

国 际 电 信 联 盟

ITU-R
国际电联无线电通信部门

ITU-R S.1878 建议书
(12/2010)

卫星系统的多载波传输技术

S 系列
卫星固定业务



前言

无线电通信部门的作用是确保所有无线电通信业务，包括卫星业务，合理、公平、有效和经济地使用无线电频谱，并开展没有频率范围限制的研究，在此基础上通过建议书。

无线电通信部门制定规章制度和政策的职能由世界和区域无线电通信大会以及无线电通信全会完成，并得到各研究组的支持。

知识产权政策（IPR）

ITU-R的知识产权政策在ITU-R第1号决议附件1引用的“ITU-T/ITU-R/ISO/IEC共同专利政策”中做了说明。专利持有者提交专利和许可声明的表格可从<http://www.itu.int/ITU-R/go/patents/en>获得，该网址也提供了“ITU-T/ITU-R/ISO/IEC共同专利政策实施指南”以及ITU-R专利信息数据库。

ITU-R 系列建议书

（可同时在以下网址获得：<http://www.itu.int/publ/R-REC/en>）

系列	标题
BO	卫星传输
BR	用于制作、存档和播放的记录；用于电视的胶片
BS	广播业务（声音）
BT	广播业务（电视）
F	固定业务
M	移动、无线电测定、业余及相关卫星业务
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	卫星固定和固定业务系统之间频率共用和协调
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	词汇和相关课题

注：本ITU-R建议书英文版已按ITU-R第1号决议规定的程序批准。

电子出版
2011年，日内瓦

© ITU 2011

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 S.1878建议书

卫星系统的多载波传输技术

(ITU-R第46-3/4和ITU-R第73-2/4号课题)

(2010年)

范围

为高效使用频谱资源和高速数据业务，多载波传输技术被看作未来无线电通信业务提供中富有前景的技术。本建议书概括介绍了通过卫星链路使用的多载波传输技术，为将多载波码分多址（MC-CDMA）和载波干涉正交频分复用（CI-OFDM）方案用于卫星无线电通信系统提供了简单指南。

国际电联无线电通信全会

考虑到

- a) 不同位置的多个地球站同时使用着卫星固定业务（FSS）和卫星移动业务（MSS）中的卫星；
- b) 很多未来实施的地面和卫星系统标准已采用或正在考虑采用多载波多接入方案，如正交频分复用 – 频分多址（OFDM-FDMA或OFDMA）、MC-CDMA和多频TDMA（MF-TDMA）；
- c) 尽管OFDM类型系统主要用于地面网络作为选频信道上提供良好频率和能源效率的手段，OFDM具有较高峰值对平均值功率比（PAPR），这为卫星的高功率放大器（HPA）带来问题；
- d) 猝发（即非连续和不同速率）及高速率分组传输需要高度自由；
- e) 为确保有效使用频谱和轨道，最好能够确定最佳多接入特性；
- f) 多接入系统，特别是基于多载波的多接入系统的传输特性在其互动中能具有重要意义，

注意到

- a) ITU-R第S.1709建议书将MF-TDMA规定为全球宽带卫星系统的入局业务接入格式；
- b) ITU-R第BO.1130建议书将编码的OFDM（COFDM）规定为1 400-2 700 MHz频率范围内车载、便携和固定接收机卫星数字声音广播业务使用的传输技术之一；
- c) ITU-R S.2173号报告通过计算机仿真分析，为卫星链路多载波传输提供了背景资料，包括卫星链路多载波传输的基本操作原则、应用情形和性能，

建议

- 1 应将附件1作为规划多载波卫星无线电通信系统使用CI-OFDM方案的指南；
- 2 应将附件2作为规划卫星无线电通信系统使用MC-CDMA方案的指南；
- 3 在相互之间不存在根本不兼容性的情况下，甚至可以综合利用有关技术。

附件1

卫星无线电通信系统中的CI-OFDM传输

1 引言

本附件介绍了使用CI-OFDM传输及其性能的卫星无线电通信系统，同时与使用单载波和OFDM传输的卫星无线电通信系统加以对比。

2 系统模型

OFDM是用来克服地面无线电通信环境的选频性的多载波技术。除此优势外，OFDM还有卫星无线电通信系统可利用的其它优势。这些优势见ITU-R S.2173号报告第5.2段。然而，如ITU-R S.2173号报告所述，OFDM具有较高峰值对平均值功率比（PAPR），为卫星的高功率放大器（HPA）带来问题。

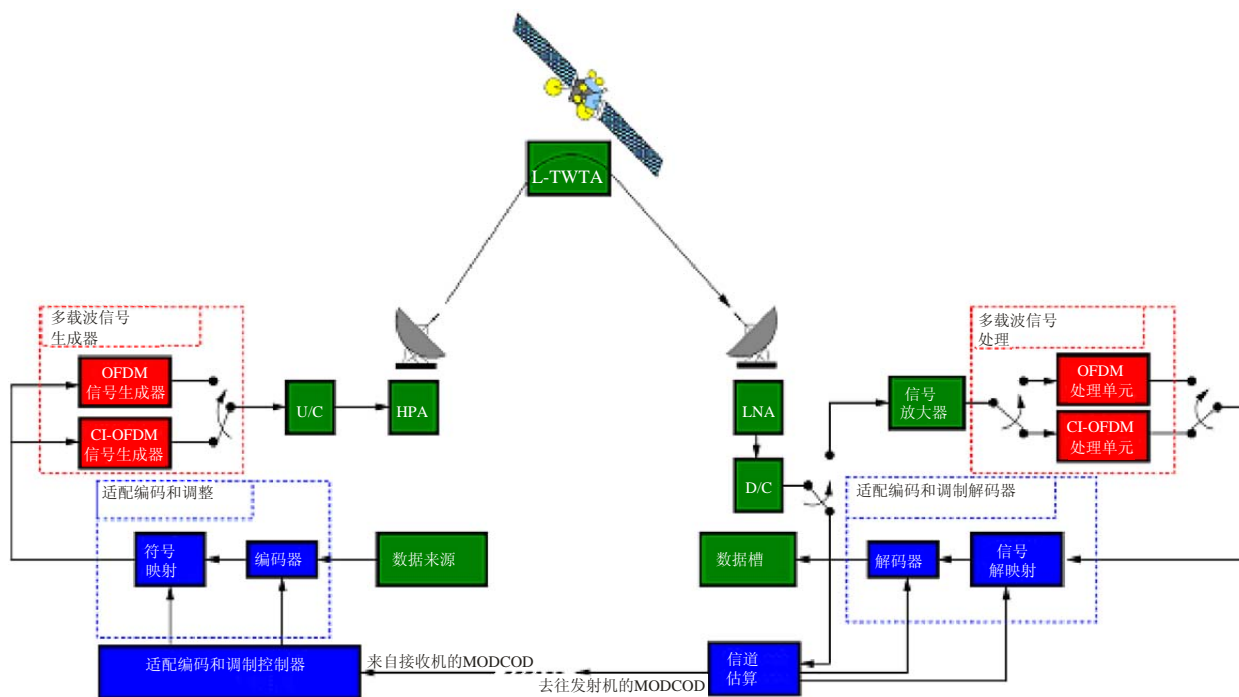
CI-OFDM是一种副载波扰频技术，通过在无线电通信系统发射机和接收机端增加快速傅里叶交换（FFT）模式用于OFDM系统，从而降低OFDM信号的PAPR。CI-OFDM的详细操作原则见ITU-R S.2173号报告第6.3段。

图1显示了使用CI-OFDM传输的卫星系统。数据源将矢量消息词传递给编码器。编码器的速率是由自适应编码和调制（ACM）控制器设定的。经编码的数据之后传送给符号映射器。符号映射器的输出传送给多载波信号生成器（MSG）。MSG由两个仿真块组成：OFDM信号生成器和CI-OFDM信号生成器。仿真过程中只使用一个MSG块。各MSG从 N 符号的集合中生成一个多载波符号，其中 N 是传输使用的副载波数量。MSG的输出传递给HPA。之后，HPA的输出又传递给一个模拟信号上行转换器（U/C）。由它根据数字基带符号以期望的载频创建的模拟信号通过有关信道发送至卫星。鉴于使用的是弯管卫星，所接收的信号被放大并转发。行波管放大器（TWTA）通常用于卫星转发器。多载波卫星是系统（MCSS）可利用符号预畸实现TWTA输出的线性化。请注意，很多现代卫星是使用线性化TWTA（L-TWTA）生产的。L-TWTA从根本上就是符号预编码器和TWTA的结合。

接收机接收经噪声和其它损害影响的传输模拟信号并将之传送给信号抽样器或信道估算器，所接收到的信号在导传输频信号的情况下传递给信道估计器。信道估计器通过信道估算瞬间载噪比（CNR）并选择适当的调制和编码组合（MODCOD）。之后，MODCOD选择被中继至发射机端的ACM控制器，用来设定接收样本解调和解码使用的适当调制和编码，当接收机收到数据时，信号被传送至信号抽样器，由它按照奈奎斯特取样速率创建一组样本，为多载波处理单元（MPU）。MPU包括两个仿真模块，OFDM处理单元和CI-OFDM处理单元。接收机使用对应于发射机使用的SMG的MPU模块。各MPU基于多载波符号样本产生一组 N 符号样本。之后，MPU的输出被传送至符号解映射器。该符号解映射器使用平均接收到的各调制的群集及其相应的误码矢量强度为各传输比特创建硬估值或软估值，并传送至解码器。解码器输出有关传输数据的决定并将其传送至数据槽。

图 1

使用CI-OFDM传输的MCSS的仿真块框图



3 非线性卫星信道中CI-OFDM的性能结果

本节介绍的仿真结果是通过使用本附件第2段所述系统模型获得的。该系统模型利用DVB-S2 ACM方案¹使用了100个信任传播算法解码迭代²。基带符号的取样量高出4倍，以便适当代表有关调制信号。使用64个副载波生成多载波符号，L-TWTA的描述见ITU-R S.2173号报告第10.3.1段。假设信道和噪声估计以及接收机对发射机的反馈无误。

评估PAPR缓解技术性能的最公正方式是测量具有理想线性放大器³（以下简称线性放大器）和正在研究的系统⁴之间分组误码率（PER）性能的总体衰减（TD），同时考虑到因输入补偿（IBO）产生的衰减。数学表达式如下：

$$TD \text{ (dB)} = CNR_{nonlinear} \text{ (dB)} - CNR_{linear} \text{ (dB)} + IBO \quad \text{dB} \quad (1)$$

其中 CNR_{linear} 和 $CNR_{nonlinear}$ 是分别获得线性和非线性HPA具体PER所需要的CNR。

表1显示出通过L-TWTA传递不同DVB-S2调制造成的TD，PER为 10^{-3} 。请注意，为适当比较线性HPA的CNR和具有L-TWTA的系统的CNR，相应的CNR如下：

$$CNR_{eq} \text{ (dB)} = CNR \text{ (dB)} + IBO_{opt} \quad \text{dB} \quad (2)$$

为公正比较在最大输出功率下运行的两种系统的性能，必须进行上述转换。线性PHA永远在0 dB IBO（HPA饱和）的情况下工作，而L-TWTA没有必要在饱和状态下工作。具有L-TWTA的SCSS的仿真结果显示，运行L-TWTA的最佳IBO⁵（ IBO_{opt} ）为0 dB⁶。对于恒定峰值调制，如M-ary PSK，不存在衰减。然而，16-APSK的衰减可忽略不计的，而32-APSK的衰减非常明显。表1显示，单载波卫星系统（SCSS）可利用DVB-S2运行，与具有线性放大器的理论系统相比，损耗微乎其微。

¹ 有关DVB-S2的更多信息，请查阅ITU-R S.2173号报告第9.2段。

² 有关信任传播算法的更多信息，请查阅ITU-R S.2173号报告第7.4.4段。

³ 请注意，理想的线性放大器具有线性转换功能，而没有饱和点。这意味着，理想的线性放大器不会因削波产生噪声。

⁴ 正在研究的系统可以是具有非线性放大器的SCSS或具有或不具有PAPR削减技术的MCSS。

⁵ 有关如何确定 IBO_{opt} 的更多信息，请查阅ITU-R S.2173号报告第10.3.2段。

⁶ 该数值对应于ITU-R S.2173号报告第10.3.2段介绍的结果。

表 1

使用不同DVB-S2 MODCOD组合的卫星系统
因L-TWTA造成的衰减

MODCOD	频谱效率 (bit/s/Hz)	线性放大器	L-TWTA	
		CNR_{eq} (dB) @ PER = 10^{-3}	CNR_{eq} (dB) @ PER = 10^{-3}	TD_{L-TWTA} (dB)
QPSK 1/4	0.49	-2.96	-2.96	0
QPSK 2/5	0.79	-0.64	-0.64	0
QPSK 1/2	0.99	1.13	1.13	0
QPSK 5/6	1.65	5.05	5.05	0
8-PSK 3/5	1.78	5.61	5.61	0
8-PSK 3/4	2.23	7.84	7.84	0
8-PSK 5/6	2.48	9.31	9.31	0
8-PSK 9/10	2.68	10.84	10.84	0
16-APSK 3/4	2.96	10.14	10.21	0.07
16-APSK 4/5	3.16	10.92	11.00	0.08
16-APSK 5/6	3.30	11.53	11.63	0.10
16-APSK 8/9	3.52	12.76	12.88	0.12
16-APSK 9/10	3.56	12.99	13.13	0.14
32-APSK 3/4	3.70	12.80	13.48	0.68
32-APSK 4/5	3.95	13.61	14.45	0.84
32-APSK 5/6	4.12	14.26	15.20	0.94
32-APSK 8/9	4.39	15.50	16.70	1.20
32-APSK 9/10	4.45	15.75	16.98	1.23

表2显示出使用CI-OFDM传输的MCSS和使用OFDM传输的MCSS相比下TD性能的损耗情况。MSCC系统的TD变化明显超出SCSS系统。这是因为，多载波信号的PAPR较高。亦可看出，使用CI-OFDM传输的MCSS与使用OFDM传输的MCSS相比，根据所使用的MODCOD的不同TD超出0.4至4.5 dB增益。

图2通过测绘针对DVB-S2 ACM方案频谱效率（单位为每赫兹每秒比特数量（bit/s/Hz））的TD显示出上述行为。请注意，各MCSS系统的结果显示为通过(2)计算得出的 CNR_{eq} 。亦请注意，曲线是按照具体系统的各 CNR_{eq} 所有MODCOD生成的最大频谱效率绘制的。也就是说，如MODCOD x 的频谱效率超过MODCOD y ，则MODCOD x 的 CNR_{eq} 低于MODCOD y ，则MODCOD y 不再出现在图2中。未包含在图2中的MODCOD在表1和表2中得到突出显示。可以看出，代表使用OFDM传输的MCSS的曲线比使用CI-OFDM传输的MCSS的曲线提升明显。实际上，当频谱效率高达3.6 bit/s/Hz时，使用CI-OFDM传输的MCSS的TD低3 dB。这意味着，使用CI-OFDM传输的MCSS可以不超过一倍的必要发射功率，用于高达3.6 bit/s/Hz的频谱效率。

表 2

利用不同DVB-S2 MODCOD组合的使用OFDM和CI-OFDM
传输的MCSS的TD性能比较

MODCOD	频谱效率 (bit/s/Hz)	OFDM			CI-OFDM		
		CNReq (dB) @PER = 10^{-3}	IBOopt (dB)	TD (dB)	CNReq (dB) @PER = 10^{-3}	IBOopt (dB)	TD (dB)
QPSK 1/4	0.49	-2.29	0	0.67	-2.78	0	0.18
QPSK 2/5	0.79	0.16	0	0.80	-0.44	0	0.20
QPSK 1/2	0.99	1.73	0	0.60	1.23	0	0.10
QPSK 5/6	1.65	6.78	0	1.73	5.43	0	0.38
8-PSK 3/5	1.78	8.12	0	2.51	6.01	0	0.40
8-PSK 3/4	2.23	11.17	0	3.33	8.29	0	0.45
8-PSK 5/6	2.48	13.93	1	4.62	9.95	0	0.64
8-PSK 9/10	2.68	16.69	3	5.85	11.72	0	0.88
16-APSK 3/4	2.96	15.41	2	5.27	11.53	0	1.39
16-APSK 4/5	3.16	16.79	3	5.87	12.59	0	1.67
16-APSK 5/6	3.30	18.08	3	6.55	13.56	0	2.03
16-APSK 8/9	3.51	20.04	5	7.28	15.42	1	2.66
16-APSK 9/10	3.56	20.76	5	7.77	15.81	1	2.82
32-APSK 3/4	3.70	20.40	5	7.60	16.26	2	3.46
32-APSK 4/5	3.95	22.05	6	8.13	17.47	2	3.55
32-APSK 5/6	4.12	23.16	6	8.9	18.55	2	4.29
32-APSK 8/9	4.39	25.43	8	9.93	21.81	2	6.31
32-APSK 9/10	4.45	25.81	8	10.06	22.75	2	7.00

图3给出了使用线性HPA的SCSS、使用L-TWTA的SCSS、使用OFDM传输的MCSS和使用CI-OFDM传输的MCSS的能源效率利用表1和表2，显示出这些系统在PER为 10^{-3} 的情况下相对于 CNR_{eq} 的频谱效率。曲线中各步代表一个使用更高频谱效率的新的MODCOD。请注意，如图2所说明，图3在绘制中仅适用了给出最大频谱效率的MODCOD。图3的结果反映出图2的结果，即SCSS比MCSS具有更高的能源效率，特别是对具有更高频谱效率的MODCOD而言。尤其值得一提的是，使用MODCOD和32-APSK调制的MCSS与使用L-TWTA的SCSS相比能源效率很低。然而，显而易见的是，CI-OFDM与使用OFDM传输的MCSS相比大大提高了MCSS的能源效率。将发射功率的增长限制到3 dB或更低的同时，使用OFDM传输的MCSS可获得的能源效率为2.05 bit/s/Hz，。这比使用CI-OFDM传输的MCSS约低1.55 bit/s/Hz。

图 2
SCSS和MCSS的总衰减量与频谱效率

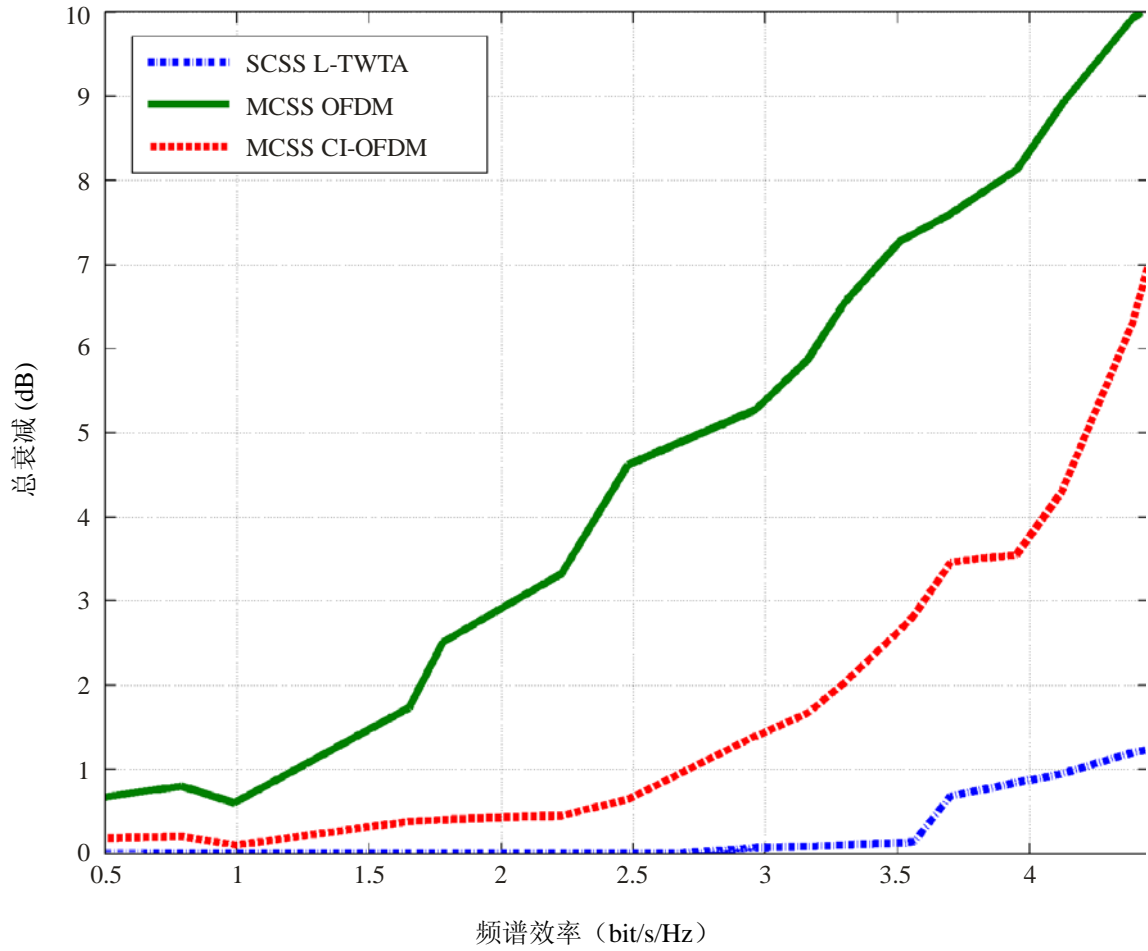
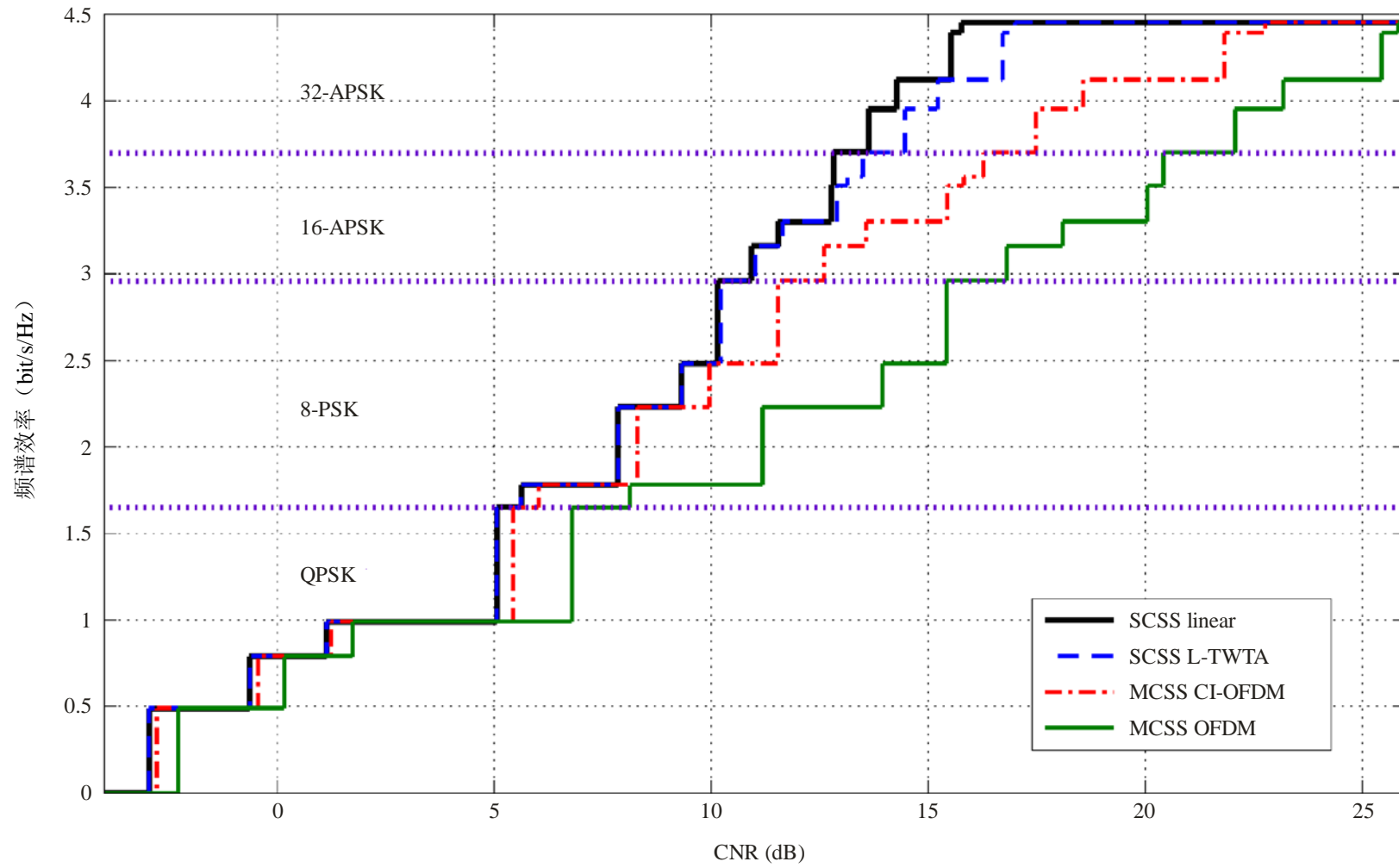


图 3

不同DVB-S2 MODCOD组合下的SCSS和MCSS的能源效率



4 总结

本附件显示，卫星无线电通信系统可以使用CI-OFDM传输并获得高达3.6 bit/s/Hz的频谱效率，同时将所需要的发射功率的增长限制到3 dB或更低水平。未经修改的OFDM发射具有较高的PAPR，因此只能用于MCSS，获得最多为2.05 bit/s/Hz的频谱效率，同时将所需要的发射功率的增长限制在3 dB或更低水平⁷。这说明，使用CI-OFDM，MCSS可以在频谱效率比使用OFDM传输的MCSS高出1.55 bit/s/Hz的情况下工作。

附件 2

卫星无线电通信系统中的MC-CDMA传输

1 引言

附件2介绍了使用MC-CDMA传输的卫星无线电通信系统及其通过计算机仿真评估得出的相关性能。

2 系统模型

图4是一个同步多波束对地静止卫星系统，利用自适应MC-CDMA方案提供IP卫星分组业务。面向移动和固定用户的业务通过固定地球站（FES）和卫星链接至地面IP核心网。FES对下行链路进行自适应资源分配，并作为关口站将用户业务链接至地面网络。当卫星具有机载处理能力时，可进行自适应资源分配。

在同步多波束系统中，卫星的所有下行链路信号在时域和频域中同步。下行链路无线电帧包括用FDM/TDM分割的频隙/时隙。在每个时隙/频隙中，无线电资源采用CDM的方式通过正交扩展代码得到再次分割。一个无线电资源单位（RRU）通过一个具体频隙/时隙的具体扩展代码定义。所有波束在分组传输中共用正交RRU。由于同步传输，每个RRU之间呈正交关系。每个波束的独特导频信号序列在有关帧预先确定的部分加以传输。导频序列通过相关波束的导频代码予以扩展。

在一个时隙中，流量信号通过正交扩展代码得到扩展，但并非由有关波束的导频代码进行扰频。因此，由于所有波束采用同步传输，不同波束的发射信号当波束在同一时隙中使用不同扩展代码时呈成正交关系。由于RRU之间呈正交关系，波束间的干扰已降至最低，由此提高了系统容量。

⁷ 应指出，这些结果只针对具有64副载波的多载波系统。

在移动环境中，同一频隙/时隙中不同扩展代码之间的正交关系因多路径（选频）衰减可能无法保持。在重负载的条件下，一波束中可用的RRU数量可能受到限制，因为所有波束共用RRU。为避免这种资源限制，当用户之间的距离足够大时，RRU可重复使用，波束间干扰不会造成重大问题。代码限制问题亦可通过使用具有高频谱效率的MODCOD，如16-QAM加以解决。使用高阶调制方案可以减少分组传输所需要的RRU数量。

对于自适应分组传输，每个用户使用导频波束测量信道状态并将所测量的结果定期通过反向链路报告给FES。用户报告包括主要波束和邻近波束导频的接受功率和载干比。用户的主波束是正在向该用户提供分组业务的波束。根据所报告的链路状况，FES的资源管理中心将做出包安排，为每项分组传输选择最佳资源并分配发射功率和MODCOD。

前向链路IP信息信号相对于反向链路而言带宽不对称。使用MC-CDMA综合猝发和高速率分组传输使发射机的频谱效率进一步提高。

MC-CDMA综合了CDMA和OFDM技术，从而提供两方面的优势。MC-CDMA卫星系统通过其多载波传输方案提供了高度自由，因此可提供更高效的自适应传输。

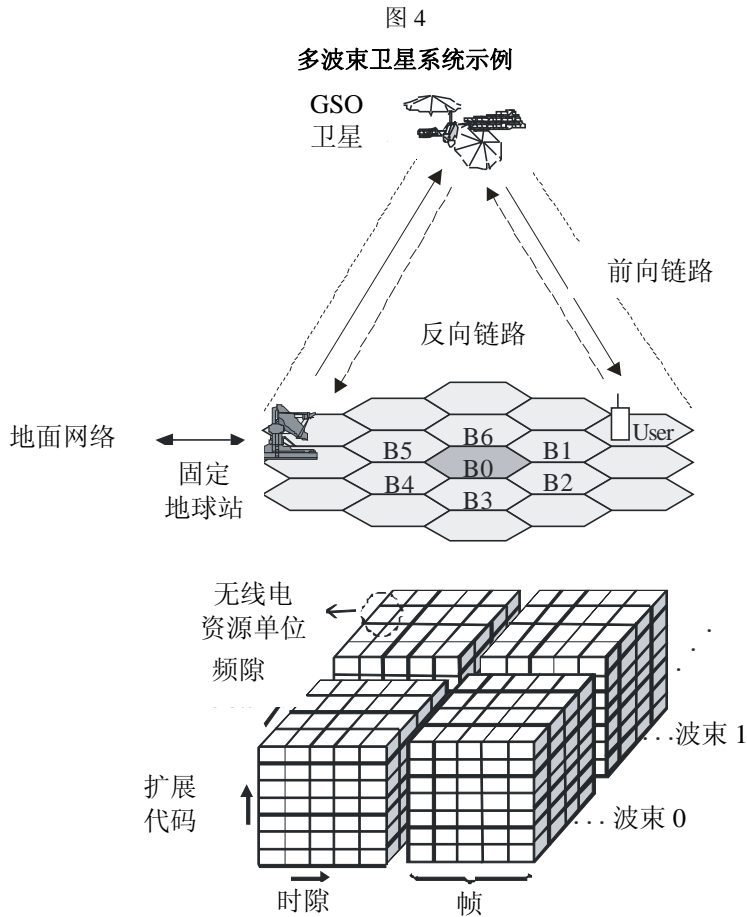


图 5

自适应MC-CDMA卫星系统块框图

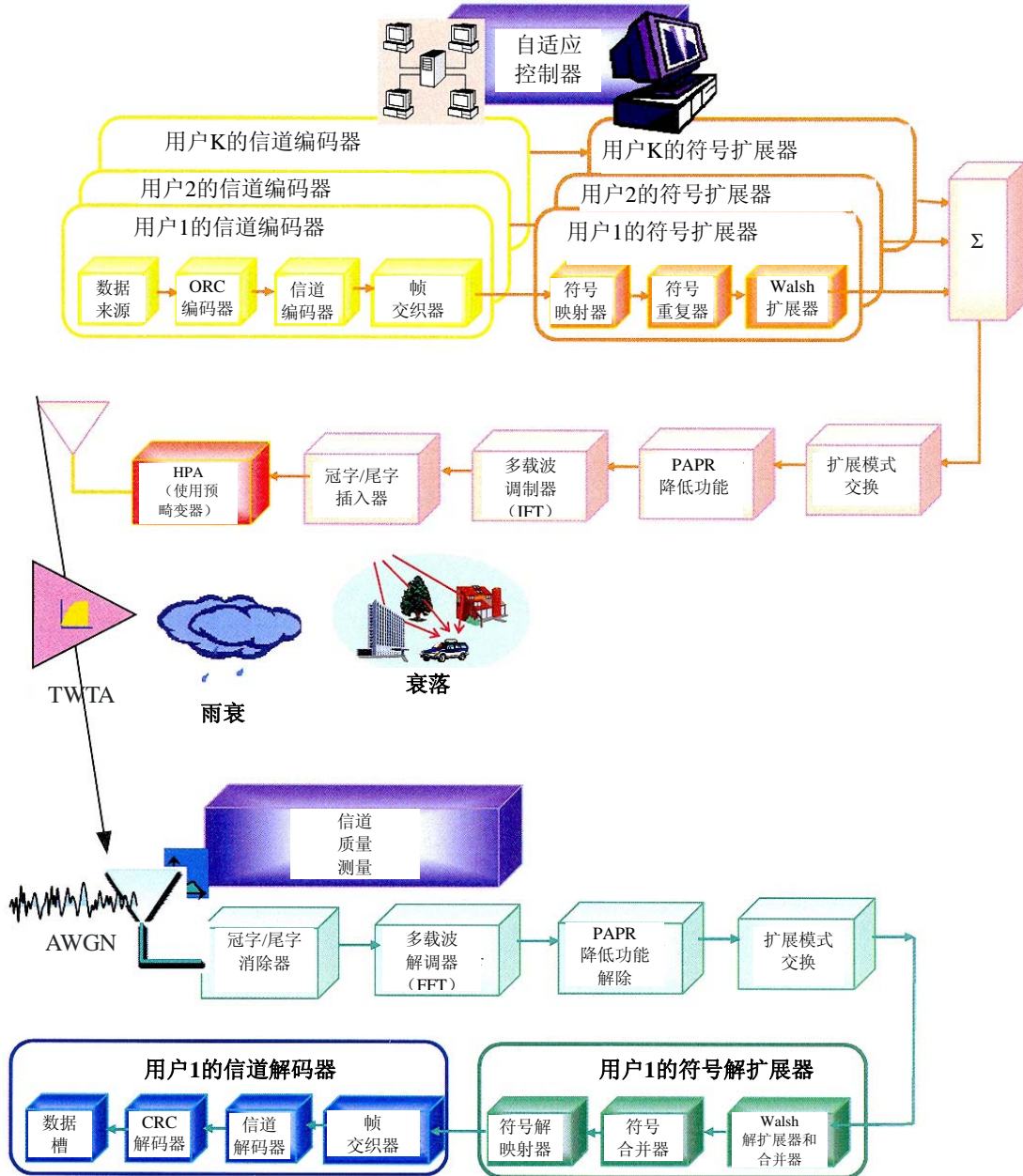


图5显示出自适应MC-CDMA卫星系统的发射机和接收机框图。自适应MC-CDMA系统可用作防止大气衰减的手段。图5显示的自适应发射机通过按照卫星信道条件确定的控制指令修改编码、调制和扩展方案。自适应发射机的信道编码器使用上述控制指令修改其编码参数。各用户的符号扩展器包括符号映射器、符号重复器、Walsh扩展器，亦通过使用控制指令修改其参数。发射机中的芯片交织器用于双模MC-CDMA方案，这对于修改已使用的按照信道和业务条件确定的扩展方案具有特殊意义。自适应MC-CDMA系统还可利用技术降低PAPR。此外，预畸变器用来实现HPA的线性化。ITU-R S.2173号报告第6.2节探讨了若干PAPR降低技术和预畸变方案。

按照发射机的自适应操作，图5中的接收机亦在与发射机使用的指令同步时使用控制指令修改其解码、解调制和解扩展方案。多载波解调是通过简单的FFT完成的，接收机进行的所有其它操作与发射机进行的操作顺序相反。

调制和编码方案的选择取决于系统实施情况。使用ACM实现的有关信道编码方案和链路适配的详细情况分别见ITU-R S.2173号报告第7和8段。有关这些议题的仿真结果亦见ITU-R S.2173号报告第10段。

3 MC-CDMA卫星系统的性能

表4中的系统参数用来调查符号集群中因MC-CDMA卫星系统TWTA的非线性传送功能造成的信号畸变。用于仿真的TWTA传送功能见ITU-R S.2173号报告第10.3.1节。图6显示了不同数量用户的信号畸变和OBO值。假设MC-CDMA系统使用128个副载波和一个长度为16的Walsh-Hadamard (WH) 代码。该系统中最多有16个活跃用户，128个副载波平均分配给各活跃用户。在图6中，集群中的小红圈代表没有畸变的信号，外围蓝点代表当目前用户数量 $K = 16$ 时的信号，绿点代表当 $K = 8$ 时的信号，而里面的黑点则代表当 $K = 1$ 时的信号。由TWTA造成的非线性畸变随用户数量的增加而提高。同时，显而易见的是，信号畸变随着TWTA OBO值的下降加大。该信号畸变减弱了系统的BER性能。

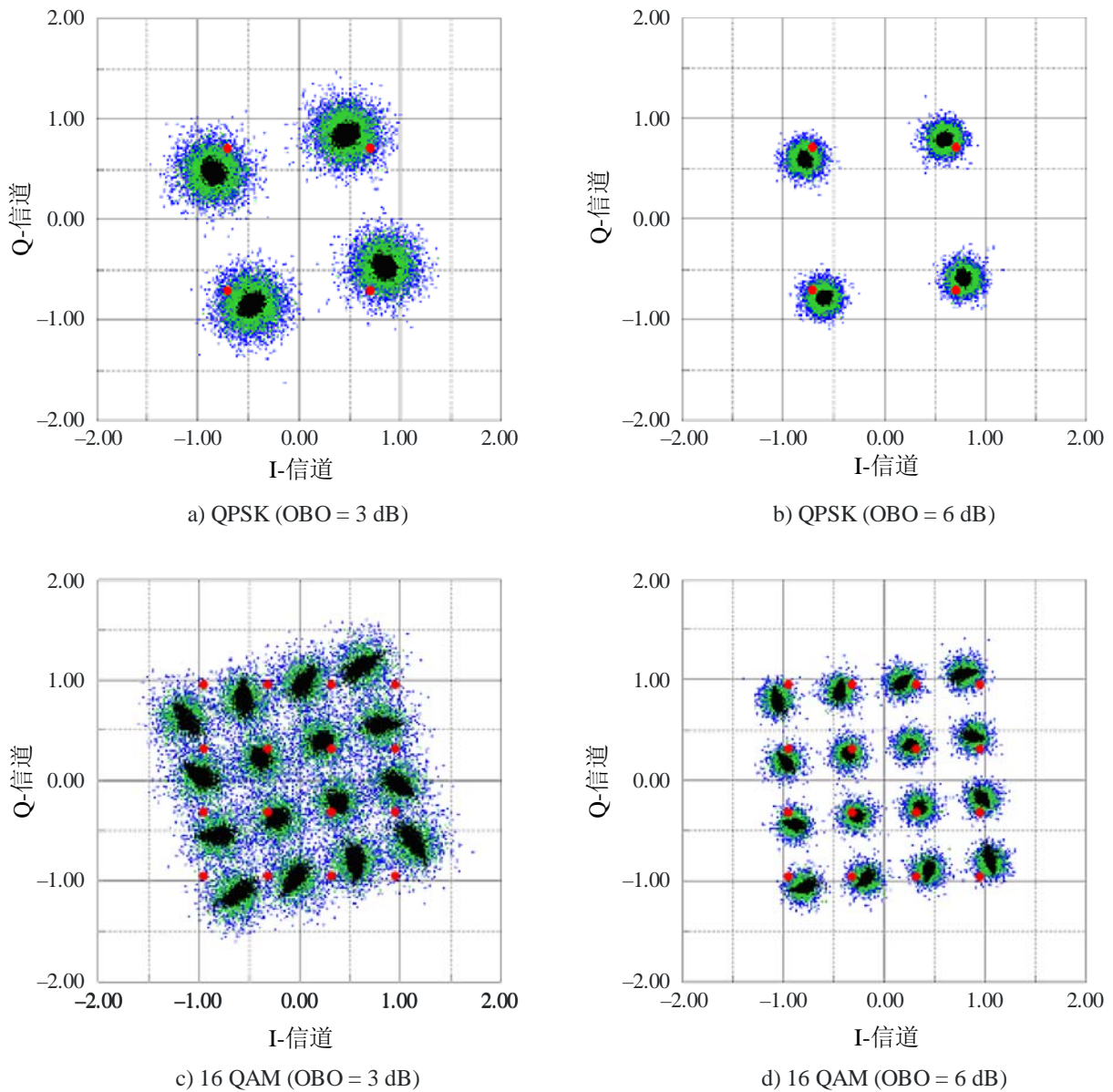
表 4

MC-CDMA卫星系统的参数

信号集群	QPSK, 16-QAM
扩展序列	Walsh-Hadamard
处理增益	16
每帧符号数 (M)	4, 8, 16
活跃用户数 (K)	1-16
副载波数 (N)	64, 128, 256
扰频代码	随机代码

图 6

TWTA造成的畸变信号集群



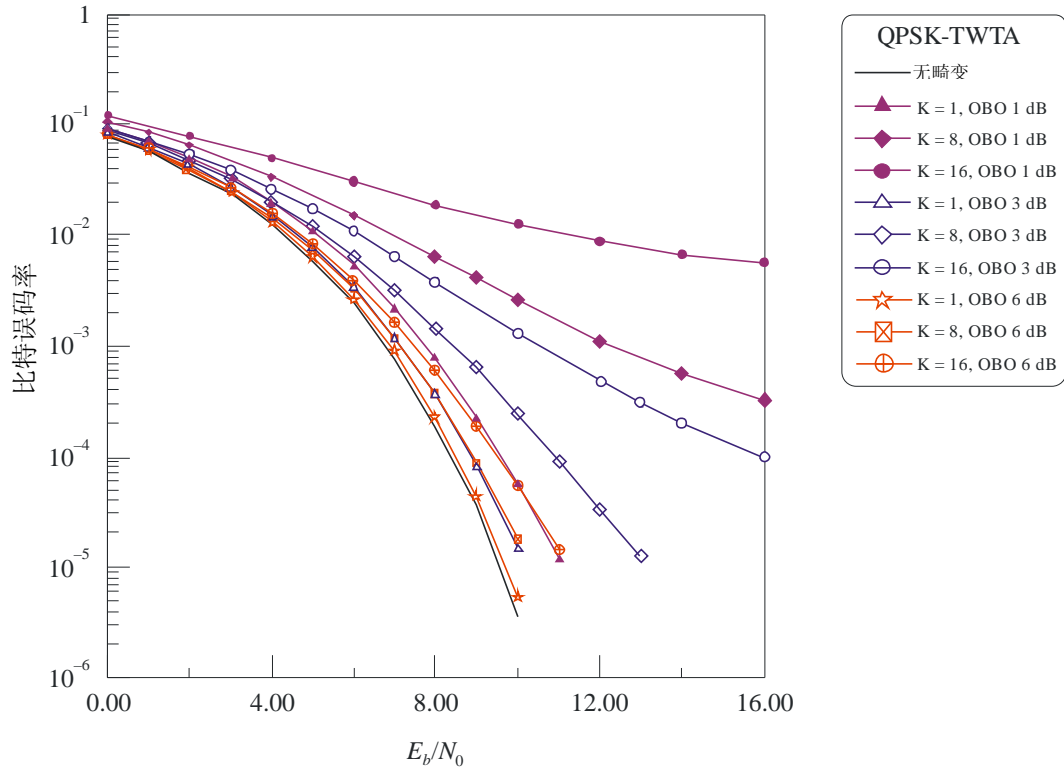
S.1878-06

图7通过不同用户数和OBO值检测了非编码的MC-CDMA卫星系统的BER性能。图7的仿真结果显示，非线性畸变对16-QAM集群的影响大于QPSK集群。同时从图6可以看出，非线性畸变对MC-CDMA卫星系统BER性能的影响随着用户数量的增加和TWTA OBO值的下降而提高。

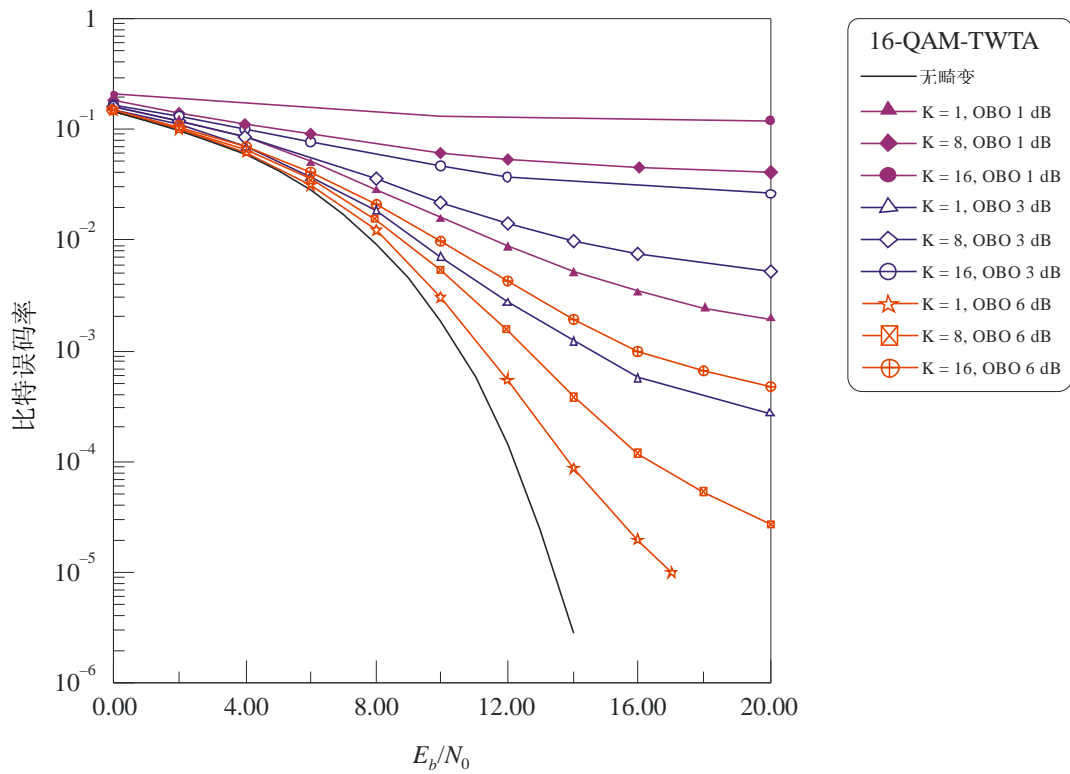
图 7

MC-CDMA卫星系统的BER性能

a) QPSK



b) 16-QAM



使用信号预畸变器可缓解由TWTA非线性畸变造成的性能衰减。图8显示了MC-CDMA卫星系统在与L-TWTA合并时非编码BER性能的情况。这种组合是TWTA和理想预畸变器的组合，因此被称为理想的L-TWTA。显示结果表明，使用理想的预畸变，MC-CDMA卫星系统的BER性能显著提高，特别是当OBO数值更高时。BER性能的提高超过16-QAM集群，因为16-QAM比QPSK具有更大的非线性畸变。性能的提高是相位畸变补偿，和HPA饱和点以下各区域预畸变器线性影响的结果。尽管仿真结果是用理想预畸变器显示的，MC-CDMA的高峰值问题不能得到全面解决。这是因为，理想的预畸变器只对饱和前区域的信号进行线性化，饱和区域是由BOB值决定的。因此，使用高效PAPR降低方法来降低PAPR非常重要。这样做能降低OBO值，并因此提高功率使用效率，如有关CI-OFDM传输的附件1所示。

已对一个在卫星移动信道模型中用于30/20 GHz郊区频段⁸自适应MC-CDMA卫星系统进行了调查。将使用块涡轮代码（BTC）⁹的各种MODCOD用于适与性传输。BTC MODCOD的性能详情见ITU-R S.2173号报告第10.1段。 E_s/N_0 确定在20.5 dB，对应于64-QAM (63,56)²的BTC MODCOD所要求的 E_s/N_0 值18.5 dB（小“x”指x维BTC），以便产生 10^{-6} 的BER，另加2 dB功率余度。表5比较了自适应MC-CDMA卫星系统和常规非自适应MC-CDMA卫星系统的性能。在两种仿真系统中，使用了IBO为3 dB的L-TWTA。

显然，自适应MC-CDMA卫星系统的性能超过非自适应MC-CDMA系统。举例而言，自适应方案可实现的频谱效率为1.97 bit/s/Hz¹⁰，与MODCOD 8-PSK (31,25)²的频谱效率几乎相同，但BER性能在 E_s/N_0 相同的情况下高出一筹。

表 5

卫星移动信道中自适应MC-CDMA的性能

	自适应	8-PSK (31,25) ²	8-PSK (15,10) ³	BPSK (15,10) ³
BER	8.91×10^{-6}	1.15×10^{-1}	8.78×10^{-2}	2.09×10^{-2}
PER	3.10×10^{-4}	4.59×10^{-1}	2.81×10^{-1}	8.31×10^{-2}
频谱效率 (bit/s/Hz)	1.97	1.95	0.89	0.30

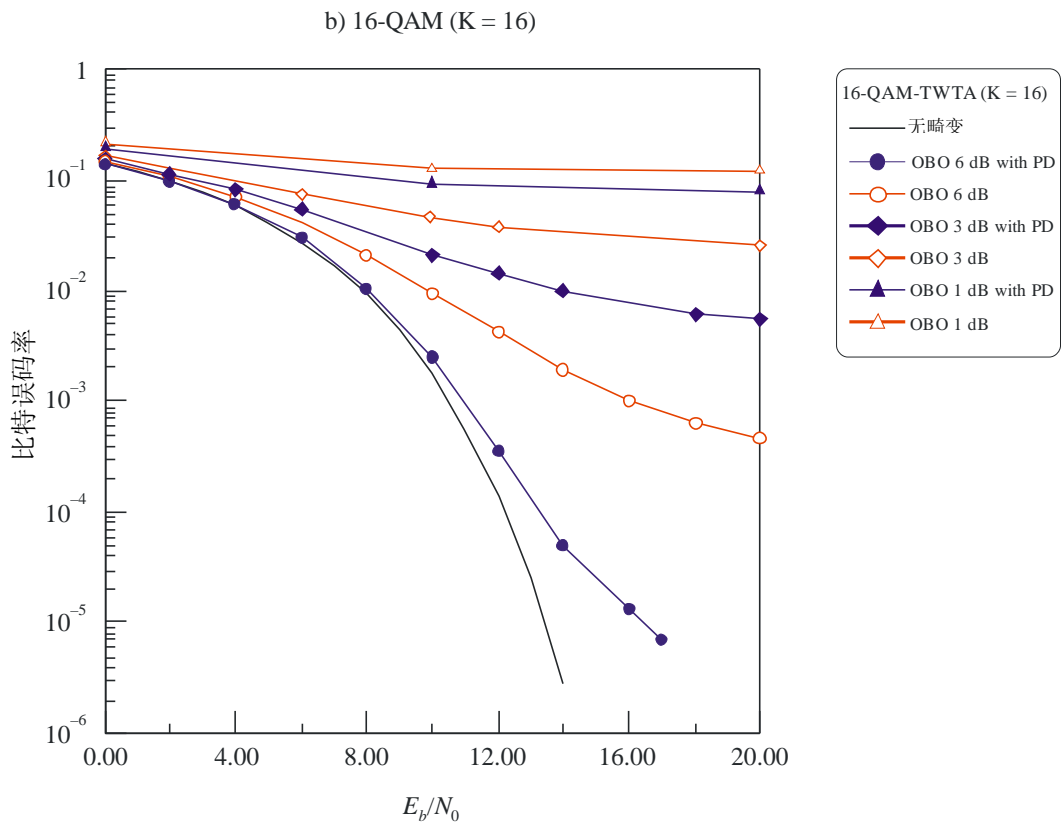
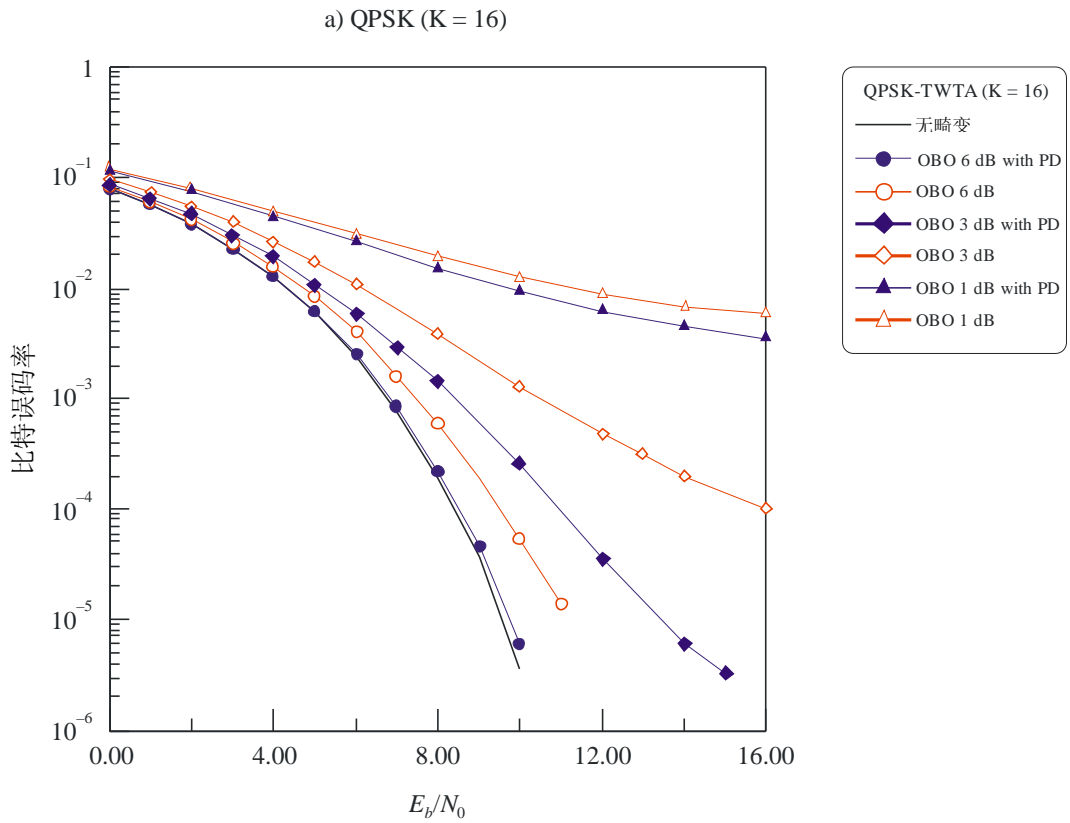
⁸ 有关30/20 GHz郊区频段的卫星移动信道的更多情况，请查阅ITU-R S.2173号报告第10.4.3段中有关[Fontán *et al.*, 2001]的引证。

⁹ 有关BTC的更多信息，请查阅ITU-R S.2173号报告第7.3.3段。

¹⁰ 频谱效率在此处的定义为用表5结果除以使用ITU-R S.2173号报告第10.4.3段所引证的[Fontán *et al.*, 2001]中的信道模型产生的所有瞬间信道实施得出的平均频谱效率。

图 8

使用理想预畸变器L-TWTA的MC-CDMA的BER性能



4 总结

附件2显示，自适应MC-CDMA可提高MSS系统的频谱效率和BER性能。自适应MC-CDMA方案通过同步多波束卫星系统可用来提供IP分组业务。

缩略语清单

ACM	自适应编码和调制
APSK	幅度和相位移动键控
CI-OFDM	载波干扰正交频分复用
CNR	载波噪声比
COFDM	编码正交频分复用
FES	固定地球站
FFT	快速傅立叶转换
FSS	固定卫星业务
HPA	高功率放大器
IBO	输入补偿
IFFT	反向快速傅立叶转换
L-TWTA	线性TWTA
MC-CDMA	多载波码分多址
MCSS	多载波卫星系统
MF-TDMA	多频TDMA
MODCOD	调制和编码组合
MPU	多载波处理单元
MSG	多载波信号生成器
MSS	移动卫星业务
OBO	输出补偿
OFDM	正交频分复用
OFDMA	正交频分复用 – 频分多址
PAPR	峰值对平均值功率比
PER	分组误码
PSK	相位移动键控
QAM	正交幅度调制
QPSK	正交相位移动键控
RF	无线电频率

SCSS	单载波卫星系统
TD	总衰
TWTA	行波管放大器
U/C	上行转换器
UW	单一字词
VSA	矢量信号分析器
VSG	矢量信号生成器
