一个台为ISS，另一个台为IRS。ISS台发射数据码块，而IRS台在无误收到码块之后对这些码块进行确认。IRS用ACK和NAK码语响应通知ISS在下一个码冲群内发送哪些码块。

由于OFDM在每一脉冲群内发射32个码块，因此必须规定一个程序，以便为数据码块指配特定的载波频率。用发射的数据字节填充10字节的数据码块，每一码块的序列号表明了这些码块的发射次序。在构建实际发射帧时，按次序指配各码块，第一个码块指配给第一个载波，第二个码块指配给第二个载波，依次类推，直到头32个发射码块都指配到一个载波。下面示出典型的第一次发射的发射码块的指配情况。

在建立关联之后，第一个数据码块的码块序列号从码块0001开始，在关联结束之前每一发射码块的序列号递增。在第2047个码块之后，序列号又从码块0001重新开始。

ISS台OFDM发射脉冲群

载波1	码块0001	CRC
载波2	码块0002	CRC
载波3	码块0003	CRC
载波4	码块0004	CRC
...
载波30	码块0030	CRC
载波31	码块0031	CRC
载波32	码块0032	CRC

若所有码块均无误解码，则IRS台在每一载波上发射一个短响应脉冲群，对每一数据码块含有一个ACK。ACK没有序列号。

IRS台OFDM响应脉冲群

载波1	ACK（对于码块1）
载波2	ACK（对于码块2）
载波3	ACK（对于码块3）
载波4	ACK（对于码块4）
...	...
载波30	ACK（对于码块30）
载波31	ACK（对于码块31）
载波32	ACK（对于码块32）

若检测到数据码块损坏，IRS台在同一载波上发送一个对该码块的NAK响应。ISS台重新发射IRS没有确认的每一数据码块，包括没有检测到有效IRS响应的那些码块。为了尽量加大码块下一次顺利通过的机会，ISS台将在最后一个码块得到正确确认的载波上重新发射码块。例如，重发的码块首先指配给前一个周期内码块两次得到确认的载波，然后再指配给前一个周期内码块只得到一次确认的载波。挪动数据码块时即使遇到一个或几个载波因干扰而

阻断，也要让数据挪动。新的码块加在其余待用的码块时隙上，先从前一个周期内码块两次得到确认的载波开始，然后继续加在前一个周期内码块只得到一次确认的载波上。若没有新的码块，则可从最旧的序列号开始，用现有的码块填充待用的载波时隙。

例如，要考虑的情况是只有四个载波，而损坏的码块有两个，则ISS台将会按下面这样重新发送码块：

ISS

载波1	DBlock 0001	CRC
载波2	DBlock 0002	CRC
载波3	DBlock 0003	CRC
载波4	DBlock 0004	CRC

IRS

载波1	ACK（对于码块1）
载波2	NAK（对于码块2）
载波3	ACK（对于码块3）
载波4	NAK（对于码块4）

ISS

载波1	DBlock 0002	CRC
载波2	DBlock 0005	CRC
载波3	DBlock 0004	CRC
载波4	DBlock 0006	CRC

IRS

载波1	ACK（对于码块2）
载波2	ACK（对于码块5）
载波3	ACK（对于码块4）
载波4	ACK（对于码块6）

要注意，重新发射的码块已被挪动到上一个周期内码块得到确认的码块位置。在上例中，DBlock 0007（数据码块0007）作为载波4而非载波2的第一个码块发送，因为在上一个脉冲群内载波2位置出现了差错。先填充“好”位置，把原先未确认的位置留在后面，有益于提高成功传送码块的概率。若一个载波因为某种频道干扰或因为其中一个无线电设备的带宽限制而被完全屏蔽，则新的数据码块应首先指配给已联通的那些载波。下面举例说明该程序如何用于上述简单情况：

ISS

载波1	DBlock 0001	CRC
载波2	DBlock 0002	CRC
载波3	DBlock 0003	CRC
载波4	DBlock 0004	CRC

IRS

载波1	NAK (对于码块1)
载波2	ACK (对于码块2)
载波3	ACK (对于码块3)
载波4	NAK (对于码块4)

ISS

载波1	DBlock 0005	CRC
载波2	DBlock 0001	CRC
载波3	DBlock 0004	CRC
载波4	DBlock 0006	CRC

IRS

载波1	ACK (对于码块5)
载波2	ACK (对于码块1)
载波3	ACK (对于码块4)
载波4	NAK (对于码块6)

在本例中，新的码块要后指配给载波1和载波4，因为这些载波在前一个发射周期内出现了差错。若载波4由于带宽限制而未能传送码块，则我们会重发码块12和码块13，因为之前的所有码块都已无误传送出去了。

若没有数据要发射，则ISS台可发送序列号置为0000的码块。IRS台会忽略这些码块，即便IRS台对这种码块做了NAK响应，这些码块也不必重新发射。如下文所述，ISS台也可在剩余的时隙内从最旧的码块开始重传现有的码块，以提高无误接收码块的概率。

若ISS台要发射的码块不到32个，则ISS台可在剩余未用的载波码块内重传现有的码块。由于IRS台必须用序列号来重构串行字节流，具有同样码块序列号的第二个码块必须忽略。在ISS长脉冲群内重传码块为无误接收码块提供了第二次机会。

ISS

载波1	DBlock 0001	CRC
载波2	DBlock 0002	CRC
载波3	DBlock 0003	CRC
载波4	DBlock 0004	CRC

IRS

载波1	NAK （对于码块1）
载波2	ACK （对于码块2）
载波3	ACK （对于码块3）
载波4	NAK （对于码块4）

在本例中，ISS台有5个码块要发送，它在剩余的码块内重传码块1至3。在IRS端，对第一个DBlock 0001的响应为NAK，但第二个副本则无误接收。ISS台不必重发DBlock 0001。对DBlock 0003第二个副本的响应为NAK，但第一个副本却正常接收；ISS台不必重发该码块。要注意，对DBlock 0004的响应为NAK，ISS台有必要重发该码块，因为该码块在长脉冲群内只发送了一次。

IRS不会试图比较序列号相同的多个码块。假设收到的第一个具有正确CRC的码块为有效码块，并假设该码块在队列中准备输出到串行端口。IRS还应确认所有码块均已无误收到，即便是一个重复的码块。

流量控制

ODFM协议未包括任何特定的关联层面的流量控制代码，用于IRS台暂停ISS码块的发射。若由于启动了串行端口或USB端口的外部流量控制而导致IRS台无法清空接收码块缓存器，则流量控制是必需的。若外部流量控制在过长的一段时间内停止输出收到的数据，则IRS接收缓存器可能会因满溢而没有容量存储新的ISS数据码块。

IRS若需要降低ISS码块的传送速率，即便码块的CRC是正确的，也可以对ISS长脉冲群码块中的一部分或全部发出NAK响应。若对所有码块的响应都是NAK，ISS台会在下一个长脉冲群内重传所有码块。要注意，长时间用“NAK”暂停某个关联的数据传送可能会让ISS台提前终止这一关联。

OVER

某个关联的OVER可由ISS端或IRS端发起。ISS可通过发射作为长脉冲群数据码块之一的OVER控制命令来请求OVER。ISS台可在任何时刻请求OVER，但发出OVER后ISS台就应停止构建新的发射数据码块。IRS台若收到OVER控制命令，即检查并证实OVER控制码块序列号之前的所有数据码块序列号都已经收到了。若码块没有遗漏，则IRS台即发送FORCED_OVER响应报文，而不是对所有正确解码的码块发送ACK、对所有损坏的码块发送NAK。若码块有遗漏，则IRS台持续发送ACK/NAK响应报文，直到所有遗漏码块都已正确接收，然后IRS台对所有正确解码的码块发送FORCED_OVER响应报文，而不是发送一个ACK。要注意，不能保证在关联OVER之前对序列号为OVER码块之后的那些码块进行确认。ISS端必须跟踪待定的码块。

在OVER之后，ISS台应采用含有序列号0000的码块填充所有数据码块，这样在等待IRS台开始OVER序列期间就不必重发这些码块了。ISS台也可在剩余未用的时隙内重传现有的数据码块。

IRS台可在任何时刻，在响应ISS长脉冲群时通过发送至少一个FORCED_OVER响应报文而不是发送ACK，而强行OVER（中止）。ISS台检测到FORCED_OVER时，会立即让关联转向，并跟踪尚未确认的那些码块。所有待定码块将在下一次OVER之后发射。

ISS

载波1	DBlock 0005	CRC
载波2	DBlock 0006	CRC
载波3	CBlock 0007 OVER	CRC
载波4	DBlock 0000	CRC

IRS

载波1	ACK（对于码块5）
载波2	ACK（对于码块6）
载波3	ACK（对于码块7）
载波4	NAK（对于码块8）

ISS

载波1	DBlock 0000	CRC
载波2	DBlock 0001	CRC
载波3	DBlock 0004	CRC
载波4	DBlock 0000	CRC

IRS

载波1	NAK
载波2	FORCED_OVER
载波3	FORCED_OVER
载波4	NAK

IRS

载波1	NAK
载波2	NAK
载波3	NAK
载波4	NAK

ISS

载波1	DBlock 0010	CRC
载波2	DBlock 0011	CRC
载波3	DBlock 0012	CRC
载波4	DBlock 0013	CRC

IRS

载波1	ACK (对于码块10)
载波2	ACK (对于码块11)
载波3	ACK (对于码块12)
载波4	ACK (对于码块13)

END

无论ISS台还是IRS台都可终止OFDM。通常，ISS台可在最后一个数据码块之后发射一个END控制码块来结束关联。IRS台收到END控制码块时，要证实是否已收到序列号在END码块之前的所有数据码块。若没有待定码块，则IRS台发射一个所有时隙都置为END_ACK的短脉冲群。若有待定码块，则IRS持续发送ACK/NAK响应报文，直至无误收到所有待定码块为止。要注意，ISS台发射的、序列号在END码块中的编号之后的所有数据码块都应丢弃。

ISS台应采用0000的序列号对END控制报文之后的所有码块进行编码，这样这些码块就不必重新发射了。

ISS台在短码块中收到4个或更多END_ACK响应报文后，要立即停止发射并回到STANDBY（待机）模式。IRS台在收到最后一个END控制码块后，要重传END_ACK帧两次，以确保ISS台收到所有END_ACK报文。

IRS台在希望强行终止关联时发出END_ACK响应报文。ISS台在收到END_ACK响应报文后，要立即停止发射并回到STANDBY模式，即便有待定数据码块也如此。

ISS

载波1	DBlock 0005	CRC
载波2	DBlock 0006	CRC
载波3	CBlock 0007 END	CRC
载波4	DBlock 0000	CRC

IRS

载波1	ACK (对于码块5)
载波2	ACK (对于码块6)
载波3	ACK (对于码块7)
载波4	NAK (对于码块8)

ISS

载波1	DBlock 0000	CRC
载波2	DBlock 0000	CRC
载波3	DBlock 0000	CRC
载波4	DBlock 0000	CRC

IRS

载波1	END_ACK
载波2	END_ACK
载波3	END_ACK
载波4	END_ACK

IRS

载波1	END_ACK
载波2	END_ACK
载波3	END_ACK
载波4	END_ACK

OFDM关联终止**CALLING**

在主台用FSK100格式发射的9字节CALLING码块呼叫对方台时，DATAPLEX关联就建立了。用码块开头处独一无二的2字节同步代码来识别CALLING码块并建立关联定时。该CALLING码块每1 020 ms重复一次，该时间为DATAPLEX周期的时长。

对方台的SELCAL在4.5字节内发送，每字节封装两位SELCAL数字；所有SELCAL都应有9位数字，其值从0x0至0x9。用最后一个SELCAL字节的低位4比特选择关联的格式，用单个字节呼叫帧TYPE（类型）字节作为CALLING码块的数据部分的结尾。还包括一个用做校验和字节的单个字节，用于证实是否已经无误收到呼叫帧。

在一个空闲台收到带有本地SELCAL且校验和正确的CALLING码块时，即可用主叫台规定的格式启动DATAPLEX关联。在收到关联确认控制代码之后，主台发射的第一个数据码块在一个MYCALL控制码块含有主叫台的SELCAL1。该控制码块遵循上文所述的控制码块约定，不同之处在于MYCALL字节之后是按照每字节两个SELCAL数字发射的主台SELCAL。在FSK或DPSK DATAPLEX关联中确认该第一个码块之后，这一关联开始正常的ISS-IRS数据传送交换。

要注意，在关联切换到OFDM之后，主台或从台发送的第一个码块的序列号要置为0001。

CALLING控制码块

10101100	00110101	SC1 SC2	SC3 SC4	SC5 SC6	SC7 SC8	SC9 RATE	TYPE	CKSUM
----------	----------	--------------	--------------	--------------	--------------	---------------	------	-------

注1 – SC1-SC9是SELCAL的9个数字，每数字4比特 [0x0 – 0x9]

RATE = 关联格式 (2 = FSK200; 3 = FSK100;

4 = DPSK600; 5 = DPSK400; 6 = DPSK200;

8 = OFDM[N = 32, M = 4])

14 = OFDM (N=256, M=4, 16 和 64), 见附件5)

TYPE = 在关联请求状态报文中传送给应用程序的8比特值

CKSUM = 00 – (从SC1|SC2至TYPE的字节数目之和)

在下例中，主台请求采用RATE 8 (N = 32, M = 4) 的OFDM建立关联，而对方台则确认收到关联请求。

ISS IRS

CALLING码块(FSK100) --->

CALLING	SELCAL	8	TYPE	CKSUM
---------	--------	---	------	-------

(本台无误收到SELCAL; 关联格式为FSK200)

<--- 启动OFDM关联

LINK_ACK

CALLING码块 (FSK100) --->

CALLING	SELCAL	8	TYPE	CKSUM
---------	--------	---	------	-------

<--- 启动OFDM关联

LINK_ACK

ISS – OFDM (周期变为1 520 ms)

载波1	MYCALL 0001	CRC
载波2	MYCALL 0001	CRC
载波3	MYCALL 0001	CRC
载波4	MYCALL 0001	CRC

IRS – OFDM

载波1	ACK (对于码块1)
载波2	ACK (对于码块2)
载波3	ACK (对于码块3)
载波4	ACK (对于码块4)

在ISS台和IRS台已正确收到DPSK捕获脉冲群之后, 开始建立格式为DATAPLEX FSK100的关联并切换到OFDM。在ISS台收到来自IRS台的LINK_ACK响应代码之后, 协议周期时长从1 020 ms切换到1 520 ms。

在关联建立协议中, 周期时长的变化是个关键问题。可能出现两种差错情况: 第一种, ISS台可能听不到IRS的CS1响应代码; 第二种, IRS台可能听不到ISS台的第一个OFDM长脉冲群。

有时候, 一个频道会支持FSK100, 但不支持OFDM。若ISS台或IRS台都已MAX_OFDM_LINK次重传OFDM长脉冲群 (ISS) 或CS1响应 (IRS) 但仍无法成功建立OFDM关联, 则ISS和IRS二者都必须提前终止关联并回到STANDBY模式。MAX_OFDM_LINK是一个由程序确定的重试计数器的值。

下面解释的例子表示ISS台无法解码来自IRS台的第一个CS1响应代码。ISS台在等待CS1的1 020 ms周期内重传DPSK_ACQ脉冲群, 而IRS台则等待第一个OFDM长脉冲群。

ISS IRS

<--- OVER OK

CS0

DPSK捕获脉冲群 ($T = 0$ ms) --->

DPSK_ACQ

<--- DPSK ACQ OK ($T = 720 \text{ ms} + \text{RTT}$)

CS1

ISS无法解码CS1! 重传DPSK_ACQ

DPSK捕获脉冲群 ($T = 1\ 020 \text{ ms}$) --->

DPSK_ACQ

DPSK捕获脉冲群 ($T = 2\ 040 \text{ ms}$) --->

DPSK_ACQ

DPSK捕获脉冲群 ($T = 4\ 080 \text{ ms}$) --->

DPSK_ACQ

<--- DPSK ACQ OK ($T = 720 \text{ ms} + \text{RTT} + 4\ 080 \text{ ms}$)

CS1

ISS – OFDM(周期变为2 672 ms)

载波1	DBlock 0001	CRC
载波2	DBlock 0002	CRC
载波3	DBlock 0003	CRC
载波4	DBlock 0004	CRC

IRS – OFDM

载波1	ACK (对于码块1)
载波2	ACK (对于码块2)
载波3	ACK (对于码块3)
载波4	ACK (对于码块4)

在下例中，IRS台无法解码来自ISS台的第一个OFDM长脉冲群。ISS台开始发送OFDM长脉冲群，但IRS台在重传其CS1响应代码之前未收到正确的脉冲群。要注意，第二个IRS响应代码是在ISS台发送第二个OFDM长脉冲群期间发射的。

ISS IRS

<--- OVER OK

CS0

DPSK捕获脉冲群 ($T = 0 \text{ ms}$) --->

DPSK_ACQ

<--- DPSK ACQ OK ($T = 720 \text{ ms} + \text{RTT}$)

CS1

ISS – OFDM (周期变为2 672 ms)

发送OFDM长脉冲群 ($T = 0 \text{ ms}$) --->

载波1	DBlock 0001	CRC
载波2	DBlock 0002	CRC
载波3	DBlock 0003	CRC
载波4	DBlock 0004	CRC

IRS无法解码OFDM码块! 重传CS1

发送OFDM长脉冲群 ($T = 2\,672 \text{ ms}$) --->

载波1	DBlock 0001	CRC
载波2	DBlock 0002	CRC
载波3	DBlock 0003	CRC
载波4	DBlock 0004	CRC

<--- DPSK ACQ OK ($T = 720 \text{ ms} + \text{RTT} + 4\,080 \text{ ms}$)

CS1

发送OFDM长脉冲群 ($T = 5\,344 \text{ ms}$) --->

载波1	DBlock 0001	CRC
载波2	DBlock 0002	CRC
载波3	DBlock 0003	CRC
载波4	DBlock 0004	CRC

IRS – OFDM

<--- 发送OFDM短脉冲群 ($1\,080 \text{ ms} + \text{RTT} + 5\,344 \text{ ms}$)

载波1	ACK (对于码块1)
载波2	ACK (对于码块2)
载波3	ACK (对于码块3)
载波4	ACK (对于码块4)

功能说明

调制器

图1示出了调制器的体系结构。表1列出了用于规定调制器的若干参数。对于 $M = 4$ ，先将长度为 $\log_2(M) * L * N$ 的信息比特 $x_1(n)$ 格式化为 N 帧的 $x_2(m, n)$ ，如图3所示。 N 个长度为 $\log_2(M) * L$ 的并行通路一一扰码成 $x_2(m, n)$ 。然后将这些经过扰码的帧映射为 $L * N$ 个符号 $x_4(m, n)$ 。

n), 并差分编码为符号 $x_5(m, n)$ 。为便于同步, 加入一个具有 S 个符号的序列, 形成 $(L + S) \times N$ 个符号 $x_6(m, n)$ 。将 $(L + S) \times N$ 个符号 $x_6(m, n)$ 加至复型快速傅里叶逆变换 (IFFT) 的输入端, 形成样本率为 f_{s1} 的输出 $x_7(m, n)$ 。加入一个长度为 P 个符号的周期性扩展, 形成 $(L + S) \times (N + P)$ 个样本 $x_8(m, n)$ 。然后将这些样本从并行转换为串行, 得到一个长度为 $(L + S) \times (N + P)$ 、样本率为 f_{s2} 的复型信号 $x_9(n)$ 。将已调信号进行 R 次内插, 形成样本率为 f_{s2} 的 $(L + S) \times (N + P) \times R$ 个样本 $x_{10}(n)$ 。用上变频器将复型基带已调信号转换为实型通带信号 $x_{11}(n)$, 作为一个数模 (D/A) 转换器的输入。下文给出了各码块的详情。

表1
调制器参数说明

参数	说明
N	IFFT长度
P	样本的扩展长度
M	PSK的阶数
L	脉冲群内并行符号的数目
R	内插率
S	同步符号的数目
F_s	样本率 (Hz)

设计参数的选择

调制器输出的音频频谱具有300-3 000 Hz的3 dB带宽和1 700 Hz的中心频率。调制器参数值示于表2, 可能的参数组合有6种。PSK相位的数目 M 不是4就是8。副载波的数目 (N) 是可配置的, $N = 16$ 、32或64, 选择该数目时应让副频道带宽或符号率小于200 Hz。选择音频CODEC样本率时要满足奈奎斯特准则, 并固定为 $F_s = 8$ kHz。内插器的倍率固定为 $R = 3$, 形成的总符号率为 $8\ 000/3 = 2\ 666.66$ Hz, 信号带宽也基本相同。HF调制解调器应选取的值为 $N = 32$ 和 $M = 4$ 。

表2
调制器参数值

N	P	M	L 长	L 短	R	S	F_s
16	2	4	288	32	3	8	8 000
32	4	4	144	16	3	4	8 000
64	8	4	72	8	3	2	8 000
16	2	8	288	32	3	8	8 000
32	4	8	144	16	3	4	8 000
64	8	8	72	8	3	2	8 000

无论 N 为何值, 帧格式均为每个长脉冲群发射64帧。以 $N = 32$ 为例, $N = 32$ 个副频道中的每一个都发送2帧。表3归纳了参数和有效吞吐量。

图1
OFDM调制器

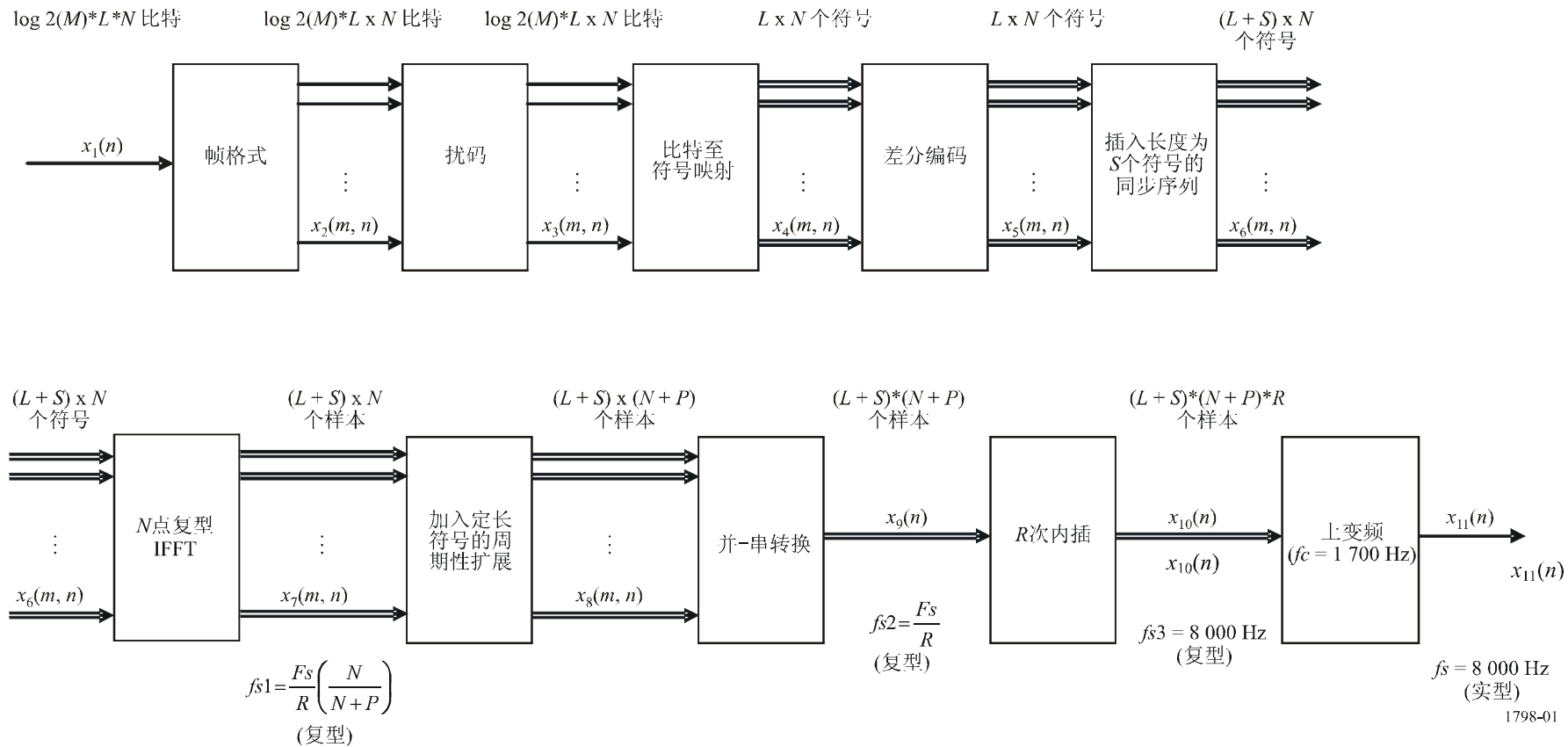


表3
OFDM调制解调器参数

	$M = 4$ $N = 32$
输出样本率(F_s) (样本/s)	8 000
IFFT长度(N)	32
扩展长度(P) (s)	4
内插率(R)	3
脉冲群内的数据符号(L)	144
脉冲群内的同步符号(S)	4
调制相位(M)	4
IFFT输出样本率 (样本/s)	2 370.3704
输入的比特	9 216
输入的符号	4 608
实施IFFT的符号	4 736
扩展样本率 (样本/s)	2 666.6667
脉冲群长度(s)	1.998
原始吞吐量(bit/s)	4 612.6126
频道符号率 (样本/s)	83.333333
短脉冲群内的同步符号(S)	4
短脉冲群内的数据符号(L)	16
短脉冲群长度(s)	0.27
传播延迟(s)	0.224
脉冲群间隔(s)	2.492
每帧字节数目	36
信息头字节	4
CRC字节	4
有效吞吐量(bit/s)	2 876.4045
利用率因数	0.6235955

选择 P 值时应让脉冲群长度(s)大于最大HF频道传播延迟差值。假定最大差值为2 ms (见 [ITU-R F.1487](#) 建议书)，在 $F_s = 8\,000$ Hz时所需样本数目至少为16。对于 $N = 32$ ，扩展为1.5 ms ($P = 4$)。

采用选定的调制解调器参数值得出的吞吐量分析结果示于表4。由OFDM调制器生成的信号采用[ITU-R F.1487](#)建议书规定的模型流经HF频道。所有仿真过程都采用6 400帧或100个脉冲群运行。

表4

对各种扩展长度的吞吐量模拟结果

FFT长度 (<i>N</i>)	扩展 (<i>P</i>)	相位 (<i>M</i>)	吞吐量为 “好”的频道 (bit/s)	吞吐量为 “中”的频道 (bit/s)	吞吐量为 “差”的频道 (bit/s)
32	4	4	2 088.3	1 632.2	467.7
32	8	4	1 906.6	1 547.8	1 076.5
32	16	4	1 561.9	1 481.4	519.6

要选择的其余调制解调器参数涉及脉冲群长度或每一脉冲群需要采用多少信息比特和开销比特。为OFDM调制解调器选择的协议是ARQ协议，与DATAPLEX所用的相似，不同之处在于每一脉冲群的确认次数需要乘以64。表3中脉冲群长度参数、*L*和*S*的选择取决于对ARQ性能的分析。

ARQ协议的性能可用利用率因数(η)来表示，该因数是假定总有一帧要发射的情况下无空载发射所占的时间比例。对于无误发射与接收的情况，该因数为：

$$\eta = \frac{T_f}{T_f + 2\tau + T_p + T_a} \quad (1)$$

其中：

- T_f ： 帧长度
- τ ： 单向传播延迟
- T_p ： 帧处理时间
- T_a ： 确认脉冲群长度。

η 的最大值为1，1表明是最高利用率。选择让 η 为最大的那些参数可优化ARQ方案的性能。

若某频道发射一个数据帧或确认帧不成功的概率为 P_f ，则利用率因数为：

$$\eta = \frac{T_f}{(T + T_f) \frac{P_f}{1 - P_f} + (T_f + 2\tau + T_p + T_a)} \quad (2)$$

其中*T*为重新发射时长。要注意，对于 $P_f = 0$ ，公式(2)变为(1)。确定ARQ参数的一种方法是先固定*T*、 τ 、 T_p 和 T_a ，然后对给定的 P_f 选择 T_f 。

假定对于 $N = 64$ ，短脉冲群需要用 $L = 8$ 个符号来发送确认和用 $S = 2$ 个符号来发送同步。对于 $N = 32$ 和 $N = 16$ ，选择参数要给出与 $N = 64$ 同样的长度(ms)。这样就形成了一个长度 $T_a = 270$ ms的短脉冲群。与DATAPLEX的情况一样，假定最大单向传播延迟 $\tau = 110$ ms，该值考虑的单向距离超过20 625英里。帧处理时间 T_p 远小于其他参数，在此处的分析中设定为100 ms。

由 $M = 4$ 和 $N = 64$ 时的总符号率 $f_s = 2\,666.6\text{ Hz}$ 得出 $R_b = \log_2(M) * f_s / N = 83.33\text{ Hz}$ 的副频道比特率。一帧之内的比特数目为:

$$N_b = R_b T_f \tag{3}$$

且帧差错概率为:

$$P_f = P_e N_b \tag{4}$$

其中 P_e 为比特差错概率。重新发射时长为:

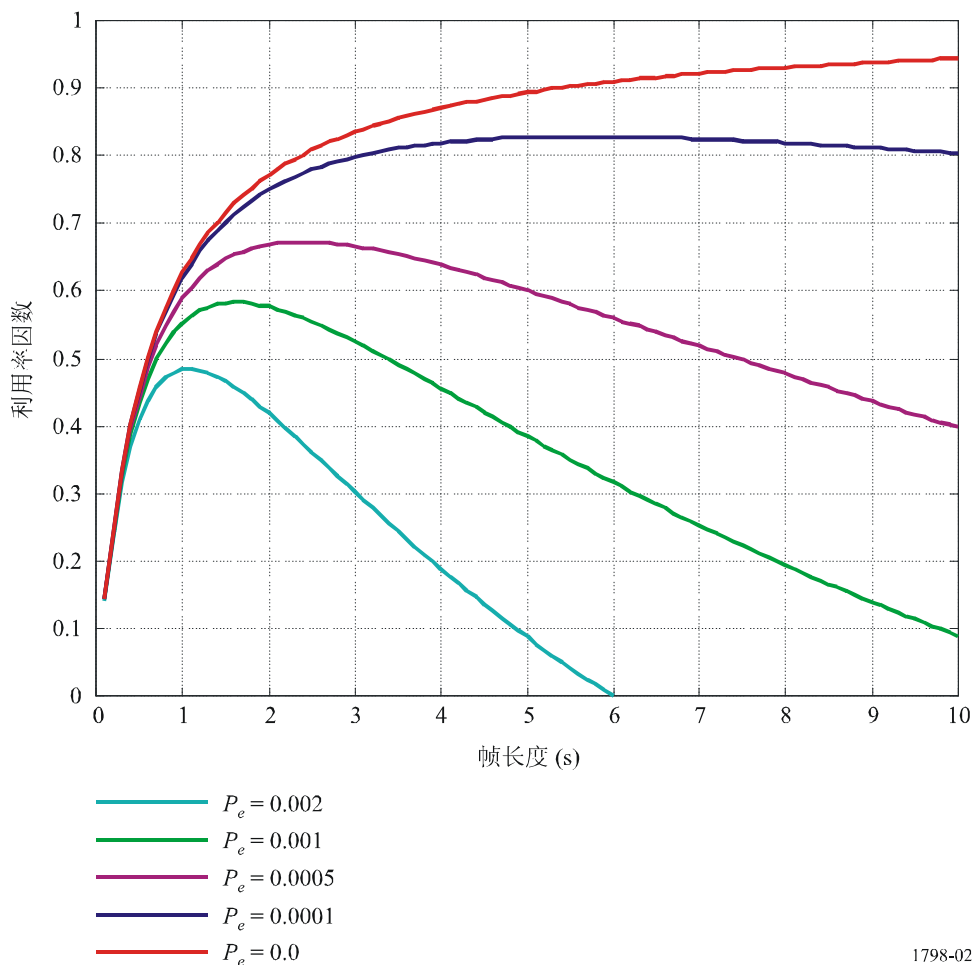
$$T = T_f + T_a + \tau \tag{5}$$

程序的优化包括采用公式(2)和在给定 P_e 的情况下找出 T_f 的函数 η 。

图2示出了比特差错概率 $P_e = 0.002$ 、 0.001 、 0.0005 、 0.0001 和 0.0 时的优化曲线。选择脉冲群长度的首次尝试是要让帧长度差不多与DATAPLEX的情况相同。对于长脉冲群，在 $N = 32$ 时选择144的 L 值形成了1.998的脉冲群长度，如表3所示。对于该1.998的脉冲群长度， P_e 约为0.001时得出的利用率因数几乎是最优的。

图2

OFDM ARQ利用率



长帧格式

每一脉冲群由64帧组成，每帧包括16比特序列号（SEQ_NUM）、信息比特（INFORMATION）和一个16比特循环冗余校验码（CRC）。对于 $M = 4$ ，信息比特共14字节，而帧的总长为18字节。图3示出 $M = 4$ 的帧结构。成帧器的输入为 $\log_2(M) * L * N$ 比特，输出为 N 个并行的 $\log_2(M) * L$ 比特的帧。

循环冗余校验码（CRC）

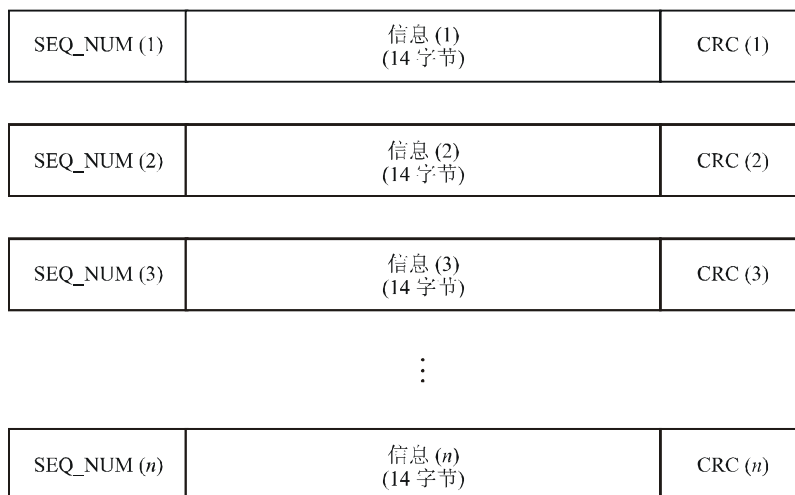
为了验证收到的帧有无差错，采用循环冗余校验码（CRC）。CRC与DATAPLEX中所用的相同，在长脉冲群内每64帧发送一次。CRC是16比特的标准ITU-T代码，其生成多项式为：

$$x^{16} + x^{12} + x^5 + 1 \quad (6)$$

序列号

在脉冲群内，每64帧的开头都包括一个16比特的序列号。序列号用于向接收端表明用于并-串转换的帧结构。序列号还考虑了在一次脉冲群发射中不使用全部64帧的可能性。序列的生成是协议层的操作，因而超出了本建议书的讨论范围。

图3
 $M = 4$ 的帧结构

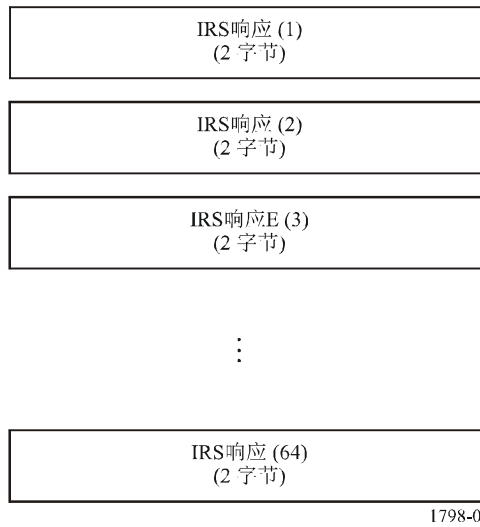


1798-03

短帧格式

短帧用于确认长帧，其作用与DATAPLEX中信息接收台（IRS）响应字符的作用相同。不需要序列号或CRC。图4示出了 $M = 4$ 的帧结构。在DATAPLEX中，IRS响应的长度为8比特。对于OFDM调制解调器，IRS响应要长些，长度为16或24比特，以此让IRS响应的互相关性能优于DATAPLEX。

图4
M = 4的帧结构



扰码器

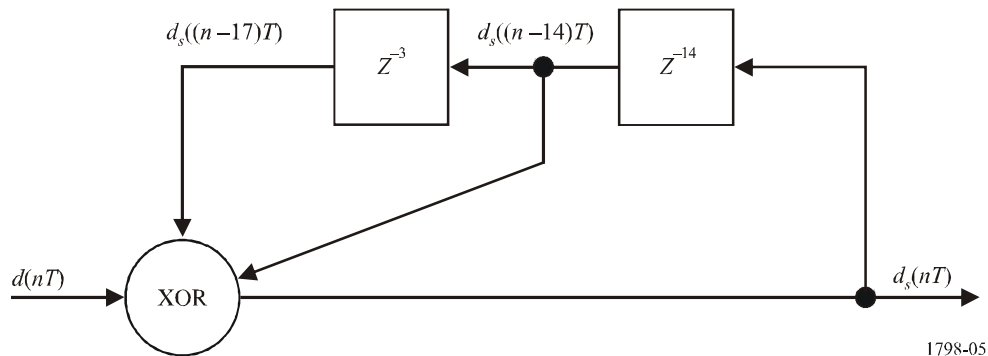
对每一脉冲群内64帧中的每一帧进行扰码，好处有两个。扰码产生的码型具有统计特性，因而同步算法可更好地完成。另一个好处是在OFDM中扰码让副频道的相位随机化。由于OFDM调制是N个独立限带信号之和，相位随机化降低了已调信号峰值功率与平均功率的比值。不采用扰码，更有可能产生大的幅度跃变，尽管采用扰码也存在幅度跃变的可能性。

扰码器是用多项式 $1 + x^{14} + x^{17}$ 或下述递推公式规定的：

$$d_s(nT) = d(nT) \text{ XOR } d_s((n - 14)T) \text{ XOR } d_s((n - 17)T) \tag{7}$$

要实现扰码器，需要采用17态寄存器和一个异或（XOR）操作，见图5。

图5
比特扰码器



为避免对不同的帧采用同一扰码码型的可能性，64帧中每帧的起始相位都相差一个迭代值。对于第一帧，将状态寄存器初始化为0，输入交变的0/1码型，迭代18次以确定起始相位。对后续各帧进行同样的扰码，但迭代的数目每次递增1。为了节约处理时间，可在一个表中保存起始状态寄存器的结果，在初始化每帧的扰码器时读取。

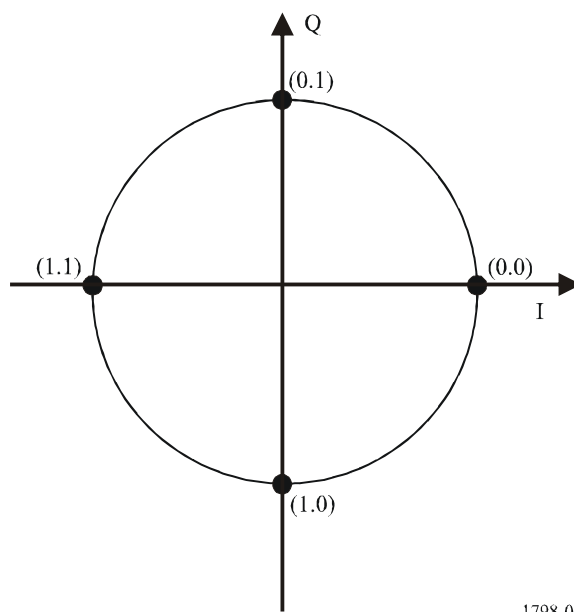
比特至符号映射

对于 $M = 4$ ，可能有4个相位值，每个相位对应两比特或一个符号。先将比特映射成由表5中的相位值表示的符号。符号的另一种表示方式是采用复型信号的I幅度和Q幅度。要注意，对于 $M = 4$ ，相位间相差 $\pi/2$ 的间隔。图6示出了映射的两维表示法。

表5
 $M = 4$ 的比特至符号映射

输入比特对 x_b		I值	Q值	输出相位
0	0	0	0	0
0	1	0	1	$\pi/2$
1	0	0	-1	$-\pi/2$
1	1	-1	0	π

图6
 $M = 4$ 的映射



1798-06

差分编码

对比特至符号映射的符号输出进行差分编码，算出累计和：

$$\psi(n) = [\psi(n-1) + \varphi(n)]_{\text{mod } 2\pi} \quad (8)$$

其中 $\psi(n)$ 是已编码相位输出， $\varphi(n)$ 是表5中映射的相位。对于 $M = 4$ ，可能的已编码相位值是 $[0, \pi/2, \pi, 3\pi/2]$ 。

同步序列

为有助于解调器的同步，在进行IFFT之前，在 N 个并行符号中每一个的开头处加上 S 符号。有些方法可只采用两个符号或不采用符号就可以同步。若同步符号较长，则定时估计会更好，但要以吞吐量下降为代价。

与单载波调制解调器相比，OFDM的同步方法有所不同。OFDM中的定时信息用于确定何时进行FFT，而不是确定何时对单个符号进行抽样。在关于解调器的说明文字中可见到更多的同步细节。

本建议书所述的同步方法利用了周期性扩展所产生的冗余，因而不需要同步序列。纳入同步序列是为了将来可能的用途。

快速傅里叶逆变换 (IFFT)

IFFT是OFDM调制器内主要的处理操作。该变换将所有单个并行信号组合到一起，形成正交信号。复型IFFT由下式给出：

$$x(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j2\pi nk/N}; n = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (9)$$

其中 N 是IFFT的长度， $X(k)$ 是输入符号， $x(n)$ 是输出样本。要注意，IFFT是对 N 个样本的码块进行计算的，因此需要 N 倍的输入长度。还要注意，输出长度与输入长度相同，为 $(L + S) \times N$ 个样本。经IFFT输出的样本率由下式给出：

$$fs1 = \frac{Fs}{R} \left(\frac{N}{N+P} \right) \quad (10)$$

周期性扩展

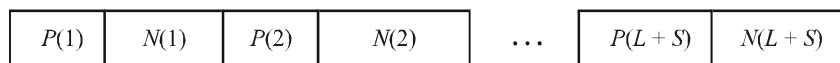
为了克服HF频道的多径效应，IFFT输出之前要先进行长度为 P 的周期性扩展，由每一IFFT过程的最后 P 个输出组成。这种扩展的效果是维持多径情况下副载波相位的正交条件，因此降低了副载波之间的干扰效应。长度 P 要根据频道内延迟差值的最大量来选择。对于 $N = 32$ ，上文中选定的该值为 $P = 4$ 和 8 。

并-串转换

在加上周期性前缀后，将 $(L + S) \times (N + P)$ 个样本从并行转换为串行，形成样本率为 $Fs/R = 8\,000/3 = 2\,666.67$ Hz的 $(L + S) \times (N + P)$ 个样本。转换结构见图7。

图7

并-串转换样本输出结构



1798-07

样本的每一 $N + P$ 码块都可以被认为是一个单一的宽带符号，每一脉冲群有 $L + S$ 个样本。

内插器

内插器滤波器采取线性相位FIR的形式，用于将样本率从2 666.67 Hz转换为8 000 Hz。输出样本设定为所需的D/A转换器的比率。滤波器的设计采用了带有汉明窗口的最小二乘方误差最小化技术。内插率为 $R = 3$ ，滤波器长度为33。图8示出了频谱和脉冲响应。图9示出了基带调制器的信号频谱。

图8

内插器滤波器的响应

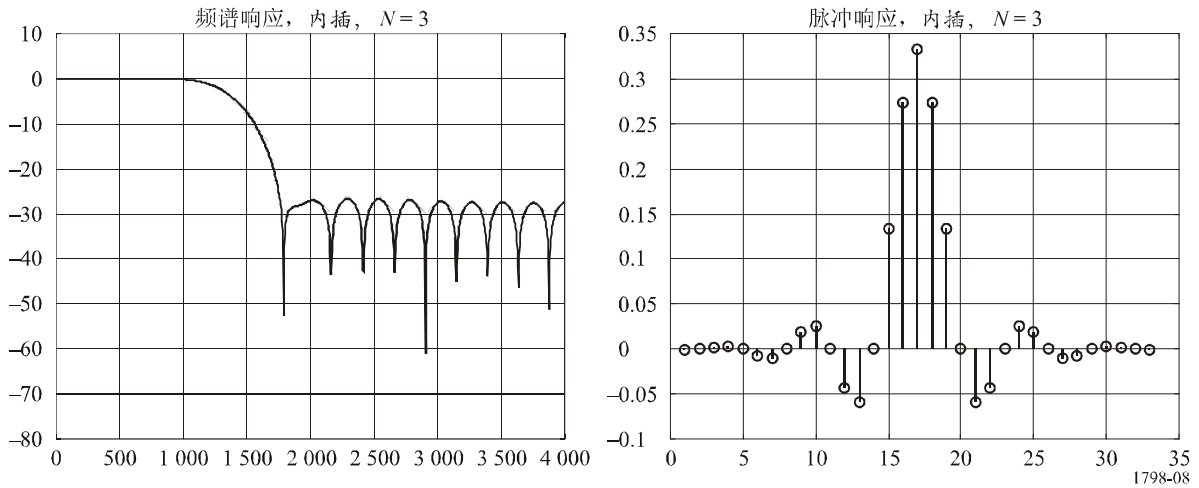
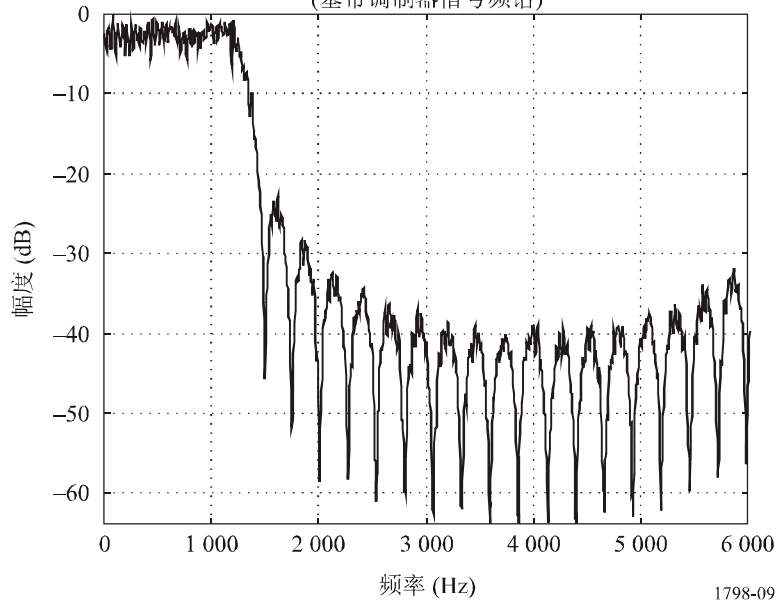


图9

基带信号的频谱

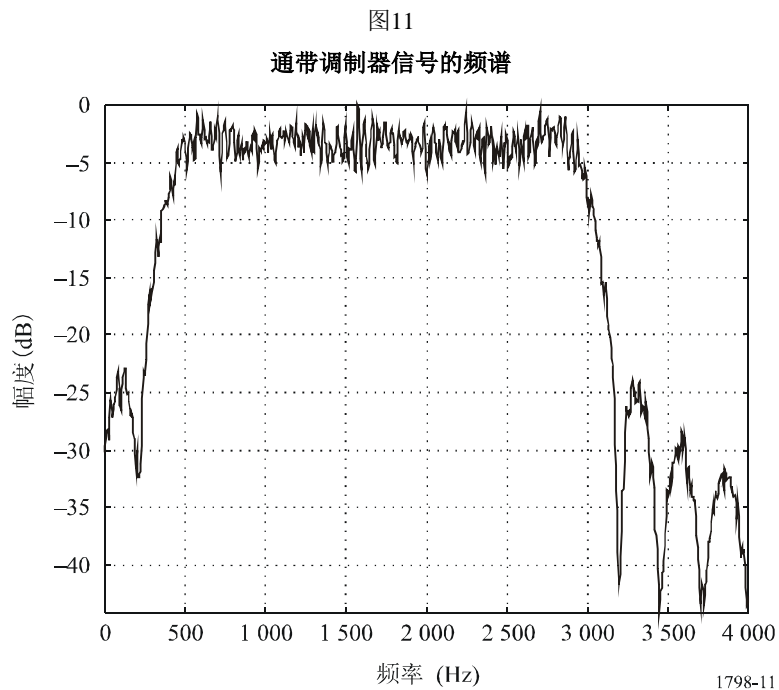
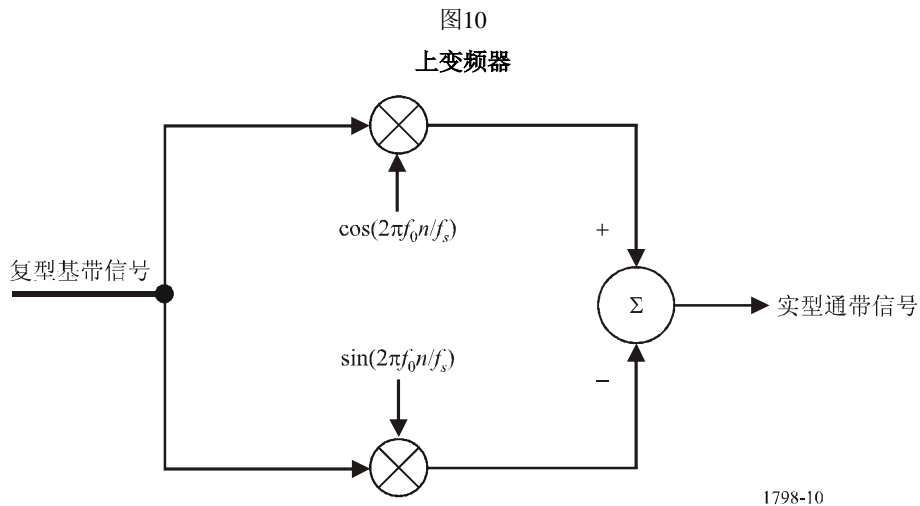
(基带调制器信号频谱)



1798-09

上变频器

上变频器用于将基带信号与载频为 $f_c = 1\,700\text{ Hz}$ 的正弦和余弦信号混合后转换为通带信号，并取和，如图10所示。该过程还将复型信号转换为实型信号，这是HF无线电设备的输入所要求的。在给出模拟信号之前，将最终的输出样本率加到D/A转换器上。图11示出了OFDM信号的频谱。



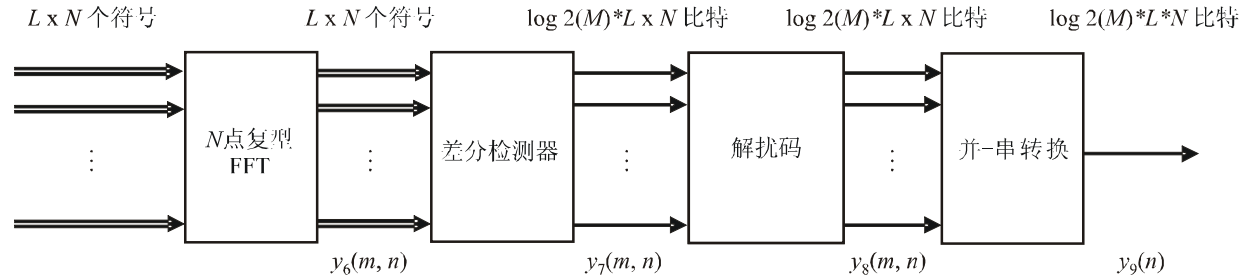
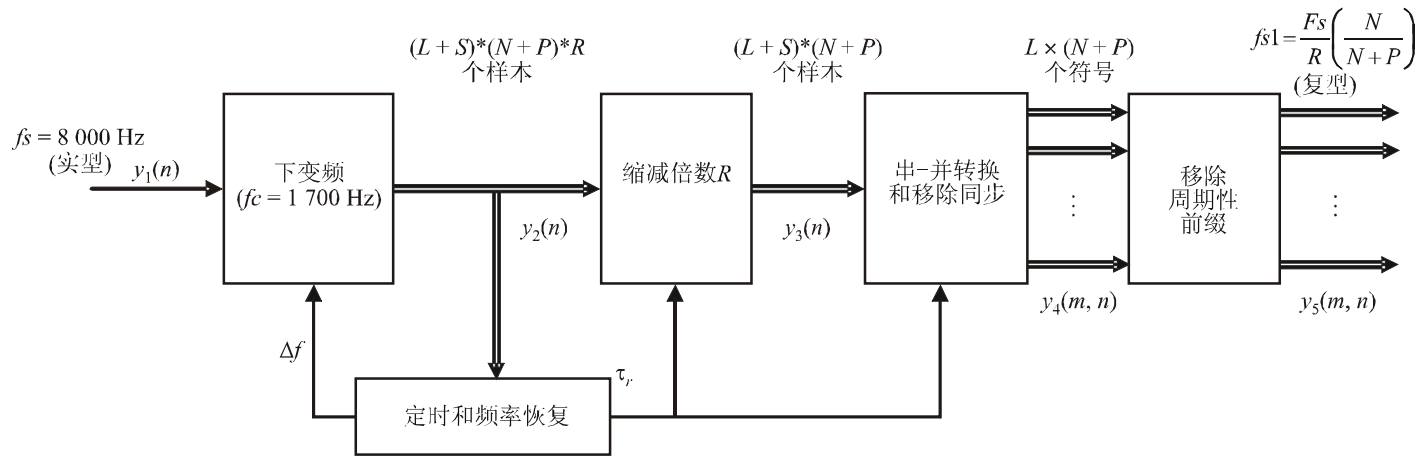
解调器

图12示出了解调器的体系结构。来自A/D转换器的样本率为8 000 Hz、长度为 $(L + S)*(N + P)*R$ 的信号 $y_1(n)$ 从实型通带信号下变频为复型基带信号 $y_2(n)$ 。该复型信号 $y_2(n)$ 也用于定时恢复和频率恢复。频率偏移 Δf 用于下变频器，定时恢复 τ_r 用于选择周期性前缀中的第一个符号。下变频器的输出 $y_2(n)$ 经倍数为 R 的缩减后变为 $(L + S)*(N + P)$ 个样本的 $y_3(n)$ 。然后移除同步符号，并将同步符号从串行转换为并行的 $L*(N + P)$ 个符号的 $y_4(m, n)$ 。要注意，解调器到这一步为止，一个符号一个样本，所以“符号”一词可与“样本”互换。移除周期性前缀，得出样本率为下式的 $L*N$ 个符号 $y_5(m, n)$ ：

$$f_{s1} = \frac{Fs}{R} \left(\frac{N}{N+P} \right) \quad (11)$$

然后对 $y_5(m, n)$ 实施FFT，得出 $L*N$ 个符号 $y_6(m, n)$ 。再用一个检测器通过差分法恢复各符号，此法消除了对恢复载波相位的需求，但仍需要恢复载频。频率的恢复是指同时恢复所有副载波的频率，而不需要恢复单独的载波。逐个检测 N 个副载波中的每一个。将检测器的符号输出映入 $\log_2(M)*L*N$ 比特的 $y_7(m, n)$ ，采用的映射方法与调制器相同。采用调制器所用过程的反过程对各比特实施解扰码，得出 $\log_2(M)*L*N$ 比特的 $y_8(m, n)$ 。最后将各比特从并行转换为串行，得出 $\log_2(M)*L*N$ 比特的 $y_9(n)$ 。下文将给出各码块的详情。

图12
DPSK 解调器

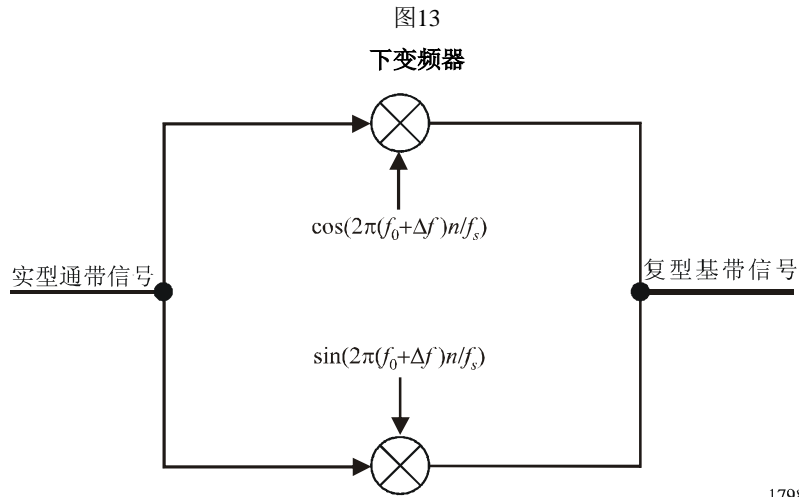


N : IFFT长度
 P : 扩展长度
 M : PSK的阶数

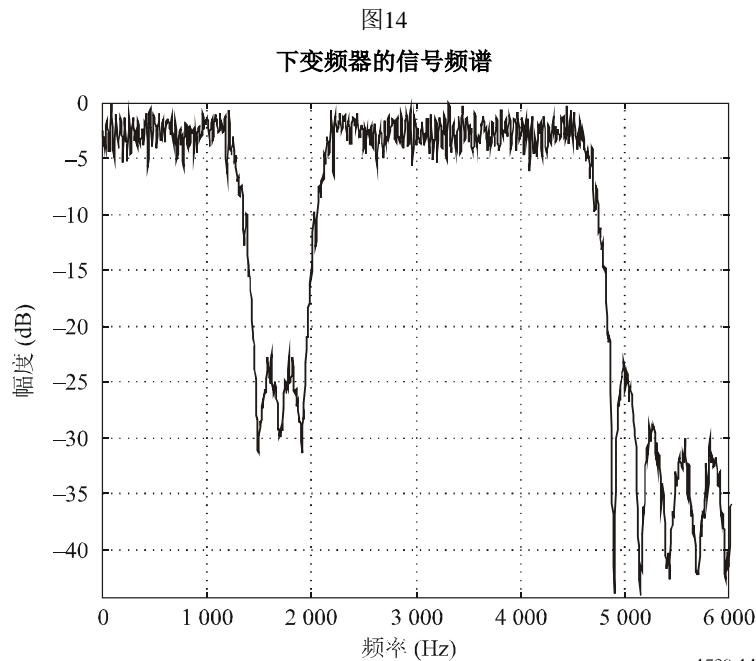
L : 脉冲群内并行符号的数目
 R : 内插率
 S : 同步符号的数目

下变频器

下变频器如图13所示，完成调制器上变频器的反向操作，只不过载频是根据载频恢复估算器的输出而相应更新的。输入信号与已恢复的载频 $f_0 + \Delta f$ 上的正交正弦波混合。载频为 $f_0 = 1\,700\text{ Hz}$ ，样本率为 $f_s = 8\,000\text{ Hz}$ ，频率偏移为 Δf 。图14示出了最终的频谱输出。要注意，频谱中尚存在以 $2 * f_0 = 3\,400\text{ Hz}$ 为中心的无用谐波，下一步处理将移除。



1798-13



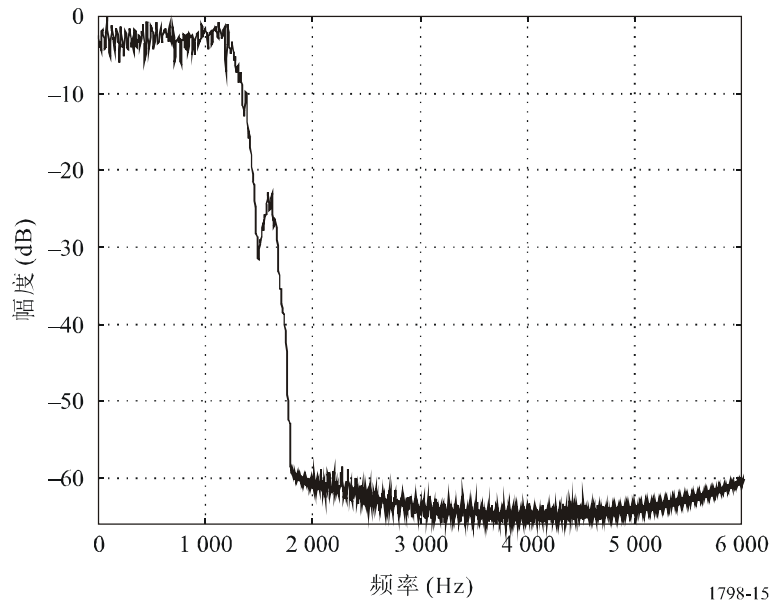
1798-14

缩减

下变频器采用与调制器中的内插相同的滤波器将复型输出按 $R = 3$ 的倍率从 $8\,000\text{ Hz}$ 的样本率降为 $8\,000/3 = 2\,666.67$ 的样本率。除缩减外，还将中心频率为 $3\,400\text{ Hz}$ 的重复频段滤除，只剩下复型基带信号。图15示出了最终的输出频谱。

图15

经滤波的下变频器的信号频谱



1798-15

定时恢复和频率恢复

解调器有两个不确定因素，一个是OFDM符号的到达时间，一个是载频。按照表3，基带样本率为2 666.7个样本/s，符号率为83.33个符号/s。由此得出16个样本/符号。定时恢复法采用起始脉冲群信号音来捕获起始样本的定时和每一符号中间的样本。分辨率为一个符号的十六分之一，理想样本时间为每个符号8个样本。

OFDM对频率偏移较敏感，频率恢复必须准确到1 Hz以内。频率恢复算法可在频率偏移最高为±50 Hz时准确恢复频率。

为了接收偏离频率的船舶发射，网络中的海岸接收端会在法定限值内自动跟踪偏离频率的船舶发射，以便优化吞吐量。此类偏离频率的操作应记录在案，并告知客户支持部门，以便安排船载设备的服务。

由频率偏移引起的降质

对OFDM中频率恢复的重要性做了描绘，比较了因载频偏移和维纳相位噪声这两种原因引起的多载波OFDM信号和单载波（SC）信号的降质。接着给出了分析结果，表明了有加性高斯白噪声频道上由载频偏移和相位噪声引起的比特差错率（BER）方面的降质。给出了单载波信号和多载波信号两种结果，可以看出多载波信号对两种降质参数都更为敏感。

$$D \approx \left\{ \begin{array}{l} \frac{10}{\ln 10} \cdot \frac{1}{3} \left(\pi N \frac{\Delta F}{R} \right)^2 \frac{E_s}{N_0} \quad \text{OFDM} \\ \frac{10}{\ln 10} \cdot \frac{1}{3} \left(\pi \frac{\Delta F}{R} \right)^2 \quad \text{SC} \end{array} \right. \quad (12)$$

其中 N 是OFDM频道的数目， ΔF 是以Hz为单位的频率偏移， R 是符号率。另外， S/N 由 E_s/N_0 给出。

$$D \approx \left\{ \begin{array}{l} \frac{10}{\ln 10} \cdot \frac{11}{60} \left(4\pi N \frac{\beta}{R} \right) \frac{E_s}{N_0} \quad \text{OFDM} \\ \frac{10}{\ln 10} \cdot \frac{1}{60} \left(4\pi \frac{\beta}{R} \right) \frac{E_s}{N_0} \quad \text{SC} \end{array} \right. \quad (13)$$

其中 β 是由下式给出的载波相位 θ 的方差：

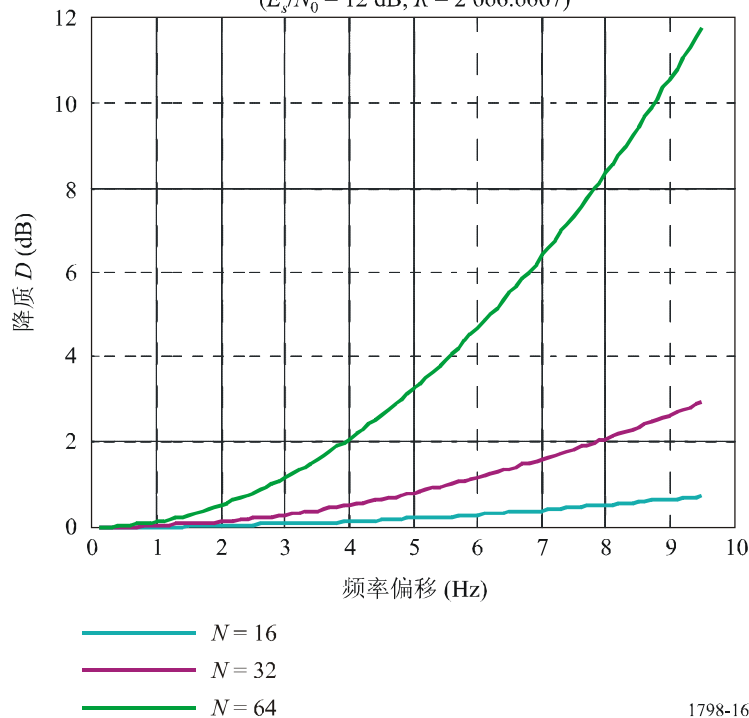
$$\sigma_{\theta}^2 = 4\pi\beta \quad (14)$$

这几个公式适用于M-PSK和M-QAM已调制信号。对此处的分析而言，目标误码率（BER）为 10^{-3} ，该值在4-DPSK调制中相当于12 dB的 E_s/N_0 。在OFDM中因频率偏移而引起的降质示于图16。要注意， N 值越大，降质越严重。

图16

在OFDM中因频率偏移引起的降质

($E_s/N_0 = 12 \text{ dB}, R = 2\,666.6667$)



1798-16

串-并转换

经过缩减器后为 $(L + S) \cdot (N + P)$ 个复型样本。移除同步符号，并将同步符号从串行转换为并行，得出 $L \times (N + P)$ 个符号。

移除周期性前缀

从 $L \times (N + P)$ 个符号中移除周期性前缀，得出 $L \times N$ 个符号。

快速傅里叶变换 (FFT)

FFT是OFDM解调器的主要处理操作。复型FFT由下列公式给出：

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)e^{-j2\pi nk/N} \quad k = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (15)$$

其中 N 是FFT的长度， $x(n)$ 是输入符号， $X(k)$ 是输出样本。要注意，FFT是对 N 个样本的码块进行计算的，因此需要 N 倍的输入长度。还要注意，输出长度与输入长度相同，为 $L \times N$ 个样本。经FFT输出的样本率由下式给出：

$$fs1 = \frac{Fs}{R} \left(\frac{N}{N+P} \right) \quad (16)$$

差分检测

从相位的差值检测输出的样本，而不是从PSK信号的绝对相位进行检测，因此得名DPSK（差分PSK）。下面说明单符号和多符号检测。

单符号差分检测

符号相位的差分编码由下式给出：

$$\varphi_k = \varphi_{k-1} + \Delta\varphi_k \quad (17)$$

收到的符号用 r_k 表示，按下述判决规则进行检测：

若 $\text{Re} \left\{ r_k r_{k-1}^* e^{-j\Delta\hat{\varphi}_k} \right\}$ 为最大值，选择 $\Delta\hat{\varphi}_k$ 。

对于 $M = 4$ -PSK调制，判决过程包括选择4个最大值。

双符号差分检测

根据多个符号而不是一个符号做出一项判决，可以改进差分检测的性能。对于AWGN频道，随着差分检测所用符号的增加，BER可达到相干检测BER的程度。

双符号检测器的判决规则是：

若 $\text{Re} \left\{ r_k r_{k-1}^* e^{-j\Delta\hat{\varphi}_k} + r_{k-1} r_{k-2}^* e^{-j\Delta\hat{\varphi}_{k-1}} + r_k r_{k-2}^* e^{-j(\Delta\hat{\varphi}_k + \Delta\hat{\varphi}_{k-1})} \right\}$ 为最大值，选择 $\Delta\hat{\varphi}_{k-1}$ 和 $\Delta\hat{\varphi}_k$ 。

对于 $M = 4$ -PSK调制的情况，判决就是挑出 $M^2 = 16$ 值中的最大值。

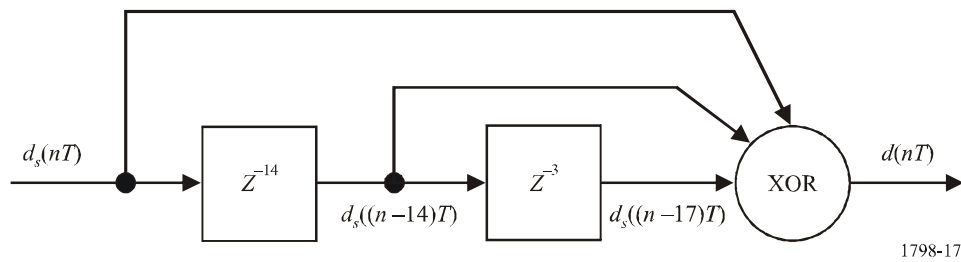
解扰码器

解扰码器是扰码器的反过程，由下述递推公式规定：

$$d(nT) = d_s(nT) \text{ XOR } d_s((n-14)T) \text{ XOR } d_s((n-17)T) \quad (18)$$

要实现解扰码器，需要采用17态寄存器和一个异或功能，见图17。

图17
比特解扰码器



设置解扰码器的初始相位，使之等于扰码器的初始相位，其余的与扰码器的实现方法相同。

并-串转换

解扰码器输出的 $\log_2(M) \times L \times N$ 并行比特被转换为 $\log_2(M) \times L \times N$ 串行比特。有可能在完成并-串转换之前实现CRC解码器，因为CRC解码是对脉冲群的64个并行帧的每一个进行的，不过最好作为协议层的一部分进行。

循环冗余校验（CRC）解码器

CRC解码器是CRC编码器的反过程，其生成多项式为：

$$x^{16} + x^{12} + x^5 + 1 \quad (19)$$

若CRC检测失败，则该帧会遭拒绝，并生成一个重新发射请求。

频率选择

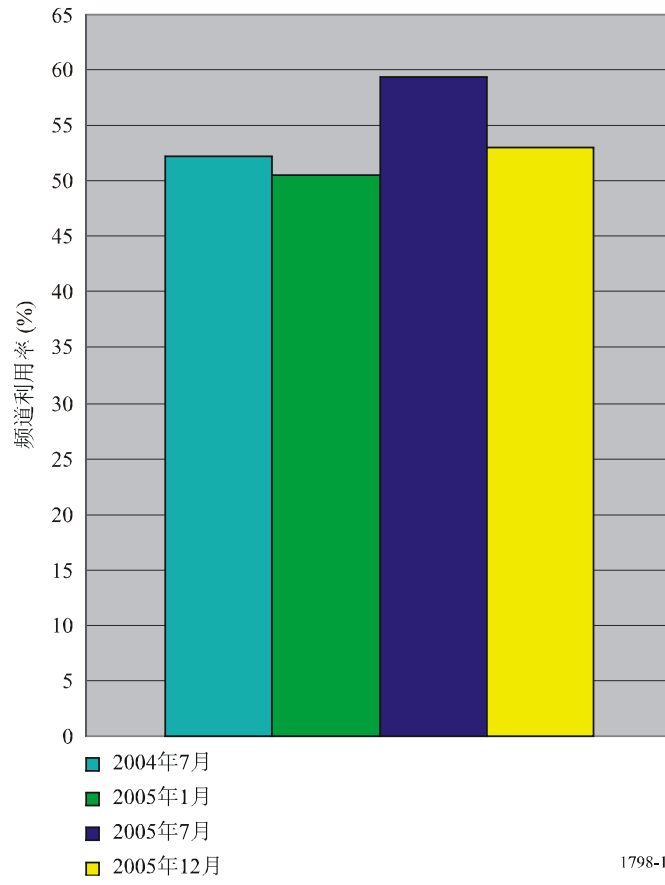
在有几百个频道的全球通信网中，二十多个电台和数千船舶挪动着海量数据，因此有效的频率选择系统是极其重要的。ALE Mil标准的频谱效率极低，对于上述情况是绝对不够用、不恰当的。

因此，一种方法是采用车载传播分析工具选择扫描频率。选择是根据当时的日期、时间和地理位置等状况做出决定的，而这些状况是动态更新的。这意味着在质量较低的频道上，对探测或对建立关联的尝试而言，都不会浪费频谱。船舶直接寻找传播频道，扫描可用的（未占用的）频率。当时的传播参数通过“空闲信号”频道发送给船舶。

频率的使用

船舶通常会在不到1分钟、不超过30分钟的范围内使用一个频道。通信也会在简短的跟踪用数据脉冲群和大型文件之间变化。大型文件和大量移动台的混合出现意味着频率几乎连续不断被占用。这种情况导致需要专用划分，不存在与其他使用者或业务共用频率的可能性。文中附有某一海岸结点最近的使用记录（见图18）。若从该图的可用时间中扣除每天不发射的时间段，可以看出每天的占用率会接近100%。

图18
频道利用率百分比



附件3

采用Pactor-III协议的电子邮件系统， 包括环球链接网（GLN）所用的系统

发射类型

该系统采用国际电联的2K20J2D发射类型。

带宽

所需带宽为3 kHz的两倍（一个双工话音频道）。

通信系统的构成

系统由下述部分构成：

发射协议

系统采用有效和公认的PACTOR-III HF发射协议。采用在线数据压缩后的最大净吞吐量约为5 200 bit/s。第4.1节对协议做了说明。

T-BUS通信协议

系统采用T-BUS通信协议以控制GMDSS的标准HF/MF无线电设备。水上无线电设备制造商Skanti和Sailor（以及其他制造商）采用T-BUS协议生产GMDSS无线电设备。T-BUS协议有若干版本，第4.2节对Skanti通信协议做了说明。

调制解调器

有可能采用不同类型的调制解调器，条件是这些调制解调器能够处理采用T-BUS协议的RS-232通信。挪威的系统采用PTC-II调制解调器。

窄带直接印字电报（NBDP）的替代物

HF邮件系统目前已能替代NBDP用于一般性通信，将来或许能用于安全和遇险通信。

1 PACTOR-III协议（德国哈瑙SCS GmbH & Co. KG公司的Hans-Peter Helfert和Thomas Rink所做的说明）

1.1 引言

与PACTOR-I和PACTOR-II类似，PACTOR-III是半双工ARQ系统。在标准模式中，起始关联的建立是采用FSK（PACTOR-I）协议完成的，这是为了与原有系统的兼容。若双方电台都能采用PACTOR-III，则自动切换到这一最高级协议。

PACTOR-I和PACTOR-I是为500 Hz带宽的操作而开发的，而PACTOR-III是专门为商业市场设计的，以使用纯粹的SSB频道提供更高的吞吐量和稳健程度。在优化的传播条件下，可采用间隔为120 Hz的18个单音。物理协议层的最高原始传送比特率为3 600 bit/s，相当于没有数据压缩情况下的2 722.1 bit/s的净用户数据速率。由于存在各种在线数据压缩，有效的最大吞吐量取决于所传的信息，但一般都超过5 000 bit/s，该值是PACTOR-II的4倍多。与PACTOR-II相比，PACTOR-III在SNR较低时可给出较强的稳健程度。

国际电联的PACTOR-III发射标识符是2K20J2D。

1.2 速度级别（SL）和带宽

根据传播条件的不同，PACTOR-III采用了6个不同的速度级别，这可以看做采用特定调制和频道编码的独立子协议。在所有速度级别上，符号率都是100波特。采用的单音最多18个，间隔为120 Hz。最大占用带宽为2.2 kHz（从400至2 600 Hz）。整个信号的中心频率为1 500 Hz。代表“最低”频道的单音在480 Hz频率上发送，最高频道的单音在2 520 Hz上发送。由于单音是在两个最低的速度级别间跳变的，所以此时单音之间的间隔应增至120 Hz的N倍。图19描绘了在不同速度级别上所用频道的编号和位置。

与PACTOR-II协议类似，形成特定虚拟载波的数字数据流随着每一ARQ周期替换至一个不同的单音，以便通过增加额外的频率分集而提高分集增益。考虑到正常状态下虚拟数据载波的数目与相应的单音数目相对应，替换模式将载波0分配给单音17，载波1分配给单音16，载波2分配给单音9，载波3分配给单音10，载波4分配给单音11，载波5分配给单音12，载波6分配给单音13，载波7分配给单音14，载波8分配给单音15。单音5和单音12可认为等同于PACTOR-II的两个载波，因为这两个单音传送的是可变的包头和控制信号（见下文）。

图19

在不同的速度级别上所用频道的编号和位置

	CN	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17
SL																			
1							x							x					
2					x		x		x			x		x		x			
3				x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x		
4				x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x		
5			x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	
6		x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x
TF		480	600	720	840	960	1 080	1 200	1 320	1 440	1 560	1 680	1 800	1 920	2 040	2 160	2 280	2 400	2 520

CN: 频道号

TF: 单音频率 (Hz)

X: 表明单音用于相应的速度级别

1798-19

1.3 调制、编码和数据速率

在调制过程中，即可用差分二进制PSK（DBPSK），也可用差分正交PSK（DQPSK）。在对整个数据包完成全帧比特交织后，采用限制长度（CL）为7或9的优化1/2率卷积编码。与PACTOR-II协议类似，通过所谓的“收缩”从该比率的编码算出更高比率的编码，比如3/4率和8/9率：在发射之前，按1/2率编码的比特流中的某些比特被“收缩”，也就是删除，因此不予发射。在接收侧用1/2率解码器解码之前，用“空”比特替代被收缩的比特。解码器既不把这些空比特视为“1”，也不视为“0”，而是当做一个准确中间值。因此，这些比特对解码过程不产生影响。“收缩”编码的编码增益在可比限制长度下几乎与熟知的3/4率或8/9率特定编码的编码增益相当，条件是仔细选择收缩码型。这种方法的一个主

要优势在于单编码率解码器（此处为1/2率解码器）对于各种编码都有效。因此，不少现代通信系统都使用收缩编码。在SCS调制解调器中，软判决维特比解调器用于所有速度级别，由此得到最高的编码增益。

图20示出了调制、所用卷积编码的限制长度和编码率（CR）、物理数据速率（PDR）（也就是物理协议层传送的原始比特率）、净数据速率（NDR）（也就是未压缩用户数据速率），以及不同速度级别信号的波峰因子（CF）。

下面的两个图示出了不同速度级别的BER。在图21中，差错率是以每比特的归一化能量（ E_b/N_0 ）为基准的。由于单音数目不同（2-18）且调制不同（DBPSK/DQPSK），该图未能展示频道的S/N性能。因此在图22中，差错率是以频道带宽（BW）为3 kHz的频道的S/N为基准的。不同的速度级别涵盖了各种S/N。对于SL6的最大吞吐量，要求频道的S/N为14 dB。

图20
不同速度级别的参数

SL	调制	CL	CR	PDR	NDR	CF (dB)
1	DBPSK	9	1/2	200	76.8	1.9
2	DBPSK	7	1/2	600	247.5	2.6
3	DBPSK	7	1/2	1 400	588.8	3.1
4	DQPSK	7	1/2	2 800	1 186.1	3.8
5	DQPSK	7	3/4	3 200	2 039.5	5.2
6	DQPSK	7	8/9	3 600	2 722.1	5.7

1798-20

应注意，按吞吐量（bit/s）衡量的性能取决于ARQ协议的具体实现，而无法从物理数据速率和BER推导。下文说明性能的衡量。

图21

按每比特的能量衡量的不同速度级别的BER

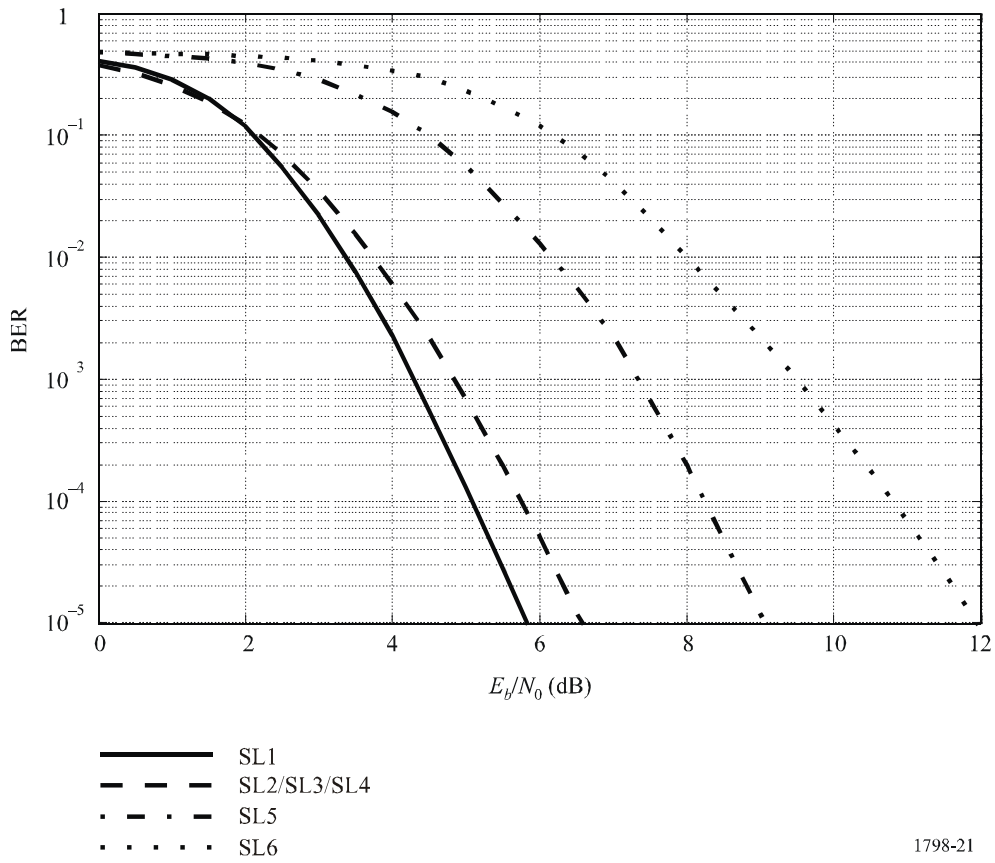
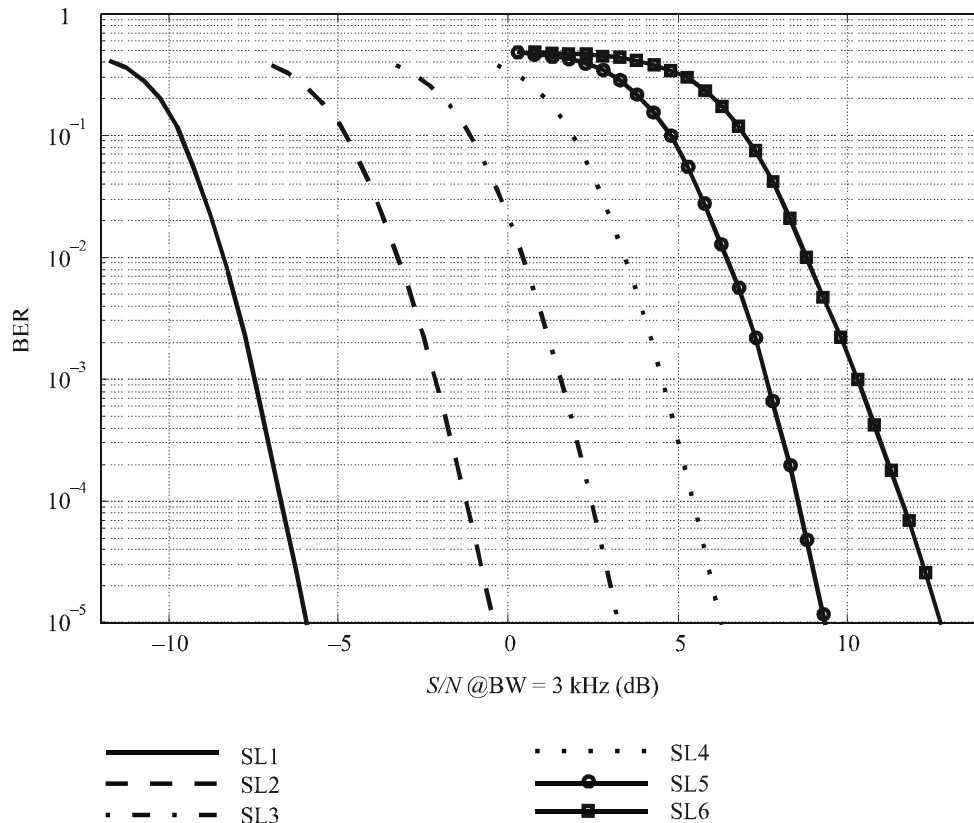


图22

按频道 S/N 衡量的不同速度级别的BER

1798-22

1.4 波峰因子（CF）和发射机输出功率

PACTOR-III信号的一个重要特性是CF较低，特别是在较低的速度级别上。由于大多数HF功率放大器的峰值都是受限的并采用了峰值功率自动电平控制（ALC），因此与同类的多载波模式相比，比如OFDM模式，PACTOR-III提供了大得多的发射机输出功率，显著提高了接收机的 S/N 。不超过SL4时，CF与单载波模式的CF相当接近。即便在SL5和SL6上，CF也只比典型OFDM模式的CF低约3 dB，因此可让RMS（均方根值）发射功率加倍。在全球数字无线电（DRM）的范畴内，已经发现在弱编码（比率 $> 2/3$ ）情况下，单载波模式的性能比OFDM模式强得多；而大家都知道未经编码的OFDM用于高度频率选择性频道时是个灾难。采用强编码（比率 $\leq 1/2$ ）时，OFDM模式的性能比单载波模式稍强。这些结论依据以下两个假设：

- 两种模式的RMS发射功率相同，即OFDM模式的峰值功率比单载波模式的峰值功率高几个dB；
- 对单载波模式采用优化DFE均衡器（判决反馈均衡器）（不能用优化MLSE[最大似然序列估计]均衡器，因为频道的脉冲响应过长）。

若峰值功率保持不变，则对于所有合理的编码率，单载波模式的性能都更好一些，但所需的优化DFE均衡器也成为不可逾越的障碍。PACTOR-III就是要通过最大程度地降低CF和避免采用均衡器而为两种模式都带来益处。

SCS调制解调器在所有速度级别上都采用恒定峰值功率工作，以便充分利用峰值功率受限的HF功率放大器的可用输出功率。因此由于CF不同，在切换速度级别时RMS输出功率会改变。接收机的频道S/N也相应改变。在解释图22中的BER时要顾及这一点。

1.5 周期时长

在标准模式中，ARQ周期时长为1.25 s（短周期）和3.75 s（数据模式），这是为了易于与原有的PACTOR标准相兼容所必需的要求之一。在标准模式中，由于信号传播延迟和设备交换延迟，PACTOR-III能在最长约20 000 km的范围内建立ARQ关联。为了进一步扩展最长距离，提出了长路径模式，可让ARQ关联最远至40 000 km的距离，周期分别为1.4 s（短周期）和4.2 s（数据模式）。主叫台通过反转FSK帧中呼号的第一字节来开始建立长路径模式的关联（详情见PACTOR-I协议说明）。

1.6 包和控制信号的结构

PACTOR-III基本包的结构类似于原有的PACTOR模式的包，区别在于数据字段的长度。基本包由一个包头、可变数据字段、一个状态字节和一个CRC码组成。所用的包头有两种类型：每个包头由8个符号组成，16个可变包头在单音5和单音12上交替发送，以对4比特的信息进行编码。比特0规定请求状态，表明是一个重传的包。比特2和比特3根据模4逻辑运算结果规定1至4的速度级别，而级别5和级别6则是通过另外分析恒定包头而完成检测的。比特4给出了当前的周期时长：规定“0”为短周期，“1”为数据周期。图23示出了可变包头的十六进制编码。

图23

可变包头的定义（由单音5和单音12始发）

VH0	0x1873174f	VH1	0xfc0f6047	VH2	0x0a4c7ea7	VH3	0x09bce11f
VH4	0x8e67c43c	VH5	0x7268a47b	VH6	0x842bba9b	VH7	0x87db2523
VH8	0x4d55aa6a	VH9	0xb15aca2d	VH10	0x4719d4cd	VH11	0x44e94b75
VH12	0x3ccd91a9	VH13	0xc0c2f1ee	VH14	0x3681ef0e	VH15	0x357170b6

1798-23

其余的单音1-4、6-11和13-18前面存在恒定包头，用于表征各自的单音但不传送任何附加信息。这些单音支持频率跟踪、存储器ARQ、监听模式和速度级别5与6的检测。图24给出了恒定包头的十六进制编码。

图24

恒定包头的定义（由单音1-4、6-11、13-18始发）

CH0	0xc324	CH1	0xf987	CH2	0xblc8	CH3	0xf370
CH4	0x801d	CH5	0x7c3d	CH6	0xd8f1	CH7	0x5a3c
CH8	0x792d	CH9	0x8397	CH10	0x33aa	CH11	0x5a3c
CH12	0x823c	CH13	0x073f	CH14	0xf798	CH15	0xd801

1798-24

包头后面是数据字段，用于传送用户信息。在6个不同的速度级别上，有效载荷字节5、23、59、122、212和284在短周期内传送，有效载荷字节36、116、276、556、956和1 276在长周期内传送。在对某一周期内所有单音上传送的整个数据进行去交织和解码后，得到实际的信息包，该包由用户数据、1个状态字节和2个CRC字节。状态字节由一个检测是否（比特0和比特1）重传的两比特的包计数器来表征，用于给出关于应用数据压缩的信息（比特2、比特3和比特4），用于在发射缓存器内的字符数超过一定数目的情况下提出切换到数据模式（比特5），用于表明换向请求（比特6），并用于启动关联终止协议（比特7）。详情见下图。包的最后一部分是16比特的CRC，按照CCITT-CRC 16标准计算。

PACTOR-III采用与PACTOR-II相同的一组6个20比特的控制信号（CS）。这些控制信号在单音5和单音12上同时发射，所有信号之间具有同等的尽可能大的汉明间距。因此这些信号正好延展至Plotkin边界，构成完美的编码。这样就可采用交叉相关法进行CS检测，该方法属于软判决一类，甚至对不可闻CS也可进行正确检测，因为相关增益很高。用CS1和CS2对包进行确认/请求，用CS3强行中断+。CS4和CS5处理速度的改变：用CS4要求将速度增至后一较高级别。将CS5当做NAK信号，要求重传原先发送的包并同时要求将速度降至前一较低级别。CS6是一个用于包长度的双稳触发器，在实际状态为短周期的情况下要求变为长周期，或反之。为了达到最高的稳健程度，所有CS一律用DBPSK方式发送。

图25描绘了PACTOR-III的ARQ操作。

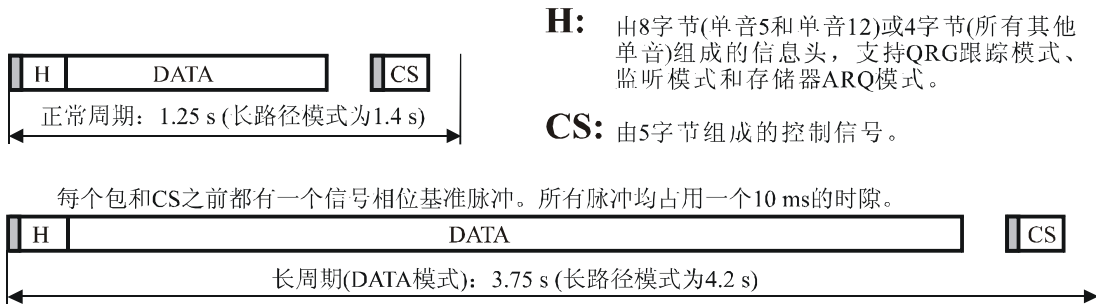
1.7 在线数据压缩

与原先的PACTOR模式相似，在PACTOR-III协议中也采用自动在线数据压缩，其中包括霍夫曼编码和行程编码以及伪马尔科夫压缩（PMC，见下文）。信息发送系统（ISS）自动校验这些压缩模式中的某一种或者原始ASCII代码是否可形成最短的数据包，其结果取决于字符出现的概率。因此不存在损失吞吐能力的风险。当然，PACTOR-III还能够传送任何给定的信息，如程序或者图像与声音文档。若传送的是二进制数据，一般会由于字符的概率分布而自动关闭在线数据压缩。通常会转而采用Terminal程序中的外部数据压缩。

霍夫曼压缩利用了明文中字符的“一维”概率分布。一个字符出现的频次越高，其所需的霍夫曼字符越短。更多细节，包括PACTOR协议中所用的代码表，可查看关于PACTOR-I标准的说明。

图25

PACTOR-III的ARQ操作



H: 由8字节(单音5和单音12)或4字节(所有其他单音)组成的信息头, 支持QRG跟踪模式、监听模式和存储器ARQ模式。

CS: 由5字节组成的控制信号。

每个包和CS之前都有一个信号相位基准脉冲。所有脉冲均占用一个10 ms的时隙。

在对所有单音的数据进行去交织和维特比解码之后, 得到实际的信息包:



S: 状态字节:

- 比特 0, 1 包的数日(模4)
- 比特 2, 3, 4 数据类型: 000 = 8比特ASCII
- 001 = 霍夫曼(正常)
- 010 = 霍夫曼(替换, “大写”)
- 011 = 反向
- 100 = 德国PMC(正常)
- 101 = 德国PMC(替换)
- 110 = 英国PMC(正常)
- 111 = 英国PMC(替换)
- 比特 5, 6, 7 周期长度建议, 换向请求, QRT包

DATA: 在1、2、3、4、5和6速度级别上, 所用的全部单音的数据字段内传送的可用字节总量, 对于正常周期为5、23、59、122、212和284, 对于长周期为36、116、276、556、956和1276。

CRC: 16比特的CCITT循环冗余校验码。

1798-25

马尔科夫压缩可以认为是双重霍夫曼压缩, 因为它不仅利用了简单概率分布, 还利用了二维概率。对于每一个出现的字符, 都可算出紧邻的下一个字符的分布概率。例如, 若实际字符为“e”, 则下一个出现的字符很可能是“i”或“s”, 但后面出现“X”的可能性就太小了。最终的概率分布比简单的一维分布更集中, 由此形成好得多的压缩。遗憾的是存在两个缺陷: 由于每一ASCII字符都需要一个单独的代码表, 整个马尔科夫代码表会大得不着边际。另外, 与简单字符分布相比, 二维分布以及由此形成的可实现压缩因数更取决于文本的种类。因此选择对该方法稍做修改, 称为伪马尔科夫压缩(PMC), 因为可以认为它是马尔科夫与霍夫曼编码的混合体。在PMC中, 马尔科夫编码限于“前面”最常见的16个字符。所有其他字符则触发紧邻的下一个字符的正常霍夫曼压缩。这样就将马尔科夫代码表减小到了合理的程度, 使得字符概率也没那么严格了, 这主要是因为不常见字符倾向于具有不稳定的概率分布。无论如何, 为了优化压缩, 在PACTOR-II和PACTOR-III协议中为英文和德文分别规定了两个不同的表, 供自动选择。若传送明文, 对于8比特的ASCII, PMC可形成约1.9的压缩因数。

行程编码可对更长的相同字节序列形成有效压缩。规定专用前缀字节为“0x1D”, 该字节后面是3字节的行程编码。第二字节被称为“代码字节”, 含有所传字节在整个ASCII字符集中的原始代码。第三字节给出了要在接收侧显示的代码字节的数目, 范围是“0x01”至“0x60”。“0x00”和“0x1f”之间的值用“0x60”和“0x7f”之间的值传送; “0x20”和“0x60”之间的值则没有任何改动, 直接传送。例如, 序列“AAAAAAAA”用3字节行程代码“0x1D 0x41 0x68”传送。

1.8 信号特性和实际的考虑

由于是用FSK PACTOR标准建立初始关联，因此还是容许相互联络的电台之间存在最高 ± 80 Hz的频率偏移的。与PACTOR-II模式类似，SCS调制解调器提供了一种强力跟踪算法，以便在转换到DPSK模式时补偿任何偏离并严格与信号匹配，因为该方式需要更高的频率准确度和稳定性。

PACTOR-III信号给出了非常陡的频谱，以避免信号泄漏到邻频道。因此，质量不高的音频滤波器可能会在较高的速度级别引起侧音失真，对发射端和接收端都是如此。为了部分补偿这种失真，SCS调制解调器允许用“均衡”命令分两阶分别增强信号两个边缘的幅度，该命令规定了PACTOR-III发射均衡器的操作。“0”值关闭这一操作，“1”值意味着信号侧音的中等增强，“2”值表示信号侧音的大幅增强。

另外，还要考虑的是，由于与FSK模式有关的用于建立初始关联的“单音”设置可能存在差异，在自动切换到PACTOR-III时信号的中心频率可能发生偏移。因此，应仔细检查“单音”设置，使之适应于网络中的其他台，确保两个建立了关联的台之间不存在频率偏移且PACTOR-III信号对称分布在滤波器带宽内。通常，PACTOR-III关联的两侧具有相同的“单音”设置是正常操作所必需的。SCS建议将“单音”设置为“4”，规定FSK接续音为1 400和1 600 Hz，均衡分布在PACTOR-III的1 500 Hz中心频率两侧，以避免PACTOR-III用户间的不兼容性。

图26示出了所有18个单音都激活的情况下速度级别为6的PACTOR-III信号的频谱。

1.9 性能的衡量

不同速度级别的ARQ模式的性能基本上取决于ARQ协议的实施并取决于给定频道条件下相应速度级别的自动选择。PACTOR-III由存储器ARQ组成，用于平缓不同速度级别之间的跃变和提高低S/N比率时的吞吐量。在存储器ARQ中，重新发射的数据包的组合让数据发射在极差的频道上更为安全，即便收到的每个数据包都损坏也是如此。图27给出了在加性高斯白噪声频道（AWGN）和较差频道上吞吐量的测量结果。根据在SL1上的RMS吞吐量评估S/N，以校正不同的CF。由于存在图22中给出的比特差错率，在根据SL6上的RMS吞吐量得出的S/N超过14 dB时，在SL6上应可达到2 720 bit/s的最大吞吐量。按照图20，SL1和SL6上的CF相差3.8 dB。因此，在根据SL1上的RMS吞吐量得出的频道S/N超过18 dB时，应可达到最大吞吐量，这与图27中测得的AWGN吞吐量相当吻合。

图26

在所有18个单音都激活的情况下速度级别6上的PACTOR-III信号的频谱

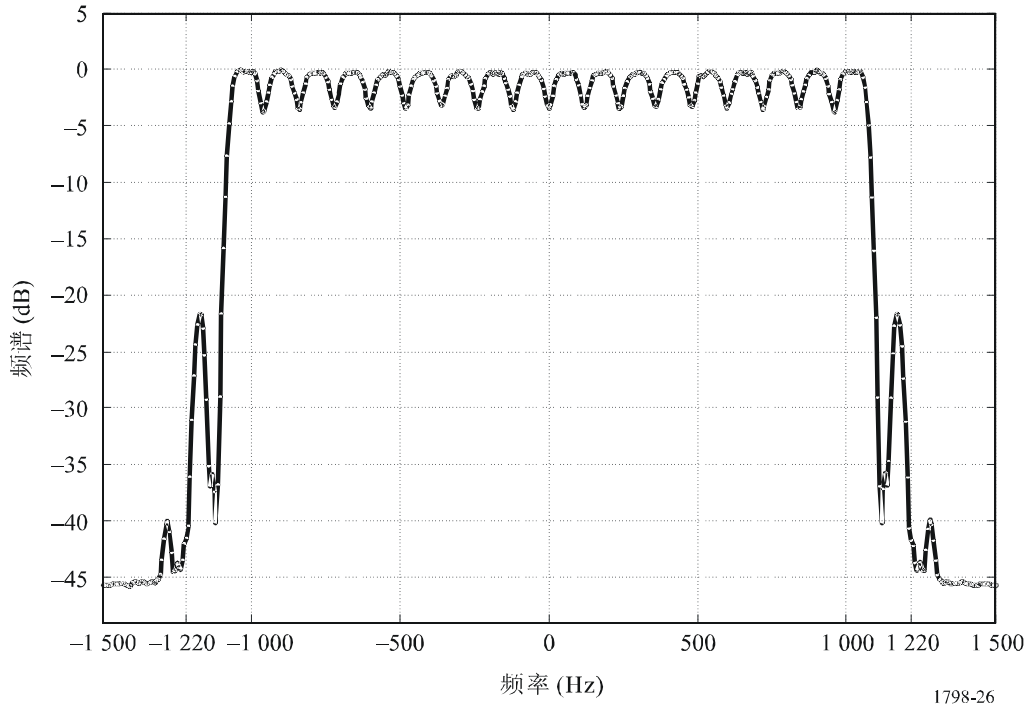


图27

PACTOR-III的吞吐量

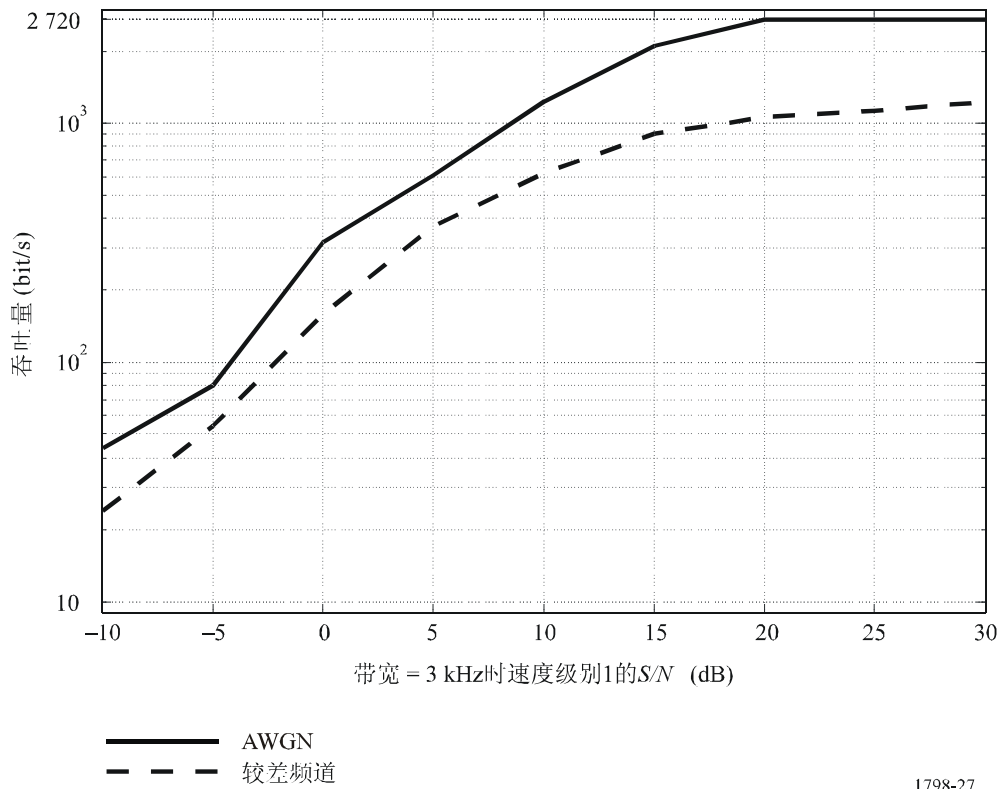


图28

在不同的速度级别上按每比特能量得出的BER

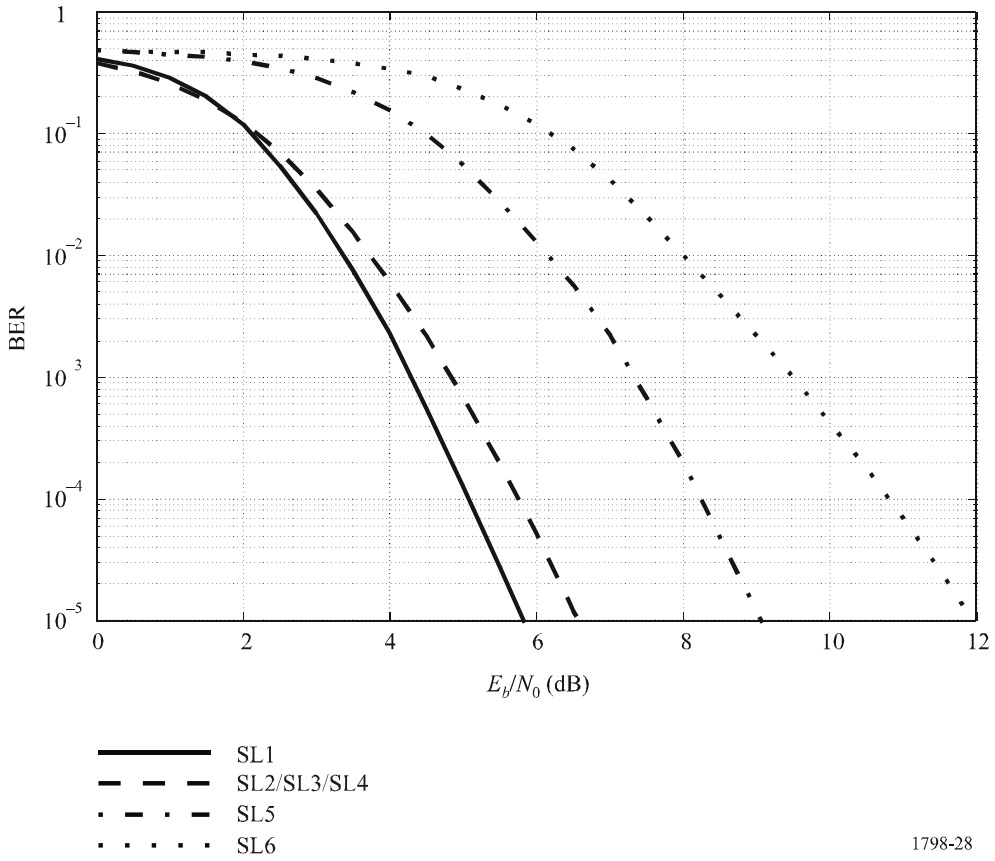
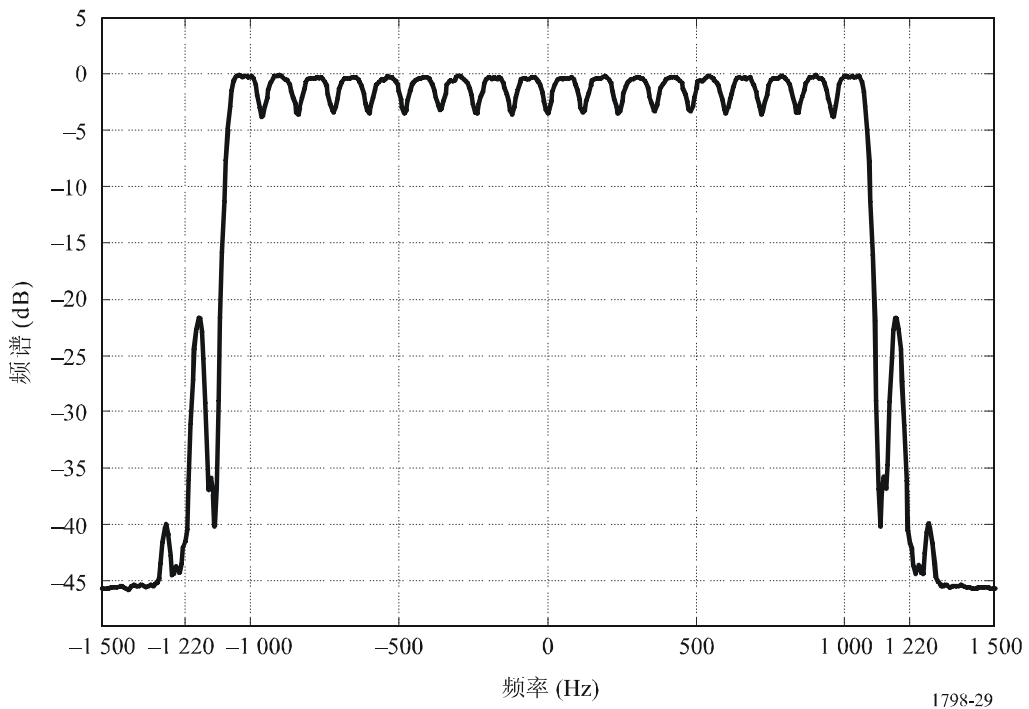


图29

在所有18个单音都激活的情况下速度级别6上的PACTOR-III信号的频谱



2 典型通信协议 (T-BUS)

接口协议

物理特性:

8比特的数据
 1比特的起始位
 1比特的停止位
 1比特的奇偶校验位
 奇校验位
 2 400 bit/s

码语格式:

地址码语

同步	T/R		远端地址
----	-----	--	------

反向地址:

C2h: 接收机
 C3h: 发射机
 FFh: 广播

命令码语

子地址/模式	Wdent/modecod
--------	---------------

反向命令:

00h: 复位
 14h: 用户电报模式与输入频率
 *) 24h: USB模式与输入频率
 *) 34h: AM模式与输入频率
 *) 44h: CW模式与输入频率
 *) 85h: 设定表单项目的显示与无线电模式/项目编号与输入频率
 *) 90h: 进入下一个项目
 *) A0h: 清空表单
 *) B1h: 转到表单项目与项目编号

*) 与DSC有关的命令。

数据码语

输入频率:

	10 MHz			1 MHz	
	100 kHz			10 kHz	
	1 kHz			100 Hz	
	10 Hz			1 Hz	

无线电模式 + 项目编号:

	无线电模式			项目编号	
--	-------	--	--	------	--

1h: 用户电报模式, 项目编号 = (0h..Fh)

2h: USB模式

3h: AM模式

4h: CW模式

项目编号:

	未用			项目编号	
--	----	--	--	------	--

项目编号 = (0h..Fh)

状态码语

Err				远端地址	
-----	--	--	--	------	--

Err: 差错返回状态。

报文格式:

报文由一个地址码语后跟一个命令码语组成, 可能还包括相应的数据码语。

示例: 用户电报模式的TX19, 1201 MHz。

C3h

14h

19h

12h

01h

00h

3 全球链接网 (GLN)

概览

全球链路网络 (GLN) 是海岸无线电台 (CRS) 的协作网, 用于水上移动业务的数据访问。由于海上航行船舶对电子邮件传送业务和互联网接入业务的需求越来越多, 对窄带直接印字电报 (NBDP) 和无线电用户电报的需求越来越少, 这些无线电台目前也在短波上提供数据业务。

组织结构

所有CRS都是由各独立公司经营的。这些公司联合起来，形成了GLN。采用的技术和调制方式都是常见的。CRS可根据当地的要求自由提供其附加的服务。若由于政治、军事或其他原因无法接续到网络控制中心（NCC），每个电台都能独立工作。若出现上述情况，CRS还可以在主通信网之外提供长途通信。

技术结构

GLN是以所谓的Pactor IP网桥（PIB）技术为基础的。PIB可在所有水上MF/HF频段内的2k4无线电频道上根据TCP/IP协议实现透明的数据连接。PIB可用于任何类型的数据业务，经压缩的最大传送速度可达5 600 bit/s。所有的网络服务器都采用Linux操作系统和附加软件包，确保很强的自动保护性能。

NCC

NCC根据与CRS达成的一项协议工作。NCC负责数据库、会计、数据备份、数据安全与开发。NCC还为小电台开启了一个邮件服务器，因而这些小电台无需自备数据基础设施。NCC向GLN网络的所有客户提供基本的数据业务，如天气信息、电子邮件在线压缩、网络邮件、跟踪和船员电子邮件。

CRS

CRS保持一个或多个无线电频道处于待用模式，用于船舶与互联网之间的自动数据链路。CRS可向特定客户提供附加的服务，如数据传送（FTP）、信用卡服务、网络主机和无线服务器管理。若与NCC的连接失效，CRS可继续工作。CRS负责各自的台址设备，负责经各自国家主管部门进行频率指配，并负责备用电源系统和各自地点的牢靠IT基础设施。CRS还负责地方主管部门要求的所有规章、批准手续及执照办理手续。所有CRS都可采用遥控操作。

CRS采用固定频率的半双工或单工模式。CRS在未占用的频道上发射100波特的FSK无线电信标信号。无线电信标信号含有频道质量信息、一个适当的呼号和关于频道可用性的信息。可根据需要在无线电信标信号中插入一个莫尔斯标识符。

业务清单由所有CRS定期发射。

船舶地球站（SES）

加入GLN所需的申请应提交给一个CRS。该申请可让SES访问GLN内的任何CRS而无须再行登记。为了自动建立关联，SES可使用原有的MF/HF无线电设备或一个专用无线电设备。可将该无线电设备连至一个特定的通信服务器，也可将通信服务器的控制软件集成到新的GMDSS终端。通信服务器可连至一个船舶数据网，并当做标准的电子邮件与网络服务器。若用户请求传送数据，服务器则自动选择最佳的空闲频道。若无线电频道都不可用，服务器还会提供应急能力。

互联网

CRS之间的所有互联互通都经由互联网。CRS可通过任何可用的服务接入互联网，如SDSL、ADSL、ISDN或拨号调制解调器，以及Wi-Fi和卫星链路。每个无线电频道的总带宽应不小于10 kbit/s。各无线电台址不需要固定的IP地址。GLN在世界范围内提供到任何网络服务器的直接通路。

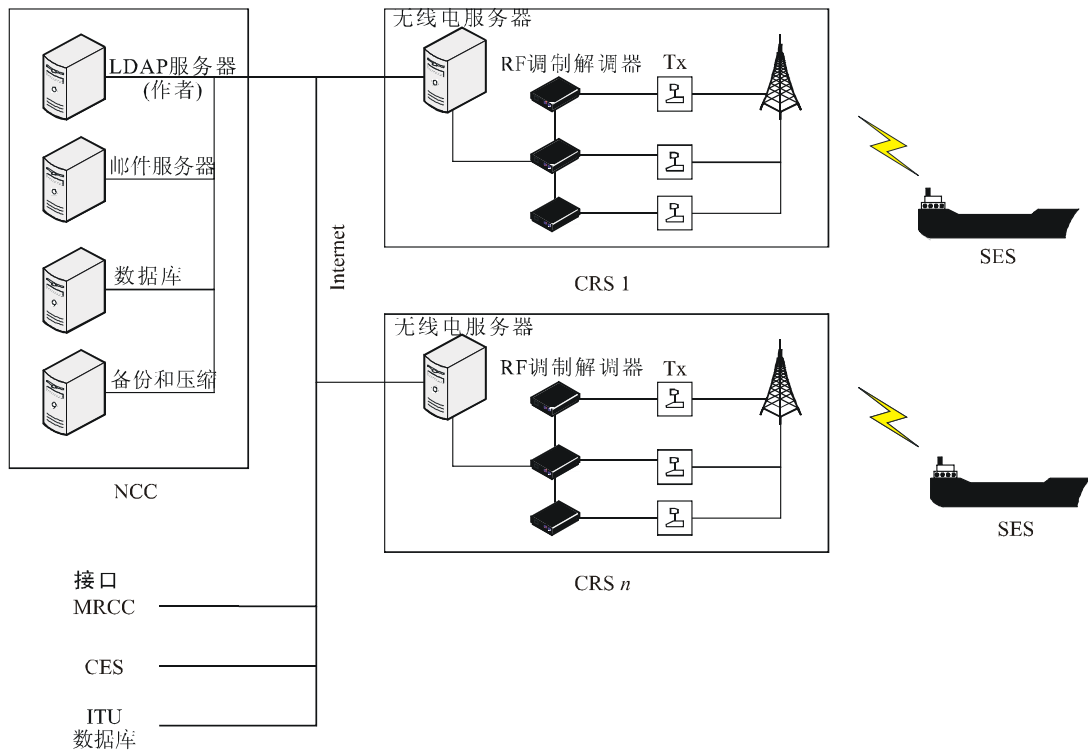
接口

由于在GLN网络的任何部分都采用了标准的互联网技术，因此可用GLN网络开办任何附加业务，如传送遥测数据、与其他网络的聊天通信、位置信息传送以及船/船通信和船/岸通信。

数据安全

在CRS、SES和NCC之间内部通信的所有环节上，数据都是加密的。另外，在无线电链路上传送的数据不能被其他无线电收听者解读。不用说，还有防火墙、垃圾邮件过滤器、病毒扫描和其他安全设施。

图30
GLN概览



MRCC: 海上救援协调中心

1798-30

服务

无线电用户电报系统是GMDSS的一部分，GLN除了提供目前由该系统覆盖的各类通信外，还提供商业通信。由于Pactor IP网桥在S/N低于0时仍可传送数据，因此可在困难条件下建立关联。

电子邮件业务

GLN可提供访问万维网上任何电子邮件服务器的渠道。可通过GLN向海岸电台发送和从海岸电台接收附件和文档。所有数据都将进行在线压缩，中断的接续也会自动恢复而无需传送两次数据。

天气信息业务

GLN向所有SES提供免费的天气信息下载。这包括天气信息传真和天气预报，以及冰海图和GRIP数据。

船舶跟踪

位置信息通过SES至NCC的每一条接续发射，并可能转发给任何跟踪业务或电子邮件地址。系统装备了NMEA 0183端口。

船员邮件

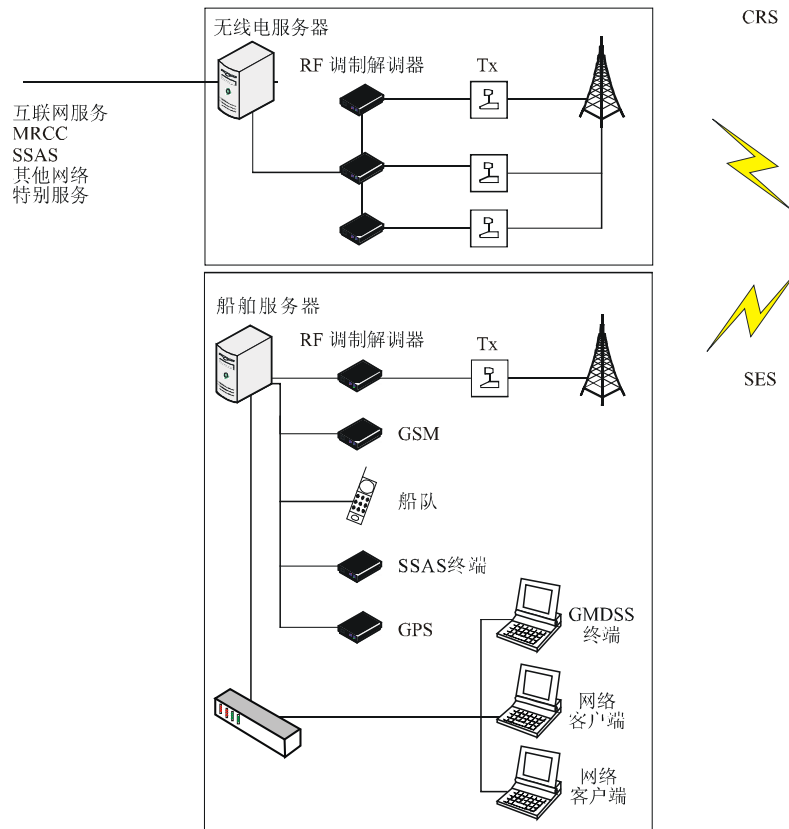
每条船最多可配备255个电子邮件账户。这些账户的费用可向船运公司收取，或者可由船员直接用信用卡支付给CRS。

船舶安全告警系统（SSAS）

系统装备了SSAS能力。

图31

海岸无线电台和船舶电台一览



1798-31

覆盖区

GLN提供世界范围的覆盖区。它并不是一个封闭的网络，可随时接纳新的台址。网络内的新电台从一开始就因该网络覆盖世界范围内的船舶而受益。漫游技术为做到这一点提供了可能。

距离

每个电台的平均作用距离在1.750和2.500海里之间，这取决于无线电设备所处位置与质量、环境噪声、天线和所用的发射功率。

图32
世界范围内的GLN无线电台
(2006年8月)



1798-32

位置(2006年8月 — 有可能变动)

挪威，3个台址，最多12个频道，6 MHz，8 MHz，12 MHz

德国，1个台址，9个频道，4 MHz，6 MHz，8 MHz，12 MHz，17 MHz

瑞士，1个台址，10个频道，4 MHz，6 MHz，8 MHz，12 MHz，17 MHz

肯尼亚，1个台址，15个频道，4 MHz，6 MHz，8 MHz，12 MHz，17 MHz

南非共和国，1个台址，15个频道，4 MHz，6 MHz，8 MHz，12 MHz，17 MHz

安哥拉，1个台址，15个频道，4 MHz，6 MHz，8 MHz，12 MHz，17 MHz

中国，1个台址，5个频道，4 MHz，6 MHz，8 MHz，12 MHz，17 MHz

菲律宾，1个台址，5个频道，4 MHz，6 MHz，8 MHz，12 MHz，17 MHz

澳大利亚，1个台址，5个频道，4 MHz，6 MHz，8 MHz，12 MHz，17 MHz

阿根廷，1个台址

智利，1个台址

美国，RI，1个台址，5个频道，4 MHz，6 MHz，8 MHz，12 MHz，17 MHz

美国，WA，1个台址，5个频道，4 MHz，6 MHz，8 MHz，12 MHz，17 MHz

美国，AL，1个台址，5个频道，4 MHz，6 MHz，8 MHz，12 MHz，17 MHz。

附件4

宽带HF数据传输

1 引言

IPBC（网际协议船舶通信）系统规划用于在4-26 MHz的水上HF（高频）频段内、以10-20 kHz带宽的无线电传输频道传输数据。

虽然起初研究是将该系统用于渔船，但实际上可用于所有的船只。

本文件叙述了该系统的体系结构及其目标。

2 系统要求

- 采用水上HF频段；
- 船载IPBC专用设备；
- 按照实际系统增加数据速率；
- 无线电链路的动态管理；
- 多用户；
- 促进低成本移动电台（站）开发的系统研究；
- HF频谱的最佳化。

3 系统综述

3.1 一般信息

无线电数据传输系统分为四个方面的内容：

- 网络用户；
- 接入提供者；
- HF海岸电台的发送与接收；
- 船载HF移动电台。

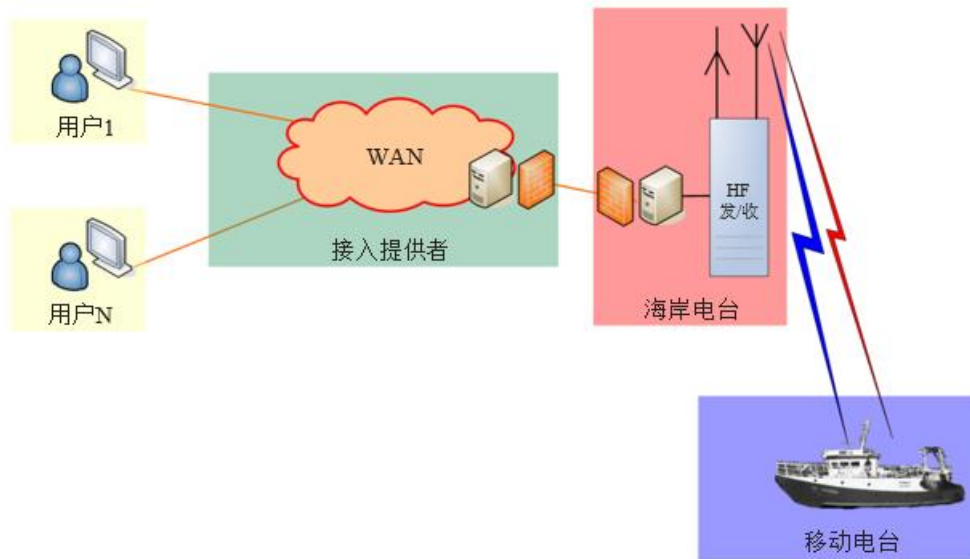
本系统的目的是，通过一种以HF水上频段（4-26 MHz）运行的无线电链路，用一条带宽10-20 kHz的频道获取最高22 kbit/s的可用无线电数据速率，从而让船只接入互联网以便进行数字邮件的接收与发送。

对于40-250海里的范围，将会采用低频（4-8 MHz），鼓励使用地波传播。

对以200海里以上的长距离连接，将会采用8-26 MHz的频率。在这种情况下，不可避免地要使用电离层波的传播。适宜采用调制编码。

这种系统的工作并非实时性；通信是“文件转移”型的。

没有规划船只到船只的直接连接。

图33
概要图

M.1798-33

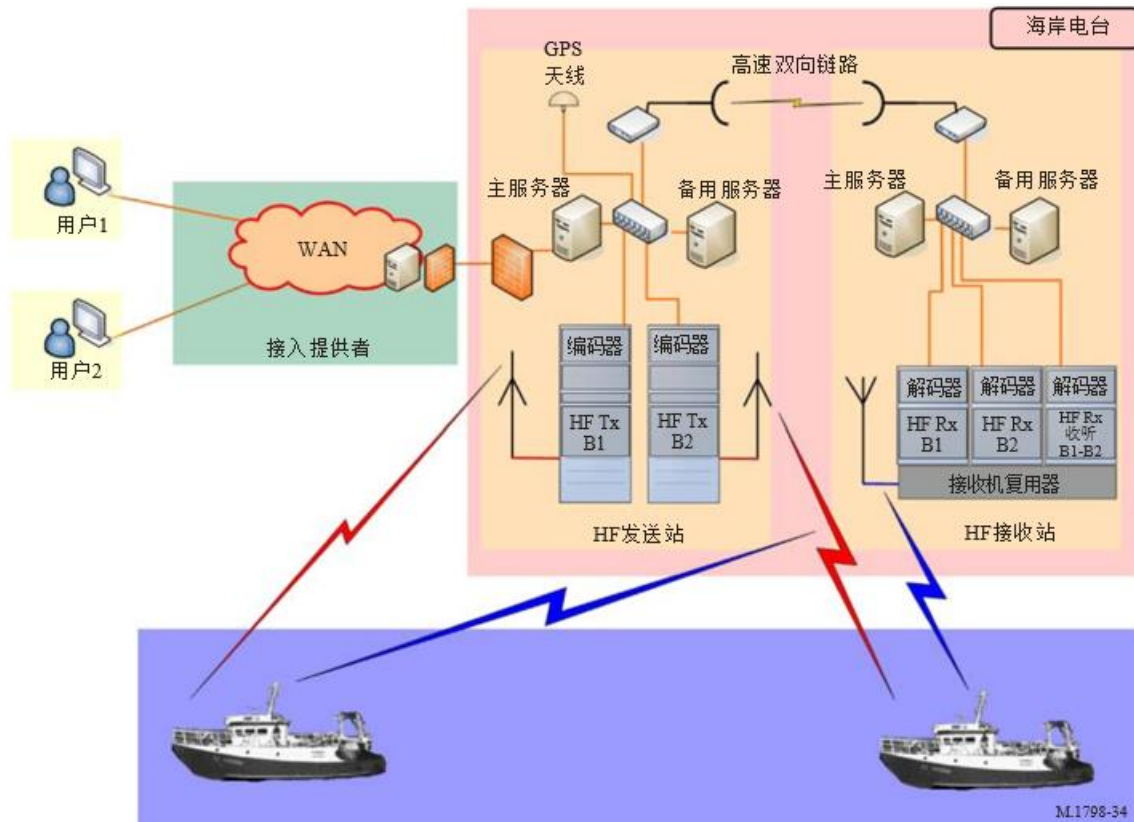
3.2 HF无线电链路

这种链路是以两部分为基础的：

- 海岸电台；
- 水上移动电台。

图34

概要图 — HF数据链路

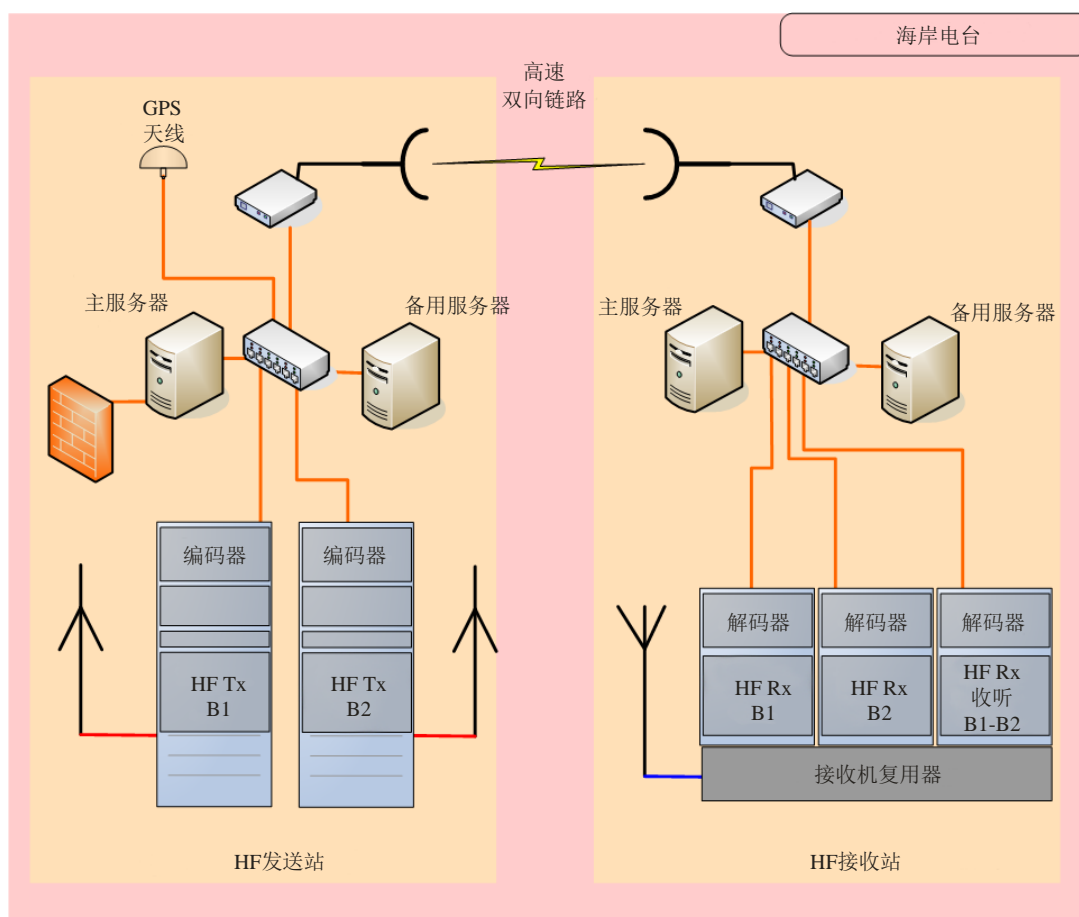


3.2.1 海岸电台

为了扩大可覆盖的海域范围，海岸电台可以在若干HF频段内配备一些频道。为发送机规划了一种动态管理方式以便适应业务量的变化。

为使发送机和接收机同时工作，将发送部分与接收部分从物理上分开。

图35
海岸电台的概要图



M.1798-35

3.2.1.1 接收站

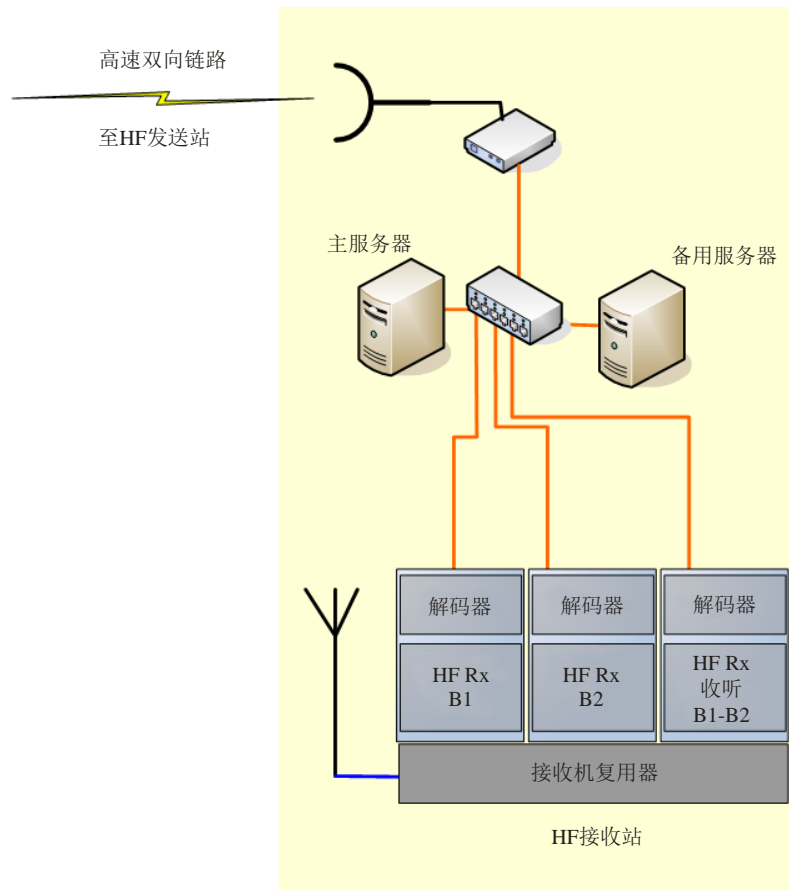
按照所用频道，为接收机规划了许多固定的接收频率。

来自每部接收机的已解调信号被发送到位于接收一侧的服务器。

该服务器经一条高速双向链路链接到发送一侧。

图36

海岸电台接收部分的概要图



M.1798-36

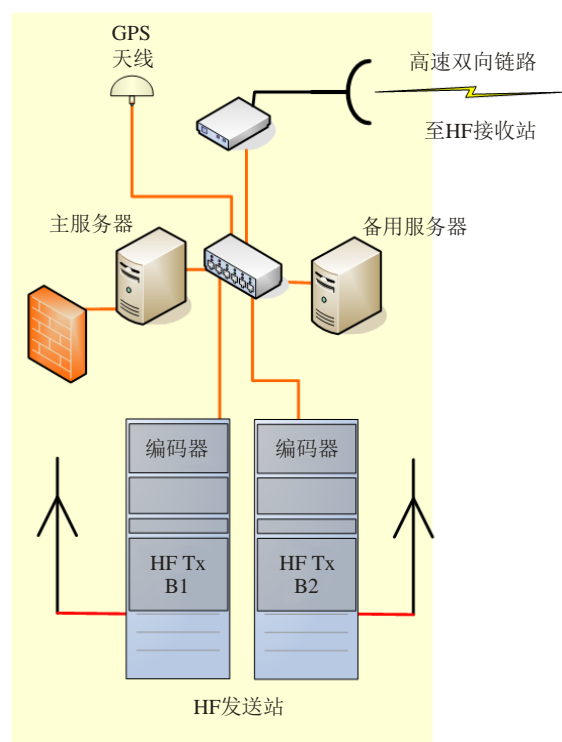
3.2.1.2 发送站

为每个可用的HF水上频段规划至少一部发送机和一部备用发送机。在数据业务量大的情况下，可将该备用发送机用于其他一条无线电传输频道。

GPS接收机允许同步传输。

这一海岸电台拥有其接入提供者提供的连接互联网的设施。

图37
海岸电台发送部分的概要图



M.1798-37

3.2.1.3 HF水上移动电台

一开始就已经研究用这种系统配备中型长度（12/30米长）的船只，但它可适用于所有类型的船只。

船舶采用半双工传输模式。

移动电台由一台收发信机和人机接口组成。

发送机与接收机在分开的频率上工作。

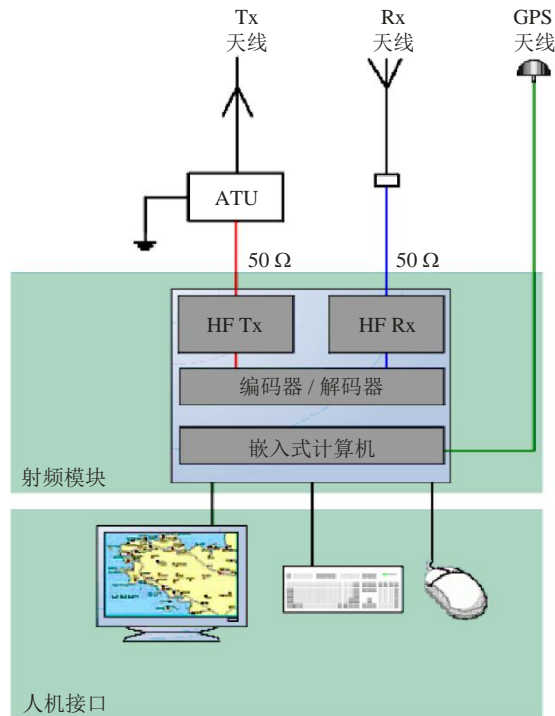
HF放大器的功率近似为150 W连续波（300 W峰值包络功率），具有良好的线性，以便在10-20 kHz带宽频道内获得调制。

GPS接收机用来了解船只的位置并作为一种同步参考。

该系统对用户是完全透明的。

图38

移动电台概要图



M.1798-38

3.3 工作模式

水上移动电台恒定地监听其海域内海岸电台的一种频率。

如果该电台是多频段/多频道的，则根据下列信息便可在海域内自动选择最好的频率：

- GPS接收机提供的船只位置；
- 水上电台的记忆数据库，包括IPBC海岸无线电网络的全球频率规划；
- 已接收信号强度的指示；
- 最佳信/噪比。

在船只位于两个海岸电台之间需要互检的情况下，可通过上述参数做出最好频率的选择，但要加进里程数和速度信息以确定下一船只位置，然后确定所涉及的覆盖范围。

海岸电台的发送机恒定地发送下列信息：

- 交给所有船只的信息（广播模式）；
- 仅仅给一组船只的信息（有选择性的广播模式）；
- 交给单一船只的信息与报文；
- 数据业务量管理信息；

- 确认已收到船只到海岸的数据。

我们能够区分两种工作模式：

- 海岸-船只的链路请求；
- 船只-海岸的链路请求。

3.3.1 模式1：海岸-船只的链路请求

服务提供者接收到一份交给船只的报文。

在对数据库自动检索而得知最后的船只位置之后，就将该报文发送给与该船只的无线电小区相联系的海岸电台的代理。

海岸电台将报文发送到所选择的船只；所发送的每帧内包括该船只的ID。

船只上的接收机将接收的每帧都保存在缓冲器中。

船只上的发送机对接收的每一帧都有序地给予认可。

在全部传送周期内，船只保持着相同的频率直至接收到完整的ACK（接收认可信息）。

如果因传播条件而使无线电链路变得特别差，那么海岸电台必须放弃报文的传输。

然后，船只上的接收机就寻找较好质量的无线电传输频道。

3.3.2 模式2：船只-海岸的链路请求

当移动电台的用户已经为其报文准备好接收者的时候，过程就变成自动和透明的。在实时环境下，文件转移是不能实现的。

移动电台采用从GPS收到的相同的同步参考，以便连接到海岸电台。

移动电台恒定地被告知有空闲的“时隙”可用做新的联系。

船只选择一个空闲的“时隙”并发送连接请求信息，其中包括ID、位置和传输所需的时隙数目等以及部分文件。

如果海岸电台完善地接收到船只传输的信息，那么它就发送一个ACK（接收认可信息）并发送时隙以便继续进行传输。

海岸电台有序地认可所接收的帧。

然后，将在海岸电台的代理服务器中缓存的报文发送给接入提供者。

3.3.3 船只跟踪

当接入移动无线电设备时，信号的传输过程就自动进行。利用模式2（船只-海岸的链路请求），移动电台将其名单登录到最合适的无线电小区（按照位置与无线网的可用性）。

如果没有无线电小区可用，则该移动电台将有序地尝试新的标识。

为了知道移动电台的位置，海岸电台在其无线电小区中以很紧密的间隔联络每台移动电台（自动跟踪）。给出的信息扩充了数据库，这对于业务量的管理是有必要的。

如果海岸电台多次联络移动电台的尝试失败，则向该移动电台声明让其放弃该初始无线电小区。

在停止船舶设备之前，船舶电台向海岸电台发送一个自动信号，告诉它移动电台正在脱离IPBC无线网。

3.4 频率的重复利用

对于采用低频段（4-8 MHz，40-200海里范围）的海岸电台，鼓励使用地波传播。这将简化多个海岸电台重复使用频率的过程。

相反，对于高频段的频率则必须由多个海岸电台共同使用。

3.5 IPBC系统与GMDSS

起初规划的IPBC系统并非GMDSS（全球水上遇险和安全系统）设备。它并不是专门用于海上遇险管理的。

如果使用GMDSS移动电台，则要禁止IPBC设备的传输。

将来，它也可能有效地取代无线电用户电报。

这一系统也能够很大程度地改善航行安全。它提供的持久、快速的信息，可按照合理的成本被链接到特定区域。

然而，有可能出现告警进入“船只安全告警系统”的情况。

3.6 其他的IPBC应用

应该为所有发展中国家提供经济方面的可能性，以便按照资源、环境保护和生态管理等方面，管理它们的海域。

4 系统的体系结构

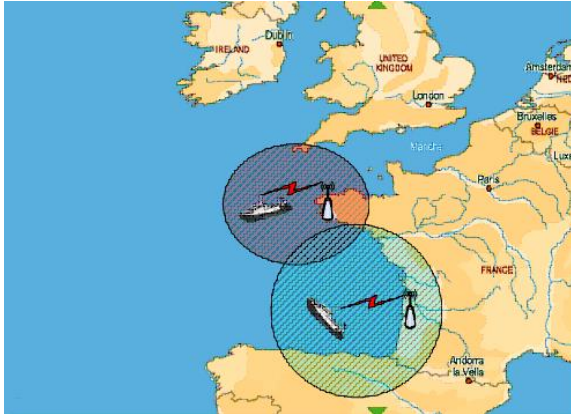
4.1 一般原则

无线电链路必须可靠而且安全。

通过通信协议使无线电传输频道的利用最佳化。为此，各种应用不是以实时方式工作，而且所有通信都是以“文件转移型”的方式进行的。

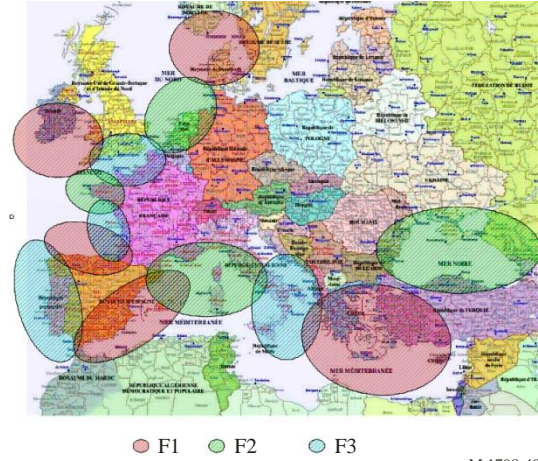
无线电传输频道是被一个无线电小区内的每个移动电台之间共同使用的。

图39
无线电小区 — 低频



M.1798-39

图40
频率管理举例



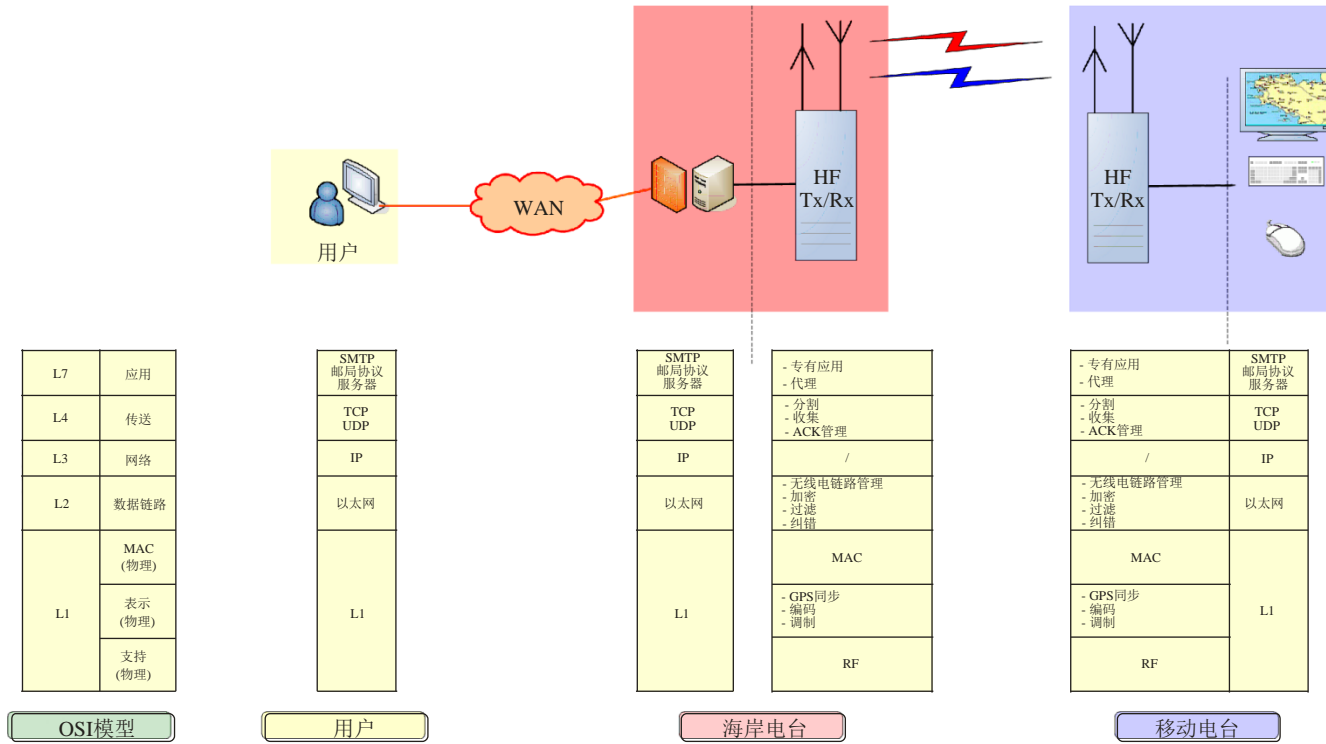
M.1798-40

4.2 OSI（开放系统互连）模型

系统可以用OSI的分层模型进行描述。

图41

OSI模型



在无线电链路的每一端，接口提供了与本地网络的标准连接。在海岸一侧，这一本地网络与互联网连接。

4.3 物理层（第1层 – L1）

这一层是系统内的各种软件与无线频道传输之间的接口。

该层包括：

- 物理保证子层；
- 物理表示子层：
 - 调制；
 - 编码；
 - 同步；
- 媒体接入控制（MAC）子层。

图42

OSI 模型 — 物理层L1

L7	专有应用 代理
L4	分割 收集 ACK管理
L3	/
L2	无线电链路管理 加密 过滤 纠错
L1	MAC
	GPS同步 编码 调制
	RF

M.1798-42

4.3.1 物理保证

物理保证是一种物理传输频道，其主要特性与频率有关。

无线电传输频道可被认为具有下列特性：

- 多径效应；
- 多普勒效应；
- 传播时延。

移动电台以半双工方式工作。

4.3.2 物理表示

这一层实现信号的调制与解调以及根据GPS信号进行同步。

4.3.2.1 OFDM（正交频分复用）调制

无线电传输频道采用OFDM的已编码数据。

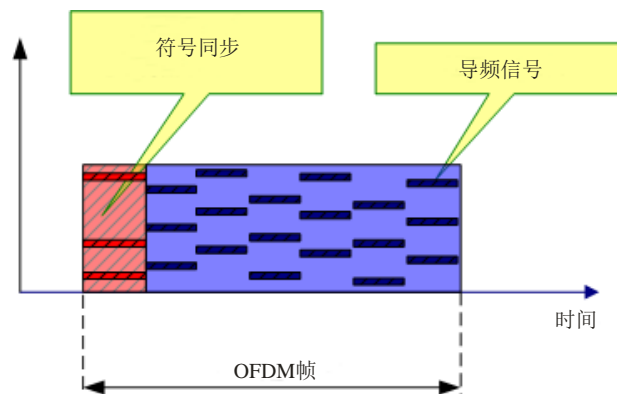
按照无线电传输频道的限定条件，这一过程考虑到了在数据速率与信号强度之间获得很好的折中。

OFDM采用副载波，而这些副载波则是以QAM（正交调幅）的一对一方式进行调制的。

随着OFDM过程的进行，必须使用固定长度的帧。将每一帧的开始留做同步信息头。

有些导频副载波考虑到了无线电传输频道的特性。

图43
OFDM的过程



M.1798-43

有关详细描述见第5节。

4.3.2.2 调制编码

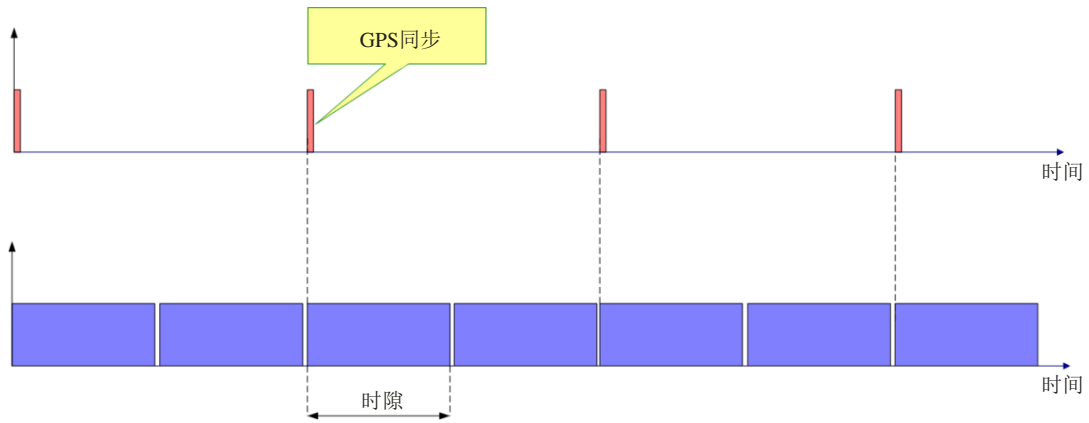
为使无线电传输频道的频谱最佳而对发送的数据采用了编码。

4.3.2.3 以GPS信号为基础的同步

这一子层从GPS信号中产生帧同步；对所有移动电台和海岸电台而言，它是时间参考。为达此目的，要将所有电台共用的这一时间分成帧长度的OFDM“时隙”。

OFDM帧可占有每个“时隙”，也可能不是每个时隙都占有。

图44
GPS信号的同步



M.1798-44

4.3.3 媒体接入控制 (MAC)

这一子层鉴别每部海岸电台和每部移动电台。ID可以是船舶电台或海岸电台的NMSI号码。

4.4 链路层 (第2层 - L2)

链路层由下列子层组成:

- “纠错”子层;
- “过滤”子层;
- “加密”子层;
- “无线电链路管理”子层。

图45

OSI模型 — 链路层L2

L7	专有应用 代理
L4	分割 收集 ACK管理
L3	/
L2	无线电链路管理 加密 过滤 纠错
L1	MAC
	GPS同步 编码 调制
	RF

M.1798-45

4.4.1 纠错

纠错取决于所需编码的完善性。

有关详细描述见第6.1节。

4.4.2 过滤

这一子层的规定，对海岸电台和移动电台是不同的。

对海岸电台：

- 在发送时，要将一个ID加到发送给某个特定船只的报文之中。
- 在接收时，要对报文进行检查以便确认它们是否来自正确的船只。

对移动电台：

- 在发送时，将ID加到报文之中。
- 在接收时，仅仅保留那些要交给它的报文。

4.4.3 加密

对数据进行加密以确保其机密性。

4.4.4 无线电链路的管理

这一子层产生无线电链路管理协议。它是以主台/从台的通信方式为基础的。

主台是海岸电台而从台是移动电台。

4.4.4.1 海岸电台一侧的无线电链路管理

海岸电台是主台：

- 它对发送给移动电台的传输命令进行管理；
- 它将报文交给移动电台；

- 它对ACK进行处理。
- 海岸电台永远知道无线电小区中移动电台的列表。
- 有关详细描述见第6.2节。

4.4.4.2 船舶电台一侧的无线电链路管理

海岸电台有序地分配空闲时隙以便让移动电台联系。

空闲时隙之间的间隔，可按照无线电传输频道上的业务量动态地变化。

移动电台是从台；只能用两种方式将报文发送给海岸电台：

- 如果它的报文正好装在一帧内，则在一个空闲时隙内就能将其全部发送出去。
- 如果不是这种情况，那么它就在报文开始部分用一个空闲时隙请求分配时隙；海岸电台认可收到的请求并分配若干时隙，移动电台就利用这些时隙发送报文的剩余部分。

链路层将海岸电台发送的时隙图放置在存储器中，以便了解空闲时隙的情况。

4.5 传送层（第4层 – L4）

传送层负责完成下列功能：

- 将大型文件分成若干分组；
- 将若干分组收集起来组成单个文件；
- 发送与接收ACK。

图46
OSI模型 – 传送层L4

L7	专有应用 代理
L4	分割 收集 ACK管理
L3	/
L2	无线电链路管理 加密 过滤 纠错
L1	MAC
	GPS同步 编码 调制
	RF

M.1798-46

这一层负责将文件分为低层适用的长度（OFDM帧的长度），而把分组收集起来再组装成文件提供给高层。

涉及HF链路的两种传送协议，是在这一层实现的：

- 第一种传送协议提供“可靠的”连接，对接收信息的校验进行管理；主要用于邮件。
- 第二种传送协议并不对接收信息的校验进行管理；主要用于广播和跟踪。

对每种协议，在同一时间只能有一次文件转移。

4.5.1 应用层（第7层 – L7）

图47

OSI模型 – 应用层L7

L7	专有应用 代理
L4	分割 收集 ACK管理
L3	/
L2	无线电链路管理 加密 过滤 纠错
L1	MAC
	GPS同步 编码 调制
	RF

M.1798-47

该应用层提供接入无线电网的接口。

应用的通信接口是：

- IPBC专用（船只跟踪、天气预报等）；
- 利用专用代理的标准（如邮件、FTP等）。

5 第一层 L1的原理 – OFDM（正交频分复用）

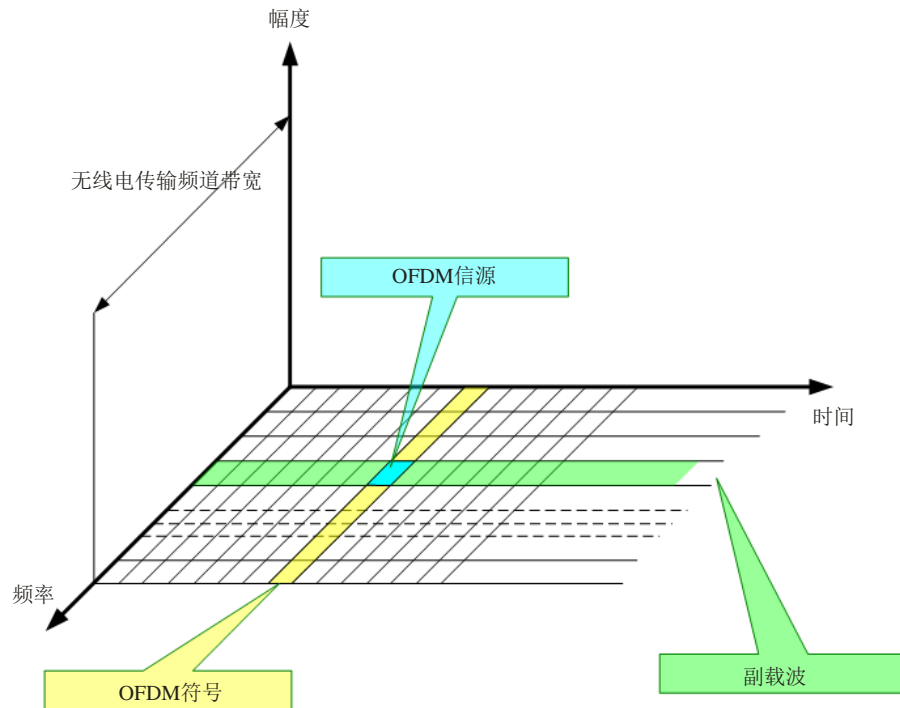
5.1 引言

在频域将无线电传输频道的带宽分割成副载波。

对无线电传输频道的占有，是按照形成OFDM符号的时间组织的。

一个OFDM信元等效于一个OFDM符号中的副载波。

图48
OFDM的介绍



M.1798-48

5.2 原理

OFDM利用大量间隔密集的正交副载波，从而获得高的频谱效率以发送数据。这些副载波是按频率间隔分开来的 ($F_u = 1/T_u$)，其中 T_u 是OFDM符号的周期。

副载波的相位是相互正交的，以便在多径情况下加强信号分集，特别是在长距离的情况下。

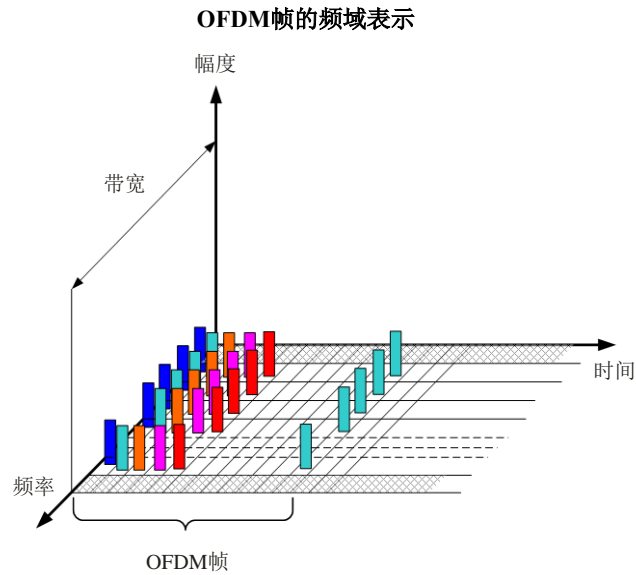
将一种保护间隔(T_d)插入OFDM符号中以减轻多径效应，这样就会减少符号间的干扰。

OFDM的符号间隔是 $T_s = T_u + T_d$ 。

然后将OFDM符号串接起来构成OFDM帧。

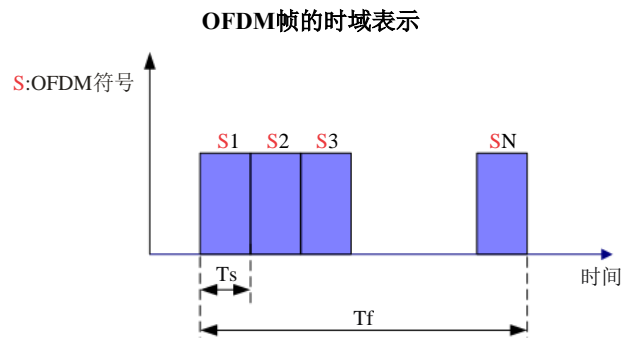
OFDM帧的时长是 T_f 。

图49



M.1798-49

图50



M.1798-50

5.3 调制

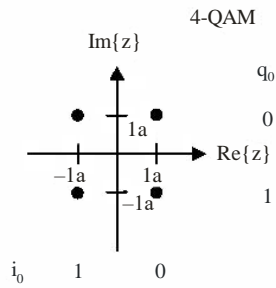
对每个副载波进行幅度和相位的调制（QAM：正交调幅）。

调制图形可能是64态（6 bit，64-QAM）、16态（4 bit，16-QAM）或4态（2 bit，4-QAM）。

调制方式与有用信号的强度有关。

图51

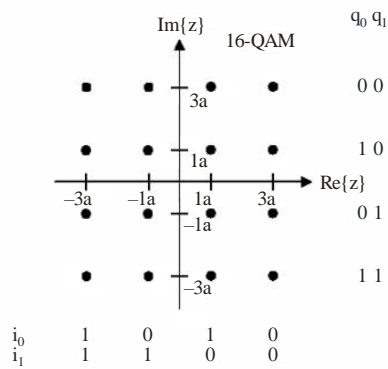
4-QAM构象



M.1798-51

图52

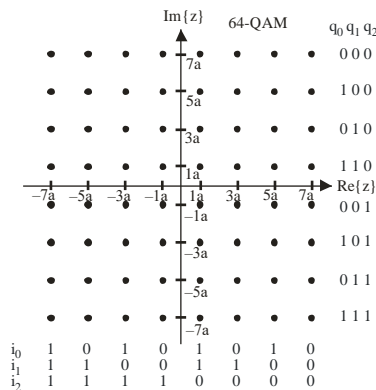
16-QAM构象



M.1798-52

图53

64-QAM构象



M.1798-53

5.4 同步

为使每个副载波有一个完善的解调，必须对每个副载波确定无线电传输频道的响应并应采用均衡措施。为此，有些OFDM符号的副载波可携带导频信号。

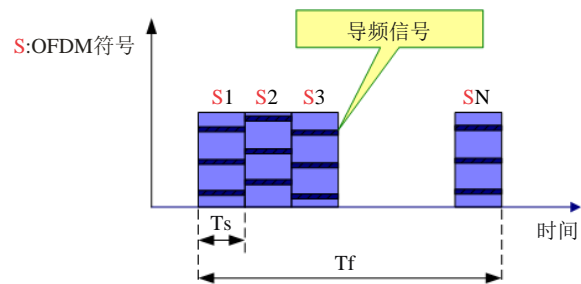
有了导频信号接收机就能完成下列工作：

- 检测是否接收到信号；
- 估算频（率）偏（移）；
- 估算无线电传输频道。

导频信号的数量取决于有用信号的强度。

图54

带导频的OFDM信号

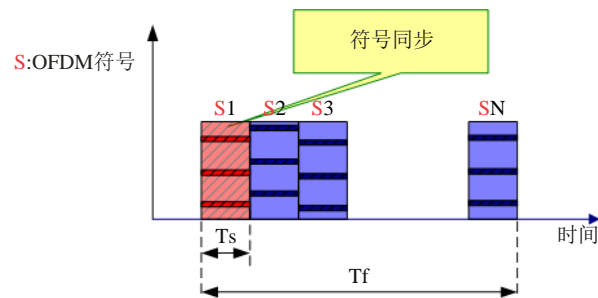


M.1798-54

发送的第一个符号就是所谓的同步符号，利用它让每个OFDM帧在时间上同步。

图55

同步符号

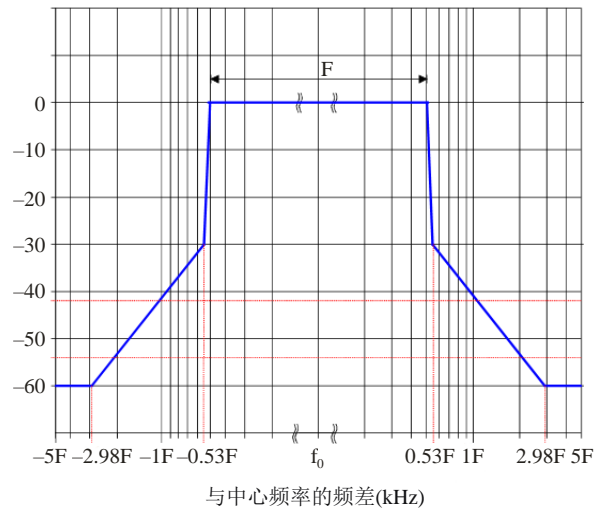


M.1798-55

5.5 HF信号的频谱占用

图56

带宽 $F=10\text{-}20\text{ kHz}$ 的HF信号的频谱占用



M.1798-56

参考带宽中测得的(频)带外功率
与每个参考带宽的平均功率之比(dB)

6 链路层 (L2) 的原理

链路层由下列子层组成:

- 一个“纠错”子层;
- 一个“过滤”子层;
- 一个“加密”子层;
- 一个“无线电链路管理”子层。

6.1 纠错

纠错方案取决于所用编码的完善性。

视纠错方案与调制方式的情况，效率可在0.5和0.75之间变化（Turbo码）。

表6

总效率与纠错的比较 (LEST研究)

配置	外编码效率 (如果使用)	内编码效率 (如果使用)	因减缩提高的 效率	总编码效率
1号	RS(204,188) $\frac{188}{204} = \frac{47}{51} \approx 0.92$	未使用		$\frac{188}{204} = \frac{47}{51} \approx 0.92$
2号与3号	RS(204,188) $\frac{188}{204} = \frac{47}{51} \approx 0.92$	卷积码 NRSC (K=7) $\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	$\frac{47}{102} \approx 0.46$
			$\frac{2}{3}$	$\frac{94}{153} \approx 0.61$
			$\frac{3}{4}$	$\frac{141}{204} \approx 0.69$
			$\frac{5}{6}$	$\frac{235}{306} \approx 0.77$
			$\frac{7}{8}$	$\frac{329}{408} \approx 0.81$
4号		Turbo码 (双二进制) $\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2} = 0.5$
			$\frac{3}{4}$	$\frac{3}{4} = 0.75$

6.2 海岸电台一侧的无线电链路管理

该子层完成无线电链路管理协议。它是以主台/从台的通信为基础的。有一个主台：海岸电台；和一个或若干个从台：移动电台。

无线电链路管理协议包括有关移动电台的半双工工作和天线的换向时间。

海岸电台可配备若干收发送机，以便管理许多无线电传输频道。

海岸电台是主台：

- 它管理发送给移动电台的传输命令；
- 它将报文交给移动电台；
- 它发送与接收ACK。

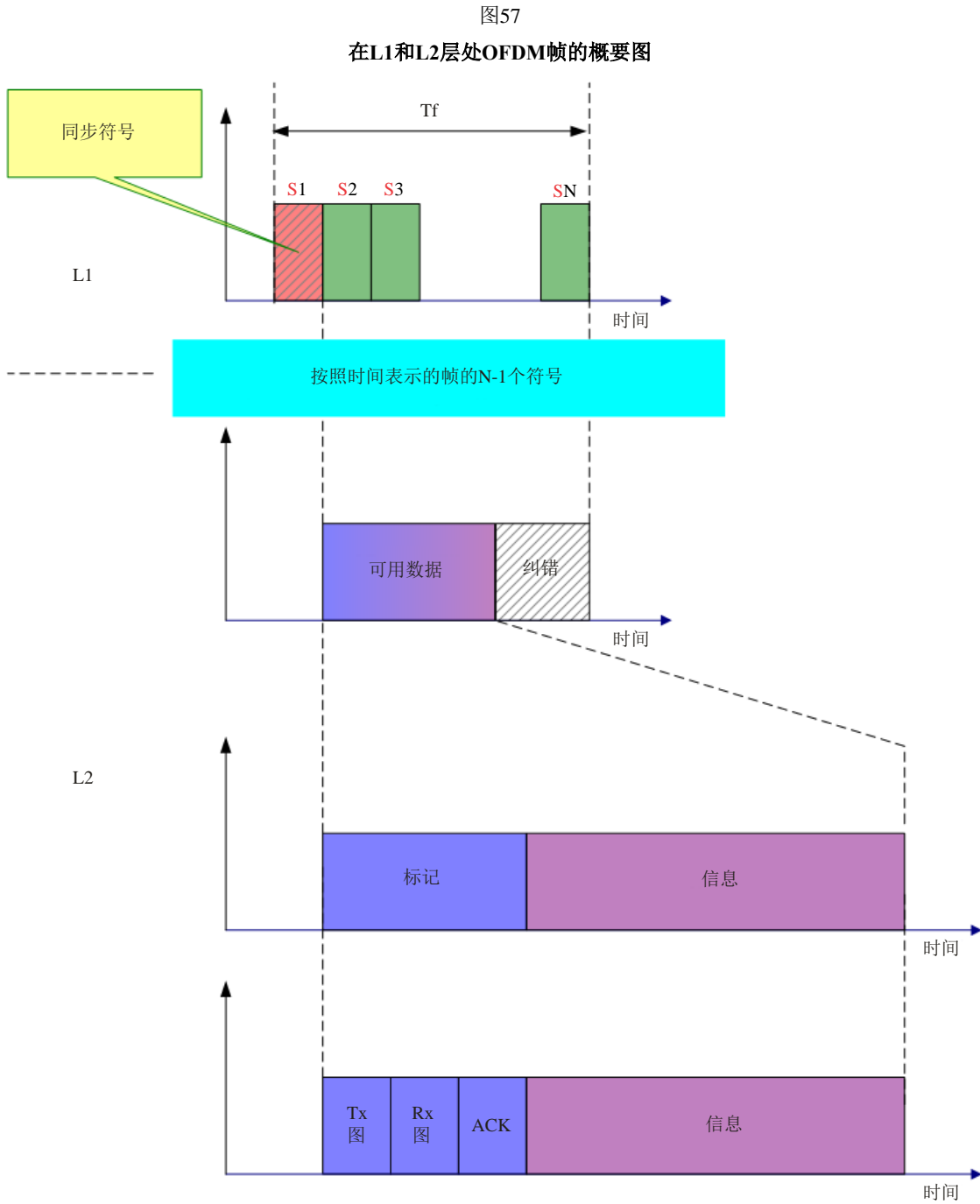
海岸电台永远拥有现有无线电小区内移动电台表，而且在任何时间都能个别询问这些移动电台。

海岸电台通过在发送的每帧内置入标记头的方式对链路进行检查。

标记头由下列各项组成：

- 用做移动电台发送的后面N个“时隙”的示图；
- 用做移动电台接收的后面N个“时隙”的示图；
- 前面M个ACK。

按照使用无线电传输频道的移动电台的数量，能够对参数 N 和 M 进行动态地修正。

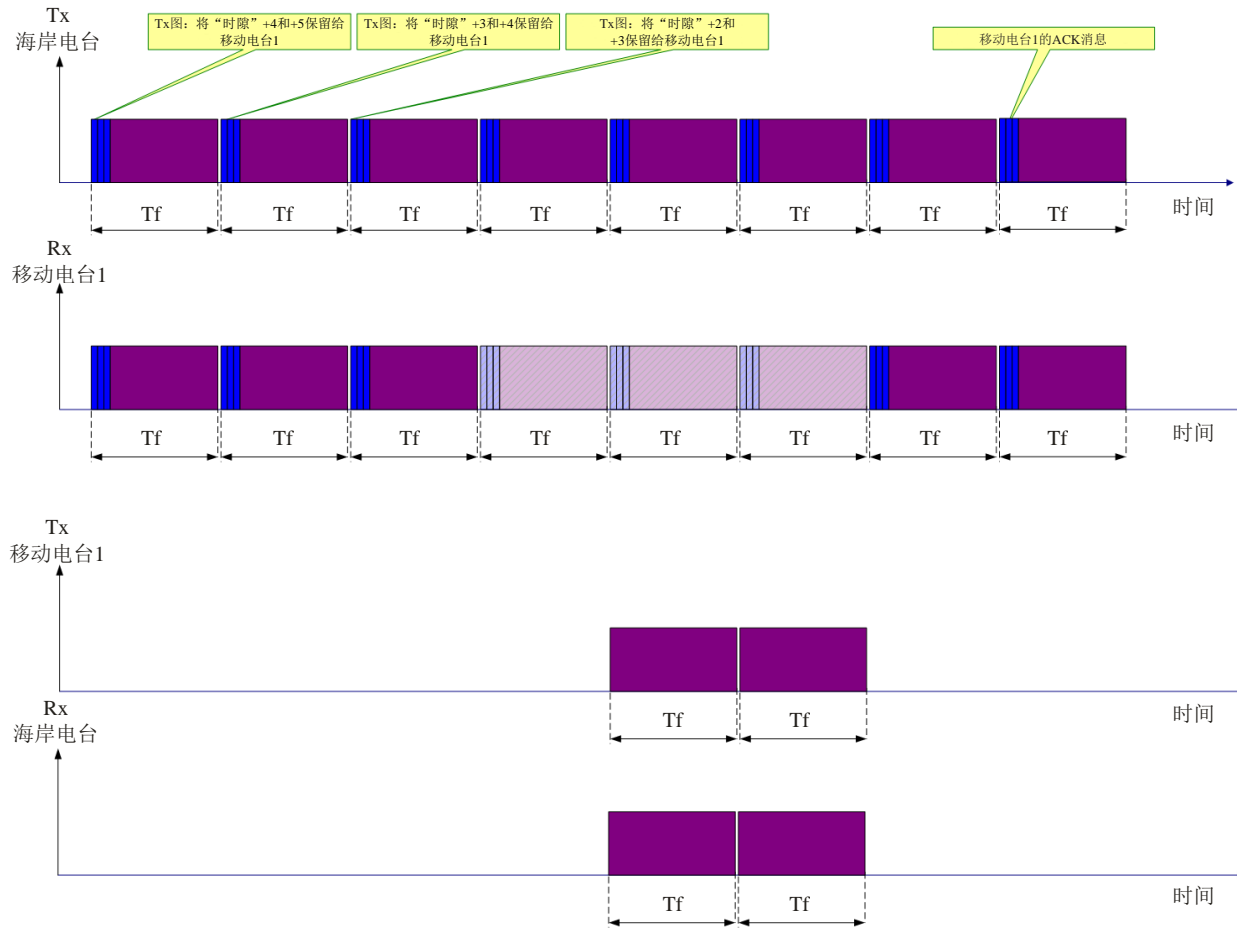


M.1798-57

6.3 无线电链路管理的计时图

图58

无线电链路管理的计时图



7 有关实验的基本内容

计划在2008-2009年间进行现场的实时测试。

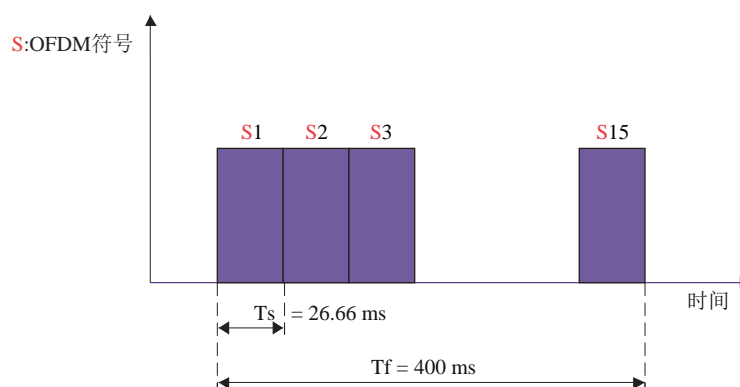
OFDM符号是单元时间 T (83 μ s)的倍数。

按照所用信号的强度和传播条件，IPBC能够提供若干种保护模式。见下面为地波传播实验所选择的模式。

表7
OFDM特性参数总表

单元时间 T (μ s)	83
可用符号间隔 T_u (ms)	$288 \times T = 24$
保护间隔的持续时间 T_g (ms)	$32 \times T = 2.66$
全部符号的持续时间 T_s (ms)	26.66
帧的持续时间 T_f (ms)	400
每帧的符号数量	15

图59
OFDM定时



M.1798-59

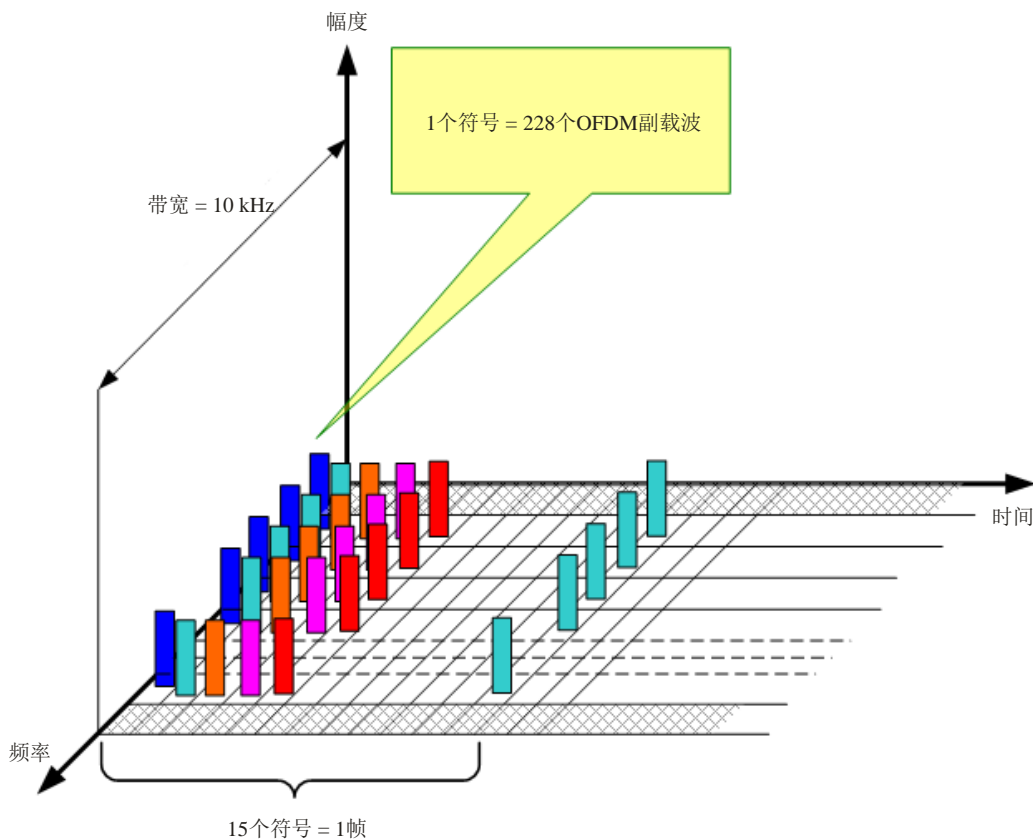
副载波之间的间隔是 $1/T_u = 41.66$ Hz。

表8
副载波的数量与带宽的比较

带宽 (kHz)	副载波的数量
10	228
20	460

图60

10 kHz带宽图



M.1798-60

按照调制，OFDM符号等效于一些数位（比特）。对于10 kHz的带宽，一个符号由228个副载波组成。

每个副载波都是用QAM（正交调幅）方式调制的，而且对于64-QAM、16-QAM和4-QAM的情况分别能与6、4或2个比特相配。

我们获得了表9所示频道的无线电数据传输速率：

表9

频道数据率与QAM调制的比较

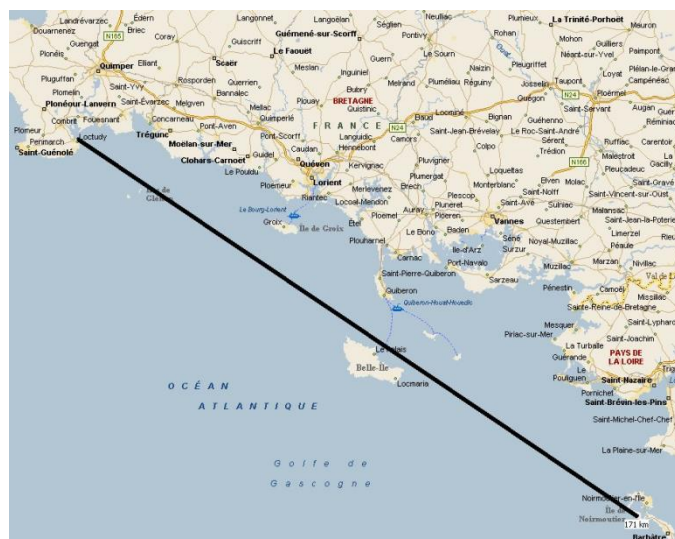
QAM类型	比特/符号	比特/帧(400 ms)	比特/秒
64	1 368	20 520	51 300
16	912	13 680	34 200
4	456	6 840	17 100

8 首次测试结果

8.1 传播测量活动，地波越洋过海

2007年，法国布列塔尼电信在长达170 km、横跨陆地-海洋-陆地的通路上，领导进行了一次传播测量活动，其目的是检验信道衰减、可允许的相干性带宽和多径的存在与否。

图61
目测的航海线路



M.1798-61

与此同时，SCIPION电离层雷达系统实时记录了这些结果。

所用频率如下：

- 4 177 kHz;
- 6 270 kHz;
- 8 385 kHz;
- 12 495 kHz。

结论：

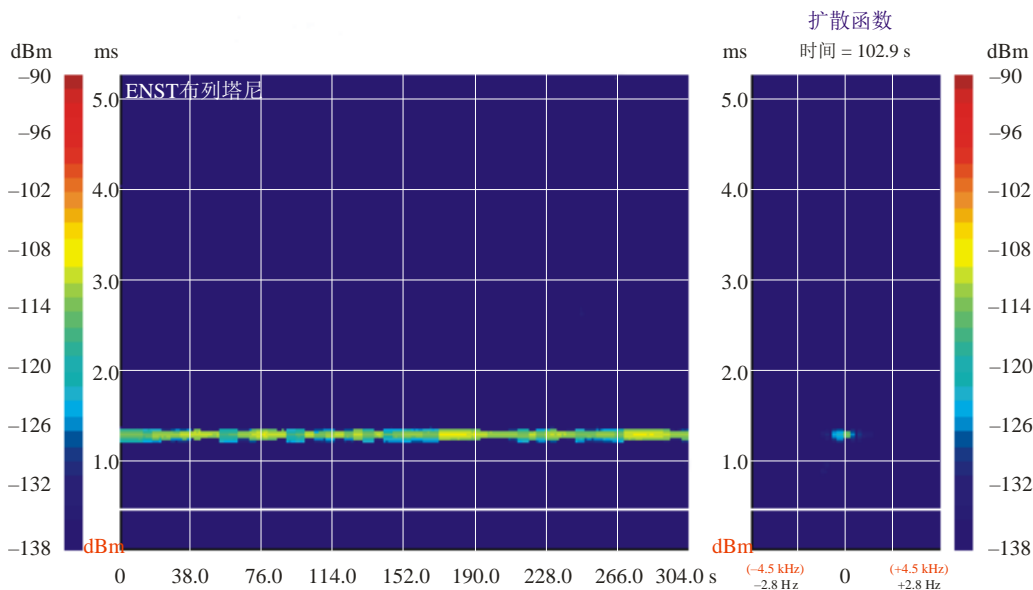
- 海洋表面波的衰减与理论值（国际电联公布的）相一致；
- 相干性带宽：> 9 kHz；
- 从E和到F层存在天波。

下列各图所示为测量结果。

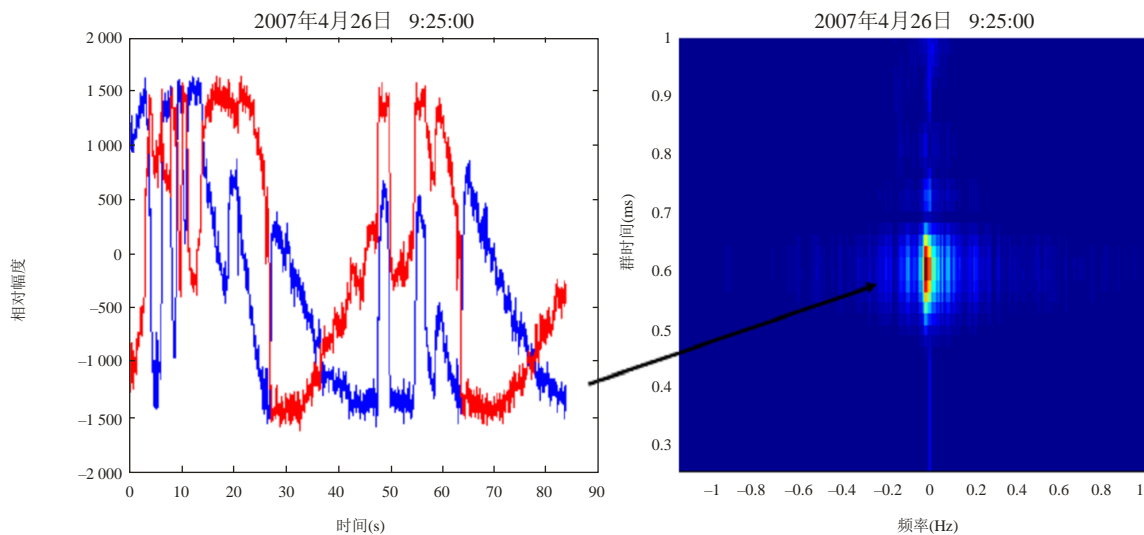
图62

$F = 4.177$ MHz处无线电传输频道的响应

努瓦尔穆捷(46.88,357.96)→洛克蒂迪(47.8,355.67) 2007年4月26日格林尼治时间9:25:00



在固定频率上的频道探查，来自SCIPION雷达的测量



M.1798-62

84 s, 地波监视 (I和Q信道)

分辨率: 40.96 ms

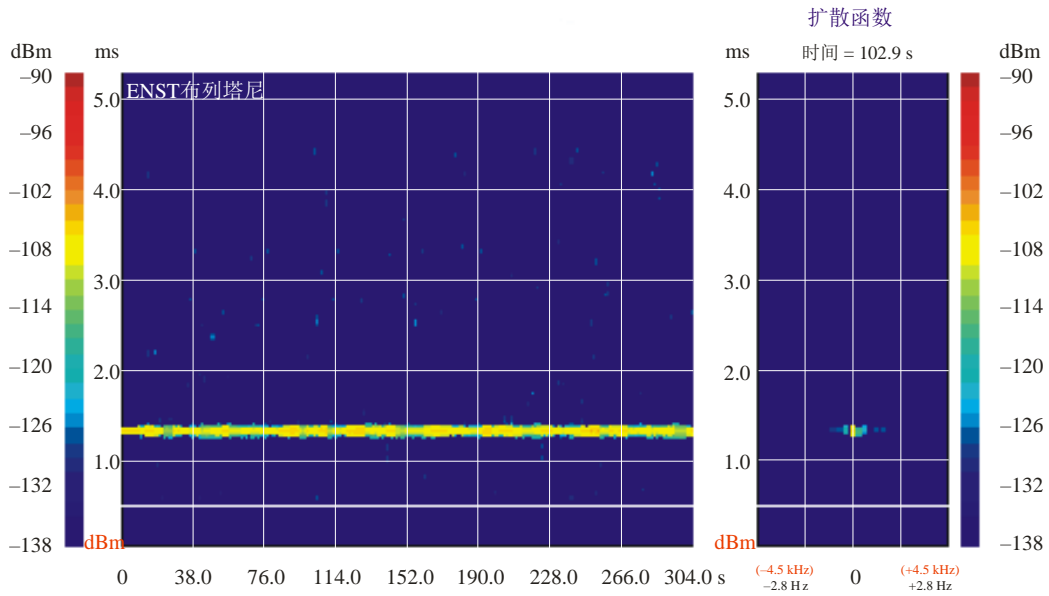
2 048抽样频谱

分辨率: 0.012 Hz

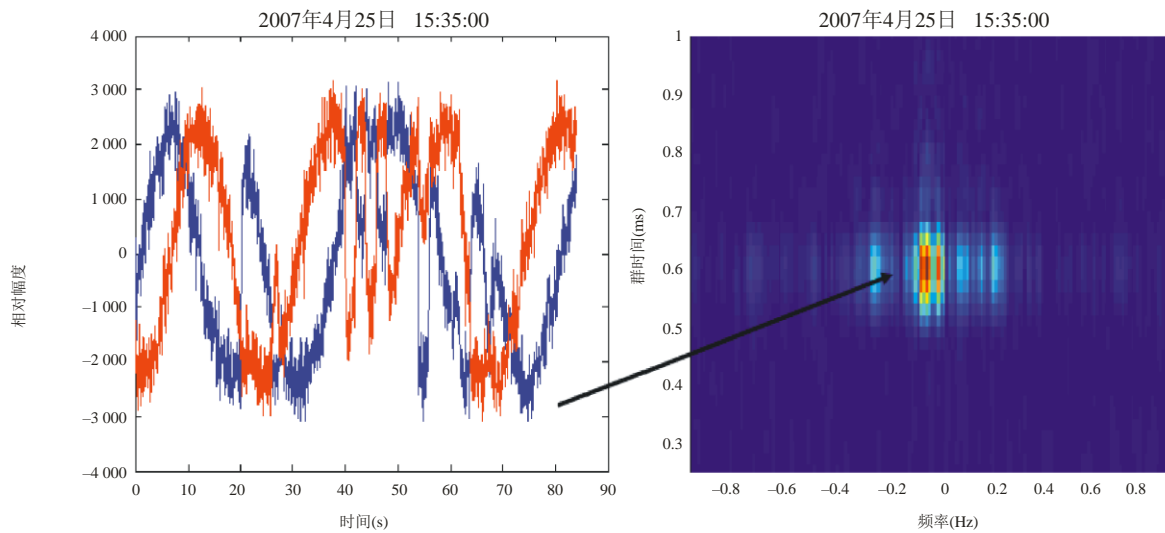
图63

$F = 6.27$ MHz处无线电传输频道的响应

努瓦尔穆捷(46.88,357.96)→洛克蒂迪(47.8,355.67) 2007年4月25日格林尼治时间15:35:00



在固定频率上的频道探查，来自SCIPION雷达的测量



M.1798-63

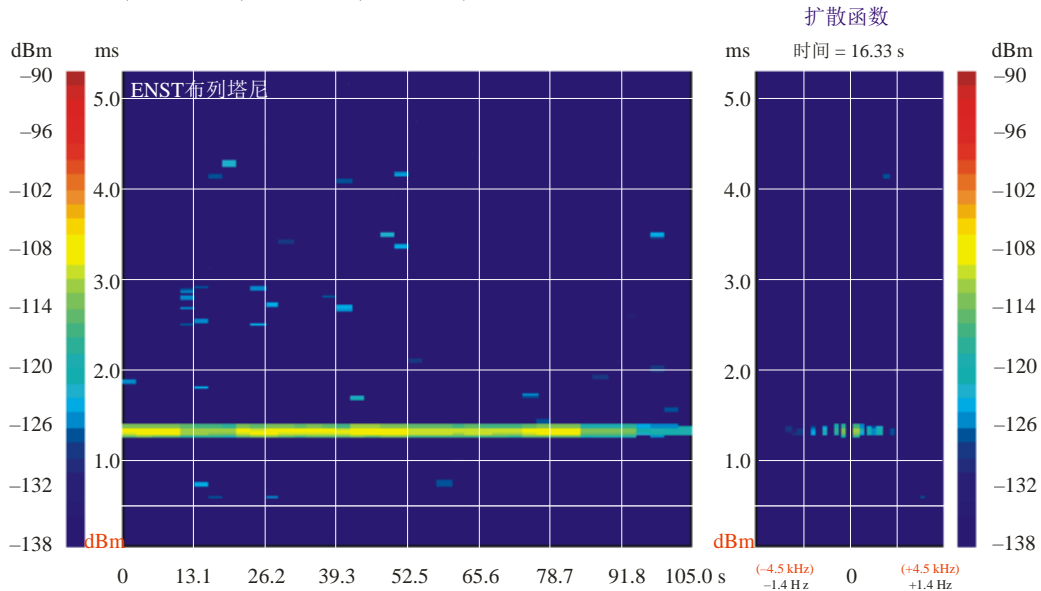
84 s, 地波监视 (I和Q信道)
分辨率: 40.96 ms

2 048抽样频谱
分辨率: 0.012 Hz

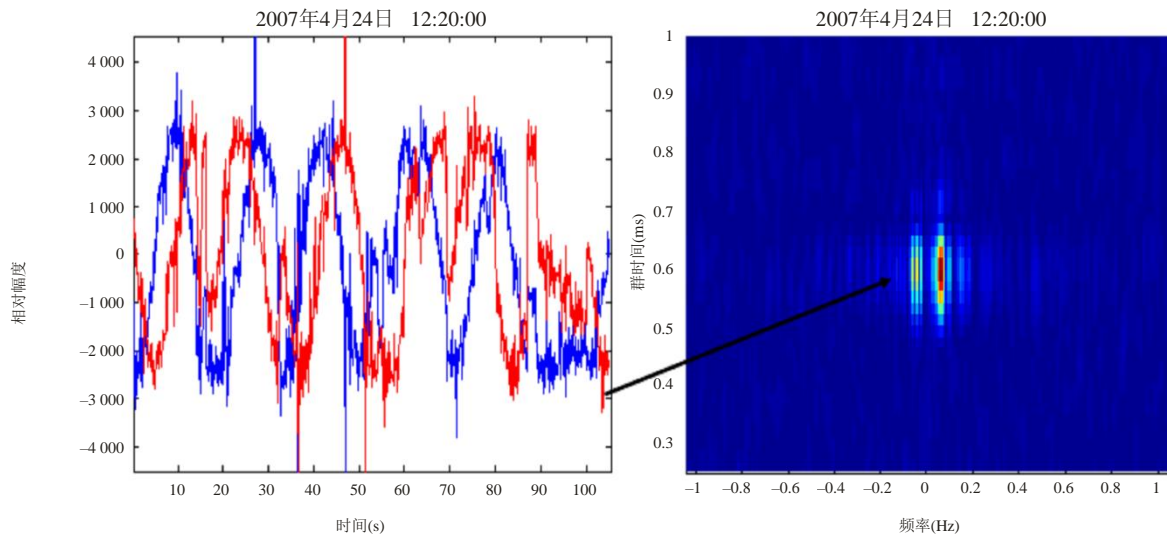
图64

F = 8.385 MHz处无线电传输频道的响应

努瓦尔穆捷(46.88,357.96)→洛克蒂迪(47.8,355.67) 2007年4月24日格林尼治时间12:20:00



在固定频率上的频道探查，来自SCIPION雷达的测量



M.1798-64

105 s, 地波监视 (I和Q信道)

分辨率: 81.92 ms

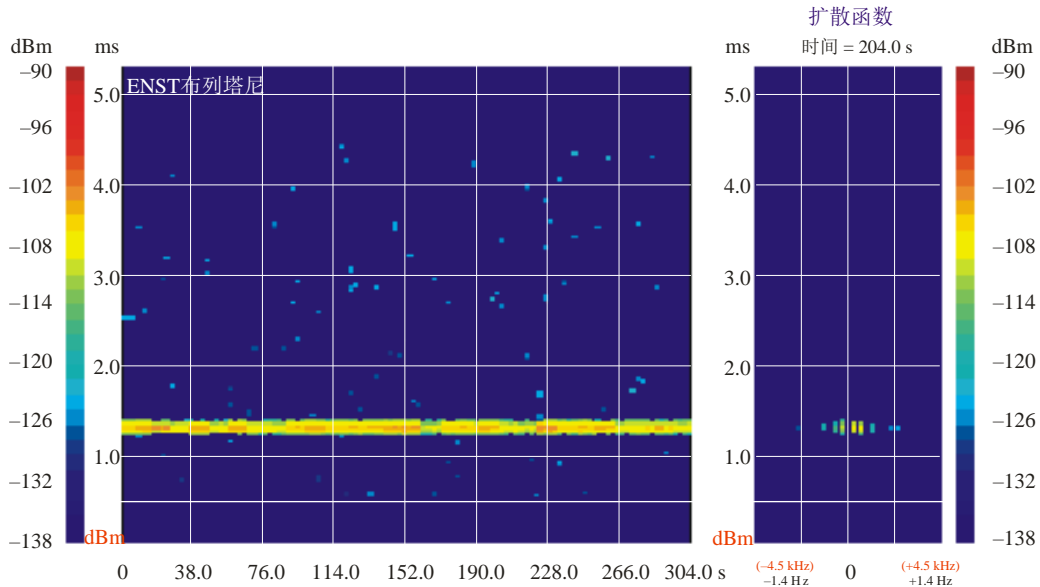
1 280抽样频谱

分辨率: 0.009 Hz

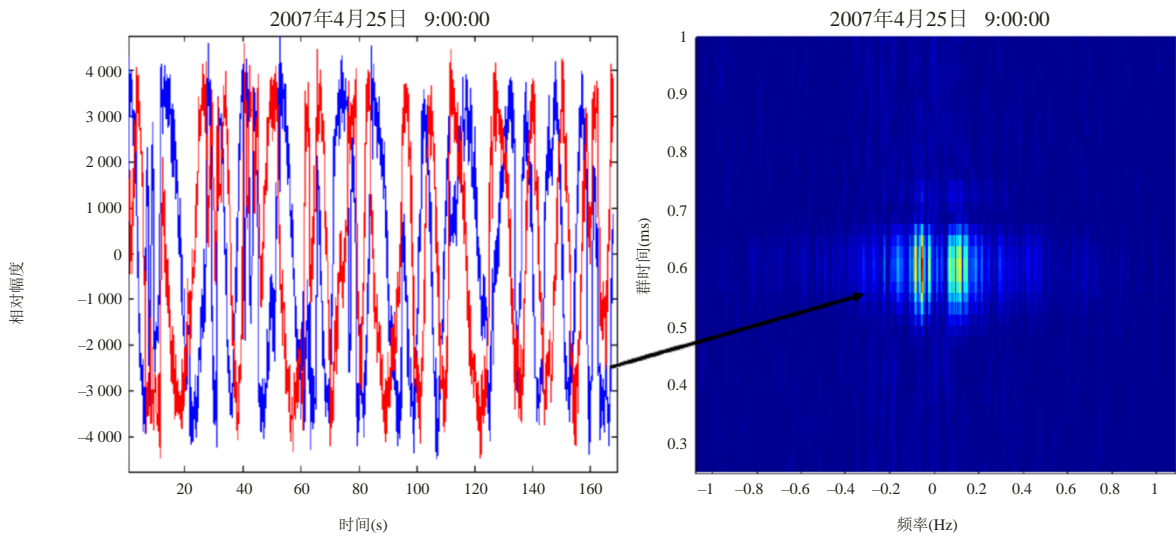
图65

$F=12.495$ MHz处无线电传输频道的响应

努瓦尔穆捷(46.88,357.96)→洛克蒂迪(47.8,355.67) 2007年4月25日格林尼治时间9:00:00



在固定频率上的频道探查，来自SCIPION雷达的测量



M.1798-65

167 s, 地波监视 (I和Q信道)

分辨率: 81.92 ms

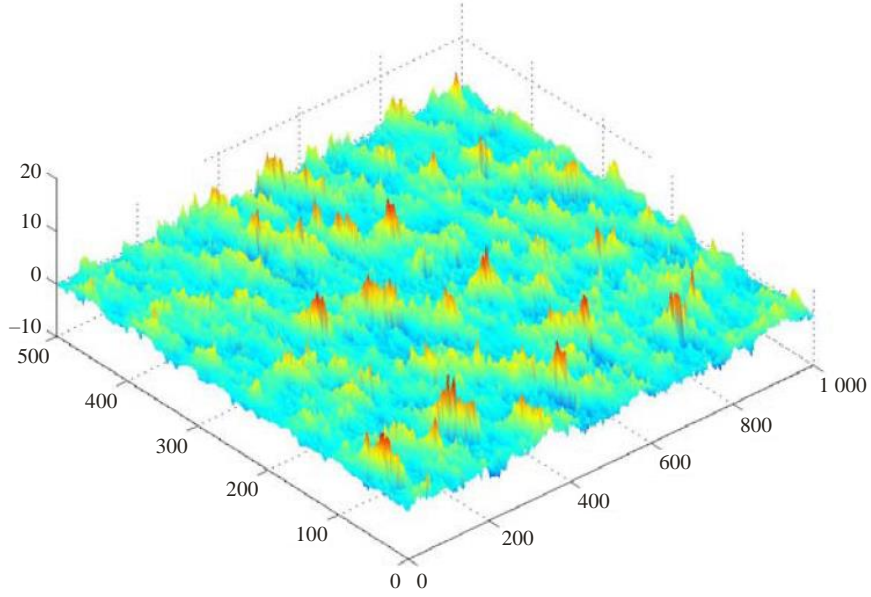
2 048抽样频谱

分辨率: 0.006 Hz

8.2 建立频道模型

经过研究创建了一种有关地波穿越陆地-海洋传播的HF无线电传输频道的模型。

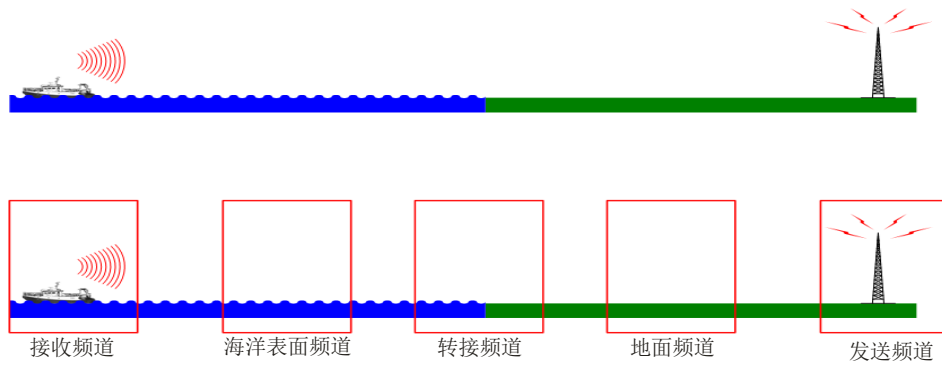
图66
起伏模型



M.1798-66

这一研究包括了渡越陆地-海洋-陆地的路径情况并考虑了起伏的影响。

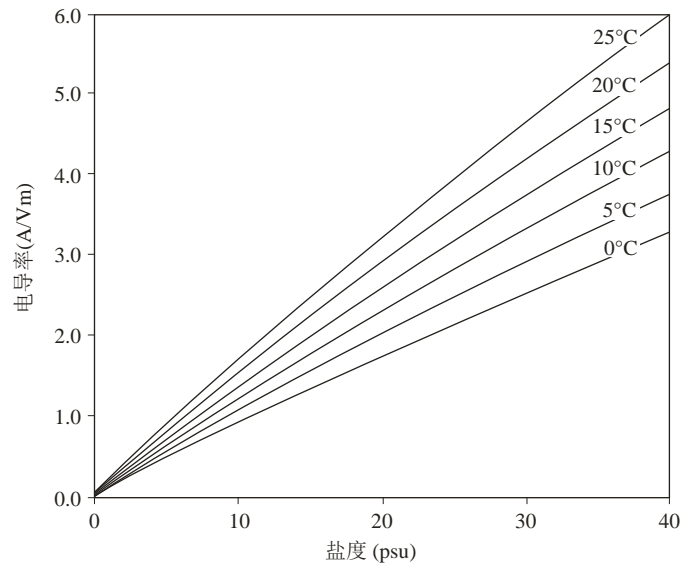
图67
将无线电传输频道分解为理论副频道的表示



M.1798-67

图68

某些温度下海水随其盐度变化的电导率

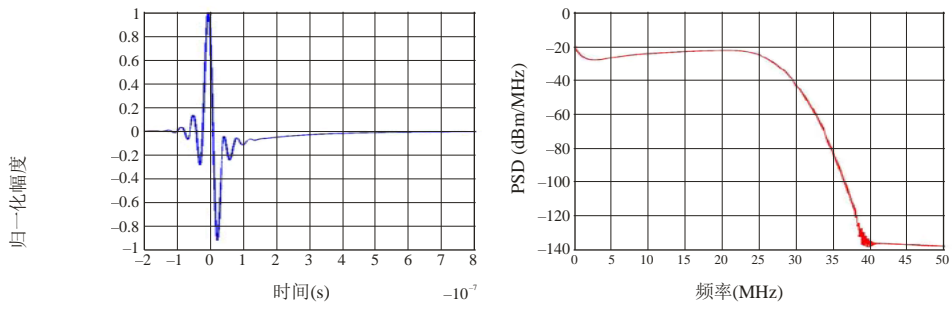


M.1798-68

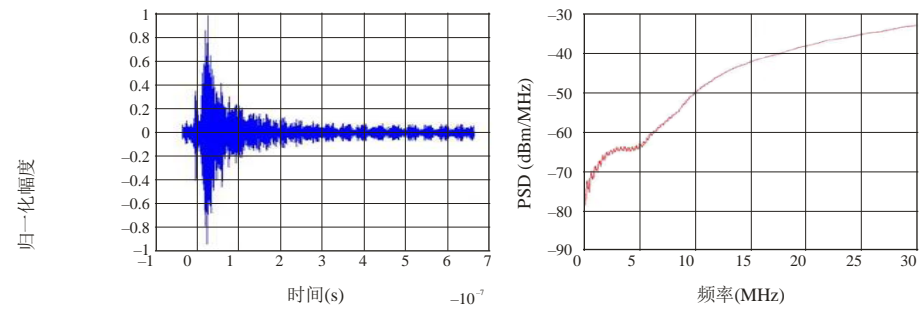
图69

地面副频道的脉冲响应

发送:



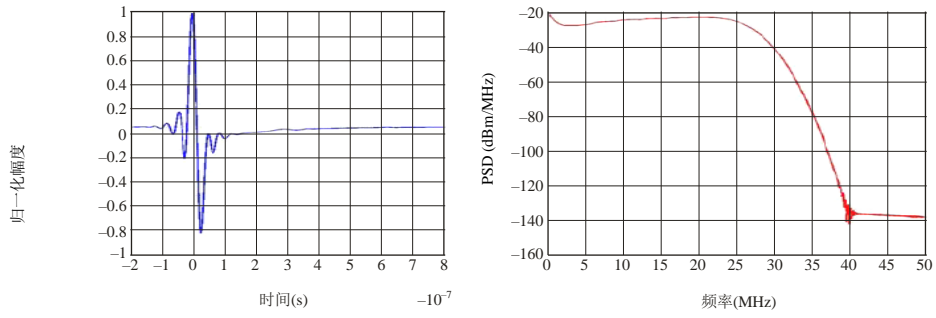
接收:



M.1798-69

图70
转接副频道的脉冲响应

发送:



接收:

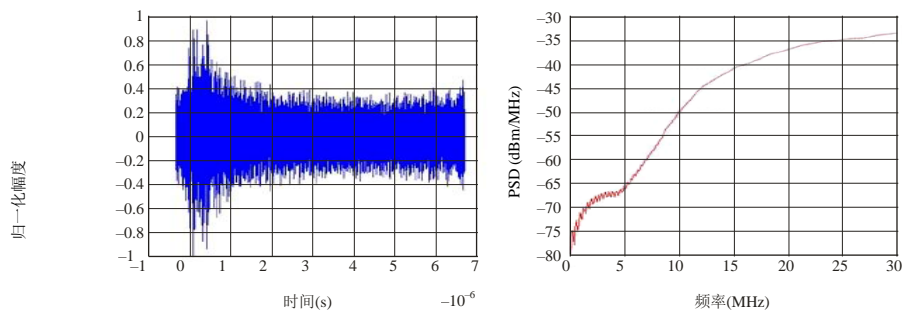
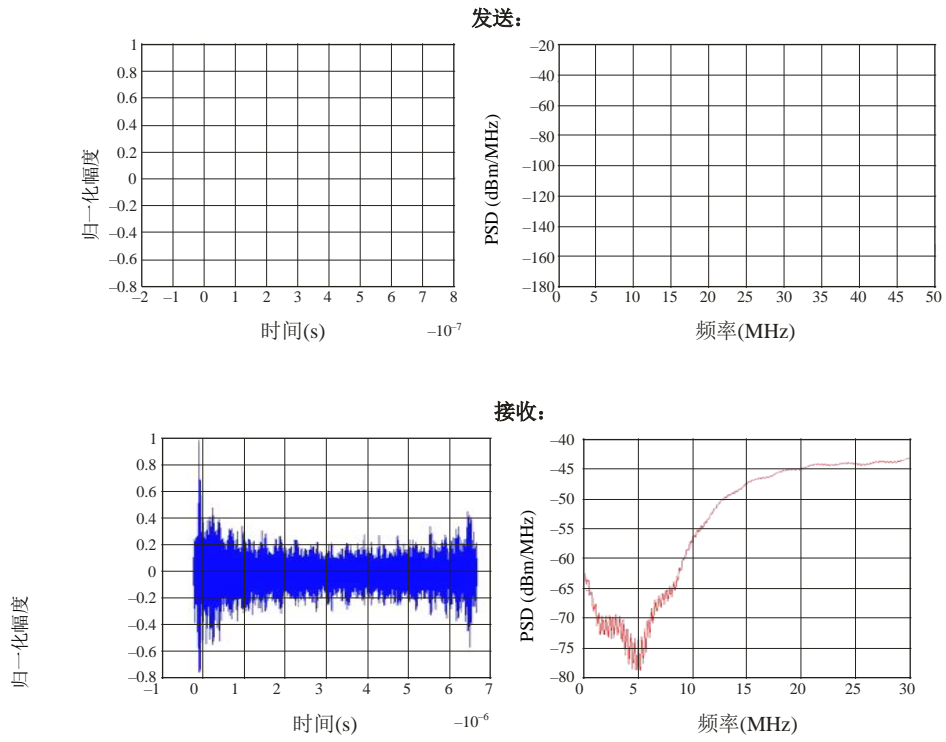
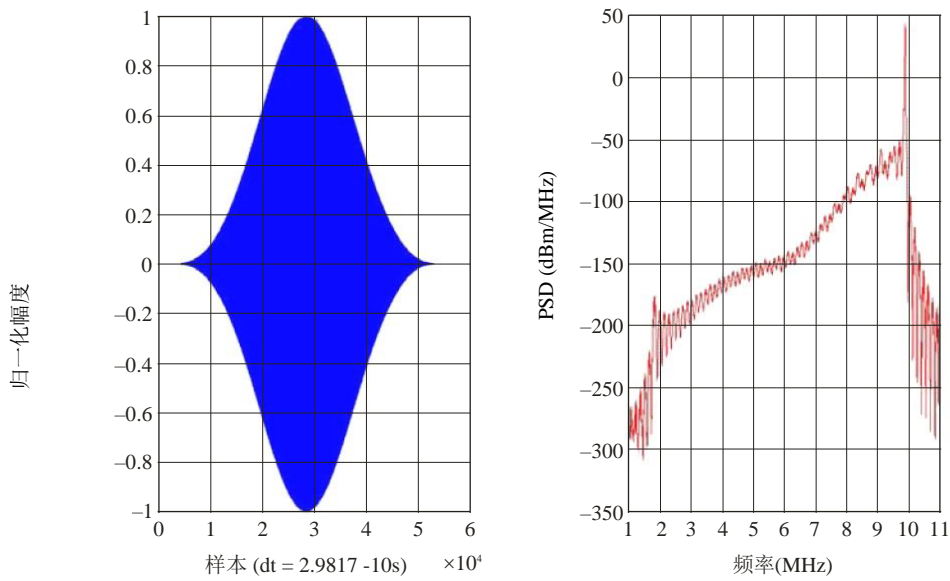


图71
海上副频道的脉冲响应



M.1798-71

图72
2-10 MHz主频道的脉冲响应



M.1798-72

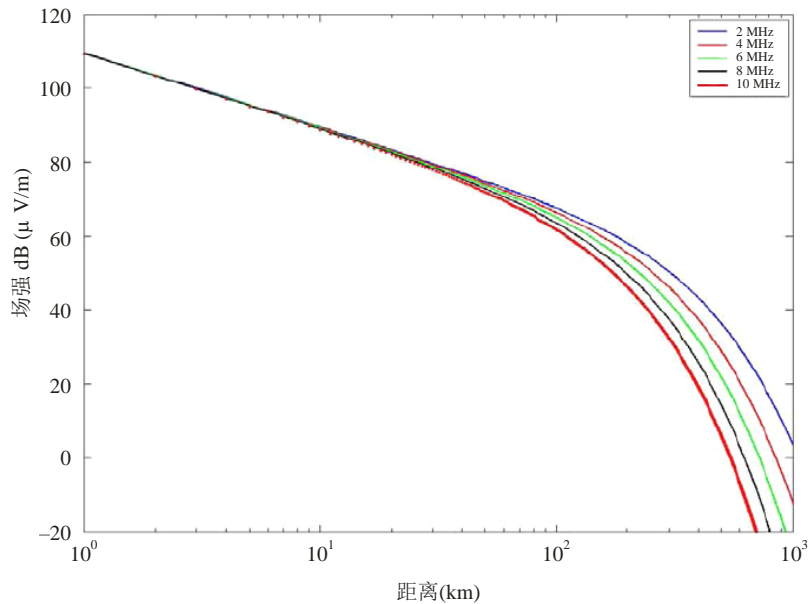
场强的计算，Millington法。

要保持的参数：

- 海水的平均盐度： $\sigma = 5 \text{ s/m}$ ， $E = 70$ ；
- 垂直极化；
- 平均功率：1 kW。

图73

场强与距离的关系



M.1798-73

9 实验结果

2009年期间，对IPBC系统的一些设备所做的实验已经完成：

- 表面波传播；
- 发送机；
- 接收机。

有关数据传输的测试：

发送一侧的测试在布雷斯特市（法国）进行。

接收/监视一侧的测试在坎佩尔市（法国）进行。

有关无线电表面波的特性：

两条渔船配备测试设备，其目的是按照以下各项内容，采用表面波确认第一系列的测试，以便表征传播频道的特性：

- 频道的通路损耗；
- 相干性频段；
- 出现多径（出现天波）或不出现多径的方式；
- 频道的可变性。

一条23米的渔船配备Scipion系统（由法国布列塔尼电信开发的一种电离层雷达波探测器），该系统连接到一根7.5米的垂直鞭状天线。

采用下列频率：

- 8 240 kHz;
- 4 080 kHz。

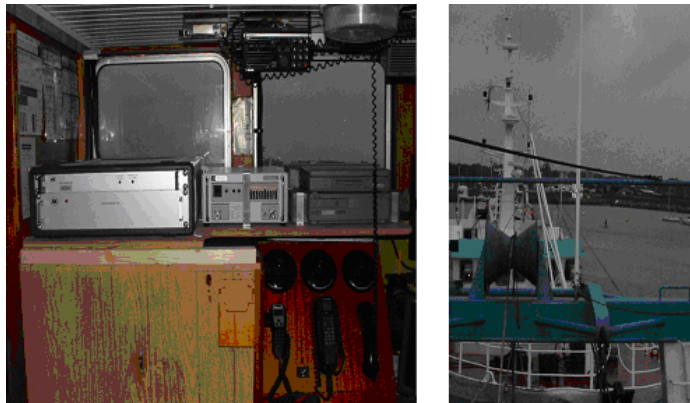
双相移键控调制（BPSK），RF功率20 W。

发射是按一种1分钟（全部为15或30分钟）的序列自动进行的。

为了时间同步和跟踪定位，采用了一种接收GPS。

图74

船舶设备的内、外部图片



M.1798-74

安装了三种接收系统：

- 第一种系统安装在位于离海最近的的高森角（法国布列塔尼）。采用鞭状天线。
- 第二种系统安装在布雷斯特附近的布列塔尼电信的大楼内。采用环形天线。
- 第三种系统（所用设备与用做数据传输测试的设备相同）安装在坎佩尔，用做监视。采用垂直天线和磁环形天线。

图75

高森测试点和接收天线的图片



M.1798-75

船只离开港口时启动发送系统，经常有可能因故障或其他问题而使得船长停机。

9.1 测试结果与解释

对一条海上通路来说，接收与发送的距离对收到的场强的影响：

下图表示记录在高森测试点的已接收信号电平的评定，船只距离为192-240 km。

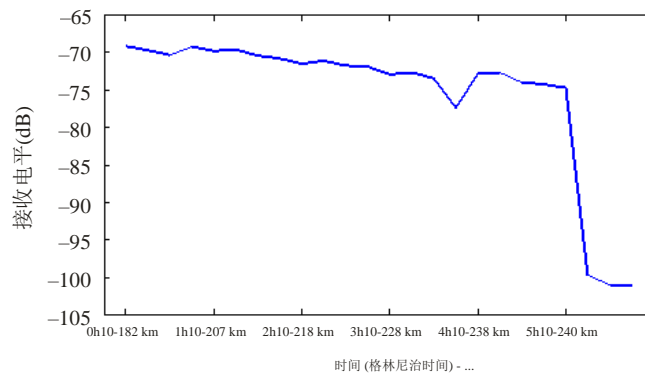
准线性变化能让我们对不同距离情况下接收到的功率变化进行估算。

对于236 km处观察到的功率的下降，可以用船只的运行来解释。

发送机在240 km处停止工作。

图76

2009年5月13日格林尼治时间00h10（位于192 km处）到5h50（位于240 km处）
在高森所接收电平的演变过程



M.1798-76

图77表示对记录在两个测试点的信号功率的评定，这两个测试点是图左边的布雷斯特（用环形天线）和图右边的高森（靠近大海，用鞭状天线）。

电平的变化很明显出现在远距离的连接通路上。

这些变化是不同的，这是因为所用天线的类型以及布雷斯特测试点所在地的地面通路的原因。

图77

在布雷斯特和高森所接收信号的记录结果

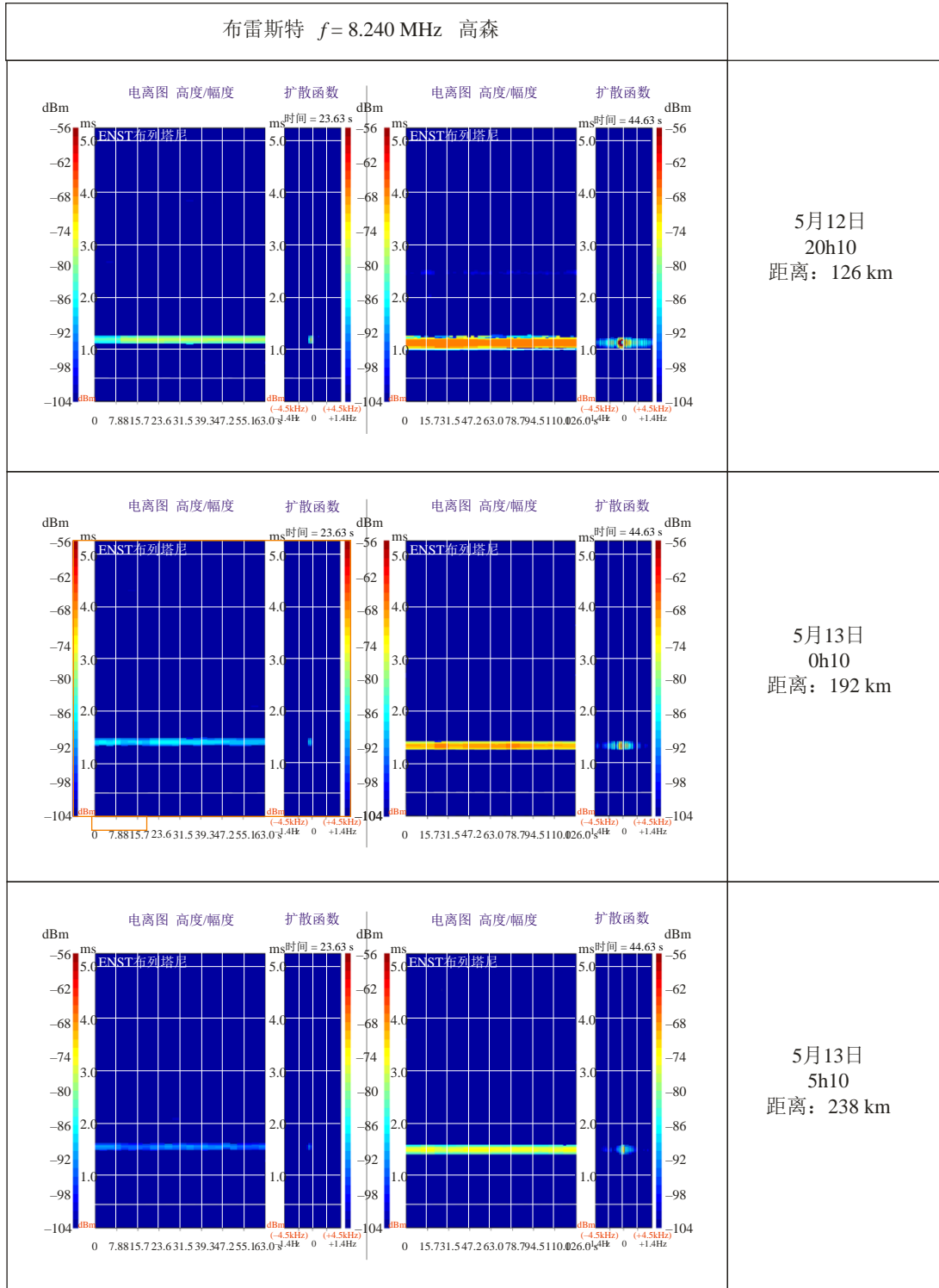


图78

拖网渔船的航线图，2009年7月11日，距离从205 km至327 km变化

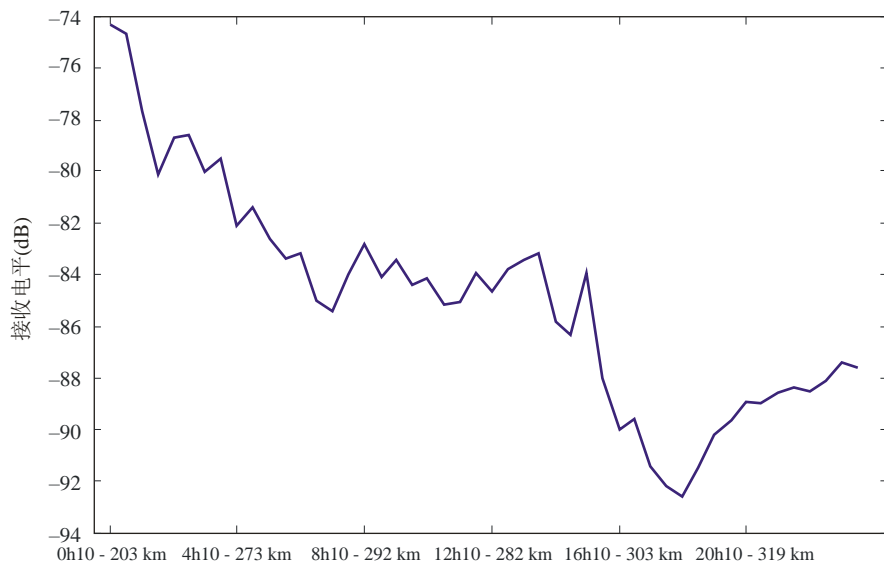


M.1798-78

图79实际上复制了图78的内容，但重点强调了接收电平随距离的线性变化。

图79

2009年7月11日在高森所接收信号电平的演变过程



M.1798-79

9.2 在陆地和海洋的混合型通路上陆地的影响

在图80和图81中，头四个点对应于发送与接收之间近似相等的距离（ ± 2 km）。但是，在这些点之间所接收的信号电平的变化大约是25 dB。

这一点可用地波与海波之间的转换以及因邻近海岸而有可能带来的部分屏蔽效应的影响这两种情况解释。

图80

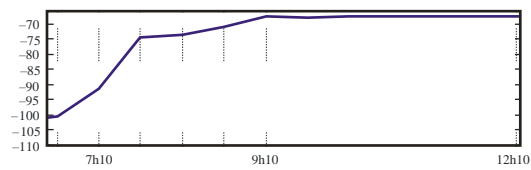
拖网渔船的航线图，2009年7月10日，在6h40与12h10之间



M.1798-80

图81

2009年7月10日在高森所接收信号电平的演变过程



M.1798-81

图82和图83是一个举例，即两个测试地之间接收到的信号电平之差大约是25 dB。主要由布雷斯特测试地25 km长的部分陆地通路的测试，证明这一差值是合理的。

图82

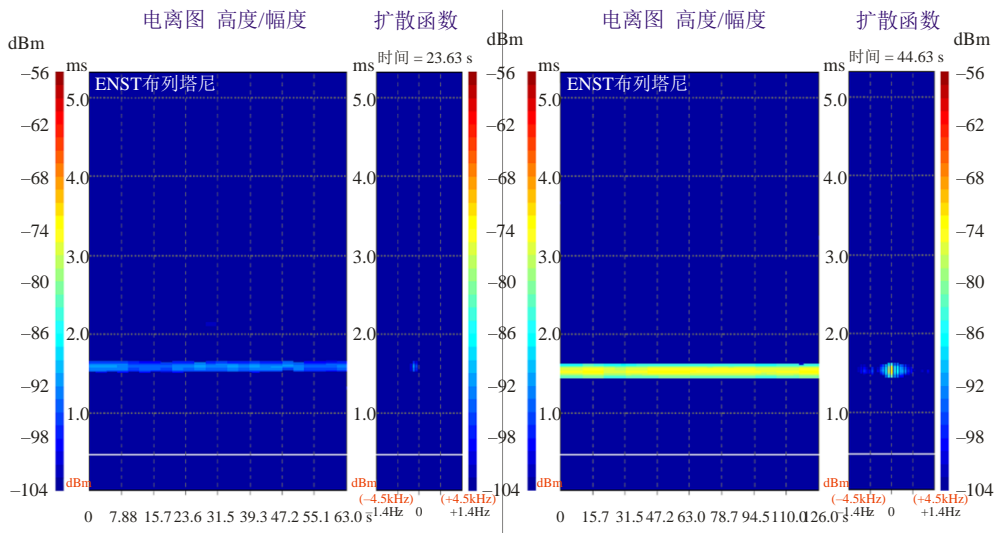
2009年5月13日05h10拖网渔船的位置



M.1798-82

图83

2009年5月13日05h10在布雷斯特（左图）和高森（右图）所接收信号的记录



M.1798-83

其他的分析提供了天线对接收通路选择性的影响。

布雷斯特的天波比高森的天波更为显著。

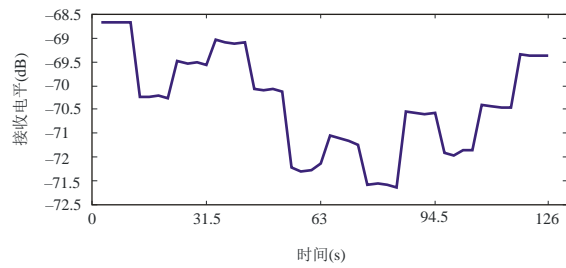
在高森，群时间使得有可能将海波（1.8 ms）与天波（> 2 ms）区分开。

因海波和天波而使各种通路重叠和伸长的问題，促使我们要考虑接收机与发送机天线的技术指标规范的问题。

下图表示，因船只调整方向以及海洋状态变化的情况下，在很短时间间隔内从船只接收的信号电平的变化。

图84

2009年5月13日00h40-00h42期间在高森所接收电平的演变过程

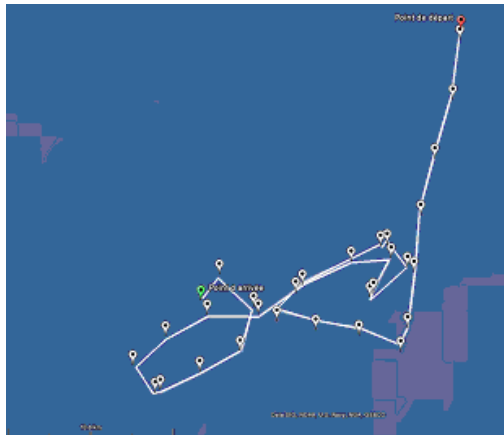


M.1798-84

图85和图86表示一种捕鱼的情况，期间距离保持稳定（ ± 7 km），而且这时有人注意到许多变化，当然是引起所接收信号电平显著增减的变化。

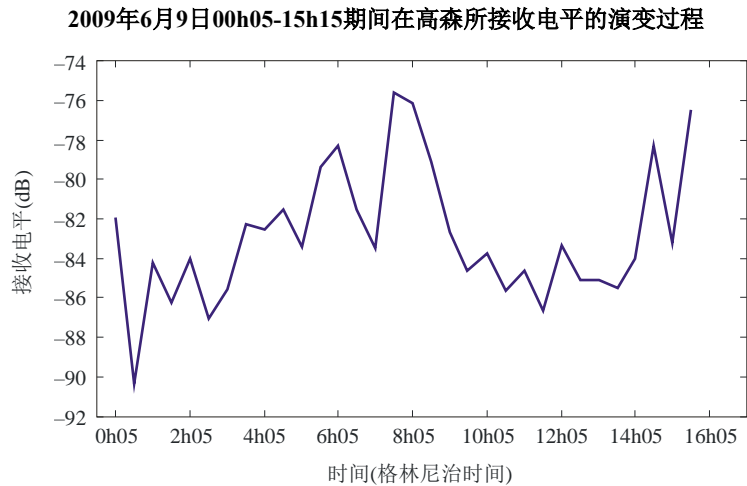
图85

拖网渔船的航线图，2009年6月9日，在00h05与15h15之间



M.1798-85

图86



M.1798-86

9.3 数据传输

用于测试OFDM协议。

9.3.1 海岸

采用1 kW 连续波的RF功率。

放大器为AB级，采用双工滤波器以减少互（相）调（制），并且增加与OFDM调制兼容的总的线性。

完成了天线的匹配，以便保证高于12 kHz的某个波段。

采用了各种天线，而实际上用的是16 m的垂直鞭状天线，附带一份有关20 m、36弧度的地网的计划。

之所以选择垂直天线是由这样的事实证明的，即因船舶天线要有利于海波传播而保持相同极性。



9.3.2 船舶

采用250 W连续波的RF功率。

天线是7.50 m的垂直鞭状天线，上有一刻度“pi”表示带宽大于12 kHz（具有10 kHz的OFDM频道）。

9.4 接收

9.4.1 海岸

接收机连接一根8 m的标准鞭状垂直天线并有50 Ω 的匹配电阻，带宽为基带内的12 kHz，从而允许用解码软件处理。

使用多台接收机从而能同时监控多个频率，并且能对多种类型的天线进行比较。



9.4.2 船舶

对于接收和发送，船舶采用了相同的天线。

在宽带接收机 (>12 kHz) 之前，放置了一个RF频段为4和8 MHz的前置放大器，这一频段是法国管理部门为测试分配的。



9.5 结论

- 实验结果表明将海岸电台安装在接近大海的地方以便使陆/海通路最短的重要性。
- 已经得到论证，采用垂直极化是很重要的。
- 为了利于具有垂直方向形式的海波以使天波衰减的可能性最小而采用何种类型的天线，是很重要的因素。
- 对海水表面波的测量证实了：
 - 当频率增加时，接收电平降低；
 - 接收电平是距离的反函数；
 - 在穿越地面通路的部分时，接收电平有很强的衰减；
 - 对于无线电链路的估算基本符合规定，其结果比国际电联发布的规定仅相差少量 (2-3) dB；
 - 相干性频段似乎是，大多数时间高于9 kHz；
 - 最大色散偏弱；
 - 天波 (E层，海拔90-100 km) 和/或 (F层，平均200 km) 能够比表面波产生更高的信号场强电平。

这一点指出了在垂直方向性图很低的情况下开展海岸电台天线的发射与接收研究工作的重要性。

图87

布雷斯特发送天线



M.1798-87

附件5

用于点对点通信的宽带高频数据交换系统

1 引言

本附件描述了岸到船、传到岸和船到船用于交换数字数据的点对点（PTP）通信系统。该系统适用于点对点数据交换、电子邮件、船位报告等多种业务。

该系统工作在无线电通信信道中4~27.5MHz的高频海洋波段，带宽10KHz，数据速率可达51kbit/s。

该系统利用FSK建立通信链路，然后利用OFDM进行数据交换。

该系统使用OFDM调制在半双工模式下工作。

该系统使用自适应调制和编码来优化海洋高频波段的频谱效率和吞吐量

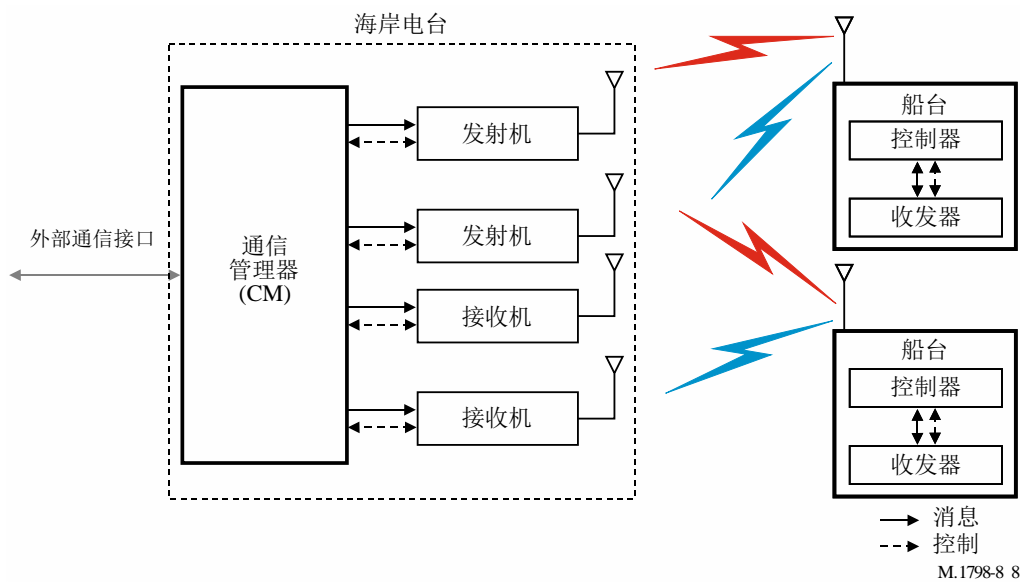
2 系统概况

该系统由下列各部分组成：

- 海岸高频台；
- 船上高频台；
- 通信管理器。

图88

点对点通信系统用宽带高频数据交换系统



2.1 海岸电台

海岸电台由分离发射机和接收机组成。

海岸电台能够通过若干频率同时发射信号。

海岸电台使用GNSS信号作为参考时钟信息。

2.2 船台

船台包括射频发射机和接收机。

船台使用GNSS信号来确定船位。

2.3 通信管理器 (CM)

CM用海岸发射机和接收机发送或接收消息或控制信号。

CM控制宽带高频通信。

CM能够通过外部网络接口与外部用户通信。

3 系统架构

3.1 海岸发射机

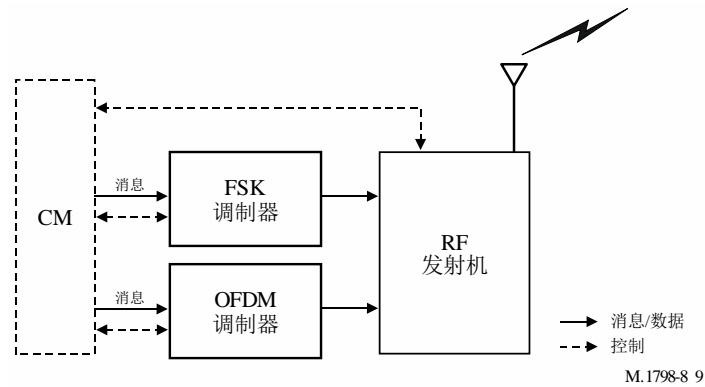
海岸发射机：

- 从CM接收消息；
- 将消息转换为FSK信号；
- 将消息转换为 OFDM 信号；
- 通过天线向船上发射射频信号；
- 向CM报告工作状态。

海岸发射机由下列各部分组成：

- FSK调制器；
- OFDM调制器；
- 射频发射机；
- 发射天线。

图89
海岸发射机



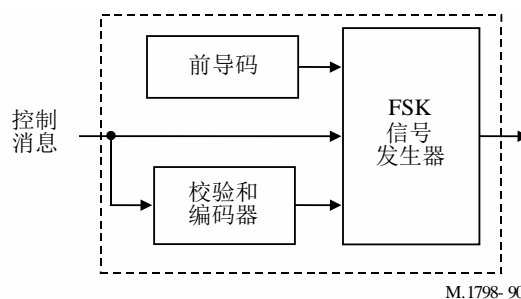
3.1.1 频移键控 (FSK) 调制器

FSK调制器用于建立点对点连接。

FSK调制器产生前导码、控制消息和校验和。

控制消息包含用于建立点对点连接的信息。

图90
频移键控调制器



3.1.1.1 前导码

前导码是两字节码。

前导码将在5.2.2节中介绍。

3.1.1.2 校验和编码器

校验和编码器产一个1字节的字。

3.1.1.3 频移键控 (FSK) 信号发生器

FSK信号发生器将在4.1节介绍。

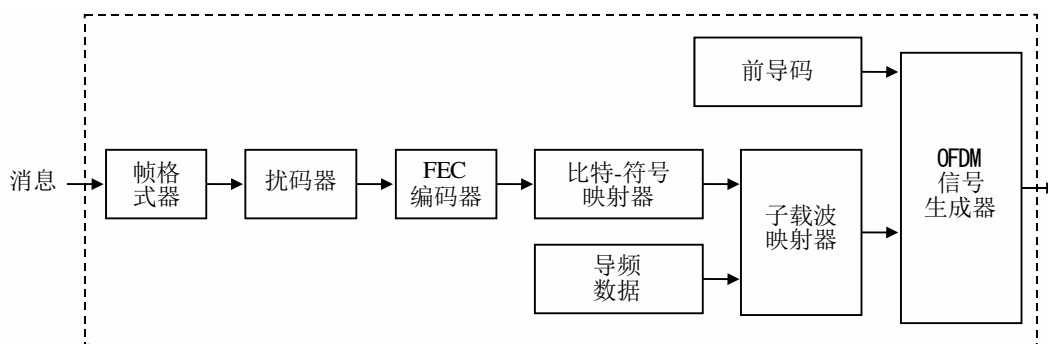
3.1.2 正交频分复用（OFDM）调制器

OFDM调制器产生前导码、消息、前向纠错（FEC）奇偶校验数据和导频数据。

OFDM调制器由前导码、帧格式器、扰码器、FEC编码器、比特-符号映射器、导频数据、子载波映射器和OFDM信号发生器。

图91

正交频分复用调制器



M.1798-91

3.1.2.1 前导码

前导码被用作第一个OFDM符号。

前导码将在4.2.6节介绍。

3.1.2.2 帧格式器

帧格式器按照4.2.2、5.3.2和5.3.3节所述规范产生一帧数据。

3.1.2.3 扰码器

扰码器将输入数据作随机化处理，防止出现长的0、1序列。扰码器将在4.2.3节介绍。

3.1.2.4 前向纠错编码器

纠错码方案决定了编码的稳健性。

本系统使用里德-索罗蒙码、卷积码和turbo码。

前向纠错将在4.2.5节介绍。

3.1.2.5 比特-符号映射器

比特-符号映射器将在4.2.4节介绍。

3.1.2.6 导频数据

导频数据将在4.2.6节介绍。

3.1.2.7 子载波映射器

子载波映射器按照格式化流和导频数据组织OFDM子载波。

3.1.2.8 正交频分复用（OFDM）信号发生器

OFDM信号发生器根据子载波映射器的输出产生OFDM基带信号。

OFDM信号发生器将在4.2节介绍。

3.1.3 射频发射机

射频发射机将基带信号上变频转换至4~27.5MHz射频信号，并将其放大到所需的发射功率。

海岸发射机的输出射频功率可以调节至1KW有效值。

射频发射机规范将在4.4节介绍。

3.2 海岸接收机

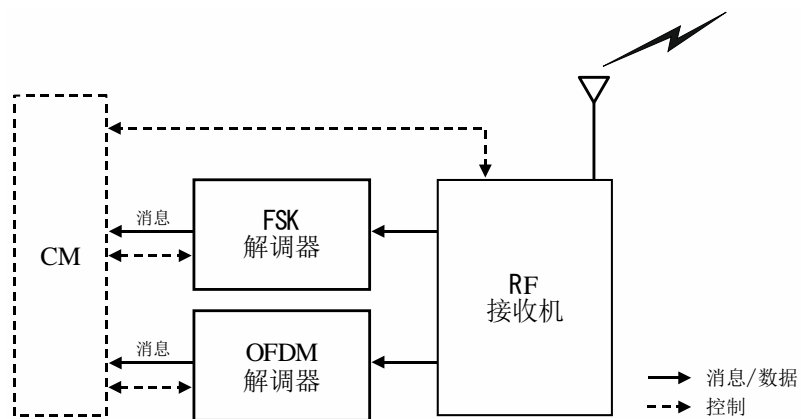
海岸接收机：

- 通过天线接收来自船上的射频信号；
- 将FSK信号转换为消息；
- 将OFDM信号转换为消息；
- 向CM发送消息；
- 监控工作状态并向CM报告。

海岸接收机由以下各部分组成：

- FSK解调器；
- OFDM解调器；
- 射频接收机；
- 接收天线。

图92
海岸接收机



3.2.1 频移键控（FSK）解调器

FSK解调器检测接收射频信号中的FSK信号，并提取消息。校验和解码器检验数据的完整性。

图93

频移键控解调器的功能框图



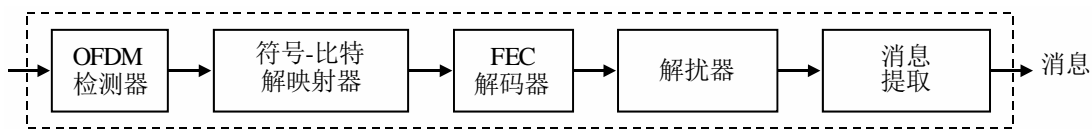
M.1798- 93

3.2.2 正交频分复用（OFDM）解调器

OFDM解调器检测接收射频信号中的OFDM信号，并提取消息。FEC解码器恢复原始数据。

图 94

频分复用解调器功能框图



M.1798- 94

3.2.3 射频接收机

射频接收机将接收到的射频信号下变频转换至基带信号，并将其放大到模数转换其所需的电平。

有关射频接收机的规范将在4.5节中介绍。

3.3 船台

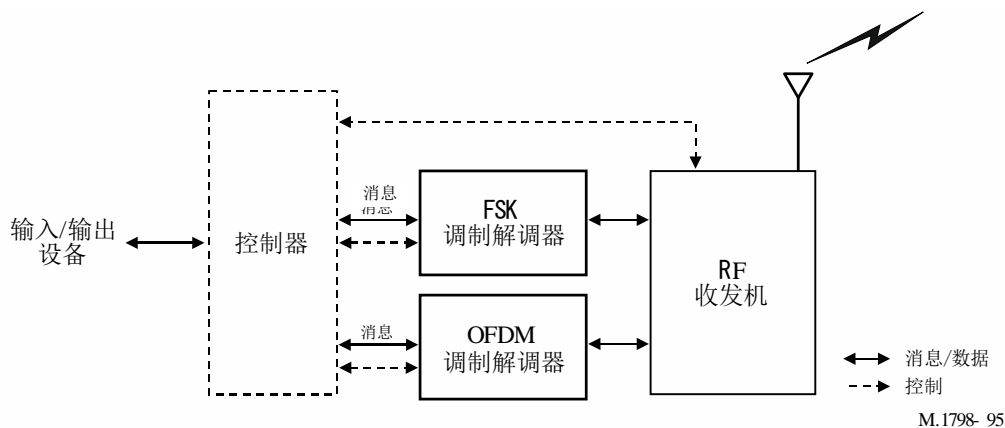
船台：

- 通过控制器接收来自输入设备的消息；
- 将消息转换为FSK或OFDM信号；
- 通过天线向海岸电台或其他船台发射射频信号；
- 通过天线接收来自海岸电台或其他船台的信号；
- 将FSK或OFDM信号转换为消息；
- 向控制器发送消息；
- 监控工作状态并向控制器报告。

船台由下列各部分组成：

- 控制器；
- FSK 调制解调器；
- OFDM调制解调器；
- 射频收发器和天线。

图95
船台



3.3.1 控制器

该单元接收下列信息：

- 来自外部设备的消息；
- 来自FSK解调器的消息；
- 来自OFDM解调器的消息；
- 来自调制解调器的监控信号；
- 来自射频收发器的监控信号。

该单元发送下列信息：

- 向外部显示设备发送消息；
- 向外部存储设备发送消息；
- 向FSK调制器发送消息；
- 向OFDM调制器发送消息；
- 向调制解调器发送控制信号；
- 向射频收发器发送控制信号。

控制器的控制功能包括：

- 检查服务质量（QoS）；
- 管理时间调度；
- 管理数据分组调度；
- 控制FSK，OFDM和RF收发器参数。

该单元为其他设备提供外部数据接口。

3.3.2 频移键控调制解调器

有关频移键控调制解调器的规定与3.1.1和3.1.2中节的规定相同。

3.3.3 正交频分复用调制解调器

有关正交频分复用调制解调器的规定与3.1.2和3.2.2节中的规定相同。

3.3.4 射频收发器

射频发射机将基带信号上变频转换至射频信号，并将其放大到所需的发射功率。射频接收机将接收到的射频信号下变频转换至基带信号并将其放大到模数转换器所需的电平。

船台的射频输出功率可以调节到100KW有效值。有关船上射频收发机的规范见4.6节。

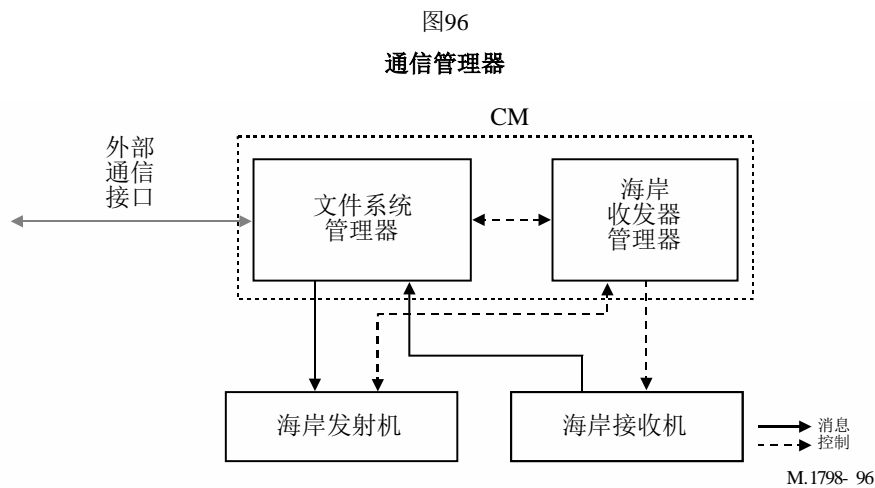
3.4 通信管理器 (CM)

通信管理器通过下列功能：

- 控制海岸发射机和接收机的工作参数；
- 管理通信时间调度；
- 管理通信分组调度；
- 监控海岸发射机和海岸接收机的工作状态和通信质量；
- 与外部用户交换信息。

CM包括：

- 文件系统管理器；
- 海岸收发机管理器。

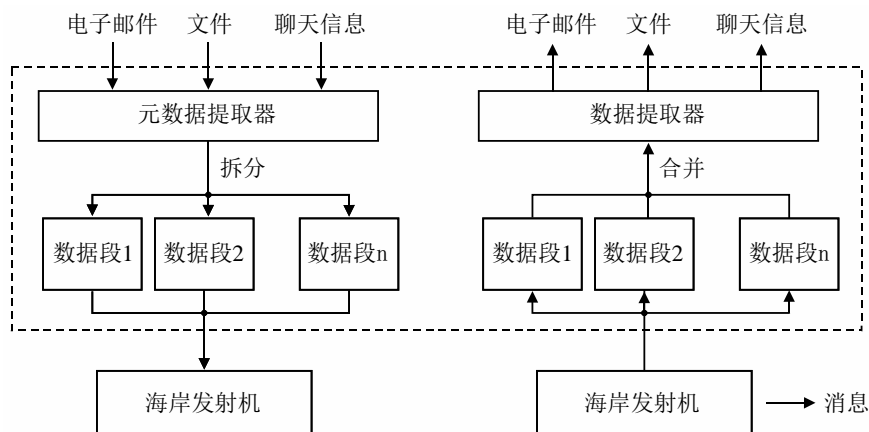


3.4.1 文件系统管理器

文件系统管理器：

- 将元数据分为适合于传输的子数据块；
- 将接收到的子数据块合并为元数据；
- 向海岸发射机发送消息；
- 接收来自海岸接收机的信息。

图97
文件系统管理器



M.1798-97

3.4.2 海岸收发机管理器

海岸收发机管理器在以下方面监督通信：

- 管理FSK通信协议；
- 管理FSK通信时间调度；
- 管理FSK分组调度；
- 管理OFDM通信协议；
- 管理OFDM通信时间调度；
- 管理OFDM分组调度；
- 传输确认；
- 监控服务质量。

海岸收发机管理器控制下列收发机参数：

- FSK 参数（速率、类型等）；
- OFDM 参数（调制、前向纠错等）；
- 载波频率；
- 发射功率；
- 接收增益；
- 收发机切换。

4 技术特点

4.1 频移键控调制

4.1.1 调制

数据（控制消息）二进制频移键控调制传送。

数据传输速率为100 bit/s.

传号和空号之间的频偏为170Hz（传号为+85Hz，空号为-85Hz）。

4.2 正交频分复用调制

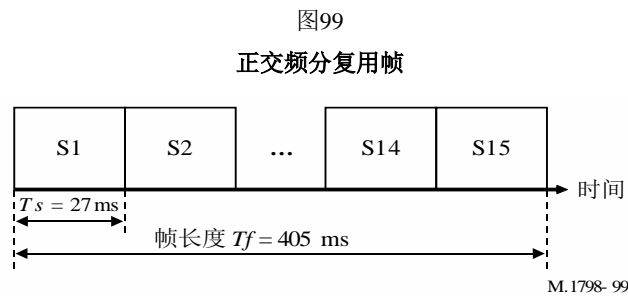
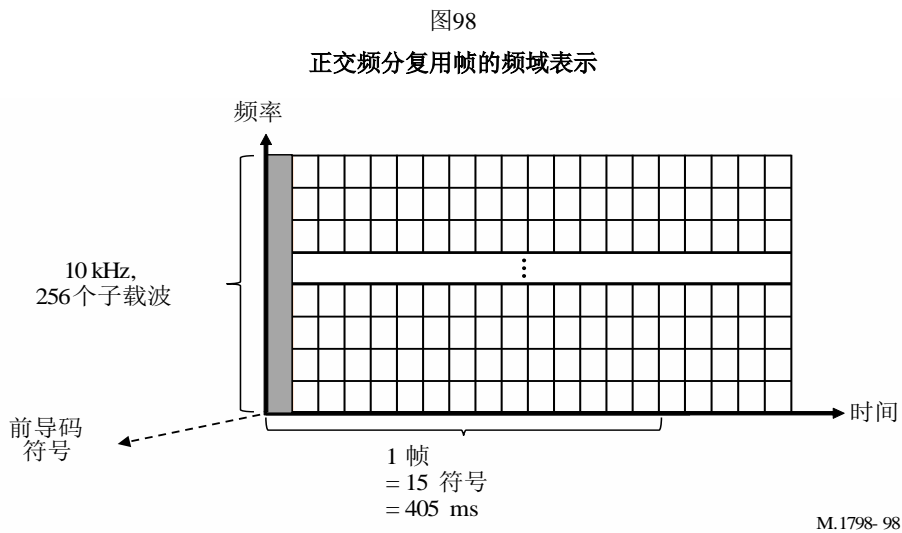
4.2.1 引言

OFDM利用大量间隔密集的（41.66Hz）正交子载波获得高频谱效率，以发送数据。这些子载波是按频率间隔分开来的（ $F_u = 1/T_u$ ），其中 T_u 是OFDM符号的持续时间。

OFDM符号间隔为 $T_s = T_u + T_g$ 。

将一种保护间隔（ T_g ）插入OFDM符号中以减轻多径效应，这样就会减少符号间的干扰。

然后将OFDM符号串接起来构成OFDM帧。



4.2.2 正交频分复用参数

表10
正交频分复用参数

参数	规格
带宽	10 kHz
子载波数	256
数据子载波数	228
参考采样速率 (×3 为过采样率)	32 k样本/s
FFT 周期(T_u)	24 ms

表10 (续)

参数	规格
子载波间隔	412/3 Hz
保护间隔(T_g)	3 ms
符号持续时间 ($T_s=T_u+T_g$)	27 ms
每帧符号数(N_s)	15
帧长 (T_f)	405 ms
每短帧符号数	2
短帧长度	54 ms
调制方式	4-QAM, 16-QAM, 64-QAM
前向纠错编码	卷积码、RS码、Turbo码

4.2.3 扰码器

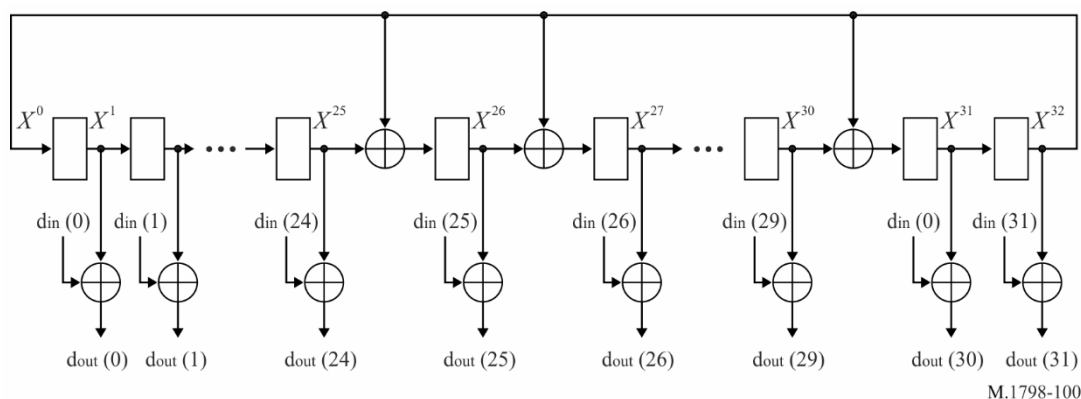
扰码器使用CRC-32生成器结构。

扰码器通过将寄存器的32位输出与32位输入数据异或运算产生32位输出数据。

多项式表示为 $x^{32}+x^{31}+x^{27}+x^{26}+1$ 。

实现扰码器需要使用一个32位的移位寄存器。

图100
字扰码器



注：解调器中，32位接收数据与32位调制器中所使用的生成器32位输出产生32位原始数据。因此，解调器中的字扰码器电路与图100中的电路相同。

4.2.4 调制

每个子载波用4进制正交幅度调制(QAM)、16-QAM或64-QAM调制。

图101

4-QAM星座图

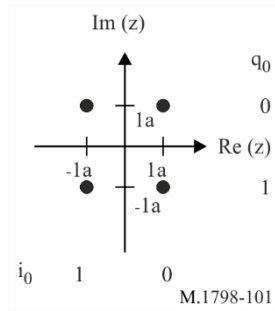


图102

16-QAM星座图

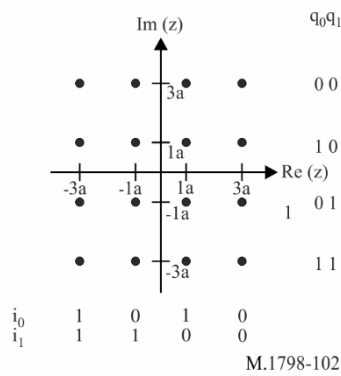
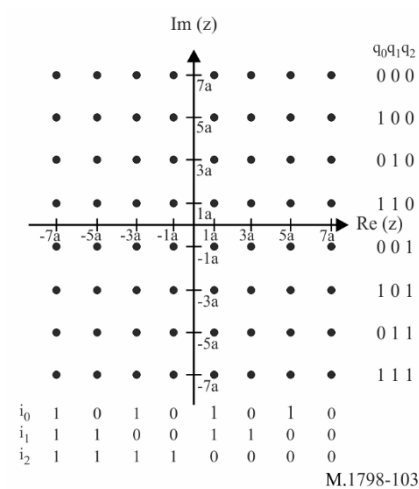


图103

64-QAM星座图



4.2.5 前向纠错

前向纠错方案取决于所用编码的完备性。

本系统采用RS码和/或卷积码或Turbo码。

表11
前向纠错方案

模式	外码	内码	
1	RS (204,188)	-	
2		卷积码 (K=7, r=1/2)	截短1/2
3			截短2/3
4			截短3/4
5			截短5/6
6			截短7/8
7	-	Turbo码	截短1/2
8	-	(2位二进制) r=1/2)	截短3/4

4.2.6 同步

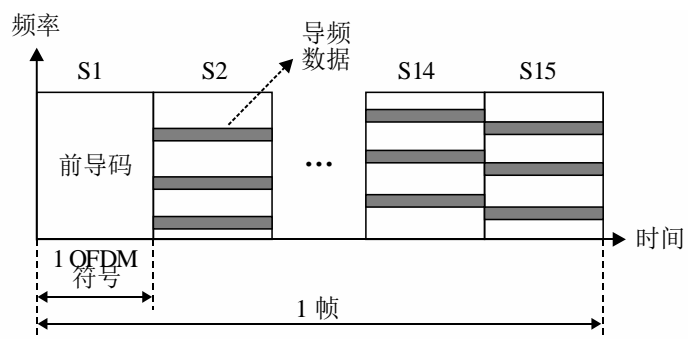
为很好地借条每个子载波，必须对每个子载波确定无线电传输频道的响应并应采用均衡措施。为此，有些OFDM符号的子载波可携带导频数据。

导频数据使接收机就能：

- 估算频偏；
- 估算无线传输信道。

导频数据的数量取决于信号所需的鲁棒性。

图104
正交频分复用信号中的导频数据



M.1798- 104

导频数据如表12所列。

4.3 数据速率

在10kHz的信道带宽中，最大原始数据速率约为51 kbit/s。

4.4 海岸电台发射机规范

表14

海岸电台发射机规范

参数	规范
发射功率	≤1 kW (有效值)
频带	4 MHz~27.5 MHz
载波频率容差	±0.3 ppm之间
频谱占用率	符合图105的要求
杂散辐射	≥ 50 dBc, 不超过50 mW (+17 dBm)的绝对平均功率

4.5 海岸电台接收机规范

表15

海岸电台接收机最低规范

参数	规范
频带	4 MHz~27.5 MHz
相邻信道保护	20 dB (±10 kHz处) 25 dB (±20 kHz处) 35 dB (±30 kHz处)
灵敏度	好于-95 dBm (块长度为1000位, 占用频率带宽为10kHz时, 纠错后误码率=0.05。)
杂散响应抑制	≥ 60 dB
互调	≥ 50 dB
阻塞	≥ 40 dB ($ f-f_c > 30$ kHz)

4.6 船台发射机规范

表16

船台发射机规范

参数	规范
发射功率	≤100W (有效值)
频带	4 MHz~27.5 MHz
载波频率误差	±0.3 ppm之间

频谱占用率	符合图105的要求
杂散辐射	≥43 dBc，不超过50mW(+17dBm)的绝对平均功率

表17

船台接收机最低规范

参数	规范
频带	4 MHz~27.5 MHz
相邻信道保护	20 dB (± 10 kHz处) 25 dB (± 20 kHz处) 35 dB (± 30 kHz处)
灵敏度	好于 -95 dBm (块长度为1000位, 占用频率带宽为10kHz时, 纠错后误码率=0.05。)
杂散响应抑制	≥ 60 dB
互调	≥ 50 dB
阻塞	≥ 40 dB

5 通信协议

5.1 特点

该系统由点对点通信的链路建立阶段和数据交换阶段组成。

该系统是半双工系统。

在点对点通信中, 信息发送站 (ISS) 发送信息, 信息接收站 (IRS) 接收信息并对ISS进行确认。

ISS和IRS对海岸电台和船台没有区别。

链路建立阶段使用FSK调制。

数据通信阶段使用OFDM调制。

图106
通信协议



5.2 使用频移键控建立链路

5.2.1 帧定时

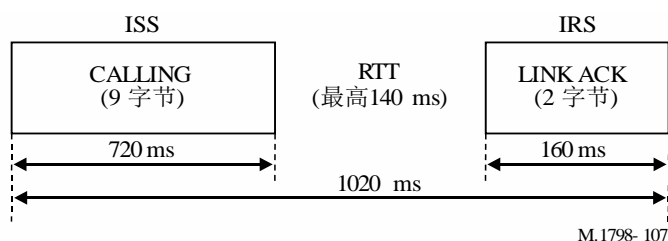
链路建立的帧定时为1020ms。

当IRS无响应时，ISS每隔1020ms重发一个CALLING块。

CALLING块长度为720 ms，LINK ACK 块长度为160 ms。

最大允许往返时间（RTT）为140 ms。

图107
链路建立的帧定时



M.1798-107

5.2.2 块格式

5.2.2.1 CALLING块

CALLING块的数据长度为9字节。

在IRS中，用一个双字节前导符检测CALLING块。

SC1 – SC9 字段表示 IRS 的MMSI（MMSI是ITU-R M.585建议书的最新版本中定义的）。

IRS的MMSI通过每字节封装两个MMSI数字在4.5字节内传输。

RATE字段长度为半字节，用于规定链路的格式。

TYPE字段的长度为1字节，用于规定传输数据格式。

还包括一个用于确认呼叫帧无差错接收的单字节校验和。

图108
CALLING块格式

1010	0011	SC1	SC3	SC5	SC7	SC9	TYPE	校验和
1100	0101	SC2	SC4	SC6	SC8	RATE		

前导符

M.1798-108

表18

CALLING块中的RATE字段和TYPE字段

RATE		TYPE	
取值	通信模式	取值	数据类型
2	FSK200	0	文件

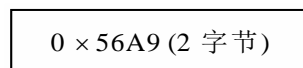
3	FSK100	1	图像
4	DPSK600		
5	DPSK400		
6	DPSK200		
8	OFDM(N = 32, M = 4)		
14	附件5		

5.2.2.2 LINK确认接收块

当接收到的CALLING块中的MMSI匹配时，IRS用LINK ACK响。

图109

LINK确认接收块格式



M.1798- 109

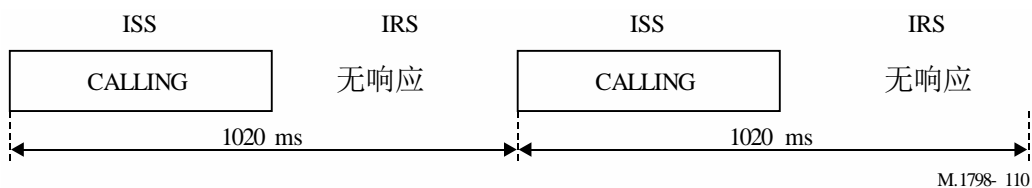
5.2.3 协议场景

5.2.3.1 场景1

如果ISS未接收到LINK ACK,，ISS每隔1020ms重新发送一个CALLING块。

图110

协议场景1



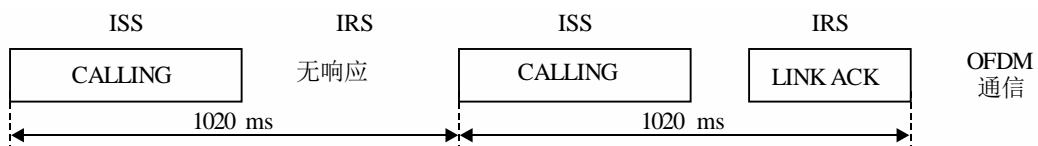
M.1798- 110

5.2.3.2 场景2

如果ISS接收到一个LINK ACK, 在用一个1020ms的帧定时建立链路后，ISS切换到OFDM通信模式。OFDM信号用64-QAM传输，前向纠错为模式7（如图11所示）。

图111

协议场景2



M.1798- 111

5.3 使用正交频分复用的数据通信

5.3.1 帧定时

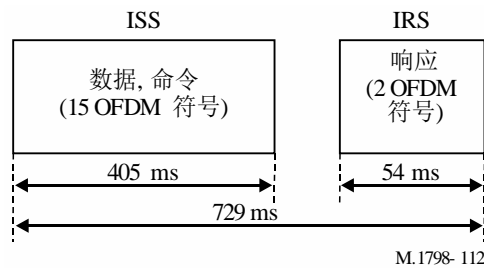
数据通信帧时为729ms。

ISS每隔729ms发送数据或命令。

ISS 帧时为405 ms， IRS帧时为54ms。

图112

数据通信的帧时



5.3.2 信息发送站控制块格式

ISS有三条控制消息：MYCALL、END和OVER。

5.3.2.1 MYCALL控制块

MYCALL的控制消息是 0xE0。

通过在每个字节中封装两个MMSI数字，IRS的MMSI以4.5个字节进行传输。

分组的其余字节用填充模式填充。

图113

MYCALL控制块格式

前导码 (1 OFDM 符号)	控制 (0xE0) (1 byte)	MMSI (9 数字) (4.5 字节)	填充模式('1010')
	+ FEC		

M.1798- 113

5.3.2.2 END控制块

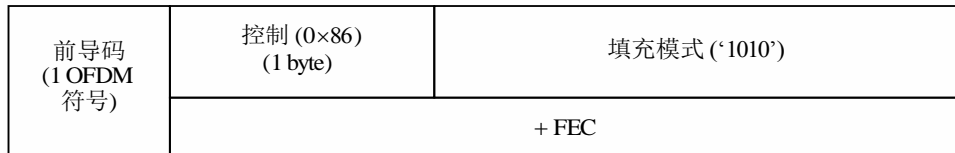
END块的控制消息是0x86。

分组的其余字节用填充模式填充。

END控制块用于传递链路结束信号。

图114

END控制块格式



M.1798- 114

5.3.2.3 OVER控制块

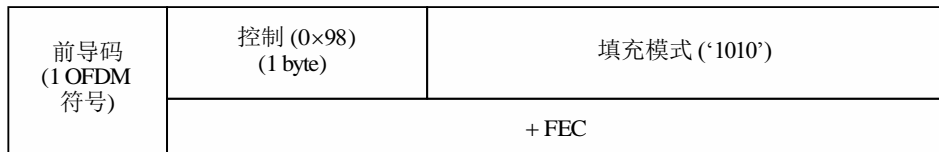
OVER块的控制消息是0x98。

分组的其余字节用填充模式填充。

OVER控制块用于传递ISS和IRS 之间角色交换的信号。

图115

OVER 控制块格式



M.1798- 115

5.3.3 信息接收站响应块格式

IRS有四条响应：ACK、NAK、END_ACK和FORCED_OVER。

IRS响应块由2个OFDM符号，一个用作前导符，另一个用作控制消息。

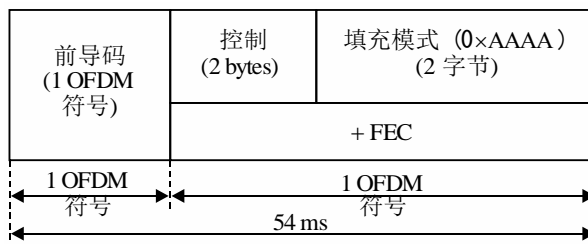
5.3.3.1 确认接收、END_ACK和FORCED_OVER响应块

ACK、END_ACK和FORCED_OVER块的控制消息分别为0x56A9、0x956A和0x6A95。

分组的其余节用填充模式填充。 .

图116

接收确认、END_ACK和FORCED_OVER 块格式



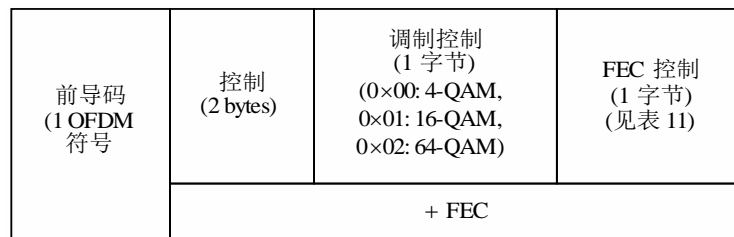
M.1798- 116

5.3.3.2 未确认 (NAK) 响应块

NAK块的控制消息是0xA956。

双字节调制和FEC控制消息发送给ISS，用于改变调制和/或FEC方案。

图117
未确认块格式



M.1798- 117

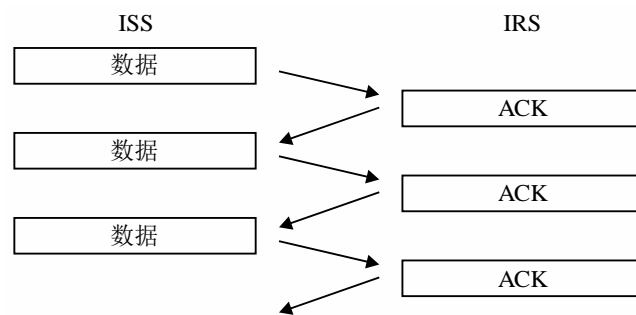
5.3.4 协议场景

5.3.4.1 数据通信协议场景 1

如果IRS无差错接收了所有数据，IRS用ACK响应。

ISS在收到ACK后发送下一个数据。

图118
数据通信协议场景1



M.1798- 118

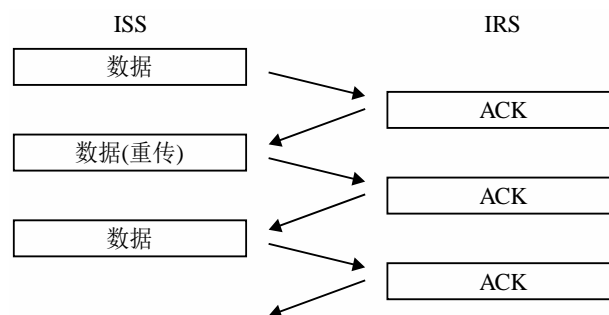
5.3.4.2 数据通信场景2

IRS无差错接收数据后，IRS用ACK响应。

如果没有接收到ACK消息，则ISS重新发送数据。

IRS用序列号识别数据。

图119
数据通信协议场景2



M.1798- 119

5.3.4.3 数据通信场景 3

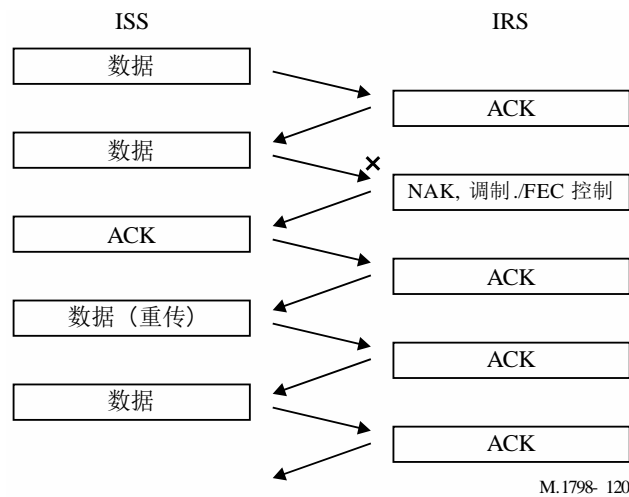
如果IRS没有收到数据，IRS用NAK响应，并在相同时间发送调制和FEC控制消息。
收到NAK消息后，ISS用ACK进行应答。

ACK.收到ACK消息后，IRS用ACK进行应答。

ISS收到ACK消息，ISS在改变调制和FEC方案后，重新发送数据。

图120

数据通信协议场景 3



5.3.4.4 数据通信场景4

如果IRS没有收到数据，则用NAK做出应答，并在同时发送调制和FEC控制消息。

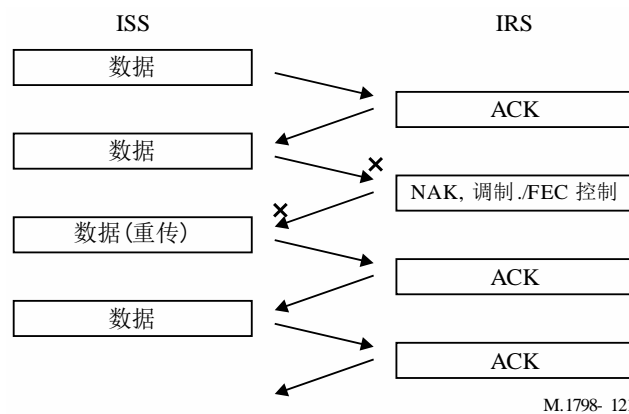
如果没有收到NAK消息，则ISS重新发送数据。

如果IRS无差错接收到数据，则IRS用ACK应答。

如果ISS收到ACK消息，则发送选一个数据，不改变调制和FEC方案。

图121

数据通信协议场景 4



5.3.4.5 数据通信场景5

如果IRS没有收到数据，则用NAK应答，并在同一时间发送调制和FEC控制消息。
 如果ISS没有收到NAK消息，则重新发送数据。

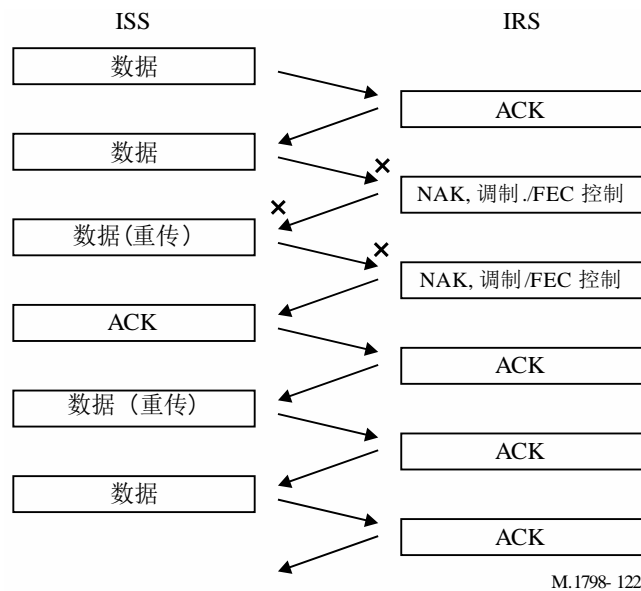
如果IRS没有收到数据，则用NAK应答，并在同一时间发送调制和FEC控制消息。
 收到NAK消息后，ISS用ACK应答。

收到ACK消息后，IRS用ACK应答。

如果ISS收到ACK消息，ISS在改变调制和FEC方案后，重新发送数据。

图122

数据通信协议场景 5



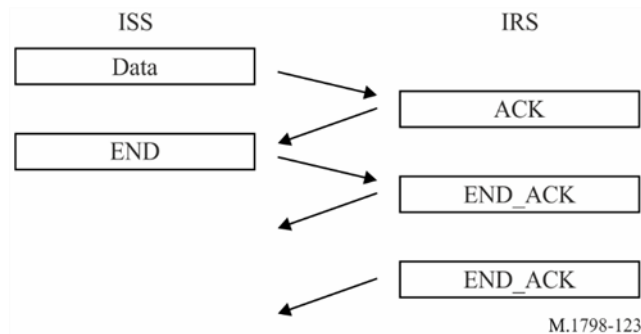
M.1798-122

5.3.4.6 END 场景

如果IRS无差错地收到一条END控制消息，则用两个END_ACK消息进行应答。

图123

END 协议场景



M.1798-123

5.3.4.7 OVER 场景

如果IRS无差错地收到一条OVER控制消息，则用ACK应答。

ISS收到ACK后用NAK应答。

如果IRS收到一条NAK消息，则IRS变为ISS，并发送数据。

图124

OVER协议场景

