

ITU-R M.1798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年)

范围

第351号决议 (WRC-03)要求海事机构对在MF和HF频带的水上移动业务 (MMS) 中新数字技术的使用进行审议。第351号决议 (WRC-03)还提到对MMS中使用新数字技术的需要快速增长, 并提到在划分给MMS的HF和MF频率上使用新数字技术将有可能更好地回应正在出现的对新的水上业务的需求。该决议还注意到, WRC-03修改了《无线电规则》(RR)附录17, 以便在自愿的基础上允许使用在MF和HF频带内为初步测试和未来引入新数字技术确定的各种频道或频带。本建议书对目前MMS中用于交换数字数据和电子邮件的一种MF/HF无线电系统和一种HF数据传送协议做了说明, 这种交换在《无线电规则》附录17规定的频率上或在《无线电规则》附录17之外的频率上进行, 提供了一种类似于窄带直接印字电报(NBDP)的操作能力及许多其他特性。

本建议书还对一种提供完全透明用户互操作性的方法做了说明。

国际电联无线电通信全会,

考虑到

- a) 第351号决议(WRC-03) 请ITU-R最后完成正在进行的研究:
 - 以确定在划分给MMS的MF和HF频带内促进使用数字系统所必需的技术特性, 同时顾及任何相关的ITU-R建议书;
 - 以确定在MH/HF频带内MMS使用的数字系统;
- b) IMO曾请国际电联制定一份说明此类系统(HF频带的数据交换)技术特性的建议书, 并顾及第351号决议(WRC-03)的做出决议1;
- c) 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;
- d) 这种系统应能够用于符合全球水上遇险和安全系统(GMDSS)的标准船舶无线电设备;
- e) 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);
- f) 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;

* 应提请国际海事组织 (IMO)注意本建议书。

- 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) HF数据业务会提高工作效率和水上安全性;
- j) 在MSS中引入新数字技术不能中断MF和HF频带的遇险和安全通信, 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;
- k) 近极地区(A4)还在有限使用NBDF, 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;
- l) HF数据业务需要的带宽可能超过3 kHz;
- m) 可自动连接互联网服务提供商的水上HF数据系统会提高业务量处理效率;
- n) 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;
- o) 对船舶与船舶的互操作性的需求持续不断;
- p) 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;
- q) 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,

注意到

1 附件1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 用于HF频带向船舶发射数据和从船舶接收数据的系统应采用附件1中给出的HF水上数据业务、特性和调制解调器协议示例;

2 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;

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和ITU-R M.625建议书的无线电通信, 无论是前项纠错 (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的适用要求。

¹ 认识到该需求须合乎《无线电规则》第七章的要求。

附件 1

HF水上数据业务、特性和调制解调器协议示例

1 引言

本附件详细说明目前正在用的下述两种HF电子邮件系统：

系统1：采用正交频分复用(OFDM)的HF数据业务调制解调器协议；

系统2：采用Pactor-III协议的电子邮件系统，包括全球链接网(GLN)所用的系统。

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：

- 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。

3 系统1 — 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。

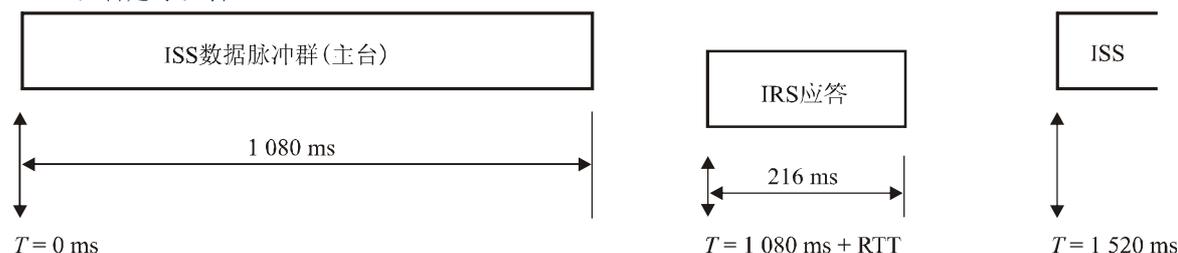
帧定时

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。

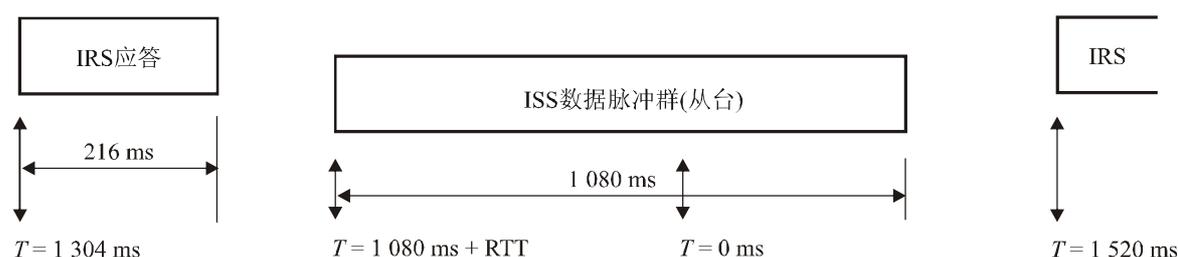
注一 RTT是往返传播与从台处理时间。

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。

OFDM主台定时-主台 = ISS



OFDM主台定时-从台 = ISS



1798-00

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1520 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1684 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2047 (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2047个码块编码之后，序列号从2047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(2047 - 64)或1983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时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2047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)

1 0 0 0 0 1 1 0

CONTROL – END (0x98)

1 0 0 1 1 0 0 0

CONTROL – MYCALL (0xE0)

1 1 1 0 0 0 0 0

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。

<p>BLOCK 1 RESPONSE (16比特)</p>
--

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])

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 ($T = 720$ ms + RTT)

CS1

ISS无法解码CS1! 重传DPSK_ACQDPSK捕获脉冲群 ($T = 1\ 020$ ms) --->

DPSK_ACQ

DPSK捕获脉冲群 ($T = 2\ 040$ ms) --->

DPSK_ACQ

DPSK捕获脉冲群 ($T = 4\ 080$ ms) --->

DPSK_ACQ

<--- DPSK ACQ OK ($T = 720$ ms + RTT + $4\ 080$ 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 ($T = 0$ ms) --->

DPSK_ACQ

<--- DPSK ACQ OK ($T = 720$ ms + RTT)

CS1

ISS – OFDM (周期变为2 672 ms)

发送OFDM长脉冲群 ($T = 0$ 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 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 ($T = 720$ ms + RTT + 4 080 ms)

CS1

发送OFDM长脉冲群 ($T = 5$ 344 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 ms + RTT + 5 344 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

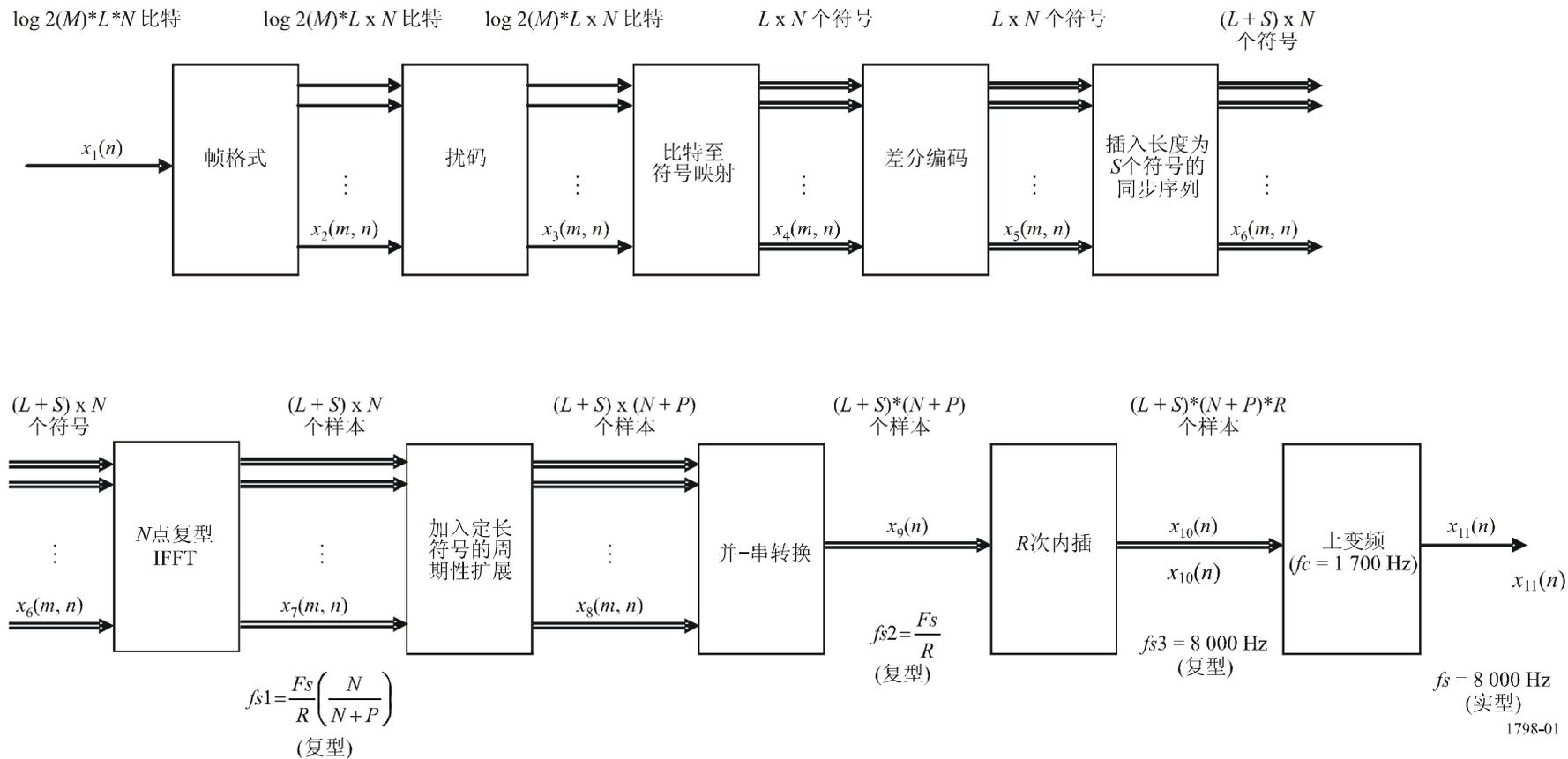
图1示出了调制器的体系结构。表1列出了用于规定调制器的若干参数。对于 $M=4$ ，先将长度为 $\log_2(M)*L*N$ 的信息比特 $x_1(n)$ 格式化为 N 帧的 $x_2(m, n)$ ，如图3所示。 N 个长度为 $\log_2(M)*L$ 的并行通路一一扰码成 $x_2(m, n)$ 。然后将这些经过扰码的帧映射为 $L*N$ 个符号 $x_4(m, n)$ ，并差分编码为符号 $x_5(m, n)$ 。为便于同步，加入一个具有 S 个符号的序列，形成 $(L+S)*N$ 个符号 $x_6(m, n)$ 。将 $(L+S)*N$ 个符号 $x_6(m, n)$ 加至复型快速傅里叶逆变换(IFFT)的输入端，形成样本率为 fs_1 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 $(L+S)*(N+P)$ 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 $(L+S)*(N+P)$ 、样本率为 fs_2 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 fs_2 的 $(L+S)*(N+P)*R$ 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)

图1
OFDM调制器



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。

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

表 3 (续)

	$M = 4$ $N = 32$
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.520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.520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 (N)	扩展 (P)	相位 (M)	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 $f_s = 2\ 666.6$ Hz得出 $R_b = \log_2(M) * f_s / N = 83.33$ Hz的副频道比特率。一帧之内的比特数目为:

$$N_b = R_b T_f \quad (3)$$

且帧差错概率为:

$$P_f = P_e N_b \quad (4)$$

其中 P_e 为比特差错概率。重新发射时长为:

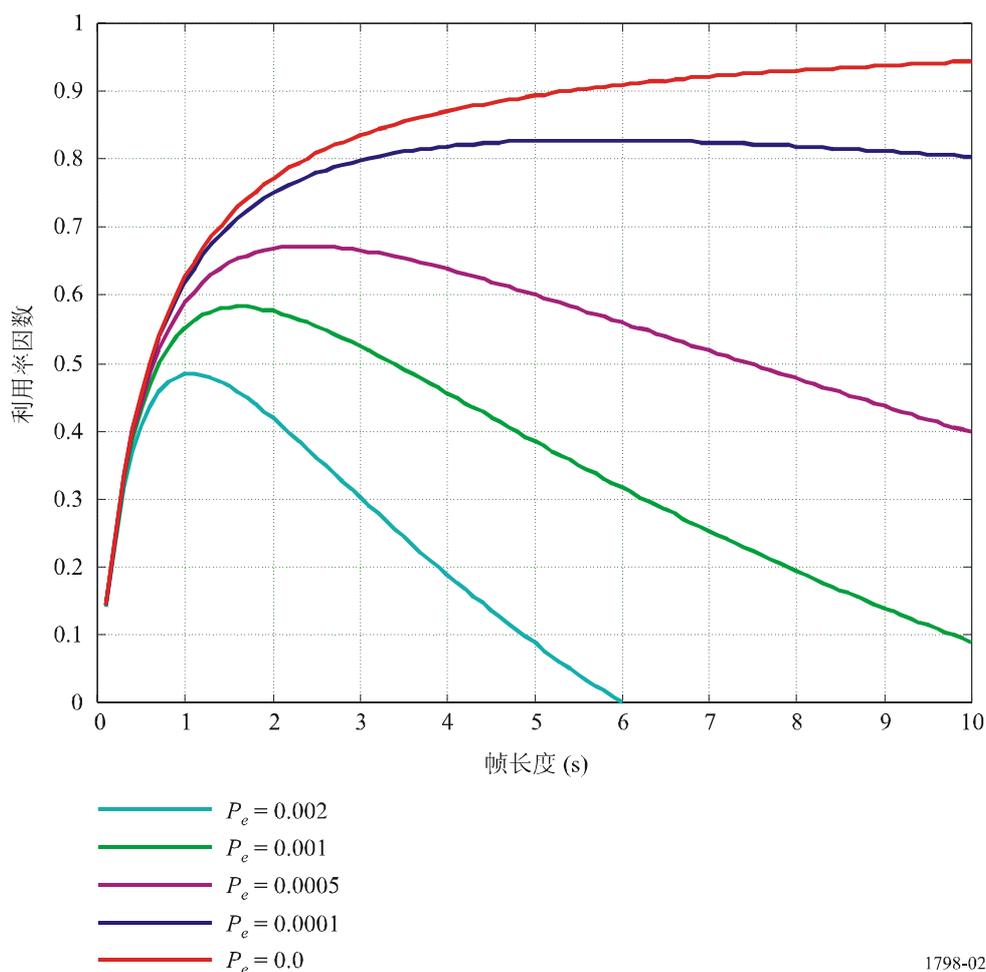
$$T = T_f + T_a + \tau \quad (5)$$

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



1798-02

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)

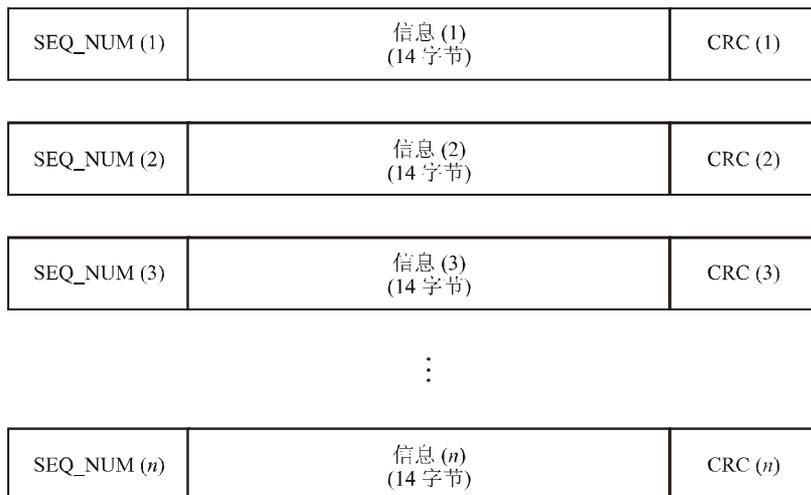
为了验证收到的帧有无差错，采用循环冗余校验码(CRC)。CRC与DATAPLEX中所用的相同，在长脉冲群内每64帧发送一次。CRC是16比特的标准ITU-T代码，其生成多项式为：

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

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一串转换的帧结构。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

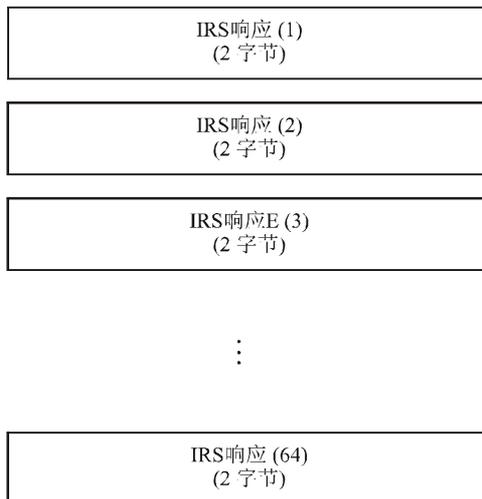
 $M=4$ 的帧结构

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响应的互相关性性能优于DATAPLEX。

图4

 $M=4$ 的帧结构

1798-04

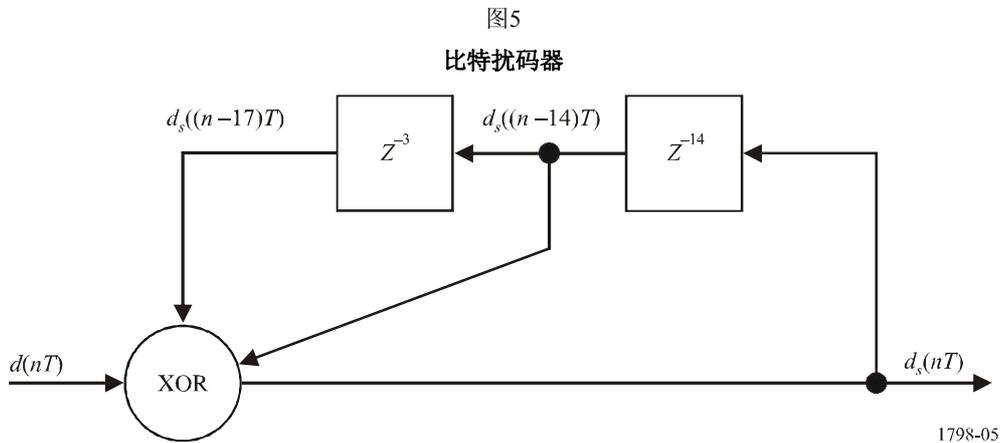
扰码器

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：

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

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。



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。

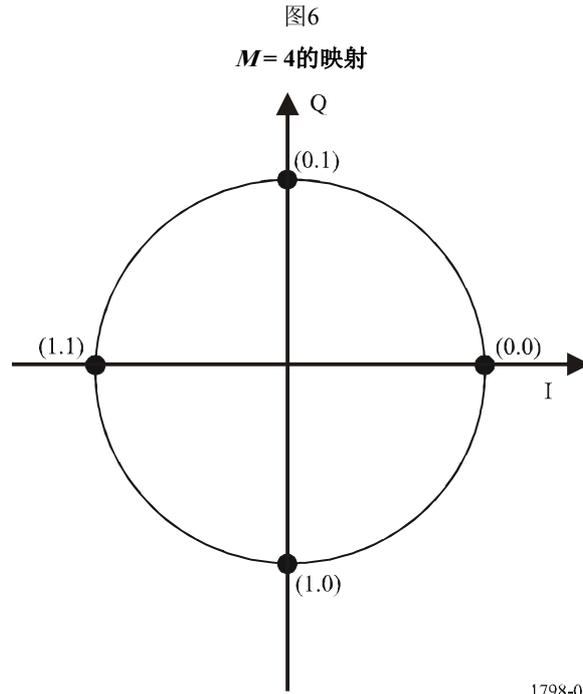
比特至符号映射

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



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：

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

其中 $\psi(n)$ 是已编码相位输出， $\phi(n)$ 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：

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

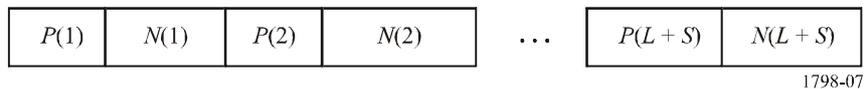
周期性扩展

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 。

并一串转换

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 $Fs/R = 8\ 000/3 = 2\ 666.67\ \text{Hz}$ 的 $(L + S) \times (N + P)$ 个样本。转换结构见图7。

图7
并一串转换样本输出结构



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 $2\ 666.67\ \text{Hz}$ 转换为 $8\ 000\ \text{Hz}$ 。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

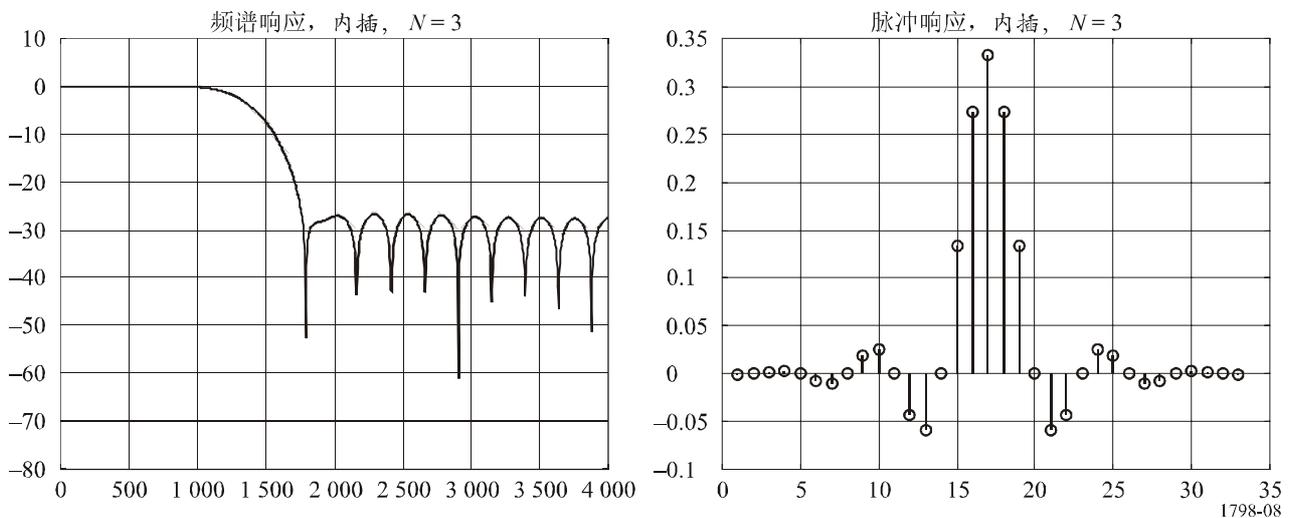
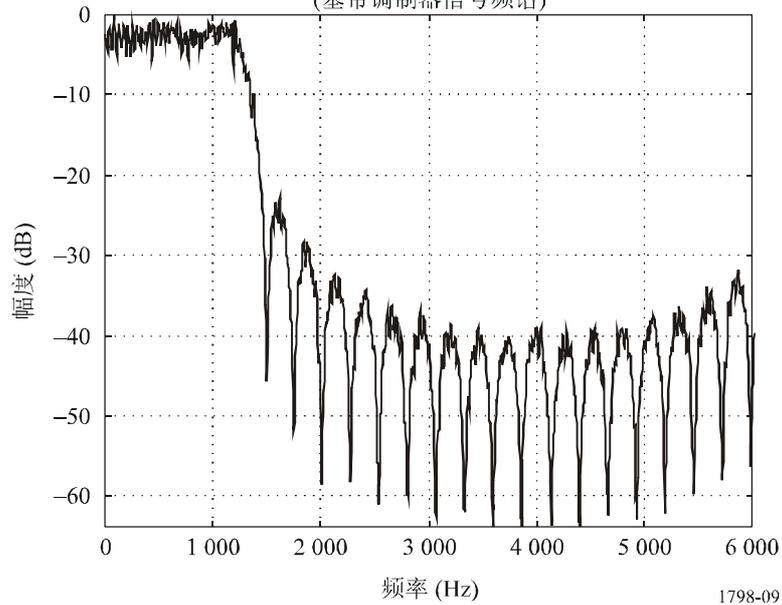


图9

基带信号的频谱

(基带调制器信号频谱)



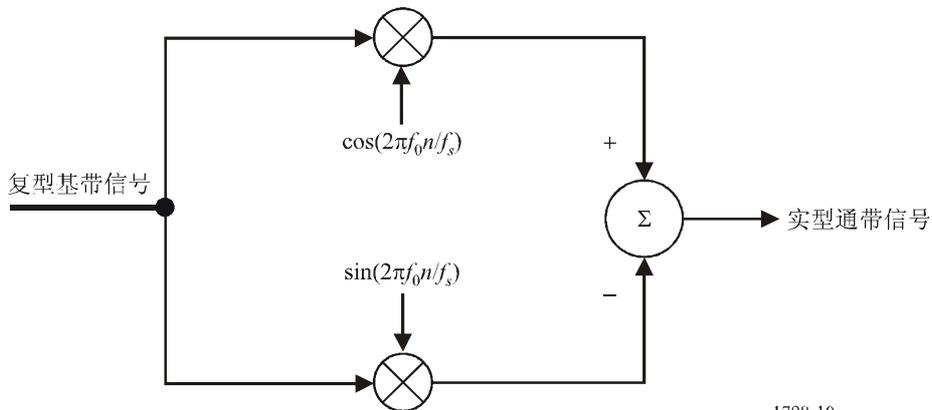
1798-09

上变频器

上变频器用于将基带信号与载频为 $f_c = 1700$ 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。

图10

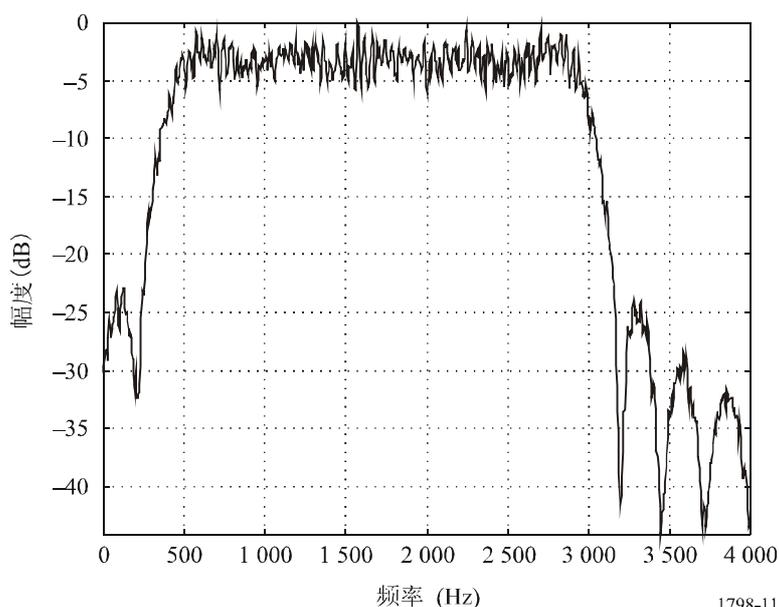
上变频器



1798-10

图11

通带调制器信号的频谱



1798-11

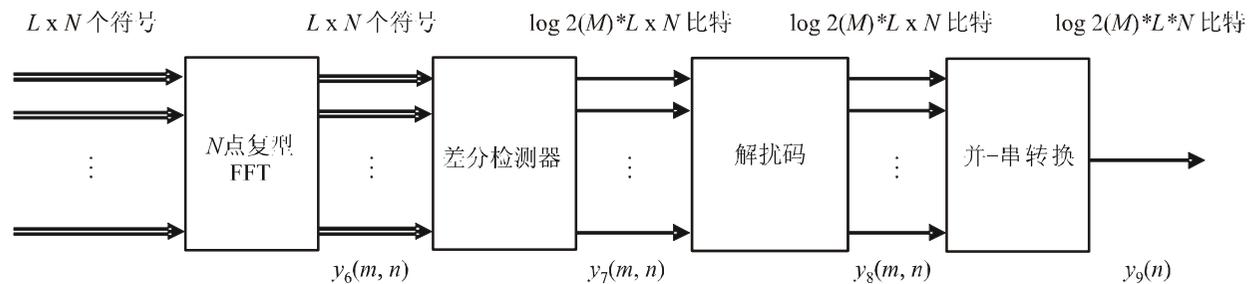
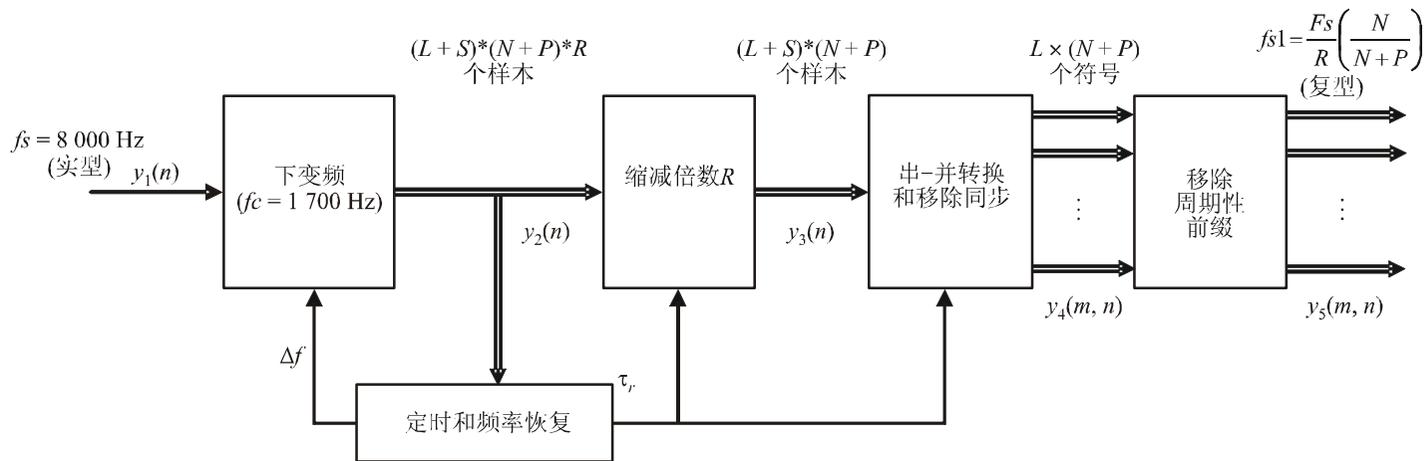
解调器

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 $y_5(m, n)$ ：

$$fs1 = \frac{Fs}{R} \left(\frac{N}{N+P} \right) \quad (11)$$

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

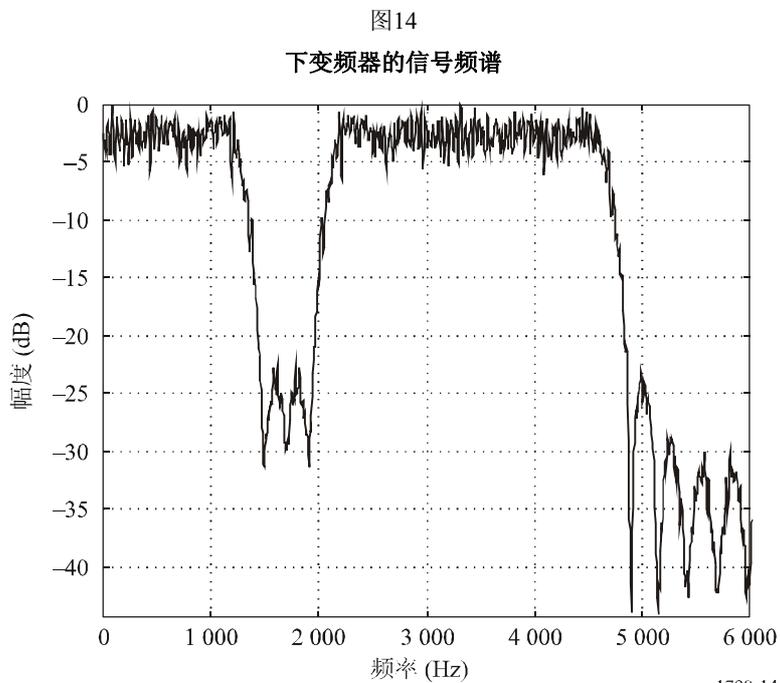
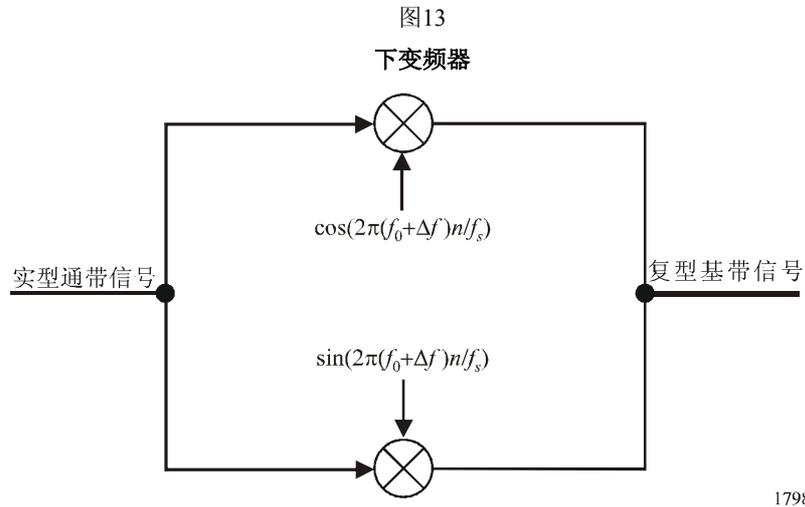


N : IFFT长度
 P : 扩展长度
 M : PSK的阶数

L : 脉冲群内并行符号的数目
 R : 内插率
 S : 同步符号的数目

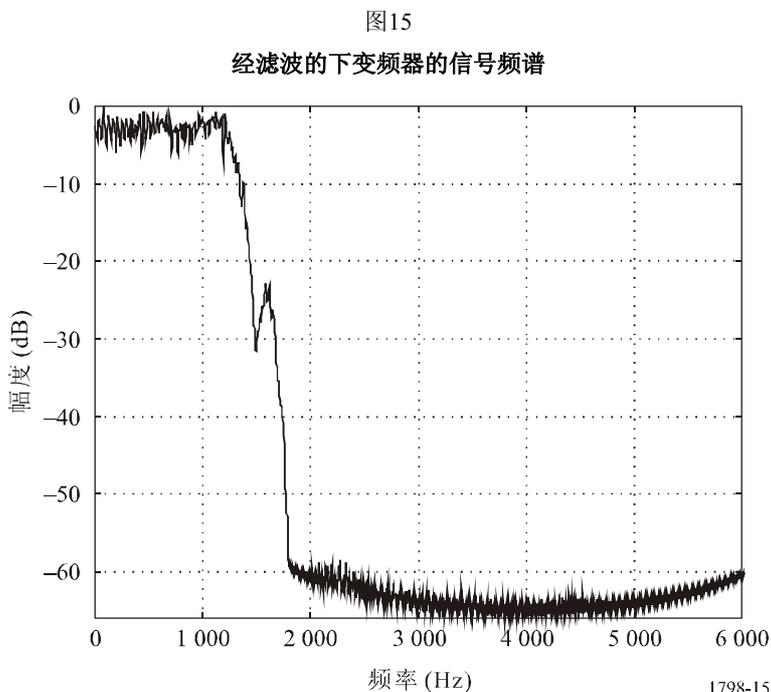
下变频器

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。



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 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 Hz的重复频带滤除，只剩下复型基带信号。图15示出了最终的输出频谱。



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：

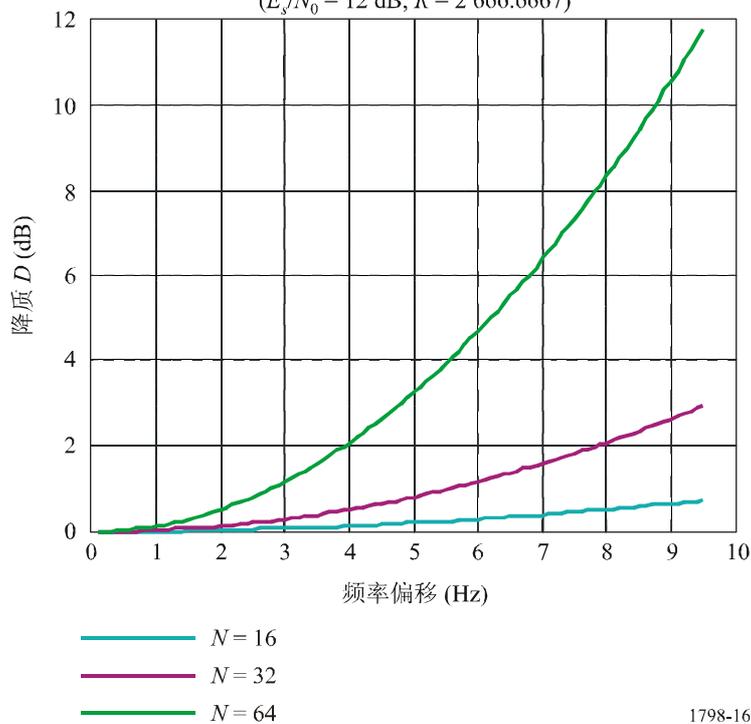
$$\sigma_{\theta}^2 = 4\pi\beta \quad (14)$$

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

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



串一并转换

经过缩减器后为 $(L+S)*(N+P)$ 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 $L*(N+P)$ 个符号。

移除周期性前缀

从 $L*(N+P)$ 个符号中移除周期性前缀，得出 $L*N$ 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 $L*N$ 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 $\text{Re}\{r_k r_{k-1}^* e^{-j\Delta\hat{\varphi}_k}\}$ 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 $\text{Re}\{r_k r_{k-1}^* e^{-j\Delta\hat{\varphi}_k} + r_{k-1} r_{k-2}^* e^{-j\Delta\hat{\varphi}_{k-1}} + r_k r_{k-2}^* e^{-j(\Delta\hat{\varphi}_k + \Delta\hat{\varphi}_{k-1})}\}$ 为最大值，选择 $\Delta\hat{\varphi}_k$ 和 $\Delta\hat{\varphi}_{k-1}$ 。

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。

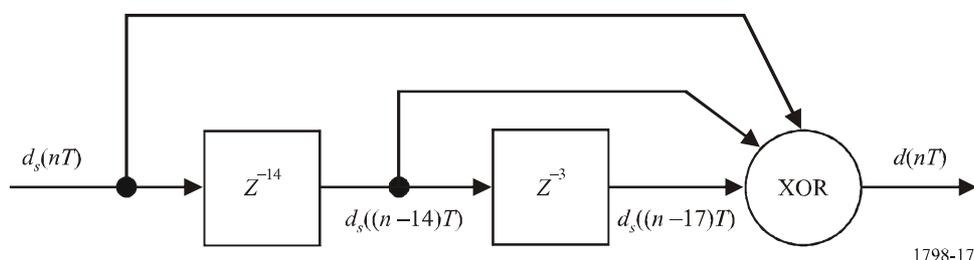
解扰码器

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。

并一串转换

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。有可能在完成并一串转换之前实现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

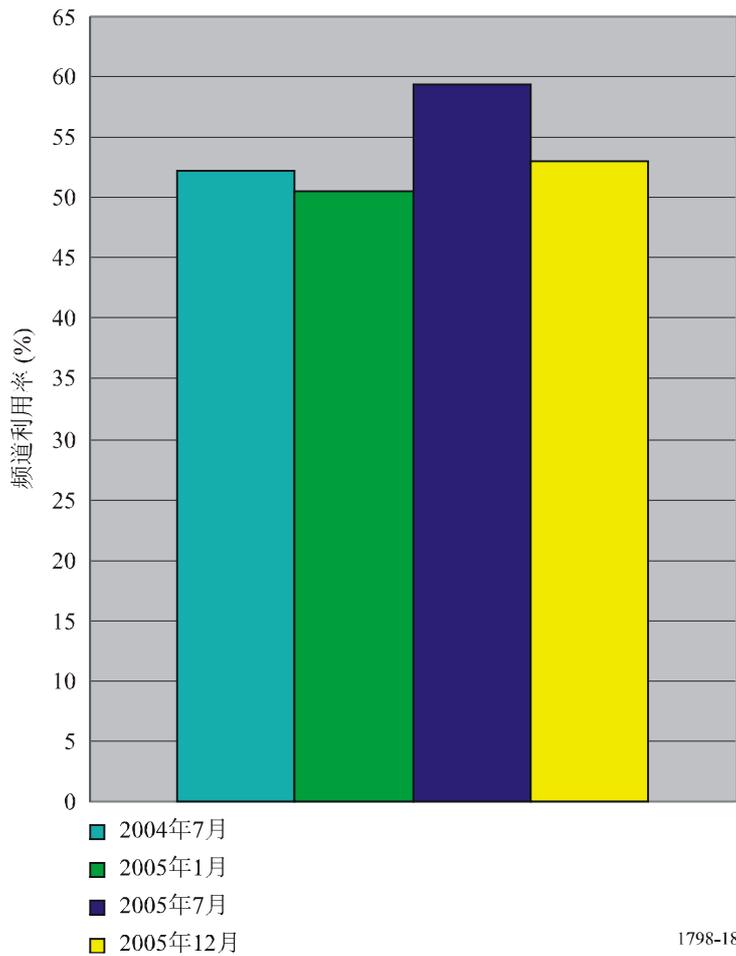
在有几百个频道的全球通信网中，二十多个电台和数千船舶挪动着海量数据，因此有效的频率选择系统是极其重要的。ALE Mil标准的频谱效率极低，对于上述情况是绝对不够用、不恰当的。

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



4 系统2 — 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。

4.1 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）

4.1.1 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。

4.1.2 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

4.1.3 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数(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。

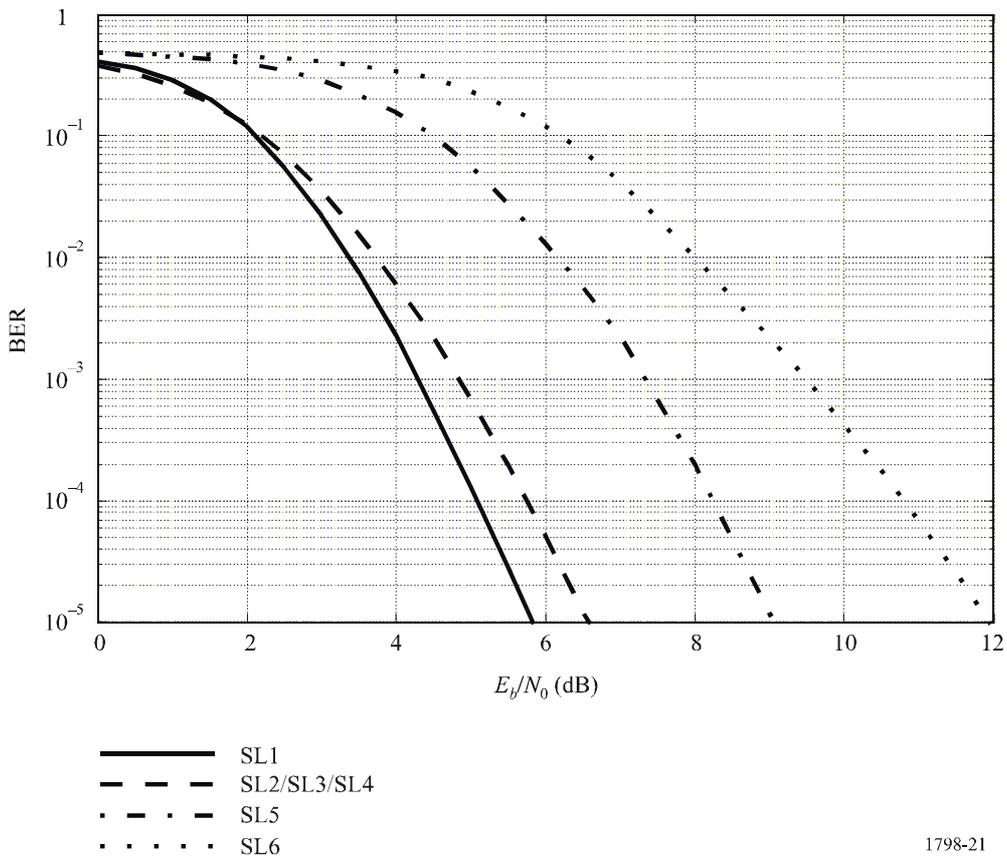
图20
不同速度级别的参数

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

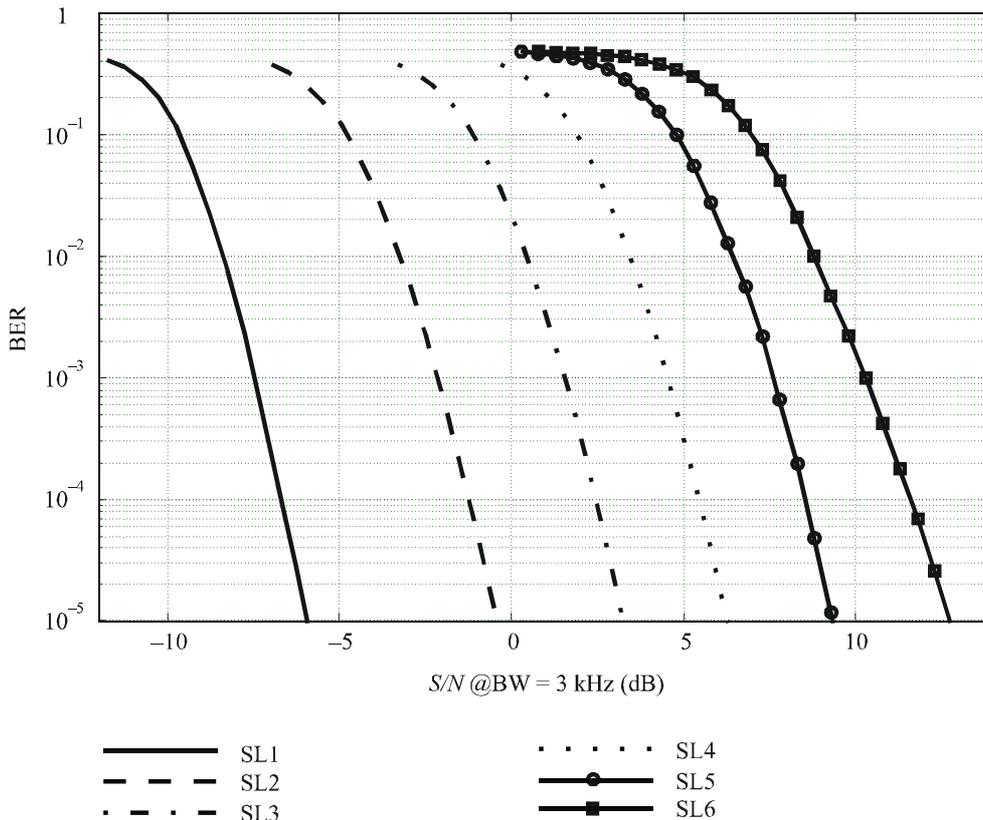
应注意，按吞吐量(bit/s)衡量的性能取决于ARQ协议的具体实现，而无法从物理数据速率和BER推导。下文说明性能的衡量。

图21
按每比特的能量衡量的不同速度级别的BER



1798-21

图22

按频道 S/N 衡量的不同速度级别的BER

1798-22

4.1.4 波峰因数(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也只会比典型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。

4.1.5 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帧中呼号的第一个字节来开始建立长路径模式的关联（详情见PACTOR-I协议说明）。

4.1.6 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	0xb1c8	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。

4.1.7 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

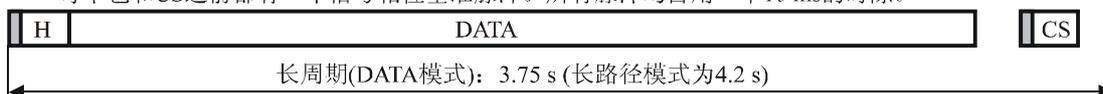
PACTOR-III的ARQ操作



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:



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。

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

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。

4.1.8 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，以避免信号泄漏到临频道。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。

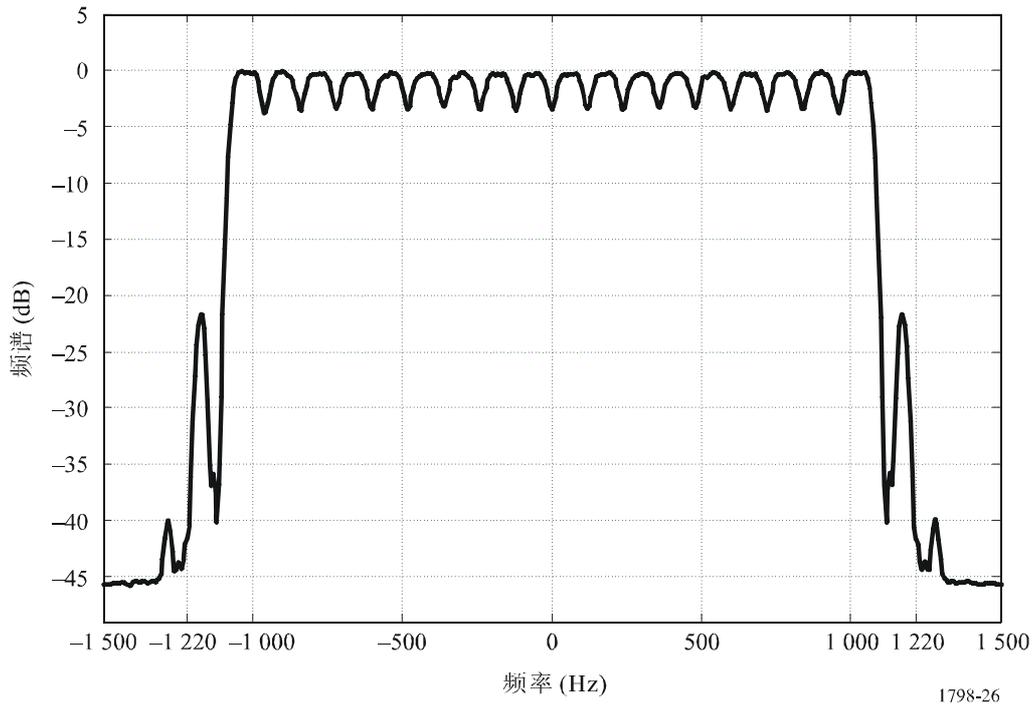
图26示出了所有18个单音都激活的情况下速度级别为6的PACTOR-III信号的频谱。

4.1.9 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

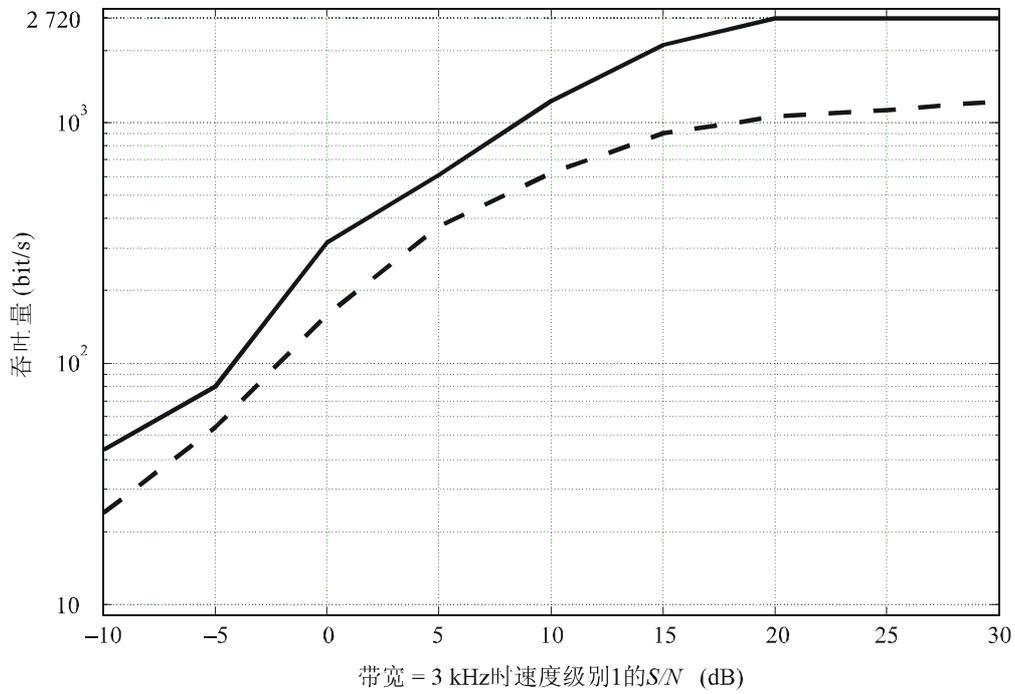
在所有18个单音都激活的情况下速度级别6上的PACTOR-III信号的频谱



1798-26

图27

PACTOR-III的吞吐量



— AWGN
- - - 较差频道

1798-27

图28

在不同的速度级别上按每比特能量得出的BER

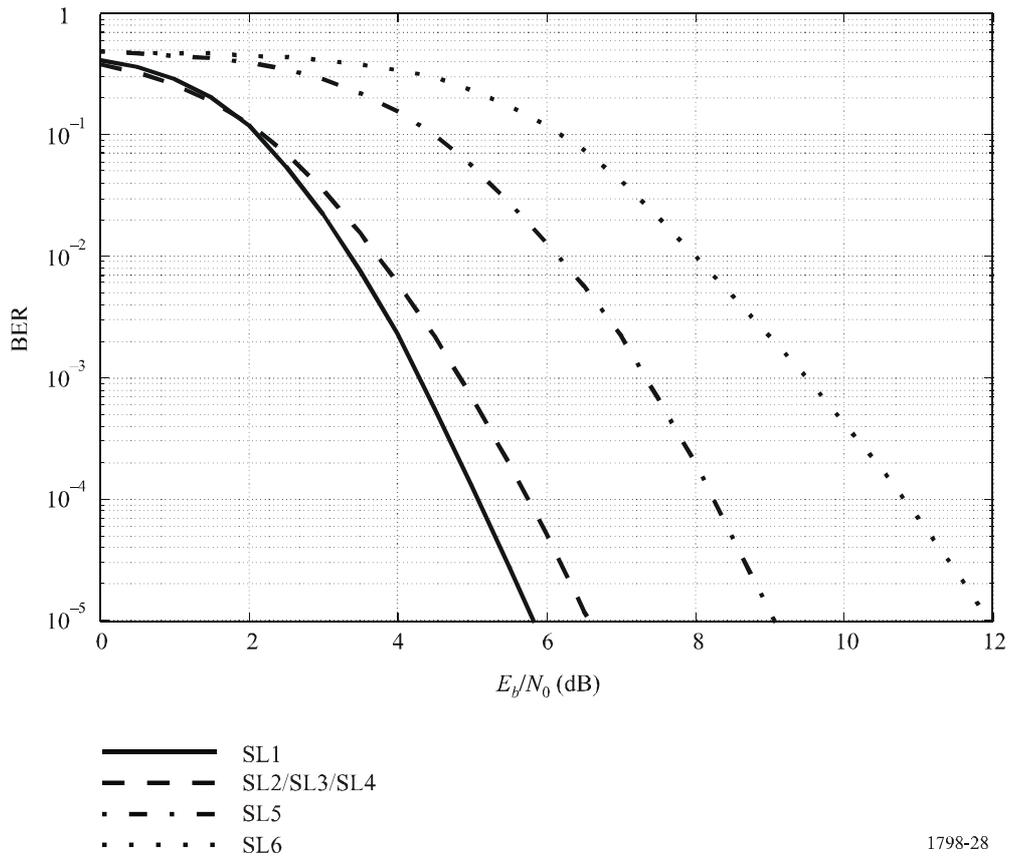
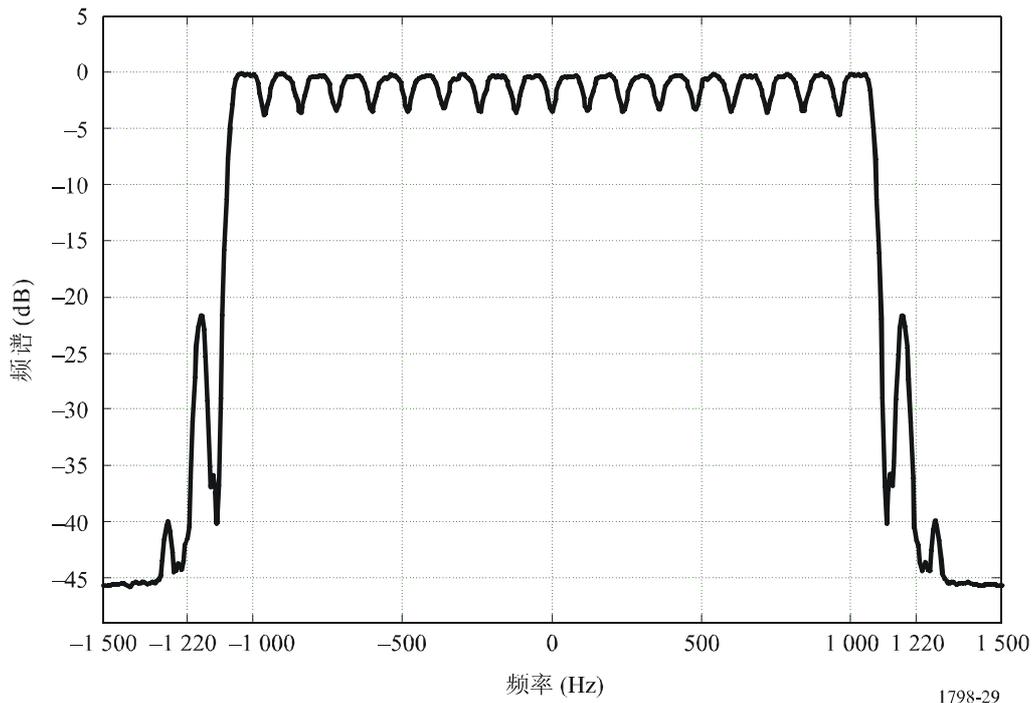


图29

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



4.2 典型通信协议(T-BUS)

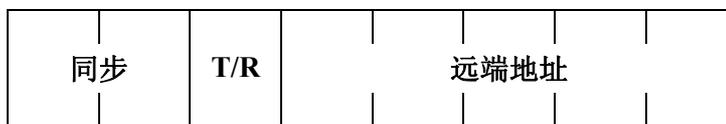
接口协议

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:

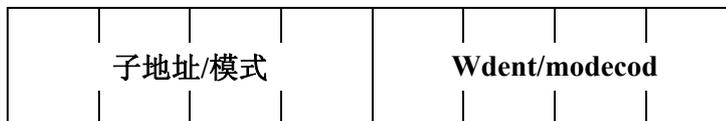
地址码语



反向地址:

C2h: 接收机
 C3h: 发射机
 FFh: 广播

命令码语



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

4.3 全球链接网(GLN)

概览

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频带内的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。

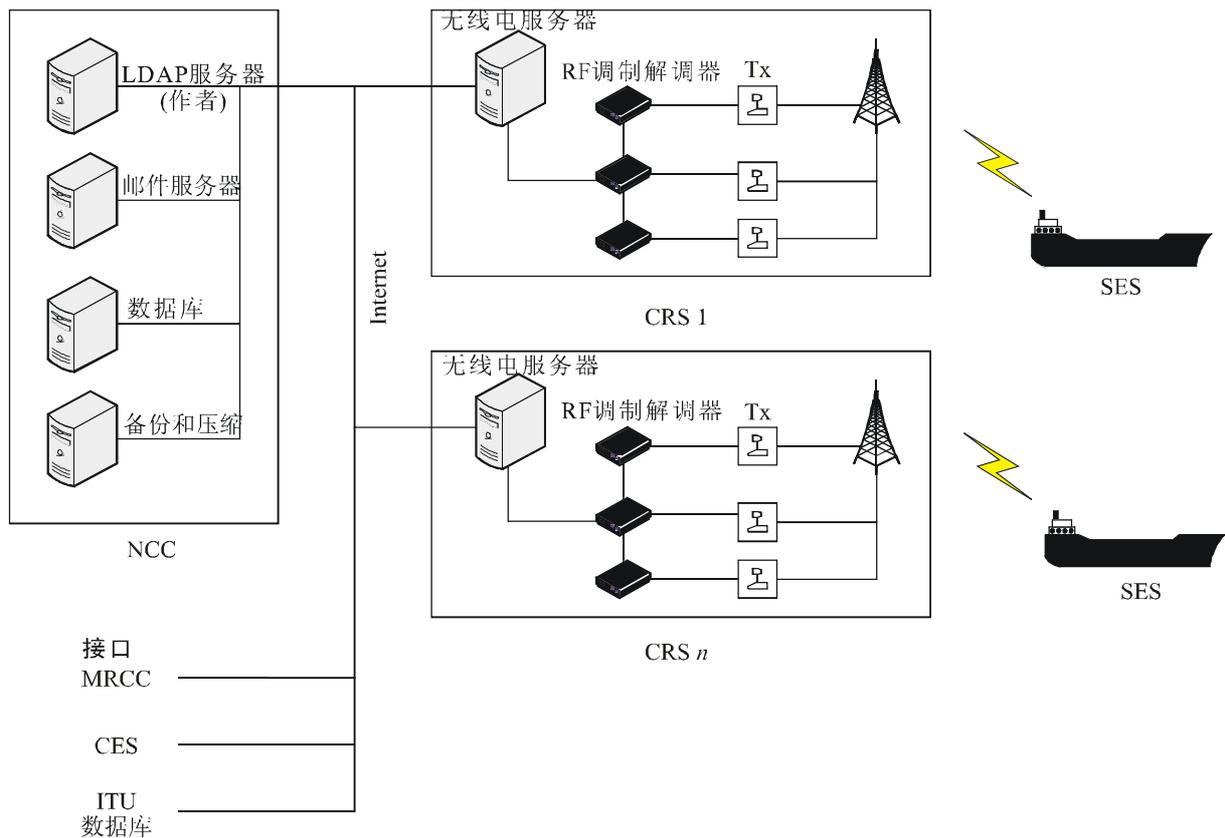
接口

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向岸站发送和从岸站接收附件和文档。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

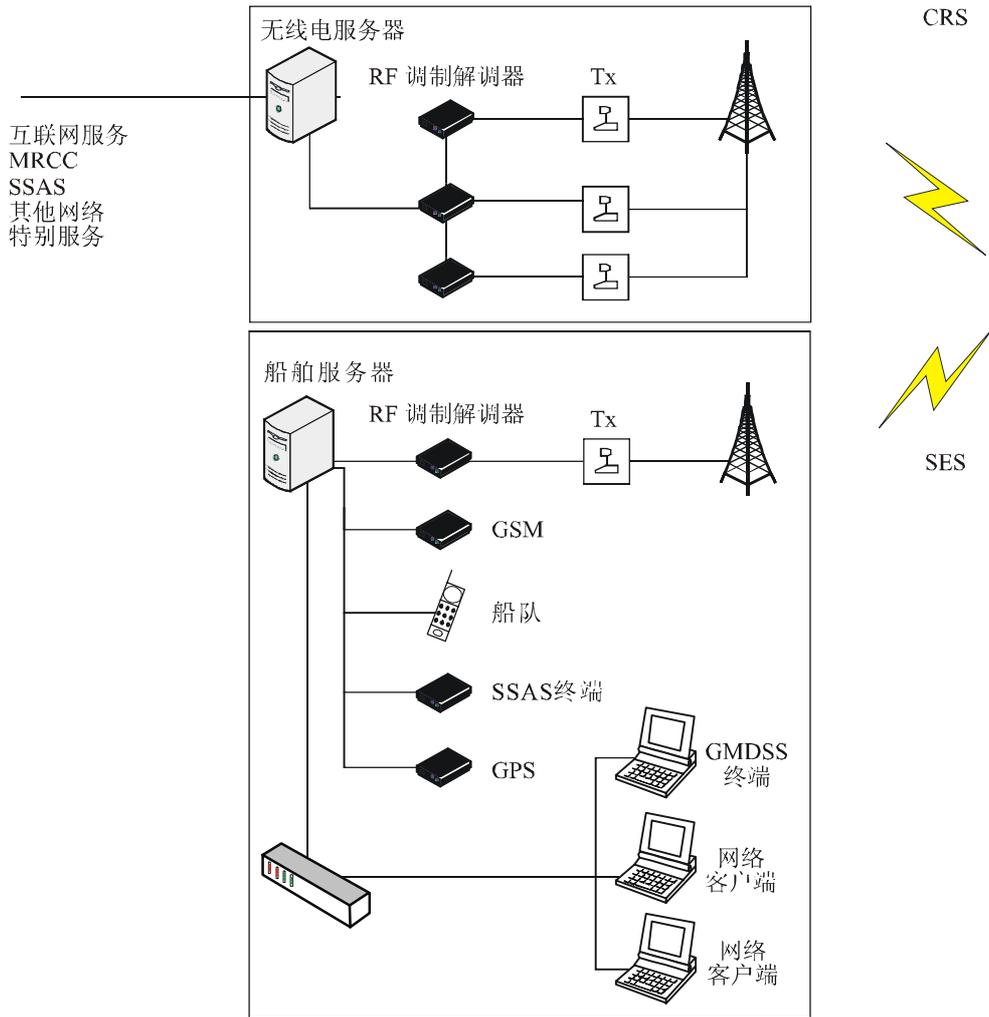
每条船最多可配备255个电子邮件账户。这些账户的费用可向船运公司收取，或者可由船员直接用信用卡支付给CRS。

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 – 待定)

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