S：信号的平均功率

N： 噪声的平均功率

Eb： 每bit信号能量

N0：噪声的功率谱密度

Es：信号（符号）的能量

Rb：传信率（每秒传输的bit数）

W： 信号带宽

T： 符号周期

Ts： 采样点间隔

k： 每个符号包含的bit数

SNR与S/N：

SNR 为S/N的dB形式，即 SNR=10lg（S/N） .

S/N与Eb/N0和Ex/N0：

S=Eb\*Rb ， N=N0\*W

S/N=(Eb/N0)\*(Rb/W)

Rb=k/T, 单位为bit/s，Rb/W 表示频谱效率，上式可以看出S/N与Eb/N0是一个线性的关系，仿真时候可以当成一个参数看待，它们的dB形式一般用SNR和ebno表示。

Es=Eb\*k , Rb=k/T

对于复信号：Es/N0=(S/R)\*(T/Ts)

对于实信号：Es/N0=0.5\*(S/R)\*(T/Ts)

此处复信号与实信号差一个系数的原因是复信号的功率谱密度为单边，实信号的功率谱密度为双边，所以在相同功率的前提下复信号的带宽减半，它的功率谱密度为双边功率谱密度的二倍。

SNR，ebno和esno：

我们在仿真过程中往往更多用到的是dB形式的信噪比，下面继续明确几个概念

Eb/N0：比特信噪比，它的dB形式为ebno ，即ebno=10lgEb/N0

Es/N0：符号信噪比，它的dB形式为esno ，即esno=10lgEs/N0

由Es=Eb\*k 可知 Es/N0=k\*Eb/N0，则有esno=ebno+10lg（k）

最后我们有：

ebno=SNR-10lg（Rb/W）;

esno=SNR-10lg（1/T\*W）;

下面给出一个计算Eb/N0和SNR的简列：

本人所用到的仿真信号为超宽带信号，发送的是一系列经过调制的窄脉冲，考虑一个最简单的情况，发送的符号内只有1bit信息，脉冲的持续时间为 T=0.5ns，

采样频率为1/Ts=20GHz，此时由于k=1， 有

Es/N0=Eb/N0=S/R\*(0.5\*(10^-9)) \*(20\*(10^9) ) =10\*S/N .

esno=ebno=SNR-10lg[1/(0.5\*(10^-9)) \*(20\*(10^9) ) ]=SNR+10 .

并且是一个全面的格式，涵盖了来自国际公认贡献者文章的电气工程的许多方面。其目标是提供电路，信号处理，电子，电磁场，能源装置，系统，电气效应和设备等传统领域的最新信息，同时涵盖通信，纳米技术，生物识别，数字设备，计算机工程，系统和生物医学工程。另外，最后一部分提供有关物理，化学和材料数据的全面信息汇编，以及广泛包含的数学信息。本书中的许多文章和其他五卷已经完全修改或更新以适应当今的需要，并增加了许多新章节。广播和光通信技术的目的是为广播，均衡，光通信，计算机网络，ad hoc无线网络，信息论，卫星和航空航天，数字视频处理和移动通信等领域的主题提供参考通信。这里提供了解这些领域的基本信息。我们还提供关于带宽调制，锁相环，遥测和计算机辅助设计和通信系统分析的信息。组织信息分为两大部分。第一部分包括13章，最后一部分总结了适用的数学，符号和物理常数。大多数文章包括三个重要和有用的类别：定义术语，参考文献，和进一步的信息。定义术语是关键定义，并且定义的每个术语的第一次出现在文本中以粗体显示。这些术语的定义在每章或每篇文章的末尾总结为alist。这些参考资料提供了一些有用的书籍和文章供后续阅读。最后，进一步的信息提供了一些有关该主题的额外信息的一般和有用的来源。查找您的主题提供了许多访问信息的渠道。完整的目录显示在本书的前面。另外，单个目录在两部分之前。最后，每个章节都有自己的目录。读者应该查看这些目录以熟悉本书的结构，组织和内容。例如，参见第I节：通信，然后是第1章：广播，然后是第1.1章：调制和解调。这个树和分支目录表使读者能够在树上移动以找到关于感兴趣主题的信息。编制了两个索引以提供多种获取信息的手段：主题索引和贡献作者索引。主题索引也可以用来定位关键定义。每个关键字（定义）的定义出现的页面在主题索引中都清楚地标识出来。“电气工程手册”第3版旨在为大多数查询提供答案，并指导查询者获取更多资料和参考资料。我们希望这本手册经常被提及，并且信息要求将会得到有效满足。致谢本手册是对顾问委员会，出版商和我的编辑助理的奉献的见证。我特别感谢发行人Taylor＆Francis Nora Konopka，编辑项目开发经理Helena Redshaw，和项目编辑Marsha Hecht。最后，Iam感谢编辑助理伊丽莎白斯坦伯格的支持。Richard C. Dorf编辑兼总编辑Richard C. Dorf，加州大学戴维斯分校电气和计算机工程教授，教授电路和控制系统领域的电子工程专业的研究生和本科课程。他获得了美国海军研究生院的博士学位，科罗拉多大学的硕士学位，以及aB.S. 来自克拉克森大学。他高度关注电气工程学科及其对社会和经济需求的广泛重视，他在国际上撰写和讲授了电气工程的贡献和进步。Dorf教授拥有丰富的教育和工业经验，在机器人，自动化，电路和通信领域非常活跃。他曾担任苏格兰爱丁堡大学的访问教授; 麻省理工学院; 斯坦福大学; 和加州大学伯克利分校。Dorf教授是美国电气和电子工程师学会的会员，也是美国工程教育协会的会员。Dorf博士因其Modern Control Systems第10版（Addison-Wesley，2004）和The International Encyclopedia of Robotics（Wiley，1988）而广为人知。Dr.Dorf还是Circuits，Devices and Systems（带有Ralph Smith），第5版（Wiley，1992）和ElectricCircuits，第7版（Wiley，2006）的合着者。他还是TechnologyVentures（McGraw-Hill，2005）和The Engineering Handbook，第2版（CRCPress，2005）的作者。此页有意留空白AdvisoryBoard Frank Barnes William Kersting Richard S. RobrockII顾问内华达大学贝尔实验室公司美国犹他州Highland内华达州里诺Bedminster新泽西州Thomas M. Cover Steven L. Maddy斯坦福大学SpectraLink公司Martin S. Roden斯坦福加利福尼亚州博尔德科罗拉多州加利福尼亚州立大学洛杉矶Thomas E Darcie RobertJ.Marks II AT＆T贝尔实验室华盛顿大学MatthewN.O。Sadiku Holmdel，New Jersey西雅图，华盛顿Prairie View A＆0; m（t）1 + m（t）0 j 1 + m（t）j L bm（t）。-1需要180-; mðtÞ5 1包络检测0; 希尔伯特变换为xx ^ d t = d x d t = 1 dl \* ptp 1 tla使用上边带信号的上标和下边带信号的下标。b严格意义上，AM信号不是线性的，因为carriertm不满足线性（叠加）条件。技术来源：LWCouch，数字和模拟通信系统，纽约：麦克米伦，1990年。经许可。广播1 -3其中oc = 2 pfc。复包络为g（t）= R（t）和（t），其中g（t）是调制信号m（t）的函数。也就是说，g？t？g？m？t？因此，g [？]对m（t）执行了推理运算。为m（t）的g（t）间隔选择的特定关系定义了所用调制的类型。在表1.1中，为以下类型的调制给出了映射函数g（m）的示例：。AM：调幅。DSB-SC：双边带抑制载波调制。PM：相位调制。FM：调频。SSB-AM-SC：单边带AM抑制载波调制。SSB-PM：单边带PM。SSB-FM：单边带FM。SSB-EV：单边带包络可检测调制。SSB-SQ：单边带平方律检测调制。QM：正交调制调制在表1.1中，可以采用时间统一的方法来获得通用发射机模型，这些模型可能会减少到用于特定调制类型的那些模型。我们也看到有相当于不同电路配置的等效模型，但它们可以用来在它们的输出端产生相同类型的调制信号。通信工程师需要选择一种能够优化性能的实施方法，但是仍然要根据最新的技术发展状况保持低成本。广义发射机有两种规范形式。图1.1是公式（1.2）中描述的AM-PM型电路。在这个图中，基带信号处理电路从m（t）生成R（t）和y（t）。R和y是调制信号m（t）的函数，如表1.1所示，用于所需的特定调制类型。图1.1使用AM-PM生成技术的广义发射机 （资料来源：LWCouch，数字和模拟通信系统，纽约：麦克米兰，1990年，第279页。）经过许可。1-4广播和光通信技术图1.2说明了广义发射机的第二个典型形式。 - 相位和正交相位（IQ）处理。类似地，关于x（t）和y（t）的公式在表1.1中示出，并且基带信号处理可以通过使用软件或者使用模拟硬件和数字硬件来实现。规范形式利用射频（RF）电路指示。任何类型的信号调制（AM，FM，SSB，QPSK等）可以通过使用这两种规范形式中的任何一种来生成。这两种形式都可以方便地将基带处理与RF处理分开。超外差技术大多数接收机采用超外差接收技术（见图1.3）。这种技术包括将输入信号下变频或上变频到称为中频（IF）频段的一些方便的频段，然后通过使用适当的检波器提取信息（或调制）。该基本接收机结构用于接收所有类型的带通信号，例如电视，FM，AM，卫星和雷达信号。图1.2使用正交生成技术的广义发射机。（来源：LWCouch，数字和模拟通信系统，纽约：麦克米兰，1990年，第280页。经过许可。）图1.3超外差接收机（来源：LWCouch，数字和模拟通信系统，纽约：麦克米伦，1990年，第281页）经广播1 -5如果需要复数包络g（t）用于广义信号检测或为了在数字系统中实现最佳接收，可以通过使用正交产品检测器获得x（t）和y（t）正交分量，其中x（t）1 jy（t）= g（t），如图1.4所示。可以将x（t）和y（t）馈送到信号处理器以提取调制信息。不考虑噪声的影响，信号处理器可以通过使用表1.1中给出的复包络生成函数的逆函数从x（t）和y（t）恢复m（t）（并且因此解调IF信号）。广义调制技术见表1.1。在数字通信系统中，通常使用离散调制技术来调制源信息信号。离散调制包括：。PCM¼脉冲编码调制。DM¼差分调制。DPCM¼差分脉冲编码调制。FSK 1/4频移键控。PSK¼相移键控。DPSK =差分相移键控。MPSK¼M -aryphase-shift键控。QAM = 4正交幅度调制图1.4 IQ（同相和正交相位）检测器（来源：LWCouch，数字和模拟通信系统，纽约：麦克米兰，1990年，第284页。PCM信号是通过执行三个基本操作生成的：采样，量化和编码（见图1.5）。采样操作会产生最高脉冲幅度调制（PAM）信号。量化将实际采样值转换为最接近的M个幅度水平。通过将每个量化采样值编码为数字字，从量化PAM信号中获得PCM信号。频移键控FSK信号可以表征为两种不同类型之一。由于y（t）在切换时间不连续，因此一种称为不连续相位FSK。不连续相位FSK信号由Acosθot + yÞ表示，当时间间隔为t时，表示临床1表示s t t c c 1 1ð1：（2）其中f 1称为标记（binary1）频率，f 2称为空间（binary0）频率。另一种类型是连续相FSK 。连续相位FSK信号是通过将数据信号馈入调频器产生的，如图1.6（b）所示。这个FSK信号由下式表示：Z ts（t）= A c cos（oct）+ D fm（d 1）或s（t）= Ref f f ejo ctg 1：6图1.5 APCM传输系统。广播1 -7图1.6 FSK。（来源：LWCouch，数字和模拟通信系统，纽约：麦克米伦，1990年，第337页。经许可。）图1.7检测FSK。（资料来源：LWCouch，数字和模拟通信系统，纽约：麦克米伦，1990年，第344页。经许可。）其中jyðtÞgð¼¼½ð1：7ÞZ tyð¼¼f fðlÞ dl FSKð1：8Þ1 FSK的检测如图1.7所示。M-phase-shift键控如果发射机是带有M-数字调制信号的PM发射机，在jy（t）发射机输出端产生MPSK。复数包络线的允许值aplot包含M1-8广播和光通信技术点，每个Mmultilevelvalue的g值（通常为一个复数），对应于Mphases y被允许拥有。MPSK也可以使用由复数包络的x和y分量调制的两个正交载波（而不是使用同相调制器）来产生：jyðtÞg t t A ce¼tÞj j t tÞ1：其中x和y的允许值分别为xi = A c cos yi（1）（10）yi = A c sin yi（1）对于允许的相位角yi，i = 1,2，...，M MPSK信号。这由图1.8说明，其中信号处理电路实现了公式（1.10）和公式（1.11）。MPSK，其中M = 4，被称为正交相移键控（QPSK）信令。正交幅度调制正交载波信令称为正交幅度调制（QAM）。一般来说，QAM信号星座并不限于仅在半径为A c的半径上具有允许的信令点，如图1.8 QAM信号的生成（来源：LWCouch，数字和模拟通信系统，纽约：麦克米伦，1990年，p。表1.3带有升余弦滚降脉冲整形的QAM信道的频谱效率R比特= s Z = B Hz级别的数量，DAC，TM（符号）'（比特）r = 0.0 r = 0.1 r = 0.25 r = 0.5 r = 0.75 r = 1.0 211.00 0.909 0.800 0.667 0.571 0.500 422.00 1.82 1.60 1.33 1.14 1.00 833.00 2.73 2.40 2.00 1.71 1.50 16 44。00 3.64 3.20 2.67 2.29 2.00 32 55.00 4.55 4.0 3.33 2.86 2.50 DAC¼数字 - 模拟转换器。Z¼R / BT¼'/ 2比特/秒/赫兹。r是滤波器特性的滚动因子。来源：LWCouch，数字和模拟通信系统，纽约：Macmillan 1990，p。350.经过许可。案例为MPSK）。一般的QAM信号是s（t）= x（t）cos octg（t）sin oct（1）其中g（t）是信号的生成。图1.8。表1.3显示了QAM信号的频谱效率。定义术语调制：将源信息压缩到具有载波频率fc的放弃信号的过程。其可以表示为其中g（t）是调制信号m（t）的功能。也就是说，g t g m m t t·g [·]对m（t）执行推测操作。为m（t）的g（t）间隔选择的特定关系定义了所用调制的类型。超外差接收机：大多数接收机采用超外差接收技术，包括将输入信号下变频或上变频到称为中频带的某个方便的频带，然后使用适当的检波器提取信息（或调制） 。这种基本的接收器结构被用于接收所有类型的带通信号，例如电视，FM，AM，卫星和雷达信号。参考文献LWCouch，数字和模拟通信系统，纽约：Prentice-Hall，1995年。F. Dejager，''使用1单元码的PCM传输的Delta调制''Phillips Res。众议员，没有。7，pp.442-466，1952.1.2.1广播和光通信技术JH Downing，Modulation Systems and Noise，Englewood Cliffs，NJ：Prentice-Hall，1964.J.Dunlop and DG Smith，Telecommunications Engineering，London：VanNostrand ，1989年。BP Lathi，现代数字和模拟通信系统，纽约：CBS学院，1983年。JH Park，Jr.，'二进制DPSK检测'，IEEE Trans。Commun。，COM-26，pp.484-486,1978。M.Schwartz，Information Transmission，Modulation and Noise，New York：McGraw-Hill，1980。更多信息IEEE Transactions on Communications Monthly月刊上描述了电信技术。M -aryQAM方案的性能在其1991年3月发行的第405-408页中进行了评估。IEEE杂志IEEE Communications是一个有价值的资源。另一个来源是IEEE TransactionsonBroadcasting，由电气和电子工程师学会每季度发布一次。“双周刊”Electronics Letters调查了1991年4月11日发行的pp.640- 642。有关MSK相干检测的另一个相关来源在相同问题的pp.623-625中描述。所有订阅查询和订单都应发送至IEE出版销售部，邮箱Box96，Stevenage，Herts，SG1 2SD，英国。1.2无线电广播Jerry C. Whitaker Broadcasting已经出现了。调幅（AM）是允许语音通信发生的第一个调制系统。这个简单的调制系统在整个20世纪20年代和30年代占据主导地位。调频（FM）在20世纪40年代进入常规广播业务。电视广播在信号的视觉部分使用幅度调制，在信号的听觉部分使用频率调制，在20世纪40年代中期公众可以获得。最近，数字电视（DTV）服务已经在美国和其他地方推出，使用传统电视频段和模拟系统的6MHz带宽，但采用数字调制。AM无线电广播AM广播电台在10kHz频道上工作，频率从540到1600kHz均匀分布。联邦通信委员会（FCC）和其他国家的机构已经建立了各种类型的站，以将可用频谱分配给特定地区和社区。在美国，基本类别是清晰的，地区性的和地方性的。目前的实践使用CCIR（国际）名称分别为A类，B类和C类。操作功率水平范围从50kw到aclear频道电台本地电台250 W。高级AM调制高级levelanode调制是产生ahighpowerAMsignal的最古老和最简单的方法。在这个系统中，调制信号被放大，并与直流电源连接到最终RF放大器的阳极。射频放大器通常工作在C级。调制器的最后一级通常由一对管级Binapush-pull配置的管组成。Abasic高级调制器如图1.9所示。RF信号通常在低电平晶体管振荡器中产生。Itisthen通过一个或多个固态或真空管级放大，以适当的频率向广播网格提供最终的RF驱动。1 -11调制RF输出RF输入信号Bias调制输入信号V cc图1.9高电平的简化图，调幅放大器。最终级的Campli fi er。音频输入应用于中间功率放大器（通常为固态），并用于驱动两个B类（或AB类）推挽输出设备。最后的放大器提供必要的调制功率来驱动最终的RF级。对于100％调制，此调制功率等于实际载波功率的50％。图1.9所示的调制变压器通常不会为最终的RF放大器提供直流电源电流。所示的调制电抗器和电容器可以将调制器的音频信号电压与直流电源一起提供给最终的RF放大器。这种布置消除了使直流电流流过调制变压器次级的必要性，这会导致磁损耗和饱和效应。在一些较新的发射机设计中，由于变压器技术的改进，调制反应堆已从系统中消除。射频放大器通常在周期的正峰值期间运行C类电网电流。典型的阶段效率是75至83％。放大器后面的射频谐振器使工作频率下的输出信号发生谐振，并且在低通滤波器的协助下，消除了Class Coperation引起的放大器谐波。这种类型的系统在AM广播中很流行很多年，主要是因为它的简单性。主要缺点是总体系统效率较低。B类调制器管的效率不能超过50％。即便如此，耗费不多的电力，这并不被认为是重大问题。然而，随着能源成本的增加，更高效的产生高功率调幅信号的方法得到了发展。效率的提高通常是以增加技术复杂性为代价的。脉宽调制脉宽调制（PWM）也称脉冲宽度调制（PDM），是现代真空管AM发射机开发的最流行的系统之一。图1.10显示了基本的PDM方案。PDM系统通过使用方形波形切换系统工作，如图1.1所示。正弦波方波三角波输入音频波形+ 0 - 音频+三角波之和阈值宽度调制脉冲图1.11 PDM系统的原理波形。PDM过程以信号发生器开始（见图1.12）。A75kHz正弦波由振荡器产生，用于驱动方波发生器，产生75 kHz的方波。然后对方波进行积分，得到与测量电路中的输入音频混合的atriangular波形。得到的信号是依赖于输入音频的atriangular波形。此复合信号是广播1 -13 75 kHz平方加法音频波积分器振荡器发生器电路输入PDM输出脉冲阈值放大器放大器图1.12PDM波形发生器的框图。然后应用于阈值放大器，当输入信号的值超过某个限值时，该放大器起到开关的作用。结果是脉冲串，其中脉冲的宽度与三角波形超过阈值的时间段成比例。脉冲输出应用于放大器以获得驱动随后阶段所需的功率。滤波器消除切换过程完成后可能存在的任何瞬变。实际上，PDM方案是数字调制系统，音频信息以75-kHz速率采样。脉冲的宽度包含所有的音频信息。脉冲宽度调制信号被施加到开关或调制器管。根据​​脉冲的瞬时值，管简单地开启，达到饱和状态或关闭。当脉冲变正时，灯管打开，灯管两端的电压降到最低。当脉冲回到其最小值时，灯管关闭。这个PDM信号成为最终RF放大器管的电源。当调制器开启时，最终的放大器将会产生电流和RF。当开关管或灯管关闭时，最终的放大器电流会降低。该系统使最后的放大器以高效的D类开关模式工作。加法放大器的补偿电压用于设置发射机的载波（无调制）电平。由于开关模式操作，在最终放大器的输出端有三次谐波能量回波。这种能量被三次谐波陷阱消除。结果是稳定的放大器，其正常工作效率超过90％。调制器及其驱动器所消耗的功率通常是无级Bampli fi er阶段的相互作用。上图中显示的阻尼二极管用于防止开关过程中潜在的瞬态过电压损坏。当最终放大器导通期间，开关管切断电源电流时，通过PDM滤波器中包含的电感器的高电流可能会导致产生大的瞬态电压。PDM滤波器中的能量通过阻尼二极管返回到电源。如果没有建立变电站，则能量将通过灯管本身的电弧返回。PWM系统可以完全消除发射机中的音频变压器。结果是宽频率响应和低失真。应该指出的是，这个放大器和调制方案的变化ha 通过包含在PDM滤波器中的电感器的高电流可能会导致产生大的瞬态电压。PDM滤波器中的能量通过阻尼二极管返回到电源。如果没有建立变电站，则能量将通过灯管本身的电弧返回。PWM系统可以完全消除发射机中的音频变压器。结果是宽频率响应和低失真。应该指出的是，这个放大器和调制方案的变化ha 通过包含在PDM滤波器中的电感器的高电流可能会导致产生大的瞬态电压。PDM滤波器中的能量通过阻尼二极管返回到电源。如果没有建立变电站，则能量将通过灯管本身的电弧返回。PWM系统可以完全消除发射机中的音频变压器。结果是宽频率响应和低失真。应该指出的是，这个放大器和调制方案的变化ha 结果是宽频率响应和低失真。应该指出的是，这个放大器和调制方案的变化ha 结果是宽频率响应和低失真。应该指出的是，这个放大器和调制方案的变化ha由其他制造商用于标准广播和短波业务。数字调制AM广播电流发射机设计工作几乎专注于固态技术。高功率MOSFET器件和数字调制技术使新一代节能系统成为可能，其音频性能轻松超越真空管设计。大多数固态AM系统以高效的D类切换模式工作。多种MOSFET驱动器板通过几种方法之一来实现所需的载波功率.14广播和光通信技术短波广播商业和政府使用的技术表1。4短波赞助短波广播的工作频段与AM广播中使用的频段紧密结合。然而，短波频段频段频段的工作频率通常比AM频段（kHz）（m）站的功率高得多。国际广播电台使用频率范围为5.95至26.1 MHz的A5,950-6,200 49频率。这些传输是B9,500-9,775 32 C11,700-11,975 25，用于公众在国外D15,100-15,450 19个国家接收。表1.4列出了由联邦通信委员会（FCC）为F21,450-21分配的E17,700-17,900 16的频率，750 14联合国G25,600-26,100 11个国家的国际广播短波业务。最小输出功率为50 kW。在特定频率下进行特定小时的操作。安装了超大功率的短波发射机，以服务于大型地理区域并克服外国政府的干扰。额定功率输出为500千瓦及以上的系统并不少见。专为高功率操作设计的射频电路被利用。大多数短波发射机有自动调谐到几个预设工作频率之一的独特要​​求。不同的方案存在完成这项任务，包括多个激励器（每个激励器都设置为所需的工作频率）以及电机控制的可变电感器和电容器。每个频率的调谐都由发射器制造商完成。所有调谐控制的设置都存储在存储器中。在大多数情况下，高功率短波发射器的自动重新调谐可以在不到30秒的时间内完成。功率放大器类型由于改进了半导体器件，短波技术在过去的5年中取得了显着的进步。高功率MEMS器件和其他器件制造的固态短波发射机功率为500 kW，更实用。然而，现在使用的大多数短波系统使用真空管作为发电元件。用于短波应用的APower放大器/调制器的效率至关重要。由于涉及功率水平，效率低下意味着运营成本增加。年纪大了，传统的管式短波发射器通常使用以下调制系统之一：。Doherty放大器。Chireixoutphasing调制ampli fi er。圆顶调制放大器。Terman-Woodyard调制放大器调频广播FM调频广播电台的工作频率在200 kHz之间，频率从88.1到107.9 MHz均匀分布。在美国，92.1 MHz以下的频道专供非商业性教育电台使用。美国联邦通信委员会为密西西比河以东的FM电台建立了三个分类，并为密西西比以西的电台建立了四个分类。功率等级范围从大约100 kW有效辐射功率（ERP）到3kWorless，适用于低等级。变电站的ERP与发射机功率输出（TPO）和天线增益有关。ERP是通过将这两个数量相乘并确定线损来确定的。据称，如果发射天线在设计上集中有用的辐射角能量，而不是允许大量的能量辐射到地平线以上（并且在空间中丢失广播1-15），那么它就具有“好处”。FM和电视发射天线的设计旨在通过垂直堆叠各个辐射元件来提供增益。在第一次检查时，使用尽可能低的发射机功率输出和最高的天线增益来实现许可ERP是合理和经济的。然而，其他因素却使得最明显的解决方案并不总是最好的解决方案。限制使用高增益天线的因素包括：。高增益设计对覆盖面积和信号穿透的影响。由于塔的限制，例如可用的垂直空间，重量和风荷载，对天线尺寸的限制。天线成本立体声广播在今天的FM收音机中几乎普遍使用。在20世纪60年代中期引入的立体声广播对FM收音机的成功贡献很大。左右总和（单声道）信息作为标准调频信号传输。滤波器将此主通道信号限制在最大约17 kHz。Apilot信号以19 kHz的低幅度发送，以便在接收器处进行解码。左右差分信号作为对主调频载波进行频率调制的调幅副载波传输。副载波的中心频率为38kHz。FM接收机中的解码器电路将和差信号矩阵化以再现左右声道。图1.13显示了astereoFMstation的基带信号。调制电路早期的FM发射机使用低频工作的电抗调制器。然后调制器的输出倍增以达到所需的输出频率。这种方法对于单声道FM传输是可以接受的，但对于现代立体系统或其他利用FM上的副载波的应用广播信号。现代FM系统都采用所谓的直接调制。也就是说，频率调制发生在调制振荡器中，其工作频率等于期望的发射机输出频率。在广播系统中，将复合FM信号应用于FM调制器。已经开发了各种技术来生成直接FM信号。其中最流行的是使用可变容量二极管作为振荡器中的反应元件。调制信号被施加到二极管，这导致器件的电容改变调制信号大小的功能。电容的变化会导致振荡器的频率发生变化。此外，频移的幅度与调制信号的幅度成比例，并且频移的速率等于调制信号的频率。直接FM调制器是FM发射机激励器的一个元件，它可以产生复合FM波形。完整的FM激励器的Ablock图如图1.14所示。各种类型的音频输入（立体声左右信号，加上副载波编程，如果使用的话）进行缓冲，滤波和预加重，然后进行加和以馈送经过调制的振荡器。应该注意的是，振荡器通常不直接耦合到晶体，而是自由振荡的振荡器尽可能接近发射机的载波频率。最终的工作频率由一个自动频率控制系统仔细维护，该系统采用了一个与晶体振荡器或频率合成器相连的锁相环（PLL）。固态级Campli fi er遵循调制振荡器并将FM信号的工作功率提高到20至30 W.发射机中的一个或多个后续放大器将信号提升到几百瓦，以便应用于最终的功率放大器级。目前几乎所有的高功率调频发射机都采用固态放大器直到最终的RF级，对于20 kW及以上的运行功率，通常采用真空管。所有阶段都在类Cmode中运行。与AM系统不同的是，FM功率放大器的每一级都可以工作在C级，因为由于幅度变化，调频信号不会丢失任何信息。如前所述，FMisa恒功率系统.1 -16广播和光通信技术图1.13复合基带立体声调频信号。图1.14 FM激励器的框图。辅助服务现代FM广播电台不仅能够播放立体声节目，还能播放一个或多个辅助频道。这些由FCC称为附属通信授权（SCA）服务的信号，用于传输股票市场数据，背景音乐，控制信号以及通常不属于电台主要节目的其他信息。这些服务不提供与主立体声节目相同的覆盖范围或音频文件。然而，他们执行公共服务，并可以代表广播公司的重要收入来源。SCA系统可以有效利用现有的频谱。最常见的副载波频率为67 kHz，尽管可能使用更高的副载波频率。FCC允许操作副载波系统的电台在特定条件下超过（通过小数量）最大75 kHz偏差限制。副载波利用低调制电平，并且产生的能量基本上保持在FM信道辐射的200kHz带宽限制内。FM功率放大器目前制造的大多数高功率FM发射机采用腔体设计。1/4波长腔是最常见的。设计简单直接。可以在不同的发射器中找到许多变化，但是基本的操作理论是相同的。任何腔体放大器的目标都是模拟工作频率下的谐振回路，并提供耦合腔体和传输线路的能量。由于涉及的工作频率（88至108 MHz），“坦克”的元素采用了不熟悉的形式。图1.15中显示了非典型的1/4波形。管的板直接连接到阻挡电容器的内部部分（管）。阻塞电容器可以以几种方式之一形成。在至少一种设计中，它是通过用多层绝缘薄膜包裹内管导体的外表面而制成的。排气烟囱/内导体构成阻塞电容器的另一个元件。空腔壁形成1/4波传输线电路的外导体。直流板电压通过在排气烟囱和内管导体内部布线而施加到PA（功率放大器）管。广播1-17图1.15用于调频广播服务的兼容型1/4波长PAAP的物理布局。在这种设计中，屏蔽接触式金属环安装在金属板上，金属板通过电容电容器与接地腔面板绝缘。该硬件组成屏蔽块组件。直流屏蔽电压通过绝缘引线从腔板下方馈送到fi ngerstock环。一些采用1/4波腔设计的发射机采用了屏蔽接地fi ngerstock环直接连接到接地腔体的屏蔽配置。PA阴极然后在地电势下（即，在阴极电压下）工作，为管子建立所需的屏蔽电压。通过调整腔长来完成腔的粗调。腔体的顶部（腔体短路板）通过螺钉或夹具进行固定，并可升高或降低，以针对特定的工作频率设置组件的长度。微调是通过内置的可变容量板调谐控制空腔。在这个例子中，这个电容器的一块板，固定板，固定在隔离电容器正上方的内部导体上。可动调谐板固定在腔体外部导体上，并与前面板调谐控制器机械连接。该容量将内部导体分流到外部导体并改变腔的电气长度和谐振频率。AM广播天线系统发射信号的垂直极化用于AM广播电台，因为它具有出众的地波传播，并且由于它提供了简单的天线设计。联邦通信委员会（FCC）和其他国家的许可证颁发机构已经建立了具有特定功率等级和运行时间的AM电台的分类。FCC规定的保护要求规定，某些AM电台（在美国）会减少发射机功率日落，并在日出时恢复到全功率。这种操作方法基于AM波段频率的传播特性。AM信号在夜间比白天传播得更远。不同的白天/夜间操作能力旨在为每个AM电台提供没有干扰的特定覆盖范围。然而，由于所有AM电台在夜间受到的干扰增加，所以意味着它将涉及覆盖范围。在任何无线电台发射机站点可见的塔只是天线系统的一半。第二个元素是地面系统。atower上的电流不会简单消失;相反，它通过地球和塔之间的电容返回到地球1-18广播和光通信技术。如果塔具有径向铜接地系统，则地面损耗将大大降低。非典型单线接地系统由120个径向地线组成，每个140度电角度（以工作频率），与塔基等距。这通常会增加120个穿插50英尺长的放射状物。定向AM天线设计当具有广播功率的无方向性天线不能辐射无线电台对电台的主要业务区域进行辐射时，或在相同或相邻频率上辐射太多的无线电台时，需要采用无源天线系统。FCC和其他国家的管理机构制定的规则规定了各类电台在白天和夜间时段提供的保护要求。这些限制倾向于限定最合意的天线方向图的形状和大小。通过仔细控制馈送给系统中每个塔的射频电流的幅度和相位，可以实现无方向性天线的功能。方向图是塔的数量和间距（垂直散热器）的函数，以及它们的电流的相对相位和幅度。定向AM阵列中的塔的数量可以从两个不同的系统或甚至更多不复杂的系统。一个塔被定义为参考塔。其他塔的幅度和相位是相对于这个参考来测量的。复杂的分裂，分阶段，并且需要天线耦合装置来使定向系统工作。图1.16显示了基本双塔阵列的ablock图。功率分配网络控制每个塔内的相对电流幅值。相位网络提供了相对于参考塔的每个塔电流相位的控制。每个塔底部的匹配网络将传输线阻抗辐射塔的基本运行阻抗。实际上，图中显示的系统不会由单个元素组成。相反，匹配网络，功率分配网络和相控网络通常都会被合并为一个单位，称为相量。天线方向图设计任何方向性天线系统（阵列）的方向图由许多因素决定，包括：。电气参数（每个塔架的相位关系和电流比率）。每座塔的高度。每个塔架相对于其他塔架的位置（特别是与参考塔架有关的位置）定向阵列由两个或更多个塔架以特定方式布置在土地上。图1.17显示了非典型的三塔阵列，以及这种阵列可能产生的模式。这是一个内联阵列，这意味着所有元素（塔）彼此一致。请注意主瓣与塔架线位于同一条线上，并且模式零点（最小值）位于对称地关于塔架线，分别保护3158和458的同轴通道站Aand Battrue轴承。图1.16双塔阵列的AM定向天线馈线系统框图。广播1-19图1.17使用所示的电气参数和方向，使用三塔直列式定向阵列生成的辐射图。图1.18将图1.13的阵列旋转到新的方向时产生的辐射方向图。图1.18显示了相同的阵列，但它已经旋转了108个。注意到图案形状没有改变，但是主瓣和零点的位置跟随塔的线。也注意到零点不再指向要保护的站点。如果这个定向天线系统是在转盘上构建的，那么该图案可以旋转而不会影响形状。但是，为了完成必要的保护并使主瓣以正确的方向为导向，只有一个正确的位置。在大多数情况下，塔架的位置将根据单一参考塔来指定。广播和光通信技术将被指定。其他塔架的位置将以该参考的距离和方位的形式提供。偶尔，参考点（通常是阵列的中心）将用于历史记录坐标点。方位角从参考塔或点的塔的方位角或方位角是从真北向的顺时针方向指定的。正北和北方之间的区别是至关重要的。磁北极并不在真北极或地理北极。（实际上，它位于加拿大北部的岛屿北部7418，西北1018的附近。）磁性和真实轴承之间的差异称为变化或磁偏角。测量师通常使用的倾斜角度因地点而异。这不是一个真实的。地球的磁场受到强度和方向的变化。这些变化发生在每日，每年和长期（或世俗）时期。世俗变化导致多年不同时期的赤纬持续增加或减少。天线监测系统监测AM定向天线的工作基本上涉及测量系统中的功率，进入塔内的电流的相对值，它们的相位关系以及在距天线一定距离的某些监测点处的辐射信号的水平。图1。图19显示了三塔式阵列的非典型监测系统的框图。对于具有附加塔的系统，基本布局通过增加更多拾取元件，采样线和附加输入的监测器来扩展。相位/电流采样环路通常使用相位/电流采样元件的两种类型：采样环路和环形电流互感器（TCT）。样品环包含单圈非刚性结构的非屏蔽环，开口端有固定间隙用于连接样品线。该设备必须安装在靠近最大电流点的塔架上。该回路可用于均匀和非均匀横截面的塔架上。它必须在塔式电位下运行，除了电气高度小于130电角度的塔外，其中环路可以在地电位下运行。当采样回路在塔电位下运行时，从回路到塔底的同轴电缆也处于塔式电位。为了使采样线穿过塔的底部，使用了样线隔离线圈。图1.19非典型的三塔式定向天线监测系统。广播1 -21图1.20三种可能的电路配置，用于相位采样。还可以使用Ashresh环形电流互感器作为相/电流拾音元件。这些设备提供了比采样回路更多的优势，包括更高的稳定性和可靠性。由于它们位于调谐单元柜体或房屋内部，因此可防止风，雨，冰和故意破坏。不喜欢刚性，固定的样品环路，torroidal电流互感器有几种灵敏度可供选择，范围从0.25到1.0 Vper安培电流。塔顶电流高达40Acan可以处理，为天线监视器提供可观的电压范围。图1.20显示了可用于相位/电流采样元件的各种布置。采样管线对于全方位阵列的最终准确度，选择和安装采样管线是非常重要的因素。对于关键阵列（需要在电台许可证中规定严格限制范围内操作的天线），所有采样线必须具有相同的电气长度，并且以这样的方式安装，以使所有线路的相应长度都暴露于相同的环境条件下。虽然采样线可以在支架上方在地面上运行（如果受到保护并正确接地），但最理想的布置是使用护套电缆直接埋入。采样线电缆的埋藏几乎是标准的做法，因为正确的埋藏提供了良好的保护，防止物理损害和温暖的环境。公共点输入到定向天线的功率是在相量公共点处测量的。功率由直接法确定：P = I 2 R其中P是以瓦特（W）为单位的功率，I是以安培（A）为单位的公共点电流， ，R是以欧姆（Ω）为单位的公共点电阻。1 -22广播和光通信技术监测点天线方向监测涉及到远离天线的任何位置的场强测量，称为监测点。这些点在天线系统初始调谐期间被选择和建立。监测点处的测量应该确定，在规定方向上的辐射不会超过将导致工作在相同或相邻频率上的较高电台干扰的值。这些点的场强限定通常在车站牌照中指定。监测点处的测量可能需要每周或每个月进行一次，具体取决于与特定测站有关的若干因素和条件。如果系统不是简单的数组，季度测量可能是足够的。折叠单极天线折叠单极天线由接地的垂直结构组成，其中一根或多根导体平行于结构的侧面折回。它可以被看作是一个垂直于地面的半波折叠偶极子并切成两半（见图1.21）。这种设计使得可以通过改变折回导体相对于塔架的直径的比率来提供全范围的谐振辐射电阻。顶部负载也可以用于扩大天线带宽。图1.22显示了折叠单极的侧视图。折叠式单极天线可视为标准分流馈电系统的补充。取而代之的是斜线约458角（用于分流馈电系统）的斜线，折叠的单极天线具有以预定高度附接到塔的一根或多根导线。电线由支柱式绝缘子支撑，并平行于塔的侧面向下延伸至底座。塔在基地停飞。折叠线或导线在底座连接在一起，并通过阻抗匹配网络驱动。取决于折叠单极的调谐要求，电线可以在顶部和/或沿着具有短路短截线的塔的预定水平连接到塔。折叠的单极可用于高（1308或更高）塔。然而，如果单极不分为两路，则总体效率（不衰减的场强）将远低于通常期望的塔的电气高度场。FM广播天线系统VHF FM收音机的传播特性与MF AM相差甚远。昼夜调频传播基本上没有区别。FM电台拥有相同的运行能力，具有统一的日夜服务区。图1.21折叠式单极天线可以被认为是垂直于地面的1/2波折叠式偶极天线，并被切成两半。广播1-23广泛的多种天线可用于FM广播频段。几乎所有的都使用圆极化。虽然天线设计与另一个制造商不同，但是可以对大多数单元进行概括。天线类型目前使用的FM广播发射天线有三种基本类型：环形短截线和扭曲环，并联和串联倾斜偶极子，以及多臂短螺旋。虽然每种设计都是独特的，但它们都具有以下共同点：天线设计用于侧装到钢塔或杆上。。通过共同刚性同轴传输线，发射元件被分流。。元素沿着每条波长的刚性线排列。图1.22单极天线的褶皱。带有1到7个托架的天线从同轴传输线的底部馈电。排列在塔的腿附近或靠近塔的面。。超过7个海湾的天线从阵列的中心馈电，以提供更多可预测的性能。。天线通常包括在通过调整馈电点处的可变电容或感应元件安装天线之后调谐电抗的方法。图1.23显示了由两个半波偏振908组成的偶极子倾斜偶极子天线。偶极子的两个旋转周期为22.58（从它们的正常平面）并且是三角波匹配的，以便在辐射体输入端提供50Ω的阻抗。所有四个偶极臂的长度都可以通过机械调整端部配合来匹配谐振。分流供电（正确调节时）可在所有四个臂中提供相同的电流。宽带平板天线是用于FM广播的第四种常见类型的天线。面板设计具有前面列出的某些特性，但主要用于两个异形站同时使用天线的专门安装。面板天线比其他FM天线更大，更复杂，但为多个站共用电源空间和自定义覆盖范围提供了可能性这种模式对于更常见的设计来说很困难，甚至是不可能的。特殊安装的天线增益和发射机功率的理想组合涉及到许多参数的分析。如表1.5所示，可以制作多种配对图1.23为了实现相同的ERP，对一个a的机架进行机械配置。圆极化的FM发射天线。3 1.3电视系统Jerry C. Whitaker技术电视技术基于将来自静止或移动场景和图片的光线转换为电子信号进行传输或存储，然后再转换为屏幕上的可视图像。在制作电影胶片时提供了类似的功能; 然而，在薄膜记录在灰幕中单帧的亮度变化不超过一秒钟的情况下，电视画面的元素必须被扫描一个片段时间。在电视系统中，场景被分解为由图片元素（像素）拼图构成的帧。像素被定义为可在系统参数内传输的电视图像的最小区域。这个过程是通过：。使用光电装置在从图像的顶部到底部的一系列水平扫描中分析图像以产生电信号，其中将各个图像元素的亮度和颜色值表示为avideo波形的电压电平。依次传输像元的值作为电平信号。在观看屏幕上的平行扫描线的视频信号显示中再现原始场景的图像扫描线和场相应于ascene的亮度级的相机管靶或CCD上的电荷的图像模式被转换为视频信号中的avideo信号扫描过程中图像元素的顺序。在每个水平线扫描结束时，当光束快速返回到场景的左侧以开始扫描下一行时，视频信号被消隐。这个过程一直持续到图像从上到下扫描完成一次现场扫描。在完成第一场扫描后，在最后一行的中点，光束再次被消隐，因为它返回到目标的顶部中心，重复该过程以提供第二场扫描。射束撞击目标时的光斑尺寸必须足够小，以便在第二次扫描时在两条线之间扫描未扫描区域。覆盖目标区域的扫描线的图案或者图片显示的屏幕被称为栅格。隔行扫描场由于起始光束返回到光栅顶部和第二个起始位置的半线偏移，第二个领域的界线位于第一个领域的界线之间。因此，两者的线是交错的。两个交错场构成一个单独的电视帧。图1.24显示了具有两个场的线交错的帧扫描。广播1 -25图1.24电视图像的隔行扫描模式（光栅）。（资料来源：电子工业协会）通过相同的操作在阴极射线管（CRT）或固态显示器上再现照相机图像，通过施加到电子枪或控制元件的元件上的视频信号以密度调制扫描光束，在固态显示设备的情况下。这个控制显示器的电压决定了屏幕上每个像素的亮度。扫描光束在返回轨迹期间的消隐由视频信号中的“黑色比黑色”脉冲波形提供。另外，在大多数接收机和监视器中，从水平和垂直扫描电路产生另一消隐脉冲并将其施加到显示系统以在扫描回扫期间确保黑屏。回扫线如图1.24中的对角虚线所示。隔行扫描格式，标准化为单色和兼容色彩，主要是为了双重相关，同样重要的原因：。消除观看者对图像间歇呈现的感知，称为闪客。降低视频带宽要求以达到可接受的阈值水平主要基于两个条件的独立性：图像的亮度级别。图像中的图像的相对区域全行525行电视帧的30Hz传输速率与非常成功的24帧/秒速率的运动图像电影相当。然而，在电视屏幕上产生的较高亮度水平下，如果将全部483行（525次空白）的电视图像作为单帧顺序呈现，则观看者将在高亮度图像区域观察到混乱的闪光。比较，电影院平均产生10至25英尺·L（英尺兰特）的屏幕亮度，而直视式CRT可以具有50至80英尺·L的高亮度。应该指出的是，电影放映机每帧闪烁两次以减少闪烁效应。通过使用隔行扫描，具有525线系统垂直分辨率一半的单场图像以60 Hz的高闪烁感知阈值速率提供。在30Hz的较低燃烧器感知阈值速率下提供了全部483线垂直细节的更高分辨率。其结果是在屏幕亮度超过50至75英尺·L的情况下，相对来说无闪烁的图像显示，是运动图像电影投影的两倍多。60赫兹的帧和30赫兹的帧都具有相同的水平分辨率能力。与逐行扫描相比，隔行扫描的第二个优点是，在显示面上一次构建帧（而不是通过交错两次）构建帧，是视频带宽中等效的较高阈值电平。525行的逐行扫描将以1/60的速度完成相同程度的流感感知。这需要在交错扫描的一半时间内完成扫描。对于每条线的相同像素数，带宽将增加一倍。[1]广播和光通信技术美国联邦通信委员会（FCC）采用的用于单色电视的标准，指定为每帧525行的系统，频率为30 Hz，每帧由两行交错的水平线组成。最初在电视传输标准的发展中，选择60Hz电力线波形作为垂直扫描的方便参考。此外，在将电力线嗡嗡声耦合到视频信号或扫描/反射电路的情况下，可见效果将是固定的并且比移动哼声条或水平扫描几何失真更不令人讨厌。在英国和欧洲的大部分地区，由于许多原因，选择了50Hz隔行扫描系统。随着电视接收机的改进，电源线参考被替换为无振荡的晶体振荡器，使得帧速率成为一个争议点。根据美国国家电视系统委员会（NTSC）关于兼容彩色电视的建议，现有的525行黑白标准在上个世纪50年代初保留了色彩。FCC于1953年采用的NTSC制式规定每帧525条水平线的扫描系统，这个帧由两个262.5行的交错字段组成，现场速率为59.94 Hz。每帧525行中的42行作为黑色图像信号被消隐，并保留用于发送垂直扫描同步信号。这会产生483行可见的图片信息。由于垂直消隐间隔代表了整个传输波形的重要数量，因此电视业已寻求在消隐间隔期间传送额外数据的方法。这种应用包括隐藏式字幕和系统测试信号。同步视频信号在单色电视传输中，提供两个基本同步信号来控制图像扫描偏转的时间：。线速率下的水平同步脉冲。。垂直同步脉冲以现场速率的宽水平同步脉冲间隔形式出现。间隔中包含两倍行速率的均衡脉冲，以在偶数场和奇数场之间的每帧中保持交织（由一半行偏移）。在彩色传输中，在水平扫描消隐期间添加三分同步信号，以提供摄像机中的彩色信号编码电路和接收器中的解码电路的频率和相位参考。这些同步信号和参考信号与图像视频信号组合以形成复合视频波形。接收机中的扫描和色彩解码电路必须跟踪同步信号的频率和相位，以产生合适的色调和饱和度的适当且几何精确的图像。连续垂直扫描时间的任何变化都会影响帧中偶数场和奇数场的交错。一个行中水平扫描定时的小错误可能导致垂直行结构的分辨率下降。周期性误差可能超出接收机中水平扫描自动频率控制电路的范围，显示为锯齿状垂直线。电视行业标准目前有三种主要的彩色传输标准：。NTSC（国家电视系统委员会）：用于美国，加拿大，中美洲，南美大部分地区和日本。此外，NTSC在美国各地受到严重影响的各个国家或地区都有使用。。PAL（逐行倒相）：用于英格兰，大多数国家和地区都受英联邦，西欧和中国的影响。变化存在于PAL系统中。。SECAM（连续色彩与[Avec]记忆）：在法国使用，受法国，苏联（一般是前苏联集团国家）影响的国家和财产以及受俄罗斯影响的其他地区。广播1 - 27三种标准与多种不兼容原因（见Benson和Whitaker，1991）。美国的电视发射机工作在三个频段：。低频VHF（非常高频），频道2至6。高频VHF，频道7至13。UHF（超高频），频道14至83（UHF频道70至83当前分配给移动无线电业务）表1.6显示了频道2至频道83的频率分配。由于美国以外的电视台有各种各样的操作参数，本节将主要关注与美国相关的电视传输。最大功率输出限制由FCC针对每种服务类型规定。低频VHF的最大有效辐射功率（ERP）为100 kW;高频VHF为316 kW; UHF为5 MW。变电站的ERP与发射机功率输出（TPO）和天线增益有关。ERP是通过将这两个数量相乘并减去传输线路损耗来确定的。影响aTVstation覆盖范围的第二个主要因素是天线高度，在广播行业中称为高于平均地形（HAAT）的高度。HAAT考虑到发射塔附近地理位置的影响.FCC许可的低海峡甚高频站的最大HAAT距密西西比东部1000英尺（305米）河和密西西比以西2000英尺（610米）。允许UHF站在美国任何地方（包括阿拉斯加和夏威夷）的任何地方以最大HAAT 2000英尺（610米）运行。表1.6美国通道频率信道频率信道频率指定频带，MHz指定频带，MHz指定频带的2到83频道分配，860-866 24 530-536 52 698-704 80 866-872 25 536-542 53 704-710 81 872-878 26 542-548 54 710-716 82 878-884 27 548-554 55 716-722 83 884- 890 28 554-560 56 722-728 29 560-566 57 728-7341 -28广播和光通信技术随着装置的不同，视听输出功率对听觉输出功率的比例可能不同; 然而，听觉通常在视觉能力的10％到20％之间运行。这个差别是两个信号的接收特性的结果。消费者的接收器需要更大的信号强度来恢复传输的视觉部分而不是听觉部分。听觉功率输出的目的是为了在车站覆盖区边缘获得良好的接收，但没有超出。对于消费者来说，能够接收电视台的音频信号而不是视频是没有用的。除了大功率电台之外，FCC还建立了两个低功率电视分类，以满足某些社区需求：它们是：。译者：在不同的频道上重播另一个电台的信号的Alow-power系统。翻译人员的目的是提供“填补”覆盖面，因为当地的地形，无法获取特定群体。在VHF频段工作的译员仅限于100 W功率输出（ERP），UHF译码器限于1 kW。。低功耗电视（LPTV）：由FCC设立的服务，旨在满足特定社区的特殊需求。以VHF频率运行的LPTV电台限于100 WERP，UHF电台限于1kW。LPTV电台发起他们自己的节目，并且可以由FCC分配给任何频道，只要能够提供足够的防止全功率电台干扰的保护即可。复合视频复合视频波形如图1.25所示。实际的辐射信号被反转，调制从最大载波电平（100％）的同步脉冲延伸到7.5％的参考图像白色。因为辐射信号幅度的增加对应于图像亮度的降低，所以调制的极性称为负。图1.25 NTSC彩色电视波形的主要组成部分（来源：电子工业协会）广播1 - 29复合术语用于表示包含以下内容的avideo信号：。图片亮度和色度信息。用于扫描和彩色信号处理电路同步的定时信息图1.25所示波形的负向部分用于发送扫描电路同步信息。幅度范围的正向部分用于传送代表亮度的亮度信息，对于彩色图像，色度。在接收器或监视器中的每一行扫描完成时，复合视频信号中的水平同步（H-sync）脉冲会触发扫描电路，使光束迅速返回到屏幕的左侧，以便开始下一行扫描。在返回时间内，水平消隐信号的水平低于对应于场景最黑部分的水平消隐信号，以避免回扫线的可见性。以类似的方式，在完成每个字段后，垂直消隐信号在扫描光束的回程部分返回到图像顶部以开始扫描下一个字段时消隐。视频参考黑色和消隐级别之间的小级别差异称为设置。设置用作aguard频段以确保同步和视频信息功能的分离以及接收机上扫描回扫的充分消隐。图1.26的波形显示了复合信号中视频和同步的各种参考电平。视频电平的测量单位最初由无线电工程师协会（IRE）规定。这些IRE单元仍然用于量化视频信号电平。主要的IRE值在表1.7中给出。图1.26 NTSC彩色系统的同步脉冲宽度。（资料来源：电子工业协会）1-30广播和光通信技术彩色信号编码为了便于有序地引入彩色电话表1。IRE单元中的7个视频和同步级别在美国和其他具有现有单色服务的信号级IRE级别国家进行视频广播时，新传输必须兼容。参考白色100换句话说，彩色图片将提供消隐电平宽度测量20可接受的质量和未经修改的单色彩色突发正弦波峰值þ20到-20接收器。另外，由于射频频谱能力有限，另一个相关的需求 - 同步脉冲宽度测量-20是需要将大约2MHz同步电平-40带宽的色彩信息输入到4。现有6 MHz广播频道的2 MHz视频带宽，而对现有发射机的修改很少或不需要修改。这是通过使用由NTSC开发的频段共享彩色信号系统，并利用眼睛在颜色敏感度和分辨率方面的基本特性来实现的。通过扫描图像产生的视频信号频谱由能量集中在15,734-Hz行扫描频率的谐波附近组成。附加的较低幅度边带分量以60 Hz（场扫描频率）的倍数存在于每个行扫描谐波。在行扫描谐波之间，即在半行频率的奇次谐波之间，存在基本上不存在的能量。因此，光谱中的这些空白空间可用于传输用于携带颜色信息及其边带的信号。此外，在该频率下注入的彩色信息调制的信号在再现图像中的可见度相对较低，因为奇数次谐波在连续扫描行和连续帧中具有相反的相位，需要重复4个字段。此外，通过在视频带通截止点附近使用子载波频率，进一步降低了彩色视频信号的可见度。在NTSC制式中，色彩使用两个元素传送：。铝合金信号。Achrominancesignal亮度信号来源于三原色 - 红色，绿色和蓝色的分量 - 参考白色的比例E y，如下所示：E y = 0：3 ER + 0：59E G + 0：11E B这些传输的值等于白色，因此导致在适当的亮度级别上在单色接收机上再现色彩。这被称为恒定亮度原理。彩色信号由两个色度分量I和Q组成，以正交的两个3.579545-MHz子载波的幅度调制边带传输。副载波被抑制，只留下彩色信号中的边带。载波的抑制允许通过重新插入对应于期望的彩色信号的相位的载波（同步解调）将彩色信号解调为两个分离的彩色信号。I和Q信号由彩色摄像机和其他信号发生器产生的红，绿和蓝原色组件组成。I和Q信号之间的相位关系，衍生的主色和补色以及颜色同步突发可以在矢量显示器上以图形方式显示。avectorscope上的水平和垂直扫描信号由R-Y和BY子载波正弦波产生，产生无限的显示。色度信号控制显示器的亮度。电子工业协会（EIA）标准彩条信号的Avectorscope显示如图1.27所示。色彩信号解码通过同步检测可以分别恢复两个色度信号载波中的每一个。与期望的色度信号相同相位的子载波作为玛瑙应用于平衡解调器。在NTSC制式中，只有与参考信号同相的信号的调制才会出现在广播1-31中。图1.27用于NTSC系统中色度和矢量幅度关系的矢量显示表示。（来源：电子工业协会）的输出。可以添加一个低通滤波器来去除在该过程中产生的色度信号的二次谐波分量。传输设备电视发射机根据其工作频段，功率级别，最终放大器类型和冷却方式进行了分类。变送器分为两个基本子系统：。可视部分接受视频输入，对RF载波进行幅度调制，并放大信号以馈送天线系统。听觉部分，它接受音频输入，对独立的RF载波进行频率调制并放大信号以馈送到天线系统。视觉和听觉信号被组合在一起，以馈入单一辐射系统。发射机设计考虑因素每家制造商都有着独特的理念，即设计和建造国外广播电视发射机。然而，有些概括可以在基本系统设计方面做出。当讨论电视发射机的功率输出时，视觉部分是主要考虑因素。输出功率表示发射器可视部分的峰值功率（同步峰值）。FCC许可的ERP等于发射机功率输出减去馈线损耗乘以天线的功率增益。通过广泛的发射机和天线组合，Alow-band VHF站可以实现最大100 kW的功率输出。A35千瓦的发射机再加上4个天线可以工作，10千瓦的发射机再次馈送12个天线。高频带甚高频电台的合理配对包括发射机和功率为50千瓦的输出功率的馈电天线再次为8个，连接到12个天线的30kW发射机。这些组合假定合理的馈线损耗.1-32广播和光通信技术为了达到确切的功率水平，通常通过前面板功率调整控制对变送器的功率输出进行微小调整。希望获得最大许可功率输出的UHF站要面对安装一个大功率发射器。典型配对包括额定功率为220 kW的发射器和功率为25的发射器，或一个110 kW的发射器和另一个50的天线。在后一种情况下，天线可能会造成重大问题。UHF天线的增益在50左右是可能的，但对于大多数安装来说不可取，因为可能导致覆盖问题。高增益天线具有可扩展的垂直辐射模式，可减少发射站附近区域的天线覆盖范围。在第一次检查时，使用最低的发射机功率输出和最高的天线增益来实现许可ERP是合理和经济的。但是，其他因素，发挥最大的显而易见的解决方案并不总是最好的解决方案。限制使用高增益天线的因素包括：。高增益设计对覆盖区域和信号穿透的影响。由于塔的限制，例如可用的垂直空间，重量和风荷载，对天线尺寸的限制。天线的成本发射机输出功率的大小对系统设计有着重要的影响。功率等级决定了设备是固态还是真空管设计; 是否必须使用空气，水或蒸气冷却; 所需的电源类型; 高压控制和监督电路的复杂性; 和其他许多参数。固态设备通常用于VHF发射机和低功率UHF发射机。Tetrodes也可以用于这些范围。作为固态技术的发展方向，合理的发射机设计中可能的功率水平稳步提高。在highpowerUHF发射机领域，速调管是一个兼容功率输出设备。速调管使用电子聚束技术在微波频率下产生高功率（来自单管的55kW并不少见）。然而，速调管的基本形式是相对无效的。没有效率优化电路的Astock速调管可能只有40％到50％的效率，这取决于所用器件的类型。已经设计了各种方案来提高速调管的效率，其中最为人所知的是束流脉冲。常用的两种脉冲类型：。Mod阳极脉冲，这一技术旨在降低色彩突发和信号视频部分的速调管功耗（从而提高整个系统的效率）。环形控制电极（ACE）脉冲，通过将脉冲信号并入变送器的低电压阶段而不是高压阶段（如mod阳极脉冲）来实现基本相同的事情。另一种提高UHF发射效率的方法涉及全新的真空管类：感应输出管（IOT）和多级低压收集器（MSDC）速调管.IOTisa装置基本上将四极管的阴极/栅极结构与漂移管/集流管速调管的结构。MSDC速调管整合了acollector组件，可以逐渐降低电压电平工作。MSDC的净效应是从电子流中回收能量，而不是耗散能量。发射机Atelevision发射机的元件可以分为四个主要子系统：。激励器。中级功率放大器（IPA）。功率放大器（PA）。高压电源图1.28显示了非典型电视发射机的音频，视频和射频路径。广播1-33图1.28 VHF电视发射机的简化框图。调制的视频中频（IF）信号在调查边带滤波器（通常为表面声波（SAW）滤波器）中呈带状。由于器件的均匀延迟特性，SAW滤波器不需要包络延迟校正。然而，发射机的其他部分可能需要包络延迟补偿。SAW滤波器为发射机设计人员和操作人员提供了许多好处。ASAW过滤器不需要调整，并且在温度和时间方面稳定。发射机输出端需要彩色滤波器，因为IPA和PA级的不完美线性会引入不需要的调制产物。功率放大器将发射机的输出能量提升到所需的工作水平。电视服务中的Tetrode在Bmode类中运行，以在保持线性传输特性的同时获得合理的效率。由于谐振电路的飞轮效应，在调谐电路中工作时，类放大器提供线性性能。这允许在推拉方式中使用单个管而不是两个管。选择线性放大器的偏置点，以便低调制级的传输特性与较高调制级的传输特性相匹配。PA四极板（阳极）电路通常建立在同轴谐振腔周围，提供稳定可靠的储能电路。固态发射器通常采用大量并行设计来实现必要的功率水平。1kWorgreater的所谓功率模块按需组合以满足目标发射机功率输出。大多数设计都使用MOSFET在D类（或更高）开关模式下运行。任何有几个组合器方案都可以用来将电源块连接到负载。根据设计，高可靠性特性可能包含在变送器中，包括故障电源模块的自动断开和有故障模块的热更换。1 -34广播和光通信技术在最终输出级使用速调管的UHF发射机必须运行A级，这是真空管最直线，也是最无效的工作模式。传统上使用两种速调管：整体腔和外腔装置。操作的基本理论对于每个管是相同的，但是机械方法是完全不同的。在整体腔体速调管中，腔体内置于装置中以形成单个单元。在外腔速调管中，腔体位于真空外壳之外，当速调管安装在变送器中时，腔体被螺栓连接在管体上。在讨论整体腔体设计和外腔设计的相关性时，有多种因素可以考虑。主要考虑因素包括运营效率，购买价格和预期寿命。基于IOTorMSDC速调管的变送器与传统的速调管系统有许多共同之处。然而，有一些重要的差异，包括：。低级视频波形预校正电路。驱动电源要求。电源需求和复杂性。故障/电弧抑制和保护。冷却系统设计和复杂性。整体系统效率图1.28的发射器框图显示了单独的视觉和听觉PA阶段。这种配置通常用于高功率发射机。低功耗设计通常使用在PA之前添加声音和视频信号的联合模式（普通放大器）。这种方法提供了简化的系统，但是以附加预校正输入视频信号为代价。功率放大器级通常配置为使得视觉和听觉放大器的电路相同，从而在发生视频功率放大器故障时提供后备保护。然后可以重新配置听觉功率放大器，以降低功率放大听觉和视觉信号。电视发射机的听觉输出级在基本设计上类似于频率调制（FM）广播发射机。电极输出设备通常操作C级; 为了提高效率，固态器件采用许多可能的开关模式之一工作.UHF发射器的声学功率放大器可以使用速调管，IOT，MSDC，四极管或固态功率模块组合。采用谐波滤波器来衰减听觉和视频信号的带外辐射，以确保符合FCC要求。滤波器设计取决于制造商;然而，大多数都采用同轴结构，利用装在预装式组件中的L和C部件。还使用了短轴滤波器，通常调整为在视频载波的工作频率的二次谐波处提供最大衰减，听觉载体。滤波器的视觉和听觉输出被馈送到混合双工器，在那里双信号被组合以馈送天线。对于需要双天线馈线的安装，使用具有正交相位输出的混合组合器。根据设计和操作能力，彩色陷波滤波器，声音和视觉谐波滤波器，双工器可以组合成单一的机械单元。天线系统广播是通过发射相干电磁波来实现的，该电磁波由一个或多个受调制射频电流激励的辐射天线元件产生。尽管通过定义，辐射能量由相互依赖的磁场和电场矢量场组成，但电视工程中的传统做法是仅根据电场测量和确定辐射特性。现场矢量可能是水平，垂直或圆形偏振。然而，电视广播对全球大多数设备使用了水平偏振。最近对圆极化的优点的关注已经导致这种传输形式的增加，特别是对于VHF信道。水平和圆形极化设计都适用于塔顶或侧面安装。后一种选择主要由先前安装的塔顶天线的存在决定。另一方面，在多个天线必须位于同一结构中的大都市区域，可以采用ast鳍式或烛台式布置。电视传输的另一种方法是将两个异形站的射频输出合并为一个单宽带天线。广播1 -35这种方法非常昂贵，需要大量的工程分析才能生成兼容系统，不会降低传输系统的性能。电视接收美国的广播频道宽度为6MHz，以传统的525线标准进行传输。最低限度的信号电平接收机将提供可用的图像和声音，称为灵敏度级别。FCC设置了两个标准信号级别分类，A级和B级，用于远程许可视觉站和分配覆盖区域。等级适用于发射塔附近的城市地区;等级布斯范围从郊区到农村和距离发射天线数英里的其他边缘区域。制造接收机的许多尺寸和形状因数。便携式个人类型包括图片尺寸为2to4in的袖珍型或手持型。对角线为单色和5to6in。为彩色。大屏幕尺寸可用单色，低成本和重量是主要要求。然而，除了便携性是重要的以外，大多数电视节目观看是彩色的。19和27英寸。尺寸主导市场。电视接收机功能可以分解为几个互连的块。随着大规模集成电路的使用越来越多，功能的隔离在接收器的设计中变得不太明显。使用atrigun显像管的接收器的典型功能配置如图1.29所示。显示系统彩色视频显示器可以分为以下几类：。直视CRT。大屏幕显示，从CRT光学投影。大屏幕显示，从调制光束投射。大面积显示单独驱动的发光CRT或白炽图像元素。透射式无源图像元件的平板矩阵。发光图像元件的平板矩阵对于消费者和专业525/625线电视应用，CRT仍然是显示器的主要类型。使用调制光源的光阀系统在图1.29中有广泛的应用。简化的蓝色电视接收机原理框图.1 -36广播和光通信技术向大型受众环境中的观众演示，特别是需要高亮度屏幕的场合。矩阵驱动的平板显示器用于电视接收机和便携式投影仪单元的数量不断增加。使用LCD技术的视频和数据放映机已广泛接受。阴极射线管显示器直视CRT是电视机中的主要显示设备。CRT提供的属性包括以下内容：。高亮度。高分辨率 。出色的灰度再现。与其他类型的显示器相比，成本低从电视接收器制造的简单性和低成本的观点来看，作为单一组件的显示装置的包装是有吸引力的。管本身仅由三个基本部件组成：电子枪，信封和阴影掩模荧光体电子光学系统和荧光屏的亮度系数高。Apeak束流低于1米Aina25-in。管将产生高达100英尺·L的高亮度亮度。主要缺点是驱动水平扫描电路所需的功率以及电子束所需的高加速电压。通过扫描反馈电压的校正，可以通过生成屏幕电位和其他低电压来部分抵消这一要求。随着消费者需求驱动制造商生产更大的图像尺寸，CRT的重量和深度以及更高的功率和电压要求成为严重的限制。这些反映在急剧增加的接收器成本上。为了承受真空玻璃外壳上的大气压力，CRTweight与可视对角线呈指数增长。尽管如此，制造商已经不断满足用更大的直观管来增加屏幕尺寸的需求。已经制作了tridot delta和in-line枪的改进版本。tridot喷枪提供小斑点尺寸，但需要对全管面板进行均匀分辨率的临界会聚调整。直列式枪支允许使用自动收敛的偏转线圈，这将保持管子整个面上的动态水平会聚，而不需要校正波形。缺点是分辨率略有下降。定义术语Aural：电视信号的声音部分。波束脉冲：用于控制速调管功率输出的一种方法，以提高器件的操作效率。消隐（Blanking）：用于在水平和垂直回扫期间消隐屏幕的电视信号部分。复合视频：包含亮度，颜色和同步信息的单一视频信号。NTSC，PAL和SECAM都是复合视频格式的例子。有效辐射功率：提供给天线的功率乘以天线方向上的天线的相对价格。均衡脉冲：在编码的视频信号中，在垂直消隐期间，在垂直同步脉冲之前和之后产生一系列2X行频率脉冲。不同数量的均衡脉冲被插入到不同的字段中，以确保每个字段在合适的时间开始和结束以产生适当的交织。在垂直消隐期间，2X行速率还可以保持水平同步。外腔速调管：其中谐振腔位于管的真空外壳之外的速调管装置。字段：在隔行扫描视频扫描中将帧中的两个（或更多）相等部分信息中的一个划分。在NTSC系统中，一张图片的信息被分成两个字段。每场广播1-37包含产生整个图片所需的线的一半。图中相邻的行包含在另外的字段中。帧：隔行视频系统中一张完整图片所需的信息。对于NTSC制式，每帧有两个字段。H（水平）：在电视信号中，H可以指任何以下内容：水平周期或速率，视频信息的水平线或水平同步脉冲。色调：将一种颜色与另一种颜色区分开来的特征之一。色调根据其在光谱中的位置（红色，蓝色，绿色，黄色等）定义颜色。电视色彩的三大特征之一。色调通常被称为色调。在NTSC和PAL视频信号中，图像中任何特定点的色调信息由有效视频副载波的相应瞬时相位传送。嗡嗡声：水平的黑色和白色条纹延伸到整个电视画面上，通常会缓慢地飘过。Humbar是由干扰电源线频率或其谐波之一引起的。感应输出管：用于UHF-TV信号的放大器，它结合了栅极（栅格调制）和速度调制器（电子束的速度调制）。其结果是对于许多应用来说更便宜，更便宜。整体式腔速调管：其谐振腔位于管真空外壳内部的速调管装置。隔行扫描：隔行扫描（也称为行隔行扫描）的渐变版本。隔行扫描是一种视频扫描系统，由此奇数和偶数行图像作为两个分开的交错字段连续发送。IRE：Aunit等于avideo信号峰 - 峰幅值的1/140，典型值为1V。0IRE点为消隐电平，同步尖端为-40 IRE，白色延伸至1100 IRE。IRE代表无线电工程师协会（Institute of Radio Engineers），它是定义该单元的IEEE之前的组织。速调管：一种基于电子束速度调制的UHF和微波信号放大器。射束被引导通过输入腔，其中输入RF信号极性初始化射束中电子的聚束效应。聚束效应激发随后的腔体，这通过能量飞轮概念增加了聚束。最后，光束通过输出腔，将放大信号耦合到负载（天线系统）。光束落在集电极元件上，形成电流的返回路径并消散电子束轰击产生的热量。低功率电视（LPTV）：由FCC授权的Atelevision服务，用于为特定的受限区域提供服务。一个LPTV电台通常可以辐射100到1000 Wofpower，覆盖10到15英里的地理半径。多级低压收集器（MSDC）速调管：特殊设计的速调管，其中降低电压的区域使电子束在聚集元件前降低速度。其效果是减少设备必须消耗的热量，提高操作效率。像素：最小的区分和可解析的areainavideo图像。Apixel是屏幕上的一个点。wordpixel是从图片元素派生而来的。光栅：扫描CRT屏幕的预定模式。当没有视频时，光栅也可以指由CRT上的扫描线产生的照明区域。饱和度：活动图片中颜色的强度，颜色的电压等级。饱和度与眼睛的颜色变浅的程度相关，因为它们偏离了同样亮度的积木或白色比例。A100％饱和的colordoes不包含任何白色; 加入白色会降低饱和度 在NTSC和PAL视频信号中，在图像的任何特定瞬间的色彩饱和度由活动视频副载波的相应瞬时幅度传送。扫描：目标区域在相机管或屏幕上的扫描。设置：Avideo术语与活动图片信号的指定基础相关。在NTSC中，有效图像信号被置于消隐（0IRE）以上7.5IRE单位。设置是视频消隐和参考黑电平之间的电平分离。1 -38广播和光通信技术同步检测：通过将调制信号乘以锁定在载波上的异步振荡器输出来恢复原始信号的解调过程。译者：无人值守电视或FM广播转发器，用于接收遥控信号并在另一个频道本地重传图片和/或音频。矢量显示器：用于显示avideo信号颜色参数的示波器类型设备。Avector-scope将色彩信息解码为R-Y和BY分量，然后用它们驱动示波器的X轴和Y轴。avideo信号中的全部颜色缺失在矢量显示器的中心显示为adot。角度，距离圆周，距离的距离以及距离中心的距离表示颜色信号的相位和幅度。参考资料KB Benson和J. Whitaker（编辑），电视工程手册，修订版，纽约：McGraw-Hill，1991年。KB Benson和J. Whitaker，纽约技术人员和工程师电视和音频手册：McGraw-Hill，1990. J. Whitaker，Radio Frequency Transmission Systems Handbook，Boca Raton：CRCPress，1991. J. Whitaker，Electronic System Maintenance Handbook，Boca Raton：CRCPress，1991.更多信息关于电视系统技术主题的其他信息可用来自以下来源：“广播工程”杂志，每期定期处理电视技术。该杂志由位于堪萨斯州欧弗兰帕克的Primedia Business出版社免费提供给合格的用户。SMPTE总部位于美国纽约怀特普莱恩斯The Broadcast of Engineers，它每年都会举办一次技术会议。该SBE位于印第安纳州印第安纳波利斯市。很少有人梦想它演变成一个通用通信终端。尽管娱乐视频的历史标准是可以接受的，但它们不适合许多应用。我们不得不演变成高分辨率标准。高清晰度电视（HDTV）应用于国外一系列发展已受到全世界关注的系统。20世纪60年代后期，高清电视可以追溯到日本。1987年，美国FCC（联邦通信委员会）请求广播机构为HDTV广播1-39广播预留频率.FCC为此制定了多年的开发标准。在20世纪90年代初，有四个竞争标准被测试。与其选择其中之一，一个大联盟的成立是为了制定一套标准。FCC于1996年12月24日批准了最终的标准，并于1998年在美国推出了第一批接收机。传统电视标准我们首先对传统电视标准进行了简要回顾。日本和北美使用国家电视系统委员会（NTSC）标准，每张图片指定525条扫描线，每秒59.94帧（标称60 Hz）的帧速率，以及2：1隔行扫描（尽管每秒钟大约有60个场，只有30场每秒新帧数）。宽高比（宽高比）为4：3。电视信号的带宽，包括视频和声音，都是6MHz。在欧洲和欧洲的一些国家，相变线（PAL）或连续色彩，和内存（SECAM）标准。这规定每张图片有625条扫描线和每秒50帧的扫描速率。这种类型的电视信号的带宽是8MHz。HDTV系统显着增加了帧内扫描线的数量，并将宽高比改为16：9。当然，如果我们愿意从零开始并放弃所有现有的电视系统，我们可以将每个频道的带宽设置为大于6（或8）MHz，从而实现更高的分辨率。日本广播公司（NHK [NAL2]）已经在他们的HDTV系统中完成了这项工作。该系统允许每帧1125行，每秒30帧，每秒60场（2：1隔行扫描）。长宽比是16：9。该系统设计用于放弃每个频道10 MHz。随着1990年发射BS-3卫星，为了在10MHz带宽内（而不是使用传统技术传输HDTV信号所需的大约50MHz）来连接信道，需要带宽压缩，以实现这种形式的HDTV。应该指出的是，日本的系统主要使用模拟调频（FM）（声音是数字的）。减少带宽的方法是多次亚奈奎斯特编码（MUSE）。下面的采样降低了对带宽的要求，但运动图像的分辨率较低。欧洲于1986年中期开始其高清晰度电视项目，其中包括西德（RobertBosch GmbH），荷兰（NV Phillips），法国（Thomson SA）和英国（Thorn / EMI Plc）的联合倡议。该系统称为Eureka 95或D2-MAC，每帧有1152行，每秒50个场，2：1隔行扫描，和16：9的宽高比。最新的欧洲标准规定了每秒50场的1250条扫描线。这就是所谓的尤里卡EU95。重要的是要注意尤里卡EU95所规定的线数是目前正在使用的PAL和SECAM标准的两倍。现场速率是相同的，所以有可能设计兼容系统，以允许当前接收者接收HDTV（当然，也可以使用高速数据传输而不需要增强定义）。HDTV信号通常需要30 MHz的带宽。HDTV格式在美国，FCC裁定（1990年3月）任何新的HDTV系统都必须允许继续为当代NTSC接收机提供服务。这种重要的限制适用于地面广播（而不是视频磁盘，录像带，卫星和有线电视）。HDTV信号可以在禁忌频道上发送，在大都市地区不使用的那些，因此可以保持足够的信道分离。因此，这些当前未使用的信道将被用于联播信号。由于美国的HDTV系统使用数字传输，因此发射机功率可以小于传统电视机的功率 - 这可以减少对相邻频道的干扰。事实上，在人烟稠密的城市地区（许多电视台获得广播许可），HDTV信号的功率必须严格限制。总共有18种数字电视格式，其中6种格式属于HDTV类别。这些格式之间的差异取决于分辨率以及是否使用了逐行扫描或隔行扫描。1 -40广播和光通信技术隔行扫描格式随着广播电视的开始而发展。每秒帧数必须更高以避免闪烁的感觉。但每秒帧数越高，所得视频信号的带宽越高。在隔行扫描中，整个画面区域为每个帧画两次。在第一次扫描中，追踪奇数编号的线，而在第二次扫描时，偶数编号的线被填入。因此，屏幕每帧显示一次图像两次。例如，如果您想每秒发送30帧，则可以每秒扫描60次。人眼不会检测出每秒钟60次的频率（即，youreye将扫描之间的信号和积分集成在一起），但大约每秒钟30个大多数人会检测到频闪效应。当然，这些工程决策是不合理的。虽然隔行扫描可以节省带宽，但对于快速移动来说效果较差（例如，如果您是生物体，则在移动物体时会看到类似于合成效果，如在单向碎纸机中将文档切片）。而且，在定义格式更高的情况下，眼睛对某些类型的闪烁器更加敏感。隔行扫描的替代方法是逐行扫描。这种格式将按顺序扫描所有行，并扫描整个帧。HDTV中最常用的三种格式是720p，1080i和1080p。数字是指垂直行数，而字母表示扫描是逐行扫描还是隔行扫描。720p格式使用720条垂直线形成字段。每行包含1280像素水平。使用逐行扫描，每秒发送60个完整图像。尽管720p的分辨率质量低于1080格式，但它可以提供平滑的运动。1080i格式使用1080条垂直线形成场。每行包含1920个像素水平。与传统电视一样，使用隔行扫描，并且每隔一秒发送30个完整图片。1080i代表720p和1080p之间的高分辨率。它提供了尽可能高的分辨率，但由于它使用了隔行扫描，因此在逐行扫描格式中的运动再现方面效果不佳。虽然这并不具有1080p的动态呈现，但在某些应用中，您的眼睛无法分辨出它们之间的差异。当运动不灵时，并且当从传统运动图像电影导出信号时，这是两个例子。在后一种情况下，传统赛璐珞胶片每秒使用24张照片每秒48张（每张照片两张），这无疑是隔行扫描的最初灵感。信号处理当色彩电视信号从模拟转换为数字（A / D）时，亮度，色调和饱和度信号必须每个样本使用8位A / D进行数字化。因此，传统电视机的数字传输需要大约216兆比特/秒的标称比特率，而未压缩的高清电视标称需要大约1200兆比特/秒。如果我们使用每赫兹带宽传输一位的数字调制系统，我们可以看到HDTV信号需要超过1GHz的带宽，而只分配6MHz。需要进行重要的数据压缩。在20世纪90年代初，四种数字HDTV方法被提交给FCC测试。这四项是由通用仪器公司，先进电视研究联盟（由NBC，David Sarnoff研究中心，飞利浦消费电子和汤姆森消费电子公司），Zenith Electronics与AT＆T贝尔实验室和AT＆T微电子合作提出的，以及美国电视联盟（通用仪器公司和麻省理工学院）。这四项提案有许多共同点，但数据压缩方法存在很大差异。数据压缩技术可以被看作是语音编码中使用的技术的二维扩展。1993年春天发生了前所未有的事情。各种竞争对手决定，鼓励fromanFCC咨询委员会合并组成一个大联盟。该联盟由七名成员组成：AT＆T，General Instrument Corp.，MIT，Philips，Sarnoff，Thomson和Zenith。这允许选择每个提议的最佳特征。然后，咨询委员会在完成拟议的高清晰度电视标准之后能够在1995年秋季度投入使用。在下面，我们描述一个通用系统。有关详细信息，请参阅参考资料。广播1 -41图1.30 HDTV发射机框图。图1.30显示了adigital HDTV发射机的通用框图。来自相机的每个帧都被数字化，并且系统具有存储一个整个帧的能力。从而，处理器与两个输入 - 当前帧（A）和前一帧（B）一起工作。在产生编码运动信息（C）的情感检测器中比较当前帧和前一帧。用于运动估计的算法尝试从顺序二维信息产生三维参数。参数可以包括图片块的速度估计值。来自运动检测器的参数与前一帧一起处理以产生当前帧（D）的预测。由于运动检测器参数被传输，所以接收器可以执行对当前帧的类似预测。我们正在描述称为MPEG-2的压缩方案。只有图像的小部分发生变化时，MPEG-2编码器才会更改该区域并保持图像的其余部分不变。在视频中的下一帧中，只有该部分图片发生了变化。MPEG-2有一些问题，但它是一种很好的压缩方案，它已经成为DVD视频和一些卫星电视服务的数字视频的行业标准。一个问题是MPEG-2是一种有损压缩方法。这意味着较高的压缩率给出了较小的图像。数字摄像机和电视机上产生的最终图像之间的图像质量有一些损失。但是，质量明显优于平均NTSC图像。使用这些压缩方案，MPEG-2可以将比特量减少大约55比1.通过这种压缩比，大部分信息都会丢失，但这种变化并不容易被视觉上看到。事实上，压缩是经过精心设计以匹配的人类视觉的特点。作为一个例子，人眼主观亮度变化的亮度比色度变化要大，并且这可以用于压缩算法的设计。人的耳朵不如眼睛宽容。耳朵对声音的微妙变化敏感得多。数字电视通过利用过去二十年发展的数字声音的进步，改善了传统模拟电视的声音。回头参考框图，将预测的当前帧与实际当前帧进行比较，并生成差分信号（E）。这个差分信号通常具有比原始信号更小的动态范围。例如，如果电视图像是静态的（即，不随时间变化），则差异信号将为零。差信号被压缩以形成发送的视频信号（F）。该压缩在时间域和变换域中都执行。在传真中使用的熵类型的熵编码可以考虑空间连续性（即，在单个图像元素的跨度上不改变，因此游程长度编码的变化通常可以压缩数据）。压缩技术结合了MPEG-2语法。基于离散余弦变换的实际压缩算法是自适应的; 因此，可以适应不同的格式（例如，1080行隔行扫描，720行逐行，双向）。主要特征是由提取描述波形的基本参数引起的数据速率下降.1 -42广播和光通信技术图1。31 HDTV接收机框图。四个数据流被异步复用以形成要发送的信息（G）。这四个信号由编码差分视频，运动检测器参数，数字音频信号（使用杜比实验室的AC-3数字音频）和同步信号组成。其他信息可以复用，包括有线电视运营商可能需要的各种控制信号。前向误差校正应用于复用数字信号以产生编码信号（H），该编码信号使得传输不易受到未校正的比特误差的影响。由于预期的低传输功率，这是需要的。错误控制也很重要，因为压缩可以放大错误效果; 单位错误会影响许多图片元素。编码的数据信号形成调制器的输入。进一步节省带宽，采用一种正交调制。实际的形式是8-VSB，包括网格编码的数字残留边带的变换。这具有许多正交幅度调制（QAM）的优点。相应的接收器如图1.31所示。接收机简单地形成每个发射机操作的逆。接收到的信号首先被解调。所得到的数据信号被解码以除去冗余并纠正错误。解复用器将信号分离为原始的四个（或更多）数据信号。音频和同步信号不需要进一步处理。解复用的视频信号应与发送的信号（“F”）相同。我们使用带引号的字母来表示这些信号是其传输对应物的估计值。使用发射机中使用的算法的逆算法对该再现的视频信号进行解压缩，以产生原始差分图像信号（“E”）的估计。接收机中的预测块实现与发射机相同的算法。它的输入是重构运动信号（“C”）和先前重构帧（“B”）。当预测器输出（“D”）被添加到重建的差分图像信号（“E”）时，结果是当前帧的构造版本。定义术语宽高比：帧宽与高度之比。数字残留边带：数字调制的一部分，其中一个边带的一部分被部分抑制。离散余弦变换：视频压缩的流行格式。空间信号以余弦序列展开，其中较高的频率表示增加的视频分辨率。熵编码：数据压缩的一种形式，通过减少信号冗余来减少传输到中等长度。尤里卡95和欧盟95：欧洲高清电视系统。大联盟：由七个提出HDTV系统的组织组成的Aconsortium。隔行扫描：放大缩小技术，其中每隔一条扫描线首先传输，然后是中间行。广播1-43动作检测器：比较两个相邻帧以检测差异的系统。MPEG-2：由Moving PictureExperts Group设计的视频压缩标准。MUSE：多个亚奈奎斯特编码，日本高清晰度电视系统使用的技术。禁忌频道：FCC当前未分配的频道，以避免来自相邻频道的干扰。网格编码：数字编码的一种形式，提供数字数据的极限（即结构）传输。参考文献S.Banerjee，“高定义电视技术演进简要概述”，Proc。SPBe，vol.3582,1998.GWBeakley，“数字HDTV地面广播的信道编码”，IEEE Trans。广播，第37卷，第4期，1991年。A. Bock和G. Drury，“将高清晰度电视引入数字电视网络”，SMPTE J.，1998年8月，R.霍普金斯，“数字高清晰度电视广播”，IEEE Trans。广播，第一卷。37，No.4,1991。PC Jain和V. Mitra，“数字电视和视频压缩”，IETE J. Res。，vol。5月9日 - 10月，RK Jurgen编辑，“数字高清晰度电视的挑战”，IEEE频谱，1991年4月。康拉德佩尔森，高清晰度电视系统指南，纽约：德尔马学习，1999年。MS Roden，Analog and Digital Communication Systems，5th ed。，Los Angeles，CA：Discovery Press，2003.WY Zou，'Digital HDTV compression techniques'，'IEEE Trans。广播，第37卷，第4期，1991年。更多信息IEEE电视广播和消费电子产品交易会继续发布有关HDTV标准和实施这些标准的定期文章。另一个信息来源，虽然不过分技术性，但是定期的广播和有线电视（可通过www.broadcastingcable.com在线订阅）。当然，Webcan可以与任何受欢迎的搜索引擎结合使用。绝大多数网站都有商业信息，但信息文章，有时甚至包含大学课堂笔记和辅导资料都可以使用。1.5数字音频广播Stanley Salek和Almon H. Clegg数字音频广播（DAB）是应用于所有独立开发的新兴技术的术语，这些新兴技术有望为消费者提供新的更好的听觉广播系统。DAB通过提供改进的音频质量和集成技术，提供对固定和移动/便携式接收环境中的干扰的抗干扰性，在现有地面模拟AM和FM广播上显着改善接收效果。此外，直接面向消费者的数字数据流的可用性开启了提供额外服务以增强基本声音传输的前景。此时，DAB传输和接收系统至少可以由系统开发商提供。Sirius卫星广播和XM卫星广播系统中的两个系统根据需要使用地面增强发射器发射卫星，而Eureka 147 / DAB联盟的系统可以部署为卫星，地面或混合卫星/地面系统。来自iBiquityDigital Corporation和Digital Radio Mondiale联盟的其余系统设计用于在已建立的广播频段中运行的地面信号传输。本章提供DAB系统技术方面的概述，以及三个示例性传输系统的简述。广播和光通信技术对DAB的需求自20世纪80年代初以来，消费市场已经向数字电子技术发生了巨大的转变。个人电脑使用的激增导致了对信息的更大需求，包括全面的多媒体集成。在同一时间段内，光盘（CD）数字音频技术将长时间播放的唱片和模拟录音带作为消费者选择的音频播放媒介。类似的数字转录方法和效果也被纳入常用的音频和视频设备，包括数字视盘（DVD）和基于硬盘/闪存的记录器和播放器。此外，正在向高定义的电视广播系统过渡，已经完全采用了视频和音频传输的数字方法。由于这些市场压力，无线电广播行业认为现有的模拟广播方法需要更新以跟上前进的音频市场的预期。随着提供显着增强的音频质量，DAB系统已经开发出来，以克服现有AM和FM模拟广播系统的技术缺陷。行业认为，当前广播技术的首要问题是其对干扰的敏感性。工作在530-1700kHz频率范围的AM中波广播易受荧光灯和电源系统分配网络以及包括计算机和电话系统在内的众多其他无意散热器的干扰。此外，自然影响，如夜间天波传播，车站之间的干扰，并且附近的雷电放电会导致AM接收服务中断。在88到108 MHz频段内的FM广播传输对这些类型的干扰更具抵抗力。然而，多径传播和突然信号衰落，尤其是在包含大量信号反射器和遮蔽器的城市和山区（例如建筑物和地形），可以严重降低FM接收，特别是移动接收机。DAB系统设计目标DAB系统设计时考虑了几个技术目标。第一个目标是创建一个服务，提供用于广播消费者的光盘qualitystereosound。第二个目标是克服当前AM和FM广播的干扰问题，特别是在便携和移动接收条件下。第三，DAB必须是光谱有效的; 总带宽不得大于当前用于相应模拟广播的带宽。第四，DAB系统应在其数据流中提供空间以允许添加诸如文本节目信息显示，软件下载或订阅数据服务之类的辅助服务。最后，促进消费者快速接受DAB接收机不得过于繁琐，复杂或昂贵。除了这些目标之外，所需的功能还包括降低RF发射功率要求（与具有相同信号覆盖范围的AM和FM广播电台相比），无缝填充主发射信号遮蔽的覆盖区域的机制，以及轻松集成DAB接收器进入个人，家庭和汽车音响系统。历史背景DAB发展工作始于1986年的欧洲，初步目标是直接通过卫星向消费者提供高质量的音频服务。开发相应的地面系统来评估该技术，并在卫星信号被遮蔽的小区域提供填充服务。欧洲技术组织Eorganka-147 / DAB的一个组织在1988年9月在瑞士日内瓦展示了第一个工作地面DAB系统。之后的陆地系统示范在1990年夏天在加拿大和1991年在美国（http： //www.worlddab.org/eureka.aspx）。使用200到900 MHz之间的VHF和UHF传输频率进行演示，结果令人满意。由于大多数适用于DAB的VHF和UHF频段已经在使用中（或由数字电视和其他业务使用/保留），1991年的另一项加拿大研究评估了接近1500 MHz（L频段）的频率用作全球DAB分配的潜在位置。这项研究得出的结论是，1 -45广播L频段频率将支持诸如Eureka-147 / DAB等DAB系统，同时继续满足整个系统设计目标。在预定的1992年世界无线电管理委员会会议（WARC-92）期间，对不同无线电系统的频率划分进行了调整。根据WARC-92的规定，1452至1492 MHz的全球范围L频段标准分配被指定用于卫星和地面数字无线电广播。然而，由于L波段现有的政府和军​​队，美国被排除在标准之外。取而代之的是2310至2360 MHz的S频段划分。此外，包括日本，中国和俄罗斯在内的国家在2535至2655 MHz的频率范围内选择了额外的S频段分配。在同一时期，美国的大多数DAB系统开发工作从带外（即UHF，L波段和S波段）转换到带内，因为不确定S波段频率是否适合地面广播。带内地面系统采用新颖的相邻和同信道调制方案，将DAB服务与现有的中波AM和VHF FM广播合并。在1992年至2000年之间，竞争的系统支持者展示了从同频道模拟AM和FM广播传输中提取不兼容数字RF信号的专有方法。DAB系统的标准化活动于20世纪90年代初由电子工业协会（EIA）的消费电子集团（现称为消费电子协会（CEA））展开。1996年，EIA对加利福尼亚旧金山Bayarea的一些系统进行了现场测试。此后不久，IBOC AM和FM系统的标准化和现场测试活动由全国无线电系统委员会，全国广播协会联合委员会（NAB）和CEA启动。2002年10月，FCC有条件批准部署由系统开发商iBiquityDigital Corporation（http：//www.ibiquity.com）开发的有效模拟/数字带内同频（IBOC）AM和FM技术.Asofmid-2004，IBOC标准活动继续使用固定的Federal Communi-阳离子委员会（FCC）授权所有美国广播公司在不久的将来使用系统。1998年，全球数字广播联盟（DRM）成立，目标是在30 MHz以下的AM广播频段（http：// www.drm.org）制作近FM质量的数字广播。尽管iBiquityAMIBOC系统存在一些技术上的相似性，但非专有DRM系统主要使用全数字传输而没有调制同频道模拟AM分量。2001年，DRM获得国际电信联盟（ITU）的批准，并出版了技术标准。截至2004年年中，许多国际广播公司进行了空中DRM系统测试。美国的S波段卫星广播在1997年开始实施，当时FCC向私营运营商拍卖了两个12.5MHz宽的频段。2001年和2002年的商业卫星DABcommencedinlate，当时系统被许可人XM卫星广播和天狼星卫星广播开始向用户广播。这两个系统都提供了众多免费商业音乐频道和其他内容（http：//www.xmsatelliteradio.com和http://www.sirius.com）。DAB技术概述无论使用何种实际的信号传输系统，所有DAB系统都共享共同的整体拓扑结构。图1。图32展示了非典型DAB传输系统的ablock图。为了保持尽可能高的音频质量，节目素材必须来自数字源，如CD播放机和数字音频录像机，或来自网络资源的数字音频馈送。在与其他数字信号源切换或求和之前，使用模数（A / D）转换器将麦克风等模拟信号源转换为数字音频数据流。然后将来自演播室的线性数字音频数据流应用到源编码器的输入端。该设备的目的是减少音频信息所需的带宽，从而有助于产生频谱有效的RF广播信号。例如，以48 kHz（标准专业速率）采样的16位线性数字音频需要1的数据流。传输格式为astereoprogram 536兆比特/秒。这个输出表示放弃大约1.5MHz，这远远大于等效的模拟音频调制信号所使用的[Smyth，1992]。Sourceencoders可以将数据速率降低8倍或更多倍，从而产生更多有效的调制信号。广播和光通信技术图1.32示例DAB传输系统。（来源：Hammett＆Edison，Inc.，咨询工程师。）在源编码器之后，产生的串行数字信号被应用到信道编码器的输入端，该编码器用降低速率的音频信息调制发送的RF波。也可以将辅助串行数据，例如节目信息和/或接收机控制功能输入到信道编码器（或在源编码器内组合）以便同时传输。信道编码器使用复杂的调制技术来实现干扰消除和高光谱效率的目标。干扰消除的方法包括扩展传输信息的时间和频率多样性，以及在数据流中包含纠错码。时间分集涉及通过使用预定的时间间隔多次发送相同的信息。诸如扩频，多载波或跳频等系统产生的频率分集提供了在系统带宽内的几个不同频率上发送相同数据的手段。在接收器处，实时数学过程用于在已知时间在已知频率上定位所需数据。如果由于信号干扰发现初始信息不可用，则接收器只需使用在另一频率和/或另一时间找到的相同数据，从而产生无缝解调。频谱效率是所用调制系统的功能。已经评估过DAB传输的调制格式包括QPSK，M-aryQAM和MSK [Springer，1992]。使用这些和其他格式，已经设计出不使用比模拟对应物更多频谱的数字传输系统。信道编码器的RF输出信号被放大到适合传输的功率电平。由于调制波形的载噪比（C / N）一般不如模拟通信系统所要求的那么重要，因此通常可以使用相对较低的传输功率。根据DAB接收器中包含的数据恢复电路的复杂程度，可以使用低至6dB的C / N比率而不会导致接收信号恶化。DAB的接收在很大程度上与传输过程相反，包括复杂的纠错电路。图1.33显示了非典型DAB接收器。DAB信号接收与几乎所有无线电接收机使用的处理类似。接收天线馈送一个适当的RF选择性和放大级，产生编码的DAB信号的示例。该信号驱动通道解码器，它重建音频和辅助数据流。为了完成这个任务，信道解码器必须对包含在RF载波上的数据进行解调和解交织，然后应用适当的计算和统计纠错功能。源解码器将原始采样率下的比特率降低的音频流转换回伪线性。解码器通过计算来扩展数学上减少的数据并填补从平均编码或其他掩蔽数据中提取无关音频信息所留下的空白。源解码器的输出馈送音频数字 - 模拟（D / A）转换器，并且产生的模拟立体声音频信号对于收听者是放大的。广播1 -47图1.33示例DAB接收器（来源：Hammett＆Edison，Inc.，咨询工程师。）除了音频提取，DABreceivers通常能够解码数字音频。这些数据可以与用户界面一起使用来控制接收器的功能，或完全独立的目的。除了通常的接收器调节和音频控制外，非典型用户界面还包含adata显示屏。该数据屏幕可用于获取有关节目，新闻报道，体育比分，广告的信息，或由电台或发端网络发送的其他有用数据。此外，外部接口可用于提供与个人计算机系统或其他数字信息以及生产力设备的软件链接。音频压缩和源编码数字音频编码的发展始于20世纪30年代后期对脉冲编码调制（PCM）的研究，然后演变为包括数字PCM编码原理的工作。线性预测编码（LPC）和自适应三角波脉冲编码调制（ADPCM）算法在20世纪70年代早期发展，后来被采用为标准，如C.721（由CCITT出版）和CD-I（光盘 - 交互式）。与此同时，算法被发明用于基于音素的语音编码。语音编码是第一代基于模型的语音编码算法，主要用于低比特率语音和文本到语音的应用。这些类别的语音算法进一步发展到20世纪80年代中期，包括CELP（码激励线性预测）和VSELP（矢量可选激励线性预测）算法。在20世纪80年代后期，这些类别的算法也被证明对高品质音频音乐编码有用。从20世纪70年代后期到80年代后期，它们被商业化使用。子波段编码器从20世纪70年代中期在正交镜滤波器的早期工作中演变而来，并在20世纪80年代中期继续使用多相滤波器方案。采用子带和ADPCM编码的混合算法在20世纪70年代的后期开发，并在20世纪80年代中后期被标准化（例如CCITTG.722）。20世纪80年代中期，音频自适应变换编码器从20世纪70年代后期进行的语音编码工作发展而来。通过采用人耳的心理声学噪声掩蔽特性，感知编码是从20世纪70年代早期工作演变而来的，并且是高质量的音频编码器所使用的。MPEG（运动图像专家组），音频质量比特率缩减方案，PASC（精确自适应子带编码） ，并开发了ATRAC（AdaptiveTransform Acoustic Coding）。对技术的进一步改进将把注意力集中在基于小波的编码和使用熵编码方案等新颖的方法上。早期数字广播的音频编码采用了前面提到的许多感知编码方案或其一些变型中的一种。从根本上讲，它们依赖于两种基本的心理声学现象：（1）人类听觉的阈值和（2）对附近频率分量的掩蔽。在听力研究的早期阶段，贝尔实验室的研究人员Harvey Fletcher测量了1 -48广播和光通信技术，听取了许多人的知识，并发表了众所周知的Fletcher-Munson阈值听力图表。基本上，根据频率的不同，低于某一等级的音频声音不能被人耳听到。另外，当两个频率彼此非常接近时，屏蔽效应就会发生;当一个声级比另一个高时，两个中的较弱者被掩盖，不会被听到。这两个原则允许多达80％的表示音调信号的数据被丢弃。图1.34显示了频率分量的引入如何影响耳朵的听力阈值与频率之间的关系。图35显示了修改后的可听性结果如何消除不会被听到的组件。这些算法的电子实现采用了数字滤波器，将音频频谱分解为多个子频带，并且各种系数元素被内置到程序中，以决定何时允许去除一个或多个信号分量。频段划分和系数如何确定的细节通常是个别系统开发商的专利。标准化组织和系统支持者已经花费了很多时间进行评估，试图为给定的压缩比或数据传输速率确定最准确的编码系统。近年来，用于编码音乐信号的算法得到了显着改善，甚至认为基本方法仍然如上所述。在硬件和软件编码器制作方面的经验以及聆听测试面板的频繁使用带来了极大的改进。调整整体技术可以提高音质，同时保持所应用的广播服务所需的压缩和传输速率。这种优化有益于数字传输和广播系统的高质量前景。图1.34掩蔽效应的一个例子。基于人耳的听觉阈值（虚线），左图所示的500Hz正弦声波形在相对较低的等级上很容易听到。但是，如右图所示，可以通过添加附近的较高振幅分量来屏蔽它。（来源：Almon H. Clegg。）图1。35 Sourceencoders使用经验导出的掩码阈值确定哪些音频分量可以被丢弃（左）。如右图所示，只有振幅高于屏蔽阈值的音频组件才被保留。（来源：Almon H. Clegg。）广播1 -49考虑用于广播频道的编码方案的一些示例是：感知音频编码器（PAC）将感知编码的概念扩展到立体声对。它使用L / R（左/右）和M / S（和/差矩阵来减少噪声产生）编码，以频率和时间以信号依赖方式切换。AdaptiveTransform声学编码器（ATRAC）已经开发用于便携式数字音频，但由于其强大的编码方案和商用集成电路的可用性，它也适合广播使用。该编码器采用混合频率映射，采用信号分离方案，将频带分成三个子频带（0-5.5,5.5-11和11-22 kHz），然后进行适当的动态窗口修正离散余弦变换（MDCT）。高级音频编码（AAC）是适用于许多广播和电子音乐分发应用的高质量感知音频编码技术。编码效率优于MP3，在较低的传输比特率下提供更高质量的音频。由行业领导者开发和标准化为ISO / IEC规范，AAC得到了众多硬件和软件制造商的支持，作为消费者，计算机产品和广播的MP3的合理继承者（www.aac-audio.com，http：// www。 iis.fraunhofer.de/amm/techinf/aac/和http：// www。mp3prozone.com）。广播工作室必须在他们的设施中有必要的转换器，以将人体数字格式转换为他们选择的广播算法。因此，在广播社区中，所有类型和几代音频压缩格式的专家知识是必要的。如果音频信号通过几个连续的压缩或比特缩减算法，则可能会产生意想不到的可听见的伪像。广播工程师的责任是学习兼容性问题，并调整信号处理方法以最小化音频质量来进行必要的转换。必须考虑源音频节目内容的格式及其遗留性，以及与用于最终传输或下载的编码器的兼容性。在互联网流媒体或下载的情况下，当在特定的软件解码器上收听时，源编码使用最好的maysound。因此，市场上有许多选择，每个选择都声称对竞争对手有某些改进。一个有趣的现代信源编码例子是CT-aacPlus音频压缩。CT-aacPlus是AAC和高效的全球标准的结合，基于多位感知音频编码专家的协作工作，以及来自Coding Technologies的光谱波段复制（SBRTM）技术的附加编码。SBR创造了额外的比特率效率，并利用德国弗劳恩霍夫研究所（Fraunhofer Institute）开发的主观改进，该研究所是MP3的发明者（http：//www.codingtechnolgies.comand http：// www.xmradio.com）。通过AAC和SBR的组合，CT-aacPlus已经过音频专家的测试，并发现可以提供某些音频改进。在双盲听力测试中，与前几代竞争算法相比，AACalone的效率更高33％。双盲听力测试已经证实，CT-aacPlus组合比AAC的效率至少高出30％。由于这些测试的结果，CT-aacPlus已被DRM联盟采纳，并被MPEG标准化组织接受为即将出版的MPEG-4版本（一种新的音频和视频压缩标准）的参考模型（http：// www.ebu.ch/trev\_291-dietz.pdf）。系统示例：Eureka-147 / DAB Eureka-147 / DAB是第一个完全开发的DAB系统，已经证明几乎所有系统目标都具有实用性。由欧洲财团开发，它是一个带外系统，其设计基于使用AM和FM无线电广播频段以外的频率频谱。由于系统可将多达16个立体声广播频道（加上辅助数据）打包成一个连续的频带，可占用几兆赫兹的总带宽，因此需要带外操作。因此，16个数字节目频道占用16个等效模拟FM广播频道的总带宽，整体效率得以保持。系统开发人员已经推广Eureka-147 / DAB卫星传输，以及在L频段或更低频段有适当阻挡未使用频谱的地区的地面应用。ISO / MPEG-2源代码编码/解码系统已被定义为与Eureka-147 / DAB系统一起使用。该系统最初由德国IRT（Institutfu¨rRundfunktechnik）在德国ASMUSICAM（Masking1-50广播和光通信技术模式适应的通用子频带集成编码和多路复用）中开发，其工作原理是将原始数字音频源分成32个子频带。和前面描述的源代码编码器一样，每个频带都经过数字处理，以去除冗余信息，并且听不到人耳的声音。使用这种技术，原始音频以每声道768千比特/秒的速率进行采样，并减少到96千比特/秒，代表8:1的压缩比。Eureka-147 / DAB信道编码器通过将传输的节目信道组合到大量相邻的窄带RF载波中来工作：每个都使用QPSK进行调制并分组以最大化频谱效率，称为正交频分复用（OFDM）。要发送的信息在RF载波之间分配，并且也是时间交织的以减少选择性衰落的影响。在发送数据块之间插入保持间隔以提高系统对由多径传播引起的符号间干扰的抵制。卷积编码与接收机中的维特比最大似然解码算法结合使用，以建设性地使用回波信号并纠正随机误差（Alard and Lassalle，1988）。每个节目频道仅有几十瓦的射频功率等级已被用于提供相对较宽的覆盖区域，这取决于环绕地形上方的发射天线的高度。这个低功率级别是可能的，因为系统可以在小于10dB的C / N比下工作，这与高保真解调模拟FM广播所需的30dB以上相当。另一个被证明的系统能力是其能力差距填补发射机，以增加阴影区域的信号覆盖范围。加密填充器只是一个系统，可以在无阻碍的位置直接接收DAB信号，提供射频放大功能，并将信号在同一个通道上重新传输到阴影区域。由于系统可以构建信号反射（在由保护间隔和其他因素定义的时间窗内）的构造性使用，当移动接收机在主信号服务的区域进入间隙填充器的服务区域之间行进时，解调信号在移动接收机上不中断。系统示例：iBiquity FM IBOC正如最近公开的FCC会议记录中所披露的那样，iBiquityFMIBOCDAB系统为从模拟FM广播到混合数字/模拟技术，最后转变为全数字系统提供了一种新的专有方法，使用88-108 MHz FM广播中的现有广播频谱带。信源编码采用称为高定义编码器（HDC）的aproprietary方法，与CT-aacPlus一样，它源于AAC。对于两个立体声道，本实施方式的运行速度为96千比特/秒，代表16：1的压缩比。如果数据流被分离以允许音频和数据传输，或者传输两个分离但同时传输的音频节目，则该比率更大。如图1.36所示，将主要低电平OF载波分组添加到FM模拟信号中，低于和高于主机信号。可选的扩展载体也可以添加，尽管他们的存在并不是基本系统操作所必需的。除了FM模拟主载波频率之外，IBOC载波还包括参考副载波（由接收器/解码器用于同步）。如图所示，各个运营商的注入水平相当低，很容易包含在美国联邦通信委员会规则指定的频谱发射掩模中。由于最终的系统目标是用于全数字广播系统的转发，所以方法和频谱负载已经预先确定为与市场上使用混合系统的接收器兼容。图1.37显示了定义的全数字系统的频谱内容。注意，先前与模拟FM信号相邻的主载波组的功率，已增加，并且在前FM模拟信号频谱的位置增加了副载波分组。较高等级的OFDM载波保持在距离载波频率大约100到200kHz的偏移量上，以便在全数字广播转换之后，去往或来自同信道和相邻信道台站的干扰不会降低。对于混合（模拟兼容）系统，IBOC DABsignal可以通过一定数量的潜在方法与模拟FM信号相结合。下面的框图说明了三种更常见的组合方法。在任何情况下，FM发射器模拟音频都会延迟几秒钟，以实现与接收器中恢复的数字音频信号的时间对准。因此，系统可以广播1 -51图1.36 iBiquityhybrid FM模拟/ IBOC DAB系统的频谱成分（相对于载波电平的dBc =分贝）。（资料来源：Hammett＆Edison，Inc.，咨询工程师。）图1.37旨在用于当前FM广播频段分配的iBiquityall-digital IBOC DAB系统的频谱内容。（数据来源：Hammett＆Edison，Inc.，Consulting Engineers。）在数字解调变得受损的位置，自动无缝地返回模拟音频解调。图1.38描述了全功率模拟和数字传输系统并行工作的高级组合方法; 在发射天线系统的输入之前将双信号合并。这种方法有利于保持IBOC DAB信号的高度线性，因为它永远不会通过1-52广播和光通信技术图1.38 IBOC DAB和模拟FM信号的高级组合。（来源：Hammett＆Edison，Inc.，咨询工程师。）图1.39 IBOC DAB和模拟FM信号的低级组合。（来源：Hammett＆Edison，Inc.，咨询工程师）通过与模拟FM信号相同的有效阶段。但是，组合器必须经过精心设计，以最大限度地减少损耗，特别是对于模拟FM信号，这对于许多FM站以10千瓦的功率电平运行而言是如此。为了提高模拟组合的效率，数字组合的效率必须降低。这要求比实际传输的DAB功率高得多，通常高10dB。例如，要在天线系统输入端实现100瓦的DAB功率，必须产生1000瓦的DAB功率。由于在组合过程中所消耗的DABpower的数量仍然合理，因此该方法在中等功率MFM站中最受欢迎。高级组合的一种替代方法是低级组合，如图1.39所示。该方法结合了模拟FM和IBOC激励器单元的低功率输出信号，并将复合信号应用到发射器。低级别组合要求发射器RF放大器级具有出色的线性，以防止IBOC载波失真。它通常适用于工作在FM模拟输出功率10千瓦或以下的发射机。广播1-53图1.40使用独立发射天线组合IBOC DAB和模拟FM信号。（资料来源：Hammett＆Edison，Inc.，咨询工程师。）将模拟FM和IBOC载波相结合的先进方法是使用单独的发射天线，如图1.40所示。现场测试表明，如果发射天线具有相似的辐射方向图，彼此靠近且安装在相当的辐射中心高度，则此方法是可接受的。这种方法对于使用非常高的FM发射机功率达30千瓦的电台是非常有意义的，由于效率问题，高层次组合方法是不切实际的，由于生产高功率线性发射机在VHF频率下工作的成本过高，因此不可能实现低层次组合。由于该方法允许现有的模拟FM设备就位，所以许多其他FM广播电台也使用单独的天线。系统示例：iBiquity AM IBOC与FM IBOC系统一样，专有的iiquiquityAMIBOC传输系统能够以混合模式和全数字模式两种模式运行，只有混合模式表现出与现有模拟广播的互操作性。与FM IBOC系统一样，源代码编码采用HDC和两个立体声通道以36千比特/秒运行，代表近43:1的压缩比。以低至20千比特/秒的比特率获得可接受的音频质量。图1.41提供了混合AM IBOC发射系统频谱占用情况。与相关的FM IBOC系统类似，传输由一系列OFDM载波进行，并分为初级，次级和三级组。初级数字载波组与载波频率偏移^ 10到^ 15千赫，而次级数字载波组偏离载波频率的^ 5到^ 10千赫。所述三级载波位于载波频率的±5千赫内，共享相同的频谱AM模拟主机边带。如虚线所示，数字载波的这种安排符合美国联邦通信委员会规则频谱掩模.1广播和光通信技术图1。41 iBiquityhybrid AM模拟/ IBOC DAB系统的光谱含量。（来源：Hammett＆Edison，Inc.，咨询工程师）一般来说，系统要求模拟音频带宽限制在5kHz以保护辅助数字载波。系统的另一种模式允许高达7.5 kHz的模拟音频带宽，这会对辅助数字载波产生一定的干扰。由于数字边带带有关于载波频率反转的复用信息，所以下副数字副载波的下部以及上副数字副载波的上部的恢复仍然导致副数字信息的完全恢复。缺点是使用7.5kHz模拟音频带宽需要恢复两个第二方面的带宽，而对于5kHz模拟音频带宽的使用，只需要一秒的带宽就可以恢复。因此，在存在相邻信道干扰信号的情况下，用于7.5kHz模拟音频带宽的IBOC数字服务区域可能不受影响。图1.42提供了定义的全数字IBOC AM系统的频谱占用情况。与FM IBOC系统一样，在大多数电台实施混合IBOC系统后，当市场指标显示IBOC接收器渗透率超过了限定的阈值后，预计将会转换到该系统。注意，未调制的载波信号保留在全数字系统中，但主要的数字载波组现在立即包围载波，取代了混合系统的第三数字载波。定义的二级和三级载波占据了混合系统次级数字载波组的前位置，并且没有信息超过中心载波频率的^ 10kHz传输。考虑到这种设计，预期迁移到全数字传输应该增强数字覆盖混合系统，并展现出改进的性能，在发射天线系统时表现出窄带宽。图1.43提供了非典型AM IBOC安装的ablock图。模拟站的转换需要增加一个激励器，辅助业务单元（ASU）和适当的音频处理。辅助服务单元（ASU）接受AES / EBU数字音频作为输入，处理采样率转换，并提供单独的AM和IBOC音频处理器的数字音频输入。ASU还包含一个GPS同步时钟，用于生成激励器使用的载波参考和其他同步信号。DABaudio处理器控制和调平IBOC数字传输的音频，而模拟音频处理器控制模拟音频。激励器包含用于analogBroadcasting 1 -55图1.42旨在用于当前中波AM广播频带分配的iBiquityall-digital IBOC DAB系统的频谱内容。（来源：Hammett＆Edison，Inc.，咨询工程师）图1.43 IBOC DAB和模拟AM信号的组合。（来源：Hammett＆Edison，Inc.，咨询工程师）音频路径，以便接收器中的数字到模拟转换时间对齐，类似于FM IBOC系统。激励器DABpath对源音频进行编码，引入误差校正和交错开销，并生成编码的OFDM载波。然后将DAB和模拟路径相加，并转换成幅度/相位信号，供给广播发射机。激励器输出信号馈送发射机的模拟音频输入和发射机的频率确定级。全数字转换的硬件拓扑结构与所示的相同，但不使用模拟音频处理器和相关的激励电路.1 -56广播和光通信技术定义术语通道编码器：将源编码的数字信息转换为模拟RF信号进行传输的设备。所使用的调制类型取决于特定的数字音频广播（DAB）系统，尽管几乎所有调制技术都采用这样的方法，通过该方法可以使发送的信号对频率选择性信号衰落和多路径失真效应更有抵抗力。带内同频道（IBOC）：将用于无线电收听者接收的数字音频广播信号与在中波AM和VHF FM广播频带中操作的现有模拟广播服务的信号相结合的方法。差距填充器：低功率发射器，可提高传输DABRF信号在通常会因地形障碍而被遮挡的区域的强度。间隙填充器可以在与DAB传输相同的频率上工作，或者在DAB收发器使用自动切换可以找到的替代信道上工作。源编码器：通过利用人类听觉的心理声学特性，从而显着降低线性数字化音频信号的数据速率，从输出信号中消除冗余和主观不相关的信息。变换源编码器完全在频域内工作，而时域源编码器主要在时域内工作。Sourcedecoders使用各种屏蔽技术来模拟原始线性数据的属性，从而逆转该过程。参考文献M.Alardand R. Lassalle，“用于移动接收机的数字广播的调制和信道编码原理”，“用于UHF卫星声音广播的先进数字技术”，欧洲广播联盟（论文集），1988年，第47-69页。R. Bruno，''数字音频和视频压缩，现在和将来“，1992年7月在日本东京的德尔菲俱乐部展出。G. Chouinardand F. Conway，“数字声音的广播系统概念”，Proc。第45周年。广播工程 Conf。，National Association of Broadcasters，1991，pp.257-266。F. Conway，R. Voyer，S. Edwards和D. Tyrie，“DABinCanada的初步实验”，Proc。第45周年。广播工程 Conf。，全国广播业者协会，1991年，第281-290页。S. Kuhand J. Wang，''用于数字音频广播的通信系统工程''，'Proc。第45周年。广播工程 Conf。，National Association of Broadcasters，1991，pp.267-272。PH Moose和JM Wozencraft，“用于DAB的多频调制的调制和编码”，Proc。第45周年。广播工程 Conf。，全国广播业者协会，1991年，第405-410页。S. Smyth，'数字音频数据压缩'，'广播工程。Mag。，1992，pp.52-60。KDSpringer，FM频段中的FM和数字M-PSK信号之间的干扰，全国广播业者协会，1992年。第一次报告和大众传媒案号第99-325号，“数字音频广播系统及其对地面无线电的影响广播服务“，联邦通信委员会，华盛顿特区，2002年。更多信息美国广播公司协会（http://www.nab.org）定期发布关于美国DAB的技术，监管和政治地位的报告。此外，自1990年以来发布的广播工程会议程序包含大量关于新兴DAB技术的信息。IEEE通信广播通常由电气和电子工程师协会每季度发布一次，并定期发布有关数字广播的论文（http://www.ieee.org）。另外，定期报纸出版物无线电世界（http://www.rwonline.com）提供DAB技术的连续报道，包括支持者公告，系统描述，现场测试报告和广播行业反应。2均衡2.1线性横向均衡器............................................ ...... 2 -1自动合成\*自适应均衡2。由接收符号的重叠导致的失真称为符号间干扰（ISI）[Lucky等，1968]。ISI出现在所有脉冲调制系统中，包括频移键控（FSK），相移键控（PSK）和正交幅度调制（QAM）[Lucky等，1968]。但是，对于基带PAM系统，其效果最容易描述。放置在接收信号路径中的均衡器的目的是尽可能地减少ISI，以最大化正确决策的概率。2.1线性横向均衡器在用于均衡的结构中，最简单的是图2.1所示的横向（抽头延迟线或非递归）均衡器。在这样的均衡器中，接收信号的当前值和过去值r（t-nT）由均衡器系数（抽头增益）cn线性加权并相加以产生输出。在通常使用的数字实现中，以符号速率接收信号的采样被存储在数字移位寄存器（或存储器）中，并且数字地计算均衡器输出采样（乘积的总和）z（t 0 + kT）或zk，根据NX 1，每个符号一次，其中N是均衡器系数的数量，t 0表示采样定时。均衡器系数cn，n = 0,1，...，N-1，可以选择强制组合信道和均衡器脉冲响应的采样到零电平，但是在均衡器跨度内的NT间隔时刻之一。这样的均衡器被称为迫零（ZF）均衡器[Lucky，1965]。如果我们让一个ZFequalizer的系数的数目没有限制地增加，我们将获得一个在其输出端具有零ISI的有限长均衡器。一个无限长的零ISI均衡器只是一个反向滤波器，它反转了信道的折叠频率响应。显然，ZF准则完全忽略了噪声的影响。有限长度的ZF均衡器与图2 -12广播和光通信技术的折叠频率响应近似相反。1线性横向均衡器（资料来源：K. Feher，Advanced Digital Communications，Englewood Cliffs，NJ：Prentice-Hall，1987，第648页。另外，有限长度的ZF均衡器只有在均衡前的峰值失真小于100％的情况下才能保证峰值失真或最差情况下的ISI最小[Lucky，1965]。最小均方（LMS）均衡器[Lucky等，1968]更为强烈。这里选择均衡器系数来最小化均方误差（MSE） - 所有ISI项的平方和加上均衡器输出的噪声功率。因此，LMS均衡器使信号与失真比（S / D ）在均衡器时间跨度和通过均衡器的延迟的约束下的输出。自动合成在数据传输开始之前，自动合成用于未知通道的ZF或LMS均衡器可在训练期间进行。在训练期间，发送已知信号并在接收器中生成该信号的异步版本以获取关于信道特性的信息。自动自适应均衡器如图2.2所示。Anoisy但无偏估计：使用de 2 k = 2 ekr t t 0 + kTnTÞdcn k kÞ。因此，抽头增益根据下式进行更新：其中，k = 1，...，nc，k，D ekr，t 0，kT nT; n = 0; 1; ...; N 1其中，cn（k）是时间k处的第n抽头增益，ek是误差信号，并且D是正适应常数或步长，误差信号ek = zk - qk可以在均衡器输出端计算出来，用来调整均衡器系数以减少平方反射镜的总和。注意qk = xx ^ k。图2.2自动自适应均衡器（资料来源：K. Feher，Advanced Digital Communications，Englewood Cliffs，NJ：Prentice-Hall，1987年，第651页）均衡2 -3最常用的均衡器调整方法包括更新每个在每个符号间隔期间点击增益。对每个抽头增益的调整与MSE的梯度相对于该抽头增益的估计相反。我们的想法是将均衡器系数集移近与最小MSE对应的唯一最优集合。Widrowand Hoff开发的这个符号逐个符号过程[Feher，1987]通常被称为随机梯度法。自适应均衡在初始训练阶段（如果有的话）之后，自适应均衡器的系数可能会以决策方式持续地进行调整。在这种模式下，误差信号ek = zk-qk从最终（不一定是正确的）接收器估计{qk }的传输序列{xk}其中qk是xk的估计值。在正常的操作中，接收机的判定是正确的，并且具有高概率性，即误差估计值经常是正确的，以允许自适应均衡器保持精确的均衡。此外，采用改进的自适应均衡器可以跟踪接收器前端的信道特性或线性扰动的缓慢变化，如采样器相位中的缓慢抖动。2。2非线性均衡器判决反馈均衡器Adecision反馈均衡器（DFE）是一种简单的非线性均衡器[Monsen，1971]，对于具有严重失真失真的信道特别有用，并使用判决反馈消除已经检测到的符号的干扰。图2.3显示了均衡器的图。均衡信号是均衡器正向和反馈部分的输出之和。正向部分就像前面讨论过的线性横向均衡器。对均衡信号做出的决定通过第二个横向滤波器进行反馈。基本思想是，如果值图2.3判决反馈均衡器（来源：K. Feher，Advanced Digital Communications，Englewood Cliffs，NJ：Prentice-Hall，1987，第655页）。）2 -4已知的广播和光通信技术（过去的判定被认为是正确的），那么由这些符号贡献的ISI可以通过从均衡器输出中用适当的加权减去过去的符号值而被完全取消。正向和反馈系数可以同时调整以最小化MSE。前向系数的更新公式与线性均衡器的更新公式相同。反馈系数根据bmðk + ...; 其中xx ^ k是第k个符号判决，bm（k）是第k个时间的第m个反馈系数，总共有M个反馈系数。bm的最佳LMS设置，m = 1，...，M，是将ISI减小到零的那些，在反馈部分的范围内，类似于ZFequalizer。分数间隔均衡器在线性调制系统中的最佳接收滤波器是与实际信道匹配的滤波器级联，具有横向T间隔均衡器[Forney，1972]。分数间隔均衡器（FSE）凭借其采样速率，可以在其长度和延迟的限制范围内综合自适应匹配滤波器和T间距均衡器的特性的最佳组合。AT间隔均衡器在其输入端采用符号速率采样，不能进行匹配滤波。分数间隔均衡器可以有效补偿更严重的失真，并且处理幅度失真比噪声增强更少。图2.4中显示了分数间隔的横向均衡器[Monsen，1971]。这种均衡器的延迟线抽头以小于或小于符号间隔T的间隔t间隔开。抽头间隔t通常被选择为使得均衡器输入处的信号占用的带宽是jfj 5 1 = 2 t：即t间隔采样满足采样定理。在模拟实现中，对t没有其他限制，均衡器的输出可以以符号速率进行采样。在数字实现中，t必须是KT / M，其中K和M是整数和M。K（实际上，选择t = T / M比较方便，其中M是小整数，例如2）。接收到的信号被采样并以M / T的速率移入均衡器delayline，并且一个输入是生成的符号间隔（对于每个M输入样本）。一般来说，均衡器输出由NX给出nKT zk = cn rt0 + kT n = 0 M图2.4分数间隔均衡器（资料来源：K. Feher，Advanced Digital Communications，Englewood Cliffs，NJ：Prentice-Hall，第656页。 。）均衡2 -5基于根据nKT c计算的误差，可以对每个符号更新一次KT / M均衡器的系数，其中每个符号的误差根据nKT c + k + 1，n = 0; 1; ...; N 1 nnk 0 M 2。3线性接收机当信道没有引入任何幅度失真时，线性接收机相对于符号误差最小概率的最终准则是最优的。传统的线性接收机由匹配滤波器，符号率采样器和有限长T - 间隔均衡器和无记忆检测器。线性接收器结构如图2.5所示。在传统的线性接收机中，无记忆阈值检测器足以使错误概率最小化; 均衡器响应被设计为满足零ISI约束，并且匹配滤波器被设计为在使信号最大化的同时最小化噪声的影响。匹配滤波器2 2匹配滤波器是最大化图2中的线性滤波器，使其最大化。其中Sf = F [s（t）]是已知输入信号s（t）的消失时间T sec的傅立叶变换。其中Sf = F [s（t）]。P n（f）是输入噪声的PSD，t 0是评估（S / N）out时的采样时间，K是任意的非零常数。图2.6显示了匹配滤波器的一般表示。输入信号由s（t）表示，输出信号由s 0（t）表示。类似的符号用于噪音。2.4非线性接收机当信道中存在幅度失真时，在接收机滤波器输出端工作的无存储检测器不再使符号错误概率最小化。认识到这一事实，一些作者有图2.5传统的线性接收器。图2.6匹配滤波器（资料来源：LWCouch，数字和模拟通信系统，纽约：麦克米伦，第497页，1990年，获得许可）2-6广播和光通信技术研究了适用于多种标准的最佳或近似最佳非线性接收机结构[幸运的是，1973年]。判决反馈均衡器ADFE利用已经被检测到的符号（正确地具有高概率）来消除由于这些符号导致的ISI而没有噪声增强。ADFE做出无记忆的决定并取消所有尾随的ISI术语。即使使用白化匹配滤波器（WMF）作为DFE的接收滤波器，DFE也会受到有效的信噪比的影响，和错误传播，因为它无法推迟决策。一个无限长的DFE接收器采用前向线性接收滤波器，符号率采样器，消除器和无记忆检测器的一般形式（如图2.7所示）。然后检测器的符号率输出被反馈滤波器用于生成futureoutputs取消。针对MLSE的自适应滤波器Forunknown和/或缓慢时变信道，接收滤波器必须是自适应的，以便从MLSE（最大似然序列估计）中获得最终性能。其次，MLSE的复杂性对于具有大量ISI术语的实际信道而言变得不可行。因此，在实际的接收机中，在Viterbi检测之前可以使用自适应接收滤波器来限制信道的时间扩展，并跟踪信道特征的慢时间变化[Falconer and Magee，1973]。有几个适应性接收滤波器可用于最小化维特比算法输入端的MSE。这些方法在限制形式（Falconer和Magee，1973）上对所需的脉冲响应（DIR）有所不同，这是必要的，这是优化过程以排除对应于不通过信道传输的空DIR的选择。图2.8显示了这种接收器的一般形式。其中一个约束是将DIR限制为因果关系，并将DIR的第一个系数限制为统一。在这种情况下，延迟（LT）如图2所示。8等于通过维特比算法的延迟，并且{bk}的第一个系数被约束为一致。图2.7传统的判决反馈接收机（来源：K. Feher，Advanced Digital Communications，Englewood Cliffs，NJ：Prentice-Hall，1987，第675页。有限长的DIR。（资料来源：K. Feher，高级数字通信，Englewood Cliffs，新泽西州：Prentice-Hall，1987年，第684页。经许可）DIR的最小限制性约束是Falconerand Magee [1973]提出的单位能量约束。这导致了另一种接收器结构形式，如图2.8所示。然而，用于更新DIR系数{bk}的自适应算法比较复杂[Falconerand Magee，1973]。请注意，Falconer和Magee [1973]的固定预定WMF和T间隔预滤波器组合已经在图2.8中被常规分数间隔自适应滤波器所取代。定义术语均衡器：用于减少符号间干扰效应的滤波器。码间干扰：相邻码元重叠（时间上）造成的失真。参考文献LWCouch，数字和模拟通信系统，NewYork：Macmillan，1990. DD Falconer和FR Magee，Jr.，''Adaptivechannel memorytruncation for maximum likelihood sequence estimation'，'Bell Syst。技术杂志，第一卷。K. Feher，Advanced Digital Communications，Englewood Cliffs，NJ：Prentice-Hall，1987. GD Forney，Jr。，''数字序列在符号间干扰存在下的最大似然序列估计'“IEEE Trans。信息论，第一卷。IT-88，pp.363-378，May1972。RWLucky，“数字通信的自动均衡”，Bell Syst。技术。期刊，vol.44，pp.547-588，1965年4月。RWLucky，“通信理论文献综述：1968-1973”，IEEE Trans。信息理论，vol.52，pp.1483-1519，1973年11月。RWLucky，J.Salz和EJWeldon，Jr.，Principles of Data Communication，New York：McGraw-Hill，1968.P.Monsen，衰落分散信道“，IEEE Trans。信息论，第一卷。IT-17，pp.56-64,1971年1月。Reza Khosravani和突发交换\*支持交换技术\*索诺玛州立大学波长转换\*摘要3.1用于视频传输的光波技术Thomas E. Darcie Lightwave技术彻底改变了模拟信号，特别是视频信息的传输。由于半导体激光器的光输出强度与注入电流成线性比例，并且在光电探测器中产生的电流与入射光强度成线性比例，所以模拟信息作为光强度的调制而传输。光波系统类似于线性电连接，其中电流或电压线性转换为光强度。高速半导体激光器和光电探测器使强度调制带宽大于10 GHz。因此，已经开发了广泛的各种无线电频率（RF）和微波应用[Darcie，1990]。将微波转换为强度调制（IM）光允许使用光纤来传输位置灵活的同轴电缆或微波波导。由于光纤衰减为0.2-0.4 dB / km，与波导每米多个分贝相比，全新的应用和架构成为可能。另外，信号与单模光纤的核心紧密相连，这种光纤不受电磁干扰，串扰或光谱调节控制的影响。为了实现这些优点，必须克服几个限制。电流到光强的转换必须是线性的。必须通过适当的激光设计或使用各种线性化技术来避免几种非线性机制。另外，由于光子能量比微波系统大，因此信号的稳定性受到量子或散粒噪声的限制。3 -13 -2广播和光通信技术本节介绍各种视频格式传输的基本技术。我们首先描述最常见的视频格式并确定每种视频格式的传输要求。然后量化噪声源，包括散粒噪声，相对强度噪声（RIN）和接收机噪声。源非线性强加的限制，对于激光偏置电流的直接调制和使用干涉式LiNbO 3调制器的外部调制进行比较。最后，讨论由纤维非线性或纤维分散引起的其他一些损伤。视频格式和应用每种视频格式都代表传输带宽与稳健性或抗干扰性之间的差异。除了新兴的数字格式之外，每种格式都是一个根深蒂固的标准，经常反映过时技术的低效性。FM视频频率调制（FM）视频作为卫星视频传输的基础已有数十年的历史[Pratt和Bostian，1986]，其中高信噪比（SNR）难以实现。放弃B v = 4.2 MHz的视频信息用于FM调制RF载波。得到的信道带宽B由下式给出：其中D f pp是频率偏差（22.5 MHz），f m是音频副载波频率（6.8 MHz）。由于这种带宽扩展通常为36MHz，所以即使在FM带宽B上接收到的载波噪声比（CNR）很小，也可以获得基带视频带宽Bv的高SNR。SNR由下式给出：其中W是权重因子（13.8dB），其解释了视频带宽中对应于噪声的方式的权重因子（13.8dB） ，而PE是通过强调高频视频分量以提高FM调制器性能而获得的预加重因子（0-5 dB）。高质量视频（SNR = 55 dB）仅需要16 dB的CNR。这是在轻型传输系统中实现。LightwaveFMvideo传输的应用包括与卫星传输设施的链接，有线电视公司头端之间的视频传输（超级中继）以及可能通过大型分布式网络向用户提供视频[Way et al。，1988; Olshansky等，1988]。AM-VSB视频用于广播和有线电视分发的视频格式是AM-VSB。每个通道由一个通过视频信息调幅（AM）的RF载波组成。单边带残留（VSB）滤波用于最小化调制频谱的带宽。由此产生的RF频谱由剩余的RF载波支配，其由AM通常降低5.6dB，并且包含相对低级的信号信息，包括音频和彩色副载波。AM-VSB信道仅需要6MHz的带宽，但是CNR必须至少为50dB。强制分配，许多通道是频分复用（FDM），名义上由6MHz（欧洲8MHz）分隔，超过同轴电缆支持的带宽。非典型的60通道电缆系统在55.25和439.25 MHz之间工作。鉴于传输剩余的射频载波和低级边带所需的大动态范围，这种多通道频谱的传输对光波技术来说是一个挑战。光通信3 -3在有线电视分配系统中对这种系统的需求激发了合适的高性能激光器的发展。在光波WA-VSB系统可用之前，有线系统使用长达20公里的同轴电缆干线和数十个级联电子放大器来克服电缆损耗。失真和噪音的累积以及长级联的固有可靠性问题都是严重的局限性。光纤AM-VSB干线系统可以取代长同轴干线，从而使头端质量视频可以在配电网络内深入传输[Chiddix et al。，1990]。廉价的同轴电缆从光纤中继线末端的光接收器延伸到每个家庭。其中每个接收器与任何家庭之间的电子放大器数量大约相等的体系结构在成本和性能之间提供了良好的折衷。同轴电缆支持带宽短接近1GHz，是过时的长同轴电缆干线的两倍。使用更少的有源元件，可靠性得到提高。与整体系统成本相比，光波分量的成本可能较小。这些引人注目的技术和经济优势导致了对lightwaveAM-VSB系统的迫切需求。压缩数字视频下一代视频格式将采用压缩数字视频（CDV）技术[Netravali和Haskel，1988]。Foryears数字“NTSC-like”的视频需求速率约为100 Mbps。CDV技术可将所需比特率降低到低于5Mbps。这种压缩需要复杂的数字信号处理和大规模的电路集成，但是芯片和微处理器设计的进步使压缩算法的实现变得可行。取决于所需的最终比特率和质量，可以使用各种级别的压缩复杂度。每种复杂度都会从视频图像中消除不同类型的冗余。图像被分解为像素块，典型地为8·8个。通过比较不同的块并仅传输差异（DPCM），可以获得2比特率下降的因子。质量没有降低的结果。观看者无法察觉每个区块内的大部分信息。可以使用矢量量化（VQ）或离散余弦变换（DCT）技术来消除与这些不可察觉细节相对应的位。尽管对图像质量的评估成为主观，但这种帧内编码可导致比特率下降20倍。最后，静止图像或移动对象不需要每个尾巴的不断重传。运动压缩技术已经发展到消除这些帧间冗余。这些技术的组合已经在编码器中将编码器转换成低于20Mbps的编码器，所述编码器将NTSC类视频（100Mbps未压缩）转换成每秒兆兆比特和HDTV图像（1Gbps未压缩）。可以使用时分复用（TDM）和数字光波系统或通过使用每个信道来调制RF载波并使用模拟光波系统来发射CDV。这两种替代方案都有很多应用。用于CDV的TDM系统与其他任何数字传输系统没有区别，因此不会进一步讨论。使用RF技术可提供额外的RF压缩水平，其中采用先进的多级调制格式来最大化每赫兹带宽的比特数[Feher，1987]。正交幅度调制（QAM）是多电平数字到RF转换的一个例子。例如，64-QAM使用8个幅度和8个相位级别，并且对于5位信息仅需要1Hz。随着层数（即每赫兹位数）的增加，通道的CNR必须增加以保持无差错传输。A64-QAM通道需要大约30 dB的CNR。图3.1中的FM，AM-VSB和CDVisshown的带宽和CNR要求的Asynopsis。AM-VSB需要highCNR但低带宽。FM是相反的。数字视频可占据广泛的区域，具体取决于数字和RF压缩的程度。CDV和QAM的组合将高质量视频信道压缩成1MHz带宽的可能性，所需的CNR为30 dB。AM-VSB或FM的这种巨大改进可能会对未来的视频传输系统产生巨大的影响.3 -4广播和光通信技术强度调制如介绍中所述，激光器的光输出应与注入电流成线性比例关系。激光器预偏置到平均输出强度L 0。许多视频通道以电子方式组合，总的RF信号直接加到激光器电流上。光调制深度（m）被定义为一个通道的峰值调制L 0除以L 0的比率。对于60通道AM-VSB系统，m通常接近4％。激光器（光学载波）由视频通道的总和调制，这些视频通道组合起来形成总的射频信号频谱。合成光谱包含来自IM的边带叠加在无意的频率调制或啁啾上，这些边带通常与IM相伴随。如果要避免某些细微的损伤，这个复杂的光谱必须理解。Aphotodetector将入射光功率转换为电流。宽带InGaAs光电探测器的响应度（R 0）接近1.0 A / W，带宽大于10 GHz。检测器产生图3.1带宽与载噪比的关系，对应于AM-VSB，FM和数字视频所需的平均接收光纤（CNR）。功率L r和完整的RF调制频谱，在发射机上应用了日益复杂的数字压缩技术。通过电子降低前置放大器中类NTSC视频所需的比特率，可用于消除直流分量，并将100 Mbps降至5 Mbps以下。带宽有效RF将信号提升到可用的水平。像QAM这样的技术可以减小每个比特率所需的带宽，但需要更大的CNR。噪音限制CNR的定义值得肯定。根据视频格式和RF调制技术，调制RF载波的RF功率谱变化很大。对于AM-VSB视频，剩余载波是频谱中的主要特征。因此，将CNR定义为载波中剩余功率与以载波频率为中心的集成噪声功率4 MHz带宽的比率是方便的。对于FM或数字调制载波，原始载波在RF频谱中通常不可见。然后有必要将CNR定义为信道带宽内的集成信号功率与综合噪声功率之比。散粒噪声散粒噪声是光电探测过程统计特性的一个次序。它导致噪声功率谱密度，与接收到的光电流I r（= R 0 L r）成比例的电信号噪声功率单位带宽（dBm / Hz）。放弃B中的总散粒噪声功率由下式给出：其中e是电子电荷。小m时，检测到的信号电流是总接收电流的小部分。一个信道的均方根（rms）信号功率为1 P = mI 2 2 3：4Þs 2 r总散粒噪声功率将CNR（P s / N s）限制在量程极限范围内。如果要实现40至80通道AM-VSB系统的CNR大于50 dB，则需要接近1mWare的接收功率。光通信3 -5接收器噪声接收器噪声由用于将检测到的光电流提升至可用电平的电子放大器产生。最容易构建的接收器包括一个引脚光电二极管，直接连接到低噪声50-至75-O放大器，如图3.2（a）所示。这个简单接收机的有效输入电流噪声密度（n）由下式给出：4 kTF n 2 = 3：5 RL其中k是玻尔兹曼常数，T是绝对温度，F是放大器的噪声图，RL是输入阻抗。对于50-O输入阻抗和F = 2，n = 20 pA = Hz。多种复杂的接收机设计可以明显降低噪声电流[Kasper，1988]。图3.2（b）所示的例子使用了高速FET。可以增加RL以最大化由FET输入端的信号电流产生的电压。输入电容通过分流高频获得了限制图3.2信号电流宽带分量的接收器。高频信号就是模拟光波系统。将一个引脚与FET中产生的噪声耦合减少，导致低噪声放大器（a）很简单，但是高频表现不佳。各种阻抗匹配改进的性能可以通过使用诸如pin FET（b）的设计来获得针对特定CNR的最大化技术。C t是频率范围。不合需要的输入电容。相对强度噪声相对强度噪声（RIN）可以来源于激光器，也可以来自光纤中的反射和瑞利背散射。在激光器中，RIN是由有源层中的自发发射引起的。自发辐射驱动激光器中的光子数量的随机波动表现为输出强度的随机调制，其频率分量延伸到数十千兆赫。来自RIN的噪声功率谱密度2是I r RIN，其中RIN以分贝每赫兹表示。RIN也是由光纤中的元件反射和双Rayleighbackscatter引起的，旁瓣称为多路径干涉。到达检测器的两次反射信号会与未反射的信号相干干扰。根据激光器的调制光谱，这种干扰会导致噪声，这可能是非常重要的[Darcie et al。，1991]。包括所有噪声源在内的CNR由下式给出：2 2 m I r CNR = 2 2 3：6Þ2 B½n + 2 eIr + I r RIN将所有强度噪声源合并为RIN。增加m可以改善CNR，但会增加非线性造成的损害，这在下面的小节中讨论。m的最佳工作值在噪声和失真之间是不平衡的。图3.3显示了散粒噪声，接收机噪声和RIN引起的噪声影响。对于FM或数字系统，所需的低CNR值允许以小的接收光功率进行操作。接收机噪声通常是限制因素。如果要满足AM-VSB噪声要求，则需要较大的接收功率。尽管检测到更多的光学功率帮助克服了镜头和接收器的噪音，但信号与RIN的比例保持不变。当接收功率大时，RIN可以在高CNR系统中占主导地位。AM-VSB系统需要特别小心以尽量减少RIN的所有来源。主要噪声源是散粒噪声，接收机噪声和RIN组合将CNR限制在量子极限的几个分贝内。3-6广播和光通信技术线性要求源线性限制可应用的调制深度。在这种情况下，线性指的是激光器中的电流 - 光强度（I-L）转换或外部调制器的电压 - 光（V-L）传输的线性。必须考虑多种非线性机制调制，并且没有现有的外部调制器具有线性传递函数。以偏置点为中心的I-L或V-Lchar-系统的ATaylor系列扩展产生了线性，二次，立方和高阶项。线性项描述应用信号转换为线性强度调制的效率。二次项导致二阶失真，立方产生三阶失真，等等。对于线性的要求可以通过考虑图3.3的数量和频谱分布来推导出来。图3.3来自接收机的电流噪声密度，由非线性混频RIN产生的失真产物，以及作为多通道信号中载波之间接收的总共函数的散粒噪声。第二个光电流。接收机噪声在FM中占主导地位，或者阶数非线性导致总和与差（f ^ f）的一些数字系统中总接收功率为ij小。接收机噪声的实线代表混合产物，用于两种噪声电流的每种组合，用于非典型50-O低噪声放大器。通道。这样可以产生多达50秒的二阶更复杂的接收机设计可以将单通道内的产品减少到60通道AM噪声，大致上可以通过带有标准U.S的虚拟VSB系统来显示。频率计划。线。RIN和散粒噪声在AM中更为重要。同样，对于三阶失真，产品也会产生VSB系统。来自三个通道的所有组合之间的混合。然而，由于三个通道的组合数量远远大于两个，因此多达1130个三阶产品可能会干扰一个通道。电缆行业将复合二阶（CSO）失真定义为载波与每个通道内最大二阶产品组的比率。对于三阶失真，复合三拍（CTB）是载波频率在每个通道中载波频率与三阶失真总累积之比。这些失真产品的实际损害取决于每个RF信道的频谱和所使用的确切频率规划。非典型的42通道AM-VSB频率计划，载波频率如图3.4中的竖线所示，导致图3.4所示的二阶和三阶乘积的分布。二阶（a）和三阶（b）用于42通道AM-VSB系统的失真产品。二阶产品的最大数量出现在最低频率通道上，其中30个产品对CSO有贡献。三阶产品的最大数量出现在中心通道附近，其中530个产品对CTB有贡献。由于剩余的载波是每个信道频谱的主要特征，所以失真产物由这些载波之间的混频支配。由于高质量视频要求CSO为-60 dBc（相对于载波的dB），因此每个总和或差分产品必须小于-73 dBc。同样，对于CTB小于60dB，每个产品必须小于约-90dB。FM或CDV系统具有较少限制性的线性要求，因为降低了对损害的敏感度。正如前面所述的AM-VSB示例一样，失真产物必须被计数，但是每个产品不再受剩余载波的支配。由于载波完全被调制抑制，每个产品的分配都超过了每个通道的带宽。许多相关失真产物叠加造成的损害类似于噪声。可以为这些系统定义类似于CSO和CTB的数量。激光线性几个因素限制了直接调制激光器的光线电流（L-I）线性。激光动力学的早期工作导致了对共振增强失真（RD）的全面理解。RD来源于负责弛豫振荡共振的激光器内相同的载流子 - 光子相互作用。非典型的1.3米m波长直接调制半导体激光器的二次谐波失真（2f i）和双音三阶失真（2f i - fj）如图3.5所示[Darcie et al。，1986]。图3.5在直接调制频率下的谐振失真AM-VSB系统仅在谐振频率为7GHz的激光器内才可行。第二个 - 低频窗口。FM或未压缩的谐波2 fi和双音三阶2 fifj失真峰值数字系统需要近一半的谐振频率，并且在多通道系统必须频率较低的情况下每个通道的频率较低。还显示了对于外部调制器而言相同的三阶失真偏向于在大RD区域的零点操作。幸运的是，二阶失真。CNR的要求允许增加失真。大的二阶RD可以完全通过在一个八度频带（例如2-4GHz）内操作来避免，使得所有的二阶产品都是带外的。在50和500 MHz之间的频率范围内，非线性增益和损耗，带内频带吸收以及更重要的空间烧孔（SHB）和载流子泄漏都是重要的。载流子泄漏可防止激光键合线中注入的所有电流进入激活层。对于AM-VSB应用，这种泄漏必须降低到不能测量的水平。SHB是光功率沿激光长度不均匀分布的结果。在DFB激光器中，由于光栅反馈，光功率的纵向分布可能非常不均匀。这会导致失真[Takemoto et al。，1990]，可能会增加或消除其他失真，使其在某些情况下具有良好的效果。裁剪即使所有的非线性过程都被消除，允许的调制将受限于最小输出功率为零的事实。具有例如60个通道的典型操作条件，每个平均调制深度（m）接近4％，导致240％的峰值调制。虽然不可能，但超过100％的调制导致削波.3-8广播和光通信技术削波的影响首先由Saleh [1989]估算，他计算出所有失真阶中包含的总功率变得可观的调制级别。即使是完美的线性激光器，调制深度也是有限的，超过这个值，所有的失真阶数都会迅速增加。这些激光器已成为直接调制激光器的高性能竞争者。采用外部调制的YAG激光器的发射功率提高了不少，而YAG激光器的低RIN转化为中等CNR的改善。最具挑战性的技术障碍是开发线性低损耗光强度调制器。低损耗LiNbO3 Mach-Zehnder调制器的插入损耗小于3dB，调制带宽大于5千兆赫，开关电压接近5V。这些调制器的输出强度与偏置电压成一定的函数关系。通过预先偏置50％的传输，应用于Mach-Zehnder的调制导致最线性的强度调制。这个偏置点对应于正弦传递函数中的点，产生零二阶失真。不幸的是，相应的三阶失真比典型的直接调制的DFB激光器在低频时差约30 dB。这个比较如图3.5所示。对于那些重要的外部调制器可以提供改进的线性的高频应用。线性化三阶非线性对AM-VSB应用至关重要。已经探索了各种线性化技术。两种最流行的方法是前馈和预失真。前馈要求检测调制输出信号的一部分并将其与原始施加电压信号进行比较以提供误差信号。然后使用该误差信号来调制第二激光器，该第二激光器与第一激光器组合，使得两个激光器的总瞬时强度是所施加电压的叠加值。原则上，这种技术能够线性化任何失真的顺序并纠正来自激光器的RIN。预失真需要较少的电路复杂度，而不是前馈。精心设计的非线性电路放置在非线性调制器之前，使得预失真器 - 调制器的组合传递函数是线性的。各种非线性电子设备或电路可以充当二阶或三阶预失真器。差异包括匹配预失真器的频率依赖性和调制器的频率依赖性，因此实现了良好的线性度和牵引频率范围。许多电路设计可以将三阶失真降低15dB。其他问题激光啁啾可能导致直接激光调制问题。啁啾是由电流调制响应调制激光腔的折射率引起的激光频率的调制。啁啾和色散在光纤中的相互作用会导致AM-VSB系统的CSO电平不能达到短路公里数。色散将FM转换为IM，与信号IM混合产生二阶失真[Phillips等，1991]。这些系统必须在对应于低光纤色散的波长下工作，或者必须采取补救措施。光啁啾也会导致具有透射性的光学元件出现问题，这是与光频率有关的问题。如果两个光学反射共同形成一个微弱的干涉仪或者一个具有频率依赖增益的掺铒光纤放大器（EDFA），就会发生这种情况[Kuo and Bergmann，1991]。一旦啁啾被转换成IM，IM与信号IM混合形成二阶失真。虽然外部调制系统不受啁啾相关问题的影响，但受刺激布里渊散射（SBS）形式的光纤非线性限制了发射功率。SBS由光纤中的声子散射出来，导致发射功率大于约10mW时，CNR的反射率降低[Mao等，1991]。由于SBS过程要求在非常窄的光谱宽度（20MHz）内具有高光功率，所以仅在低啁啾外调制系统中才出现问题。DFB系统中的啁啾扩大了光谱范围，因此SBS不重要。总结通过光波技术的改进，使光纤上传输视频信号的广泛应用成为可能。许多技术选项可用于每个应用程序，每个应用程序都有其优点或缺点，必须根据特定的系统要求进行考虑。这些视频系统的发展继续受到新型改进光子器件的发展推动。定义术语啁啾：调制激光强度调制时发生的光学频率。复合二阶（CSO）：二阶失真产物中的功率与可携式电视频道中载波中的功率之比。复合三拍（CTB）：与CSO相同，但是用于三阶失真。直接调制：通过直接调制偏置电流来调制半导体二极管激光器的光强度输出。掺铒光纤放大器：掺铒光纤，当在0.98或1.48 m m光泵浦时，可在1.55 m附近的波长处提供光增益。外部调制：使用光强度调制器调制光功率（cw）激光来调制光强度。光纤色散：传播速度取决于光波长的光纤特性。光纤非线性：光纤的特性，其中传播速度或其他特性取决于光强度。Lightwave技术：基于光信号和光纤传输信息的技术。线性：任何设备的输出与输入成线性比例。噪声图：放大器中输出信噪比（SNR）与输入信噪比的比值。瑞利背向散射：光学功率散射在光纤组成中由微观不均匀性向后散射。相对强度噪声：由光通信系统中检测到的光功率的不良波动引起的噪声。散粒噪声：由半导体p - n结或光电探测器产生的电流统计特性产生的噪声。参考文献JA Chiddix，H. Laor，DM Pangrac，LDWilliamson和RWWolfe，'AM视频光纤在有线电视系统中的需求和实现'，IEEE J. Selected Areas in Communications，vol。8，p。1229，1990。3 -10广播和光通信技术TE Darcie，''光波网络和视频分配系统的子载波复用'，'IEEE J. Selected Areas in Communications，vol.8，p.1240,1990。TE Darcie，GE Bodeep和AAM Saleh，''光波反射诱导的光波AM-VSB有线电视系统的损伤'，'IEEE J.Lightwave Technol。，vol。9，no.8，pp。991-995，1991年8月。TE Darcie，RS Tucker和GJSullivan，“IaGaAsP激光器中的互调和谐波失真”，Electron。Lett。，vol。21，665-666，错误; 第22卷，在1994年6月6日在美国新泽西州Englewood Cliffs的Advanced Digital Communications编辑的Prentice-Hall出版社出版的着作“光接收机设计”中，BL Kasper，圣地亚哥：学术出版社，1988年 Kuo和EE Bergmann，“掺铒光纤放大器的二阶失真模拟链路和电子补偿，”IEEE光子学技术。Lett。，vol。3，p。829，1991. XPMao，GE Bodeep，RWTkach，AR Chraplyvy，TE Darcie和RM Derosier，'布里渊散射在lightwaveAM-VSB有线电视传输系统中'，IEEE Photonics Technol。Lett。，vol。AN Netravali和BG Haskel，Digital Pictures，New York：Plenum Press，1988. R. Olshansky，V.Lanzisera，and P. Hill，''Design and performance of wideband subcarrier multiplexed光波系统“，在Proc。ECOC '88，英国布赖顿，1988年9月，第143-146页。MR Phillips，TE Darcie，D. Marcuse，GE Bodeep和NJFrigo，“由色散传输啁啾强度调制信号产生的非线性失真”，IEEE Photonics Technol。Lett。，vol。3，no.5，pp。T.Pratt和CWBostian，卫星通信，纽约：威利，1986年。AAM Saleh，'''对于多载波复合光波CATV系统中的通道数量的基本限制'“Electron。Lett。，vol。A. Takemoto，H.Watanabe，Y.Nakajima，Y.Sakakibara，S.Kakimoto，U.Yamashita，T.Hatta和Y.Miyake，“分布式反馈激光二极管和有线电视系统模块，“IEEE J. Selected Areas in Communications，vol。W. Way，C. Zah。C. Caneau，S. Menmocal，F。Favire，F.Shokoochi，N. Cheung和TP Lee，''用于用户分布的使用行波放大器的多通道FM视频传输''Electron。Lett。，vol。24，p。1370年，1988年。更多信息美国有线电视协会（NCTA），来自技术会议的会议记录，1724年马萨诸塞大道年会。NW，华盛顿特区，20036,1969。有线电视工程师协会（SCTE），技术会议召开，两年一次的会议，Exton Commons，Exton，Penn。TE Darcie，''光波多路访问光波网络的子载波复用'，'J.Lightwave Technol。，vol.LT-5，pp.1103-1110，1987年8月。TE Darcie和GEBodeep，'Lightwavesubcarrier CATV transmission systems， ''IEEE Trans。Microwave Theoryand Technol。，vol。38，no.5，pp。534-533，1990年5月。IEEE J. Lightwave Technol。，“光纤上的宽带模拟视频传输”特刊，将于1993年1月/ 1月出版。3.2长距离光纤通信Joseph C. Palais 1960年第一台激光器被展示时，预计会有许多应用。一些预测的激光束将在远处站之间以高数据速率通过空气传输消息。尽管激光束可以穿过大气，但太多问题阻碍了这种方案的实用性。反对意见中包括对视距路径的需求和传输的不可预测性。光通信3 -11发射机电输入调制器激光耦合器光再生器光放大器放大器光电二极管放大器处理电接收器输出图3.6长距离光纤通信系统。throughanatmosphere，天气变化随机改变路径损失。使用光纤的导光路径提供了长距离光传输的唯一实用手段。长距离光纤系统通常具有以下操作特性：长度超过10公里，传输数字信号（而不是模拟信号），并以高于几十兆比特每秒的数据速率运行。本节介绍此类别中的系统。图3.6说明提出了基于结构的广义长距离光纤链路。以下各段介绍了每个组件。系统数据速率和长度的乘积是这些系统有用的优点。这种优点的图形是众所周知的码率长度的产品。发射和接收电路的带宽，包括光源和光电探测器，限制了可实现的系统数据速率。纤维的带宽随其长度而减小，因此纤维本身限制了速率长度乘积。系统中的损耗，包括纤维中的损耗，也会限制路径长度。如果速率 - 长度数据由带宽限制确定，则系统受带宽限制，如果由衰减确定则限制损耗。第一个有效光纤出现在1970年，具有20 dB / km的超差。七年后，第一个大规模的应用是在芝加哥的两个电话交换机之间建立的。到了这个时候，损失减少到了3dB / km左右。使用的数字技术可以在10公里的无缝长度和中继器总长度超过60公里的情况下适应45 Mbps的速率。该初始系统的无重复速率长度乘积是最高为450 Mb / s·km。随着纤维技术的进步，这一数字稳步上升。未经评估的速率长度产品已经超过1000 Gb / s·km（例如，在100 km的路径上达到10 Gb / s）。在链路中加入再生器和光放大器可大大增加净速率长度，乘以光学放大器可获得超过70 Tb / s·km（70,000 Gb / s·km）的值。后一种方法允许在14,000公里的路径上建设5Gb / s的传输系统。最长的陆地路径横跨大西洋和太平洋，分别距离约6,000和9,000公里。光纤能够通过高容量链接跨越这些距离。光纤所有用于长距离通信的光纤均由石英玻璃制成，只允许单一传播模式。二氧化硅掺杂其他材料以产生纤芯和包层所需的折射率变化。限制系统性能的重要特性是损耗和带宽。损耗限制了链路的长度，带宽限制了数据速率。图3.7显示了单模硅纤维的损耗特性。800-900nm区域的损失主要由瑞利散射决定。总衰减约为2。（dB / km）0.0 800 900 1000 1100 1200 1300 1400 1500 1600 1700波长（nm）图3.7 asilica玻璃纤维的光谱衰减显示瑞利散射和水蒸气吸收的贡献。表3。1光谱带分类方案波段描述符范围（nm）O波段原始1260-1360 E波段扩展1360-1460 S波段短波长1460-1530 C波段常规1530-1565 L波段长波长1565-1625 U波段波段超长波长1625-1675不适合长距离连接。在1300nm附近损耗约为0.5dB / km，在1550nm附近损耗为0.25dB / km。具有低OH离子含量的制造纤维可以降低1390nm处的水蒸气吸收峰值。结果是，可用于纤维系统的1260至1675 nm的整体波长范围。表3.1中列出了适当的波长名称。1550 nm附近的最小损耗使其成为最长链路的最佳选择。色散指的是当脉冲沿着单模纤维传播时由于材料和波导效应的影响而扩散。如果允许超过原始脉冲宽度的大约70％，则这种传播会产生符号间干扰，从而导致接收器错误。色散系数以每纳米光源光谱宽度和每公里光纤长度的皮秒脉冲传播为单位误用。在1200至1600nm的范围内，二氧化硅的色散曲线的近似值是！其中l是工作波长，l 0是零色散波长，M 0是零2色散波长处的斜率。M 0约为0.095ps /（nm·km）。使用光谱宽度为D l的光源的脉冲扩展为Δt长度L，然后D t = MLD l 3：（10）对于二氧化硅纤维，零色散波长接近1300 nm， capacitylinks。1550nm处的色散通常接近20ps /（nm·km）。这是弥散量。如果由于这种扩散导致1550-nm系统的带宽受限，则可以使用几种方法。一种解决方案是使用色散位移光纤，这是一种特殊光纤，其设计用于将零色散波长从1300 nm移动到1550 nm。另一种解决方案是传输孤子脉冲，它利用光纤的非线性来保持传输过程中的脉冲形状。由于高光损耗，800-900nm部分光谱只能用于中等长度（约10公里）。由于高分散性，该地区的数据传输速率也受到限制。在1300nm区域，接近零色散可以实现高速率传输，但损耗限制了可以覆盖的距离（通常在50公里左右）。在1550 nm左右，损耗大约是1300 nm衰减的一半，可以覆盖两倍的距离。色散位移光纤可实现与1300纳米工作相同的高速率。再生器和放大器扩展了光纤链路的有效距离，远远超出了这里列出的距离。调制器Adigital电信号电流调制光源。驱动器电路必须足够快才能以系统比特率运行。随着比特率增加到每秒多吉比特范围，这变得越来越困难。调制可以在超高速下在光域中完成。在这种情况下，调制器遵循激光二极管而不是先前。外部调制通常使用集成光学结构来完成。光源激光二极管或发光二极管（LED）为大多数光纤链路提供光载波。LED不能在千兆范围内工作，但激光二极管可以。因为高速长距离链路通常需要激光二极管。激光二极管可以在超过40 GHz的频率下进行调制。在1200-1700nm区域发射的激光二极管是由InGaAsP制成的半导体异质结。确切的发射波长主要取决于组成原子的比例。输出功率通常为毫瓦级。在多个纵向模式下工作时，典型的激光二极管光谱宽度在1和5nm之间。单模激光二极管的光谱宽度可能只有十分之十的电阻率。如方程（3.10）所预测的那样，窄频谱宽度的发射器使脉冲扩展最小化。使脉冲扩展最小化增加了光纤带宽和数据容量。固态激光器，而不是半导体激光二极管，可能在特定的应用中很有用。例如Nd：YAG激光器和铒掺杂纤维激光器。源耦合器从二极管发出的光线必须尽可能有效地耦合到光纤。由于激光二极管发射的光束图案不能完美地匹配光纤中传播的光线，所以存在不可避免的失配损耗。良好的耦合器设计，有时使用微型透镜，当以单模光纤进行馈送时，将其降低至约3dB。隔离器光隔离器是一种单向传输路径。它允许功率从发射机流向接收机，但是阻止相反方向的功率流。光隔离器保护激光二极管免受背反射，这往往会增加激光噪声。连接器和接头纤维之间以及纤维和其他组件之间的连接发生在沿着多个点的多个点上。因为沿着系统可能存在多个剪辑，每个剪接中的损失必须很小。通常指定平均损耗不超过0.05 dB的熔接接头。机械接头也适用.3-14广播和光通信技术它们通常涉及用于固定连接的环氧树脂。连接器用于需要重新连接的地方。良好的光纤连接器仅损失十分之几的adecibel。除损耗低外，良好的连接器和接头还可以减少背反射。这对于减少连接到发射器的连接处的激光噪声特别重要。熔合接头可以减少反射，但必须仔细设计机械接头和所有连接器，以保持较低的反射功率水平。反射的发生是因为配合纤维之间接口处的间隙很小。减少反射的成功技术包括非物理接触连接，其纤维端面被抛光成半球（而不是表面），从而使两个配合纤维的芯彼此接触。通过使端面倾斜而增加了性能导致反射光从单一传播模式中被滤除。光放大器许多光纤链路损耗受限。其中一个原因是典型激光二极管的功率有限，（其中纤维和其他系统部件的损失）限制了可以使用的纤维长度。光纤放大器增加了信号光束的功率水平，无需转换到电气领域。例如，使用铒掺杂纤维放大器（EDFA）在1550 nm处可获得30 dB的增益。请注意，EDFA放弃了20纳米以上，允许同时放大多个WDM或多个OFDM通道（本节后面将介绍）。如图3.6所示，系统中有多个光学放大器的可能位置。只跟随发射器的光学放大器增加了光纤的光学功率。沿着光纤路径的放大器不断将功率水平保持在系统噪声之上。位于光纤端的放大器作为接收器前置放大器，提高其敏感度。许多放大器可以放置在一个光纤网络中，将总路径长度延伸到数千公里。再生器再生器通过将其转换为电子形式来检测光信号。然后确定脉冲流的内容，使用该信息生成新的光信号，并将该改进的脉冲串发射到光纤中。新的光脉冲流与原始发送的光脉冲流相同。再生的脉冲被中继器恢复到原来的形状和功率水平。许多再生器可能放置在纤维网络中，将总路径长度延长到数千公里。光放大器优于再生器的优点是成本更低，效率更高。再生器的更高成本源于光域和电域之间转换的复杂性。再生器确实具有恢复信号脉冲形状的优点，这增加了系统带宽。这种优点被系统传播的孤子脉冲所抵消，其不会随着传播而退化。光电探测器光电探测器将入射光束转换为电流。在光纤接收器中，最常用的光电探测器是半导体引脚光电二极管和雪崩光电二极管（APD）。重要的检测器特性是响应速度，光谱响应，内部增益和噪声。由于雪崩光电二极管具有内部增益，因此它们对于高度敏感的接收器而言是首选。锗（Ge）和InGaAs光电二极管都在低损耗的1200至1700 nm波长区域内响应。InGaAs在低信号电平下表现更好，因为它具有较小的暗电流值（噪声较小）。由探测器产生的电流响应入射光功率：其中G是探测器的成本，Z是它的量子效率（对于良好的光电二极管接近0.9），h是普朗克常数（6.63· 10-34 Js），e是电子上的电荷量（1.6·10 19库仑），光通信3 -15，f是光频率。对于pin光电二极管（其中G = 1），典型响应在为0.5 m A / m W. 接收器由于输入到接收器的功率级别较低，因此通常需要在光电探测器之后使用电子放大器。接收器的其余部分包括电子元件，如带限滤波器，均衡器，决策电路，其他放大级，开关网络，数模转换器和输出设备（如电话，视频监视器和计算机）。其他组件有些组件在图3.6中没有显示，可以在某些系统中找到。这些包括无源耦合器，用于从单一光纤和波分复用器中分离光束，用于将不同的光载波耦合到传输光纤上。系统注意事项长距离光纤链路携带发票，视频和数据信息。尚未采用数字格式的消息将被转换。单音信道通常以每秒64,000比特的速率传输。视频需要更高的速度。速率可能高达90Mbps，但视频压缩技术的速率可能会显着降低。电话网络的光纤系统工作在如此高的速率，以致许多音频信道可以被时分复用（TDM）到同一传输的同一光纤上。例如，以2.5 Gb / s的速率运行的光纤可以携带超过30,000个数字化话音信道，而以10 Gb / s速率运行的光纤可以容纳大约130,000个话音信道。几个光载波可以同时沿着同一个光纤传播。这种波分复用（WDM）链路进一步增加了系统的容量。使用多达32个光载波的系统很常见。添加16个或更多通道会对多路复用器和光源产生限制。尽管如此，具有超过100个频道的系统是可行的。载波波长间隔十分之一毫秒。在长系统中，宽带光放大器比WDM系统的再生器更受欢迎，因为单个放大器可以同时增强所有单个载波;但是，每个载波波长都需要单独的再生器。将大量纤维放置在单根电缆内可增加总电缆容量。这在安装长纤维电缆时效果显着。与实际部署电缆本身的成本相比，额外费用的附加成本很小。数百个纤维计数是实用的。多光纤电缆可能具有巨大的总数据容量。使用光学频分复用（OFDM）可进一步提高容量。在这个方案中，波长非常接近的许多光学载体（可能是百分之几的电位计）作为独立的通道工作。在1200-1700nm波长范围内可以显示数百个通道。这种类型的系统需要相干检测接收器来分隔紧密间隔的载波。错误率和信噪比信噪比是信号质量的一种测量。它决定了数字网络中的错误率。在接收端，它由2 S G G r PÞRL¼nð3：其中P是接收到的光功率，r是检波器的放大响应度，G是使用APD时的检测器增益，n是APD的额外噪声（通常在2和3之间），B是接收器的带宽，k是玻尔兹曼常数（k = 1.38·10-23 J / K），e是电子的电荷量-16广播和光通信技术-19（1.6· 10库伦），T是接收器的温度开氏温度，ID是检测器的暗电流，RL是光电检测器后面的负载电阻的电阻。等式（3.12）分母中的第一项是由散粒噪声引起的，第二项是由于接收机中的热噪声引起的。如果散粒噪声项占优势（APD过量损耗和暗电流可忽略不计），则系统受到射频噪声的限制。因此，误差的概率具有由上式给出的上限，其中ns是在接收到二进制1时以单位间隔信号产生的光电子的平均数量。10-9或更好的错误率需要大约21个光电子位。散粒噪声取决于光信号电平。由于沿距系统末端的功率电平异常低，与散热噪声相比，散粒噪声较小。雪崩光电二极管增加了信号电平，因此散粒噪声主宰了热噪声。借助APD接收器，可以接近理想的散粒噪声受限操作，但由于APD过量噪声和有限增益，未达到理想的散粒噪声限制操作。如果热噪声占主导地位，那么误差概率可由下式表示：其中εf是误差函数。10-9的误码率要求接近22dB的信噪比。系统设计纤维系统设计的重要部分涉及功率预算和带宽预算。接下来的几段描述了这些计算。在一个光纤系统中，分量损失（或增益）通常以分贝为单位。分贝定义为dB = 10 log P 2 = P 1 3：15）其中P 2和P 1是组件的输出和输入功率。分贝描述相对功率水平。同样的，dBm和dBm描述绝对功率水平。它们由dBm = 10 log P 3：16给出，其中P以毫瓦为单位，dBm = 10 log P 3：17其中P以微瓦为单位。Powerbudget的计算在表3.2中对包含放大器的系统进行了说明。在最后两列中找到了具体的数值示例。接收灵敏度dBm从光源可用的功率中减去dBm。这个差别是系统的损耗预算（以分贝为单位）。所有的系统损失和收益加在一起（记住损失是负的，而放大器的收益是正的）。如果损失大于收益（正常情况下），则系统损失dBSL将为负数。损失保证金是损失预算和系统损失的总和。该系统必须符合接收器灵敏度要求。必须指定系统损耗裕量来考虑元件老化和其他可能的系统退化。表3.2说明了上述系统的6dB裕量。表中的光纤总损耗为24dB。如果衰减为0.25dB / km，光纤的总长度将为24 / 0.25 = 96km。除了为接收器提供足够的功率之外，系统还必须满足数据传输速率所要求的带宽要求。计算带宽的方便方法是将各种系统组件的上升时间相结合，并将结果与​​给定数据速率和脉冲编码方案所需的上升时间进行比较。光通信3-17系统上升时间根据数据速率给出，对于非归零（NRZ）脉冲码，表达式t = 0：7 = R NRZ 3：18，并且t = 0： 35 = R RZ 3：19），用于归零码（RZ）。带宽预算计算示例见表3.3。计算基于各种系统组件的累计上升时间。表3.3中的系统以500 Mb / s的速率运行，NRZ编码用于100公里长度的光纤。方程（3.18）产生的系统上升时间不超过1.4 ns。假设发射机的有效时间为0.8ns。接收器的上升时间，在表中给出，是光电探测器时间与接收器电子时间的组合。纤维上升时间计算为在1550nm波长下工作的单模纤维。公式（3.9）显示在1550 nm处M = 18 ps /（nm·km）。假定光源具有0.2nm的光谱宽度。然后，根据公式（3.10）计算出的脉冲扩散产生0.36 ns的脉冲扩展。由于纤维的上升时间接近其脉冲扩展，因此将该值放在表格中。系统总上升时间是发射机平方和，光纤和接收机上升时间的平方根。也就是说，在这个例子中，我们可以看到，该系统通过提供仅1.33ns的出现时间来满足带宽要求，其中高达1.4ns将是足够的。表3.2功率预算计算源功率：dBms 3接收机灵敏度：dBmr 30损耗预算：dBms-dBmr dBLB 33组件效率：q ffiffiffiffiffiffiffiffiffiffiffiffiffiffiffiffi tr 1 2 2 2系统总数：tt + tf + trts 1.33所需系统：t 1.4 \*表中的所有数值都是以纳秒为单位的上升时间值3.18广播和光通信技术定义术语相干检测：信号光束与在接收器处产生的激光束混合。这导致接近敏感的载波间的接收器灵敏度和接收器辨别度的提高。材料色散：波长与脉冲速度的关系，它受折射率随玻璃波长变化的影响。量子效率：无光二极管从入射光子到产生的自由电荷的转换效率。单模光纤（SMF）：一种只支持单一传播模式的光纤。光谱宽度：光源发出的波长范围。参考文献GPAgrawal，Fiber-Optic Communication Systems，第3版，New York：John Wiley and Sons，2002.EBbasch编辑，Optical-Fiber Transmission，Indianapolis：Howard W.Sams＆Co.，1987。M.Bass编辑，光纤手册，纽约：McGraw-Hill，2002. CC Chaffee，The Rewiring of America，San Diego：Academic Press，1988. E. Desurvire，掺铒光纤放大器，纽约：约翰Wiley＆Sons，2002. MJFDigonnet，稀土掺杂光纤激光器和放大器，第2版，纽约：MarcelDekker，2001。RJHoss，Fiber Optic Communications Design Handbook，Englewood Cliffs，NJ：Prentice-Hall，1990. LBJeunhomme，Single-Mode Fiber Optics，2nd ed。，New York：MarcelDekker，1990。N. Kashima，IEEE Journal of Lightwave Technology，IEEE Photonics Technology Letters，Lightwave和Laser Focus World。3.3光子网络Alan E. Willner和Reza Khosravani引言由于数据速率超过数百Mbit / s的铜线传输线的高信号衰减，人们早已认识到，光波技术与铜线相比在长距离数据传输和电缆上具有显着的优势电视（CATV）分销网络。在过去的20年中，可以通过光纤传输的容量已经增加，每传输位成本降低了几个数量级。对于日益增长的带宽需求，光纤传输是唯一可行的解​​决方案，即使在人体局域网（LAN）中也是如此。最近，单一光纤被用于传输3。7Tbit / s（3700Gbit / s）超越越洋距离[1]。光纤拥有巨大的带宽，是当前和未来高容量网络的基础技术。然而，过去十年来，由于互联网的显着增长，对高容量多用户网络的需求日益加剧。基于广域网（WAN）的万维网已成为信息传输的主要途径之一。随着需求的增长，基于铜线的光通信3-19路由和交换节点可能无法提供吞吐量。可追求的目标是利用光子功率为多用户联网提供更高的吞吐量和成本效益。Akey技术，（WDM），其中许多独立的数据信道在光纤中并行传输。利用波长选择性组件技术，每个数据信道的波长可以是用于确定通过网络的路由。因此，数据实际上是通过网络控制器布置的波长特定的“光路径”传输的，以优化吞吐量。光子网络的重大变化发生在过去几年。光纤的广泛部署和光子器件（即光放大器，波长多路复用器和光开关）的技术突破已经显着改变了光子网络的可实现架构。此外，网络流量的性质从语音到数据的逐渐转变，需要协议，控制和管理方面的新思维。请注意，类似SONET环形光子网络的电路交换机已经成为可能，其中波长光路决定了路由，并且网络在城域网及其以外的全球部署。我们希望本章讨论的一些更先进的技术将在未来十年内发展。在这里，我们首先回顾连接网络节点的光波传输链路。然后，我们讨论光子网络的架构和协议以及切换技术。最后，介绍一些实现高吞吐量光子网络的技术和挑战。背景：光波传输链路互连节点本部分提供了简单光波传输链路的基本背景，它构成了在光子网络中相互连接节点的基础[2]。Alightwavetransmission链路包括：将电信号转换为光信号（E / O）的发射器（Tx），作为连接介质的光纤，以及将光信号转换回电域（O / E）的接收器（Rx） ）。发射器通常使用激光二极管（LD）作为光源。接收器可以采用PIN（正 - 本征 - 负）或APD（雪崩光电二极管）光电探测器。标准化光纤在1550nm附近的最小衰减为0.2dB / km。根据芯径和光波长的不同，光纤可能是多模或单模。多模纤维（具有62.5毫米的典型纤维直径）允许几种模式通过纤维传播，并可用于短距离通信（例如，建筑物内的局域网）。脉冲能量分为不同的模式，每种模式以不同的延迟到达接收器。这种模间色散效应会导致脉冲扩展。单模光纤具有很小的corediameter（10毫米），只允许一种模式传播。虽然在单模光纤中消除了模间色散，但由于折射波长依赖性，会产生更低的模内色散。这种色散对于长距离和高数据速率系统是非常重要的。传统单模光纤的色散值约为17ps / nm / km。当光信号通过光纤传播时，光纤损耗会导致信号功率衰减。在某些时候，接收器检测到的光学信号poweristoo较弱。在发明光学放大器之前，每十几公里需要一台电子再生器来检测和重新传输每个数据通道。掺铒光纤放大器（EDFAs）[3,4]的发明改善了光通信的两种主要方式。首先，光学链路的最大范围从几十到几千公里延伸。其次，EDFA是宽带的，可以同时并且经济有效地放大所有多波长光信号。例如，在同一光纤内的不同波长上共同传播的四个（或40个）光信道组合可能使用单个EDFA进行放大（见图3 0.8）。结果是，EDFA允许实际部署波分复用，允许在同一光纤上并行传输多个光信号.WDM极大地增强了光纤容量，因为“N”个波长信道将增加由N的因子产生的容量.EDFA增益独立于信号波长，比特率和调制格式。3 -20广播和光通信技术E图3.8 EDFA同时扩展多个光通道。另一种称为拉曼放大的光学放大技术近来获得了普及。与EDFA相比，拉曼放大器[5]可以降低系统对纤维非线性的影响。另外，泵浦波长决定了拉曼放大器的增益波长范围，允许其他信号波长的波段进行放大。但是，拉曼放大器的泵效率往往低于EDFA。除了在多个并行波长上进行传输外，每个通道还会有更高的比特率。今天，商用光数据通道可以以10 Gbit / s的速度运行，即将部署40 Gbit / s链路。生成高速率信号的标准技术是在时域中结合许多低速信号。这种技术被称为时分复用（TDM）。由于色散是一个关键指标，因此高数据速率的远距离传输应使用色散补偿元件，为此，正色散沿着纤维链路周期性地补偿，具有阴离子散射值。这些发展使得建立部署在10甚至40 Gbit / s的光网络成为可能。例如，单模光纤传输链路可以支持500（Gb / s）·km以上的比特率产品。多个光信号在同一光纤上同时传输，以更有效地利用光纤的宽带宽。这是通过根据国际通信联盟（ITU）的建议为光通道分配不同的波长来实现的。在这个标准中，可用波长间隔相等（即50或100 GHz频率间隔），稳定在193.1 THz（1552.52 nm）[6]。每个数字数据流都调制在不同的光载波波长上。这些光信号通过波长复用器合并并通过光纤传输。在接收端，WDM信号被解复用，并且每个波长通过一个分离的接收器被检测。图3.9显示了由多个发射机，波长多路复用器，光纤和放大器，波长解复用器和多个接收机组成的非典型光链路。光子网络的体系结构在光子系统的早期阶段，光学仅用于点对点连接。第一代光子网络使用传统通信网络方法，在每个节点检测到数据，电子设备提供处理，路由和交换任务。随着WDM的引入和先进光学元件的发展，传统网络中不可能实现的许多功能已经存在。因此，介绍了构成这些光网络元件的新架构[7]。图3.9光传输链路的典型框图。光通信3-21图3.10网络的不同拓扑结构。网络的总体拓扑结构（终端终端相互连接的方式）属于以下类别之一：总线，环形，星形或网格。在abus拓扑结构中，所有终端都连接到传输介质hetapping（见图3.10a）。由每个终端发送的数据在两个方向上传播，直到它被目的地终端接收[8]。Aring网络是通过以闭环方式连接多个节点而形成的（图3.10b）。取决于站点的可访问性，真正的拓扑结构可能比圆形更具有规律性。商业令牌环使用导线互连或光学链路来连接站点。通过时间延迟随站数线性增加。在astar拓扑（图3.10c）中，所有终端都连接到中央节点[8]。从终端发送到中央节点的数据将被重新发送到所有其他终端，包括目的地终端。可靠性易损坏纤维和线环。如果astation被禁用，或者如果一个光纤断裂，整个网络就会关闭。为了解决这个问题，双环光网络，也称为“自我修复”环，用于绕过有缺陷的电台，并绕着光纤中断环回（图3.11）。每个电台有两个输入和两个输出连接到相反方向操作的转折点; 因此，成本增加。随着网络规模的增加，可能需要不规则的拓扑结构。大型城域网（MAN）和广域网可能由多个环网组成，这些环网通过一个或多个节点相互连接。在美洲拓扑中，每个节点主要与相邻节点互连。数据可以通过中间节点在任何两个终端之间传输。由于几条独立的路线可以连接终端，因此网状网络不易受到网络故障的影响。WDM技术通过允许多个信号通过同一光纤传输，为光子网络中的路由提供了一个新的领域。新一代光子网络利用这些额外的功能，使其优于传统网络。添加/删除多路复用器和光学交叉连接是新一代光子网络的两个关键网络元素。这些元素在下面讨论。添加/分出复用器在WDM光子网络中，每个光纤在不同的波长上承载多个光信号。连接两个节点的光纤携带可能用于接收节点的数据以及后续节点的数据。如果没有做出特别的规定，每个节点必须检测并重新发送所有波长以接收用于本地终端的数据。显然，这种情况下图3.11自愈环网络.3-22广播和光通信技术网络的效率，并增加成本。Amore智能设计将解复用所有波长，但仅检测/传输用于该节点的波长。光分插复用器（OADM）是一种提供这种功能的网元[9]。图3.12显示了OADM的简单架构。未被丢弃的波长经历了透明节点并且被引导至输出端口。关于用于本地终端的li上的数据被丢弃。Newdata在li上传输并添加到光纤中。固定OADM的问题在于它不允许在部署后进行重新配置。这对网络设计施加了限制。可以通过在MUX和DEMUX（可重新配置的OADM）之间的每个波长路径上使用2·2个光学开关来避免这种限制。这样，就可以选择所需的波长下降。可以使用可调发射器和接收器来减少每个节点处的发射器和接收器的数量。光交叉连接在大型和复杂的网状网络中，多于一个光纤可能驱动节点。每个光纤携带多个可用于不同目的地的波长。光学交叉连接（OXC）是允许任何输入光纤波长切换到任何输出光纤的网络元件[10]。图3.13显示了一个OXC的架构。光开关可以将输入纤维的任何波长连接到所需的输出。图3。12一种固定光分插复用器。图3.13光学交叉连接。光通信3-23争用问题是OXC的一个难以解决的问题。例如，如果来自两个不同输入光纤的两个相似波长包含两个指向相同输出光纤的数据包，则不可能在相同光纤上传输具有相同波长的两个光信号。注意，WDM允许在光纤上传输多个光信号只有它们具有不同的波长时才是相同的光纤。这个问题导致光子网络中的输出端口延迟，这将在稍后讨论。无源光纤网络光纤的带宽非常大，因此它们适用于高容量城域网和广域网的传输介质。随着对带宽需求的增加，可能有必要使光纤更接近最终用户。光纤到户（FTTC）和光纤到户（FTTH）是在接入网络中使用光纤的网络架构。其思想是使用光纤和星形耦合器和WDM多路复用器等无源光学组件将数字数据从中央局（CO）传输到光网络单元（ONU）。被动N·N星形耦合器有N个单模光纤输入和N个输出[2]。在一颗理想的被动星体中，任何输入的信号事件在所有输出中均等分配，也就是说，星星将每个输入输出到每个输出。在这些网络架构中使用无源光学组件，它们被称为无源光网络（PON）。PON通常是可靠的，简单的和成本效益的。最常见的PON架构使用无源星耦合器将来自CO的数据广播到ONU。由于网络对光信号是透明的，因此来自所有ONU的数据可以使用相同的网络传输到CO。有规定在PON中使用WDM技术来增加网络容量[7,11]。作为例子，WDM多路复用器可以用于划分或合并不同ONU的波长。光网络协议同步光网络（SONET）和不兼容的欧洲版本SDH（同步数字体系）是旨在简化高比特率网络中的时分复用并利用高容量光链路的标准[8,12] 。SONET的最低比特率是51。84 Mbit / s，称为同步传输信号电平-1（STS-1）或光载波电平-1（OC-1）。通过交织n个同步的STS-1信号产生STS-n的较高比特率。例如，STS-192或OC-192对应于9.95328Gbit / s。网络流量从语音到数据的逐渐转变标志着新标准更加有效地控制了流量的“突发性”。异步传输模式（ATM）是为数据包传输开发的ITU-T标准[8]。数据被分成固定大小的数据包（53字节）或单元格。ATM设计具有传输话音和数据业务的能力。因此，分组的大小相对缩短了发票网络的延迟时间。ATM还为不同类型的流量提供不同的服务质量（QoS）。ATM单元可能在SONET帧之上异步传输或同步传输（图3.14）。互联网协议（IP）是Internet上使用最广泛的协议[8]。IP将数据转换为可变大小的数据包并添加包含源地址和目标地址的错误控制信息。IP数据包可能会被分成几个可以在SONET网络上传输的ATM网络。通常，IP不提供有保证的QoS。相反，它使用最佳努力方法将数据包传输到目的地。1998年，多协议标签交换（MPLS）技术被引入，以提高WDM网络中的交换效率并提供一些QoS保证[13]。MPLS可以在网络中提供标签交换路径（LSP），可用于图3.14（a）由标签，建立双向之间的端到端路径。它还具有标题和数据字段; （b）放置一些保护和故障检测措施的ATM单元。aSONET帧。3 -24广播和光通信技术以太网网络基于带有冲突检测（CSMA / CD）的载波侦听多路访问，并以10 Mbit / s的速度运行，以连接用户总线上的用户。以100 Mbit / s或更高速率运行的快速以太网使用光纤。100BASE-FX是一种基于光纤的快速以太网标准，可支持长达400米的网络。还引入了几个标准，以实现千兆位以太网（例如，1000BASE-SX和1000BASE-LX）和10-Gbit / s以太网（10GBASE-S，10GBASE-L，10GBASE-E和10GBASE-LX4）重新操作操作波长（850,1310，或1550纳米）利用大容量的光纤[8]。电路，数据包和突发交换通信网络通过中间节点提供多站之间的通信路由。这些路由通过在每个节点处准确设置交换设备来完成。有两种设置开关的通用方法。在电路交换网络中，中间交换机的状态在连接期间保持不变。因此，在源和目的地之间建立具有特定带宽的专用路径。电路交换网络在每次数据传输之前设置路径并在之后断开连接。一旦建立连接，部分网络资源就会分配给连接，而不管实际的数据传输如何[8]。公用电话网络使用电路交换来建立双方之间的通话。在分组交换网络中，源端发送的数据被分成几个分组。每个数据包包含原始数据的一部分以及目标地址。分组交换网络根据每个节点处资源（带宽）的可用性通过不同节点传输分组。分组交换网络不需要建立和断开电路，但是每个分组必须携带包括目的地地址的附加信息头信息。报头信息可以作为附加比特在分组的开始处发送，放置在发射数据的频谱之外的子载波上或者为此目的而预留的不同波长上。图3. 图15示出了电路和分组交换网络的示意图。在过去的几年中，数据流量的增长速度比voicetraf更快。数据流量是突发性的，为burstytraf fi c保留带宽可能是非常低效的。因此，电路交换网络没有针对这种类型的业务进行优化。但是，分组交换网络可以通过数据包的统计时间复用更有效地处理突发流量。在任何分组交换网络中，可能有两个来自不同源的和打算用于相同输出端口的输入分组将同时到达阳极，导致争用。如果争用未解决，则某些数据包可能会被丢弃并在目的地进行网络运行。数据包丢失概率是评估竞争解决技术的优点。常规路由器通过缓冲输入分组来解决争用，直到关联的输出端口可用。为了便于提高分组交换网络的性能，必须避免O / E和E / O转换，并且信号始终保留在光域中。全光学光子网络避免了电子元件的瓶颈以及O / E和E / O转换的成本。原则上，全光通道将提供独立于数据速率和格式的连通性。目前有重要研究图3.15在电路交换网络中，在数据传输过程中，在两个终端之间保留了apath。在分组交换网络中，来自不同源的分组可能共享相同的路径。光通信3-25，并努力设计和实施全光分组交换（OPS）网络。OPS网络使用对光信号透明的光开关。建立OPS网络中最具挑战性的问题之一是争用问题。不幸的是，如果有必要的话，没有现有的光学存储器可以缓冲数据包。另外，OPS网络需要复杂的处理单元和快速光开关[14]。引入了光突发交换（OBS），以减少在每个节点切换所需的处理并避免光学缓冲[15]。从概念上讲，OBS在以下方面与OPS不同：\*突发大小粒度，这是在分组交换和电路交换之间的地方\*开关周期，其通常在OBS中的几个分组的顺序上\*分离头部信息和有效载荷\*发送突发的预留方案\*可变突发长度类似于OPS，OBS利用时域统计复用以使用单个信道的带宽来传输几个较低带宽的突发信道。在网络边缘，收集数据包以生成通过网络核心发送的突发。在几乎所有的OBS方案中，报头都与有效载荷分开发送，偏移时间取决于方案[16,17]。头部被发送到交换机，然后为后面的有效负载保留该路径。控制分组和突发之间的松散耦合减轻了对光缓冲的需求，并放宽了对切换速度的要求。启用交换技术由于传输介质的带宽增加，具有替代铜缆的光纤链路的传统网络将具有更高的吞吐量。然而，千兆位每秒访问吞吐量达到每秒太比特级的创新性改进需要采用全新的物理连接方式，架构和访问协议。大多数光子技术可用于光波传输系统中以提供物理连接，但需要具有新功能的器件来实现所提出的架构。同时，利用新的组件功能，我们可以创建新的架构。我们已经讨论过提供新功能的OADM和OXCasnetwork元素。在本节中，我们将讨论其他能够实现更高速和更快光子网络的重要技术。光开关网络最重要的元素之一是控制路由的开关。在第一代光子网络中，开关由电子设备完成。接近节点的光信号首先经过O / E转换。检测到的信号被缓冲并在电域中切换。切换后，数字数据经过E / O转换。在这些架构中，每个节点都需要高速电子设备，导致瓶颈。光开关将避开电子瓶颈，并允许更高的传输比特率。此外，光开关对波长，调制格式和比特率都是透明的。不幸的是，光开关比电子开关更昂贵，速度更慢，体积更大，而且更易损坏，使得从电转换到光转换具有挑战性。几种技术已被用于生产光开关。机械开关通常成本较低，插入损耗相对较低，但是它们很慢（毫秒），笨重且不可扩展。还有与长期重复性和可靠性相关的其他问题。基于微机电系统（MEMS）的开关更小，更具可扩展性[18]。热光开关的工作原理是改变Mach-Zehnder干涉仪的折射率。开关速度大约为几毫秒，功耗相对较高。电光开关可以以亚纳秒速度运行[19]。切换是通过改变铌酸锂（LiNbO3）的折射率的电子控制信号来实现的，该控制信号在Mach-Zehnder3 -26广播和光通信技术配置中进行。电光开关通常具有较高的插入损耗和偏振灵敏度。半导体空间开关结合了半导体中的光学放大器和干涉效应。但是，部分开关插入损耗可以通过光放大器增益进行补偿。这些开关可以以纳秒速度运行，但制造成本相对较高。SmartAmpli fi ers EDFA是光子网络的重要组成部分之一。它们提供光学放大来补偿耦合器中的光纤损耗，元件的插入损耗和分裂损耗。随着EDFA的输入光功率增加，其增益减小并且输出功率饱和。在可重构光子网络中，光通道动态添加或丢弃时，放大器增益在亚毫秒范围内发生变化，导致后续节点的信道功率波动明显[20]。功率波动可能会通过增加纤维非线性[21]或信噪比下降而进一步降低系统的性能。已经证明了几种用于EDFA自动增益控制的方法。在一种方法中，EDFAgain通过使用电压控制的衰减器或通过控制泵功率来调整[22]。来自EDFA输出的反馈信号控制泵浦功率或衰减。争用解决OPS网络面临的最大挑战之一是缺少解决争用所需的随机存取光存储器。在光学体系中，争用问题可以在时间，波长或间隔体中得到解决。图3.16总结了三种争用解决方案。在时域中，光信号通过光纤延迟线（FDL）延迟[23]。也可以使用光开关和FDL的副翼来构建可编程延迟线。使用FDL作为光学缓冲器有几个缺点。首先，沿着光纤长度产生均匀的时间延迟。例如，200微米的光纤将只产生1米的sdelay。其次，FDL是具有预定延迟时间的先入先出（FIFO）存储器。一旦光信号被发送到纤维延迟线中，直到它从另一端出来才会被访问。在间隔区域或变换技术中，附加分组被重定向到一个空输出端口而不是其目的端口[24]。这给网络增强了发送分组到其目的地的时间和/或通过不同的节点。通常情况下，传送的数据包将以更长的路线前往目的地。同样，数据包可能在目的地出错，可能需要重新排列。图3.16争用和争用解决技术。假设所有数据包都注定输出端口“C”，则P数据包需要使用复制的控制算法来确保数据包不会在网络中丢失。通过人工增加网络负载，变形还会增加网络的开销。争用解决的第三种技术是基于波长转换[25]。理想的波长转换器将改变光信号的波长，而与图3.17中的比特率，数据格式，极化，波长或功率因数无关。然而，实际的波长转换器远非图3.17波长转换。理想的，并且取决于技术，对部分或全部输入信号参数敏感。波长转换器的其他重要性能指标具有噪声图像和高输出消光比。波长转换通用波长转换器件基于以下三种技术之一[26]：半导体光学放大器中的增益饱和，干涉效应，和非线性波混合。也许最简单的波长转换技术是在半导体光放大器（SOA）中使用增益饱和。如图3.18所示，如果信号（泵）的输入功率足够大，则通过消耗载波来降低SOA的增益。同样，任何其他信号（探测器）同时传播通过SOAsees都会显着降低增益。这种效应被称为交叉增益调制（XGM）。当调制泵信号将SOA驱动为饱和时，泵的反向数据模式会印在连续波（CW）探测信号上。在输出端，滤波器用于选择原始信号（即探头波长）的波长转换，位模式反转副本。由于在此过程中相位信息丢失，此方案只能用于开关键（OOK）数据格式。这种技术的其他缺点是由SOA增加的噪声，低消光比以及在输出信号上引起的啁啾引起的信噪比（SNR）降低[27]。慢增益恢复也限制了基于XGM的波长转换器的最大比特率。干涉型波长转换器利用折射率对半导体中载流子密度的依赖性。随着折射率改变，通过介质传播的光信号的相位也改变。这种相位调制可以很容易地转换成光学干涉仪中的振幅调制。非线性波混频是唯一的波长转换技术，它可以对原始信号进行精确的波长偏移复制（幅度，频率，共轭相）。在图3.18中可以产生波混频（a）由大功率泵引起的SOA中的增益饱和; （b）由泵​​反向调制的连续波探测信号.3-28广播和光通信技术级联的二阶非线性结构，被称为差频产生（DFG）。LiNbO3（铌酸锂）是具有高二阶非线性，高光学带宽和高动态范围的细节材料[28]。当三阶非线性用于产生新的波长时，该过程被称为四波混频（FWM）。电吸收调制器中的交叉吸收调制（XAM）也被用于波长转换[29]。原理与XGM相似。但是在XAM中，泵浦信号调制吸收而不是设备的增益，并且输入数据的刻度印在探测器波长上。总结光子网络可以使用光路来实现高吞吐量和低成本的数据流量路由。今天的网络大多是静态的实体，但更快的可重构性是未来的未来。未来可能会涉及到光学领域的全光分组交换，未来几年的研究将有助于定义未来的发展方向。参考文献1. J. Cai，D. Foursa，C. Davidson，Y. Cai，G. Domagala，H. Li，L. Liu，W. Patterson，A. Pilipetskii，M. Nissov，N. Bergano，''A在10Gb / s下使用373个RZ-DPSK信道，在11,000公里范围内实现3.73Tb / s的DWDM演示“，Proc。光纤通信会议，PD22,2003。2. P. Ivan，Kaminow和Tingye Li，光交叉连接和分插复用器：技术和应用，''在Proc。光纤通信会议，327,2002。11. S.-J.Park等人，''基于波分复用无源光网络的光纤到户业务'，'IEEE J.Lightwave Technology， 12.''SONET Telecommunications StandardPrimer'，'Tektronix，应用笔记，2001。13.U.Black，MPLS和Label Switching Networks，第2版，Prentice Hall，Upper Saddle River，2002。14.MJO'Mahony，D.Simeonidou，D.Hunter，A.Tzanakaki，“光分组交换在未来通信网络中的应用”，IEEE通信杂志，128,2001.15。C.乔，“标记光学突发交换IP-over-WDM集成“，IEEE Communications Magazine，104,2000。16. M.Jong，HCCankaya和C.Qiao，“在光突发交换网络中重新组播的方法”，IEEE通信杂志，96,2002.17。I.I.Baldine等人，'JumpStart：WDM突发交换网络的Ajust-in-time信令体系结构'，'' IEEE Communications Magazine，82,2002。18. TW。Yeow，KLE Law和A. Goldenberg，“MEMS光学开关”，IEEE通信杂志，39,158,2001。光通信3 -29 19. R. Krahenbuhl等人，“Advanced and modeling of advanced Ti： LiNbO3数字光开关“，IEEE J. Lightwave Technology，20,92,2002。20. AK Srivastava等人，''信号powertransients在光放大WDM环网络，''在Proc。Optical Fiber Communication Conf。，164,1998。21. MI Hayee和AE Willner，''由于EDFAgain瞬变在分插复用波分复用网络中造成的传输损失，'IEEE Photonics TechnologyLetters，11,889,1999。22. C. Tian和S. Kinoshita，''分析和控制EDFA瞬态动力学抽到1480 - 和980纳米激光器，“J.光波技术，21,1728,2003。23. I. Chlamtac，A. Fumagalli和S. Chang-Jin，''多缓冲延迟结构在光开关节点中进行有效的竞争解决，'IEEE Transactions on Communications，48,2089,2000。24.M.Baresi等人，''在全光IP分组交换网络中的变换路由有效性''，在Proc.Natl.Acad.Sci.USA，IEEE International Conference on Communications，2,1360,2003。25. S.Rangarajan等人的''All-optical contention resolution with wavelength conversion for asynchronous variable-length 40 Gb / s optical packets，'J.Elmirghani和H.Mouftah，'All-optical wavelength conversion：Techniques and applications in DWDM networks'，'IEEE Communications Magazine，86,2000. 27. T 。Durhuus，B. Mikkelsen，C. Joergensen，S. LykkeDanielsen和KE Stubkjaer，“半导体光学放大器的全光波长转换”，IEEE J. Lightwave Technology，14,942,1996。28. I. Brener ，MH Chou和MM Fejer，“在LiNbo3波导中使用级联二阶非线性的高效宽带波长转换”，在Proc。光纤通信协会，39,1999。29. A. Hsu和SL Chuang，'通过使用集成电吸收调制器/激光器的交叉吸收调制的波长转换''，激光和光电学会议，488,1999。结合蜂窝和无线LAN网络\*移动性管理惠普公司移动互联网方案\*结束语Remzi Seker 4.5分组交换网中的服务质量.................... 4 -50阿肯色大学介绍和背景\*讨论结构\*运输小岩机制\*路由\*访问机制\*结论4.1计算机通信网络John N. Daigle介绍最近十年计算机通信网络已经从研究和商业工具领域少数，进入公共生活的主流。我们看到互联网持续爆炸式增长，计算机通信网络之间的全球互联，可在全球范围内实现低延迟的个人对个人通信。防火墙技术的进步使得利用互联网开展业务成为可能，明显减少了对重要私人信息的妥协的恐惧，并且广泛部署了万维网，或者仅仅是Web。技术促进了创建跨网络的新的基于网络的业务地球。已经采取重要步骤将网络服务扩展到移动消费者。也许更重要的是，引入高速互联网接入家庭和引入点对点协议（PPP）已经可以将互联网扩展到每个家庭至少具有无线双绞线电话线。使用网络技术提供多媒体语音，数据，图像，视频演示，多方和多媒体会议服务的潜力已经得到证明，并且必须解决这个潜力所必须解决的重要问题是：迅速被定义和集中。通过网络服务器开发并提供便于网络导航的用户友好型应用程序，并以网络服务器的形式提供给联网用户，从而有助于在全球范围内实时搜索和检索信息。例如，用户现在通常可以访问令人兴奋的事件的广播，如环法自行车赛，通过互联网使用专用电话连接。对所有人的各种事件的详细介绍是史无前例的。通过定义，计算机通信网络是由不同机器上托管的应用程序组成，并通过在通信实体之间提供通信的基础结构进行互连。虽然通常将应用程序理解为计算机程序，但通用模型将人类作为应用程序，其中一个例子是涉及电话呼叫的人员。本文总结了计算机通信网络的主要特点。我们的目标是提供简介介绍，使读者能够了解当今存在的主要类别网络的关键区别特征以及引入新兴技术所涉及的一些问题。这一领域有许多公认的书籍。其中包括Schwartz [1987]和Spragins [1991]的优秀文章，以及更近期的Kurose和Ross [2001]，这些文章广受学生和实践工程师的广泛接受，涵盖了计算机通信网络的大部分方面。其他被许多实践者发现特别有用的书籍是Rose [1990]，Black [1991]和Bertsekas和Gallager [1994]。最新的发展当然包括在当前的文献，会议程序，正式标准文件和标准会议记录。专注于计算机通信网络的面向对象的杂志是IEEE网络，但此外，IEEE通信和IEEE计算机通常包含这方面的有趣文章。ACMC通信评审除了提供面向教学的文章外，还经常对最新的标准活动提供非常有用的总结。专门从事计算机通信的主要会议包括每年举办一次的IEEE INFOCOM和ACMSIGCOMM系列会议。目前常见的有关个人通信系统的讨论越来越多，通信网络中涉及的移动性问题经常在IEEE网络和IEEE个人通信系统。还有许多期刊，杂志，和专门研究计算机通信技术子集的会议。我们开始讨论计算机网络是如何产生的，以及早期工作导致的网络描述。这种通用类的网络称为广域网（WAN），目前已经广泛部署，并且在其设计方面仍然存在大量未解答的问题。这些网络设计中涉及的问题对于大多数网络的设计来说都是基本的，无论是宽域还是其他方面。在介绍这些早期系统的过程中，我们描述和对比了三种基本类型的通信交换：电路，消息和数据包。接下来我们转向讨论计算机通信架构，描述了通信处理系统内面向通信的处理软件的结构。我们介绍国际标准组织/开放系统互连（ISO / OSI）参考模型（ISORM）。最初，ISORM模型旨在指导协议的发展，但其最重要的贡献似乎是提供了一个框架，用于讨论整个通信领域的问题和发展，特别是通信网络。目前的互联网参考模型，它与已经发展的互联网协议栈相类似，我们基于从互联网协议套件中选择的协议讨论协议。这个讨论必须简化为极端的，全面的覆盖，需要数百页的数量级，但我们希望我们的简短描述能够使读者理解一些问题。介绍了通信网络的基本体系结构之后，我们接下来讨论该体系结构方案的一个重要变体：局域网（LAN）。讨论这个话题很重要，因为它有助于说明什么是推理模型，什么是推理模型。具体地说，早期的网络架构预计单个节点对通过单一链路相互连接的网络，并且通过网络连接通过连接节点到节点的连接而形成。另一方面，LAN架构预计所有节点通过相同的通信链路（或介质）以某种方式互连。这个，然后，自然地引入适应层的概念。它还表明，如果由架构层提供的服务被精心定义，那么这些服务可以用来实现用户所需的任何服务，可能会导致某些低效率的代价。接下来我们讨论两种重要的链路层技术ATM和帧中继。我们结束对最近的事态发展的讨论。一般网络概念自1950年以来，数据通信网络已经存在。早期的网络主要用于将大型计算机的用户连接到计算机本身，并具有在同一品种的计算机之间提供通信并具有相同操作软件的附加功能。在这些类型的网络的前20年运行期间学到的经验对于为现代网络做好准备很有价值。然而，就我们目前的讨论而言，将通信网络视为一种网络，其目的是将由可能不同的供应商制造并由多个操作系统管理的主机上实施的一组应用互连起来。网络功能由软件系统提供，这些软件系统实现了特定设计的异构计算机之间信息交换的标准化接口。最早的努力是发展基于分组交换的大规模，通用网络能力，由60年代后期陆军部的高级研究计划局（ARPA）领导; 这种努力导致了称为ARPANET的计算机通信网络。ARPAnetworking努力的最终结果及其衍生物以及诸如AT＆T，DATAPOINT，DEC，IBM和NCR等许多公司的早期举措在极端情况下已经有了深远的影响。我们将专注于这些努力的最明显的产品，这是一些程序的集合，它允许运行在不同计算机上的应用程序相互通信。然而，在讨论这个软件之前，我们先简要介绍一下通用计算机通信网络。图4.1显示了通用计算机通信网络的附图。网络中最明显的组成部分是终端，接入线路，中继线和交换节点。当网络的用户，终端，通过网络交换消息。通常被称为终端系统的终端表示通过网络通信的一组通信终端设备。这类设备包括但不限于用户终端，通用计算机和数据库系统。该设备通过软件或人类互动提供了应用程序对之间或应用程序与人员之间信息交换所需的功能。这些功能包括但不限于呼叫建立，会话管理和消息传输控制。应用程序的示例包括电子邮件传输，www浏览和回放音频流。Kurose和Ross [2000]提供了广泛的应用程序。接入线提供终端和网络交换节点之间的数据传输。这些连接可以永久建立，也可以是交换连接，并且有许多传输方案和协议可用于管理这些连接。从我们的角度来看，这些连接的本质是提供数据以每秒比特数（bps）传输的通道，称为通道容量（C）。接入线路容量范围可能从几百bps到超过几百万bps，并且它们通常不同于所有终端设备。链路的实际信息承载能力取决于实现传输的协议;感兴趣的读者可参考Bertsekas和Gallagher [1987]，特别是第2章，对通过通信链路传输数据所涉及的问题进行一般性讨论。中继线或节间中继线是为成对通信交换机之间传输数据提供传输功能的设施。这些与接入线路类似，从我们的角度来看，它们只是以一定的容量提供通信路径，并以bps.4-4进行说明。广播和光纤通信技术接入线路干线终端节点图4.1通用计算机通信网络。有三种基本的交换模式：电路，消息和分组交换。电路交换和分组交换是传输技术，而消息交换是服务技术。在电路交换中，两个终端设备之间的呼叫连接对应于提供某种带宽或传输容量的传输路径的一组规定的物理设施的分配。这些设施在通话期间专用于用户。除了与传输质量相关的主要性能问题，与呼叫建立时是否有传输路径可用以及在设施不可用时如何处理呼叫有关。信息交换在概念上与邮政系统类似。当用户想要将消息发送给一个或多个收件人时，用户形成消息并解决它。消息交换系统读取地址并将完整消息转发给路径中的下一个交换机。消息在消息切换的基础上通过网络异步移动，直至到达目的地。信息交换系统提供邮件箱，多目的地递送，信息传递的自动验证和公告板等服务。消息交换机之间的通信链路可以使用电路或分组交换网络来建立，就像大多数其他网络应用一样。已经被用于构建消息交换系统的消息交换协议的例子是简单邮件传输协议（SMTP）。在电路切换的情况下，节点之间的中继线数量与可承载的同时呼叫数量之间存在一一对应关系。也就是说，atrunk是两个交换机之间的一项功能，可以为一个呼叫提供服务，而且这个传输设备的派生方式并不重要。主要的设计问题包括指定节点对之间的中继线数量，以及用于确定通过网络的路径的路由策略，以便实现呼叫阻塞概率。当阻塞的呼叫排队时，可能排队的呼叫数量也是一个设计问题。Apacket交换通信系统通过传送包括消息的分组序列来在用户之间交换消息。也就是说，发送终端设备将消息分成一系列分组，分组通过网络传输，并且接收终端设备将分组重新组装成消息。传输设施互连节点对被视为单一中继线，并且该中继线的传输容量在所有其数据包穿过计算机网络两个节点的用户之间共享。尽管以bps为单位指定的干线容量，阳极对的数据包处理能力取决于干线容量和节点处理能力。在一些分组交换网络中，在分组建立过程中，分组通过网络经过的路径被建立，并且该网络被称为虚拟电路分组交换网络。其他网络提供数据报服务，它允许用户在不需要呼叫建立的情况下传输单独寻址的数据包。数据包网络具有在通信发生之前无需建立连接的优点，但具有每个包必须包含完整寻址信息的缺点。虚拟电路网络的优点是每个数据包都不需要寻址信息，但有一个缺点，即必须在通信发生之前进行数据安装。数据包是无连接服务的一个例子，而虚拟电路是连接导向服务的一个例子。在20世纪70年代末之前，用于电路建立的信令是带内的。也就是说，为了通过网络建立响应，呼叫建立信息使用最终成为用于连接最终用户的电路的实际电路从交换机顺序地发送到交换机。在极端的情况下，这相当于试图找到通路，有时不得不在最终出现在目的地之前追溯一个步骤，或者只是在没有找到路径时放弃。这具有两个负面特征：首先，信号传输信息的传输速率受到电路速度的限制，其次，可能用于实现最终目标的电路仅仅为了找到端点之间的路径而被消耗。这导致重大节假日出现巨大瓶颈，通过实际上禁止通过长途交换网络的备用路由解决了这一问题。另一种带外信令系统，通常称为公共信道互通信令（CCIS），主要是为了解决这个问题。信令现在发生在与承载用户业务的网络分开的信号网络中。这个原则被纳入综合业务数字网络（ISDN）的概念，这在Helgert [1991]中有详细描述。ISDN的基本思想是向用户提供一定数量的64Kbps接入线路和一条16Kbps接入线路，用户可以通过该接入线路向ISDN描述用户希望在给定时间使用每个64Kbps线路的方式。通过连接接入线路与具有所请求特性的网络交换机间中继线形成的信道是使用带外信令系统建立的，其中最现代的是信令系统＃7（SS＃7）。在虚拟电路或数据报网络中，来自大量用户的分组同时需要节点之间的传输服务。随机时间打包节点。交换节点确定传输路径中的下一个节点，然后将分组置于队列中以便通过atrunk设备在下一个节点上传输。数据包到达过程往往是突发性的，也就是说，超过固定长度的时间间隔的数据包到达数量有很大的差异。由于到达过程的“突发性”，数据包可能在中继线上经历显着的延迟。由于各种中继线和接入线路的传输容量不同以及延迟的结果，队列也可能建立。处理也是延迟的源泉，而分组交换技术的本质在于延长资源利用效率。旨在提高网络效率和应用程序性能的协议设计工作，在通信大会和专门针对网络的大会上都是经常讨论的话题。鼓励读者参考前面提到的会议的会议记录以更好地了解范围问题的提出和解决方案的多样性。计算机通信网络体系结构在本节中，我们从ISORM的悲伤，高层次的定义开始，这在Black [1991]的重要细节中进行了讨论。然后我们转向讨论实用的互联网参考模型（PIRM）。ISORM有七层，其中没有一层可以在概念上绕过。一般而言，alayer由提供给用户的服务类型和这些服务的质量来定义。在ISO / OSI架构中的Foreach层，alayer的用户是层次结构中的下一层，除了用户是应用程序的最高层。很显然，在这种理念下实现分层架构时，应用层B应用层6，表示层6，表示层5，会话层5，会话层第4层。传输层4.传输层节点C 3.网络层3.网络层3.网络层2.数据链路层2.数据链路层2.数据链路层1.物理层1.物理层1.物理层端到端 - 通信路径图4.2 ISO参考模型。由最终用户（应用程序）获得的qualityofservice是所有层提供的qualityofservice的功能。图4.2，改编自Spragins [1991]，展示了OSI体系结构的基本结构以及如何设计这种体系结构以提供应用程序之间的信息交换。如图所示，有七层：应用程序，演示文稿，会话，传输，网络，数据链接和物理。现在已经给出了各层的简要定义，但读者应该记住，需要进行深入的研究才能理解定义的实际含义。物理层：提供电气，功能和程序特征以激活，维护和停用物理数据链路，透明地传递数据链路实体之间的通信。数据链路层：提供在网络间传输数据的功能和程序手段; 提供数据链接连接的激活，维护和停用，字符和帧同步，将位分组为字符和帧，错误控制，媒体访问控制和流控制。网络层：提供交换和路由功能来建立，维护和终止网络层连接并在传输层之间传输数据。传输层：提供应用程序所需的主机到主机，经济高效，透明的数据传输，端到端流控制和端到端的质量服务。会话层：提供用于组织和构建应用程序进程之间对话的机制。表示层：为每个通信应用程序提供独立的数据表示和语法选择，并在选定的上下文和内部体系结构标准之间进行转换。应用程序层：为应用程序提供对ISO / OSI通信堆栈和某些分布式信息服务的访问。正如我们之前提到的，alayer是由提供给用户的服务类型定义的。在请求或响应的情况下，这些服务是通过希望服务执行的层的服务原语来提供的。在指示或者活动的情况下，这些服务是通过由想要服务执行的同一层来调用所讨论的层的服务原语来提供的。计算机网络4-7调用服务原语的过程与编程系统调用一个来自非常规子程序包的子程序，用于获取服务，比如矩阵求逆或内存分配。例如，arequest类似于FORTRAN程序中的aCALL语句，并且类似于已调用的子例程中的RETURN语句。对服务的请求由所有服务的所有用户异步生成，并且在等待处理器或其他资源（例如传输线）的服务时，与其他请求和响应一起连接（通常优先）队列。服务原语分为四种基本类型：请求，指示，响应和确认。这些类型定义如下：请求：初始层（N 1 1）初始化层N以请求服务。指示：由层N初始化为层（N11）以指示服务已被不同层（N11）实体请求了层N. 响应：响应于指示原语，初始化为（N 1 1）到N层。CON组fi RM：初始化层N到层（N11）以指示响应于较早的请求基元已被接收。为了理解网络的基本思想，首先提出这样一个问题是有用的：“两台计算机之间的点对点连接需要哪些功能来实现硬连接？”我们将发现除了第3层提供的功能; 用于交换和路由功能。因此，将电子计算机通信网络的网络方面看作第3层实体的互连是很自然的。实际上，我们可以将网络视为第3层实体的集合。第3层以上的所有内容都有助于发生在网络上的活动以及第3层以下的所有内容，仅仅是为了将第3层实体连接在一起。作为不切实际的事情，网络已经演变，使得更现实的参考模型具有五个而不是七个层。实质上，会话层和表示层被吸收到应用程序层中，生成的referencemodel如图4.3所示。关于通信如何发生的详细说明，我们现在转向讨论互联网协议（IP），即互联网的网络层协议。IP协议为传输层提供了一个数据报传送服务。因此，IP只提供一个基本数据到上层协议（ULP）：SEND。如前所述，上层协议发出原语相当于电子计算机程序调用的子程序或程序。4 -8广播和光通信技术的aprocedureininprogramming语言的形式参数。在这种情况下，SEND.request原语的参数是源地址，目标地址，服务类型参数集，数据长度，选项参数和数据。这些参数提供了IP将数据传送到所需目标所需的全部信息。数据本身就是ULP想要发送的实体。源地址是ULP请求SEND服务的Internet地址，目标地址是要将数据发送到的ULP的Internet地址。服务类型和选项参数提供了关于如何处理交付的IP信息; 例如，发送操作的优先级是什么？数据长度参数告诉IP需要发送多少数据。一般来说，通信是通过交换协议层协议（PDU）进行的，协议层包含接收协议实体提供所需服务所需的所有信息。对于PIRM，我们说应用交换消息，第4层实体交换段，三层实体交换数据报，二层实体交换帧，以及一层协议交换1-PDU。应该提到的是，数据报是使用无连接的第3层协议穿越网络的数据包。等同地，我们可以说分组交换互联网是adatagram网络，因为IP是唯一的第3层协议，并且它提供了无连接的服务。在ordertoexchange PDU中，agiven层的实体使用下一层的服务。具体地说，假设发送信息的ULP是主机A中的传输控制协议（TCP）实体，并且发送信息的ULP是TCPentityinHost B.在在前面讨论的SEND中，TCPentityinHost使用SEND服务来将数据字段中的信息发送到其对等目标TCPentityinHost B; 这个数据字段的内容是PDU，因为TCP是layer-4协议，所以它被称为asegment。在目的地，主机B，IP使用其DELIVER原语将数据包传送到TCPentityinHost B.因此，TCP的数据包是其SEND请求的数据字段中包含的数据。目标TCPentity必须能够确定如何处理它接收到的任何包。因此，PDU或分组，必须按照标准方式构建，以便计算机程序可以检查收到的数据并采取适当的行动。必须遵守的结构在协议的协议标准中有详细说明。例如，在请求注释RFC 793中指定的TCP。类似地，IP实体主机在另一种模式下通知发送到其对等IP实体的aPDU。IP层PDU（自IPisalayer-3协议以来称为数据报）是通过使用由TCP实体发出的服务请求中提供的信息和IP层实体本身可用的其他信息形成的。有意义的信息被打包到IP数据报的头部，而TCP请求的数据部分或有时是数据部分的子集，形成了IP数据报的数据部分。有些协议是面向连接的，有些协议是无连接的，这意味着他们提供的服务是面向连接的或无连接的。例如，IP提供了无连接服务，而TCP是面向连接的。对于连接模式通信，在它们可以交换PDU之前，必须在两个对等实体之间建立连接。因此，面向连接的协议必须提供有助于建立连接的原语。例如，TCP具有几种形式的OPEN原语，应用程序可以使用这些原语来发起连接，并且TCP还具有应用程序可以用来终止连接的CLOSE和ABORTprimitive。一旦连接建立，两个应用层实体之间就可以进行数据交换; 也就是说，实体可以交换PDU。例如，如果应用层entityinHostAwishes将PDU发送到应用层entityinHost B，应用层entityinHost不应该发送T\_SEND.request给适当的传输链路层实体inHost A.这个实体将把PDU与适当的控制信息一起打包到atransportservice数据单元（TSDU）中，并将它发送给它的对等传输层实体inHost B.在ordertodothis中，传输层将调用网络层的服务。结果，网络层将调用数据链路层的服务等等。具体地说，网络层实体在主机A / D发出一个DL\_DATA.request给适当的数据链路层实体在主机A.这个实体将把PDU与适当的控制信息一起打包成数据链路业务数据单元（DLSDU），并将它发送给它在C处的对等体。数据链路实体C将提取第三层PDU，发送给网络实体C，将其转发给数据链路实体inC，提供与主机B的连接。然后，该实体将DLSDU发送给主机B，计算机网络4-9中的其对等体，并且该数据链路实体将提取第三层PDU并将其传递给Host Bnetwork实体通过一个DL\_DATA.indication。接收网络层实体将提取SDU并将其转发给主机中的传输层使用N\_Data.indication。现在，网络层PDU称为分组，DL层PDU称为帧。但数据链路层并不知道它传输的信息是一个分组; 对于DL层实体，分组仅仅是用户信息。从adata链接实体的角度来看，不需要网络层。网络层存在为网络层的用户增加价值给DL层提供的服务。在上面的示例中，值是由网络层通过提供显示功能添加的，因为主机A和C没有直接连接。类似地，DL层以逐跳为基础起作用，每跳都完全不知道在通信中涉及任何其他跳。我们稍后会看到，数据链接不必局限于单一的物理连接。我们现在讨论局域网，它们具有固有的特性，使得子层的使用特别具有吸引力。局域网和互联网在本节中，我们将讨论局域网通信软件的组织。另外，我们介绍了互联网的概念，这些概念在很大程度上是由局域网出现的。我们只简要讨论网络的类型，并且向读者介绍关于这个主题的许多优秀文章。本地区域通信网络的第4层和第5层与广域网的相同。但是，由于通过LAN进行通信的主机共享一个物理传输设施，因此网络层（第3层）提供的路由功能不是必需的。因此，单层LAN内的层3的功能可以大大简化而不会损失实用性。另一方面，aDLlayer实体现在必须管理许多同时的DL层连接，因为所有在单个LAN上进入和离开ah的连接都是通过单一物理链路进行的。因此，在面向连接通信的情况下，软件必须管理多个虚拟连接和单一物理连接。早期局域网中使用的传输方案有几种基本类型。其中三个标准化得到认真考虑：令牌环，令牌总线和载波侦听多路访问（CSMA）。所有这三种访问方法都成为IEEE标准，IEEE 802系列，并最终成为ISO标准（ISO 8802系列），因为所有标准都是值得的。另一方面，所有这些都是为了在对等方之间交换信息的明确目的而存在的，并且一开始就认识到数据链路层的上端可以被所有三种接入技术共享。为所有LAN协议使用acommon逻辑链路控制（LLC）子层并为每种不同媒体开发分离的子层的决定显然引入了适配子层的概念，在这种情况下，媒体访问控制（MAC）子层。当今最主要的是基于CDMA的版本，其被称为以太网或IEEE 802.3。随着新技术的应用，子层化的想法已被证明是可行的。例如，新的分布式数字接口（FDDI）使用LLC或所有其他LAN协议，但其MAC与令牌环MAC完全不同。Jain [1994]给出了有关FDDI和相关技术的全面讨论。大都市区域网络（MAN）已经被部署用于大都市区域内的LAN的互连。城域网的主要介质配置是附加总线配置，它是通过分布式队列，双总线（DQDB）协议（也称为IEEE 802.6）实现的。这个协议的最终效果是使用双总线配置为进入FDDI网络的业务提供接近FCFS服务规范的服务，考虑到互联的LAN在地理上是分散的，这是显着的。有趣的是，DQDB的概念最近也被改编为提供广域通信。具体来说，定义了用于在标准DS-1（1.544兆比特每秒）和DS-3（6.312兆比特每秒）设施上传输DQDB帧的结构，并且这些结构已被用作服务产品的基础，称为交换式多兆位数据服务（SMDS ）。许多传统的计算机通信网络在一夜之间成为互联网，其中一个更令人感兴趣的局域网联网的后果是。局域网技术被用于连接站点4-10广播和光通信技术到计算机，并且这些主机已经在aWAN上。因此，在主机上提供中继或桥接服务是很简单的事情，以便提供局域网间站点之间的广域互连。以前建立的广域网成为局域网互连的网络; 也就是说，他们正在互联网络而不是电台。互联网性能在网络设计中一度成为最初的关注点。开发新业务提供专用设备，路由器，以提供网络间的互连。在过去的十年中，无线局域网（无线局域网或光子链路用作电缆替代物）已经变得很普遍。确实，无线局域网技术现在已广泛应用于家庭和办公室。这项技术的大部分功能都是在IEEE 802.11系列中采用媒体访问技术的无线传输技术。我们现在描述两种在通信网络中提供链路层连接的技术：在Braun [1994]中描述的帧中继（FR）技术和在McDysan和Spohn [1994]中描述的异步传输模式（ATM） Pildush [2000]。如前所述，实际上并不要求两个相邻数据链路层之间的物理介质由单一链路组成。事实上，如果最初在两个数据链路实体之间建立了通过网络的apath，则没有理由需要在中间节点执行DLC协议。通过在DL层的顶部引入适配层和初级路由层，可以在连接的物理链路上中继DLC帧，而不用在链路上执行DLClayer的错误检查，流控制和重传功能基础。动机是，因为链路传输变得更加可靠，所以在各个链路之间不需要广泛的误差检查和流量控制; 端到端检查应该是足够的。同时，由于未在网络层处理而导致的处理节省可以应用于帧处理，这允许以更高的线速度交换交换机。随着线速度的提高，每秒每秒成本下降，服务提供商可以通过FRN为其客户节省开支。重要的问题是帧丢失概率和重传延迟。这些因素将决定网络中部署的重传策略。FR技术在这个时间的广泛部署表明，该技术提供了超越标准分组技术的改进。另一项最近的创新是ATM。将ATM分区用户的想法输入到称为小区的小型小区中，以通过网络传输。与数据的来源无关，单元大小为53个八比特组，其中5个网络用于路由和错误控制。ATM的用户负责其数据的分段和重组。为此目的所需的任何控制信息都必须包含在每个单元的48个八位字节的用户信息中。在通常情况下，这些小区将通过网络传输，为用户提供135 Mb / s以上的数据传输容量（包含容量中的用户开销）。将数据单元分割成单元格为处理不同类型的信息（例如语音，数据，图像和视频）提供了巨大的灵活性，并且为单一传输设施提供了巨大的灵活性。同样，在制定实施协议方面投入巨大的投资，这将使大量供应商能够独立开发可互操作的设备。这项工作重点主要集中在ATM论坛，500多家公司的私营，非盈利性财团，其中150多家是主要成员和积极投稿人。例如，如Pildush [2000]所述，部署基于ATM参数的LAN，WAN和MAN。ATMisanexcellent技术提供全球以太网局域网互连，速率为每秒10或100兆比特。最初，许多供应商计划在背板上具有与以太网相同的方式的ATM功能，但目前大部分ATM部署在IP路由器之间的链路层。ATM和帧中继异步传输模式技术最初是为了将ISDN技术扩展到能够为终端用户提供按需带宽的国外带综合业务数据网络的概念而开发的。ATM架构由三个子层组成：ATM适配层（AAL），计算机网络4-11 ATM层和物理媒体相关（PMD）层。为了讨论的目的，便于将服务看作两种类型：电路模式和分组模式，其中电路模式服务（例如语音）是自然地在电子交换设施和分组模式服务（例如电子邮件）上实现的服务，是一种更自然地通过分组交换连接实现的服务。从测量角度来看，直接通过ATM实现电路模式服务是很自然的，而在互联网（或分组）层实现分组模式服务更自然。这种服务类型划分的含义是，通过简单地使用ATM网络作为分组递送网络，已经开发用于通过IP网络部署的任何服务将自然地部署在ATM网络上。每个数据包将通过端到端的虚拟连接作为一组蜂窝通过网络。如果可以制定流量控制和资源管理程序，那么这种部署策略的净效应将是，例如，旨在部署在以太网网段上的应用程序可以部署在全网（甚至全球）网络上，而不会出现无法预测的性能下降。这种能力的影响显而易见，令人难以置信。最近的发展近来，网络技术和无线通信设备的广泛部署是最大的故事。当今非常规的家庭网络部署包括arouter，它位于家庭网络和外部世界的接口。通常情况下，路由器具有IEEE 802.3（以太网）端口和100 Mb / s的多种传输接口。11无线局域网接入网络的家庭端。来自家庭的连接可以是多种技术中的一种，从基于某种形式的数字用户环路（DSL）技术（例如非对称DSL（ADSL））的基于某种形式的通过电话线的相对低速拨号连接到相对高速的连接，到数百kb / s到低Mb / s的范围。连接在一起形成一个网络，可以连接多台计算机和一台具有连接打印机的打印服务器。多台计算机可通过无线IEEE 802.11连接连接到同一网络。路由器本身通常通过点对点协议（PPP）连接到Internet服务提供商（ISP）。运行在家中所有终端系统（计算机）上的所有互联网应用程序共享与互联网ISP端口相同的PPP链路层连接。网络用户今天所享用的许多服务是集成到Web浏览器中的多媒体应用程序和协议的开发增强的结果。Webbrowser允许用户访问搜索引擎，通过它们可以找到有趣的Web内容。一旦找到内容，用户通常只需点击aURL即可快速访问内容。当对象到达用户系统时，Webbrowser自动调用帮助应用程序的服务，该应用程序将对象呈现给用户。例如，如果对象是jPEG文件，则Webbrowser将调用可以显示以JPEG格式存储的图片的应用程序。在撰写本文时，正如Lin和Chlamtac [2001]和Garg [2002]所讨论的，网络技术正在扩展到无线领域。目的是使所有可用于移动终端系统的网络服务都使用与蜂窝电话系统基本相同的基础设施。换句话说，其目的是将无线蜂窝电话系统发展到互联网的一部分。同时，其目的是将互联网发展到处理各种通信服务的地步。因此，从长远来看，预计通信类型可通过因特网获得，并且在任何时间和地点（无论用户是移动用户还是固定用户）都可以访问因特网。最终目标是我们都期待的通用个人通信服务（UPCS）。定义术语简介体系结构：定义计算机通信网络的一组协议。计算机通信网络：托管在不同机器上并由提供相互通信的基础设施相互连接的应用程序的集合.4 -12广播和光通信技术防火墙：计算机通信网络硬件和软件为保护目的在公共网络和专用网络边界处引入互联网私人网络的保密信息和网络可靠性。局域网：跨越有限地理区域的计算机通信网络，例如建筑物或大学校园。大都市区域网络：跨越有限地理区域的计算机通信网络，例如实体; 有时可以互联局域网。广域网：跨越国外地理区域的计算机通信网络，例如国家或国家。万维网：通过Internet服务互联超文本格式服务器。一般网络概念接入线路：将用户终端设备连接到交换节点的通信线路。电路交换：在通信开始发生之前，在两个终端设备之间建立物理电路的通信方法。这类似于普通的电话。无连接服务：分组交换的模式，其中数据包交换时没有首先建立连接。从概念上讲，这与消息交换非常接近，只是如果目标节点不活动，则数据包丢失。面向连接的服务：在发生任何信息交换之前建立了尖峰的分组交换Amode。这与普通电话呼叫类似，只是不需要分配物理资源。公共信道互通信令：使用专用于信令的专用网络，建立通信网络路径，专用于传输用户信息。信息交换：一种面向服务的通信类，通过一系列交换节点以正向和反向的方式在终端设备之间交换消息。这类似于普通的通信系统。目的地终端在发起消息交换时不必与发起者同时处于活动状态。分组交换：分组交换消息在端接设备之间交换的一种通信方法，用于交换被称为分组的消息片段序列。交换节点：提供接入网络服务的计算机或计算设备。中继线：两个交换节点之间的通信线路。计算机通信网络体系结构实体：在计算机通信中实现分离协议的软件过程。形式参数：调用服务原语期间传递的参数; 类似于在计算机程序网络中通过asubroutine调用传递的参数。国际标准组织参考模型：由ISO建立的Amodel，将完整的通信网络所需的功能组织成七层。协议数据单元：实体间协议信息的交换单位。通常，协议数据单元（PDU）类似于CorarecordinPascal中的结构; 该协议通过处理一系列的DPU来执行。服务原语：提供服务的aproceduret的名称; 类似于asubroutine或procedureInascientic子程序库的名称。局域网和互联网自适应子层：在两个协议层之间添加的软件，以允许上层在上层不是专门设计为直接连接到下层的情况下，利用下层提供的服务。计算机网络4 -13令牌总线：共享使用atoken安排访问媒体的abus-typecommunications媒体的方法。当特定台站完成对令牌的使用后，它在公共汽车上广播令牌，并且它所针对的站点控制媒体。令牌环：共享使用atoken调度对介质进行访问的aring-type通信介质的方法。当特定站点完成对令牌的使用后，它将令牌传送给公共汽车，并且物理上位于该环上的站点进行控制。载波侦听多路访问：共享媒体的潜在用户在开始传输前侦听的总线类型的Arandom访问方法。媒体访问控制：链路层协议的Asublayer，其实现特定于通信发生的物理介质的类型，并控制对该介质的访问。互联网：由网络互联形成的网络。ATMand帧中继异步传输模式（ATM）：通过交换被称为单元的信息的小单元进行通信的通信模式。宽带综合业务数字网（B-ISDN）：通用术语，通常指未来的网络基础设施，将提供无处不在的语音，数据，图像和视频服务的可用性。快速分组网络：在帧层而不是分组层传输数据包的网络。有时，这些网络被称为帧中继网络。此时，它正在成为帧中继服务的热点，而不是传输技术。参考资料D. Bertsekas和R. Gallagher，数据网络，第二版，Englewood Cliffs，新泽西州：Prentice Hall，1987. UD Black，OSI：计算机通信标准AModel，Englewood Cliffs，NJ：Prentice Hall，1991。E. Braun， Internet Directory，New York：Fawcett Columbine，1994. VK Garg，无线网络演进：2Gto3G，上萨德尔河，新泽西州：Prentice Hall，2002。JL Hammond和PJP O'Reilly。地方计算机网络的性能分析，Reading，MA：Addison-Wesley，1986。HJHelgert，综合业务数字网络，Reading，MA：Addison-Wesley，1991年。R. Jain，Handbook：High-Speed Networking Using Fiber and Other Media，Reading，MA：Addison-Wesley，1994。JF Kurose和KWRoss，计算机网络：Atop-Down方案采用互联网，Reading，MA：Addison-Wesley，2000。Y.-B. Lin和I. Chlamtac，无线和移动网络架构，纽约：威利。DE McDysan和DE Spohn，ATM：Theory and Application，纽约：McGraw-Hill，1994。GDPildush，思科ATMS解决方案：思科网络的主要实施人员，印第安纳波利斯，印第安纳州：思科系统出版社，2000. M. Rose，The Open Book，Englewood Cliffs，NJ：Prentice Hall，1990。M.Schwartz，电信网络：协议，建模和分析，Reading，MA：Addison-Wesley，1987. JD Spragins，Telecommunications：Protocols and Design，Reading，MA：Addison-Wesley，1991。W.Stallings，Handbook of Computer-Communications Standards：The Open Systems Interconnection（OSI）Model and OSI-Related Standards，New York：Macmillan Publishing Company，1990。更多信息有许多会议和研讨会提供计算机通信领域的最新报道。其中包括IEEE INFOCOM和ACMSIGCOMM会议和IEEE计算机通信研讨会，这些会议专门用于计算机通信，并且每年举办一次。另外，IEEE GLOBCOM（年度），IEEE ICC（年度），IFIPS ICCC（每年一次）和4-14广播和光通信技术国际电信大会（每两年一次）定期举办大量关于网络的论文和专题讨论会。“ACM通信评论”总部专门从事计算机通信，并经常提供最新标准活动的摘要。IEEE网络，abi-monthly，专门从事计算机通信整个领域的导师指导文章，并包括与该学科相关的标准专栏。此外，IEEE通信和IEEE计算机杂志每月都会刊登有关特定网络方面的文章。另外，请参阅IEEE个人通信系统杂志，关于无线网络技术的信息。作为希望参与最新活动的Forthose，互联网上有许多利益团体专门从事网络的某些方面。随着万维网和互联网的出现，搜索互联网上的信息变得极其简单。在Web上部署多个搜索引擎。它只是访问其中一个搜索引擎，输入感兴趣的主题并等待结果。例如，您可以访问www.google.com，然后输入移动IP作为搜索关键字，Google将返回10页关于该主题的参考文献，其中包括与该主题相关的一组标准。4.2局域网Sarhan M. Musaand Matthew NO Sadiku介绍Alocal area network（局域网）是一种高速数据网络，它将工作站，个人计算机，大型计算机，打印机和其他外围设备在小地理区域内相互连接起来。ALAN可以像一个房间一样小，或者可以延伸到多个房间，建筑物内的多个楼层，甚至是多个建筑物内或组织内的建筑物。局域网为计算机用户提供了许多优势，包括共享设备（如打印机）的访问权限，连接用户之间的文件交换以及用户通过电子邮件进行的通信。根据拓扑的不同，有多种类型的局域网：以太网（或CSMA / CD），令牌环，令牌总线和星型。在这里我们将考虑这些以及无线局域网。以太网以太网也被称为载波侦听多路访问与碰撞检测（CSMA / CD）系统，是最广泛使用的局域网形式。以太网的命名是为了描述布线可以在整个网络中传输数据的方式。以太网或CSMA / CD是安装最为广泛的局域网LAN技术，因为它的简单性。它被IEEE 802.3标准委员会指定用作LAN标准的基础。因此，它已经从传统以太网的10Mbps发展到运行速度为100 Mbps的快速以太网，然后以1或10Gbps的速度发展到千兆以太网。通过CSMA / CD，希望传输的节点首先收听媒体以查看是否有其他传输正在进行（载波侦听）。如果媒体空闲，电台可能会发送。如果两个异形站同时尝试传输，则会发生碰撞; 来自两个传输的数据将被乱码并且不能成功接收。在开始传输之前，该站通常将等待9.6m的sor96位周期。CSMA / CD以太网技术基于碰撞; 也就是说，以太网中的冲突是正常的。在传输过程中碰撞可能发生在早期或晚期，因此被定义为早期碰撞和晚期碰撞。图4.4解释了早期碰撞的场景。物理层特性包括：。数据速率：10 Mbps到10 Gbps。最大站间距：2。8公里计算机网络4 -15。最大站数：1024。介质：双绞线，同轴电缆和光纤。逻辑拓扑结构：总线。物理拓扑结构：公共汽车，星级，等级星。最大帧大小：1518字节。LAN上的帧：单个。消息协议：可变帧大小，“最佳努力传输”拓扑拓扑结构topologyofaLAN通常是指用于互联网络站点的电缆的结构或几何布局。与传统的数据通信网络不同，可以通过添加硬件和软件来配置各种数据通信网络，大多数局域网都是基于特定拓扑结构的站点互连而设计的。如图4所示，局域网中最常见的用途包括总线，环形和星形。5.巴士在abus拓扑结构中，acable被设置为每个站点连接的一个长分支。当局域网在后期成为商用时，总线拓扑结构成为第一种拓扑结构。图4.4早期碰撞的解释。（Chowdhury [2000]采用）4 -16广播和光通信技术图4.5本地网络拓扑。20世纪70年代。因此，它的使用已经大大减少。连接电缆需要简单的设备称为分接头。分接头是无源设备，因为它不会改变信号，也不需要操作电源。在电缆的工作站端是网络接口卡（NIC），它是执行必要的信号转换和协议操作的电子设备。局域网寻址方案网络接口硬件制造商安装了每个单元中的Aunique 48位标识符或地址。这通常称为MAC（媒体访问控制）号码。只有以太网芯片或电路板制造商通常参与获取新号码。虽然以太网地址通常在工厂固定，但在某些系统上采用了备选方案，工作站的IP地址用于生成部分以太网地址。以太网数据包头有三个字段，atrailer字段包含一个CRC错误检查号。当数据包经过时，以太网接收器读取48位MAC目标地址字段。任何持有读取器地址的数据包将继续读入输入缓冲区。这种类型的方案避免了必须读取所有通过的数据包，并且不涉及任何活动的主CPU。如果一个分组被看作具有“外部”目标地址，它将被忽略或重定向到网关机器，并将其传递到更广泛的网络上。由于日常更换和硬件故障，此解决方案无法维护。如图4.6所示，IP版本4的数字有四个部分 - 最上面的几位指定了IP等级的类别，然后是站点ID，然后是子网标识符，最后是下面的实际机器。这种将IP号码分隔成字段的方式有助于理解何时配置网络，并且需要将地址范围分配给每个LAN段。本地管理员只能修改较低的子网+主机值; 上层网络部分由互联网分配号码机构（NIC）分配。计算机网络4-17图4.6 IPv4号码及其范围的五种形式。环形在拓扑结构中，形成数据高速公路的单根电缆被成形为拱形，如图4.7所示。这种拓扑结构允许单播，多播和广播寻址。每个站点检查接收帧上的目标地址。当目的地址是单播时，它必须与电台的物理地址相匹配。如果是这样，数据包将被复制并重新生成并传递到环中的下一个站。否则，数据包只会被重新生成并传递到下一个站点而不被复制。当目的地址是组播时，传输是从一个源到注册以接收流量的管理站。对于广播寻址，传输是从一个源到网络上的每个站点。Astation和介质通过介质接口连接，介质可以是安装在介质上的外部硬件，也可以是安装在站内的网络接口卡的一部分。在环形拓扑的情况下，内部和外部接口都是有源设备，这意味着它们充当中继器。在信道拓扑结构中，信号只从一个接口传播到另一个接口，这意味着每个站点都有一个前导和后继。任何两个接口都是点对点连接。令牌环令牌环（或令牌传递环）是IEEE Project 802.5标准中定义的协议。它使用认证访问方法，这意味着电台轮流发送数据。每个车站只允许在其转弯过程中进行传输，并且在每次转弯时可能只发送一个车架。负责这种轮换的机制称为令牌传递。认证是特殊的占位符框架，从站到站周围。只有拥有令牌时，才允许Everystation发送数据。令牌从一个站传递到另一个站，直到它遇到要发送数据的站点。该站保留令牌并发送adata帧。数据帧通过环路传递，由每个站点重新生成。每个中间站检查目的地址，发现该帧发往另一个站，并将其中继给它的邻居。目标站识别它自己的地址，复制该消息，并且改变帧的最后一个字节中的四个比特以指示地址被识别并且帧被复制。完整的数据包然后4 -18广播和光通信技术图4.7非典型环LAN。（从Forouzan [2003]采用。）继续循环，直到它返回到发送它的源站。源站接收帧。它将令牌释放回环。然后发件人放弃使用的数据帧。Star在星型局域网拓扑中，每个站点通过双点对点链路直接连接到共同中心节点，称为星型耦合器，一个用于传输，一个用于接收。网络上的端点通过专用链路连接到普通中央集线器或orswitch。逻辑总线和环形拓扑通常在astar拓扑中物理实现。非典型的星型局域网如图4.8所示。VLAN Avirtual local area network（VLAN）是由软件配置的局域网络的一个子网或一段，而不是通过物理连线。分段使数据链路层的广播成为可能.ALAN可以分成几个逻辑局域网称为VLANS，每个VLAN作为组织的一个工作组。如果一个人从一个组移到另一个组，物理配置不需要改变，因为组成员是由软件定义的，而不是由硬件定义的。一些VLAN供应商使用32位IP地址作为成员资格特性。例如，管理员可以定义IP地址为181.34.23.67,181.34.23.72的站点属于VLAN。无线局域网无线局域网（WLAN）是通信系统的一种新形式。它基本上属于区域性网络，被定义为年龄小的区域，如单一建筑物，办公室，商店，或校园，计算机网络4-19图4.8非典型的星型局域网。（从Forouzan [2003]获得通过）提供高数据连接的移动台。使用电磁波（无线电频率或红外线），无线局域网通过无线方式传输和接收数据。无线局域网建议使用廉价，快速和简单的网络安装和重新配置。便携式计算机的普及与移动用户对通信的需求是WLAN技术背后的主要推动力。WLAN为PC和LAN用户创建移动环境。由于没有需要重新配置的线缆，因此可能会降低LAN维护和扩展成本。因此，与传统的有线局域网相比，WLAN提供以下优点：。安装灵活性：允许网络去哪里不能去。移动性：可以为局域网用户提供随时随地的访问。可扩展性：可以在avarietyoftopologies中配置以满足特定的需求然而，由于带宽限制，WLAN的性能不如有线LAN，并且可能容易受到电磁干扰和距离的影响。尽管对WLAN硬件的初始投资可能高于wiredLAN硬件的成本，但总体安装费用和生命周期成本可能会显着降低。物理层和拓扑WLAN不与wiredLAN竞争。相反，无线局域网用于扩展有线局域网的便利性和移动性。无线链路基本上用于使用收发信机之间的无线电或光频率的电磁辐射的有线链路。非典型WLAN由便携式笔记本电脑上安装的接入点和WLAN适配器组成。接入点是发射器/接收器（收发器）设备; 它基本上是无线局域网集线器的等价物。入口点通常通过标准以太网电缆与有线骨干网连接，并通过天线与无线设备进行通信。WLAN在规定的900 MHz，2.4 GHz和5.8 GHz频段内运行。大多数局域网使用2.4 GHz频段，因为它被广泛接受。Awireless链接可以通过几种方式提供服务，其中包括以下内容：。替换aLAN上两个节点或网段之间的点到点连接。点对点链接是用于传输数据的两个设备之间的连接。无线链路可以用来桥接两个LAN段，如图4.9所示。像点对点链路一样，链路连接两个无线网桥4 -20广播和光通信技术图4.9用无线链路替代点对点连接。连接到两个LAN。在高速公路或河流直接连接困难的情况下，这种安排对于连接两座楼房的局域网非常有用。。在有线LAN和一个或多个WLAN节点之间提供连接。在这种情况下，设备连接到有线LAN，以充当有线LAN和无线节点之间的联系点（称为接入点）。该设备可以是激光，桥接器或路由器。。Actasastand独自的WLAN用于无线节点的群组。这可以通过使用类似于局域网的拓扑来实现，即astar拓扑结构可以由控制无线节点的中心集线器构成，无线节点接收或传递发送给它的信息或拓扑结构，每个无线能够听到所有其他节点。三种流行的WLAN拓扑结构是星形，环形和总线。技术在设计无线局域网时，制造商已经从当今用于无线通信的两种主要技术中选择：射频（RF）和红外（IR）。每种技术都有其优点和缺点。RF用于通信距离较远且不在视距范围内的应用。为了在被称为ISM频段的频谱（免工业，科学，和医疗），RF系统必须使用称为扩频（SS）的调制技术。扩频是宽带无线电频率技术，由第二次世界大战期间军事部门开发，用于可靠，安全，任务关键型通信系统。SS系统是传输信号在比发送信号所需的最小带宽宽得多的频率上传播的系统。使用扩频，aradio应该在整个频谱上分配信号。这样，没有任何一个用户可以在计算机网络中占主导地位，并且所有的用户看起来都像是一样。事实上，这些信号看起来像噪音带，使他们很难找到和阻塞，从而增加了对未经授权的听众的安全性。有两种类型的扩频技术：跳频和直接序列。跳频扩频（FHSS）提供3Mbps的最大数据传输速率。它使用一个窄带载波，改变发射机和接收机已知的天线频率。它是基于在很短时间内恒定的接收频率使用信号，然后移动到新的频率。跳频模式的不同信道的顺序是以伪随机方式确定。这意味着使用averylong序列代码进行重复前的超过65,000次跳跃，使其显得随机。因此，很难预测系统将停止和发送/接收数据的下一个频率，因为系统似乎是未经授权的监听者的噪声源。这使得FHSS系统非常安全，不受干扰和拦截。FHSS的特点是成本低，功耗低，比DSSS的范围小，但范围大于红外。大多数WLAN系统使用FHSS。直接序列扩频在接收频率处取信号并将其传播到中心频率为原始信号的放弃频率上。在伪随机序列中，扩频算法是频率扩展范围关系的关键，随时间变化。当原始信号带宽与扩频信号带宽之比很大时，系统提供很大的抗干扰能力。例如，如果一个10kbps的信号在1GHz的频谱上传播，则扩频比是100,000或50dB。然而，在WLAN中使用的ISM频带中，可用带宽严格地限制了扩展的比率，因此DSSS方案对抗干扰的优点受到很大限制。已经表明，对于使用DSSS的WLAN系统，扩频比最多为10倍。DSSS的特点是成本高，功耗大，比FHSS和红外物理层的范围更大。WLAN中使用的第二种技术是红外（IR），其中通信由光谱中不可见部分的光进行。它主要用于非常短距离的通信（小于1米），其中有视线连接。由于红外光不能穿透固体材料（它甚至被窗玻璃衰减很多），所以与WLAN系统中的RF相比，它并不是真正有用的。但是，在功耗极其有限的应用中，如apager，则可用。标准尽管存在许多专有的，非标准的无线局域网，但标准尚未开发出来。两个国际组织致力于开发无线局域网标准：电子电气工程师协会（IEEE）和欧洲电信标准协会（ETSI）。1997年，IEEE 802.11委员会（http://ieee802.org/11）颁布了无线局域网标准。该标准支持OSI模型的物理层和MAClayers，并包含以下内容：。传输速率高达2Mbps。通过无线局域网传输两种不同的媒体：红外（IR）和射频（RF）。媒体接入控制（MAC）协议作为载波侦听多重接入与冲突避免（CSMA / CA），即设备可以通过桥接与有线LAN进行互操作。MAC协议提供两种服务类型：异步和同步（或无争用）。异步类型的服务是强制性的，而同步类型是可选的。MAClayer协议绑定到IEEE 802.2逻辑链路控制（LLC）层，使其更易于与其他LAN进行集成。三种不同的物理层：使用红外光进行传输的基于光学的物理层实现和基于两种基于RF的物理层选择 - 在2.4 GHz工业，科学计算环境下运行的直接序列扩频（DSSS）和跳频扩频（FHSS）和医疗（ISM）频段。（ISM频段902-928 MHz，2400-2483.5 MHz和5725-5850 MHz不需要许可证操作。）通过电源管理方案添加了MACthat功能，可最大限度延长便携式客户端的电池寿命。无线局域网可以实现有线隐私的数据安全性4 -22广播和光通信技术该标准基本上定义了WLAN技术的媒体和配置问题，传输过程，吞吐量要求和范围特性。它避免了严格的要求，为供应商在以下领域提供了空间：多物理介质，普通MAC层，不管物理层，通用帧格式，功率限制和多种广播数据速率。RF LAN遇到三个主要问题。首先，局域网的频率分配是有限的，但是由于局域网以低功率运行，频率重用是可能的。第二，来自不同组织和其他无线源控制的其他无线局域网的干扰是一个问题。这个问题可以通过使用扩频技术来控制。第三，由于射频信号可以穿透墙壁，敌对的运营商可以拦截射频LAN通信，所以安全性得以确保。加密可以用来减轻这个问题。IR LAN使用激光二极管和发光二极管作为发射器。它在高电磁干扰（EMI）环境中很有用。由于IR信号不能穿透墙壁，所以也是安全的。CSMA / CA与带有冲突检测的载波侦听多路访问（CSMA / CD）略有不同，CSMA / CD是以太网有线局域网中使用的MAC协议。在CSMA / CA中，当阳极需要传输时，它会在网络上等待静音。当没有其他节点被听到时，它传输并等待接收节点的确认。如果在一段时间内未能接收到确认，则认为发生了碰撞并且遵循类似于CSMA / CD的过程。然后，每个节点等待静音并且仅在随机等待时间之后才发送。由于需要等待确认，CSMA / CA协议比CSMA / CD慢，因此对于无线局域网很适用。而且，WLAN在强多径衰落信道中工作，其中信道特性可能改变，导致不可靠的通信。ETSI专注于射频无线局域网。ETSI正在接近完成其标准，该标准基于几个欧洲国家用于扩频LAN的2.4 GHz范围。欧洲标准WLAN称为HiperLAN，将允许24 Mbps的速度[5]。除了IEEE和ETSI之外，有一些组织对WLAN产品的实施和互操作性更感兴趣。这些组织包括无线局域网联盟（WLANAat www.wlana.com）和WirelessEthernet Compatibility Alliance（WECA，网址为www.wi- fi org或www.wireless- ethernet.com）。WLANA成立于1996年，有12名成员为无线局域网供应商atrade协会。WECA是一个超过60家公司成员的非盈利制造联盟; 它成立于1999年，以证实IEEE 802.11产品的互操作性。应用提供无线安装成本的明显优势，无线局域网可以部署在经常出现计算机网络重新配置的动态环境中。另外，如果没有电缆，挖掘和长时间的安装等待时间，连接困难客户就更容易。尽管市场上已有多款用于射频和红外局域网的产品，但其应用的推出刚刚开始。典型的移动用户被假定为笔记本电脑或笔记本电脑和便携式基站。由WLAN提供的服务包括数据应用，例如通过TCP / IP和多媒体应用。无线局域网最突出的用户是那些项目承诺能够快速增加移动性的用户。诸如安全服务，银行，零售，制造和医疗保健等行业对于部署无线局域网非常不利，这些局域网允许工作人员在收集信息时漫游。移动终端 - 连接到WLAN的个人数字助理（PDA），专用手持终端和条形码扫描仪越来越多地用于增强业务运营。无线局域网在诸如以下应用中的使用已经很普遍：。Printersharing：连接到部门内的adistant打印机。电子邮件：从任何地方发送和接收电子邮件。医疗保健：从几乎任何地方访问患者记录以及与位置无关的索赔处理计算机网络4 -23。金融服务例如股票或CommunityExchange：在交易室中实施手持通讯器以提高价格报告系统的速度，准确性和可靠性。工厂控制：数据采集，库存控制，记分牌和机器人技术其他应用包括贸易，银行，餐饮，零售业，仓储，制造业，教育，办公环境，石油工业，农业和食品服务。如今，WLAN技术正变得相当成熟。无线局域网越来越被广泛认为是用于国外客户的通用连接替代方案。尽管如此，WLAN市场仍然很小，因为技术更新，所以组件价格昂贵且数据速率较低。一方面，购买连接PCtoawired Ethernet LAN和10 Mbps数据速率所需的网卡的成本低于100美元。另一方面，将同一台个人计算机连接到无线局域网的卡需要500美元，而将便携式设备连接到有线网络的无线集线器（接入点）的费用为1美元到2兆比特每秒的费用高达3000美元。然而，研究小组正在努力将无线电收缩到可以大批量生产的芯片中。如果成功，无线局域网的需求可能会跟近年来的移动电话一样。参考DD Chowdhury，高速LAN技术手册，柏林：施普林格出版社，2000年。BA Forouzan，数据通信和网络，第3版，纽约：McGrawHill，2004年。BA Forouzan，纽约局域网，McGrawHill，2003. M. Sadiku和M. Ilyas，​​模拟局域网，博卡拉顿，佛罗里达：CRCPress，1995. W. Stallings，高速网络和互联网：性能和服务质量，上萨德尔河，新泽西州：Prentice Hall，2002年。CM White，Data Communications and Computer Networks，ABusiness User'sApproach，Course Technology，Boston，MA：Thomson Learning，Inc。，2002. 。通用Zobrist，''局域网，'IEEE潜力，十二月/月，pp.6-10，1995年4.3智能网络RichardB.Robrock II术语智能网络指的是在telecommunica-蒸发散networkand部署中央数据库查询这些数据库提供awide varietyofnetwork的概念例如800服务（免费服务）和信用卡电话。这些中央数据库的第一次使用是在1981年AT＆T的网络中，它们被用来帮助建立收费卡的电话呼叫。今天，这样的数据库在北美各地广泛部署，并支持每年处理超过1000亿次电话。智能网络在第一次使用时具有相对狭窄的定义，但随着先进智能网络的引入，智能网络的定义明显扩大，无线智能网络，以及即将推出的宽带智能网络。先进的智能网络已经推出了强大的服务创建工具，使网络提供商能够创建自己的网络服务。反过来，网络提供商开始通过允许他们的客户或第三方使用这些工具来创建服务来扩大服务创建的参与。其结果是在新的网络服务中快速增长.4 -24广播和光通信技术网络智能的历史渊源电话网络中的第一个“智能”以人行电话运营商的形式排列，并排坐在一起，插入电线插入插孔以方便处理通话。这些运营商建立了远端点的呼叫，选择最佳路线并提供计费信息。他们也是信息来源 - 提供时间或天气，或者传播当地新闻。此外，他们还有机会展示一些英雄气概的志愿者来拯救火灾，帮助找到潜行者，找到孤儿，等等。在早年的电话中，电话接线员的壮举确实是具有传奇色彩的。然而，在20世纪20年代，通过使用复杂的机电开关系统，技术可以实现电话呼叫的自动切换。最初，这些交换机向运营商提供服务; 最终，他们导致了运营商的更换。旋转电话拨号和机电开关的组合允许客户在没有操作员的协助下直接拨打电话。这导致了网络中的人类情报的诱惑。1965年，电话网络发生了另一次戏剧性的变化; 它被称为软件。它与计算机和电话交换系统在第一个存储程序控制开关中结婚。随着交换软件的引入，为住宅客户提供了定制呼叫服务（呼叫速度，呼叫等待，呼叫转移和三方通话），以及一系列Centrex功能（话务员，呼叫转移，缩位拨号等）。为企业客户。这些存储程序控制开关的第一个软件程序包含大约100,000行代码; 到1990年，这些交换系统中的一些变得非常复杂，包含1000万行代码并提供数百个不同的服务用户。在20世纪80年代，引入了新的建筑概念; 它被称为智能网络。它使得新的电信服务能够迅速并且以无处不在和统一的方式引入。网络中的功能和服务可用性不再完全依赖存储程序控制交换机中的硬件和软件。相反，一些新的智能集中在使用分组交换技术访问的数据库中。最重要的是，智能网络开始提供运营商在电话初期提供的一些功能。其余部分描述智能网络，其特点和服务。他们还提供高级智能网络的描述，这大大拓宽了参与创建新服务的范围。智能网络智能网络体系结构如图4.10所示; 其主要元素是分流系统，信号网络，分散数据库和支持数据库的操作支持系统。建筑的概念很简单。图4.10智能网络架构 - 需要特殊处理的电话呼叫在交换系统中截获，交换系统通过信令网络向中央数据库发起查询。（来源：RBRobrock II，''智能网络 - 改变电信的面貌'，'Proc.IEEE，vol.79，no.1，7 - 20，1991年1月。）计算机网络4 -25处理，例如免费通话（800服务）或信用卡呼叫，该呼叫被交换系统拦截，该交换系统暂停呼叫处理，同时向信息中心数据库发起信号通信。数据库依次检索处理呼叫所需的信息，并通过信令网络将该信息返回给交换机，以便完成呼叫。操作支持系统的作用是管理驻留在数据库中的适当的网络和客户信息。可以想象的是，该架构中的数据库可以驻留在交换系统中，并且在这种情况下不需要信令网络。然而，这会放大管理客户信息的任务，因为信息将被包含在数千个交换机中，而不是几十个集中式数据库中。另外，更重要的是，存在与基于交换机中许多潜在的新服务相关的两个缺点，而不是利用集中式数据库为交换机提供信息。首先是部署问题。到1990年为止，美国的交换机数量已经超过15,000台，单台交换机可能花费数百万美元。为了在本地交换机中引入通用服务并提供广泛的可用性，通常需要对这些交换机进行一些不太简单的改变，或者在某些情况下，完全替换某些交换机类型。这些交换机修改通常需要数年时间才能实现，并且需要巨额资本投资。不过，在推出十年后，定制呼叫服务在美国的居民客户中所占比例还不到1％。基于交换机的服务的第二个问题是单个服务在不同的交换机类型中有时表现不同。例如，各种存储程序控制开关中的速度调用访问模式是不同的。公众对这一事实并不特别敏感，因为速度呼叫与个人无关，而与个人的终端集合有关。然而，人们生活在移动社会，他们希望他们的服务可以从任何一个站点获得，并且他们的行为与任何站点的行为相同。智能网络架构一直是解决与基于交换机的服务相关的部署问题和服务一致性问题的关键。使用智能网络集中数据库部署的服务在整个公司的服务区域内立即无处不在，统一。智能网络系统1981年，AT＆T在贝尔系统中引入了一套称为网络控制点的集中式数据库; 他们支持两种应用 - 用于呼叫卡服务（信用卡呼叫）的计费确认应用和用于支持800服务的INWATS数据库。通过AT＆T的公共信道互联信号（CCIS）网络向这些数据库发送查询。1984年，区域性贝尔运营公司从AT＆T公司剥离后，区域公司开始计划部署自己的通道信令（CCS）网络和他们自己的集中式数据库。他们选择了信令系统7协议用于他们的信令网络，称为CCS7网络，并将他们的数据库命名为服务控制点（SCP）。CCS7网络区域信令网络的一般结构如图4.11所示。网络由信号传输点（STP）组成，这是非常可靠的高容量分组交换机，可在网络接入节点（如交换机和SCP）之间路由信令消息。为了执行这些路由功能，STPseach拥有包含翻译数据的大型路由数据库。图4.11中的CCS7网络包含本地STP和区域STP。STPs通常部署在地理上分离的对中，以便在一个地点（如地震，洪水或火灾）发生自然灾害时，第二个地点可处理总交通量。事实上，在所有关键点都提供了冗余，因此没有单一故障可以隔离阳极。如图4.11所示，指定了以下链接类型：。A链路连接接入节点，如交换系统或SCP，STP对的传输节点。。B链路将两个ST对互连起来，形成一个''''''''''''信令链路，STP独立地与另一个STP的每个成员连接。广播和光通信技术图4.11 CCS7信令网络中的链路安排。（来源：RB Robrock II，''智能网络 - 改变电信的面貌'，'Proc.IEEE，第79卷，第1期，第7-20页，1991年1月，＃1991 IEEE）。C链路是STP对的地理上分离的成员之间的高容量连接。。D链路将一个STP对连接到另一个级别的另一个STP对，并在另一个运营商的信令层次结构中进行连接。。电子链路将接入节点连接到信令网络中的远程STP对，并且很少使用。。F链路直接连接两个接入节点而不使用STP; 他们是非冗余的。北美地区的CCS7链路通常功能为56 kb / s，而运行在64 kb / s的链路在欧洲很常见。CCS7信令网络为智能网络提供了基础，而美国的区域电话公司于1986年开始大规模部署这些网络; 几家大型独立电话公司和互联网交换运营商（IC）紧随其后。他们将这些网络用于交换机之间的中继信令以及从交换机到adatabase的直接信令。服务控制点智能网络的“大脑”是SCP.Itisanon线，容错，事务处理数据库，提供响应网络查询的呼叫处理信息。为800服务部署的SCP是高容量系统，能够每秒处理900多个查询或每小时300万个查询。它是应答时间少于半秒的区域时间系统，并且它是高可用性系统，对于成对SCP对每年的时间少于1分钟。SCP也被设计用于适应增长，这意味着处理能力或可以在不中断服务的情况下将内存添加到在线系统中。另外，它的设计旨在适应复古风格，这意味着可以在不中断服务的情况下将新软件程序加载到服务中的SCP中。数据库800服务SCP已在美国各地部署，以支持由联邦通信委员会授权的数据库800服务。该服务为其用户提供号码可携带性，因此单个800号码可以与不同的载体一起使用。数据库800服务体系结构如图4.12所示。通过这种架构，800号码呼叫从终端路由到一个服务交换点（SSP），通过CCS7信令网络向SCP发起查询.SCP标识适当的运营商，由800服务用户指定，然后在适当的情况下将800号码给aplain旧电话（POTS）号码。这些信息随后被返回到SSP，以便通过将呼叫交给适当的运营商而通过网络路由该呼叫。该技术允许用户选择运营商和POTS号码作为诸如时间，日期等标准的功能计算机网络4-27图4.12数据库800服务800号码呼叫被路由到SSP，该SSP通过包含800数据库的CCS7 networktoanSCP启动查询。在这个例子中，SCP将800号服务号码800-555-5463翻译成404-555-1000的POTS号码。（来源：RBRobrock II，''智能网络 - 改变电信的面貌''，Proc.IEEE，第79卷，第1期，第7-20页，1991年1月。＃1991 IEEE）。年，分配百分比，和呼叫站的位置。因此，SCP提供了两种用户指定的路由信息​​功能：访问标识功能和地址转换功能。SCP800服务数据库由单一的国家服务管理系统（SMS）管理。SMS是一种交互式操作支持系统，用于处理和更新客户记录。它是客户和SCP之间的接口。它将对客户友好的语言翻译成对在线实时数据库友好的语言。一路上，它验证了客户的意见。美国对免费服务的需求变得如此之大，以至于在1996年，该行业开始引入额外的编号计划区域（NPA）来支持该服务。确实，智能网络系统增强了对免费NPAs的支持范围：800,888,877,866,855,844,833和822.替代计费服务交替计费服务（ABS）也使用智能网络体系结构实施。交替计费是一个伞形标题，包括呼叫卡服务，收费电话和账单到第三方号码呼叫。支持ABS的网络配置如图4.13所示。图4.13备用计费服务 - 呼叫被路由到OSS，通过CCS7网络向包含LIDB应用程序的SCP发起查询。（资料来源：RB Robrock II，''智能网络 - 改变电信的面貌''，Proc.IEEE，vol.79，no.1.pp. 7-20，1991年1月。＃1991 IEEE。）4-28广播和光通信技术在这种体系结构中，当客户发出可呼叫卡呼叫时，呼叫被路由到运营商服务系统（OSS），该系统暂停呼叫处理并启动aCCS7信令网络。查询被传送到包含线路信息数据库（LIDB）应用软件的SCP。LIDB应用程序可以提供路由信息，例如识别要处理呼叫的客户指定的运营商，以及提供屏蔽功能，例如用于授权呼叫的电话卡验证。然后，LIDB将适当的信息返回给OSS，以便完成呼叫。数据库管理系统（DBAS）支持LIDB，这是一个操作支持系统，处理呼叫卡服务以及其他服务的更新。多个DBAS系统通常支持每个LIDB。1991年期间，每个区域贝尔运营公司和许多大型独立电话公司将大多数通过STP中心的CCS7网络互连起来，建立起国家信号网络; 它被称为LIDB互连。完成后，这意味着携带特定公司的卡片的人员可以从美国的任何地方查询包含相关联的电话卡号码的LIDB。尽管LIDB最初是为支持卡服务而开发的，但它在电信行业中已经得到了广泛的应用。例如，LIDB被用来将呼叫方的电话号码转换成与呼叫姓名传送服务一部分相同的电话号码，并将该号码转换为作为部分单号服务的九位邮政编码。现在，LIDB数据库包含超过四分之一的亿美元客户记录，每天更新数量超过100亿次。尽管物理分布，但LIDB在逻辑上显示为单一数据库。它们代表着国家资源。其他服务Foralternate计费服务，SCP本质上设计为执行两项功能：运营商身份识别和计费授权。对于800服务，SCP提供运营商标识和地址转换。这些授权，地址转换和载体识别的基本功能可以以不同的方式反复使用。例如，智能网络已被用于支持私有虚拟网络（PVN）。PVN利用公用电话网络，但通过软件控制，似乎具有专用网络的特点。APVN为受限用户组提供服务，而漫游者需要授权才能访问网络。发起呼叫的此筛选功能使用授权功能。其次，aPVN可以提供缩位拨号方案，例如四位拨号。在这种情况下，SCP执行地址转换功能，将数字号码转换为数字POTS号码。还可能存在用户指定的路由信息​​功能，其涉及从层级关系中选择; 这可以通过使用SCP载体识别功能来完成。智能网络中的SCP可以支持从呼叫名称传送服务到消息传送服务的多种服务。通过主叫名字传送，交换机向主叫方发送一个10位数字的主叫号码;响应是主叫方名称，然后由交换机将其转发给与被叫方电话机相连的显示单元。在支持服务时，SCP的地址转换功能可用于将人员的电话号码转换为电子邮件地址。因此，电子邮件的发件人只需要知道他的电话号码。高级智能网络迄今为止讨论的智能网络架构通常在文献中称为智能网络/ 1; 该体系结构解决了部署问题和服务一致性问题。随着由Telcordia Technologies（以前称为Bellcore）定义的AIN标准，该网络发展的下一阶段被称为高级智能网络（AIN）。AIN的概念是，新业务可以开发并引入到网络中，而不需要运营商等待交换机泛型升级。一些AIN应用程序引入了强大的服务创建功能，允许非程序员调用网络中提供的基本功能，并将这些功能连接在一起（如图4.14所示），以构成一项新服务.AINIT有望显着缩短所需的时间间隔开发新的服务。也许更重要的是，它有望扩大对服务创造的参与。另外，它提供了个性化或定制服务的机会。硅革命推动了内存成本的降低，因为经济上可以在网络中存储足够的内存来存储服务脚本或个人独有的呼叫处理场景。许多人认为AIN是网络元素，网络系统和操作系统的集合; 这种观点可能被称为技术人员的观点。图4.15中显示了可能的助理代表。它显示了人们的积极性 - 被赋予权力的人创造服务。历史上，由电话网提供的新业务的创建一直是网元和网络系统供应商的唯一领域。或许与汽车行业有类似之处。在20世纪初的市场研究预测，200,000是汽车的最大数量，图4.14通过将功能块拼接在一起来创建服务脚本或急停方案。（来源：RB Robrock II，''智能网络 - 改变电信的面貌'，'Proc.IEEE，vol.79，no.1.pp. 7-20，1991年1月。＃1991 IEEE。）图4.15先进的智能网络 - 一个商业视角。（资料来源：RB Robrock II，''把电话用户放在司机座位'，'国际智能网络计算机通信大会国际理事会，pp.144-150，1992年5月。）4 -30广播和光通信技术可以销售在美国一年的时间里; 推理是200，000是一年中能够进入劳动力队伍的最多司机人数。在电信业务中，网络元件和网络系统供应商已成为网络服务业务的司机。但是，由AIN提供的服务创建工具，empowertelephone公司提供新服务。此外，大型公司的电信人员或第三方应用程序提供商，甚至某些电话用户群体都可能使用类似的工具。同样，我们可能会看到网络服务数量的爆炸式增长。AIN引入了非常强大的服务创建工具，用于生成服务逻辑脚本（程序）。在一种安排中，服务创建是通过组合来自表示服务功能组件的图形图标的服务逻辑图来完成的。完成的图形随后通过专家系统进行验证，并通过执行服务逻辑图的每一项来脱机测试。此时，服务逻辑程序可以下载到服务控制点，以便它可以执行。为了使用新服务，它必须在适当的服务交换点上设置“触发器”。这些触发可以为发起呼叫和终止呼叫都设置，并且它们代表事件，如果发生这些事件，则表示需要交换机启动租用SCP来获取交换机处理呼叫所需的信息。AIN的第一阶段称为AIN 0，在1991年末，当两家区域性贝尔运营公司开始进行友好的用户试验时，它成为了现实。AIN 0呼叫模式引入了三个触发检查点：摘机立即触发，摘机延迟触发和数字收集和分析触发。该版本基于美国国家标准行业（ANSI）事务处理能力应用部分（TCAP ）问题1，其中TCAP位于SS7协议栈的第7层。AIN分为AIN 0.1和AIN 0.2，每个新版本的AIN都包含额外的触发器。基于ANSI TCAP问题2的AIN 0.1将正式呼叫模型分为发起呼叫模型和终止呼叫模型，并引入了三个新的触发器：N11触发器，3-6-10位触发器和终止尝试触发器。 AIN 0.2引入了一个新的网元，智能外设（IP）以及支持的个人通信服务和语音拨号。在此过程中，它引入了忙碌和无应答触发器。目前，北美部署了100多种AIN业务，如单号业务，灵活热线，入站呼叫限制，500接入业务等，并且数量正在迅速增长。此外，1996年美国电信法案要求本地号码携带，也就是说，如果客户转换本地运营商，则允许客户保留他们的电话号码。这个概念很快从有线网络传播到无线或蜂窝网络。AIN的技术就是答案。AIN的概念不仅限于美国。欧洲电信标准协会（ETSI）将欧洲AIN标准定义为CoreINAP，1996年开始在欧洲部署Core INAP系统.AIN的架构概念现在已经开始在无线网络和宽带网络中实现。虽然这些领域的标准正在制定中，但无线智能网络（WIN）和未来宽带智能网络（BIN）的附加价值有望超过窄带有线世界的价值。回到未来拥有集中式数据库的智能网络已经提供了快速推出新服务的方式，并以最终用户的方式快速推出新业务并实现业务统一性。先进的智能网络继续提供独立于服务的架构，并且强大的服务创建能力，已经授权非程序员参与新服务的开发。在很多方面，随着我们走向未来，我们又回到了运营商是网络中的“人类智能”的时刻。随着交换系统的引入，人类的智能几乎消失了，但现在智能网络正在将人类操作员的智能重新带回到网络中。计算机网络4 -31定义术语公共信道信令（CCS）：通过分组信令路由信令信息的技术，交换网络。数据库管理系统（DBAS）：管理线路信息数据库更新的操作支持系统。线路信息数据库（LIDB）：在服务控制点上运行的应用程序，其中包含有关电话线和电话卡的信息。服务控制点（SCP）：一种在线实时容错事务处理数据库，提供响应网络查询的呼叫处理信息。服务管理系统（SMS）：管理服务控制点的客户记录的操作支持系统。信号传输点（STP）：公共信道信令网络中的分组交换机; 它用于在网络接入节点（如交换机和SCP）之间路由信令消息。信令系统7（SS7）：用于公共信道信令网络的通信协议。参考文献AT＆T贝尔实验室，“共同信道信令”，贝尔系统技术。J.，vol。57，no.2，pp。221-477，1978年2月。AT＆T贝尔实验室，“存储程序控制网络”，贝尔系统技术有限公司。J.，vol。61，no.7，part3，pp。Bell Communications，“高级智能网络（AIN）0.1交换业务控制点（SCP）应用协议接口通用要求”，Bell Commun。RES。（IN）：智能网络能力集1（CS1）核心智能网络应用协议（INAP）第1部分：协议规范，''欧元。电信。性病。Inst。，ETS 300 374-1，草稿，1994年5月。Globecom '86：全球电信会议，会议记录，第一卷。RJHass和RWHumes，''Intelligent network / 2：Anetwork architecture concept for the 1990s'，'International Switching Symposium，Conference Record，vol.33，pp.1311-1335，December 1986。4，第944-951页，1987年3月。RB Robrock，II，“智能网络 - 改变电信的面貌”，Proc。IEEE，vol.79，no.1.pp. 7 - 20，1991年1月。RB Robrock，II，“将电话用户放在司机座位”，国际计算机通信智能网络会议委员会，pp.144-150,1992年5月。RB Robrock，II，“LIDB数据库的多面性”，国际通信会议，会议记录，1992年6月。Telcordia Technologies，“高级智能网络（AIN）交换业务控制点（SCP）/辅助接口通用要求“，Telcordia Technologies，GR-1299-CORE，第9版，2003年11月。更多信息Bellcore Exchange杂志在智能网络中包含了大量的文章，尤其是在以下问题：1986年7/8月，11月/ 12月1987年，1988年7月/ 8月和1989年3月/ 4月。关于AIN服务创建的文章出现在1992年1月/ 2月期的文章中。月刊IEEE Communications Magazine在智能网络上包含大量的文章。关于这个问题的特别问题发表于1992年1月。副本可从IEEE服务中心，445 HoesLane，Piscataway，NJ 08854-4150获得。月刊“Telcordia Technologies Digest”列出了Telcordia Technologies最新出版物。有一系列的技术建议，技术要求，通用要求，以及在智能网络上发布的4-32广播和光通信技术专题报告。可通过联系Telcordia客户服务免费电话1-800-521-CORE（2673）获得副本。双月刊“AT＆T技术期刊”在智能网络上包含大量的文章。先进的智能网络是特殊问题的主题：1991年夏季，第70期，3-4。目前或近期的问题可以从美国电话电报公司客户信息中心获得，邮政编码19901，印第安纳波利斯，IN 46219. 4.4移动互联网Apostolis K. Salkintzis和Nikos Passas简介移动互联网可以被认为是标准互联网应用和服务向移动环境。移动性本身的引入引发了许多担忧和挑战。例如，什么无线技术主义适合提供互联网服务？这种技术是否适用于具有不同要求的应用，如电子邮件和视频广播？Howdowp提供无处不在的互联网服务，而用户跨不同的地点，可能无法提供相同的无线服务？考虑蜂窝数据网络，无线局域网（WLAN），无线个人区域网络（WPAN）等几种无线技术会更合适吗？如是，那么我们如何将它们结合到一个无缝的无线服务中？我们如何优化无线资源的利用率，从而尽可能地满足移动互联网用户的需求？Howdowe处理无线传输引起的安全问题，也可能使用不同运营商提供的不同无线服务？这些只是我们在尝试推动移动互联网形式时需要解决的问题中的一小部分。一个重要的声明是顺序的：我们现在可以使用我们的笔记本电脑或个人数字助理（PDA）以及无线设备（例如手机，WLAN适配器等）访问我们的Internet / Intranet，电子邮件或其他互联网协议（IP）服务并不意味着移动互联网已经可用。事实上，移动互联网的定义远比这更复杂。根据定义，互联网是由数百万用户通过标准IP协议进行通信的网络。因此，在移动互联网中，我们还需要支持数百万的始终连接的移动/无线用户。我们需要牢记的关键字是“永远连接”和“数百万用户”。始终保持连接意味着我们在每次交易之前或者在更换无线服务之前都无需建立连接。我们的假设是我们总是与公共互联网服务建立连接，并且无论身处何地，我们都可以通过公共IP地址访问。这需要广泛的移动管理（在“移动互联网移动管理方案”一节中讨论）以及跨越不同无线网络的无缝切换。我们确实需要几个无线网络（和几种无线技术，我们将在后面看到），因为没有唯一的无线网络可以提供无处不在的无线服务，因此无线网络可以满足始终连接的要求。假设非典型的移动互联网用户在不同的无线网络之间（或者甚至在固定和无线网络之间）无缝移动，这可能会或可能不会使用相同的无线接入技术。这在图4.16中示意性地示出。无缝的移动方式表明，我们与公共互联网的（虚拟）连接从一个访问网络转移到另一个访问网络，而不需要用户的任何操作。实际上，这从用户角度创建了提供无处不在的互联网连接的虚拟无线网络。我们还需要支持数百万的用户无缝连接到互联网，以符合互联网支持的大规模用户。这引起了容量问题，并进一步证明为什么没有单一的无线网络是足够的。这些能力对几个设计方面有直接的影响。例如，无线技术需要尽可能频谱有效; 它必须实现一个随机访问方案，可以容纳大量的用户，并在优化的情况下降级。图4.16始终连接的概念。条件。IP寻址方案应该能够支持所需的用户容量，端到端传输方案，应用程序可能应该考虑到移动性。有意思的是，最近的研究项目以及标准化活动正在围绕着这些目标前进。在这种情况下，移动互联网与所谓的“超越3G”技术之间的关联是显而易见的。实际上，大多数超3G技术都是为满足移动互联网需求量身定制的：增加容量，QoS，移动性，安全性，TCP / IP增强性能以及将各种技术集成到一个无处不在的虚拟网络中。尽管这里我们完全专注于无线网络作为移动互联网的潜在接入手段，但重要的是要注意，固定接入网络及其相关技术（例如xDSL，电缆调制解调器等）的确发挥了重要作用。事实上，移动互联网的愿景需要无线和固定接入技术，以及将它们无缝集成到基于IP的核心网络（见图4.17）的方法。非典型用户场景展示了固定和无线接入网络之间的基本互通要求，当用户通过使用高性能调制解调器在互联网上下载文件时，发生在固定和无线接入网络之间的基本互通要求，并且在文件传输过程中，将笔记本电脑连接到汽车并开往机场（见图4.16）。在移动互联网环境中，文件下载可以从电缆连接无缝切换到无线连接，例如无细胞数据连接，并可在旅途中继续进行。在我们的移动互联网环境中，正如上文所定义的那样，因此我们在“移动互联网的移动管理方案”一节中更详细地讨论它。“移动互联网演进的关键方面鉴于以上讨论，我们列出了移动互联网演进的关键方面。3GPP，3GPP2，IETF和IEEE等全球多个组织开展了与这些方面相关的活动[1]。。移动网络将演变为包含基于IP的核心网络和许多无线接入网络的体系结构。与核心网络进行信令传输的体系结构主要基于IP协议（更准确地说，是IETF开发的协议），它独立于接入网络（无论是UMTS，cdma2000，WLAN等）。因此，可以通过任何接入网络访问相同的基于IP的服务。基于IP的核心网络使用基于IP的协议，用于所有目的，包括数据传输，网络，应用级信令，移动性等。第一个商业4 -34广播和光通信技术图4.17移动互联网的体系结构与“超越3G“的网络架构。朝向这种基于IP的核心网络的方法是由3GPP和3GPP2标准化的众所周知的IP多媒体核心网络子系统（IMS）。IMS进一步讨论参考文献。[1]及其相关规范可在www.3gpp.org/ftp/specs/找到。。长期趋势是全IP移动网络，不仅有核心网络，而且无线接入网络完全基于IP技术。在这种方法中，非细胞系统中的基站是IP接入路由器，移动/会话管理是使用基于IP的协议（可能取代蜂窝特定的移动性/会话管理协议）执行的。。通过IETF标准化的应用级信令协议（例如，SIP，HTTP等）可以增强IP多媒体/互联网应用。这又由3GPP / 3GPP2 IP多媒体核心网子系统解决。。端到端QoS配置对于支持要求苛刻的多媒体/互联网应用而言非常重要。在这种情况下，需要例如UMTS，QoS和IP QoS方案之间的扩展互通，或者更一般地，需要在第2层QoS方案和IP QoS之间的互通以用于端到端QoS提供。。IP语音（VoIP）将是一项关键技术。有几个标准组织正在开发支持VoIP的活动，例如ETSI TISPAN项目（http://portal.etsi.org/tispan），IETF SIP工作组（http://www.softarmor.com/sipwg/),etc 。。移动终端将基于软件可配置无线电，并具有能够支持多频段无线接入技术的能力。。跨越混合接入技术的能力将是一个重要的要求，它要求高效，快速的垂直切换和无缝会话移动性.IETF SEAMOBY（http：// www.ietf.org/html.charters/seamoby-charter.html）和传统的MOBILE-IP（http://www.ietf.org/html.charters/ OLD / mobileip-charter.html）工作组已经解决了与无缝移动有关的一些问题。快速移动IP和微移动计划（请参阅“移动互联网移动管理计划”一节）是这一领域的关键技术。。在高度混合的移动互联网安全访问环境中也将起到关键作用。IEEE 802.11任务组I（TGi）正在对用于增强WLAN安全性的新机制进行标准化。IETF SEAMOBY工作组还处理在切换期间处理（安全）上下文传输的协议。计算机网络4 -36图4.18移动互联网的简化架构。。不同管理域和/或不同接入技术之间的外汇漫游漫游，高级AAA协议和AAA互通机制将是必需的。3GPP和3GPP2正在研究WLAN与3GPP网络之间的AAA互通问题[1-5]。。需要增强用于QoS，多播和位置感知应用程序的联网API。。无线个人区域网络（WPAN）将首先基于蓝牙技术（参见www.bluetooth.com）以及后来的IEEE 802.15.3高速无线PAN技术进行初始化，该技术满足数字消费电子市场的要求（例如，无线视频通信aPCand avideo相机）。。数以亿计的用户被设想为“永久连接”到IP核基础设施。市场预测表明，到2005年将需要大约10亿个地址用于将基于互联网的系统集成到交通工具（汽车，飞机，火车，轮船，和货运）以及用于移动电子商务的相关基础设施。这表明IPv6的需求非常强烈 - 在3GPP中正在适应IPv6。尤其是欧盟正在推动IPv6的快速普及。。无线通信技术将进一步发展并将提供更高的比特率。例如，WLAN将支持超过100 Mbps的比特率。IEEE无线下一代常设委员会正在解决这个问题（见www.ieee802.org/11）。较高的比特率通常伴随着较小的覆盖区域，因此需要进行有效，快速和安全的水平切换。上述演进方面导致了高水平的网络架构，如图4.18所示。请注意，每个管理域代表通常由单一移动网络运营商运营的网络部分。演进到基于IP的核心网络毫无疑问，支持最广泛的移动互联网演进是向基于IP的核心网络（也称为全IP核心网络）的演进。术语“全IP”强调基于IP的协议用于包括传输，应用级信令，移动性，安全性，QoS等所有目的的事实。通常，若干无线和固定接入网络被连接到全IP核心网络，如图4.17和图4.18所示。用户将能够在终端上使用多媒体应用软件，这些软件可配置无线电能够支持avast范围的无线接入技术，如WLAN，WPAN，UMTS和cdma2000。IS-136控制控制控制UTRAN，平面平面无线电接入信令GERAN，接入网络例如RRC，RLC cdma2000（b）图4.19全IP网络体系结构中的简化协议体系结构; （a）控制平面，（b）用户平面。在全IP网络架构中，移动终端使用由IETF定义的基于IP的协议与核心网络进行通信，并执行例如会话/呼叫控制和流量路由。此架构中的所有服务均在IP协议之上提供。如图4.19的协议架构所示，移动网络（例如UMTS，cdma2000等）变成只提供移动承载服务的接入网络。这些网络中的电信业务（如蜂窝语音）仅用于支持传统的不支持基于IP的应用（如IP电话）的2G和3G终端。为提供移动承载服务，接入网主要实现微移动管理，无线资源管理和业务质量提供的业务管理。3GPP接入网中的移动性管理基于GPRS隧道协议（GTP），采用分层隧道方案进行数据转发。另一方面，3GPP2接入网络中的微移动管理通常基于IP微流量协议。Macromobility（域间移动性）通常基于Mobile-IP，详见RFC 3220（见http://www.ietf.org/rfc/rfc3220.txt）。所有这些移动方案在“移动互联网的移动管理方案”一节中都有更详细的讨论。“在短期内，全IP核心网络架构将基于3GPP / 3GPP2指定的IMS架构，而后者则基于IP多媒体架构和由IETF指定的协议。这种IMS架构将提供基于集成语音，视频和数据的新型通信范例。例如，你可以呼叫用户的IMS号码，并将其重定向到他的网页，你可以有几个选项，例如，为他写信息，记录通知信息，如果他正在度假等等，请点击另一个号码来呼叫。你可以安排一个会话启动协议（SIP）呼叫服务器并更新您的通信偏好设置，例如“只有我的经理可以打电话给我，所有其他人都重定向到我的网页“（反之亦然！）。同时，你可能正在接听电话。企业中基于IP的核心网络图4.20显示了企业如何利用全IP核心网络（它是移动互联网环境的一部分），以最大限度地降低其通信成本并提高通信效率。计算机网络4 -37图4.20在企业中部署全IP网络。企业的典型IP网络可以演进到IP多媒体网络，这将支持（i）与终端建立和控制多媒体会话的IP信令，（ii）提供QoS，（iii）基于策略的准入控制，和（iv）认证，授权，并可能会计。全IP网络提供了一个集成基础设施，可以有效地支持具有不同QoS要求的avast系列应用，并且还提供强大的安全机制。这个全IP网络的体系结构可以基于3GPP / 3GPP2指定的IMS体系结构（参见www.3gpp.org/ftp/specs/的最新3GPP TS 23.228规范以获取详细描述）。在图4.20所示的示例中，欧洲办事处的员工可以请求避免呼叫另一名员工，例如在美国办公室。此请求将被路由到默认的代理呼叫会话控制功能（P-CSCF）的科幻CE。该P-CSCF将该请求中继到主叫雇员的服务CSCF（S-CSCF），即该雇员先前已注册的CSCF。该S-CSCF持有呼叫员工的订阅信息，并可以验证他/她是否被允许发出请求的呼叫。反过来，S-CSCF找到另一个S-CSCF，被叫用户已注册并将该请求转发给该S-CSCF。请注意，如果欧洲办事处的主叫员工在美国拨打了正常电话（PSTN）号码，则该呼叫将通过IP网络路由到接近被叫PSTN号码的PSTN号码。这样，长途电话就可以得到保存。被叫美国员工的S-CSCF持有员工所在位置的信息，并可将呼叫路由到正确的位置。在被叫U的情况下 S-CSCF找到被叫用户注册的另一个S-CSCF，并将该请求转发给该S-CSCF。请注意，如果欧洲办公室的呼叫员工在美国拨打正常电话（PSTN）号码，则该呼叫将被路由通过IP网络到关闭的PSTN号码，从而节省长途电话费用。被叫美国员工的S-CSCF持有员工所在位置的信息，并可将呼叫路由到正确的位置。在被叫U的情况下 S-CSCF找到被叫用户注册的另一个S-CSCF，并将该请求转发给该S-CSCF。请注意，如果欧洲办公室的呼叫员工在美国拨打正常电话（PSTN）号码，则该呼叫将被路由通过IP网络到关闭的PSTN号码，从而节省长途电话费用。被叫美国员工的S-CSCF持有员工所在位置的信息，并可将呼叫路由到正确的位置。在被叫U的情况下 长途电话将被保存。被叫美国员工的S-CSCF持有员工所在位置的信息，并可将呼叫路由到正确的位置。在被叫U的情况下 长途电话将被保存。被叫美国员工的S-CSCF持有员工所在位置的信息，并可将呼叫路由到正确的位置。在被叫U的情况下.S。员工恰好在欧洲漫游时，该呼叫将被路由到合适的P-CSCF，该P-CSCF目前是该员工的雇员。需要注意的是，尽管信号可以沿着路径传播（例如，从欧洲到美国，然后返回到欧洲），但用户平面路径将是最短的。支持漫游是上述架构的另一个重要优势。例如，欧洲员工可以将他的双模移动设备带到美国办公室，在开机并注册他的当前IP地址（通过他的S-CSCF）后，他将能够以他的标准号码接收多媒体呼叫.4 -38广播和光通信技术即使员工离开办公室并且不能直接连接到企业网络（例如，他在高速公路上行驶），他仍然可以达到他的标准号码。在这种情况下，员工，例如UMTS网络，为他的全IP企业网络建立移动信令通道，为他分配一个IPv6地址。员工使用S-CSCF（通过适当的P-CSCF）注册该IP地址，然后以标准号码接收呼叫。只要员工使用UMTS访问企业网络，信令移动信道就会保持激活状态。在这种情况下，UMTS网络仅用于提供对企业网络的访问并且支持IP多媒体服务所需的移动承载。为了建立IP多媒体呼叫，员工需要请求适当的UMTS承载，每个承载具有适当的QoS属性。例如，收听音频 - 视频通话，将需要两个额外的UMTS承载，每个媒体组件一个。应用层QoS和UMTS QoS之间的映射以及建立合适的UMTS承载所需的过程在3GPP Rel-5规范中有具体规定，具体在3GPP TS 24.008和3GPP TS 24.229（可在www.3gpp.org上获得/ FTP /规格/）。如果企业网络支持amacromobilityprotocol，例如Mobile-IP（请参阅“移动互联网的移动管理方案”一节），则可以在企业WLAN和UMTS网络上提供会话移动。在这种情况下，当员工从WLAN移动到UMTS时，他使用Mobile-IP向他的家乡代理注册新的IPv6地址。之后，随后的终止流量将从员工的家乡代理传输到通过UMTS网络为员工提供服务的外地代理。另一种漫游场景如图4.21所示，它涉及企业全IP网络和移动运营商的全IP网络之间的互通。在这种情况下，关键的一点是员工在移动运营商的域中使用aP-CSCF，即使用运营商的IMS系统。需要说明的是，该场景对应于3GPP Rel-5规范中考虑的漫游场景，因此可能是实践中最常用的。图4.21在企业中部署全IP网络（移动运营商使用IMS）。计算机网络4 -39无处不在的移动互联网：蜂窝和无线LAN网络的结合3G蜂窝和无线局域网（WLAN）之间的互通已被认为是朝向下一代无线网络的合适且可行的演进路径，其将能够提供无处不在的移动互联网服务.A3G蜂窝网络可以提供相对较低的速度（每用户高达384 kbps）互联网服务，但覆盖面积较大。另一方面，WLAN通常可以提供高速互联网服务（数十Mbps的有效通信量），但是在地理上较小的区域。集成的3G / WLAN网络结合了各自的优势，从而形成了一个广域无线系统，能够为用户提供无处不在的互联网服务，其范围从低速到高速的战略位置。然而，3G / WLAN互通带来了相当大的挑战，特别是当我们要求两个互联网会话的无缝连续性时。为了应对这些挑战，需要确定和实现一些3G / WLAN互通要求。通常，3G / WLAN互通要求是根据几种使用情况指定和分类的[3,4]。例如，acommon的使用场景是，当3G用户通过重复使用他的常规3G凭证被允许进入WLAN环境，然后获得IP连接服务（例如，访问互联网）时。在这种情况下，互通需求包括支持基于3GPP的接入控制，用于鉴权，授权和记账（AAA）目的等的WLAN与3G网络之间的信令等。其他场景可以要求更多的互通要求。例如，我们可以设想，其中3G用户在其家庭3G网络中发起avideo会话并随后转换到WLAN环境，其中视频会话无缝地继续，即，对服务质量（QoS）没有任何意想不到的改变。在这种情况下，不仅需要基于3G的接入控制，还需要在WLAN网络上访问基于3G的服务，这又需要适当的路由实施机制。但更重要的是，3G和WLAN需要QoS一致性，考虑到这些网络提供的不同QoS特性，这似乎不是非常直接的。事实上，无线局域网最初已经被指定，而不关注QoS方面，主要针对简单和成本效益好的设计。即使最近的IEEE 802.11e发展[10,11]，WLAN QoS在3G QoS方面仍然存在一些缺陷。相比之下，3G蜂窝网络是建立在多媒体/互联网应用之上，交易简单，并且考虑到在广域环境中固有地提供增强的QoS的成本。在本节的其余部分中，我们将研究跨UMTS和WLAN的互联网服务的无缝连续性的一些方面。在这种情况下，我们解决了几个问题，如路由实施，访问控制，常规WLAN数据用户和UMTS漫游者之间的区别等。本讨论的框架是考虑实际的UMTS / WLAN互通体系结构，其符合3GPP规范[4,5]和技术文献[3]中的其他互通提议。UMTS / WLAN互通体系结构我们正在考虑端到端互通体系结构，如图4.22所示，它符合提案[3,4]。下面我们简要讨论这种架构的主要特点。请注意，我们的目标不是提供全面的描述，而是定义可以实现无所不在的移动互联网服务的实用环境的关键方面。有关所考虑的体系结构的更多详细信息，请参阅参考文献。[3]和Ref。[4]。如图4.22所示，3G网络支持通过两种无线接入技术（UMTS地面无线接入（UTRA）和WLAN接入）访问（通过互联网）多种多媒体服务。UTRA中3G用户的接入控制和业务路由完全由包含服务GPRS支持节点（SGSN）和网关GPRS支持节点（GGSN）[6]的UMTS分组交换（PS）网络单元处理。另一方面，WLAN（UMTS roamer）中的3G用户的接入控制和业务路由分布在WLAN和UMTS网络元件之间，如下所述。我们做出的重要假设，如图4.22所示，3G用户可以改变无线电接入技术，并以无缝的方式继续使用正在进行的多媒体/互联网会话。因此，我们假设提供无缝的互联网服务连续性.4 -40广播和光通信技术图4。22为无缝多媒体会话连续性考虑的端到端互通体系结构。WLAN接入网络可由UMTS运营商或任何其他方（例如，公共WLAN运营商或机场权威机构）获得，在这种情况下，互通由适当的业务和漫游协议启用并管理。如图4.22所示的非典型部署场景中，WLAN网络支持各种用户类别，例如UMTS漫游者和常规WLAN数据用户（即没有3G用户）。通常使用多个服务集标识符（SSID）[7]启用这些用户类之间的差异化和相应策略的实施。例如，常规WLAN数据用户可以与由接入点（AP）周期性广播的SSID（表示为SSID（b））关联，而UMTS漫游用户可能与AP中配置的另一个SSID相关联，但不是广播（表示为SSID [g]）。在这种情况下，无线局域网可以为双向类别应用不同的访问控制和路由策略，并且可以将WLAN数据用户的流量（例如互联网和UMTS漫游者的流量）转发到UMTS PS核心网络（如图4所示0.22）。这种路由强化对于支持无缝服务的连续性至关重要，可以按照讨论[3]的方式实施。而且，不同的AAA机制可以用于不同的用户类别。预先与WLAN进行互通，UMTS PS核心网络融合了三个新功能元素：3G AAA服务器，WLAN接入网关（WAG）和分组数据网关（PDG）。WLAN还需要支持类似的互通功能，以满足访问控制和路由实施要求。UMTS域中的3G AAA服务器终止源自与UMTS漫游器有关的WLAN的所有AAA信令。这种信号通过Wr / Wb接口安全传输，通常基于Radius [8]或Diameter [9]协议。与其他3G组件的3G AAA服务器接口，如WAG，PDG和归属用户服务器（HSS），其存储定义3G订户的订购资料的信息。3G AAA服务器还可以将AAA信令路由到其他3G网络/从另一个3G网络路由，在这种情况下，它可以作为代理服务器，并且被称为3G AAA代理[3]。计算机网络4-41如图4.22所示，来自UMTS漫游者的业务通过Wn接口路由到WAG，最后通过Wp接口路由到PDG。在成功的访问控制过程之后，通过建立适当的流量隧道来强制执行此路由。PDG的功能与aUMTS PS核心网络中的aGGSN非常相似。它在移动台（MS）和外部分组数据网络（PDN）（在我们的例子中是互联网）之间路由用户数据业务，并作为一个隐藏WLAN域内移动台的移动性的点。WAG功能主要作为路由策略元素，即确保来自授权MS的用户数据业务被路由到适当的PDG，这些PDG位于相同的UMTS网络或前面的UMTS网络中。无缝互联网会话切换虽然图4.22显示了可以支持无缝互联网会话连续性的体系结构，它没有涉及切换程序的动态，这对于提供无缝连续性特别重要。为了进一步详细说明这个关键过程，我们在图4.23中描述了非正常信令图，该信令图涉及在正在进行的因特网会话（例如，VoIP会话）中从UMTS到WLAN的扩展的定位。在时刻A触发因特网会话的建立，并且作为对MS启动分组数据协议（PDP）上下文建立过程的请求，该过程用于请求适当的QoS资源（由“请求QoS”信息元素[IE] [12]）。UMTS网络确认该请求并且指示可以提供的协商的QoS资源（由“Neg.QoS''IE指定）。之后，用户平面上的IP流量开始并且Internet会话正在进行。在某一时刻，MS进入WLAN覆盖区域并开始接收MS UMTS WLAN连接到UMTS PS域启动互联网会话激活PDP上下文请求（请求QoS IE）激活PDP上下文接受（否定QoS IE）UMTS QoS资源保留互联网会话信标（SSID（b），TSPEC）WLAN QoS资源保留互联网会话恢复图4.23互联网会话从UMTS切换到WLAN期间的典型信令（假定HCCA可用）.4 -42来自附近接入点（AP）的广播和光通信技术信标1。我们假设这可能与正在进行的互联网会话同时发生，因为虽然MS有一个可用的收发器，但它可以周期性地解码其他频率信道上的信号以用于系统间切换目的。在考虑它对于系统间变化有效之前，MS可能需要检查检测到的WLAN是否支持其偏好的SSID之一。为此，根据参考文献中适用的程序，MS针对优选的SSID进行探测，表示为SSID（g）。[7]。在时刻C，MS决定切换到检测到的WLAN，从而暂停正在进行的因特网会话。这可能需要与UMTS进一步发送信号，但为简单起见，我们忽略了这一点。切换到WLAN信道后，执行正常的802.11认证和关联过程[7]。随后，基于UMTS的访问控制程序被实施，其中MS通过其常规3G凭证进行认证和授权[3,4]。在此阶段，还将建立atunnel，用于从MS向AUMTS入口（WAG根据图4.22）进一步传送IP流量。接下来，MS使用802.11e [10] QoS信令（假设它由WLAN支持）为其暂停的Internet会话保留适当的资源。交通规范（TSPEC）要素承载所请求的QoS资源。为了实现无缝连续性的目标，TSPEC显然需要与UMTS系统中协商的QoS保持一致。在此之后，Internet会话最终会在WLAN中重新开始，可能是在某些高层移动管理程序（例如，移动IP或SIP）之后。从上面的讨论可以看出，从UMTS到WLAN（反之亦然）的垂直切换会带来一些挑战，特别是为了最大限度地减少相关延迟和正在进行的Internet会话的中断。除此之外，UMTS和WLAN网络中保持一致的QoS同样具有挑战性。移动互联网的移动管理方案跨越不同接入网的移动管理的主要目的是确保用户“始终连接”，或者更好，但却“始终最佳连接”（ABC）。ABC意味着网络提供了一套接入技术和移动管理机制，使用户能够与最合适的技术连接，以享受最佳服务。对于每个用户来说，'最好'是作为他/她配置文件的一部分单独定义的，它可以是服务质量，成本，终端能力，个人喜好等的功能。在任何情况下，网络都应该灵活地调整接入技术，并激活适当的移动管理机制与用户的配置一致。这应该在用户的最小干预下执行，导致所谓的“无形网络”。因此，一组可用的接入技术和机制应该集成在支持多种服务的单一架构中，在所有层进行调整，以及垂直切换功能在不同的技术之间[13]。美国广播公司的概念包含无处不在的连接在任何时间和任何地方的想法。为了实现这一目标，潜在的假设是始终连接的用户不会受到地理或运动限制的阻碍。用户可以通过步行或通过其他方式（汽车，火车，轮船等）来移动，并且仍然保持最佳水平的连接可能性。移动性支持对于任何新的ABC架构都是固有的。第一级的移动支持侧重于基础设施设计。部署的移动接入网络包括以分层方式连接的地理上分散的基站，其允许移动设备随着其移动而连续地连接到相邻基站。这是当前所有蜂窝网络所采用的模型（GSM，GPRS，UMTS），也是互联网社区通过移动IP为IP设备建立移动性支持的模型[14]。Macromobility移动IP [14]允许MS在改变其连接点的同时保持连接。这对于标准IP来说是不可能的，其中路由假定每个终端的永久位置。根据1根据信标，MS发现WLAN支持的特定QoS功能（如果有的话）。计算机网络4 -43本地代理通信节点隧道外部代理移动节点图4.24基本移动IP功能。移动IP，在所注册的网络（即归属网络）上分配一个沿着期限的IP地址，称为“家乡地址”。该家乡地址的管理方式与提供的永久IP地址相同到astationaryhost。当离开其家庭网络时，临时“护理地址”与MS关联并反映当前的依恋点。MS使用其家乡地址作为它发送的所有IP分组的源地址。移动IP定义了两个功能实体来实现其运作，归属代理（HA）和外部代理（FA）。HA在MS'shome网络上运行，该网络接受发往MS的所有数据包，并通过标准IP隧道将其重定向到MS的当前位置（即转交地址）。为了保持更新的位置信息，MS通过特殊的位置更新消息通知MS每次转交转交地址。FA正在MS的访问网络上提供路由服务。FA发送并传递给由HA管理的MS数据包。对于MS发送的数据包，FA可以作为默认路由器。虽然移动IP为解决终端移动问题提供了解决方案，其性能取决于家庭网络和当前连接点之间的距离。更具体地说，当流量发送到MS时，数据包首先被路由到HA，HA封装它们并将它们传送到FA进行传送。从图4.24中可以看出，这些数据包所采用的路由是三角形的。当通信节点和MS彼此紧密地定位并且远离HA时，可以观察路由。另外，当通信节点位于防火墙后面时，如果防火墙不允许从特定方向传入流量，则从访问网络传输的MS流出的流量可能会被拒绝。Mobile IPv6是移动IPv6的发展，它使用IPv6引入的功能来提高协议的性能，这两个问题都得到解决。根据移动IPv6 [P2]，FA的功能被包括在每个MS中，它能够在不需要外部代理的情况下对传入分组进行解隧道，使得整个方案更简单。另外，在接收到第一个来自通信节点的分组，MS可以利用关于其当前转交地址的信息直接向该节点发送位置更新消息。通常，通信节点可以将其出局分组的目的地地址从归属地址改变为护理MS的地址，并消除传统移动IP的三角路由问题。最后，通过建立从MS到HA的反向隧道并通过此隧道发送所有传出的分组来解决防火墙的问题。尽管这导致了相反方向的三角形布线，数据包通过MS'shome网络路由到通信节点，并被防火墙所接受.4-44广播和光通信技术微小移动性随着互联网技术越来越多地渗透到研究界的各个连接方面，已经做了许多工作优化IP设备的移动性支持。第一个观察结果是移动IP标准不适合高移动性，小地理区域。移动IP针对移动速度相对较慢的主机进行了优化，因为它需要在每次迁移后将更新分配消息发送到远处的HA，这可能会增加网络中的手持延迟和负载。为了在相对较小的区域内处理快速移动的主机，所谓的微移动协议演变而来。这些协议在管理域内运行，以实现域内边界内快速移动用户的最佳移动性支持。大多数微量移动协议建立并维持微型移动增强型路由中的软状态特定主机路由。然而，域间移动支持仅适用于标准的移动IP。这一类的三个主要代表简要介绍了：蜂窝IP，HAWAII和分层移动IP。根据蜂窝IP，接入网络中的任何节点都不知道移动主机的确切位置。数据包以逐跳的方式路由到移动主机，每个中间节点只需要知道其输出端口的哪一个就可以转发数据包[16]。为了最小化控制消息，移动主机在上行方向上传输的常规数据包被用于建立主机位置信息。这些数据包所采用的路径被缓存在中间节点中，以便定位移动节点的当前位置。为了路由寻址到移动主机的下行链路分组，由移动主机发送的最近上行链路分组所使用的路径被颠倒。当移动主机没有数据要发送时，它会定期向网关发送路由更新数据包以保持其下行路由状态。遵循被动连接的原则，空闲的移动主机允许他们各自的软件状态路由缓存映射超时。这些主机按定期的更新时间定期发送寻呼更新分组。寻呼更新分组是寻址到网关的空IP分组，其通过其IP类型参数与路由更新分组区分开。分组更新分组被发送到提供最佳信号质量的基站。与数据和路由更新分组类似，寻呼更新分组以逐跳为基础路由到网关。中间节点可以有选择地维护分页高速缓存，这些分页高速缓存与路由高速缓存具有相同的格式和操作，除了二元差异。首先，分页缓存映射具有更长的超时时间，称为分页超时。其次，分页缓存映射由移动主机发送的任何分组更新，包括分页更新分组。分页缓存用于避免蜂窝系统中发现的广播搜索过程。具有缓存缓存的中间节点只会在目标具有有效的分页缓存映射并且仅映射到映射的接口时转发分页包。如果没有高速缓存，发往空闲移动主机的第一个数据包将在接入网络中广播。虽然数据包没有经历特别的延迟，但是，加载接入网络。使用分页缓存，网络运营商可以限制分页负载以交换内存和处理成本[17]。HAWAII将网络分成在Internet上使用的自治系统层次上松散建模的域的分层结构[18]。进入每个域的网关被称为域根路由器。假设每个主机都有一个IP地址和一个域名。在移动主域时，移动主机会保留其IP地址。发往移动主机的数据包根据域的子网地址到达域根路由器，然后通过特殊的动态建立的路径转发到移动主机。当移动主机进入上述领域时，我们恢复到传统的移动IP机制。如果外地域也基于HAWAII，则移动主机将从其外地被分配转存的转交地址。根据移动IP，数据包通过归属代理转发到转交地址。当移动到外部域时，移动主机将保持转交地址不变，并且使用动态建立的路径维持连接。该协议包含三种用于路径设置的消息：启动，更新和刷新。首先启动并附加到adomain的移动主机发送路径设置启动消息。这具有为域根路由器中的该移动主机以及朝向移动主机的路径上的任何中间路由器建立主机特定路由的效果。因此，从该域根路由器到通过它连接的移动主机的连通性形成了虚拟树覆盖。请注意，该域中的其他路由器专门介绍此移动主机的IP地址。移动主机在移动主机内移动时，为了管理用户移动性，维护移动主机的端到端连接需要特殊的技术。HAWAII使用路径设置更新消息为域中的选择性路由器中的移动主机建立并更新基于主机的路由条目，以便到达域根路由器的数据包可以在有限的中断的情况下到达移动主机。何时，如何以及哪些路由器被更新的选择构成特定路径设置方案。在路由器中维护的HAWAII路径状态被称为“软状态”。这增加了协议对路由器和链路故障的鲁棒性。移动主机不常发送周期性的路径刷新消息给它所连接的基站以维护基于主机的条目，否则它们将被基站移除。基站和中间路由器依次向域根路由器发送周期性聚合逐跳刷新消息。路径设置消息只发送给域中选定的路由器，导致与维护软状态相关的开销很小。分层移动IP（HMIP）[19]是传统移动IP协议的扩展，用于覆盖微观活动场景。它引入了一个新功能，即移动锚点（MAP），以及对移动主机操作的小扩展。通讯节点和HomeAgent操作不受影响。AMAP是位于移动主机访问过的网络中的一个路由器，被用作本地代理。就像移动IP一样，HMIP独立于底层接入技术，允许在不同类型的接入网络之间移动。该协议的操作可简要描述如下。进入上述网络的移动主机将接收包含关于一个或多个本地地图信息的路由器广告。移动主机可以将其当前位置与外部子网上的临时地址绑定。作为本地代理，MAP将代表它正在服务的移动节点接收所有数据包，并将它们直接封装并转发给移动节点的当前地址。如果移动节点在外部网络内改变其当前地址，它只需要使用MAP注册新地址。因此，只有区域地址需要注册到通信节点和归属代理，只要MS在相同网络内移动，归属代理就不会变更。这使得移动节点的可移动性对于与之通信的通信节点及其家庭网络而言是透明的。具有移动IP实现的HMIP意识到的移动主机应该在发现这样的无能力的网络时选择使用MAP。但是，在某些情况下，移动节点可能只是简单地使用标准移动IP实现。例如，移动主机可以位于其主站点内的访问网络中。在这种情况下，归属代理位于访问网络附近，可以用来代替MAP。在这种情况下，移动主机只要移动就会更新归属代理。QoS和移动性支持为了改善切换期间提供的QoS，上述的移动性支持技术应该与IP QoS机制相结合，例如资源预留协议（ResourcereServation Protocol，RSVP）[20]。专为固定网络而设计，RSVP假定固定终点，因此在移动网络中它的性能问题很严重。当活动的MS改变其与网络的连接点（例如，在切换中）时，它必须沿着新路径重新建立与其所有通信节点的保留。对于流出的流量，MS必须在路由改变后立即发出PATH消息，并在通过新的连接点开始数据传输之前等待相应的RESV消息。根据发送方和接收方之间的跳数，这可能导致相当长的延迟，导致临时服务中断。由于MS没有立即执行路径重建程序，因此切换的效果甚至更加不利于输入流。相反，它必须等待由发送者发出的新PATH消息，在与RESES消息对应之前完成路径重建。简单地减少软状态计时器的周期并不是一个有效的解决方案，因为这可能会显着增加信号开销。在文献中可以找到许多提议用于子网间或子网内的RSVP。Forintra子网场景，将RSVP和微蜂动解决方案（如蜂窝IP）结合在一起的建议可以减少RSVP切换的影响，因为必须重新建立虚拟电路的最后部分。对于子网的情况，现有的建议包括预先预测，组播，RSVP隧道等。以下重点介绍子网内解决方案，可以更好地融入WLAN。Talukdar等人 [21]提出移动RSVP（MRSVP），RSVP的扩展，允许MS预先建立到所有相邻小区的路径。这些小区的所有预留被称为被动4-46广播和光通信技术预留，与MS实际上在小区中的有效预留相反。当MS从旧小区移动到新小区时，新小区中的预留变为活动，而旧小区中的预留变为被动。尽管该建议减少了路径重建的切换延迟，但是它需要增强RSVP以支持大量的被动预留，而每个AP必须保持关于主动和被动预测的大量状态信息。另外，新的实时流量在启动传输之前已经满足了所有必要的（被动和主动）保留，从而导致了可能的高阻塞率。Tseng等人 [22]提出了分层MRSVP（HMRSVP）试图减少所需的被动预测的数量。根据HMRSVP，仅当MS在两个或更多个小区的重叠区域中移动时才执行被动预留。根据Kuoetal。[23]，为了不释放和重新分配旧路径和新路径的公共路由器中的预留，RSVP被扩展为具有两个额外的过程，清理资源和资源预留。该解决方案在减少路径重建时间方面表现良好，但是显着地改进了RSVP协议.Chen et al。[24]提出了基于IP组播的RSVP扩展来支持MS。使用IP组播路由将RSVP消息和实际的IP数据报传送给MS。每个MS漫游相邻小区时，动态修改组播树，根源为MS。因此，MS的移动性被建模为组播组成员关系中的转移。通过这种方式，当MS移动到组播树所覆盖的相邻小区时，数据包的流可以立即传递给它。此方法可以最小化服务由于在切换期间重新路由数据路径而导致中断，但是它为动态多播树管理引入了额外的开销，并且需要在每个多播树中进行多次预留。所有这些方法在尝试提高移动网络中的RSVP性能时，由于预先预测而导致资源利用率低，或者需要对协议和网络组件操作进行相当程度的修改。在微观环境中，只有小部分路径发生改变，而剩余的电路可以重新使用。因此，可以考虑部分路径重建的方案，它处理交叉路由器和MS之间新部分的发现和建立。在切换期间设置部分路径所需的跳数取决于交叉路由器的位置。这种方案可以减少资源预留延迟并为实时服务提供更好的性能，而不会显着影响RSVP的操作。帕斯卡利斯等人 [25]已经提出了可以在不保留额外资源的情况下减少数据路径重建的延迟，而只需要在旧路径和新路径之间的交叉路由器中进行修改。根据该方案，MS可以在接入网内移动时获得不同的“本地”护理地址，但通过隧道，地址转换，主机路由，orany总是可以通过'全球'护理地址其他路由类型，如各种分层移动管理方案中所建议的。称为RSVP Mobility Proxy的交叉路由器处理路径的最后部分中的资源预留，并且执行全局转交地址到适当的本地转交地址的适当映射。用于部分路径重建的类似方法也由月亮等人。[26]。根据这种方案，如果MS是asender，则在路由更新完成后发送RSVP PATH消息。当交换路由器上的RSVP守护进程由路由更新消息确定时，收到事件后收到一个RSVP PATH消息，它立即发送一个RSVP RESV消息给MS，而没有传递给原来的接收者。如果一个MS正在接收，交叉路由器上的RSVP守护进程可以在检测到任何变化后立即触发RSVP PATH消息存储的路径状态或从底层路由守护进程接收匿名信息。这个PATH消息可以基于在先前的RSVP消息交换期间为流存储的PATH状态而生成。移动性管理体系结构尽管上述机制提供了如何在移动IP网络中执行切换的手段，但它们不包括何时切换的智能指令以及切换的位置。在UMTS / WLAN互通的情况下（如上所述），决策因为MS很容易，假设存在基于诸如所使用的服务和终端能力等方面的简单规则（例如，WLAN可以简单地成为所有服务和所有条件下的首选接入系统）。但是当终端必须从广泛的可用接入技术（例如，UMTS，GSM，WLAN，卫星）或甚至相同技术的多个接入系统（例如多个WLAN）中进行选择时会发生什么？如今，基于单一提供商的基础设施，即使用其基站，会计服务和其他设施，MS相对标准化而无缝移动。但是，ABC的概念支持在任何时间使用最佳的现有基础设施。根据这个想法，用户知道多个周围的移动性支持基础设施，并且可以随时选择连接到测试（可能从多种参数（如成本，带宽，技术能力，可用服务等）来判断）。可以启动和部署多个连接以获得最佳结果。连接可以从相同的移动设备到多个接入网络，或者甚至从合作的移动设备到不同的接入网络技术。这种多重归属功能必须内置在处理设备的终端的操作系统中，并且仍处于研究阶段。可用的基础设施的例子包括另一个网络提供商的基站（相同技术），另一个技术的接入网络中的基站，甚至连接从apeer MS以特别的方式共享。为了向用户提供更高的灵活性，需要一种高级系统架构，包括MS和网络中的功能实体，能够构建分布式决策系统，引导MS决定何时切换以及可用的接入系统。在过去的几年中，许多研究项目已经启动，旨在设计一个可以为用户提供ABC的集成架构[27-29]。为了给出这种架构的设计原则，简要介绍了CREDO系统[27]的基本要点。CREDO的方法如图4.25所示。这种方法的突出特点是网络和终端都有助于实现最佳的系统运行。在网络的侧面，先进的网络和服务管理系统（NSMS）协调各种接入系统，实现资源的共同管理，特别是通过这些网段之间的流量负载平衡。NSMS还能够为用户提供QoS，并为资源供应回复来自服务提供商的请求。多模MS除了能够在不同的接入系统上运行外，还具有通过称为终端站管理系统（TSMS）的管理模块提供的功能，以便利用此功能。终端上的TSMS与NSMS（通过消息交换，根据适当的协议）进行交互，朝向网络驱动的终端分配的接入系统选择。交互确保终端的“本地视图”（该区域内的无线电条件，图4.25 CREDO架构）。该终端接收的特定内容服务，与这些服务相关的QoS等级等。 ）和网络的全局视图（各个部分的流量负载，避免拥塞以保持QoS等），都被有效地结合在一起。NSED在CREDO中提出了两个主要目标：1.基于所请求的服务，用户偏好，终端配置文件和网络可用性，指导各个用户（终端）选择合适的接入网络和每个服务的适当QoS等级。这是通过短期优化过程实现的，几乎实时运行。2.监控网络基础设施，评估网络和服务级别的性能，并使用此评估来实现总需求量的最佳调节。后者是通过中期优化过程实现的，该过程用于记录系统范围内有关复合环境中网络状态和策略的信息以及用户偏好和终端配置文件。中期优化结果（也可用作预配置用于随后的短期优化）通过终端在可用无线电网络上的分配来应用。另一方面，TSMS是CREDO终端的核心，并提供以下功能：1。它接收来自应用程序的服务启动和停止请求。这样它可以跟踪所有当前正在运行的应用程序。2.监视终端状态：TCP / IP状态，网络接口状态，应用程序状态等。3.将所有收集的信息报告给NSMS。4.与NSMS一起，它选择每个时刻使用的最佳接入网络。它管理终端网络配置并提供移动IP实施。它根据所做的决定配置网络驱动程序和TCP / IP堆栈。从这个简短的概述中可以清楚地看出，网络和终端都需要增加功能，以便实现能够顺利地提供ABC的准确制定机制。这方面的研究正在进行中，但问题的复杂性和大量参数要求更详细，完整且可行的解决方案。结束语从以上讨论可以看出，移动互联网既是机遇又是挑战。这个机会是提供一个完整的系统，在没有任何用户干预的情况下提供始终最佳的连接服务。通过简单地打开他的移动设备，就可以在用户的​​质量，成本，可用性，设备能力等方面获得最好的服务，从而让用户信服用户的信心。挑战在于满足对此规定施加的大量要求。简而言之，向完全整合的移动互联网演进的关键方面包括以下内容：。向具有多种接入技术（有线和无线）以及支持快速垂直切换和无缝会话移动性的智能移动管理的高度异构网络发展。在这种情况下，3G蜂窝和WLAN之间的互通提供了一个关键的演进路径，可以为其他类型的集成铺平道路，例如使用固定和无线接入系统（如DVB-T和ADSL）。。向基于IP的网络演进，即支持基于IP的应用信令，移动管理，服务质量以及基于IP的传输到核心和网络接入的网络。。先进的IP多媒体应用程序，与互联网上的等效应用程序紧密集成。VoiceoverIP，视频/音频流，即时消息，状态，按下即可通话，其他服务将通过使用基于IP的信令协议（如SIP）启用。。提供端到端的QoS，以支持各种接入媒体上苛刻的多媒体应用。计算机网络4 -49。移动终端向软件可配置无线电的演变，可通过无线频段重新编程，并支持跨多频段的支持无线电接入技术。。强大和高度复杂的安全和AAA机制和协议。见参考文献。[1]进一步讨论。。IPv6的适应。。与无线个人区域网络（WPAN）技术整合。参考文献1. AK Salkintzis，Mobile Internet：Enabling Technologies and Services，inElectrical Engineering and Applied Signal Processing Series，Boca Raton，FL：CRCPress，2004，ISBN 0-8493-1631-6。2. AK Salkintzis，C. Fors和RS Pazhyannur，“下一代移动数据网络的WLAN-GPRS集成”，IEEE Wireless Commun。，vol.9，no。5，pp.112-124，2002. 3. AK Salkintzis，“互操作技术和WLAN / 3G集成向4G移动数据网络的架构”，IEEE Wireless Commun。，vol。11，no.3，pp。4. 3GPP TS 23.234 v6.0.0，''3GPP system to WLAN Interworking; 系统描述（版本6）“，2004年3月。5. 3GPP TR 22.934 v6.2.0，3GPP系统对WLAN互通（版本6）的可行性研究，2003年9月。6. 3GPP TS 23.060 v5.6.0，通用分组无线业务（GPRS）; 服务说明; 阶段2（版本5），2003年6月。7. IEEE标准802.11，无线局域网介质访问控制（MAC）和物理层（PHY）规范，1999。8. C.Rigney等人，Remote Authentication Dial in User Services（RADIUS），IETF RFC 2138，April 1997. 9. P.Calhoun等人，Diameter Base Protocol，IETF RFC 3588，2003年9月。10. IEEE草案standard802.11e / D8.0，媒体访问控制（MAC）服务质量（QoS）增强，2004年2月。11. Stefan Mangold等人的IEEE 802.11e for QoS support in wireless LANs，IEEE Wireless Commun.6,40-50,2003。12. 3GPP TS 24.008 v5.12.0，Mobile Radio Interface Layer 3Speci fi cation; 核心网络协议; 第3阶段（第5版），2004年6月。13. E. Gustafsson和A. Jonsson，“始终最佳连接”，IEEE无线通信，2003年2月。14.C.Perkins编辑，IP Mobility Support for IPv4，IETF RFC 3344，2002年8月。15. D.Johnson，C. Perkins和J. Arkko，IPv6中的移动性支持，IETF RFC3775，http://www.ietf.org/rfc/ rfc3775.txt，2004年6月。16. AG Valko，''互联网主机移动性的蜂窝IP网络方法，''ACMComput。COMMUN。Rev.，1999年1月。17. ATCampbell，J.Gomez和AG Valko，蜂窝IP概述，IEEE无线通信和网络会议（WCNC），NewOrleans，1999年9月。18. R. Ramjee，K. Varadhan，L. Salgarelli，S. Thuel ，SYWang和T. La Porta，“HAWAII：基于域的方法来支持全区无线网络的移动性”，IEEE / ACM Trans。网络，2002年6月。19. H. Soliman，C. Castelluccia，K. El-Malki和L. Bellier，分层MIPv6移动性管理（HMIPv6），互联网草案，http://www.ietf.org/ internet-drafts / draft-ietf-mipshop-hmipv6-02.txt，2004年6月。20.R.Braden等人，资源预留协议（RSVP） - 版本1功能规范，IETF RFC2205，1997年9月。21. A. Talukdar等人，''MRSVP：aresource reservation protocol for a integrated services network with mobile hosts''J.Wireless Networks，vol 。7，第1，2001年。22. C.-C. Tseng等人，'HMRSVP：ahierarchical mobile RSVP protocol，'in Proc。Int.Workshop无线网络移动计算机。（WNMC），西班牙巴伦西亚，2001年4月.4 -50广播和光通信技术23. G.-S. Kuoand P.-C. Ko，''无线网络中的移动IPv6的动态RSVP''，在Proc。IEEE Veh。TECHNOL。CONF。（VTC），日本东京，2000年5月。24.W.-T.Chen和L.-C. Huang，'RSVP mobilitysupport：asignalling protocol for integrated services internet with mobile hosts'，'in Proc。INFOCOM，以色列特拉维夫，2000年3月。25. S. Paskalis等人，“一种有效的RSVP /移动IP互通方案”，ACMMobile Networks J.，vol。8，2003年3月。26. B. Moon和AH Aghvami，''在IP微通信情景下的多媒体通信的可靠RSVP路径预留''，IEEE无线通信，2002年10月。27. HYLach和M.Catalyna，补充IP移动性协议的网络接入协调，http：//www.watersprings.org/pub/id/draft-lach-nac-00.txt，2003年6月。28. W. Zhang，J.Jaehnert和K. Dolzer，''a'overover的设计和评估第四代移动网络的决策策略“，Proc。VTC2003-Spring，韩国济州，2003年4月。29. MA Ro'nai，R.To¨njes，M. Wolf和A. Petrescu，“OverDRiVE移动网络中的移动性问题”，Proc。IST移动无线通信。首脑会议，阿威罗，葡萄牙，第287-291页，2003年6月。5分组交换网络中的服务质量Stan McClellan和Remzi Seker本章讨论了在分组交换网络中提供“服务质量”（QoS）时重要的几种技术和概念。不幸的是，“QoS”是一个经常用来描述与数据传输无关的许多东西的术语。在基于分组的网络中，为数据流提供性能保证的技术受到一定的限制。在这里，我们使用'''QoS''代表网络的能力来为优先传送分组流提供性能保证，并且我们讨论通常并入用于基于IP的网络的QoS框架中的技术和体系结构。这个框架允许网络元素区分特定的业务流，然后以特定的方式处理这些流，但这些流受到转发性能的广泛限制。介绍和背景就像美一样，服务质量（QoS）对于网络通信的概念是关注的。例如，在类似的传输条件下，在接收器。因此，几乎不可能将网络中QoS功能的实际部署与在应用程序（或应用程序类别）环境中对这些功能的严格评估区分开来。不幸的是，由于应用程序级需求很多且变化很大，在所有应用环境中对QoS技术进行严格评估是不可能的。此外，由于现有网络资源的实际约束，“理论上可取”与“实际可实施”之间的对应关系成为了重要的要求。尽管在基于分组的QoS技术的复杂性和性能之间取得了可接受的平衡方面取得了一些进展，但仍有一些重要的阻碍，特别是对于基于因特网协议套件（IP）的网络。一些最重要的问题涉及分布式互联网的异构，多域，生产特性以及缺乏确保跨域边界的QoS请求的强有力的方法。另外，在用户和网络之间缺乏用于通信和协商QoS要求的接口，阻止了应用程序在端到端流程中的主动参与。即使这些问题具有易处理的解决方案，仍然存在复杂的基于IP的分布式系统性能优化的难题。端到端网络性能取决于许多因素，从用于媒体压缩的数字信号处理技术到整个网络的架构，管理和策略实施技术。这些考虑因素对于多媒体流特别重要，它可能需要较高的带宽或比其他数据具有较低的延迟容限。幸好，网络优化方面的最新发展可能会克服某些情况下现有的IP QoS问题。由于IP网络的一些基本架构特征，可用于提供性能保证的技术有限。这些技术倾向于通过简单地考虑单个流的需求来形成聚合流量流，或者以不切实际的复杂性为代价来确保单个流的特定服务特性。聚合流量的整形和性能保证通常被称为“服务等级”（CoS）方法。CoS技术定义了一组通用行为，如果流被映射到合适的，正确定义的类中，这些行为可以接近数据流的实际服务需求。相反，能够实现“真实QoS”的方法通常需要不同的底层网络结构，并且交换大量的复杂性和有效吞吐量，以便对数据流的多个统计参数进行高度特定的约束。网络架构通常，通信网络可以分解为“平面”或操作类别中的功能元素。如图4.26所示，在QoS，有用分解方面存在访问，传输，管理和应用子网。在图中，用户与接入网络连接，接入网络负责执行或启用用户或设备的身份验证以及授权这些实体使用网络资源。作为授权过程的一部分，接入网络在收集用户业务的同时执行接纳控制和业务量疏导，但受到管理网络的限制。Access网络接口与核心网或传输网络交换服务等级协议（SLA）所建立的条件范围内的流量，或聚合数据流的所需边界。传输网络确保在入口点插入的一致性数据完好无损地传递到其适当的出口点，而不会中断或违反SLA。如图所示，用户可能会与应用程序图交互。4.26网络架构分解为访问，传输，管理和应用子网。4 -52广播和光通信技术驻留在特殊类型的接入网络中，与传输网络连接，或与另一个不同接入网络中的用户连接。无论交互的具体情况如何，并假设应用资源得到充分配置，接入和传输网络的特性和能力主要负责用户看到的服务质量（或缺乏）;这些能力与聚合网络的管理体系结构。配置和国家。图4.26的网络通过功能状态循环，通常与初始化（或配置）和操作模式或状态对齐。在每种模式下，网络中不同“功能平面”中的元素具有关键责任，这涉及后面章节中讨论的QoS技术。在初始化或配置状态下，配置或重新配置的主要活动。此活动可能由与自主进程相关的管理输入或数据驱动，也可能是启动的vias调度活动或异步事件。例如，子网或管理域之间SLA参数的协商可能取决于经济因素或业务关系，并且通常会导致网络配置的边界条件。这些项目相当于后续网络操作或配置输入的'初始条件'。另外，服务水平协议规定的服务与网络要素提供的服务之间的一致性必须在逻辑上遵循SLA的创建，以反映“理论”到“现实”。“为端到端服务保密性划分资源是重要的考虑因素，特别是考虑到QoS技术对网络元件稳定性的根本影响。当然，在动态响应网络中，初始化状态所涉及的活动可以导致重构子网元件函数，以解决依赖于时间的条件或优先级。SLA和元素配置如图4.26所示，其中拓扑或资源信息用于驱动配置活动。请注意，“规则”的重新配置或分配可以由用户交互，网络状态或条件或集中的，基于政策的行政行为。在操作状态下，访问和传输子网络的主要网络活动是非常不同的，并且根据初始化期间建立的配置或资源分区来执行。例如，操作访问网络负责复杂的入口功能，其中包括定形，策略，和用户数据流的逻辑区分。在这方面，整形数据流涉及预先建立的流量类的稳定性，警务涉及执行策略或访问规则，差异化涉及用户或流数据解析和映射到可用的交通工具。以类似的方式，运营传输网络负责根据接入指示和SLA建立的边界来确保端到端流的差异性。在现代分组交换网络中，这种安全性通常是通过在入口差异化过程中检查附在每个分组上的标签或标签，并将分组置于适当的预配置传输队列中来实现的。除了这些功能之外，整体管理活动还发生在子网内部和子网之间，以便在可配置的流量类之间进行粗略调整，并向基于当前网络状态的入口许可控制提供反馈。该反馈组件在图4.26中被指示为从传输实体向管理实体流动的拓扑或资源信息。作为前面讨论的一个例子，各种子网络之间的相互作用可以在单一的，简化的流量情况下进行观察，如图4.27所示。在图中，来自用户的aQoS承载请求调用Access网络中的访问控制过程，并与管理域中的配置管理和策略实体进行交互。作为认证，授权和访问控制过程的一部分，管理实体必须对动态和静态资源的可用性进行验证1当然，由于网络可能是所有大型分布式系统，因此系统所有部分的“状态”不统一的概念有点不现实。然而，这些“状态”或“模式”可能适用于孤立的子网络或元素集合，因此分类对于讨论而言是合理的。计算机网络4 -53图4.27基于QoS敏感的流量请求的子网交互。网络参数和SLA边界。基于这些准入过程的结果，可以调整接入和传输网络中的资源以适应承载业务流，或者可以将流映射到具有预先建立的业务特性的现有传输设施。行业规范。基于图4.26的功能分离网络体系结构，几个互联网工程任务小组（IETF）[1]已经开始研究基于IP的QoS技术的标准化方法。IETF目前主要将以下类别的方法归入：•。使用差异化服务的优先级（RFC 2475），。使用集成服务的预留（RFC 2210）和。多协议标签交换（RFC 3031）。IETF推荐的QoS机制很重要，因为除了它们的隐式功能分解（与图4.26兼容）之外，它们被设计为支持某些形式的QoS而不会中断Internet的基本传输体系结构。这种架构在很大程度上依赖于传统的数据包转发设备（路由器），这些设备必须高效，准确地处理大量的统计复用数据包。不幸的是，IP网络设计基于尽力而为的数据包转发，这种方法不能明确区分特定数据流的需求。事实上，IP网络的一些效率和可扩展性基于一种架构，其中中间转发设备不需要考虑显式的每个数据包或每个流的需求。因此，尽管IETF QoS机制实际上仅为聚合数据包流提供性能保证（即它们是CoS方法），但它们可能是在IP网络中服务差异化的唯一可行方法。讨论的结构在分组交换网络的核心或传输部分中重要的QoS技术在“传输机制”一节中讨论。这个讨论集中在'Qualityof Service'的定义和使分组交换网络适应多业务数据流的要求。随着宽带互联网接入的蓬勃发展，一些重要的接入网络技术在“接入机制”一节中进行了讨论.4-54广播和光通信技术传输，接入控制和其他架构因素的综合效应对于端到端QoS保证特别重要。最后，“结论”部分的结论是，为应用程序数据流部署端到端QoS机制对于下一代IP网络来说是一个非常重要的要求。传输机制Internet的当前结构在很大程度上依赖于传统路由器来存储，检查和传输数据包。这些路由器及其路由协议和转发机制是图4.26传输部分的基本组成部分。可靠，商品互联网的灵活结构主要基于确定数据包转发的路由协议以及这些转发机制的确定性行为。参考资料，图4.28包含了通用路由器的功能框图，其中显示了基本组件，如路由数据库和路由选择，数据包转发过程和拓扑更新。路由路由器的行为在逻辑上类似于职员或生产线工人的行为。物品（装配线）中的每件物品都经过检查，包装，装箱和装运以便运输。破碎的物品必须扔在一边，当所有物品都相似时，可以达到最大效率。引入“特殊”或“非标准”物品会导致资源分配和效率冲突。将QoS敏感数据流引入基于IP的网络相当于将需要特殊处理的项目交织到高度优化的装配线中。根据数据的性质（大小，形状，物品的特性），差异化运输的支持可以影响后续的所有操作[2]。例如，当代IP路由器使用路由协议来分发拓扑和可达性信息。该信息用于计算最佳的转发或下一跳路径。即使在尽力而为（传统）网络中，由于复杂的核心转发功能也可能是严重的瓶颈，图4.28通用路由结构，显示路由决策，分组调度程序和输出排队。计算机网络4 -55每个数据包的计算.1即使对于当前IP流量的一维服务特性，这些计算的复杂度也不能很好地扩展。不幸的是，支持QoS的网络中的排队和转发机制可能显着更复杂。此外，引入更高阶的，特定于应用的信息可能需要对“侦察”做出重大改变，为这些计算提供数据。为了说明这些因素，图4.28中的路由器增强了w 此外，引入更高阶的，特定于应用的信息可能需要对“侦察”做出重大改变，为这些计算提供数据。为了说明这些因素，图4.28中的路由器增强了w 此外，引入更高阶的，特定于应用的信息可能需要对“侦察”做出重大改变，为这些计算提供数据。为了说明这些因素，图4.28中的路由器增强了with支持QoS的功能，如排队策略数据库，复杂的数据包调度程序以及多个可定制的单独优先排序的输出队列。另外，路由更新（侦察）被假定为包含更高阶的信息以提供QoS感知路由计算。以这种相当简单的方式查看IP数据包转发元素的体系结构有助于强调快捷路由和交换，集成和分层路由协议的概念以及通过服务类别机制进行的每个流区分。快捷路由和交换。为了跟上快速增长的数据速率，转发算法通常在基于硬件的，面向连接的“快捷路由”中实现，该快捷路由结合了传输，网络，以及规范开放系统互连（OSI）模型的链接层。IP网络中路由和交换的这种集成可以解决QoS敏感流的一些特殊要求。然而，尽管有效的实现可能会减少简单转发操作所需的计算和内存访问，但额外的定义不清的负担，如基于策略的过滤，QoS保证度量和复杂的调度算法会增加额外的复杂度，可能不适合在硅中实现[4,5] 。交换架构倾向于在专用硬件中实现，例如可以有效处理结构化数据流的“网络处理器”。“第3层交换机”是一个向两阶段过程的演进过程，从数据流或网络拓扑收集的前向战术信息用于快速暂时重新配置后续数据包流的设备。在数据网络环境中，流量检测，快捷路由和IP交换是常用于描述此过程的术语。通常，有效的同步数据处理能力的交换机体系结构是由分布于网络拓扑结构的更慢，更高层的进程决定的[2]。这个过程是图4.26网络中初始化或重新配置状态的一部分，并且在图中显示为“规则”的协调元素的分布。但是，这种技术的缺点是部署了不同的交通基础设施，如在本地域或单域网络中。相比之下，分层和集成的路由确定方法往往更灵活，并且适合大规模多域网络的部署，但牺牲了QoS要求和服务可用性之间匹配的“精确度”。分层方法 - OSPF。将IP与各种传输技术集成的分层方法在各个OSI层的路由协议之间保持独立性。这些协议在分层解决方案中的独立性导致分开维护的数据库之间的第2层和第3层连通性信息散失。主要的IP路由协议是Open ShortestPath First（OSPF，RFC 2328），它是为传统的路由IP网络而开发的。大型路由网络通常被分成区域边界路由器和骨干网络互连的区域。每个路由器都有完整的拓扑结构视图，但拓扑结构不完整。OSPF的主要功能是在网络区域之间交换网络拓扑信息，从而减少路由流量。当链路状态改变时，路由信息在节点之间浮动，拓扑计算并行执行。以这种方式，大型路由器网络能够迅速融合到统一的拓扑学中，并且每个路由器都能够使用链路状态和带宽信息来计算后续数据包的“最佳”路径。在这种情况下，通常意味着最少的路由器跳数。该机制如图4.26和图4所示。例如，OSPF（稍后讨论）使用Dijkstra的分布式拓扑算法和可达性信息来生成加权的每跳转发规则[3]，这些信息是路由器之间的状态和资源信息（'topologyupdates'）的反馈。 4 -56广播和光通信技术入口路由器或接入集中器标签交换路径或,,隧道,,（服务类）到出口点图4.29标签交换“隧道”ininIP传输网络独立于网络拓扑。配置实体，以及路由信息的计算和使用。但是，尽管OSPF拓扑计算是有效的，但每个路由器仍然必须检查每个数据包并做出可能不包括多维QoS要求，策略规则或数据路径中所有路由器的准确转发配置的转发决策。这种对'hightouch'数据包处理的要求很麻烦，而且对于高速率或高复杂度的转发来说并不是最佳的。因此，其他技术可能在支持QoS的网络中普遍存在。集成方法-MPLS。作为下一代IP路由技术的领先候选者，多协议标签交换（MPLS，RFC 3031和3270）通过简化分组转发功能满足了对骨干网络的QoS和可用性的要求。这个简化已经完成，在图4.26的背景下，通过将每个分组路由信息的复杂分析和处理推送到入口点（接入网络），而不是在中间或内部节点（传输网络）处重复该过程。这种功能可以看作是真正的面向连接的网络的信令功能与IP网络的尽力而为的分组转发之间的合理性[2,4,6]。实际上，MPLS在传输网络中建立了一些具有特定服务特性的预先通知的路径，然后根据在接入网络中应用的对称将输入的流映射到这些路径中。标签交换背后的一般概念是指atofoftraf fi c工程，它允许arouter有效地确定一个分组的下一跳，而不必查看分组的头部或参考路由查找表。相反，具有MPLS能力的网络体系结构（如图4.26所示）将固定长度的标签附加到Access网络入口点的数据包中，以便传输网络可以使用这些标签进行转发决策。MPLS概念依赖于通过网络的预先建立或“覆盖”标签交换路径（LSP）或隧道的定义，当与适当的资源划分相结合时，可以用作服务类别的“服务类别” （CoS）实施。图4.29显示了这种配置的简化视图。在图中，覆盖LSP的结构与实际的网络拓扑结构无关。然而，服务差异化水平直接取决于沿LSP转发节点的特点。在运行过程中，接入网络中的入口路由器根据数据要求和路径可用性之间的最佳匹配将数据包分类为特定的服务类别（隧道）。分类过程中使用的数据要求可能来自流程的源或目标，用户配置文件或其他数据特征，也可能由行政手段决定。数据需求与可用服务类别（隧道）之间的映射功能是网络实现的功能。此映射也是SLA的一个重要方面，因为传输网络中的后续数据包转发会自动将数据包移动到其入口标签所指示的路径中。可用服务类别（隧道）的局限性可以看作是有限数量的通道，或者是具有独立线程的计算过程。虽然在特定的交通车道或单独的线程中可能出现瓶颈，但其他选项可用且相对独立。在尽力而为和专用QoS之间的这种妥协的结果是可能的QoS的量化1 OSPF使用小于1％的链路带宽和小于2％的CPU容量用于路由计算[3]。计算机网络4-57机制。同样，在维护单个数据流时必须引入一些失真[2]。由此产生的失真是接入网络的分类和传输网络的业务类别和排队/转发功能的抽象组合。Access部分中的交通区分方法，结合运输部分的MPLS和某种形式的动态资源分配，可能是IP网络中QoS的一种自然而有效的混合方法。然而，流量分类的特定含义，这些分类与标签的精确映射，以及在中间节点部署一致的排队和转发行为之间的端到端协调问题是一项极其复杂的任务。如果SLA的LSPsasa条件需要故障管理，则这些问题要复杂得多。在这种情况下，LSP的故障可能需要使用具有相同服务特性的不同隧道。这个问题可能需要对路径进行双重配置，并伴随交通工程的困难。在这些隧道资源的动态分配过程中保持网络稳定性是一个开放的研究，因为路由架构和转发行为之间的紧密耦合[7]。按流分化在数据通信中实现有效服务差异化（CoS或QoS）的关键因素在于传输网络处理多类流量的能力。在一个极端（确切的QoS）上，网络必须根据每个流的需求动态分配资源。在另一个极端（CoS）上，网络预先配置了服务子集，并且通过网络的流通必须根据其需求映射到“最匹配”。目前的互联网是后一种架构的一个例子，而单一的服务等级是可用的（尽力而为），其具有任意带宽但不确定的等待时间和抖动特性。这种服务级别对于文件传输等对延迟不敏感的应用非常有用。现有的公用电话网络是后一种体系结构的另一个例子，其中单一可用服务级别（专用电路）具有出色的延迟和抖动特性，但有限的带宽。此服务等级针对voicetransport进行了优化，但对于少量数据可以很好地执行。在IP网络中，探索了两种通用的QoS框架：区分服务或“DiffServ”（RFC 2475）和集成服务或“IntServ”（RFC 2210）。这两种方法都是在中间转发节点的某种形式的高级配置或资源分区上，包括确定性缓冲，排队和分组调度算法。但是，DiffServ专门设计用于实现低复杂性和稳定性的现有IP网络部署，而IntServ体系结构则会导致更高的实施复杂性和部署成本。Intservmodel是指一种模拟电路交换以根据各个数据流所做请求来预留资源的方法。在IntServarchitecture中，使用诸如资源预留协议（RSVP，RFC 2205）之类的协议来指定对诸如带宽，分组丢失，延迟和抖动之类的QoS参数的要求，而不希望中间网络能够满足该请求流量基础。请注意，IntServmodel推断要求核心传输节点保持一定数量的流量状态信息，这与典型的IP体系结构不是特别兼容.IntServso依赖于核心节点的转发行为，并且已扩展为与这些机制中的一些机制（例如，RFC 2750和RFC 2872）。相比之下，DiffServ模型将类似的流程聚合为等价类，这消除了传输节点维护流量状态或信令信息的需要。通过DiffServ，在入口处对流量特性进行一次检查，具有简单的每跳行为和由任务优化的核心节点执行的聚合策略。显然，这些机制与图4.26的分解网络兼容。不幸的是，就IntServ而言，DiffServ标记数据包的传输效率在很大程度上取决于在中间节点中实现的每跳转发行为。区分服务。DiffServ模型是指实现服务差异化的一种方法，已被定义为与现有的互联网体系结构广泛兼容。在DiffServarchitecture中，服务差异不是基于流量或每个请求提供的。相反，数据包被分类为预定义的每跳行为（PHB），它们近似于数据流的QoS要求。DiffServ4 -58广播和光通信技术图4.30 DiffServcodepoints（DSCP）示例。DSCP位占用IP报头中服务类型字节的六个最重要的位。两个最不重要的ToSbits用于拥塞通知，并且与QoS无关。分类机制使用atag，称为DiffServcode点（DSCP），它附加在IP头的服务类型字节（ToS，RFC 791）的六个最重要的位上.DSCP值由RFC 2474定义，并在图4.30与IP分组的结构有关。DSCP分类背后的思想是使传输路由器能够方便快速地将数据包分类为不同类型的输出队列或基于DSCP的PHB。方形标签进入方队列。圆形标签进入一轮队列。正方形队列中的数据包与圆形队列中的数据包的处理方式不同[8]。为了实现分布式配置，独立管理的网络实现了一个全知的霸主节点，有时称为带宽代理。该节点代表用户或应用程序用作请求通信传输网络的aproxy。这个总体功能在图4.26中显示为管理网络的“策略数据库”和“QoS服务器”。这种架构的一个问题是，单独管理的网络可能采用不同的技术，策略和网络管理策略，从而使端到端协调变得困难。此外，由于DiffServ利用将每个流的复杂性推送到网络边缘的体系结构，因此只能在Access网络中执行流量监管功能。这种配置是非常敏感的配置，因为隐含的内部信任域意味着内部转发器不执行整形等。结果是，SLA验证和执行对于防止不同网络领域中特定流量类别的定义之间的“相对伦理”效应至关重要。虽然DiffServ模型定义了PHB和流量分类的集合，但它没有规定实现PHB所指示的服务类别的明确机制。DiffServ加速转发类（EF）旨在为需要最小延迟和抖动的流提供最高级别的聚合QoS。其他类（如确保转发（AF）和尽力而为（BE））详细说明了流之间的粗略损失界限和相对优先级。加速转发最高优先级的DiffServ分类称为加速转发（EF，在RFC 3246中定义）。EF背后的想法是模拟“虚拟租用线路”，保证每个路由器沿传输路径的最小排队。以这种方式，EF类希望对延时和抖动提供保证，这对同步数据流（即视频和音频）非常重要。不幸的是，由于无法区分个体交通流，只有聚集的EF流才能得到所需的处理。这会在传送单个EF流时产生抖动。使这些影响最小化的唯一方法是实践“总体过度配置”，只有EF可用带宽的小部分可用，并且只允许EF流不允许[8]。确保转发最复杂的Diffservclassification称为确保转发（AF，RFC 2597中定义）。AF指定创建四个独立的AF类，每个都有三个亚型。这种分类需要12个DSCP值，如表4.1所示。计算机网络4-59表4.1保证转发（AF）DSCP值的二进制和十进制。DSCP值占用IP报头中服务类型字节的六个最重要的位丢弃优先级子类型CoS（可能性）（x）AF1x AF2x AF3x AF4x''Gold''Low（不可能）x¼1001010（10） 010010（18）011010（26）100010（34）''''''中等x'= 2001100（12）010100（20）011100（28）100100（36）''青铜''高（可能）x = 300110（14）010110（22）011110（30）100110（38）AF类别之间的差异与不同级别的转发保证有关。每个AF类别中的子类型表示“类别优先级别”或类别中的相对重要性如表4.1所示。每个转发节点（路由器）为每个AF类分配资源，例如缓冲区空间，带宽等。基于这些资源，交通流有效地保证每个班的数据包都将按照期望进行转发。传输可以超过这些资源，由他们自己的风险来描述，如'dropprecedence'所述。'Acongested DiffServnode更可能丢弃具有更高丢弃优先级的AF数据包。因此，在AF指定的范围内，转发取决于arouter上的瞬时流量负载，可用资源与所需资源的比较以及每个数据包的丢弃优先级之间的关系[8]。尽力而为转发最低的Diffservclassi fi cation是当前互联网众所周知的最佳努力（BE）行为。因此，通过将数据包分类为BE（差），AF（更好，有条件）或EF（最佳），可以对服务水平进行粗略区分。排队和转发机制。当然，Diffservclassification或DSCP标签仅仅是Access网络关于如何在传输中处理数据包的建议。这些建议必须由传输网络中的单个转发节点来执行。一些流行的排队和转发机制（PHB）在表4.2中列出，并在下面进行描述。在适当的情况下，这些机制可以适当地处理各种业务类，包括等时（或时间敏感）业务。加权公平队列（WFQ）WFQ是一种自动管理算法，它使路由器能够在流量负载较高时为分组转发提供一致，公平的响应时间。aWFQ机制的通用框图如图4.31所示，其中根据流量的某些固有特性，将分组分类为输出队列。用于基于IP的网络的通用分类方案包括传输地址或协议，应用协议或用户信息。分类后，数据包按照从某些外部输入获得的优先级或权重来安排输出（转发）。WFQ权重可以来源于管理资源，来自网络条件的反馈，业务处理策略或其他输入。WFQ分配给流的权重表4.2。用于IP服务区分的一些排队机制排队机制注释先进先出（FIFO）或数据包按其到达顺序转发，并且不执行或保证服务“尽力而为（BE）区分”。加权公平队列（Weighted Fair Queuing，WFQ）将交互式业务量插入队列的前端以减少响应时间; 那么剩余的带宽将在其他流程之间共享。基于类的加权公平包被分解成多个类别（“类”）的队列排队（CBWFQ）以进行细粒度的区分。WFQ调度分别适用于每个类别。4 -60广播和光通信技术图4.31加权公平队列（WFQ）数据包流图显示了分类，排队和基于优先级的输出调度。确定在该流中排队的分组的发送顺序。通过适当的配置，WFQ可用于将交互式或同步时间表安排在输出队列的前端，以减少响应时间。剩余的流量则根据分配的权重相当大地减少剩余带宽。基于类别的加权公平队列（CBWFQ）基于类别的加权公平队列（CBWFQ）是特定类型的WFQ，它使用传入流量的各个方面对数据包进行分类或转发。CBWFQ扩展了基本的WFQ，包括支持具有特定特性的用户定义的流量类。在这种情况下，可以使用目标参数或行为（如最小带宽或最大队列深度）来设计流量类。这些特性为网络拥塞时的数据包转发提供了界限。当转发节点遇到这些边界条件时，CBWFQ的行为可以包括用于队列管理的基于类特定策略的动作，例如“taildrop”或“时间排队”度量标准。一般来说，流量不匹配任何配置的类都会得到尽力而为的处理。一旦分类完成，流量类将根据可能附加到特定物理接口的apolicy图进行优先级排序和排序。各种排队规程可以在特定班级内实施。例如，严格的atraf级别的优先级排队会允许延迟敏感的数据，例如voicetbobscheduled在其他队列中的非语音数据包之前进行传输。这种配置有效地为其他业务提供等时的流量优先处理。其他方法如前所述，传统IP网络中的一个基本问题是核心转发器（路由器）所推荐的工作负载。此工作负载可能包括复杂的每个数据包计算或使用不可用或大量的每个数据包数据。“每个流动”（QoS）和“可扩展性”（CoS）之间的基本权衡的替代方案可能与预处理数据包流量，调整基于网络的拥塞控制机制或使用动态数据流，数据包状态。动态分组调度（DPS）。IntServ类型机制（如RSVP）的一个重要问题是流量状态可以呈指数增长，这对于核心转发设备来说不是可以满足的要求。动态分组状态（DPS）是扩展分组头部以包含由转发节点更新的流特定信息的流量状态的替代方法[9]。DPS体系结构使用入口分类和有效核心转发（如DiffServ模型），但将计算机网络概念4 -61 a''tag'概括为可执行对象或具有可变每跳内容的指示符。使用DPS，接入网络中的入口路由器预先计算必要的参数并对数据包进行分类，而传输节点将每个数据包信息（“流量”）与瞬时网络条件（“网络状态”）动态组合，并更新数据包头以便在后续节点。该体系结构在相对静态的DiffServ体系结构和RSVP的显式流量状态要求之间是合适的，其中核心路由器根据分组分类和网络条件执行简化的调度。这种结构在逻辑上与现代有效的医疗服务提供商网络非常相似，在这些医疗服务提供商网络中，'一般'实习医生在将患者转介给上游专家之前对患者进行预先分类，并进行部分诊断和治疗。但是，DPS技术可能很难用传统的路由器功能来实现。交通拥堵控制。QoS和拥塞控制机制之间的联合优化是IP QoS的另一种方法，它可能具有显着的优点，尤其是因为它与图4.26和DiffServ / MPLS [9]的分解网络架构兼容。从某种意义上说，新IP技术展现“TCP友好”行为的传统要求从根本上限制了QoS替代方案的潜力。但是，诸如DiffServ / MPLS之类的流聚合方案需要对每个聚合进行某种形式的拥塞控制。在CoS范例中，流量类的隔离可能会改变所有流量类对TCP友好性的严格要求，这可能会导致某些流量类中更好的QoS机制。特别是，每类拥塞控制机制可以通过隔离来自其他数据包流的等时同步链路并应用根本不同的，更合适的拥塞控制来弥补CoS和QoS之间的差距。访问机制除了依赖核心技术之外，接入技术的全面评估对于开发和验证功能齐全，可广泛部署的QoS框架至关重要。这里，术语“接入技术”用于包括应用层需求之间的交互，以及存在于边界之间的网络协议应用和网络，本地网络的逻辑拓扑以及各种网络架构提供的独特物理层功能。在讨论各种接入技术的QoS能力时，显然QoS要求表现在网络边缘或入口点之前（或代替）通过/在子域之间传播。此外，通常通过非常不直观的物理环境来实现入口。这些QoS要求必须与总体网络策略以及访问控制和资源授权机制相协调。有了这个理解，DiffServ模型可以是接入网络架构的一个重要方面[10]。策略和访问控制除了网络和流量工程，服务提供商切换协议以及满足延迟，抖动和转发约束的体系结构等与传输有关的问题之外，一个重要的QoS指标是用户配置文件，动态服务配置和服务级别之间的相互影响在接入网络中验证。尽管传输网络可能被过度配置以有效处理某些“行为聚合”中的流量，但是“接入网络中的带宽通常受到严格限制，或者以非分层方式共享。例如，使用IEEE 802。11宽带互联网接入的无线局域网（WLAN）“热点”具有广泛的商业吸引力[11]。然而，WLAN网络使用策略，接入控制和授权机制以及WLAN“热点”的OSI第1层，第2层和第3层QoS技术的集成既不是微不足道的，也不是标准很好解决的。基于策略的网络。基于网络规定的策略启用，管理和验证QoS的技术在现代基于IP的接入网络中至关重要。特别是，“边缘”的接入能力（第2层）和“上游”或传输能力（第3层）的交互工作中的QoS配置和SLA管理没有很好的定义。尽管接入网络支持QoS机制，第二层和第三层服务质量或访问控制之间的断开导致综合服务质量配置的缺乏，4-62广播和光通信技术图4.32基于策略的网络通用体系结构用户配置文件。政策分发/执行以及SLA对端到端流量的验证。例如，尽管IEEE已经提出标准在WLAN领域中提出QoS的某些方面，但这些方法与基于IP的机制截然不同，并且可能无法在没有某种互通功能的情况下直接部署。大多数技术命题之间的一个共同点是隐含地依靠acentral基础设施来定义，传播和管理QoS特性。当然，这些集中式设施依赖于严格控制，分布式基础设施强化，评估和报告这些策略。该体系结构与图4.26的网络分解兼容，图4.32中显示了QoS感知和策略访问控制的重要元素。在图4.32中，身份验证，授权和记帐的任务显示为托管在网络的不同部分中的逻辑上不同的功能。此外，访问子网络（在这种情况下是WLAN热点）显示为与访问控制功能不同，访问控制功能由授权功能，网络策略和“传送过滤器”的组合功能组成。如图所示，用户到网络的连接首先触发认证过程，这取决于网络策略（“静态”）和网络信息（“动态”）。认证后，授权过程还使用这些网络参数来编制和分配特定的每用户策略（“访问控制”）给Access网络中的元素。这些元素控制对网络资源的访问以及流量或使用统计信息与计费功能的通信。这种体系结构所关注的技术包括Diffserv / IntServ，MPLS，SLA验证和供应等传输考虑因素，以及诸如数字用户环路（DSL），无线局域网技术（IEEE 802.11）等接入考虑因素以及它们与电话网络的关系。此外，多网络访问控制体系结构（如IEEE 802.1x）可能在各种场景中实现QoS方面发挥重要作用。当然，在商业企业中，最重要的功能要素包含在“会计”区域中。虽然这些功能是通过身份验证和访问控制功能进行门控和馈送的，但在这里，关于评级和计费机制的特定讨论超出了范围。访问控制。受控网络中的访问控制和策略分配是强有力的命题。现有技术在IP网络这方面可能非常有用，它是用于基于端口认证的IEEE 802.1x框架[12]。在802.1x架构中，网络访问仅限于基本功能，直到认证过程完成。根据认证结果，可以对网络访问进行门控，并授权服务。802。1x体系结构也是有趣的计算机网络4 -63，因为它明确规定了用户凭证的集中控制以及与全网QoS或CoS策略的协调，如图4.32和图4.26所述。在802.1x中，认证对话的参与者是Supplicant，Authenticator和Authentication Server。通常情况下，认证服务器是管理子网的一部分，Authenticator是Supplicant尝试使用的Access网络的一部分。在使用网络服务之前，请求者向认证服务器发起认证请求。该认证对话由认证器进行中介，并且可以基于诸如可扩展认证协议（EAP，在RFC 2284中定义）。对于移动用户，认证对话通常在不同的网络域中的认证服务器实体之间中继。在身份验证过程成功完成之前，Authenticator可防止请求方在下游点对点网络传输和上游身份验证基础架构之间进行转换时获得网络访问权限。典型地，认证会话通过诸如RADIUS（RFC 2865）之类的众所周知的认证，授权和记账（AAA）协议来传送。EAP与RADIUS的互通很好地定义了（RFC 3579），并且几种认证协议可以通过EAP / RADIUS组合来介导，包括公钥和数字证书。RADIUS身份验证架构是一种非常灵活的请求/响应对话，其中信息在“属性/值”对中进行交换。在这种体系结构中，认证服务器可以咨询alocal（内部）或远程（外部）用户数据库，以及对其他管理域中的RADIUS服务器的代理身份验证请求。由于802.1x不直接依赖于AAA传输协议，因此它也与增强的身份验证基础结构（如DIAMETER（RFC 3588）兼容），这可能在部署IPQoS时变得更加重要。与RADIUS相比，DIAMETER传输提高了可扩展性，会话控制，安全性以及可在QoS敏感环境中利用的其他优化。表4.3总结了RADIUS和DIAMETER之间的一些重要差异。对于管理基于QoS的请求可能特别有用的DIAMETER方面与会话控制（命令扩展和会计事件的解决）和安全性（灵活加密）有关。除了简单的RADIUS授权以及与复杂的身份验证基础架构相结合之外，802.1x框架还可用于QoS / CoS环境，以动态地为Transport和Access子网络中的网络组件提供特权，策略，配置和记帐要求。通过身份验证过程进行门控，802.1x使网络元素能够根据个人权利修改访问权限。虽然经过RADIUS认证的会话已经可以提供有限的服务授权，但802.1x会为服务配置创建一个强大的框架，导致了细粒度的动态特权授权的可能性。这种动态的用户/网络配置控制在流行的宽带接入网络中特别重要。宽带接入随着宽带接入价格的不断加速侵蚀，QoS正在成为网络运营商的重要组成部分。参照图4.26和图4.32，接入网络（例如DSL接口或WLAN热点）可以由独立的“网络接入提供商”（NAP）操作，该网络接入提供商在操作上与“网络服务提供商”（NSP） ）运营传输网络。这些网络都可能包含应用程序子网，并且都可能包含管理子网。应用程序网络中的应用程序服务，NSP和/或NAP可能与外部“应用服务提供商”（ASP）有业务关系。这些单独的企业之间的界限由于影响端到端QoS的实现的技术，功能责任和网络策略而变得复杂。在下一节中，我们将重点讨论与图4.26和图4.32的流行QoS / CoS架构以及图4.27的场景兼容的宽带接入网络的某些特定方面。无线局域网和无线电话。通用移动通信系统（UMTS）作为支持多媒体业务的未来高速，高​​带宽移动通信系统已被广泛推广。然而，DIAMETER具有可靠的消息传递（每跳重传和心跳），增强了故障转移并使对等服务器的可达性状态更加精确。可扩展性AttributeLength 24位8位DIAMETER允许每次传输更大的属性值（“有效载荷”）。标识符32位8位DIAMETER增加并发未决消息的数量（“窗口”）。对齐32位8位DIAMETERHeader条目和属性数据必须对齐32位边界以提高处理效率。Indirection Proxysupport DIAMETER中的分布式集中式本地化（每跳）故障检测允许代理服务器启动故障转移和重新传输.RADIUS使用对等服务器进行的端到端重新传输。会话供应商特定的属性和属性DIAMETER具有供应商特定的命令控制扩展命令以及供应商特定的属性以启用定制并保持互操作性。会计解耦独立联合STOP DIAMETERA验证/授权来自验证STOP消息的路由和处理方式可能不同，并且授权不是会计消息以改进会话记帐安全性记帐解决方案仅限各种会话DIAMETER允许用户，会话，次集合和多会话ID关联帐户。安全加密IPsec，TLS Sharedsecret单独的DIAMETERAttribute / Value对可以进行数字签名/加密，以防止通过代理/中继服务器进行观察/篡改。现有网络达到UMTS标准，无线局域网技术已被用作一些UMTS服务的接入网络[11,13]。使用基于WLAN的技术需要UMTS网络标准所能接受的特定QoS等级。不幸，OSI第1层/第2层WLAN QoS技术和基于IP的第3层技术之间的协调并不是由不同的标准组织所特定解决。此外，当诸如WLAN的替代接入网络技术允许本质上共享的网络附接时，商用UMTS数据服务的配置和计费可能是复杂的。为弥合这一差距，第三代合作伙伴计划（3GPP）描述了UMTS和WLAN技术互通的各种场景，其中包括通过WLAN接入网络计费使用UMTS核心网络服务[14]。除了针对各种网络层的单独QoS技术问题，以及针对单独拥有和管理的Access，Transport，和管理网络，WLAN“热点”的使用引入了另一个变化：一个接入网络共享网络操作员，他们使用QoS作为用户接入点的杠杆点。在这种情况下，多个UMTS运营商共享基于WLAN的接入网络，这些网络可能独立拥有和运营。在这种互连中，图4.2.8的体系结构基本上在每个参与的子网络中被复制，并且子网络之间的策略管理框架计算机网络4-65成为用户，运营商和子网络之间的整体SLA的明确的关键部分。一般来说，在每个独立的网络区域建立一个“主”政策经纪人。然后这些主代理将与订户数据流相关的QoS策略控制到它们各自的网络中。在这种情况下，接入网络的QoS强制机制（可能包括网络特定的CoS映射和分类功能）必须独立应用于受不同传输网络策略结构影响的数据流。显然，这种情况会带来巨大的后勤问题，特别是在组成网络的QoS策略中存在冲突，遗漏或不准确的情况下。尽管UMTS网络运营商想要控制向用户的服务传送，就好像他们的终端直接连接到UMTS网络一样，干预的非UMTS接入网络在数据路径中创建'间接'的水平。尤其是，动态服务需求可能依赖于两个网络中的可变资源或能力，并且可执行的网络级策略的确定可能需要进行一些协商。在这些场景中，QoS和不同子网中的策略实体之间的关系可能是分层的，对等的，或混合架构。这种“QoS /策略架构”的结构和管理对于促进动态流量流尤其重要[13]。数字用户环路。需要QoS / CoS机制的接入技术的另一个例子是固定的宽带网络，如数字用户环路（DSL）。存在与图4.26和图4.32所描述的体系结构兼容的各种机制。事实上，DSL用户拥有与aprovider提供的基于DSL的接入网络接口的私有WLAN接入点并不罕见。这种设置只是图4.32的微光扰动，并且与前面讨论的UMTS / WLAN场景密切相关。对于基于DSL的接入网络，控制每个子网络的实体可能是组合的，或者互联网服务提供商（ISP）或NAP可能是与NSP不同，它也不同于ASP或ASP的集合。无论业务安排和关系如何，如果ASP提供需要服务保证的应用程序，例如流视频，VoIP等，NSP必须保留传输资源或提供适当的映射到现有CoS隧道，并且NAP必须保留或启用Access资源，以便适当地映射到所请求的QoS。在这种情况下，技术障碍倾向于比独立实体之间的“企业对企业”政策协调问题更易于引入，并且比在多个UMTS服务提供商之间共享单个WLAN接入网络的情况更简单。在DSL场景中，基于传输网络（NSP）指示的配置参数的接入网络（NAP）中的资源执行是可以优先选择的层次结构。另外，由于承载网络的安全性和稳定性问题，如图4.26的“QoS服务器”所示，“透明的”基于代理的请求/配置架构是必要的。通过这种集中式体系结构，特别是在RADIUS / DIAMETER AAA协议的环境中，潜在用户配置文件和动态网络配置之间的明确关系，是非常合理的 - 只要传输网络要么过度配置，要么配置了充足的CoS解决方案。为了实现这样的架构，接入或传输网络必须在用户（“网络服务接入点”或NSAP）的入口/出口的物理位置与可用的覆盖隧道或QoS设施之间执行“路由对齐”。例如，对于基于以太网的接入网络，可以使用基于帧的CoS映射到接入多路复用器的预配置电路。认证过程完成后，用户和NSAP信息必须转发到具有用户权限的集中式经纪人跨参考网络策略，然后下载以重新配置入口和核心设备。任何状况之下，来自NSP传输网络的准入控制反馈可能会导致边界或入口路由器的不同排队/转发策略，以及基于DSL的接入网络上游部分的流量控制（整形，管制）[15]。结论真正的“QoS”保证是下一代基于分组的网络的特征，它将对先进的网络敏感型应用的部署产生深远的影响。特别是，应用特定流量要求与现有技术的现实约束之间的交互作用-46广播和光通信技术必须慎重考虑。不幸的是，数据和多媒体流QoS的有效传输预示着足够的带宽，延迟，抖动，并且比大多数网络通常可以容纳的更高阶的保证。为基于分组的多媒体提供足够的QoS对于电话网络来说是困难的，这些电话网络是为语音传输而构建的。为等时数据流提供足够的QoS对于IP网络来说是困难的，这些IP网络是为尽力而为的数据而构建的。在基于IP的网络中，这些限制的结果是实际实施的首要要求。这种情况导致了CoS机制的定义，其中传输网络提供了一些服务聚合的集合，而入口接入网络的任务是将传入流的需求映射到这些可用的传输上 - 受限于一些网络强加的指标。在大规模分布式系统上的端到端性能优化至多是困难的，QoS / CoS严格保证的概念将取决于相邻网络域之间定义的服务水平协议（SLA）。在网络运营商和子网络域之间的边界上包含这些SLA的谈判和执行机制必须与实际应用的实际性能相结合，并对其进行衡量，以确定其有效性。另外，每个用户对QoS的期望取决于每个网络的接入，传输和应用部分的配置和功能。Access端子网络及其与传输和管理子网络的关系是寻求端到端QoS / CoS保证的一个特别感兴趣的领域。在基于IP的范例中，每个流的复杂性大部分都会显式传输到接入网络，这种情况曾经被认为是可以接受和易于聚集的时尚。在动态环境中，访问网络功能从属于管理上游子网络的CoS功能的体系结构更有效地解决了每个流需求与特殊访问功能（如WLAN或DSL实施中可用的访问功能）之间的映射。实质上，这种实现需要将特定的接入网络功能与传输网络的配置（可用服务类别）和每跳跃行为（可用排队机制）相集成。在这种情况下，基于网络的QoS保障演变的下一个可能步骤可能会促使图4.26的各个子网之间的“反馈”。通过适当组合基于网络的策略，可编程网络元件以及子网和应用程序之间的动态反馈，甚至可以调整有限的服务等级以提供QoS敏感应用所需的响应。参考文献1.互联网工程任务组（IETF），IETF征求意见（RFC），http：//www.ietf.org/rfc/rfcNNNN.txt，'NNNN''RFC号码的全文。2. S. McClellan，K. Burst和G. Grimes，“基于网络的分布式医疗中的问题和技术：先进的网络技术”，Proc。第四次世界大会 INTEG。德。Process Technol。，Kusadasi，土耳其，1999年。3. JT Moy，OSPF：互联网路由协议解析，Reading，MA：Addison-Wesley，1998。4. C.梅斯，“更好的路由选择的成分？阅读标签，“IEEE Internet Comput。，vol。2，no.5，pp。10-15，1998. 5. P.Dumortier，“Towardanew IP over ATMroutingparadigm”，IEEE Commun。MAG，第一卷。6.G.Hagard和M.Wolf，''ATM网络中的多协议标签交换'，'爱立信修订版，第1期，pp.82-86,1988。3，1-12，1998。7. JL Marzo，E.Calle，C. Scoglio和T. Anjali，“QoS在线路由和MPLS多级保护：一项调查”，IEEE Commun。MAG，第一卷。8. M. Stricklen，B. Cummings和S. McClellan，“Linux和下一代互联网”，Linux J.，73,90-98， 9. M.Welzl和M.Mulhlhauser，“可扩展性和服务质量：抗争？”，IEEE Commun。Mag。，vol.7，no。6，pp.32-36，2003.Computer Networks 4 -67 10. J.Evans and C.Fils fi ls，'Deploying diffservat the networkedge for tight SLA，part1，'IEEE Internet Comput。，vol.8，no。1，11. S. S. McClellan，S. Low和W.-T.Tan，“Disruptivetechnologies及其对全球电信的影响”，Advances in Computers，M.Zelkowitz Ed。 ，vol。61，Academic Press-Elsevier：San Diego，CA，2004。12.IEEE standard for local and metropolitan area networks -port-based networkaccess control，IEEE Std 802.1X-2001,2001。13.Wang Zhuang，Y.-S。甘，K.-J.Loh和K.-C. Chua，“集成UMTS和WLAN环境中基于策略的QoS管理架构”，IEEE Commun。MAG，第一卷。14. 3GPP TR 22.934，ver.6.2，3GPP系统对无线局域网（WLAN）互通（版本6）的可行性研究，2003年9月。15.C。 Bouchat，S. van den Bosch和T. Pollet，“DSL接入中的QoS”，IEEE Commun。MAG，第7卷，没有。9，pp.108-114，2003。.......................................... 5 -4佛罗里达大西洋大学5.4概要和结论................................................. ... 5 -5 Ad hoc无线网络是没有定义好的基础设施的通信网络。这些网络根据需要建立，以满足特定的通信需求，并在短时间内存在。网络中的通信设备可能是移动的，并且与固定的拓扑结构没有关系。随着设备移动，网络拓扑结构发生变化。设备在网络中作为交换信息的来源和目的地，它们也作为位于彼此通信范围之外的两个设备之间的中间设备存储信息。这些网络具有动态拓扑，带宽受限的可变容量无线链路，能量受限的操作和有限的物理安全。这些网络具有商业和军事应用的巨大潜力。它们对于提供支持无线通信基础设施的存在是有用的，或者它的部署在经济上不可行。他们的潜在应用包括紧急情况，医疗保健，家庭网络和灾难恢复操作。在本章中，将讨论ad hoc无线通信网络带来的机遇和挑战。5.1引言为了满足日益增长的快速可靠的信息交换需求，通信网络已成为社会不可或缺的一部分。信息技术的最新进展和移动通信设备的小型化已经提高了无线通信环境多样性的使用和有效性。由于这种显着增长，无线网络已经发现了新应用的快速变化和发展。其中一个变化就是移动ad hoc无线网络的发展[4,8]。无线网络已经存在了几个世纪，但通信媒介和其使用机制在整个历史中都发生了变化。早期的无线网络只能使用人声，烟雾信号和/或反射表面等声音和视频通信手段来传递信息。随着技术的进步，通信的新型高效手段（电磁和光学无线）以及它们使用的有效机制现已可用。Ad hoc无线网络具有没有固定基础设施的通信设备。它们是自组织和自适应的[5]。随着设备移动网络拓扑结构的变化。这些网络中的设备不仅是交换信息的来源和目的地，而且还作为中间设备广播和光通信技术在位于通信范围之外的设备之间传递信息。这些网络的特点是动态拓扑，带宽受限的可变容量无线链路，能量受限的操作以及有限的物理安全[4,11]。Ad hoc网络在商业和军事应用中具有巨大的潜力[8,9,11,15]。这些网络对于提供固定基础设施存在的通信支持特别有用，或者固定基础设施的部署在经济上不可行。它们可以用于军事行动，紧急情况，医疗保健，学术环境和家庭联网等领域。例如，灾难情况是：地震和洪水，救援队需要在没有固定网络的情况下进行协调; 军事行动，当沟通处于不利的环境时; 企业，雇员共享信息; 学生使用笔记本电脑参加互动讲座; 和其他许多类似的情况。这些网络在特定的时间内满足当前的网络需求; 当需求消失时，网络也会消失。确保设备之间的有效通信是无线ad hoc网络中的主要挑战之一。由于每个设备的无线传输范围有限，因此设备需要通过转发数据包到达目的地，作为中继站与其传输范围之外的设备进行通信。因此，无线网络需要解决广泛的问题，如低带宽，移动性和低功耗的路由协议。移动设备在动态但合作的环境中共同工作，以维护沟通渠道。移动设备有可能在ad hoc无线网络中传播并失去与其他移动设备的通信。在这种情况下，可以将自组织网络分成两个独立于自组织的网络。此外，当两个网络中的移动设备彼此靠近时也是可能的，他们可以融合成一个更大的ad hoc网络。可以想象管理这种动态通信环境所面临的挑战[2,12,13]。传感器网络是另一种形式的ad hoc无线网络。在传感器网络中，移动设备可以像稻谷一样小，数量在数万个。这些设备在发送，接收，处理和供电方面都是自给自足的。传感器可编程用于任何应用[8]。本章讨论ad hoc无线网络发展中面临的机遇和挑战。下一节讨论ad hoc无线网络提供的应用程序和机会。“挑战”部分讨论了使用ad hoc无线网络的挑战。最后，“摘要和结论”部分为本章提供了结论和结论。5。2应用和机会当需要有限的网络环境需要有限的时间时，使用Ad hoc无线网络。这些网络提供了重要的机会，并且在通信基础设施不存在或很难在时间限制内建立的许多情况下使用。通常，这些应用程序包括：。在灾难情况下搜索和搜索应用程序。国防（军队，海军，空军）应用。医疗应用。学术环境应用。工业/企业环境应用许多其他应用可以使用ad hoc无线网络。然而，在本章中，我们将重点放在上面列出的5个[6]。搜索和救援应用程序当我们遇到地震，飓风等不幸情况时，或类似的灾难，ad hoc无线网络可能在搜索和救援行动中非常有用。在人口稠密的地区，灾难耗尽了电力和通讯能力，因为它们破坏了基础设施。无线网络可以建立在没有基础设施的无线网络上，并提供各救援组织之间的通信以协调救援行动。无线传感器网络（另一种形式的自组织网络）可以用来搜索幸存者并按照时间方式提供护理。救援行动也使用机器人搜寻幸存者。这些机器人使用无线ad hoc网络与其他人进行通信以协调其活动。根据adisaster受影响区域的大小，机器人可以通过形成一个ad hoc网络，搜索该地区和收集信息来加速搜索。所收集的信息可以进行分析和处理，适当的救济/帮助可以在需要的地方轻松指示。国防应用Securecommunications是成功的防御操作的关键方面之一。许多防御操作在通信基础设施不可用的情况下发生。在这些情况下使用无线ad hoc和传感器网络是非常有用和便利的。参与防务行动的不同部队（军队，海军和空军）也需要保持与其他部队的通信。空中力量飞行的信息可以建立一个特别的无线网络，用于彼此之间的通信，共享图像和数据。移动中的陆军和海军组也可以建立使用ad hoc无线网络。这种通信的优点是ad hoc网络随个人和设备而移动。信息收集是许多无线（特别是传感器）网络应用中的一个。用于防御目的的智能聚会可以非常有效地使用传感器网络。用于这些应用的传感器基本上是一次性的并且仅使用一次。传感器大量部署以通过空气或其他适当方式收集智能区域。由于它们的尺寸很小，这些传感器将在空中停留一段时间。虽然暂停，他们可以收集他们编制的信息收集，处理信息，在附近的传感器之间共享，达成共识，并将信息传输到中心位置。这些信息可以在中央处理设备中进行分析，并且可以对下一步做出决定。传感器网络也可用于跟踪对象或目标，这是防御设置中的关键应用之一。随着半导体技术的快速发展，电子设备的规模在不断缩小。与此同时，这些器件能够召集更高和更高的处理能力芯片。这些进步促成了可穿戴计算机的发展。可穿戴计算机的想法并不新鲜，但由许多计算机（或传感器）组成的asmartdress的想法相对较新。Asmartdress本质上是一个小型计算机的特别网络，随身携带，随身携带。微型计算机通过微型线路或无线方式连接，可以相互交换信息，处理信息，并采取一个行动，如果所有的先决条件都满足，它们将被编程。Asmartdress可能被编程为监测个体的特定状况和生命体征。这对于战斗情况下的国防人员来说可能非常有用。受监控的信息可以根据需要进行处理并通过礼服进行适当的操作。Asmartdress甚至可以指出问题的确切位置，或者在需要时寻求帮助。医疗保健应用程序在患者和医疗保健机构之间交换多媒体（音频，视频和数据）信息对于紧急和紧急情况非常有用。一名正在通过ambula过境到医院的人 可以彼此交换信息，处理信息，并采取他们被编程的行动，如果所有先决条件都满足的话。Asmartdress可能被编程为监测个体的特定状况和生命体征。这对于战斗情况下的国防人员来说可能非常有用。受监控的信息可以根据需要进行处理并通过礼服进行适当的操作。Asmartdress甚至可以指出问题的确切位置，或者在需要时寻求帮助。医疗保健应用程序在患者和医疗保健机构之间交换多媒体（音频，视频和数据）信息对于紧急和紧急情况非常有用。一名正在通过ambula过境到医院的人 可以彼此交换信息，处理信息，并采取他们被编程的行动，如果所有先决条件都满足的话。Asmartdress可能被编程为监测个体的特定状况和生命体征。这对于战斗情况下的国防人员来说可能非常有用。受监控的信息可以根据需要进行处理并通过礼服进行适当的操作。Asmartdress甚至可以指出问题的确切位置，或者在需要时寻求帮助。医疗保健应用程序在患者和医疗保健机构之间交换多媒体（音频，视频和数据）信息对于紧急和紧急情况非常有用。一名正在通过ambula过境到医院的人 并在所有先决条件都满足的情况下采取他们编制的行动。Asmartdress可能被编程为监测个体的特定状况和生命体征。这对于战斗情况下的国防人员来说可能非常有用。受监控的信息可以根据需要进行处理并通过礼服进行适当的操作。Asmartdress甚至可以指出问题的确切位置，或者在需要时寻求帮助。医疗保健应用程序在患者和医疗保健机构之间交换多媒体（音频，视频和数据）信息对于紧急和紧急情况非常有用。一名正在通过ambula过境到医院的人 并在所有先决条件都满足的情况下采取他们编制的行动。Asmartdress可能被编程为监测个体的特定状况和生命体征。这对于战斗情况下的国防人员来说可能非常有用。受监控的信息可以根据需要进行处理并通过礼服进行适当的操作。Asmartdress甚至可以指出问题的确切位置，或者在需要时寻求帮助。医疗保健应用程序在患者和医疗保健机构之间交换多媒体（音频，视频和数据）信息对于紧急和紧急情况非常有用。一名正在通过ambula过境到医院的人 Asmartdress可能被编程为监测个体的特定状况和生命体征。这对于战斗情况下的国防人员来说可能非常有用。受监控的信息可以根据需要进行处理并通过礼服进行适当的操作。Asmartdress甚至可以指出问题的确切位置，或者在需要时寻求帮助。医疗保健应用程序在患者和医疗保健机构之间交换多媒体（音频，视频和数据）信息对于紧急和紧急情况非常有用。一名正在通过ambula过境到医院的人 Asmartdress可能被编程为监测个体的特定状况和生命体征。这对于战斗情况下的国防人员来说可能非常有用。受监控的信息可以根据需要进行处理并通过礼服进行适当的操作。Asmartdress甚至可以指出问题的确切位置，或者在需要时寻求帮助。医疗保健应用程序在患者和医疗保健机构之间交换多媒体（音频，视频和数据）信息对于紧急和紧急情况非常有用。一名正在通过ambula过境到医院的人 Asmartdress甚至可以指出问题的确切位置，或者在需要时寻求帮助。医疗保健应用程序在患者和医疗保健机构之间交换多媒体（音频，视频和数据）信息对于紧急和紧急情况非常有用。一名正在通过ambula过境到医院的人 Asmartdress甚至可以指出问题的确切位置，或者在需要时寻求帮助。医疗保健应用程序在患者和医疗保健机构之间交换多媒体（音频，视频和数据）信息对于紧急和紧急情况非常有用。一名正在通过ambula过境到医院的人可以使用ad hoc通信网络交换信息。在医疗机构，如果个人拥有视频信息而不是单独的音频或数据信息，ahealthcare专业人员可以更好地诊断和准备个人的治疗计划。例如，视频信息可能有助于评估患者的反应和协调。另外，当患者到达医院时，通过视觉信息而不是通过音频或其他描述性信息来确定受伤程度可以加速治疗。对患者的肾脏，心脏或其他器官进行实时超声波扫描可能对于在他/她到达之前准备在医院过境的患者的治疗计划非常有帮助。这些信息可以通过无线通信网络，从救护车到医院，或者从多个位置汇聚到医院治疗病人的医疗保健专业人员通过广播和光通信技术传输。在ahome（智能家居）内部建立的ad hoc无线网络也可以用于监测家庭中的患者。这些家庭可以根据参与特定网络的各种传感器之间交换的信息做出一些基本决定，这些决定对老年人有益。智能家居可以采取的一些行动包括监控Ahome内部的移动模式，识别人员何时倒下，认识到异常情况，并通知相关机构，以便提供适当的帮助。在国防应用小节中讨论的智能衣服的概念也可用于监测患者的健康状况。这样的服装对于为我们的老年人提供保健服务可能会变得非常有用。学术环境应用大多数学术机构已经或正在建立无线通信网络。这些网络为学生和教师提供了便利的交流和完成他们的学习或研究的环境。通过这种设置，ad hoc无线网络可以增强这种类型的环境并增加许多有吸引力的功能。例如，教师和他/她的班级中的学生之间的无线通信网络可以为教员提供一个简单便捷的机制，以便将讲义分发给全班学生，并让学生提交作业。在班级参与者之间共享信息可以像点击键盘上的按键一样简单。由于无线网络的移动性，它们可以在现场旅行和工业访问时建立。保持联系不可能比这更糟糕。工业/企业环境应用大多数工业/企业场所都有无线通信网络，特别是在制造环境中。一般而言，生产设施避免了相互连接的电子设备。使有线连接导致空间混乱和拥挤，不仅造成安全危害，而且还对可靠性产生不利影响。使用无线通信网络消除了人身安全和空间问题。在ad hoc无线通信网络形式中的连接增加了许多有吸引力的方面，包括移动性。这些设备可以重新定位，并根据网络需求重新配置网络。此外，可以维护各个实体之间的通信，并且可以在没有员工聚集在同一个房间的情况下进行公司会议。5.3挑战Althoughadhoc无线网络代表了技术进步，在充分利用其好处方面存在许多挑战。与所有的移动通信环境一样，ad hoc无线通信具有以下限制：。有限的通信带宽和容量。有限的电池寿命和生命。移动设备的大小。信息安全 。通信开销无线通信在有限的带宽下运行，这意味着只有有限的信息量可以在一段时间内传输。有效的传输技术将为提高容量铺平道路。然而，为了最佳利用可用的带宽和容量，需要创新的方法。蜂窝通信结构的概念和诸如Ad Hoc无线网络5-5 CDMA的传输技术的使用是非常有帮助的。需要额外的研究来提供更有效的机制来在无线通信环境中使用可用的通信带宽[8]。移动通信设备无法获得无限的功率。他们使用电池并具有有限的电力供应。更高的动力消耗缩短了batterylife。正在努力设计一种消耗较少功率的设备，并根据通信点之间的距离调整通信信号的强度。另外，正在开发需要更少功率消耗的高效信号处理技术和算法。我们在这些领域取得了重大进展，但需要更多的研究来更好地实现目标[4,7,10,16]。随着半导体技术的进步，更多的电子元件可以放置在更小的芯片上。这导致移动设备的发展更加强大，耗电量也更低。随着这些移动设备的规模下降，可以在不增加功率消耗的情况下将更多功能添加到这些设备中。挑战在于保持这一趋势。无线通信环境比其他通信网络更容易出现安全风险，而ad hoc无线网络也不例外。希望达到的信息安全水平可以实现，但会增加处理开销并需要额外的传输带宽。研究人员正在努力发现将提供安全信息传输的机制，同时不会增加禁止性开销[9,10,18]。减少在ad hoc无线通信网络中传输信息的通信开销是最大且最可怕的挑战之一。当需要将信息从一个节点传输到另一个节点时，需要建立路由或路径。此外，必须建立一些共享诸如带宽等公共资源池的程序。蓝牙技术和IEEE 802.11协议提供了共享资源的机制[1,2,14,15]。此外，还有几种路由机制用于建立双通道设备之间的路由。ad hoc无线网络带来的挑战是它们具有动态拓扑结构。为了建立两个通信设备之间的路由，网络组件需要知道它们的位置。为了使事情变得复杂，移动设备可能会不断改变其位置。建立路线的程序需要具有动态性和适应性。在信息到达目的地之前，在两个设备之间开始信息传输时建立的路线可能会发生变化。因此，路由信息必须始终尽可能最新[7,12,13,16,17]。有几种建立和维护路线的可能性。路线可以主动或按需建立。由于所有路线的建立可能不是必要的，主动建立路线的程序会更加开放。如果主动和频繁地建立路由，它们将是当前并且立即可用于需要将信息发送到另一设备的任何通信设备。如果按需建立路线，则由于路线将根据需要建立，因此发生的开销将减少。然而，按需路由机制将引入设备延迟，因为它们在启动通信之前将不能访问已建立的路由。提出了许多混合路由机制。挑战仍然是以尽可能少的开销建立最佳路线[8,9]。5.4总结和结论本章讨论了与ad hoc无线通信网络相关的机遇和挑战。ad hoc无线网络和传感器网络的发展在包括灾难恢复，国防，医疗保健，学术和工业环境在内的许多领域都很有用。但是，还有许多其他挑战。其中包括有效利用有限带宽和通信容量的机制，降低功耗和延长电池寿命的机制，开发更小更强大的移动设备，开发提高信息安全性的算法以及开发高效的路由程序。这些是要克服的主要挑战，但正在取得稳步进展.5 -6广播和光通信技术参考文献1.''蓝牙无线技术''官方蓝牙网站：http：//www.bluetooth.com。2. S. Chakrabartiand A. Mishra，“ad hoc无线网络中的QoS问题”，IEEE Commun。MAG，第一卷。39，no.2，pp。3. I. Chlamtac，M. Conti和J. Liu，''移动ad hoc网络：势在必行和挑战'，Ad Hoc Networks，vol。1，no.1，pp。4. A. Ephermides，“Energyconcerns in wireless networks，”IEEE Mag。Wireless Commun。，vol。9，no.4，pp。M. M. Frodigh，“无线自组织网络 - 无网络技术的网络，”爱立信Rev.，2001年。6. B. Furht和M. Ilyas，​​编着，无线因特网手册：技术，标准，和应用程序，博卡拉顿，佛罗里达州：CRCPress，2003年。7. AJGoldsmith和SB Wicker，''设计挑战能量受限的ad hoc无线网络，'IEEE无线通信，第一卷。9，no.4，pp。8. M. Ilyas编着的Ad Hoc Wirelessless Handbook of Ad Hoc Wirelessless Networks，Boca Raton，FL：CRCPress，2003. 9. M.Ilyas和I.Mahgoub编，移动计算手册，Boca Raton ，FL：Auerbach出版社，2005年10月P.Papadimitratos和ZJHaas在移动计算手册，M.Ilyas和I.Mahgoub编，Boca Raton，FL：Auerbach出版社出版的“保护移动ad hoc网络” 11.C.Perkins，Ad HocNetworking，Reading，MA：Addison-Wesley，2001。12.R.Sankar，“移动计算手册”，M.Ilyas和I.Mahgoub编辑，Boca Raton，FL：Auerbach出版社，2005年13月，“无线ad hoc网络中的路由和移动管理” Y.Sha，O.Yang和L.Wang，“适应无线电网络，”Ad Hoc无线网络手册，M.Ilyas，​​Ed。，Boca Raton，FL：CRCPress，2003. 14.CK。Toh，Ad HocMobile Wireless Networks：Protocols and Systems，Englewood Cliffs，NJ：Prentice Hall，2002. 15.CK。Toh，M. Delawar和D. Allen，“评估无线网络的通信性能”，IEEE Trans。Wireless Commun。，vol.1，no。3，pp.402-414,2002。16.CK。Toh，''最大batterylife路由，以支持无线ad hoc网络中的无处不在的移动计算'，IEEE Commun。17. J. Wu和F. Dai，“在基于自修剪的ad hoc网络中的广播”，在Proc.Natl.Acad.Sci.USA，IEEE INFOCOM，2003，pp.2240-2250。18. CH。Yeh，'在ad hoc无线网络中的保护和恢复'，IEEE IEEE Int。CONF。网络，8月，................................... 6 -49分层熵\*霍夫曼算法\*熵率\*算术编码\* Lempel-Ziv编码\*速率失真Thomas M. Cover Theory \*量化和矢量量化\* Kolmogorov斯坦福大学复杂性\*实践中的数据压缩6.1信号检测H. Vincent差信号检测和估计领域涉及信息处理信号用于提取它们包含的信息。这种方法的应用范围非常广泛，从自动控制，数字通信，图像处理和遥感等电气工程领域，纳入其他工程学科和物理学，生物学和社会科学。6 -16 -2广播和光通信技术在这方面有两类感兴趣的问题。信号检测问题主要涉及信号从信号中提取的信息本质上是离散的。也就是说，信号检测程序是决定adiscrete（通常有限）多种可能替代方法的技术。这种解调数字通信信号的方法的一个例子是，其中感兴趣的任务是决定几个可能的发射符号中的哪一个已经引发了接收的信号。估计问题，另一方面，处理一些数值量在acontinuum中的确定。估计问题的一个例子是确定载波底层通信信号的相位或频率。尽管信号检测和估计是当前相当研究活动的一个领域，但基本原理还是相当完善的。这些基于统计推断理论的原理解释和激励了实践中使用的大部分基本信号检测和估计程序。在本节中，我们将概述信号检测领域的基本原理。对这些主题的完整介绍见于Poor [1994]。一般注意事项信号检测的基本原理可以在一组实值测量的两个可能统计模型Y1，Y2，...，Yn之间的决策环境中方便地讨论。特别是，观察Y1 ，Y 2，...，Y n，我们来决定这些测量结果是否与模型Y k = N k最一致; k = 1; 2; ...; n 6：1）或模型Y k = N k + S k; k = 1; 2; ...; 其中N 1，N 2，...，N n是表示噪声的随机序列，并且其中S 1，S 2，...，S n是代表（可能是随机的）信号的序列。在决定式（6.1）和式（6.2）之间，可能存在两种错误：误报，其中公式（6）2）被错误地选择，并且错误地选择方程式（6.1）。这两种类型的错误的概率可以用作优化用于在等式（6.1）和等​​式（6.2）之间进行判定的规则的性能指标。显然，希望尽可能地减少这两种可能性。然而，虚警率的最小化和错失概率的最小化是相反的标准。因此，在信号检测过程中，需要在它们之间进行相互抵消。有几种方法可以对错失和虚警的概率进行交易：贝叶斯检测器使两个方程式（6.1）和方程式（6.2）的先验概率所采用的两次可能性的平均值最小，最小极大值检测器使两个误差概率的最大值最小化，并且Neyman-Pearson检测器在虚警概率的上限约束下最小化失败概率。如果已知噪声和信号的统计数据，贝叶斯，极小极小和奈曼 - 皮尔逊检测器都是相同的形式。也就是说，他们通过计算似然比D p SþN Y Y 1将测量值减少到单个数; Y 2; ...; Y nÞLðY 1; Y 2; ...; Y nÞ¼ð6：3Þp NðY 1; Y 2; ...; 其中p S N和p N分别表示信号加噪声（方程（6.2））和纯噪声（方程（6.1））条件下测量的概率密度函数。然后将似然比与判定阈值进行比较，如果超过阈值，则选择信号呈现模型（等式（6.2）），否则选择无信号模型（等式（6.1））。决策阈值的选择决定了两个错误概率的对立关系，上述三个标准的最优程序只在这个选择中有所不同。信息论6-3有几种基本的信号检测结构可以从方程（6.1）到方程6.3），假设噪声序列由零均值的一组独立同分布（iid）高斯随机变量组成。这样的序列被称为离散时间高斯白噪声。因此，直到进一步通知，我们将会对噪音做出假设。应该指出的是，这种假设在许多应用中在物理上是合理的。已知信号的检测如果已知信号序列S 1，S 2，...，S n由特定序列给出，例如s 1，s 2，...，sn（称为相干检测的情况），则（））给出白噪声高斯噪声情况下的似然比（方程（6.3））！其中s 2是噪声样本的方差。其中s 2是噪声样本的方差。其中s 2是噪声样本的方差。公式的唯一部分（6。4）取决于P n的测量值是k = 1 sk k k，似然比是该量的非单调递增函数。因此，通过相关检测器可以实现对相干信号的最佳检测，该检测器通过将阈值量与阈值进行比较来操作，当超过阈值时通知信号存在。注意这个检测器的工作原理是信号与自身相关性很好，当存在时产生等式（6.5）的较大值，而随机噪声倾向于在等式（6.5）的总和中平均，当得到相等的小值时信号不存在。该检测器如图6.1所示。参数化信号的检测相关检测器通常不能直接使用，除非信号是完全已知的。或者，如果信号已知与独立于噪声的随机参数（例如频率或相位）的灰度矢量y，则最佳测试可以通过数量阈值比较来实现（）！ZX n 1 X n exp s yyyyyÞY½sðyyyyyÞ2 = s 2 pðyyyyyÞd yyyyyð6：6Þkk 2 kk¼1 k¼1 L我们写了S k¼sk（yyyyy）表示信号在参数上的函数依赖性，并且其中L和p（yyyyy）分别表示参数的范围和概率密度函数。图6.1加性高斯白噪声中的相干信号的相关检测器。6 -4广播和光通信技术这种参数化信号的最重要的例子是信号是随机相位的调制正弦曲线; 即S k = ak cosðock + yÞ; k = 1; 2; ...; 其中a 1，a 2，...，an是已知的幅度调制序列，oc是已知的（离散时间）载波频率，并且随机相位y均匀分布在区间[-p，p ]。在这种情况下，似然比是数量“＃”的非单调递增函数，该检测器如图6.2所示。参数化信号也出现在不适合将未知参数建模为已知分布的随机变量的情况下。在这种情况下，不可能计算似然比（方程（6.6）），因此必须使用似然比检测器的替代方案。（其中似然比检测器对未知参数不变的例外情况 - 称为统一最强检测的情况）。对于这些情况存在几种似然比检测器的替代方案。通过对广义似然比进行阈值比较，信号的存在是一种有用的程序调整手段，由max L y given给出; Y 2; ...; Y nÞð6：其中，Ly表示参数向量固定在y的已知信号问题的方程（6.1）和方程（6.2）的似然比。在高斯白噪声的情况下，我们有（）！X n 1 X n LðY; Y; ...; ÿÞ¼exp小号d YYYYYÞý½小号d YYYYYÞ2 = S 2 d 6：第10 Y 1个2 NKK 2 KK¼的1K¼1应该注意的是，该制剂也是有效的，如果所述噪声haveunknown参数的统计数据，例如，在白高斯情况下的噪声方差。广义似然比检测器有用的一个常见应用是检测除到达时间之外的已知信号。也就是说，我们通常对参数化的信号感兴趣，其中{ak}是未知的有限持续时间的信号序列，其中y在整数范围内。假设白高斯噪声和比{ak}的持续时间长得多的观察间隔，在这种情况下，广义似然比检测器宣告信号的存在，如果量X max aky Y kð6：图6.2信噪比理论6图6.2加性高斯白噪声中非相干信号的包络检波器。超过固定阈值。这种类型的检测器被称为匹配滤波器，因为它可以通过用脉冲响应是已知信号的时间反转版本（因此它与信号“匹配”）的AD数字滤波器滤波测量来实现，并且如果滤波器输出在任何时候超过判定门限，则宣布信号的存在。随机信号的检测在某些应用中，特别是在诸如声纳和射电天文等遥感应用中，可以考虑信号序列S 1，S 2，...，S n本身是一个随机序列，统计独立于噪声。在这种情况下，方程（6.6）的似然比公式仍然有效，参数向量y简单地被认为是信号本身。然而，对于较长的测量记录（即大n），除了在一些特定的情况下，方程（6.6）不是一个实用的公式，其中最重要的是信号是高斯的情况。D特别是，如果信号是具有零均值和自相关序列rk的高斯信号，l = ESfgk S l，那么似然比是量X n X nqk的非单调递增函数; l Y k Y lð6：（1）其中，I代表n·n的同一性矩阵，并且（2） R是信号的协方差矩阵，即它是具有元素rk，l的n·n矩阵。注意方程（6.13）是测量的二次函数; 因此，基于这个量的阈值比较的检测器被称为二次检测器。这种检测器最简单的形式源于信号样本与噪声样本一样的情况，即在这种情况下，广播和光通信技术的二次函数（式（6）根据公式（6.15），方程简单地测量了测量中的能量，并且如果这个能量足够大，则宣告信号的存在。这种类型的探测器被称为辐射计。因此，在信号和噪声均为零点高斯序列的情况下，辐射测量是最佳的。由于信号的存在仅表现为能量水平的增加，因此直觉显而易见的是，辐射测量只能检测到信号的存在。更一般地，当信号相关时，二次函数（式（6.13））利用了由信号的存在引入的相关结构增加的能量水平和能量水平。例如，如果信号是短波高斯过程，那么二次函数（方程（6.13））作为具有带通特性的近似匹配信号的带通辐射计。通常，二次检测器将使用信号展现的任何光谱属性。如果信号是随机的而不是高斯的，那么它的最佳检测（由方程（6.6）描述）通常需要比方程（6.13）的二次处理更复杂的非线性处理，以利用信号和噪声之间的分布差异。这种类型的处理对于实现通常不实用，因此通常使用对最佳检测器的近似。这种探测器的一个有趣的家庭使用三次或四次测量功能，利用信号的高阶谱特性[Nikias and Petropulu，1993]。与确定性信号一样，可以对随机信号进行参数化。然而，在这种情况下，它是参数化的信号的分布。例如，感兴趣的信号的功率谱可能仅在一组未知参数下才知道。广义似然比检测器（方程（6.9））通常用于检测这些信号。决定多个信号在模型（方程6.1-6.2）中已经开发了前面的结果，即存在或不存在单个信号。在数字通信应用中，在我们希望确定两个（或更多）可能的信号出现在一组测量中的情况下更常见。上述结果可以直接适应这些问题。这在决定已知信号的情况下可以很容易地看出。特别是，考虑在两个选择之间做出决定的问题：ð0 Y k N k sk sk; k = 1; 2; ...; nð6：16）和ð1ÞY k¼N kþsk; k = 1; 2; ...; n 6：17）0 0）0 0）0）1）1）（1）其中s 1; s 2; ...; sn和s 1; s 2; ...; sn是两个equi-energysignals。这些问题出现在数据传输问题上，其中两个信号s（0）和s（1）分别对应于在传输逻辑“零”和“一个”之后接收到的波形。在这些问题中，我们通常希望最小化误差的平均概率，这是两个信号发生概率加权的两个误差概率的平均值。这是一个贝叶斯表现准则，最优决策规则是基于方程（6.5）的相关检测器的一个直接扩展。特别是，假设两个信号在测量之前可能出现的可能性相同，并且噪声为白色和高斯，则方程（6.16）和方程（6.17）之间的最优决策是选择n 0 0 n n （1）模型（方程（6）如果S k = 1 sk k k大于S k = 1 sk y k，并且选择模型（式（6.17））否则。数学通信中的许多问题涉及M可能与M的信号。2.在这种情况下，再次假设等电信号和高斯白噪声，决策规则使得信号s 1的误差概率最小化; s 2; ...; sn，其中j是最大化问题的解。X n X nðjÞðmÞs Y k¼max s Y kð6：1​​8 k 0 <m < M 1 kk = 1 k = 1数字通信应用有两种基本类型，其中出现了问题（方程（6.18））。一种是在M-arydata传输中，其中使用带有M个元素的符号字母表来传输数据，并且必须在每个符号间隔中对这些M个符号进行精确化[Proakis，2000]。其中（等式（6.18））出现的另一种类型的应用是数据符号由于符号间干扰，编码或多用户传输而以某种方式相关。在这种情况下，M个可能信号中的每一个表示数据符号的帧，并且由于不能解耦个体符号判定，所以必须对整个帧进行联合判定。在后一个框架内，问题（方程（6.18））被称为序列检测。M -arytransmission和序列检测之间的基本区别是一个程度。在典型的M -arytransmission中，信令字母表中元素的数量通常是2的小数（例如8或32），而数据帧中的符号数量可能是数千倍。因此，方程（6.18）通过穷举搜索的解决方案对于序列检测是禁止的，并且不太复杂的算法必须被使用。典型的数字通信应用中，序列检测是必要的，可以为方程（6.18）提供动态编程解决方案（参见例如Poor [2002]）。在更一般的噪声处理中检测信号在前面的段落中，我们已经描述了三个基本的检测程序：完全已知的信号的相关检测，除了随机相之外已知的信号的包络检测，和高斯随机信号的二次检测。这些探测器都是在白高斯噪声的假设下推导出来的。这个假设为许多通信信道中产生的主要噪声提供了一个精确的模型。例如，信号处理电子设备中产生的热噪声被适当地描述为白色和高斯。但是，也有许多通道中噪声的统计行为没有用这种方式很好地描述，特别是在物理通道而不是接收器电子设备中产生主要噪声时。经常出现的一种类型的噪声是高斯噪声，而不是白噪声。在这种情况下，检测问题等式（6.1） - （6。2）可以通过对测量应用称为prewhitening的线性滤波过程转换为白噪声的等效问题。特别是，用S表示噪声协方差矩阵，我们可以写出S = CCT（6：19），其中C是一个n×n可逆的下三角矩阵，上标T表示矩阵转置。表示式（6.19）被称为Cholesky分解。乘以DT 1测量向量Y = Y 1; Y 2; ...; Y满足方程（6.1） - （6.2），其中噪声协方差S由C计算，我们产生一个等效的（根据信息含量）测量向量，满足模型方程（6.1） - （6）。2）具有高斯白噪声并且信号保形地变换。然后可以使用之前描述的方法来处理该模型。在其他通道中，可以将噪声建模为iid，但是其幅度分布不是高斯分布。例如，这种类型的模型出现在以冲动现象为主的频道中，例如某些无线电频道。在非高斯情况下，先前讨论的程序失去了它们根据误差概率定义的最优性。这些程序仍然可以使用，并且它们将在广播和光通信技术的许多条件下运行良好; 但是，根据似然比，将会根据最优程序来评估性能的严格程度。一般来说，基于似然比的非高斯噪声信道过程涉及比标准检波器更复杂的非线性复杂测量，尽管iid假设的保留极大地简化了这个问题。在Kassam [1988]中可以找到这种通道的处理方法。当噪声既是非高斯噪声又是非独立噪声时，尽管在这些情况下有一些技术是可用的，但是这种方法没有很好地发展。综述可以在Poor和Thomas [1993]中找到。稳健和非参数检测上面概述的所有过程都基于已知（可能高达一组未知参数）信号和噪声统计模型的假设。在许多实际情况下，不可能为信号或噪声指定精确的统计模型，因此设计不依赖于这些模型的检测程序是有意义的。当然，前面段落中描述的参数化模型允许对观测统计量的不确定性。这种模型被称为参数模型，因为这组可能的分布可以通过一组有限的实参来参数化。虽然参数模型可以用来描述多种建模不确定性，但其中可能的分布集比参数模型宽得多的复合模型在实践中有时更具现实性。这种模型被称为非参数模型。例如，人们可能只能假设一些非常粗糙的噪声模型，例如它是对称分布的。针对信号检测问题开发了多种有用且功能强大的检测器，这些检测器无法进行参数化。这些基本上有两种类型：鲁棒性和非参数性.Robust检测器的设计性能良好，尽管它与标称参数模型有很小但潜在的破坏性，非参数偏差，而非参数检测器设计用于在各种噪声统计中实现恒定的虚警概率。稳健性问题通常被视为分析性viominimax配方，寻求设计目标的最佳最坏情况性能。这个公式可以有效地用于各种检测问题的鲁棒检测器的设计和表征。解决方案通常要求引入光限制，以防止由（不现实的）名义模型决定的极端收益。例如，图6.1中的相关检测器可以通过在乘法器和累加器之间引入asoft限幅器来抵抗高斯噪声模型的偏差。非参数检测通常基于相对较粗糙的观察信息，例如代数符号或观察等级。一个这样的测试是符号测试，其基于获得的正面观察数量做出决定。这个测试对于噪声样本与zeromedian互补的模型是非参数的，并且相对于诸如在这样的噪声中存在正恒定信号的替代方法是合理的。将等级信息合并到测试统计量中，可以实现对这些问题的更强大的测试，从而降低了复杂性。分布式和顺序检测前面所讨论的检测程序是基于这样一个假设，即所有的测量都可以并且应该用于检测信号，并且不存在关于如何组合测量的限制。然而，有许多应用程序，其中约束条件适用于测量的信息模式。在许多应用中感兴趣的一种类型的约束信息模式是由许多分布式或局部决策者构成的网络，每个决策者处理测量的子集，以及融合中心，它结合了分布式决策者的输出来产生全局检测决策。分布式决策者与融合中心之间的通信受到限制，因此每个本地决策者必须将其测量子集减少为汇总本地决策以传送到融合中心。在大规模测试等应用中的结构性变化集成电路，其中数据收集是分散的，或在检测问题中涉及非常大的数据集，其中期望分布检测算法的计算工作或为了安全性原因划分数据。这些问题存在于分布式检测领域。除了一些微不足道的特殊情况，通过分布检测算法施加的约束在最佳检测系统的设计中引入了进一步的难度。尽管如此，在这个问题上已经取得了相当大的进展，Tsitsiklis [1993]发现了这个问题。出现的另一种非标准信息模式是，其中测量的数量可能是有限的，但其中存在与每次测量相关的成本。这种类型的模型出现在诸如宽带通信信号的同步的应用中。在这种情况下，单独的误差概率并不能完全表征检测系统的性能，因为还必须考虑采样成本。序列检测的领域涉及在这样的约束条件下优化检测系统。在顺序检测器中，取决于测量本身，所采取的测量次数会随着变量的不同而变化。用于优化这种系统的非典型性能准则是寻求在给定水平的丢失和虚警概率下最小化预期测量次数的检测器。最常用的顺序检测过程是序贯概率比测试，它通过将似然比（式（6.3））与两个阈值进行递归比较来进行操作。在该检测器中，如果样本数的似然比超过两个阈值中的较大者，则通知信号的存在并且测试终止。或者，如果似然比低于两个阈值中的较小者，则信号不存在，并且测试终止。然而，如果两个阈值中的任何一个都不超过，则再次进行测量并重复测试。使用连续时间测量进行检测请注意，上述所有公式均涉及离散时间（即采样数据）测量的假设。从实际的角度来看，这是考虑这些问题的最自然的框架，因为实现通常涉及数字硬件。然而，这里讨论的程序都有连续的时间对应，这既有理论上的也有实践上的兴趣。在数学上，连续时间检测问题比离散时间检测问题更困难，因为它们涉及函数空间的概率分析。这些问题的理论颇为优雅，感兴趣的读者可以参考Poor [1994]或Kailath and Poor [1998]的更详细的论述。在射频或光通信接收机的前端阶段，连续时间模型是主要的兴趣点。在无线电频率上，可以使用上述段落中描述的连续时间版本的模型。例如，可以考虑在连续时间高斯白噪声中检测信号。在光学波长上，取决于所使用的检测类型，可以考虑连续模型（如高斯过程）或点过程模型（如泊松计数过程）（参见例如Snyder和Miller [1991]）。在光学检测问题的最基本分析中，有时需要考虑测量的量子力学性质[Helstrom，1976]。定义术语贝叶斯检测器：最小化虚警和漏检概率的平均值的检测器，根据信号缺失和信号存在条件的先验概率进行加权。相关检测器：在存在加性高斯白噪声的情况下检测相干信号的最佳结构。离散时间高斯白噪声：将噪声样本建模为独立同分布的高斯随机变量。包络检测器：用于在存在加性高斯白噪声的情况下检测具有随机相位的调制正弦曲线的最佳结构。虚警概率：宣告存在信号的概率。似然比：用于将信号检测测量的一组信号减少为随后的阈值比较的最佳处理器。6 -10广播和光通信技术小姐概率：概率最好宣布无信号。Neyman-Pearson检测器：在错误报警概率的上限约束内最小化丢失概率的Adetector。二次探测器：利用测量的二阶统计结构（例如，光谱特性）的探测器。在加性高斯噪声的情况下，检测平均高斯信号的最佳结构是这种形式。参考文献CWHelstrom，Quantum Detection and Estimation Theory，New York：Academic Press，1976。T.Kailath和HVPoor，'Detection of stochastic processes''，IEEE Transactions on Information Theory，42，no.5，pp。2230-2259,1998。SA Kassam，非高斯噪声中的信号检测，纽约：Springer-Verlag，1988。CL Nikias和A. Petropulu，高阶光谱分析，Englewood Cliffs，NJ：Prentice-Hall，1993。HVPoor，An Introduction to Signal Detection and Estimation，第2版，New York：Springer-Verlag，1994。HVPoor，''数字通信中的动态规划：维特比解码到涡轮多用户检测，'Journal of Optimization Theoryand Applications，vol。115，no.3，pp。629-657,2002。HVPoor和JBThomas，''依赖非高斯噪声中的信号检测''，在Advances in Statistical Signal Processing，vol。2，Signal Detection，HVPoor and JBThomas，Eds。，Greenwich，Conn.JAI Press，1993.JG Proakis，Digital Communications，4th ed。，NewYork：McGraw-Hill，2000.DL Snyderand MI Miller，Random Point Processes in时间和空间，纽约：施普林格出版社，1991。J. Tsitsiklis，“分布式检测”，在Advances in Statistical Signal Processing，vol。2，Signal Detection，HVPoor和JBThomas编辑，格林威治，康涅狄格州：JAIPress，1993。进一步的信息除了在随附的文字中另有说明外，本节介绍的主题的更多细节可以在教科书中找到：差，HV An Introduction to Signal Detection and Estimation，第2版，New York：Springer-Verlag，1994。月刊“IEEE Transactions on Information Theory”出版了信号检测理论的最新进展。它可从美国新泽西州皮斯卡塔韦Piscataway的HoesLane 445号电气和电子工程师协会获得。描述信号检测应用的论文发表在许多期刊中，包括IEEE Transactions on Communications月刊，IEEE Transactions on Signal Processing和Journal of the Acoustical Society of America。如上所述，IEEE期刊可从IEEE获得。美国声学学会杂志可从美国物理研究所获得，2亨廷顿四角形，梅尔维尔，纽约11747。6.2噪声卡尔G.罗尼物理处理每个信息信号s（t）通过增加新的波动来破坏原始信号在输出端不存在的输出端。输出信号可以分解为两部分：原始信号和新增的波动，这些波动被称为噪声。噪声是不可取的，因为它限制了s（t）的动态范围，因此努力将其降低到最小理论值。这些不良信号由于使用敏感的音频放大器进行早期测量而产生噪音。噪声源包括：（1）固有噪声，（2）外部噪声或（3）过程感应。固有噪声出现在有源器件，无源器件和导体中。最大的噪声贡献来自电流效应器件中的统计波动，其次是来自电阻器中电子的热能，而最小的来自导体中具有变化的电势的杂质和晶粒的微小边界。像约翰逊（热）噪声和散粒噪声这样的固有信号是很好理解的，但是在低频率上的附加噪声层的物理过程，例如1 / f（f上的一个）或颤动噪声，爆破噪声是当前研究的主题。外部干扰源可以是电磁场或静电场，也可以是无线电波或无线电波。电磁源是最大的贡献者，包括电力线，白炽照明调光控制器，刷式电动机，焊接设备，汽油发动机，开关电源以及任何可导致电流变化较大和较快速率的设备。静电源包括荧光灯和电源线。其他来源包括来自无线电发射机的电磁波，闪电，宇宙射线，太空中的等离子体（带电粒子）以及太阳/恒星辐射。反射对象和其他宏观因素导致多路发送信号，并导致原始信号的延迟副本叠加在s（t）上。过程导致的错误包括测量，量化，截断和信号生成错误。这些都可以通过引入噪声屏蔽来掩盖s（t）以下的信号，从而破坏信号。噪声可以分为随机，冲动和周期。虽然内在来源主要是随机的，但大多数外来来源是周期性或冲动性的。在周期性噪声的情况下，时域滤波可以通过减去不需要噪声的影响来实现大幅度的噪声降低。非典型的外部源电源线噪声，并且将具有由频率范围内的梳状滤波可以去除的多个线路频率组成的频谱。脉冲噪声可以随机或周期性地发生。在任何一种情况下，时域转换速率限制都可以降低噪声。对于随机噪声，频域滤波可以去除s（t）所需频谱之外的部分噪声频谱。噪音统计统计使我们能够分析噪音的光谱。我们用一个随机（或随机）过程N（t）对噪声信号进行建模，在随机时刻t由随机变量N t = N（t）的结果选择时，具有区分值N（t）= txt。N（t）具有它可以假设的值x的概率分布。任何特定的轨迹{（t，xt）}都可以实现噪声过程。N（t）的一阶统计量是期望值mt = E [N（t）]。二阶统计量是自相关函数R NN（t，t + t）= E [N（t）N（t + t）]，其中E [ - ]是期望值算子。自相关测量在时间t 1和t 2处噪声随机变量N 1 = N（t 1）和N 2 = N（t 2）在平均意义上相互依赖的程度。当一阶和二阶统计量不随时间变化时，我们称噪声为弱（或广义）平稳过程。这意味着：（1）E [N（t）] = mt =所有t和（2）R NN（t，t + t）= E [N（t）N（t + t）] = E [N（0）N（t）] = （关于R NN（t）的性质，参见Brown，1983，第82页; Gardner，1990，第108页;或Peebles，1987，第153页）。在这种情况下，自相关函数仅依赖于偏移量t。因此，我们假设m = 0（我们可以减去m，这不会改变2 2自相关）。当t = 0时，对于所有的t，它是每个随机变量N t的固定方差。弱固定（ws）过程是最常遇到的案件，并在这里考虑。进化过程的统计数据随时间而变化，难以分析。图6.3显示了噪声过程N（t）的区域化，其中特定时间t的概率密度函数在三维中突出页面。Foraws噪声，每个t的分布是相同的。数学上最容易处理的噪声是高斯ws过程，其中随机变量N t = N（t）的概率分布为高斯（也称为正态分布）。一阶和二阶统计量完全确定了高斯分布，因此也可以对所有订单的统计数据进行统计。这是众所周知的[Brown，1983，p。39]，高斯随机变量的线性变换也是高斯随机变量。对于一个高斯随机2 1 = 2 2 2变量N t的概率密度函数是f N = x = f 1 = 1/2 2 ps N exp½x m N = 2 s N g，这是熟悉的钟形曲线，以x = m N。标准高斯概率表[Peebles，1987，p。314]是有用的，例如，从表格中可以得到Pr [s N，N t，s N] = 2Pr [0，Nt，s N] = 0.8413.6广播和光通信技术图6.3 Anoise过程。噪声功率噪声信号N（t）代表电压，因此在偏移0处的自相关函数，R NN（0）= E [N（t）N（t）]表示预期的功率平方每瓦的功率平方。当R = 1 O时，则N（t）N（t）= N（t）[N（t）/ R] = N（t）I（t）伏安=在1-O电阻器中）。自相关函数R NN（t）的傅立叶变换F [R NN（t）]是功率谱，称为功率谱密度函数（psdf），S NN（w）inW /（rad / s）。那么Z 1 j ws S NNðR NN NN t t ed ed ed F F F R R NN NN NN 1 1 1 1 Z 1ð6：（1）式中：psdf在频率f处被定义为期望的电压N（t），带限于一个增量带df以f为中心，将消失在1-O阻力中，除以df。方程（6.20）称为Wiener-Khinchin关系，证明了S NN（w）和R NN（t）是w随机过程的傅里叶变换对[Brown，1983; 加德纳，1990年，230; 皮布尔斯，1987]。psdf S NN（w）的单位是W /（rad / s），而自相关函数R NN（t）的单位是瓦特。当方程（6.20）的0 2 2秒积分中t = 0时，指数变为e = 1，（）（）（）（）（）（）（）（）（）（）（）（）（）（）（）（）（）（）（）（）（）（）（）（）（）其中，方差s N∈R NN是时间上所有频率上的平均瞬时功率P NN信号理论6 -13线性变换对自相关和功率谱密度的影响当h（t）是时不变线性系统L的脉冲响应函数，H（w）= F [h（t）]是它的传递函数，让输入噪声信号N（t）具有自相关函数R NN（t）和psdf S NN（w）。然后我们用Y（t）= L [N（t）]表示输出噪声信号。傅立叶变换Y（w）[F [Y（t）]和N（w）[F [N（t）]不存在，但它们不是必需的。当系统的输出Y（t）是输入N（t）isws时[Gardner，1990，p。195; 或者皮布尔斯，1987，p。215]。输出psdf S YY（w）和自相关函数R YY（t）分别由下式给出：其中，R YYðtÞF½S YYðwÞð6：22（参见Gardner，1990，p。223]。输出噪声功率为：Z 1 Z 1 2 1 1 2 s Y = P YY = S YY w w d dw j H w S S NN NN w w d d d 6 6 6 6 6：23（2） ，粉红噪声模型白噪声[Brown，1983; 加德纳，1990年，234; 或皮布尔斯，1987]是一个理论模型W（t），它是与泽尔曼的ws相关的噪音。它具有一个没有总频率（类似于白光）的常数功率级，所以它的psdf是S WW（w）= no W /（rad / s），1，w，1。这个逆傅里叶变换是脉冲函数R WW（t）¼（no）d（t），对于除t = 0之外的所有偏移量，其为零。因此，白噪声W（t）是随时间不相关的过滤，即E [W（t 1）W （a）显示了白噪声的自相关和psdf，其中偏移量是s = t .AGaussian白噪声是白噪声，使得每个随机变量的概率分布W t = W（t）是高斯。当两个高斯随机变量W 1和W 2是不相关的，即E [W 1 W 2] = 0时，它们是独立的[Gardner，1990，p。37。我们使用高斯模型，因为中心极限定理表明许多随机变量的总和近似为高斯。实际电路会削弱信号频率以上的信号，并且功率必须是有限的。然而，对于白噪声，P ww = R NN（0）= 1，soweoften截断白噪声谱密度（psdf）atcutoffs wc到wc。这个结果被称为带限白噪声P（t），通常是高斯白噪声，因为任何白噪声的线性滤波（通过中心极限定理的影响）往往会使噪声高斯1 [Gardner，1990，p。241]。图6.4（b）显示粉红噪声的sinc函数R PP（s）= F [S PP（w）]。时间t 1和t 2的随机变量P 1和P 2仅在t 1和t 2接近时相关。图6。4 Powertransform对用于白色和带限白噪声.6 -14广播和光通信技术热噪声为高斯白噪声布朗在1828年观察到花粉和尘埃颗粒悬浮在液体中时随机移动。1906年，爱因斯坦基于随机游走模型分析了这种运动。佩林在1908年证实，液体中分子的热活性导致了更大粒子的不规则轰击。据预测，限制在热振动分子上的电荷会在触点的开路端产生电动势（emf），并且这放在了对电流计的灵敏度上。热噪声（也称为约翰逊噪声）首先由J.B观察到。约翰逊在1927年在贝尔实验室。图6。5显示白色噪音，如实验室扫描仪所示。在开路导体中双点之间产生的电压N（t）是室温下所有频率高达fc = 6,000 GHz的极大量叠加的独立电子和离子诱导微电压的总和[Gardner 1990，p 。235]近红外。自由电子的平均弛豫时间为1 / fc = 0.5·10 / Ts，因此室内温度T = 290K，为0.17 ps（1皮秒= 10 12 s）。N（t）在不同时间的值对于大于tc = 1 / fc的时间差（偏移）是不相关的。N（t）的期望值是零。在广泛的范围内，这种功率几乎保持不变，而且我们不能在皮秒时间对信号进行采样，所以我们用高斯白噪声W（t）来模拟约翰逊噪声N（t）。尽管m∈E [W（t）] = 0，在温度高于0K时，平均功率正值为2，并且s W = R WW（0）（见式（6.21）的右边）。白噪声模型的Adisadvantage是其无限功率的2，即R WW = 0，W = 1，但如果频带限于B Hz，在这种情况下，其功率是有限的。在1927年，奈奎斯特[1928]理论上推导出了热电阻中的热噪声功率为：其中R是电阻（欧姆），B是测量的频率带宽（单位为B的所有电磁场波动都被忽略） ，P WW（B）是B上的平均功率（见公式（6.21）），玻尔兹曼常数k = 1.38·310 23 J / K [Ott，1988; 加德纳，1990年，288; 或者皮布尔斯，1987，p。227]。在外部电动势下，热致碰撞是导体中电阻的主要来源（电子在0K时被外部电动势拉动运动1/2，不会遇到电阻）。有效值电压为W rms = s W¼[（4kTRB）] V Hz和V Hz。 34普朗克辐射定律S NNð¼ðh h h h h h k k k，，，，，，，，，，G G G G G G G G G G G G G G G G G G G G G G G G G G G G。234]。对于小于kT / h = 6.04×1012 Hz <6,000 GHz的jfj，指数上式可以近似表示为：S NN（w）的分母变为图6.5 issistor中的热噪声。资料来源：HWOtt，“电子系统中的降噪技术”，第二版，纽约：Wiley-Interscience，1988年，第203页）。信息论6-15图6.6热敏电阻中的热噪声。hjfj = kt，所以在1电阻器中，S NNð¼ðð2 j j j h j j k k k 2 2 2 k W W W W。OVERresistanceofRO和放弃BHz（正频率）产生总功率P WW（B）= 2 BRSNN（w）= 4kTRB Woverthe双边频谱。这是奈奎斯特的结果。1000-O碳电阻上的热噪声与1000-O钽薄膜电阻中的热噪声相同[Ott，1988]。尽管内在噪音可能永远不会更少，但由于其他叠加噪音可能会更高。我们使用内部源（发生器）对aresistor中的热噪声进行建模，如图6.6所示。在高f时电容不能忽略，但纯电抗（C或L）不能耗散能量，因此不会产生热噪声。对于热噪声N（t），白噪声模型W（t）具有1，w，1的常数psdf S WW（w）= no W /（rad / s）.ByEquation（6.21），白噪声意味着为频率带宽B提供的功率为：1 2 2（）（）（）（）（）（）（）（）（）（）W W W W W W W W = （B）/ 2B，我们把它放到方程（6.20）中，用上述奈奎斯特的结果得到温度和电阻的谱密度函数。S WW = W w = N p W = 4 p B = 4 kTR2 p B = 4 p B = 2 kTR瓦特=ðrad = sÞð6：26）一些例子寄生电容在aresistor的端子可能会导致aroll-off大约6dB /倍频程的实际电阻[Brown，1983，p。139]。在290K（室温）下，我们有2kT = 2·1.38·10 23·290 = 20 6 14 0。由于每个欧姆而为8·10W / Hz [Ott，1988]。对于R = 1MO（10 O），S WW（W）= 0.8·10。超过8 14 8 6 10 Hz，我们有P WW（B）= S WW（W）B = 0.8·10·10 0.8·10 W = 0.8 m Wby方程（6.24）和方程（6.26）。实际上，寄生电容会使热噪声成为带限（带限白噪声）。现在考虑图6.6（b），并假设温度为300K，R = 106O，C = 1pf（1picofarad = 10 12法拉），并假设L为0H。由式（6.21）可知，热噪声功率为23 6 17 S WWð¼2 kTR 2 2 1 1：38 10 10 300 300 10 10¼828 10 10 W = Hz 6 12放弃B = 10时的功率为P WW（B）= S WW（w）B = 8280·10 W，所以有效值电压为1 / 2W rms = [P WW（B）] = 91m V.6 -16广播和光通信技术Nowlet Y（t）是电容器两端的输出电压。传输函数可以看作（1 / jwC）/ [R + 1 / jwC] = 1 /（w / 1） [1？j wRC]（其中I（w）是电流的傅里叶变换）。输出psdf（见方程（6.22））为：2 2 2 2 S YY w j H S S WW WW WW 1 1 1 = = = = = = = = = = = = = = 2 2 2 2 2 2 2 S S S S S S我们得到了反导函数（828·10 17）（1 / RC）atan（RCw）/（1 / RC）/ W w = 2 pf的整个弧度频率（见公式（6.21） 2p。当代替极限w = 1时，这成为828×10 17 [p / 2×p / 2] / 2p RC = 414×10 17（1 / 2RC）= 207×10 17×10 6 = 2070×10 12 W / Hz。2 2 12 1/2然后s Y¼E½YðtÞ¼P YYð1; 1 = 2070·10 W，因此Y rms（t）= s Y = [P YY（1,1）] = 45.5 m V. 6个半功率（截止）弧度频率为wc = 1 / RC = 10 rad / s，或者fc = wc / 2p = 159.2kHz。通过矩形谱S YY（w）= 1，10，w，10 rad / s（0其他地方）近似6 6 S YY（w），我们得到R YY（t）=（wc / p）sinc（wct），在jwctj¼p上有第一个零点，即jt j = 1 = 2 fc（见图6.4（b））。我们用R YY（t）= 0来近似自相关，因为jsj> 1 = 2 fc。测量热噪声在图6.7中，将测量来自无噪声电阻R的热噪声，其中RL是测量负载。在宽度为df的增量频带上，R中的增量噪声功率通过等式（6.24）表示为P WW（df）= 4 kTRdf W。P YY（df）是方程（6.21）对S YY（w）与df的积分，其中2 S YY w j H S S WWðW by，通过方程（6.22）。在这种情况下，传递函数H（w）是非活动的并且不依赖于弧度频率（我们可以将其从积分中分解出来）。因此，为了使测量的功率最大化，令RL = R。为了最大化测量的功率，设RL = R。测得的增量可用功率为2 2 P YY（df）= 4 kTR df /（4R）= kTdf [Ott，1988，p。201; 加德纳，1990年，288; 或者皮布尔斯，1987，p。227]。因此，我们得到的结果是增量可用功率带宽df仅取决于温度T. 图6.7测量热噪声电压信号理论6-17在1906年，阿尔伯特爱因斯坦用统计力学来假设平均动能的自由度，（1/2）mE（mE） [v 2（t）]等于（1/2）kT，其中：m是粒子的质量，v（t）是单维的瞬时速度，k是玻尔兹曼常数，T是温度。Ashunt电容C由电阻中的热噪声充电（见图6.6（b），其中L假定为零）。平均势能为（1/2）CE [W（t）2]。把它等于1 / 2kT并求解，得到均方功率E½Wðt 2 2¼T C = Cð6：28例如，令T = 300K，C = 50 pf，并记得k = 1.38·10 23 J / K。那么E [W（t）2] = kT / C = 82.8·10 12，即输入有效值电压为{E [W（t）2]} 1/2 = 9.09 m V.有效噪声和天线噪声让双电阻R 1和R 2的温度分别为T 1和T 2。总噪声功率增量频带df为P Total df = 4k（T 1 R 1 + T 2 R 2）df。我们可以写出P Total（df）= 4 kTE（R 1 + R 2）df。TE被称为有效噪声温度[Gardner，1990，p。289; 或者皮布尔斯，1987，p。228]。天线接收来自各种电磁辐射源的噪声，例如无线电传输和谐波，开关设备（如计算机，电动机控制器），大气和其他物体的热（黑体）辐射，太阳辐射，恒星辐射和星系辐射（宇宙的环境噪声）。为了解决天线输出处的噪声，我们使用有效噪声温度TE来建模噪声和等效热噪声。在增量频带df上的增量可用功率（输出）为P YY（df）= kTE df，从公式（6）可以看出。27）。TE通常称为天线温度，用TA表示。与频带一起使用时，通常在小的带宽上实际上是恒定的。噪声因子和噪声比参照图6.8（a），我们定义了噪声因子F =（实际设备的噪声功率输出）/（理想设备的噪声功率输出），其中（理想设备的噪声功率输出）= （由于图6.8的输出功率等效输入噪声和噪声因子.6 -18广播和光通信技术热噪声源）。噪声源在温度为T时被认为是噪声电阻R，所有输出噪声测量值都必须采用阻值RL（电抗忽略）。假设P WW（B）= 4 kTRB为频率带宽B上源电阻的开路热噪声功率，并注意到设备的2 2增益为G，则由于电阻噪声源的输出功率变为GP WW B = 4 kTRBG = RL。Nowlet Y（t）为RL两端输出端测得的输出电压，则噪声系数为2 2 F = PYY = B = RL = GPWB = RL = PYYB = 4 4 kTRBG （6：30）F被认为与RL无关，但不是R。因为两个噪声因素，必须使用相同的源。在理想的无噪声情况下，F = 1，但随着设备中的噪声电平增加，F增加。因为这是比率，我们可以取对数，称为噪声比，其为2NF = 10log 10°F 1010log 10°PYY BB 10 10log 10 4 4kTRBG 66：31）噪声功率输出P YY（B）是放大器源热噪声的叠加2 2 GP WW （B）和设备噪声，即P YY（B）= GP WW（B）+（设备噪声）。RL上的输出噪声可以通过将单一频率（在通带中）源发生器S（t）作为输入来测量。首先，S（t）断开，测量输出均方根电压Y（t），并记录输出功率PY（W）（B）。这是热功率和设备噪声的总和。接下来，S（t）开启并调整直到输出功率加倍，即，直到输出功率PY（W）（B）+ PY（S）（B）= 2PY（W）（B）。这个P SS（B）被记录下来。（B）= PY（W）（B），我们用F = PY（W）（B）/（GP WW（B））代替它得到2 2 2 F¼PYðS （t）（可以使用噪声二极管）的干涉噪声输入白噪声W（t） ）。噪声因素的缺点是：（1）当设备噪声较低时，噪声系数接近于1; （2）低阻力导致高值; （3）增加源阻抗会降低噪声因子，同时增加电路中的总噪声[Ott，1988，p。216]。因此，准确度不够。对于级联器件，可以方便地计算噪声因子[Buckingham，1985，p。67; 或Ott，1988，p。228]。等效输入噪声散热噪声（见下文）和其他噪声可以用输入电阻中温度升高时产生的等效热噪声来模拟。回想在频率带宽df下的（最大​​）增量可用功率（输出），由方程（6.27）得出P WW（df）= kTdf。图6.8（b）显示了以下情况。让电阻器成为噪声源温度T o，并带有热噪声W（t）。然后2 E [W（t）] = 4 k到Rdf，通过方程（6.24）（奈奎斯特的结果）。让开路输出噪声功率RL为2E [Y（t）]。输出端的增量可用噪声功率P YY（df）（RL = R）可以认为是由于温度较高的电阻R和理想的（无噪声）器件（通常是放大器）造成的。在温度T e其中，伪热噪声功率E [W e（t）] = 4 kTe Rdf产生额外的“输入”噪声功率。令V（t）= W（t）+ W e（t）。然后通过公式（6.24）得到P VV（df）= 4 k到Rdf + 4 kTe Rdf = 4 k（T o + T e）Rdf W。T e被称为等效输入噪声温度。通过T e = 290（F 1）与噪声因子F相关。在具有增益G 1，G 2，...和等效输入噪声温度T e1，T e2，...的级联放大器中，总等效输入噪声温度为T e = Total（T e1 + T e2）= G 1 + T e3 = G 1 G 2 + ... 6：（Gardner，1990，p。289]。信息理论6 -19其他电噪声热噪声和散粒噪声可以用等效输入噪声的热噪声来模拟，是主要的噪声源。其他噪音在以下段落中讨论。散粒噪声在外部电动势下的导体中，存在电子，空穴，光子等的平均流量。除了这种引起的净流量和热噪声外，还有其他影响。这种电势在金属晶粒和杂质颗粒的边界上是不同的，当电子的动能超过这个电势时，电子就越过势垒跳跃。这种总和随机流动就像散粒噪声一样[Gardner，1990，p。239; 1/2 19 Ott，1988，p。208]。肖特基在1918年分析了击穿效应，其中，每个电子的q = 1.6·10库仑，I dc =平均直流电流，安培和B·噪声带宽（Hz）。分区噪声分区噪声是由于电子流到不同电极的流量分散成随机变化密度的流。假设来自某些源的电子是电极A和B的电极。让n（A）和n（B）分别为每秒电子的平均电子数量，分别进入节点A和B，这样n（S）= n（A）+ n （B）是每秒发射的电子的平均总数。当电子到达A时，它是不成功的，单个试验的成功概率是p，其中p = n？A？= n？S？1 p = n？B？= n？S？6：（A）=（A）q，I（B）= n（B）q，其中q是电子的电荷，所以I（A）/ I（S）= P和I（B）/ I（S）= 1 p。使用二项模型，成功的平均数为E [n（A）] = n（S）p和E [n（B）] = n S）（1 p）。方差Var（n（A））= n（S）p（1 p）= Var（n（B））（来自二项式方差）。因此，替代产量可以表示为：其中，A = A（B）= 1/2，n = 2，S = 1/2，分区噪声适用于五极管，​​其中源极为阴极，A为阳极（成功），B为栅极。对于晶体管，源极是发射极，A是集电极，B代表基极的复合。在照相装置中，光电子被吸收，并且发射电子（成功）或不发射。即使是部分镀银的镜子也可以被认为是分隔器;辅助光子的传递是不成功的，反射是失败的。尽管二项模型适用于目的地为A和B的分区，但多项模型对于两个以上的目的地是类似的。1 / f，突发和接触噪声1925年，JBJohnson首先注意到热电门上的噪声在低频时超过了预期的散粒噪声。这种额外的噪声，以上的热噪声，其特征在于具有相等能量和八度音程的纵横分布。这导致alog-log曲线上的斜线的斜率为1.检测热噪声的拐角频率通常在1KHz附近，但半导体加工清洁度的改善已将其降低至10Hz。引起1 / f噪声的物理机制目前归因于双运动理论之一：（1）表面缺陷捕获载流子，以及（2）半导体通道内电流变化的电流扰动现象[Lundberg p。3]。表面缺陷理论解释了当前半导体微型化的问题：1 / f噪声随着晶体管尺寸的减小而增大。由于表面积与体积的比值随着尺寸的减小而增大，表面缺陷处理理论表明1 / f噪声越来越大人口密集的半导体。a1 / f光谱的问题是物理学中紫外灾难的逆转，其中融合了无限能量。在这里，积分到零频率会导致无限的能量。一种流行的模型是洛伦兹谱，或者低通滤波器的响应，其中对于所有较低频率，在单位带宽内能量成为恒定频率的非常低的频率，并且在该点之上下降为1 / f [Poore，2001，pp.1-2]。对于一些物理过程，常常会出现频率高于1 / f频谱的广播和光通信技术落后于1 / f ^ 2 [Milotti，p。4]。额外噪声的psdf称为抖动噪声，S ff = I 2 = af; 其中I是流过器件的直流电流，f是正频率。对于不同的源，（a）的经验值大约为0.5到1.6。这些源有所不同，但包括阴极表面宏观区域的尺寸不规则性，导电沟道中的杂质，并在晶体管中产生和重组噪声。在晶体管的早期，这一代重组因为材料不是很高纯度而备受关注。闪烁噪声出现在金属或半导体材料，固态器件，碳电阻器和真空管薄层中[Buckingham，1985，p。143]。Flickernoise在低频时可能很高。接触噪声是由于电导率波动或两个表面之间的接触不良造成的，特别是在开关和继电器中。爆裂噪声也被称为爆米花噪音。音频放大器的声音就像爆米花在平底锅背景中爆裂（热噪声）。它的特点是1 / fn（通常是n = 2），所以它的功率密度非常低，其中f是频率。在低频时可能会有问题。原因是晶体管（通常是金属杂质）结点的制造缺陷。Barkhousen和其他噪声Barkhousen噪声是由于铁磁材料小区域的尺寸和方向的变化造成的，并且在滞后环路的陡峭上升区域尤其明显。还有二次发射，照片和碰撞电离等。测量和量化噪声测量误差信号X（t）在任何t处的测量X t导致包含误差的测量值X t = x，并且因此不等于真实值X t = x T。 e =（xx T）的幅度更接近于零。钟形高斯概率密度f（e）= [1 /（2p s 2] 1 / 2exp（e 2 / 2p s））很好地拟合了误差。这个噪音2过程是静止的。期望值为me = 0，均方误差为se，均方根误差为2se。其瞬时功率t为se。因此，误差信号e（t）=（xxT）具有瞬时功率（2）其中R = 1 O，i（t）为电流。平均功率在时间T的一个时间段上的瞬时功率总和除以时间，得到的极限为T！1，即，ZT 2 P ave¼limð1 = TÞeðtÞdt T！1 0这个平均功率可以通过对已知信号值进行采样然后计算样本方差（假定遍历性：参见Gardner [1990，p.163]）来确定。除非误差取决于X的值，否则误差和信号是概率独立的。信噪比功率比由S / N = P信号/ P ave计算。量化噪声量化噪声是由于数字化一个精确的信号值vt¼v（t）所捕获的采样时间tbyan n A / D转换器。二进制表示是bn 1 bn 2 ... b 1 b 0（一个n位字）。n位数字化可能有2个不同的值，从零到2 n 1.设电压范围为R，分辨率为dv = R / 2n。任意电压vt编码为最接近的低二值值xb，其中误差e = xtxb因此，误差e在[0，dv]区间内均匀分布，这意味着[0，dv]上的均匀分布。在任何时刻e = et（e）的期望值为me = dv / 2，方差为2 2 2 me = dv = 12（区间[a，b]上的均匀分布的方差为s = （ba）/ 12）。因此，噪声为ws，量化噪声的功率为Z dv 2 2 se = e dv = 2Þð1 =dvÞde 0ð6:38 3 dv 3 3 2 deððdv = 2Þ= 3 dvj 0¼dðdvÞððdvÞ= 24dv = dv = 12我们可以通过R /（dv /（12）1/2）= 2 n dv /（dv /（12）1/2）来找出总范围R的信噪比电压比2 n 1/2 2 n（12），功率比为此的平方，即（2）（12）。以分贝为单位，这变成（S / N）dB = 10log10 2 n（2·12）= 10log10（12）+ 20nlog10（2）= 10.8 + 6.02n因此，量化S / N功率比直接取决于比特数n，因为更高的S / N功率比如预期的那样更好。应对噪声外部干扰无处不在。在绝对零度以上的温度下，固有噪声出现在增量可用功率范围内，而其他固有噪声则取决于材料纯度和连接完整性。处理误差总是以某种形式出现。外部来源标准防范措施如下：1. 100％屏蔽线路和电路：细导线会阻止静电场，但磁场需要更厚的屏蔽层和低磁阻金属。2.双绞线对高磁场和高共模抑制平衡输入有效。3.带多个屏蔽无线电频率的同轴电缆。4.短线和线索。5。多层印刷电路板与埋入信号线的每一侧的内部接地面板。6.在数字信号的航点处进行数字再生。7.信号的匹配滤波。8.接收信号与多路径的相关性。9.自适应交叉滤波以消除已知频率的干扰; 例如，60 Hz交流电力线的二次谐波可能干扰生物微电压测量，但可通过适应性交叉滤波来消除。10.星形接地以防止接地回路。11.低通滤波器在电路之间的powerleads上。12.定位磁性组件以获得最小的拾取。铁氧体磁珠可以抑制干扰[Barnes，1987]。它们用于电源线，对直流电流提供低阻抗，同时呈现高阻抗和高频率。核心损耗导致交流阻抗有相当大的阻抗，因此可以抑制共振，数字信号处理，频谱整形滤波器[Brown，1983]和频移滤波器[Gardner，1990，p。400]可以用来降低噪音的能力。卡尔曼滤波是一种无用的估计方法，而频移滤波是一种用于区分测量误差（例如系统识别应用）和噪声和干扰外部源的更新技术[Gardner，1990，p。400]。本征源本征噪声最小化的策略是：（1）小带宽B，（2）小电阻R，（3）低温T（较高温度可能破坏性），（4）低电压和电流（CMOS晶体管）， ）高品质的现代材料，（6）具有最低1 / f噪声的最新一代有源器件，（7）wire6-22广播与光通信技术绕制电阻器（热噪声相同，但其他噪声会更小），（8）更少且更好（9）较小功率的电路，（10）并联电容器，以降低噪声带宽，（11）平均增益N的平方根，提高信噪比，以及（12）使用选定的JFET器件。目前，集成电路材料纯度的提高导致1 / f和其他额外噪声的年度改善。更好的设计和材料是降低噪音的关键。处理源通过使用更高分辨率的模数转换器，即用更多的位来表示每个值，可以减少处理错误。这降低了量化误差功率。通过多次测量和平均使用相同的仪器，可以减少测量误差。其他估算/相关可以产生更好的数值（例如，通过多次测量估算，全球定位系统的位置确定可以从米减少到几厘米）。定义术语自相关：与随机变量X（t 1）和X（t）的乘积的期望值定义的随机信号X（t）相关的函数，其定义在时间对t 1和t 2上， t 2），即R XX（t 1，t 2）= E [X（t 1）X（t 2）]。对于弱固定随机信号，它仅取决于偏移量t = t 2 t 1，写入R XX（t）= E [X（t）X（t + t）]。噪声：信号N（t），其中任何时间t的值是由我们无法控制的事件随机选择的。在任何时刻t，N（t）是随机变量N t，其中的概率分布决定了N t取值时的相对频率。随机变量族的统计量{N t}可以随时间变化（大多数情况下）是恒定的（静止的），也可以是随机的。功率谱密度：功率X 2（t）的傅立叶变换并不一定存在，但它对于XT（t）= 2T XT（t）¼Xð（其他地方），任何T。0.让T！1，傅里叶变换的期望值2 2达到X（t）上的平均功率在T到T之间的极限，称为功率谱密度函数S xx（w）。在所有频率上累计，它给出信号X（t）中的总功率。随机过程：信号是anoise，干扰信号s（t），或者是这些信号的asum，例如Xðt s 1 t tÞsmðtþN 1 t tÞN nð tÞ。实现：Atrajectory {（t，xt）：X（t）xt}由随机信号X（t）的值的实际结果{xt}确定，其中X（t）= xt在每个时刻t .Atrajectory也称为X（t）的样本函数。弱固定（ws）随机过程（信号）：Arandom信号，其一阶和二阶统计量随时间保持不变（固定）。参考文献JR Barnes，电子系统设计：干扰和噪声控制，新泽西州Englewood Cliffs：Prentice-Hall，1987. RG Brown，随机信号分析和卡尔曼滤波导论，纽约：威利，1983。MJBuckingham，Noise in Electronic Devices and Systems，New York：Halstead Press，1985。WA Gardner，Introduction to Random Processes，2nd ed。，New York：McGraw-Hill，1990. JBJohnson，'Thermal agitation of electricityinductors''Phys 。修订版，第一卷。JBJohnson，“电导体的热扰动”，物理学报，修订版，第一卷。KH Lundberg，'Noise SourcesinBulk CMOS'，'Unpublished paper，p.3http：//web.mit.edu/klund/www/ CMOSnoise.pdf，2002. E. Milotti， ''1 / f噪声：APedagoglical评论，'H.尼奎斯特，'导体中的电荷的热搅动'，Phys。修订版，第一卷。电子系统中的噪声减少技术，第2版，New York：Wiley-Interscience，1988年，第32卷，第110-113页，1928。信息理论6-23 PZ Peebles，Jr.，概率，随机变量和随机信号原理，第2版，New York：McGraw-Hill，1987. R.Poore，“相位噪声和抖动”，Agilent Technologies，http ：//eesof.tm.agilent.com/pdf/jitter\_ background.pdf，2001.更多信息IEEE个人学习计划，随机过程和卡尔曼滤波的随机信号分析，由Carl G. Looney（IEEE教育活动委员会，PO Box 1331，Piscataway，NJ 08855-1331,1989）包含了对估计和卡尔曼滤波的介绍。另一个推荐的来源是H.M。Denny，'摆脱干扰'，IEEE Video Conference，Educational Activities Dept.，Piscataway，NJ，08855-1331,1992。6.3随机过程Carl G. 随机变量简介一个随机变量（rv）A由它的概率密度函数（pdf）指定f AðaÞ¼lime！0 = a = e？p？a？e = 2？a？a？ae？2？？？换句话说，矩形区域e？f A（a）近似概率P？？？？？？？ = 2Þ5 A：两个rv的A和B的联合pdf由2 f AB a a指定; bÞ¼lime！对于任何有限数量的rv，类似的定义都是成立的。A的期望值E [A]或均值m A是pdf的第一时刻，A的方差是第二个集中时刻，分别定义为Z 1 m A = E½A afAðaÞdað6：39a 1 Z 1 2 2 2 s A¼E½ðAm AÞam AÞf AðaÞdað6：39b）1方差的平方根是标准偏差，也称为均方根（rms）误差。二维A和B的协方差为二阶集中联合矩Z 1 Z 1 s AB = E½A A m A B B B BÞam am b m m B B f AB AB a a; bÞdadbð6：40 1 1非中心化的二阶矩分别是均方值和相关性，分别为Z 1 Z 1 Z 1 2 2 2 2 E½A af af A a a da da¼s Aþ; 嘛 ; E½AB¼abfABða; bÞdadb¼s AB∙m A m B 1 1 16 -24广播和光通信技术rv的A，B和C被定义为独立，只要它们的联合PDF因子为f ABC a; b; 对于所有的a，b和c，对任何有限rv都是类似的。当联合pdf的二阶矩，相关性，因素如E [AB] = E [A] E [B]，所以s AB = 0，在这种情况下，rv被认为是不相关的。A和B的协方差是A和B经常变化（具有相同符号）的频率的多少，它们多久变化多少次（不同的迹象），以及多少次，平均而言多于试验结果。为了标准化，以便单位不影响相关性度量，我们使用相关系数r AB s AB = s A s B对于实际系数c和实际系数c，近似将arv A作为另一个rv B的线性函数的精度，A <cB + d。 d，通过最小化均方误差e = E {[A-（cB + d）] 2}得到。平方和取2 2期望值，我们可以得到e min = s Aðj j AB AB AB which which which which which which which which which which which which which which which which which which which which which which which which which which which which A A A A。因为e min $ 0，这表明jr ABj＃1，它证明了Cauchy-Schwarz不等式：当jr ABj = 1时，知道一个的A或B完全决定另一个（C 6/0 0），所以A和B完全依赖，而jr ABj = 0表示没有线性关系，即A和B是不相关的。一个重要的结果是期望的基本定理：如果g（·）是任意实函数，则rv B = g（A）的期望值由下式给出：Z 1 E½B¼E½gðA¼gðaÞ f A a aÞdað6：随机过程随机（或随机）过程是随机变量的集合{X t：t [T}，索引在有序集合T上，通常是实数或整数的子集。例子是在时间t的Dow-Jones平均值D（t），在距离x处的压力R（x）inapipe，或者在时间t处的噪声电压N（t）。因此，过程是t的随机函数X（t）在每个t是根据X t的概率分布从rv X t = X（t）的一系列结果中随机抽取的.Atjectory {xt：t [T} ofoutcomes over all t [T，其中X t xt是实现的每个t处的值被称为过程的样本函数（或实现）。随机过程X（t）在t时刻具有平均值E [X（t）] = m（t），自相关函数R XXðt; 吨þ吨Þ¼E½X d吨ÞX d吨þ第t在时间t和tþ吨，tworv'sattwo倍的由吨。当M（t）的¼0for所有吨偏移的相关性，自相关函数等于所述自协方差函数C XXðt; t + t E X m X X t t t m t t tÞ。A处理X（t）完全由其联合pdf的f Xðtð1ÞÞ... XððnÞÞðxðt 1Þ; ...; 对于所有时间组合t 1，...，tn和所有正整数n（其中t（j）= tj）。当rv的X（t）是iid（独立的，分布相同的）时，那么关于一个pdf的知识将产生关于所有联合pdf's的知识。这是因为我们可以通过因式分解构造联合pdf，每个方程（6.41）。随机过程的分类有序集合T可以是连续的或离散的，并且X（t）在每个t处假设的值也可以是连续的或离散的，如表6.1所示。表6.1连续/离散分类随机过程X值T值连续离散连续连续随机过程离散值随机过程离散连续随机序列离散值随机序列在另一个分类中，随机过程X（t）是确定性的，只要从初始片段fxt可以确定一个分解样本函数：t <t 1 g X。不确定性[Brown，1983，p。79; 或加德纳​​，1990年，304]。过程的平稳性过程随机过程是n阶（强）固定的整体关节pdf，其中n和更少的rv独立于时间t 1，...，tn到时间t + t 1，...，t + tn的所有翻译。 n = 2的情况非常有用。另一种类型的过程称为弱平稳（ws）或广义平稳，并且被定义为具有与时间无关的一阶和二阶矩。对于所有t满足（1）m（t）= m（常数），并且（2）R XXðt; t + t）= R XX（t）+ s; 对于s的所有值，t + s + t =。对于s = t，这产生R XXe t; t + tÞRXXð0; 0 + t），缩写为R XX（t）。只要C XX（t）= 0，t不为零[我们说X（t）没有记忆]，X（t）是不相关的。如果X（t）是相关的，那么X（t 1）取决于对于t 6¼t 1 [X（t）有记忆]的值X（t）。ws进程的自相关函数的一些性质如下。首先，R XXðtÞj<RXXð0Þ; 1个5t51，2 2 2可以看出fromEquation（6.42）其中j - [R XXD吨THJ¼ë½X d 0ÞX d吨Þ<E½X d 0个e-½X d吨Þ¼RXX d 0第iR-然后，R XX（t）甚至是平均的，即R XX t R XX XXðt t which which from from from from s s s s s s s s s s s s s and and and and and and and and and and and time time time time独立。如果X（t）具有非周期分量，则R XX（t）将具有从定义得出的相同周期分量。最后，如果X（t）的anonzeromean mand没有周期性的2 2个分量，那么方差就会变为零（memoryfades），并且是极限！1 R XX t！！0 m m m m。高斯和马尔科夫过程如果对每一个可能的有限集合ft 1，则将过程X（t）定义为高斯; ...; 时间，rv的Xðt 1Þ; ...; X d TNÞ是共同高斯，这意味着everylinear组合Ž1/4 1 X d吨1 THTH ...þ的X d TNÞ是aGaussian RV，德音响通过高斯PDF髋ffiffiffiffiffi 2 2 FŽdŽÞ¼1定义如果n rv是线性无关的，即Z = 0，只有当1¼...¼和¼0时，联合pdf具有高斯形式[见Gardner，1990，pp.39-40] n = 2 1 = 2 t 1 f Xðt 1ÞÞXððnÞÞðx 1; ...; xn = 1 = 2 pÞjjC expfðxmmmmmÞCðx mmmmmÞgð6：（x 1，...，xn）为列向量，x为其转置矩阵，m =（m 1，...，mn）为平均向量，C为协方差矩阵\* + 2 s 1：如果X（t 1），...，X（tn）= 1，那么C（t）是线性相关的，那么联合pdf的形式与方程（6.45）类似，但包含脉冲[Gardner，1990，p。40。微弱平稳的高斯过程强烈固定于所有的订单n：所有的高斯关节pdf由方程（6.45）完全由它们的一阶和二阶矩决定，这些矩与弱平稳性是时间无关的，因此所有的联合概率密度函数也是一样的。每一个二阶强平稳随机过程X（t）也是弱的因为联合pdf的时间平移独立性决定了一阶和二阶矩具有相同的性质。然而，非高斯弱平稳过程不需要强烈的二阶平稳。而不是使用pdf，处理X（t）可以用条件pdf的方式来指定f Xðtð1ÞÞ... XðtðnÞÞx 1; ...; XNÞ¼fX d吨dÑÞÞjXd吨d N + 1ÞÞðxnjxn 1Þ·...·FX d吨d 2ÞÞjXd吨d 1ÞÞð×2 JX 1个F X d吨d 1ÞÞðX 1Þ通过successiveapplications贝叶斯法则，t 1 <t 2 <... <tn。条件pdf满足f A j BðajbÞabf a; 条件因子分解性质maysatisfy f XðtðnÞÞjXðtðn 1ÞÞ... Xðtð1ÞÞxnjxn 1; bÞ= ...; 表示过程在任何时间tn的概率密度函数，给定任意数量的过程的值tn 1，...，t（1） 1，与给定过程在最近时刻tn 1的值的tn处的pdf是相同的。这样一个X（t）称为一阶马尔可夫过程，在这种情况下我们说该过程只记住前一个值（前一个价值有影响）。通常，一个n阶马尔可夫过程只记住最近n个先前的值。一阶马尔可夫过程可以用它的一阶条件概率密度函数f X（t）j X（s）（xt，xs）和它在某个初始时刻t 0的无条件一阶概率密度函数来完全指定; f Xðtð0ÞÞx 0Þ。随机过程的例子图6.9显示了非平稳过程的两个样本函数。现在考虑对于所有k $ 0的离散时间过程X（k）= A，其中A是arv（随机初始条件），其假设值为1或-1并具有相应的概率p和1 p在k = 0.这个值不会改变，一旦初始随机抽样在k = 0。这个随机序列只有两个样本函数，常数序列{1}和{1}。在任意时刻k，X（k）的期望值为E½k E E A A p p pð1 1 1 p p p p p p p aut aut aut aut aut aut aut aut aut aut aut aut aut aut aut aut aut aut aut aut aut aut aut aut - E（x），k（x），x（k），m（x），E（x）和E（x）都是完全相关的。过程有无限的记忆）。这个过程是确定性的。另外一个例子，把Xððcosðwt F F F where where where，其中F是（-p，p）上的均匀rv。那么X（t）是rv F（以及t）的函数，所以通过使用方程（6.39a），我们可以得到Z pp E½X t¼c·cosðwt f f f F F f d d df ¼ðc= 2 pÞsinðwt + fÞjp¼0 p信息理论6 -27图6.9非平稳过程的例子。因此，均值不随时间t而变化。自相关是R XX d; 吨þ吨Þ¼E½ðcÞCOSD重量个FÞðcÞCOSD重量þ重量þ第f¼的C 2ë½COSD重量þ第f COSD重量þ重量þ第fžP 2¼çCOSD重量þ第f COSD重量þ重量þ第f器f F d第f DFPžp¼ðc2 = 2个F COSD 2重量þ2 Fþ重量Þþcosð重量Þgð1= 2第p DFP¼ðc2 = 4第p·女SIND第y个pÞþcosð重量þ· 2 PG¼ðc2 = 4第p·女COSD重量þ·2个pg¼ðC 2 = 2þCOSD重量þ[使用COSD第X COSDŷÞ¼1= 2 F COSD第XýÞþcosðXY THG和设为y¼2重量þ 2 F + wt。因此，X（t）isws。自相关在偏移变量t中是周期性的。现在考虑每个t的例子X（t）= A cos（2p f 0 t），其中f 0是一个偶然频率，幅度A是上述给定的随机初始条件。这里只有两个样本函数：（1）x （t）= cos（2p f 0 t）和（2）x（t）= -cos（2p f 0 t）。相关的例子是X（t）= A cos（2 pf 0 t + F），其中A是上面给出的，相位F是[0，p]上的均匀随机变量，A和F是独立的。再次，F和A不是广播和光通信技术依赖于时间（最初的随机条件）。因此，X（t）的样本函数为x（t）=Σcos（2 p ft + f），其中F = f是最初假设的值。由于相位的原因，存在无限的样本函数。等式（6。39b）以及A和F的独立性产量Z p E½XðtÞ¼E½Acosð2 p F F E½AE½gðF m m cosðp 2 ft f f 1 = p þDF 0 p¼ðmA =第p SIND 2 PT个FÞjf¼0¼ðm甲= pÞ½sinð2 PTþ第p SIND 2 PTþ¼ðm甲= pÞ½sinð2 PTþSIND 2 PTþ¼ð2米A =第p sinð2 ptÞ这取决于时间。因此，X（t）不是ws。接下来，假设信号S（t）是一个非常微小的随机过程，其中S（t）是信号S（t）。这是一个幅度调制的正弦波载波。载波cos½2 p ft + F具有随机的初始条件F并且是确定性的。由于S（t）是非常有限的，X（t）也是。可以通过S（t）和F的独立性找到期望值E½X t E E a S S E E cos 2 p p p p p p p p。最后，假设X（t）是关联的，那么每个rv X（t）= X t是高斯的zeromean和方差s 2（t）= （t）的任意实例化样本函数x（t）不能基于过去的值以任何平均意义被预测（不相关的高斯随机变量是独立的）。随着时间的推移，方差以无限制的方式增长，所以X（t）既不是固定也不是确定性的。这被称为维纳过程。2 aws过程的一个有用的模型是，其中m = 0和R XX→t = xs exp（ajt j）。如果这个过程也是高斯的，那么它是强固定的，并且它的所有联合pdf都由R XX（t）完全指定。在这种情况下，它也是一阶马氏过程，称为Ornstein-Uhlenbeck过程[Gardner，1990，p。102]。与白噪声不同，许多现实世界的随机过程相互关联。对于jtj 4 0，自相关要么变为零，要么它具有周期性的或其他非记忆性的记忆。我们认为今后的工作过程（非平稳过程见Gardner，1990）。假设m = 0，我们也假设m = 0.弱线性过程的线性滤波让ws随机过程X（t）作为输入到具有脉冲响应函数h（t）的线性时不变稳态滤波器。滤波器的输出也是一个随机过程，由卷积给出：（1）得到输出过程的平均值通过使用期望算子的线性[见Gardner，1990，p。32] Z 1 Z 1 m Y = E？Y？t？E h？s？X？ts？ds？h？s？E？X？ts？第51 Z 1 Z 1¼řXXð½td V th时第u个ħd u个咄d V th时的dv 1 1 Z 1¼řXXD吨þ电压V TH \* H d吨þ电压V THħd V th时的dv 1¼½RXXD吨Þ \* H d吨þ\* H d吨Þ¼RXXD第t \*½ħd吨þ\* H d吨þ¼řXXD第t \* RH d吨þR 1 2其中R h d吨Þ¼1小时d吨þ第u个ħ但是，由于双函数卷积的傅立叶变换是它们的傅里叶变换的乘积，因此rh（t）具有傅立叶变换H（f）H \* f（f）= H（f） h（-t）是h（t）的傅里叶变换H（f）的复共轭H \*（f）。因此，R YY（t），记为F f R YY t t g g，是2 F f R YY t t g F F R R XX t t \* h \* h h h t g F F F F XX XX XX XX XX \* \* \* \* \* \* \* \* \* f R F f R XX XX t g j j H Upon Upon Upon Upon Upon Upon Upon Upon Upon Upon Upon S S S S S S S S S S S S S S S S S S 我们还可以通过以下两个步骤来确定R YY（t）：2 S YY f f S S x f f f j H f f j 6：：：：：6 6 6 6 6 6 6 6 6 6 6 6 6 6 6 6 6 6 6 6 6 6 6 （6）（6）（6）（6）（6）（6）（6）其中，52）为Y（t）定义了X（t）和S YY（f）的功率谱密度函数（psdf's）S XX（f）。因此，R XX（t）和S XX（f）是傅立叶变换对，R YY（t）和S YY（f）也是（见公式（6.58））。此外，X（t）的psdf S XX（f）是平均意义上的（也就是平均意义上的）。如果X（t）是通过1-O 2 2电阻降低的电压，那么X（t）是电阻中的瞬时功耗。因此，R XX（0）= E [X（t）]是期望的功耗所有频率，即通过等式（6.54）并且t = 0，我们有ZR XX 0 S XX XX XX f d f 1 We We We We We We We We X X X X X X X X X X X X X X X X X X X X X X X X X X X X X X bandwidth bandwidth bandwidth bandwidth bandwidth bandwidth bandwidth bandwidth bandwidth bandwidth bandwidth bandwidth bandwidth bandwidth d，S XX（f 0）在极限d！0.这表明S XX（f）密度函数（其面积是所有频率的总预期功率，就像apdf下的面积是总概率）。R XX（t）和S XX（f）是傅里叶变换对的结果被称为维纳 - 钦钦关系[见Gardner，1990，p。230] .6 -30广播和光通信技术为了验证这种关系，设H（f）为理想带通滤波器的传递函数，其中H（f）= 1; jff 0 j 5d = 2; H（f）= 0; 否则令Y（t）为滤波器的输出。然后等式（6.54）和等式（6.53）提供Z 1 Z 1 2 2 E Y Y t t R YY 0 0¼S YY f f d df S S XXð fÞjHðfÞjdf 1 1 Z f 0þd = 2 Z f 0þd = 2¼SXXðfÞdfþSXXðfÞdff 0 d = 2 f 0 d = 2除以2 d并取限制为d！（1/2）S XX（f 0）+（1/2）S XX（f 0），当我们使用psdf是偶数和实函数（因为它们是自相关函数的傅立叶变换，它们是偶数和实数的）这一事实时变成S XX（f 0）。例如，设X（t）为白噪声，其中S XX（f）= N 0，通过一阶线性时不变系统，分别具有相应的脉冲响应和传递函数h（t）= exp（atg）t> 0; h（t）= 0; t <0 H f f = 1 = 1/2 a + j 2 p f; 所有f h（t）与其本身的时间相关性为rh（t）=（1 / 2a）exp {-ajtj}，所以功率传递函数为j H f fjj = 1 = 1 2 a 2 + 2 pf 2 。输入X（t）的自相关为Z 1 j2p ft R XX（t）= N 0 edf = N 0 d（t）1这是一个脉冲。它遵循（见公式（6.22））的输出Y（t）具有respectiveautocorrelation和psdf ajtjajtj 2 2 R YY d吨Þ¼½N 0 d d吨Þ\*½ð1= 2个e-¼ðN 0 = 2个e-; 输出期望功率E [Y 2（t）]可以从Z 1 2 2 E½Y t t R Y YY 0 0¼N N 0 = 2如果输入X（t）函数是高斯函数，那么输出也将是高斯函数[见Brown，1983; 或加德纳​​，1990]。因此，由高斯白噪声驱动的一阶线性时不变系统的输出是Ornstein-Uhlenbeck过程，它也是一阶马尔可夫过程。另外一个例子，令XðA A cos Y Y where，其中随机振幅A的平均值为零，随机相位Y在[-p，p]上是均匀的，且A和Y是独立的。像之前一样，我们得到2 2 R XX t s cos cos cos from from from from S S S S S S S S S A A A A A A A A A A A A A A S S S S S S S。psdf中的这些脉冲称为光谱，代表了离散频率的正值。过程的互相关两个随机过程X（t）和Y（t）的互相关函数通过R XY de t来定义; t≠t E t Y t t t 6 6 6：：：Let Let Let Let Let Let Let Let Let Let Let Let Let Let Let Let Let Let Let Let Let Let Let Let Let Let Let Let Let Let Let Let co co 我们说，只要R XYðt，两个ws进程X（t）和Y（t）联合ws; t + t）= R XY（t）。（1）R XYðR Y X X t t（（（（（（（（（（（（（（（（（（（（（（（（R R R R R R R R R R R R R R R R R R R R R R R （3）j R XYð<= = 2 2 2 2 R R R .The .The .The .The .The .The .The .The .The .The .The .The .The .The .The .The .The .The .The .The .The .The .The .The .The .The .The .The .The .The second second second second second second second second second second second second second second second来自扩展E½Y狋X X t g g>> 0。第三个来自几何平均值不能超过算术平均值的事实[见皮布尔斯，1987，p。154]。对方程（6.56）的最左边和最右边进行傅里叶变换，得到S XYðf S S XX f f H H f fð6 6：互相关函数的傅里叶变换是交叉谱密度函数Z 1 j2p ft S XY f R XY XY t ed ed 6 6 6 6 6 6 6 6 6 6 6 6 6 6 6 6 6 6 6 6 6 6 6 6 6。228]，这是一个谱相关密度函数，它不代表任何能量。方程（6.57）提出了一种确定线性时不变系统的方法。如果对系统进行awsinput X（t）并测量X（t）的功率谱密度和X（t）的交叉谱密度以及输出Y（t），则该比率产生系统传递函数Hð f（z XY）f（f）= S XX f fð6：（59）事实上，可以证明这种方法给出了（可能是时变的和非线性的）系统的最佳线性时不变模型，这意味着实际系统的输出之间的时间平均均方误差和当两者都受到相同的投入时，模型被最小化[参见Gardner，1990，pp.282-286]。作为一个应用，假设一个海底声纳设备通过传输星波信号X（t）并接收反射信号Y（t）来找到目标范围，如图6.10所示。如果n是声纳信号的速度，并且是使互相关R XY（t）最大的偏移量，则距离d（距离）可以由d = nto / 2确定（注意信号传播两次范围d）。相干性当X（t）和Y（t）在f处的低光谱线时，有限的谱相关S XY（f）实际上是纵方向的协方差，两个相关的方差是S XX（f）和S YY（f）。我们可以对S XY（f）进行归一化处理，得到一个由Y定义的谱相关系数Y XY（f） ）是相干函数。它是X（t）和Y（t）在频率f的功率相关性的测量。当Y（t）= X（t）\* h（t）时，它具有最大值：通过等式（6.53） 6.59），以及6-32广播和光通信技术图6.10 Asonar范围测试器。2 2 2等式（6.60），j Y XYðfÞjj S XXððf H H H H H H = = = = XX XX XX XX XX XX 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 在一般情况下，我们有：1 2 2 2 2 2 2 2 2 2 2 2 1 2 2 2 2 2 2 2 2 2 2 2 2 2 2 2 2对于所有可能的脉冲响应函数h（t），最优值ho（t）具有传递函数H o f f S XY 1 2 e min¼S YYðf½½jY XYðfÞjdf 1 [见Gardner，1990，pp.434-436; 或Bendat和Piersol，1986]。在频率f处，其中jYXYffjj <1; （2）因此，其中Y（t）不是由X（t）计算的均方根比例，而是由X（t）引起的比例。当Y t X t t时; （6.62）的最优系统H o（f）被称为Wiener滤波器，用于对一个过程Y（t）的最小均方误差估计，使用另一个过程X（t）的滤波反演[见Gardner，1990 ; 或者皮布尔斯，1987，p。262]。遍历性当时间平均ZT = 2 limT！1ð1 = TÞXðtÞdt T = 2存在并等于相应的期望值E [X（t）]，那么过程X（t）必须具有与均值相关的遍历性质。存在与平均值，自相关（和谱密度）以及所有有序联合矩相关的遍历性，以及有限联合pdf 。如果过程具有所有可能的遍历性质，则它被认为是一个遍历过程。信息论6 - 33设Y = t？g？X？t？t 1？...; X [t + tn]，其中g [·]是任意非随机实函数，所以Y（t）是有限个非平稳过程的有限个时间样本的函数。例如，假设（1）Y t X t t t X t t E E E E E E E E E E E E 1 1 and and and 2 2 2 2 2 2 2 2 2 2 2 2 2 2 Forex Forex Forex Forex Forex Forex Forex <x; Y t t = 0，否则，这样Z 1 E½YðtÞ1ооооооооооооооооооооооооооооооооооооооооооооооооо1我们想要要知道在什么条件下，时间平均ZT = 2 hiYðt T Tð1 = T Y Y t t dt dt T = 2和期望值E [Y（t）]之间的均方差会收敛到零。可以证明，均方遍历性的充分条件是有限的。1 E½fhYðtÞiE½YðtÞg¼0ð6：63）坚持是ZT限制！例如，如果CYY（t）！CYY（t）！CYY（t）！0as t！1，那么方程（6.64）将成立，因此方程（6.63）也将在，其中C YY（t）是Y（t）的协方差函数。只要两套rv的f Xðt t t 1Þ; ...; X t + tnÞg和f Xðt + t 1 + tÞ; ...; X t t + t n + t g成为彼此独立的t！1，上述条件成立，所以等式（6.63）成立[参见Gardner，1990，pp.163-174]。实际上，如果X（t）表现出与自相关相关的遍历性，在这种情况下，均方估计误差将会收敛到零，因此T的增加趋于无限，并且功率密度S XX（f）也可以通过时间平均来估计[见Gardner，1990，pp.230-231]。定义术语自相关函数：Afunction RXXðt; （t）和X（t + t）在时间t和t + t之间是相关的，它们测量的是任何两个rv的X（t）和X 相干函数：频率函数在每个频谱的交叉谱密度函数与它们的功率谱密度函数的乘积的比值处提供了双随机过程的相关程度。功率谱密度函数：随机过程X（t）的自相关函数的傅立叶变换，记为S XX（f）。f 1和f 2之间的曲线下方的面积表示频率f 1到f 2的频带中的X（t）中的全部t的总功率，其尺寸是瓦特每赫兹。样本函数：t的区域函数x（t）其中，t时刻参数t处的值x（t）由arv X t = x x t t的结果决定。随机过程：随机过程：rv f t的收敛：t 2 T g，其中T是一个有序集合，例如域T上的实数或整数[X（t）也称为随机函数] .6-34广播和光学通信技术时间平均：时间的任意函数g（t）在区间[a，b]使得矩形区域g ave（b-a）等于a与b之间的曲线下方的面积，即R bg ave = 1/2 = b ba gdt dt。样本函数的时间平均值x（t ）是当T变得无限时，其平均值超过[0，T]的极限。弱平稳性：平均E [X（t）] = m（t）的随机过程X（t）的性质在整个时间t内都是固定不变的，其自相关也与该时间无关。t + t = R XX s + t; 对于任何s都是s？t？t？。因此，R XX d; t + tÞRXXð0; tÞRXXðtÞ。致谢作者感谢加州大学戴维斯分校的William Gardner提出了实质性建议。参考文献JS Bendat和AG Piersol，Random Data：Analysis and Measurement，2nd ed。，New York：Wiley-Inter-science，RG Brown，随机信号分析和卡尔曼滤波导论，纽约：威利，1983年。WA Gardner，Introduction to Random Processes，2nd ed。，New York：McGraw-Hill，1990.PZ Peebles，Jr.，Probability，Random Variables，and Random Signal Principles，第2版，New York：McGraw-Hill，1987。由IEEE教育活动委员会，PO Box 1331，Piscataway，NJ 08855-1331的Carl G. Looney于1989年为IEEE准备的IEEE个人学习包，随机信号分析随机过程和卡尔曼滤波。R.伊朗普尔和P.查康，基本随机过程：马克KacLectures，纽约：麦克米伦，1988年。A.Papoulis，概率，随机变量和随机过程，第3版，纽约：麦克米伦，1991年。6.4采样定理罗伯特J. 标记II大多数源于物理现象的信号是模拟的。另一​​方面，大多数计算引擎是数字的。从模拟到数字的转换非常简单：我们只是简单地进行采样。从这些样本中恢复原始信号并评估抽样过程中丢失的信息是采样定理所解决的基本问题。显着的是，采样定理的基本结果是，放弃限制信号由其足够接近的等间隔采样值唯一指定。实际上，采样定理说明了原始信号如何从样本的知识和他们被采样的采样率中重新获得。抽样定理的普及归功于香农[1948]，1948年，用它来表示放弃信号和离散数字序列的信息内容的等价性。香农意识到了惠特克[1915]和惠特克尔克松[1929]在制定抽样定理方面的开创性工作。Kotel'nikov的[1933]独立发现当时苏联值得注意。Higgins [1985]认为Borel [1897]首先认识到信号可以从样本中恢复。抽样理论的调查被广泛引用于Jerri [1977]的论文以及作者的两本书中[1991,1993]。Marvasti [1987]写了一篇专门研究统一抽样的文章。基数系列如果信号具有有限能量，则最小采样率等于信号最高频率分量的每个周期的两个样本。具体而言，如果信号的最高频率分量是B Hz，那么信号x（t）可以从样本中恢复1 X 1 nsin½pð2 Bt n x x t t¼x 6 6 6 6 6 6 6 6 6 6 6 6 6 6 6 6 6 6 6 6 6 6 6 6 6 6 6 frequency frequency frequency frequency frequency frequency frequency frequency frequency frequency B也被称为信号的带宽，如果B是有限的，则x（t）表示带限。信号x（t）在此以每秒2 B个样本的速率进行采样。如果以较低的速率对染色体进行取样，则重复会重叠，并且关于X（o）[和因此x（t）]的信息将不可挽回地丢失。欠采样导致别名数据。未发生混叠的最小采样率被称为奈奎斯特率，在我们的例子中，它是2 B。方程（6.66）被初级Whittaker [1929]称为基本系列。如果存在B，则Asignal在低通意义上是带限的。（x），其中，门函数P（j）对于j＃1/2是唯一的，否则为零，并且Z 1 X（x）= x x（t）ejotdt 6：68）1是x（t）的傅里叶变换。也就是说，对于joj 4 2 p B，频谱相同。B参数被称为信号的带宽。傅里叶逆变换为1 Z 1 x t x x t p p p 6 6 6 6 6 6 6 The The The The The The The sampling sampling sampling sampling sampling sampling sampling sampling sampling sampling sampling sampling sampling sampling sampling sampling sampling sampling sampling sampling sampling sampling sampling sampling sampling sampling sampling sampling sampling。值得注意的是，这些元素是通过抽样直接获得的。Howcan基本系列能够独特插入从中取样的带限信号？难道不能从另一个带限信号生成相同的样本吗？答案是不。频带限制功能非常流畅。任何偏离平滑的行为都会导致高频分量，从而导致限制带宽所需的性能无效。样本之间的信号的平滑度排除了那里信号的任意变化。让我们更密切地研究基数系列。图6.11插值结果的插图在t = m / 2B处评估公式（6.74）。由于sinc（n）来自Cardinal序列。Asinc函数由n = 0的那个加权，否则为零，只有样本样本放置在每个样本底部。sinc的总和正好在t = m / 2B处生成原始带限函数，有助于在采样处进行插值。点。如图6.11所示，示出了使用基本系列从样本中重建信号的情况。除了样本位置[例如，t =（m + 1/2）/ 2B]以外的x（t）的值由所有样本值确定。采样定理Borel [1897]和Shannon [1948]的证明均将采样定理作为傅里叶级数的傅里叶变换对偶来讨论。假设x（t）具有B的宽度和宽度。考虑周期信号6 -36广播和光通信技术X 1 Y o X X 4 4 p p p 6：：：：：Y Y Y Y Y Y Y Y Y p p p p p p p p p p p p p 。从方程（6.67）X（o）iszerofor o。2 p B，因此程度有限。公式（6）中的项。70）因此不重叠。周期性函数可以表示为一个傅里叶级数。X 1 jno Y o an exp exp exp 6：：：：：6 6 Z Z Z Z Z Z Z Z Z Z Z Z Z Z Z Z Z Z Z Z Z Z Z Z Z Z Z Z Z Z Z Z Z Z Z Z Z Z Z Z Z Z Z Z Z Z Z Z Z 6：72）n 2 B 2 B在公式（6.69）中使用了傅里叶反变换。1 Z 2 p BX 1 n jno x t t¼x exp ejotdo 4 p B 2 p B n = 1 2 B 2 B or X 1 nxðt¼x sin cð2 Bt nðð6:74）n 1 2 B其中sinp t sin c t tÞpt是P（o / 2p）的逆傅里叶变换。方程（6.74）当然是基数系列。采样定理一般会收敛，在这个意义上说，2 lim jxðN N t j 0 0 N！1信息理论6-37其中截断的基本级数为XN nx x x sin sin c 2 B B B B B B B B B Mark Mark Mark Mark Mark Mark Mark Mark Mark Mark Mark Mark Mark Mark Mark Mark Mark Mark Mark Mark Mark Mark Mark ），有有限能量，E，Z 1 E = jxðtÞj2dt <1 1 2。或X（o）有有限区域，Z 1 A = j XðoÞjdo <1 1但是，在第二种情况下必须注意，但是当奇点存在于0 ^ 2 p B时。这里可能需要进行采样严格大于2 B。例如，对于信号x（t）= sin（2p Bt），情况也是如此。尽管信号是带限的，并且尽管傅里叶变换具有有限的区域，但所有取得的t（n）/ 2B的样本都为零。等式（6.74）中的基数系列因此将随处插值到零。但是，如果采样率高于2 B，则样本不为零，并且基数序列将均匀地收敛到正确的答案。时间带宽产品基本系列要求知道无限数量的样本。实际上，只能使用有限数量的样本。如果信号的大部分能量存在于区间0＃t＃T中，并且以每秒2 B个样本的奈奎斯特速率进行采样，则取总共S = k 2个BT1样本。（kyl表示不超过y的最大数量）。数字S是信号自由度的一种测量，被称为其时间带宽乘积。例如，一个5分钟的单声道音频记录需要额外的20,000赫兹，需要最少的S = 2·20,000·5·60 = 1200万个样本。实际上，音频采样远高于奈奎斯特速率。误差来源使用基数序列的精确插值假定（1）样本的值准确知道，（2）样本位置准确已知，（3）系列中使用了无限多个术语。由于（1）数据噪声，（2）抖动和（3）截断，偏离这些要求会导致插值错误。数据错误对恢复的影响可能很重要。当出现数据错误时进行性能分析时，一些天真出现的采样定理泛化被揭示为不适合。换句话说，数据上的大量错误可能会导致恢复的无限错误[Marks，1991]。数据噪声数据噪声的来源可以是从中采集样本的信号，也可以是由于有限的采样精度而产生的全面报价。如果噪音是加性和随机的，而不是样本nx 2 B6 -38广播和光通信技术，我们必须处理样本nnx + x 2 B 2 B其中j（t）是随机过程。如果在基数序列中使用这些噪声样本，则插值而不是简单的x（t），其中插值噪声为X 1 n Zðx x sin c 2 2 B B B B 1 1 1 1 1 1 If If If If If If If If If If If If If If If If If If If If If If If If If If If If If If If If。因此，噪声插值是x（t）的无偏差版本。更为显着的是，如果j（t）是具有不确定性（方差）s 2的平均（广义）平稳过程，那么Z（t）也是如此。换句话说，样本点位置的不确定性与插值的所有点相同[Marks，1991]。截断截断的基数序列在公式（6.75）中。信号不能同时具有带宽限制和有限持续时间。确实，在任何有限的时间间隔内，放弃函数都不能等于零。因此，除了极少数信号的交叉点与样本位置重合的罕见情况之外，截断会导致错误。这个截断误差的大小可以通过对基本级数的Parseval'stheorem来估计，这个基本级数表示Z 1 X 1 2 2 1 n E = jx t dt dt x x x 1 2 B 1 2 B因此，信号的能量可以是直接从信号或样本中确定。与截断信号相关的能量为XN 2 1 n EN = x 2 BN 2 B如果EEN << E，那么截断误差很小。抖动抖动发生在样本靠近但不完全位于所需样本位置时。取代样本x（n / 2W），我们有样本nxs 2 W n，其中sn是第n个样本的抖动偏移量。对于抖动，sn的是不知道的。但是，一个适当的非均匀采样定理[Marks，1993; Marvasti，1987]可用于内插信号。使用基数序列中的抖动样本产生的插值不是x（t）的无偏估计。事实上，如果抖动的概率密度函数在所有样本位置都是相同的，抖动插值的预期信息理论值是x（t）与抖动概率密度函数的卷积。这种偏差可以通过在降低插值信噪比的前提下进行逆滤波来消除[Marks，1993]。抽样定理的推广有许多抽样定理的概括[Marks，1991; Marks，1993]。1.随机过程。如果自相关函数R w（t）是放弃函数，则广义平稳随机过程w（t）据说是带限的。基数系列X 1 n ww ^ t t¼w sin c 2 2 Bt n n n 1 1 2 B收敛于w（t），其意义为E j j t w j j 2 where where where where where where where where where where where where where where where where where where where expect expect expect expect。2.非均匀采样。存在可以从不是均匀间隔的样本进行插值的数值方法。Marvasti [1987]专门讨论了这个问题。3.克莱默的综合。Kramer将采样定理归纳为Fourier以外的积分变换，例如Legendreand Laguerre变换。4. Papoulis的普遍化。香农指出，如果在全样本位置，也采用了信号的衍生物样本，那么当以奈奎斯特速率的一半进行采样时，可以恢复放弃信号。经常不均匀采样是P个采样在每个奈奎斯特间隔中相同的地方。另一种采样方案是当信号和其希尔伯特变换都以其各自奈奎斯特速率的一半进行采样时。从这些以及众多其他抽样情景中恢复信号被归纳为Papoulis采样定理的雄辩泛化。5.拉格朗日插值。数值分析中拉格朗日插值是特应性的。一个N阶多项式适合于N + 1个任意间隔的采样点。如果有限数量的采样间隔相等，则拉格朗日插值相当于基数序列。6.三角多项式。所有周期带限信号可以表示为三角多项式（即具有有限个项的傅里叶级数）。如果该序列具有M个项，则该信号具有M个自由度，其可以通过在单个周期内采集的M个样本确定。7.多维采样定理。多维信号（如图像）需要采样定理的尺寸扩展。信号的采样现在需要几何解释。例如，图像的均匀采样可以在矩形或六边形网格上完成。一个几何体的最小采样密度可能不同于另一个。在许多情况下，可以实现不导致混叠的最小采样密度，具有许多不同的均匀采样几何结构，并被称为奈奎斯特密度。有趣的是，采样有时可以在奈奎斯特密度以下采用不均匀的采样几何形状进行，以便可以恢复多维信号。一个维度并非如此。8.连续采样。当在一个或多个不相交的间隔上知道信号时，据说已经连续采样。将时间线划分为T的间隔。周期性连续采样假定信号在每个间隔上在T的间隔内已知，其中a是占空比。即使存在混叠，连续采样信号也可以进行精确插值。其他连续6-40广播和光通信技术抽样案例，其中每一个都可以被认为是连续周期性采样恢复的例证，其中包括a。插值。asignal的尾巴是已知的，我们希望存储在中间。湾 外推。我们希望产生与中间知识有关的尾巴。C。预测。Asignal for t。根据对t的信号的知识进行估计0。最后的评论自20世纪40年代后期开始普及以来，对采样定理进行了深入研究。在这个主题上已经产生了1000多篇论文[Marks，1993]。它的理解是将基本上连续的世界与数字计算引擎相匹配的基础。定义术语别名：当信号欠采样时出现的Aphenomenon。有关信号的高频信息丢失。Cardinal系列：放弃信号样本被内插以形成连续时间信号的公式。傅里叶变换：将时域信号转换为频域的数学运算。抖动：Asample在时间上被一个未知的，通常很小的间隔所替代。克莱默的泛化：基于傅里叶变换和频率以外的Asampling理论。拉格朗日插值：在数值分析中使用的经典插值程序。抽样定理是特例。奈奎斯特率：不会导致混叠的最小采样率。Papoulis的概括：Asampling理论适用于其中非均匀和/或间接获得信号样本的许多案例。采样率：每秒采样数。采样定理：放弃信号的采样，如果足够接近，则精确指定采样的连续时间信号。信号带宽：信号的最大频率分量。时间带宽产品：信号的延迟和带宽的乘积近似表征信号所需的样本数量。截断误差：当有限数量的采样用于内插连续时间信号时发生错误。参考文献E. Borel，'Sur'插值'，'CR Acad。科学。巴黎，第一卷。124，pp.673-676，1897. JR Higgins，“关于红衣主教系列的五个短篇小说”，Bull。Am.Math。Soc。，vol。12，AJJerri，“香农采样定理 - 它的各种扩展和应用：atutorial review，”Proc。IEEE，vol.65，第1565-1596页，1977年。VA Kotel'nikov，''关于电子通信中'以太网'和导线的传输能力'，'Izd。红。尿蛋白。Svyazi RKKA（莫斯科），1933年。RJMarks II，香农抽样和插值理论简介，纽约：Springer-Verlag，1991年。RJMarksII编辑，香农抽样和插值理论高级主题，纽约：Springer-Verlag，1993年。FA Marvasti，AUni fi ed Approach to Zero-Crossing and NonuniformSampling，Oak Park，Ill .:非均匀，1987. C. Shannon， 'Amathematical theory of communication，'Bell System Technical Journal，vol。ETWhittaker，“关于由插值理论的扩展所表示的函数，''Proc。爱丁堡皇家学会，第一卷。35，pp.181-194,1915。信息论6-41 JM Whittaker，''傅立叶理论的基本功能'，'Proc。数学。SOC。爱丁堡，第1卷，AI Zayed，Advances in Shannon's Sampling Theory，Boca Raton，Fla.:CRCPress，1993.更多信息在RJ Marks II，Ed。，Introduction中提供了对样本定理及其多种变化的深入研究。 Shannon采样和插值理论，纽约：施普林格出版社，1991年。关于现代抽样理论的1000多篇参考文献的深入研究可参见RJ Marks II编辑，香农抽样和插值理论中的高级主题，纽约：Springer-Verlag，1993。FA的专论中处理了非均匀采样的具体情况 Marvasti，AUni fi ed Approach to Zero-Crossing and NonuniformSampling，Oak Park，Ill：Nonuniform，1987.采样定理在IEEE信息处理汇刊中一般性地被处理。对于应用，局部期刊是当前文献的最佳来源。6.5渠道容量Sergio Verdu'信息费率数以千万计的用户每天通过标准电话线访问互联网。以高达每秒28,800比特的数据速率运行的调制解调器可以传输文本，音频，彩色图像，甚至是低分辨率视频。图6.12所示标准电话信道的现代技术发展如果不是指数在计算机工程中无处不在，然后每年以每秒825位的速度增长。由于现代信息速率的提高，很少的技术进步可以为全世界的日常生活节省许多时间。但是，调制解调器设计人员在最大可传输信息速率方面面临着一个基本限制。每个通信信道都有一个与其相关的号码，称为信道容量，它决定了无论发送和接收设备的复杂程度如何，信道的最大信息速率。因此，图6·12所示的现代化速度肯定会出现。但是，以什么速度？回答这个问题的任何沟通渠道模型是信息理论的主要目标之一 - 1947年由Claude E. Shannon [Shannon，1948]创立的学科。通信信道通信信道是将发射机连接到接收机的一组设备和系统。发射机和接收机分别由一个编码器和解码器组成，它将信源产生的信息流转换成信道适合信道传输和恶化相反（图6.13）。例如，在电话线的情况下，两个通信信道（每个方向一个）共享连接两个双模的相同物理信道。该物理信道通常由两端的铜绞线以及在电话交换机处发生的各种切换和信号处理操作组成。调制解调器本身不包含在通信信道中。微波无线电链路是通信信道的另一个例子，包括放大器和天线（两端）和无线电频谱的某些部分。在这种情况下，通信信道模型并不完全对应于物理信道。例如，Whynot将天线视为发射器的一部分，而不是通道（图6.13）？因为除了优化链路效率以外的考虑因素可能会决定天线尺寸的选择。这说明图6.13中的边界编码器通道和通道解码器并不总是唯一地定义。这暗示了对于通道系统的一部分，设计师无法或不愿改变的另一个通道定义。6-42广播和光通信技术图6.12电话信道调制解调器的信息速率。图6.13通信系统的组成部分。Achannel的特点是给出每个可能的输入信号的输出信号的概率分布。通道分为（1）离散时间通道和（2）连续时间通道，取决于输入/输出信号是否是可变的序列函数。一些例子如下。例6.1。二进制对称信道具有二进制输入和输出的二进制无记忆信道（图6.14），其中0和1错误接收的概率相等。例6.2。具有二进制输入和输出的Z通道Adiscrete时间无记忆通道（图6）。15）其中0没有错误。例6.3。擦除通道具有二进制输入和三进制输出的Adiscrete-time无记忆通道（图6.16）。符号0和1不能互相误认，但可以“擦除”。例6.4。白高斯离散时间信道离散时间信道，其输出序列由下式给出：其中xi是输入序列，ni是具有相同方差的独立高斯随机变量的序列。信息论6-43图6.14二进制对称通道。图6.15 Z通道。图6.16擦除通道。例6.5。线性连续时间高斯信道一个连续时间信道，其输出信号由下式给出（图6.17）其中x（t）是输入信号，n（t） g（t）是线性时不变系统的脉冲响应。电话通道典型地由等式（6.77）建模。编码器Figure6.13的目标是将二进制数据（消息）的字符串转换为通道输入信号。对于离散的图6.17线性连续时间高斯信道，将m位的源串转换为n个符号（m＃n）的信道输入串.6-44广播和光通信技术信道，并转换成持续时间信道持续时间为T的连续时间信号。信道码（或更准确地说是码本）是编码器可能提供的2 m个码字（信道输入信号）的列表。码率的速率等于其大小的对数除以码字的持续时间。因此，速率等于每通道m位用于adiscrete-time通道，而等于每秒m位用于连续时间通道。一旦码字被编码器选择，信道概率机制就控制发送信号所遭受的失真。解码器的作用是在接收到发送的码字的信道失真版本时恢复发送的二进制串（消息）。为此，解码器知道编码器使用的码本。对于大多数信道（包括上面的那些信道），最好的解码器（最大似然解码器）选择错误的信息，从而导致不可行性。因此，对于agiven渠道来说，价值和利益的两个数值是比率和错误概率。容忍的错误概率越高，允许比率越高; 然而，计算确切的tradeoffisa强大的任务，除非codesize要么非常小或趋于无穷。后一种情况是香农考虑的情况，并在下一节中讨论。可靠的信息传输：香农的Theorem Shannon [1948]认为Codewordduration无限制地增长的情况。信道容量是指编码器和解码器存在的最大速率，随着码字越来越长，错误概率消失。香农定理[Shannon，1948]分离式无记忆信道的容量等于C = max I X X; Y（x，Y）表示输入 - 输出互信息，它是输入和输出之间的依赖关系，定义为联合输入/输出分布与其边际产品之间的差异，D（P XYk PXPY）。有限的一对概率质量函数P和Q定义在相同的空间上，发散度是他们相似度的不对称度量：发散度是零，所以分布是相等的; 否则它是严格正的。方程（6.78）中的最大化超过了输入分布的集合。尽管一般来说，尽管这种优化问题没有关闭形式的解决方案，但Blahut和Arimoto在1972年获得了一种有效的算法[Blahut，1987]。公式（6.78）中达到最大值的分布决定了最优码的统计特性，因此，编码器的设计者对此感兴趣。对于上面提到的离散无记忆信道，容量可由下面的例子给出。信息论6 -45图6.18作为交叉概率函数的二进制对称信道的容量。图6.19 Z通道的容量 例6.6。二进制对称信道1 1 C = 1 d log 1 d d log d 1 d通过等概率分布获得，如图6.18所示。例6.7。Z =通道C = 1 d 1 = 1 d + dd = 1 d）获得的分布的概率在1/2（d = 0）到1 / e（d！1）的0范围内（图6.19）。例6.8。擦除通道C = 1 d达到等概率输入。设计者通常不满足特定的误码率水平E，而不是选择错误数据块的概率越低越好。在这种情况下，它是误码率的函数。图6.20容量扩展因子。可以以等于容量的信息传输信息，如图6.20所示。如果与我们到目前为止所做的相反，图6.13中的消息源并不是源位，因此容量的显着性可以扩展，以表明只要源熵（见第6.6章“数据压缩”）低于信道容量，就存在一个编码器/解码器对，可以实现任意可靠的通信。相反，如果源熵超过容量，则不存在这样的编码器/解码器对。带宽和容量离散信道的上述公式不会导致例如实例5的连续时间信道的容量。我们已经知道，在带宽大约等于3kHz的电话信道的情况下，容量被下限为28,800比特/第二。如何将带宽转化为容量？答案取决于噪音水平和分布。例如，如果在示例5的频道中，噪声不存在，无论带宽如何，容量都是有限的。我们可以将任意数量的信息编码为单个标量的二进制扩展，它可以作为单个正弦曲线的幅度或相位通过通道发送; 知道信道传输功能，解码器可以恢复传输的标量无错误。很明显，这种传输方法在实践中并不推荐，因为它取决于无声传输的非物理场景。在例5的最简单的特例中，噪声是白色的，通道具有带宽B（以Hz为单位）的理想的传递函数，并且输入功率是有限的。然后，信道容量等于dB 0：1 C = B SNR log2 10比特每秒6：80）0.1 dB其中log2 10 = 0。33和SNR等于给定信道输出信号的输入信号的线性估计的最佳信噪比（以dB为单位）。这样的最佳信噪比等于1加上分配给输入端的功率除以信道带中的噪声功率，即dB P SNR = 10log10 1 + BN0信息理论6-47有趣的是，注意到随着带宽的增长，信道容量不会无限增长。它倾向于P log2 ebit每秒N 0，其中log 2 e = 1.44。这意味着可靠通信所需的能量比特等于噪声功率密度等级的0.69倍。当信道带宽有限时，发送一比特信息所需的能量严格地更大。能够可靠地发送一比特信息所需的能量对于其他（非高斯）信道，即使在不知道信道容量的情况下也是如此（Verdu，1990）。当信道传递函数H（f）和/或噪声谱密度N（f）不在时，公式（6.80）中的常数不再适用。所谓的水补充公式[Shannon，1949]给出的信道容量为1 Z maxf 0; w M f f g g C log log 1þdf 2 M f f where其中w选择为使得Z maxf 0; 脉冲W M d˚FÞgd˚F¼P和N d第f中号d˚FÞ¼歼轰d˚FÞj2线性高斯噪声信道被awidely使用的模型为spacecommunication（在功率有限的区域）以及用于电话信道（在带宽有限的地区）。由于现代电话系统中数字交换和数字传输的普及，不仅信噪比有所提高，而且实例5中的高斯噪声模型越来越受到质疑，因为量化是信道失真的主要组成部分。因此，调制解调器速度的未来改进预计将主要来自频道的精细建模。由于时变接收功率（衰落）的影响，一些重要的信道超出了例子5的范围，例如高频无线电链路，对流层散射链路和移动无线电信道。信道编码定理在信息论中，给出信道概率描述信道容量间隔的公式的结果称为信道编码定理。它们通常涉及两部分：可实现部分，它表明对于任意小于容量的情况，存在消失差错概率的代码存在;而反向部分表明如果代码率超过容量，则错误概率必然与零有界。香农在离散记忆信道[Shannon，1948]中给出了第一个可实现性结果。他的证明方法后来被形式化为“典型序列”的方法（例如，[Cover and Thomas，1991]），其基础是证明随机选择的acode的平均错误概率随着blocklength而消失。其他已知的可实现性，例如广播和光通信技术Feinstein's [1954]，Gallager [1968]以及类型[Csiszar和Korner，1981]的方法同样没有建设性。编码理论的规范以建设性的方法来设计接近香农极限的代码。第一个反向信道编码定理不是由Shannon给出的，而是由Fano在1952年提出的.Adecade在Shannon的开创性论文之后，几位作者获得了带有存储器的信道的第一信道编码定理[Dobrushin，1963]。迄今为止已知的最普遍的信道容量公式可以在[Verdu和Han，1994]中找到。具有反馈的信道的容量在1961年由香农首先考虑[Shannon，1961]，随后对高斯信道的发展进行了总结[Coverand Thomas，1991]。在他的1961年的论文[Shannon，1961]中，香农通过提供多个具有挑战性的渠道与多于一个发射机和/或接收机，创立了多用户信息理论。与相当普遍地解决的多接入信道（一个接收机）相比，除特殊情况外，涉及多于一个接收机的信道容量（例如广播信道[Cover，1972]和干扰信道）仍未解决。信道容量已经显示出在信息传输领域之外的变化[Han and Verdu'，1993]：它是生成任意输入随机过程所需的随机比特的最小速率，从而以任意准确度模拟输出过程。定义术语块长度：短码字的持续时间，通常在离散时间信道的情况下。信道容量：编码器和解码器存在的最大速率，随着码字越来越长，错误概率消失。码字：由编码器选择的信道输入信号来表示消息。通信信道：将发射机连接到接收机的一组设备和系统，不受优化。广播信道：一个输入和多个输出的通信信道，每个输入连接到不同的接收器，以便可能不同的消息传送到每个接收器。离散无记忆信道：每个信道输入和输出需要多个值的Adiscrete-time无记忆信道。离散时间通道：输入/输出信号是值序列的通信通道。根据每个“信道使用”的位数，它的容量是可以减少的。连续时间通道：输入/输出信号是区域变量（时间）功能的通信通道。它的容量是以每秒比特数表示的。干扰信道：具有多个输入/输出的Achannel，使得自主发射机连接到每个输入，并且使得每个接收机有兴趣解码由一个且仅一个发射机发送的消息。无记忆通道：通道中给定当前输入的输出的条件概率独立于所有其他输入或输出。多路访问信道：具有多个输入和一个输出的Achannel，使得自主发送器连接到每个输入，并且接收器有兴趣解码由所有发送器发送的消息。解码器：从一组通道输出信号映射到一组消息。最大似然解码器：Adecoder选择最能解释接收信号的信息，假设所有消息的可能性相同。编码器：从一组消息映射到一组输入码字。调制解调器：将二进制信息流转换为电信号（反之亦然）的设备，通过语音带电话信道进行传输。速率：acode的速率是连续时间信道或每信道使用的离散时间信道每秒传输的比特数（代码大小的对数）每秒。信息理论6 -49参考资料RE Blahut，信息论原理。Mass，Reading：Addison-Wesley，1987。TM封面“，”广播频道“，”IEEE Trans。关于信息理论，pp。2-14，1972年1月。TM Cover和JA Thomas，信息理论元素，纽约：Wiley，1991。I.Csiszar和J.Korner，信息论：编码离散无记忆系统，纽约定理：科学出版社，1981。RL Dobrushin，香农定理的主要信息理论，美国MATH- ematical SocietyTranslations，pp.323-438，1963年A.范斯坦的GeneralFormulation“”游记基本定理信息论“，IRE Trans。PGIT，pp.2-22,1954。RG Gallager，信息理论与可靠通信，纽约：威利，1968年。TS Han和S. Verdu'''' Approximation theoryofoutput statistics'，'IEEE Trans。信息理论，IT-39，752-772，1993年5月。CE Shannon，'数字通信理论'，'Bell Sys。技术。J.，27,379-423,623-656，July-Oct。1958年。CE Shannon，“在噪声环境下进行通信”，Proc。无线电工程师协会，37，10-21,1949。CE香农，“双向沟通渠道”，Proc。4。BerkeleySymp.Math。统计和问题。，第611-644页，1961年。S. Verdu'，“On channel capacityper unit cost”，IEEE Trans。信息理论，IT-36（5），1019-1030，1990年9月。S. Verdu和TS Han，“信道容量的一般公式”，IEEE Trans。关于信息理论，第一卷。40，no.4，pp。1147-1157，July 1994.更多信息信息论领域的首要期刊和会议是IEEE Trans。关于信息理论和IEEE国际信息论研讨会。信息传播的问题是信息论中俄罗斯语期刊的翻译。IEEE信息理论社会通讯定期发布说明文件。6.6数据压缩Joy A. Thomasand Thomas M. 封面数据压缩是发现信息源的最有效表示的过程，因此可以最大限度地减少通信或存储。它通常由两个阶段组成 - 第一个是源的选择（概率）模型，第二个是模型的有效编码系统的设计。在这里，我们将集中讨论压缩过程的第二个方面，尽管我们将在最后一节中介绍一些常见的资源和模型。因此，adata压缩器（有时称为源编码器）将信息源映射到一系列比特中，并且具有相应的解压缩器，给定这些比特提供源的构造。数据压缩系统可以分为两种类型：无损，重建和原始源完全相同，有损，那里的重建是对原始资料的颠覆。对于无损数据压缩，数据压缩系统的速率的基本下限由源的熵率给出。对于有损数据压缩，我们已经在压缩器的速率和我们所产生的失真之间进行了平衡，并且基本限制由速率失真函数给出，这将在本节后面讨论。Shannon [1948]首次将信息来源与信息语义学的概率模型区分开来。信息来源产生许多可能的信息之一; 通信的目标是传输一个明确的消息规范，以便接收方能够重建原始消息。例如，要发送的信息可能会导致比赛的结果。如果假定接收者知道马匹的名字和号码，那么必须传送的唯一数据是获胜马匹的号码。在不同的情况下，相同的数字可能意味着完全不同的东西，例如石油价格。重要的事实是，交流中的困难仅取决于表达的长度。因此，寻找信息源的最佳（最短）表示对于有效沟通至关重要。当可能的信息都可能相同时，那么用等长的字符串表示它们是有意义的。例如，如果存在32个可能的相同可能的消息，则每个消息可以由5比特的二进制串表示。但是，如果消息的可能性不大，那么平均而言，分配短消息给频繁发生的消息和给较少消息分配更长的字符串会更有效。例如，摩尔斯电码将最短的字符串（一个点）分配给最频繁的字母（E），并将长字符串分配给偶发的字母（例如，短划线，短划线，点，短划线用于Q）。表示的最小平均长度是一个基本的量，称为源的熵，这在下一节中定义。熵一个信息源将由一个随机变量X表示，该变量具有有限数量的可能性i 2 w，其中有概率，PI¼PRD X¼I TH .The随机变量X的熵是德音响定义为XH d XÞ¼PI日志PI d 6：第81我EW wherethe日志是熵在bits.Wewilluse对数到基座2throughout这个测量到基座2和章节。例6.9。让Xbearandom变量发生在安勤，1，用概率，y和取值为0with概率，1 Y。然后，H d XÞ¼ý登录ÿD1第y LOGD 1第y .Inparticular，一个公平的熵投掷硬币是1bit。这种熵的定义与热力学熵的定义有关。它是随机变量的acode平均长度的基本下限。arandom变量X的代码是从w开始的，X的范围，一组有限长度的二进制串。我们将用C（i）来表示与i相对应的码字，并且用l表示码字的长度。码本的平均P i长度L L C¬ipili。如果没有任何码字是任何其他码字的前缀，则Acodeissaid是瞬时的或无前缀的。这个条件足够（但不是必须）允许一系列接收位被明确地解析为一系列码字。例6.10。考虑一个随机变量X，用概率（0.5,0.25,0.25）取值{1,2,3}。这个随机变量的瞬时代码可能是（0,10,11）。因此，astring 01001110可以被唯一地解析为0,10,0,11,10，它解码为字符串x =（1,2,1,3,2）。请注意，代码的平均长度是1.5位，这与源的熵相同。以下属性称为卡夫不等式，适用于任何即时的代码X 2 li <1，6：82）i where li; 我= 1; 2; ...是码字的长度。相反，可以证明，给定一组满足卡夫不等式的长度，我们可以找到一组具有这些长度的自由码字。寻找最佳源代码的问题可以简化为找到满足卡夫不等式的最佳长度集合并最小化代码的平均长度。然后可以使用简单的微积分来显示[Coverand Thomas，我们PI可以验证这种选择长度SATIS音响ES的Kraftinequality和X 1 X 1升dÇÞ¼p日志5 P日志þ1¼ħd XÞþ1d 6：83Þipipiiii因此，wehavethe以下定理：定理6.1。令L \*为随机变量X的最优瞬时码的平均长度。然后H X XÞ<L \*ðXÞþ1：ð6：84）这个定理是信息论的基本定理之一。它将熵作为描述adiscrete信息源的基本限制，并且表明我们可以在熵的1bit内找到代表平均长度。霍夫曼算法lm 1在平均码字长度方面，码字长度的选择（称为Shannon码长度）接近于最优，但不一定是最佳的。我们现在将描述一种算法（霍夫曼算法），该算法为分布p 1的随机变量产生最小平均长度的瞬时代码; p 2; ...; 该算法是自下而上构建树的约定算法。步骤1.按降序排列概率p 1> p 2>> pm。第二步：形成asubtreeby将最后两个可能性pm 1和pm合并为单一重量节点，0 pm 1¼pm 1þpm。步骤3.递归地执行步骤1和步骤2，每次减少节点的数量，直到获得单个节点。步骤4.使用上面构造的树来分配码字。图6.21给出了树结构的算法，用于分配（0.5,0.2,0.2,0.1）。在构建树之后，树的叶子（对应于w的符号）可以被分配代码字，其对应于从根到叶的路径。我们不会提供霍夫曼算法的最优性; 读者可以参考[Gallager，1968]或[Cover and Thomas，1991]了解详情。图6.21霍夫曼算法的例子。6-52广播与光通信技术熵率随机变量序列的熵X 1; X 2; ...; X n，连接分布，pðx 1; x 2; ...; xn？）与单一随机变量的熵类似，定义如XXXH？X 1; X 2; ...; X nÞ¼... pðx 1; x 2; ...; xnÞlog pðx 1; x 2; ...; xnð6：85）x 1 x 2 xn固定过程，X 1; X 2; ...，将过程的熵率Hðw we定义为H X X; X ; ...; XÞHðwÞ¼lim 1 2 nð6：86ñ！1 n可以显示[Cover and Thomas，1991]，所有固定过程都存在极限。特别是，如果X 1; X 2; ...; X n是独立同分布的随机变量序列，则H X X 1; X 2; ...; X nÞ¼nHðX 1Þ，和H（w）= H（X 1）。在前面的章节中，我们展示了一个无预代码的存在，它的平均长度在熵的1bit之内。现在，我们不用试图表示一个随机变量的出现，而是可以形成acode来表示n个随机变量的ablock。在这种情况下，平均码长在H×1的1bit内; X 2; ...; 因此每个输入符号的代码的平均长度满足H X X; X ; ...; XÞL \* HðX; X ; ...; X 1 1 2 n <n <1 2 n + 6：87）nnnn HðX; X ; ...; XÞ自1 2 n！通过使用更长和更长的n个块长度，我们可以任意地接近熵率。因此，熵率是台站资源数据压缩的基本限制，我们可以通过使用长块来实现任意接近此限制的速率。以上所有的我们都知道信息源的概率分布。在许多实际例子中，分布是未知的或者太复杂，不适用于编码。处理这种情况有很多种方式：。假设分布很简单，并为其设计适当的代码。使用这个代码是真正的来源。如果实际上真实分布是p时，估计分布pp ^被使用，则代码的平均长度增加到H X p p log log log .The second second second second second second second D D D is is is is is is is is is is is is is is is is is is is is the the the the两分布之间的Kullback-Leibler距离。。根据经验从源头估算分布，并将代码调整为分布。例如，利用自适应霍夫曼编码，源码元的经验分布被用于设计用于源的霍夫曼码。。使用像Lempel-Ziv算法一样的通用编码算法。算术编码在前面的章节中，我们展示了如何构建asource的平均长度，其平均长度在熵的1bit以内。然而，对于小的sourcealphaets，我们只有在使用长块的源码元时才进行有效的编码。例如，如果源是二进制的，并且我们分别对每个符号进行编码，则无论源的熵如何，每个符号都要使用1位。如果我们使用长块，我们可以实现接近源的熵率的每个符号的预期长度。因此，有效的编码程序适用于长块源码元。霍夫曼编码对于这种情况并不理想，因为它是具有复杂性的随机过程，它增长信息理论6 -53 F（x）1 p（x）0 x图6。22序列x的累积分布函数。迅速与块长度。算术编码是一种增量编码算法，可以有效地用于长块长度，并且在块的熵的1bit内达到平均长度。n算术编码的基本思想是用累积的n P n分布函数表示一个序列，x = x 1 x 2 ... xn，F x x = 。xn的累积分布函数如图6.22所示。我们可以在区间中使用任意实数，1 F n n p x n;; FðxnÞ，作为xn的代码。表达F（xn）的log的准确性将给我们提供pðxn ac的来源。接收机可以绘制累积分布函数，与已截断值bcF（xn）对应的拉伸水平线，并读出相应的xn（该代码不是预先免费的，但可以很容易地修改以构建无预代码[ ）然而，为了实现算术编码，我们需要有效的算法来根据源的概率模型计算p（xn）和F（xn）到适当的精度。细节可以在[Langdon，1984]中找到。Lempel-Ziv编码Lempel-Ziv算法[Ziv和Lempel，1978]是一种通用的编码过程，不需要源数据的知识，但是渐近最优。该算法的基本思想是构造稳定的或字典中经常出现的字符串，并通过指向表中的前缀来表示新字符串。我们首先将字符串解析为未出现的序列。例如，将二进制串11010011011100解析为1,10,100,11,0,111,00等。然后，不发送每个短语的位，我们将apointer发送到它的前缀，而最后一位的值。因此，如果我们使用三位指针，我们将用（000,1），（001,0），（010,0），（001,1），（000,0），（100,1） ），（101,0）等。作为一个简短例子，算法没有压缩字符串 - 事实上它扩展了它。但令人惊讶的事实是，正如Lempel和Ziv所表明的那样，该算法对于任何平稳来源都是渐近最优的。这个事实表达在下面的定理[Ziv和Lempel，1978; 定理6.2假设L n是从一个平稳过程X 1中得到的n个符号的Lempel-Ziv码的长度，X 2; ...; X n，自相似率H w wÞ。然后，L n！因此，对于足够长的块长度，Lempel-Ziv算法（它不会对源的分布做出任何假设）以及如果我们提前知道分配并为此分配设计最佳代码。上面描述的算法只是一大类类似的基于自适应词典的算法中的一种，这些算法都比较松散地称为Lempel-Ziv。这些算法既简单又快速，并且已经在软件和硬件中实现，例如在UNIX中的压缩命令和在PC上的PKZIP命令。在ASCII文本文件中，Lempel-Ziv算法实现了50％的压缩。它也已经在硬件上实现，并被用来“加倍”数据存储介质或主存储器的容量，或者“加倍”amodem的有效传输速率。基本算法的许多变化可以在[Bell等人，1990]中找到。速率失真理论需要无限位数来描述任意实数，因此它不可能完美地表示具有有限位数的连续随机变量。这个代表怎么样？首先，定义违约措施，这是随机变量与其表示之间的距离的测量值。然后，考虑位数之间的折衷用来表示随机变量和产生的失真。这种折衷由速率失真函数R（D）表示，其表示代表具有失真随机变量D所需的最小速率。我们将考虑产生随机变量的附加信息源X 1; X 2; ...; X n，根据p（x）独立绘制并且分布相同（iid）。（结果也适用于连续源。）速率失真系统的编码器R将对n个输出的ablock X n进行编码作为索引，fðX nÞ2 f 1; 2; ...; 2 nRg（因此该索引将需要R位/输入符号）解码器将计算X n的表示形式，XX ^ n f f X X nÞ。通常，表示形式的表示字母ww ^与字母源，w，但事实并非如此。定义6.1。失真功能或失真测量正在推测d：w·ww ^！Rþ6 6：：：：：：source source source alphabet alphabet alphabet into into into into into into into into into non non R R R R 失真dðx; xx ^Þ是用符号xx ^代表符号x的代价的测量值。常见的失真函数的例子是。海明（错误概率）失真。海明失真由下式给出：0 x x x x x d x d; xx ^Þ¼6：90）1if x6¼xx ^因此，EdðX; XX ^Þ¼PrðX6¼XX ^Þ; 失真是错误的概率。。平方误差失真。平方误差畸变，dðx; xx ^Þ¼x xx ^Þ2 6：91）是用于连续字母的最流行的失真度量。它的优点是它的简单性和它与最小平方预测的关系。然而，对于诸如图像和语音之类的信息来源，平方误差可能不适合非人类观察者所感知的失真度量。信息理论6 -55序列xn和xx ^ n之间的失真，其长度为1 X ndð xn; xx ^ nÞ¼dðx; xx ^ð6：假设畸变系统的预期失真D定义为XD = Edd X n; XX ^ nðfðX nÞÞÞ¼pðxnÞdðxn; XX ^ nðx n 6：：：：：：：：：6.2 6.2 6.2 6.2 6.2 6.2 6.2。如果存在具有期望失真D的速率R的失真代码，则速率失真对（R，D）被认为是可实现的。速率失真函数R（D）是速率R的最大值，这样（R，D）可以实现给定D.定义6.3。互信息，Ið; XX ^Þ，随机变量X和XX ^之间，联合概率分布函数pðx; xx ^Þ和边际概率分布函数，p（x）和p x xx ^Þ定义为XX pðx; xx ^ÞIðX; XX ^Þ¼pðx; 互信息是一个随机变量对另一个随机变量带来的信息量的估计。速率失真理论的主要结果包含在下面的定理中，它根据满足预期失真约束的联合分布的互信息提供了速率失真函数的表征定理6.3具有分布的iid源的速率失真函数X ，p（x）和失真函数d d; xx ^Þ，是RðDÞP min IðX; XX ^ 66：95 p x x ^ j jÞp：x p x x j j d d d x x x;;;;;;; xx ^Þ<Dðx; xx ^Þ我们可以构造能够实现失真D的码率失真码，其码率大于R（D），并且我们不能在R（D）以下以任意速率构造这样的码。这个定理的证明使用了随机编码和长块长度的思想，就像信道容量理论的证明一样。其基本思想是随机生成2 nR个再现码字XX ^ n的原码本，并且对于长码块长度来说，对于源码序列，它意味着存在至少一个处于该码字序列的失真D内的码字本书码本参见[Gallager，1968]或[Cover and Thomas，1991]的详细证明。例6.11。（Binarysource。）对于Bernoulli（p）源（具有概率p; 1 p的值{0,1}的随机变量）和Hammingdistortion的速率失真函数由下式给出H H pÞHðDÞ; 0 <D <minf p; 1 pg RðDÞ¼6：96）0; D> minf p; 1 pg其中，H p p p log p p p log log 1 p为二元熵函数。（高斯信源。我们现在考虑代表具有几位的连续随机变量的简单算法。假设我们想要表示来自连续源的单个样本。设随机变量表示为X，并将X的表示表示为XX ^ X。如果给定R位表示X，则函数XX ^可以取2个R值。最佳量化的问题是找到XX ^（称为再现点或码点）的最佳值集合，以及与每个值相关的区域XX，使预期失真最小化。例如，令X是一个高斯随机变量，其均值为0，方差为s 2，并假设为误差畸变测度。在这种情况下，我们希望找到函数XX ^ X，使得XX ^取最大值2的R值并使E最小化为X XX = X？2。如果我们给1bit代表X，则清楚该位应该区分是否X> 0。为了最小化平方误差，每个再现的符号应该是其区域的条件平均值。如果给我们2比特来表示样本，情况就不那么简单了。很明显，我们想把实线划分为四个区域，并在每个区域内使用一个点来表示样本。我们可以给出单个随机变量量化的最佳区域和重构点的两个简单性质。给定一组重构点，通过映射源随机变量X，最接近它的表示（失真），将失真最小化。由映射定义的w的区域集合称为Voronoi或Dirichlet分区，由重建点定义。。给定一组重建区域，应该选择重建点以尽量减少其各自分配区域的条件期望失真。这两种特性使得能够建立简单的算法来找到一个好的量化器：从一组重建点开始，寻找最优重建区域集合（它是与失真度量相关的最近邻域），然后找到最优解这些区域的重建点（如果失真是平方误差，则为这些区域的质心），然后对这组新重建点重复迭代。在算法的每个阶段，预期的失真都会减少，所以算法会收敛到失真的最小值。该算法被称为Lloyd算法。从速率失真理论的观点来看，如果我们对源码元的长块进行编码，而不是单独对每个码元进行编码，我们会做得更好。在这种情况下，我们将考虑来自源码测量值随机变量的n个码元的块，我们将表示这些n由2个nR码字组成的维向量。这个过程称为矢量量化（VQ）。我们可以应用Lloyd算法来设计一组表示向量（码本）和相应的最近邻域。我们可以使用从训练序列得到的经验分布，而不是使用概率分布来源来表示源区域的质心。基本矢量量化算法的多种变化在[Gersho and Gray，1992]中有描述。像语音这样的常见信息源产生连续的波形，而不是像我们目前所考虑的模型中的随机变量的离散序列。但是通过以存在的最大频率的两倍（奈奎斯特速率）对信号进行采样，我们将连续时间信号转换为可以恢复原始信号的离散样本（采样定理）。信息理论6-57 Kolmogorov复杂性在20世纪60年代，俄罗斯数学家Kolmogorov考虑了这样一个问题，''什么是子串的固有描述复杂性？''从上面的讨论，因此如果二进制字符串是一系列独立同分布的随机变量，则X 1; X 2; ...; X n，则平均需要n H（x）个比特来表示序列。但如果这些比特是p的二进制扩展的第一百万比特怎么办呢？在这种情况下，该字符串看起来是随机的，但可以通过简单的计算机程序。因此，如果我们想将这些百万位发送到另一个具有计算机的位置，我们可以发送该程序并要求计算机生成这些百万位。因此，p的描述复杂度非常小。出于这种考虑，Kolmogorov将缺陷的复杂性定义为产生该字符串的通用计算机的最短程序的长度。（这个概念也是由Chaitin和Solomonoff几乎同时提出的。）定义6.3。所述Kolmogorov复杂，喾d第X个，ofastring，X，相对于auniversal定义为KU d XÞ¼分钟升d。P个Þð6计算机，U，ISDE音响：第98号码：üd。P个Þ¼x在所有programsthat打印x和停止的最小长度。因此，KU xÞ是计算机U解释所有描述的最短描述长度。Auniversal计算机可以被认为是aTuring机，它可以模拟任何其它通用computer.At第一个景象，柯尔莫哥洛夫的德网络nition complexityseems是无用的，我们正在谈论的特定计算机上sinceitdepends。但是，使用任何通用计算机都可以模拟任何其他通用计算机的事实，通过添加一个常量长度的“模拟程序”作为预置，可以将一台计算机的任何程序转换为另一台计算机的程序。因此，我们可以证明，对于任何两个通用计算机，U和A，其中常数c，尽管是大的，并不取决于字符串x在考虑范围内。因此，Kolmogorov的复杂性在于它不依赖于计算机（达到一致的附加因子）。Kolmogorov复杂性提供了一个关于数据压缩问题的简单方法。它也是推论原则的基础（奥卡姆剃刀：“最简单的解释是最好的”），并且与可计算性理论密切相关。实践中的数据压缩前面的章节讨论了随机源压缩的基本限制。现在我们将考虑将这些算法应用于一些实际来源，即文本，语音，图像和视频。在实际应用中，源可能既不是固定的，也不是遍历的，源之下的分布常常是未知的。另外，除了算法的效率之外，实际应用中的重要考虑因素还包括算法的计算速度和存储器要求，非人类观察者的复制品的感知质量等等。有大量的研究和工程已经进入开发阶段这些算法和许多问题只是现在正在探索。我们不会深入细节，但只需列出一些针对不同来源的流行算法。文本英文文本通常用ASCII表示，它使用8位/字符。这种表示中有相当多的冗余（英文的熵率约为1.3位/字符）。流行的压缩算法包括Lempel-Ziv算法的变体，它将文本文件压缩约50％（至约4位/字符）.6 -58广播和光通信技术语音电话质量语音通常在8KHz采样并以8位/样本（速率为64 Kbits / sec）用于未压缩的语音。简单的压缩算法，如ADPCM（自适应差分脉冲编码调制）[Jayant和Noll，1984]使用相邻样本之间的相关性来减少由2to4ormore的因子所使用的比特数，其几乎不可察觉的失真。使用像LPC（线性预测编码）这样的算法可以获得更高的压缩比，该算法将语音建模为自回归过程，并且发送过程的参数而不是发送语音本身。使用基于LPC的方法，可以以小于4Kbits / sec的代码进行编码。然而，无论何时比特率，再现的语音听起来都是“合成的”。CD上的音乐音乐以44,100采样/秒的采样频率存储为未压缩的流，2通道中的16比特/采样，有效比特率为约1.4Mb /秒。信号中有很多冗余，两路之间有很强的相关性。因此，有可能以很少的质量损失压缩信号。压缩音频信号的最流行的标准来自MPEG组称为MP3的标准，该压缩比实现了近似CD质量的约10：1的压缩比，使用户能够通过互联网轻松下载歌曲。图像1024×1024像素，每像素24位的单色高质量图像代表未压缩表单中大约3MB的存储。因此使用压缩来节省图像的存储和通信容量是非常重要的。已经提出了用于图像压缩的各种不同的算法，并且还在开发压缩图像的标准。例如，流行的GIF标准使用Lempel-Ziv编码，由联合图像专家组开发的JPEG标准使用8by8离散余弦变换（DCT），然后是量化（可由用户选择的质量）和霍夫曼编码。由这些算法实现的压缩比与被编码的图像非常相关。无损压缩方法实现了高达约3：1的压缩比，而有损压缩方法实现的比率高达50：1，几乎没有明显的质量损失。JPEG标准现在广泛用于Web上的图像以及数码相机内的图像，以便在将图像存储在相机内存之前对图像进行压缩。视频视频压缩方法利用图像序列在空间和时间上的相关性来改善压缩。在avideo信号的连续帧之间存在非常高的相关性。这种相关性可以与类似于用于编码图像的方法一起利用，以实现高质量压缩的高达200：1的压缩比。运动图像专家组（MPEG）正在开发全动态视频和音频压缩标准，其中包括MPEG-1（用于视频CD），MPEG-2（用于数字电视和DVD），MPEG-4（用于用于Web上的多媒体）和MPEG-7（允许描述内容以实现搜索的标准）。视频压缩技术的应用包括视频会议，多媒体CD-ROM和HDTV。在Lucky [1989]的书中可以找到对不同信息来源，它们的熵率和不同的压缩算法的引人注目和非常可读的介绍。流行数据压缩算法的实现，包括自适应霍夫曼编码，算术编码，Lempel-Ziv和JPEG算法可以在Nelson和Gailly [1995]和Sayood [2000]中找到。定义术语代码：从一组消息变成二进制字符串。熵：衡量平均变量的不确定性。具有概率P分布的随机变量，p（x），熵，H（X）被定义为p（x）log p（x）。x哈佛曼编码：构造arandom变量的最小平均长度代码的过程。Kolmogorov复杂性：使得通用计算机能够重建字符串的abinarystring的最小长度描述。Lempel-Ziv编码：用于编码的基于词典的程序不使用源的概率分布并且仍然是渐近最优的。量化：连续源的输出由一组离散点中的一个来表示的过程。速率失真函数：在给定的平均失真范围内，asource可以描述的最小速率。矢量量化：量化应用于连续源的输出或输出块。参考T. Bell，J. Cleary和I. Witten，Text Compression，Englewood Cliffs，NJ：Prentice Hall，1990。TM Cover和JA Thomas，纽约信息理论元素：John Wiley，1991。R. Gallager，信息理论与可靠通信，纽约：威利，1968年。A. Gersho和R. Gray，Vector Quantization and Source Coding，Boston：KluwerAcademic Publishers，1992。B. Haskell，P. Howard，Y. Le Cun，A. Puri，J. Ostermann，M. Civanlar，L.Rabiner，L.Bottou和P. Haffner，“图像和视频编码：新兴标准和超越”， 'CirSysVideo，vol。IEEE Verdu，Ed。，'IEEE IT October，special issue：the first first fty years，''IEEE Transactions on Information Theory，vol.IT-44,1998.N Jayant和P.Noll，波形的数字编码：语音和视频的原理和应用，新泽西州Englewood Cliffs：Prentice Hall，1984。G.兰登，“算术编码的介绍”，IBM JRes.Dev。R. Lucky，Silicon Dreams：Information，Manand Machine，New York：St. Martin's Press，1989. M.Nelson和J.Gailly，The Data Compression Book，2nd ed。 ，纽约：M＆TBooks，1995. K. Sayood，数据压缩入门，第二版，旧金山，加利福尼亚州：Morgan Kauffman，2000年。C. E. Shannon，'数学通信理论'，'Bell Sys。技术。J.Ziv和A.Lempel，''Compression of individual sequencesbyvariable rate coding''，'IEEE Trans.J.，vol.27，no.379-423，pp.623-656,1948。Info.Theory，IT-24,530-536,1978。更多信息讨论各种数据压缩算法，如语音和图像等来源可以在IEEE Transactions on Communications and the IEEE Transactions on Acoustics，Speech and Signal Processing中找到，而压缩算法的理论基础在IEEE信息论汇刊中进行了讨论，其中包括特殊问题[IEEE IT October，1998]，它调查了过去50年来数据压缩算法的发展。7 -13 7.11频率分配............................................ ............. 7 -14 Daniel F. DiFonzo 7.12卫星子系统........................... ................................. 7 -15平面通信公司7.13趋势......... .................................................. ................... 7 -16 7.1引言自从20世纪60年代中期开始商业运营以来，卫星对世界通信的影响使我们理所当然地认为许多服务如：全球电视;与偏远地区的可靠通信; 移动通信到船舶，飞机和移动车辆; 广域数据网络; 直接卫星电视和音频广播到家庭和移动车辆; 位置确定; 地球观测（天气和测绘）; 和个人通信，如手持移动电话。通信卫星在地球上的轨道上起着视线微波继电器的作用，它们可以看到地球表面的大片区域。由于这一独特的特性，卫星特别适合于广域通信领域的广播，移动通信和点对多点通信等应用。卫星系统还可以为地面设施的高投资成本可能不合理的地区提供经济有效的通道。7.2卫星应用图7.1描述了几种卫星链路和轨道。地球静止轨道（GEO）位于赤道平面上，海拔35度，一个恒星日期（23 h56m 4.09s）为786公里。这个轨道有时被称为Clarke轨道，以纪念Arthur C. Clarke，他首先描述了它在1945年通信的有用性[Clarke，1945]。GEO卫星似乎几乎是静止的（受到小扰动的影响），指向这些卫星的地球天线可能只有有限的7-17广播和光通信技术图7.1几种类型的卫星链路。图解为点对点，点对多点，VSAT，直播，移动，个人通信和卫星间链路。或没有跟踪能力。轨道周期与地球自转同步的卫星，如12 hor6h，但通常不在赤道平面内，称为地球同步轨道（GSO）。最高高度（远地点）大于GEO并有时称为高地球轨道（HEO）的轨道。一个高度介于百公里到2000公里之间的轨道被认为是在低地球轨道（LEO）中。AMedium地球轨道（MEO）占据中等高度。LEO系统包括铱卫星有限责任公司（www.iridium.com）在海拔780公里处拥有66颗操作卫星，以及在1414公里处拥有40颗卫星的GlobalstarTM卫星用于手持电话和传呼机的语音和数据通信（www .globalstar.com）。铱星使用星际链路传递超出单颗卫星覆盖范围的信息，而全球星则使用广泛的地球终端网络进行多跳“信号中继”和与地面电话网络互连。MEO系统包括美国国防部全球定位系统（GPS），其中有24颗运行卫星，高度为20,200公里，拟议的伽利略定位系统有27颗运行卫星，长度为23,616公里。GEO卫星是最普遍的。最初，通信卫星主要用于GEO固定卫星业务（FSS）中的点对点业务，例如，用于跨海洋电话和点对多点电视分配到有线首端站。需要具有高增益窄波束和高上行链路功率的大地球站天线来补偿有限的卫星功率。这种类型的系统由Intelsat早期的全球网络所举例说明，该网络曾是一家国际条约组织，现为独立公司（www.intelsat.com）。早期的Intelsat系统使用30 mdiameters的大型地球终端天线。国际海事卫星组织是另一个现在是私人公司的条约组织，成立的目的是为移动通信服务提供服务，并已发展为向小型便携式终端（www.inmarsat.com）提供中速数据服务。许多卫星组织已经在全球范围内组建卫星和卫星组织，以提供国际，区域和国内的服务[Rees，1990; 罗迪，2001; Maral和Bousquet，2002]。随着卫星功率和复杂程度的提高，地球终端的平均尺寸已经减小。高增益卫星天线和功率相对较高的卫星发射机已经采用直径小于2米，适度功率小于10瓦[Maral，2003]的小孔径接地端子（VSAT），甚至直径通常小于一米的甚至更小的直径。图7.1可以将VSAT终端放置在城市的办公楼顶上，允许数百或数千个绕过地面线路的专用网络。移动VSAT的新发展，使双向高速数据和互联网通信可以在移动车辆上进行（www.raysat.com）。VSATs通常结合到星形或轮辐式网络中，小型终端通过卫星与较大的集线器终端进行通信。集线器通过卫星转发到另一个小型终端，或者它可以连接到将信号路由到地面设施的网关。VSATs之间的星空连接需要两个跳时间和伴随的时间延迟。利用高增益卫星天线和相对窄带数字信号，可以使用VSAT的直接单跳网状互连。在Ebert [2000]中可以找到对接地端子及其特性的描述。7.3卫星功能传统的卫星功能是空间管道中的拟线性中继器。如图7.2所示，来自地球终端的上行链路信号被卫星的天线接收，放大后，转化为不同的下行频段，通道化为转发器通道，进一步放大到相对较高的波长并向地球转发。转发器信道通常较宽（例如，从24MHz到超过100MHz的带宽），并且每个信道可能包含许多个人或用户信道。图7.2中的功能框图适用于使用频分双工（FDD）的卫星，它指的是卫星为上行链路使用单独的频段，以及图7.2卫星中继器接收上行链路信号（U），将它们转换为（D），通道化，放大到高功率，并转发到地球。多个波束允许重复使用可用波段。干扰（虚线）可能会限制性能。下变频也可能发生在输入多路复用器之后。可以使用几种中频和下变频.7 -4广播和光通信技术下行链路和两个链路同时工作。该图还说明了特殊的多址技术，即频分多址（FDMA），这种技术在成熟的卫星系统中很普遍。多址接入允许多种不同的用户信号利用卫星的资源和带宽，而不会相互干扰。用户隔离的多种接入技术包括：频分（FDMA），其中每个用户被指定为特定的频率信道; 空分多址（SDMA），其在多个空间隔离的波束上重复使用相同的频率; 时分多址（TDMA），每个用户信号占用整个分配的频带，但仅占部分时间; 偏振分裂（PD），其中频率可重复用于空间重叠但正交偏振的光束; 和码分多址（CDMA），不同的用户占用相同的频带，但使用包含正交信令码的扩频信号[Roddy，2001; 斯克拉，2001; Richharia，1999]。调频（FM）被广泛使用，但数字语音，音乐和视频压缩的发展促进了数字调制方法的广泛应用，如正交相移键控（QPSK）和正交幅度调制（QAM）[Schwartz 1990，Sklar 2001] 。一些卫星架构结合了上行数字调制信号的板上解调。解调的基带比特由数字处理器路由，切换到合适的下行链路天线波束，然后在下行链路传输之前重新调制。这种再生中继器或机载处理器允许灵活地路由用户信号，并且可以通过将上行链路噪声与下行链路噪声分离来改善整个通信链路。基带信号可以是单个用户的信号，也可以表示来自许多用户的频分复用（FDM）或时分复用（TDM）集合信号。例子包括美国宇航局ACTS Ka频段（20和30 GHz）卫星，用于数据网络和直接电视广播的Ka频段空间轨道卫星（www.directtv.com）以及铱星。上世纪90年代提出了许多新的Ka波段卫星系统用于高速数据网络和电视分配。他们的部署对于数据网络来说已经慢得多，但是Ka波段卫星有望用于电视广播。66颗铱星LEO卫星采用板上处理和时分双工（TDD）工作，使用相同的1.6GHz L波段频率进行发射和接收，但仅接收或发射时间各不足一半。Globalstar的上行链路工作频率为1.6 GHz，下行链路工作频率为2.5 GHz。这两个系统都是以巨大的成本开发的，并在破产后出现[Finkelstein，Inkpen等人，2000]。高功率直播卫星（DBS）为全球数百万用户提供电视。在美国，这些系统运行在广播卫星业务（BSS）Ku波段（12.2-12。7 GHz），并直接向超过2,500万订户（截至2004年）提供数百个电视频道，抛物面天线尺寸小至45厘米。星展银行服务提供商包括：美国公司DirecTV和EchoStar（Dish Network）; 加拿大供应商Bell ExpressVu; 以及欧洲和亚洲的许多组织。美国BSS卫星有32个转发器通道，每个通道带有24 MHz带宽，每个转发器通常使用Motion PictureExperts Group MPEG 2压缩标准（http：// www。 chiariglione.org/mpeg/）。预计MPEG 4压缩（www.mpeg4.net）将进一步增加每个转发器可以携带的电视频道数量。数字音频无线电服务（DARS）现在正在美国通过S波段（2.3 GHz）的高功率卫星提供全国范围内的直接高质量音频广播。XM Radio使用两个highpowerGEO卫星在美国为车辆提供超过100个高度压缩的近CD品质声道（www.xmradio.com）。Sirius卫星广播提供了一种使用三颗倾斜椭圆轨道卫星（www.Sirius.com）的竞争性DARS S波段服务。两家公司都在城市地区使用地面中继器补充卫星覆盖范围。例如，通过NASA跟踪和数据中继卫星系统（TDRSS），利用LEO卫星（或NASA Shuttle）和GEO卫星之间的链接进行数据中继。铱星使用星际链路（ISL）来提高互连性，并尽量减少地面终端在广域网上路由信号的需求。ISL系统通常可以工作在23 GHz，60 GHz等频率，甚至可以使用光链路。卫星和航空航天7 -5截至2005年，卫星的使用已经发生了相当大的变化，现在它主要由视频服务电视广播和有线电视头端分配，其次是数据网络和互联网中继服务。语音服务在这些应用程序背后排名 预计到2010年，星展将占美国卫星容量的近60％。（www.futron.com）[Futron Corporation，2005年1月] 7。4卫星轨道和指向角度来往于卫星的可靠通信需要知道其相对于地球上某个位置的位置和速度。有关卫星轨道的相关天体动力学公式详见Grif fi n和French [1991]以及Morgan和Gordon [1989 ]。Isakowitz [1994]描述了将卫星运送到其预定轨道所需的运载工具。卫星质量为m的质量为m的质量为m的质量为m的卫星穿过一条椭圆形路径，这样受到加速度的离心力与地球的引力相平衡，从而导致两个物体的运动方程d 2 rm + ¼0ð7：1Þdt 2 r 3其中r是连接卫星和地球中心的半径矢量，m = G m m + M e <<GMe = 3 2 398; 600：5 km = s是地球引力常数和质量的乘积。因为m 55 M e，双体的旋转中心可以代表地球中心，它位于轨道椭圆的焦点之一。图7·3描绘了以x-轴指向白羊座第一个点的年龄为中心的右手坐标系的轨道元素，这是与恒星相对的固定位置，太阳在地球的赤道平面上行驶时，朝北半球静脉春分。z轴指向北方，y轴指赤道平面并指向冬至。所示的要素是：升交点的经度或赤经○图7.3轨道元素.7-6在赤道平面测量的广播和光通信技术，轨道的倾斜角i相对于赤道平面; 椭球半长轴长度a，椭圆偏心距e，近地点o在轨道平面上从上行节点到卫星到地球最近的接近点的测量值（角度）; 以及从近地点到卫星n的轨道平面中的真正异常（角度）。平均异常M是近地点的角度，它将以平均角速度n处的卫星移动穿过。给定一个初始值M 0，通常在近地点的特定时期（时间）采用sz ffiffiffiffiffiffi efi ffi，时间t处的3个平均异常为M = M 0 + n = tt 0，其中n = m = a。偏心异常E那么可以从开普勒的超越方程M = E e sin E中找到，它必须通过例如猜测E的初始值和使用根查找方法在数值上求解。Forsmall偏心率，系列近似E <M + e sin Mððð2 = 2 sin sin 2 Mðð3 = 8 3 3 sin 3 M sin MÞ产生了很好的准确性[Morgan and Gordon，1989，p。806]。其他有用的量包括轨道半径，r;轨道的周期P，即[对于n t tt 0¼2 p]; 速度V和径向速度V rr = a 1 e cos E 7：2Þf f f P P P P P pa 3 3 3 3 Figure Figure Figure Figure Figure Figure Figure Figure Figure Figure Figure Figure Figure Figure Figure Figure Figure Figure Figure Figure Figure Figure Figure Figure Figure Figure Figure Figure Figure Figure Figure Figure Figure Figure Figure Figure Figure图7 .4和图7.5描述了用于通信链路的以地球为中心的几何量。在图7.4中，经度ls处赤道以上高度h的卫星位置矢量为r0 = rr + h（x），其中re = 6378。14 km是平均地球半径，xx ^是aunit矢量。北纬C和东经le的地球终端的位置矢量为：re = cos c cos d xx ^ + cos c sin d yy ^ + sin c zz ^Þ，其中d¼lels。图7.5显示了由卫星形成的平面内的几何图形，地球表面上的终点和地心，其中g是地球中心或核心角，y是相对于副卫星轴的最低点角，而e是仰角或角度在卫星的当地地平线之上。注意y + e + g = 908。归一化的轨道半径为r + h cos ek = e = 7：图7.5卫星平面的几何图，图7.4赤道上方卫星的几何图。地球终端和地球中心。卫星和航空航天7 -7然后，那么如果它位于卫星以东（d。0 - ），则为¼bþ360;如果卫星位于卫星的西部则为¼b。由卫星覆盖的地球表面积分数e和相应的地球中心角g分别为A c = A e = 1 cos g = 2 7：11 ForaGEO卫星，k = 6.6107，r 0 = 42164 km，h = 35786 km和最大天底角，根据公式（7.6），当e = 0，其中y = 8.7-和g = 81.3，表示可以覆盖的最大纬度GEO。对于这种情况，aGEO卫星看到地球表面的42％。但是，由于它们通常不会在低于大约e <10的范围内运行，实际相对地球覆盖面积在34％的区域内。ForaGEO卫星发射（或接收）线性极化，有用的量是当地球终端瞄准卫星时所看到的极化倾斜。一般方法是从卫星天线极化向量，传播方向和接地位置之间的矢量关系发展而来的（参见图7.4）。在卫星上的一个单位向量分量，与传播方向垂直的单位向量分量r ej s，是ee ^ p = rr ^ s ee ^ rr ^ s。在包含地球中心，卫星和地球终端的参考平面中，倾角可以取在这个向量和向量之间的角度。这个平面，如图7.4所示，从卫星角度看，会以角度f倾斜。通过分别计算上行链路和下行链路的链路方程，然后将结果与干扰和互调效应相结合来确定整个链路性能。仅具有热噪声的Foraradio链路，所接收的载波与噪声功率比为！2 c 1 gr 1 l 1 1¼ðptgtÞ2ðrÞð7：13aÞn 4 prs T k 4 pab以dB表示的相同量为。2 2 C = NÞEIRP 10 log 4 prsðG r 10 10 log Tþ228：6 10 log 4 pl A + GB 7：13b）其中l？c / f是波​​长，c = 2.9979？108 m / s是光速。下标指发送（t）和接收（r）。小写字母是以瓦特，米等为单位的实际数量，等式（7.13b）中的大写字母对应于等式（7.13a）中括号内数字的分贝（dB）版本。例如，EIRP = P + G = 10 log p + 10 log g分贝相对于1W（dBW），表达式C = N应该被解释为10 log c 10 log n。上行链路和下行链路方程具有相同数量的替代形式等式（7.13）。相关数量如下所述。接收到的载波功率c / n与其相应的分贝值之间的比值是链路质量的主要指标。发射功率pt（W）和发射天线增益gt的乘积，相当于，P t（dBW）+ G t（dBi）是天线增益以相对于各向同性天线的分贝表示的位置，被称为等效各向同性辐射功率（EIRP），其单位是dBW，因为天线增益是无量纲的。天线增益是在链路方向上的增益，即它不一定是天线的峰值增益。接收到的热噪声功率为n = kTB W，其中k = 1.38 \* 10 23 J / K是玻尔兹曼常数，10 log（k）= 228.6 dBW / K / Hz。T是系统噪声温度（K），B是以Hz为单位的带宽。然后，G 10 log T dB / K是接收系统的一个优点。它通常写为G / T，并且在tee上记为gee。天线增益和噪声温度必须定义在相同的参考点上，例如，在接收器的输入端口和天线端子处。卫星TP扩频因子4 pr 2与s s s s GC频率无关，仅取决于倾斜范围Su su G sd r距离r。有效距离s 1d 2的天线增益为10 log 4 p = l 2）。扩频因子和a1m 2天线的增益的dB总和为L ud G是频率相关的路径损耗。'A'是由于传播中的耗散损耗引起的信号衰减 - 媒体。B = 10log（b）是以dB P eu C ed Hz为单位的带宽，其中b是以Hz为单位的带宽。入射波与接收天线之间的极化失配因子由图7.6卫星RF链路的数量给出。P =发射G = 10logr其中0＃r＃1。该因子可以是功率（dBW）。G¼天线增益（dBi）。C =从入射功率的电压轴比（dBW）获得的接收载波。T =噪声温度（K）。L =耗散波rw，接收损耗的电压轴比（dB）。rs =斜距（m）。f =频率（Hz）。u =天线的极化响应ra，以及上行链路的差异。d =下行链路。e¼地球。卫星和航空航天7到9°的波倾角和天线极化椭圆D t = twta，如下所示： + 1 ra + 1其中轴比是每个带符号的量，具有右手感的正面标志和左手感的负面标志。因此，如果波形和天线具有相反的感觉，则4rw ra的符号是负的。以dB为单位的轴比是R = 20logjjr。当波和天线是共轴的，具有相同的轴比和它们的偏振椭圆是对齐的（Dt = 0）时，发生最大偏振耦合。当轴比相同时，感觉相反，倾斜角相差90°时，它是最小的。7.6系统噪声温度和G / T系统噪声温度T包含对从天空，地面和星系辐射到接收天线的噪声功率的贡献，以及由于电路和传播损耗引起的噪声温度以及接收器的噪声结构。地球站的晴天天线温度取决于仰角，因为天线的旁瓣将接收地球辐射的热噪声功率的一小部分，其噪声温度T地球<290K。在11 GHz时，晴天天线噪声 - 温度T地球的范围从5到10Kat天顶（el = 90）至50 Kat el = 5 [Pratt and Bostian，1986]。如图7.7所示，系统噪声温度由串联元件的等效温度的标准公式得出，其中包括：晴天天线，传播（降雨）损失A = 10 log（a）dB，光圈之间的电路损耗和接收器L c dB，接收器噪声F dB（对应于接收器噪声温度T r K）。提供给天线孔径的系统噪声温度用下式近似，其中T雨<280K是雨的物理温度的合理近似值[Pratt et al。，2000]。7.7 T T ac T rain rain rain a 290 290 290 290 290 7.7 7.7 7.7 7.7 7.7 7.7 7.7 7.7 7.7 7.7 7.7 7.7 7.7 7.7 7.7 7.7 7.7 7.7 7.7 7.7 7.7 7.7 7.7 7.7 7.7 7.7 7.7 7.7 7.7 7.7 7.7 7.7 7.7 7.7 7.7 7.7 7.7 7.7 7.7。噪声温度取决于参考平面，但所示两点的g / T相同.7 -10广播和光通信技术系统噪声温度被定义在特定的参考点，如天线光圈或接收器输入。但是，当G正确计算电路损耗时，G / T与参考点无关。卫星的噪声温度通常比晴空条件下的地球终端高，因为卫星天线的卫星天线的波束中的云，海洋和陆地的比例取决于卫星天线的地球温度<150-300K; 而天赋地球天线通常会看到寒冷的天空，而旁瓣一般只会从温暖的地球接收一小部分噪声功率。此外，随着卫星接收系统在波束形成网络，保护电路和用于冗余的额外组件中的电路损耗通常具有更高的噪声温度。图7.8说明了链路损耗因子，最大天底角，y，地球中心角g和卫星高度的地 - 空传播时延函数。两个地球位置之间的信号跳跃的延迟包括地球 - 空间路径，空间 - 地球路径和所有电路延迟的延迟。显示了使用中的几个卫星频率的路径损耗。路径损耗和地球中心角的变化很大。例如，L波段LEO个人通信系统与具有低增益（例如，G <2to + 3dBi）的低成本手持电话相比，MEO或GEO需要更少的链路功率。另一方面，需要从LEO星座到更多卫星因为每个卫星看到的地球的一小部分比较高的轨道。为满足通信需要而设计的卫星星座设计，如卫星数量，轨道参数，卫星G / T和EIRP等，是与任务分析和设计有关的主题，涉及许多因素的交易，例如总通信能力，链路利润率，空间部分和地球部分成本，可靠性，互联性，运载工具的可用性和成本，任务寿命以及系统运行[Wertz和Larson，1991]。图7.8卫星链路损耗，扩频因子，最大天底角，y max，地球中心角g和单向时延随卫星高度hkm。卫星和航空航天7-11数字链路福特数字调制系统误码率（BER）与能量比特的无量纲比率（dB差）E b dB J与总噪声功率密度N 0 = 10 log kT] dB J [Sklar，2001]有关。对于只有热噪声N 0的系统，（B / N），B是带宽（dB Hz），和（C / N） N 0）是载波功率与热噪声功率密度的比值，即（C / N）归一化为单位带宽。在Sklar [2001]中可以找到关于不同调制的（BER）与（E b / N 0）的通信性能测量的曲线。然后可以用（E b / N 0）和传输数据速率R来表示链路等式，而没有明确地参考带宽E b = N 0 = EIRP + G = T + 228：6 20 log 4 prs = 1 A + GR dB 7：17）其中取决于正在考虑上行链路还是下行链路，取代适当的量。7。8干扰完整的转发器链路分析必须包括上行链路，下行链路以及所有干扰信号的功率和，例如，由于放大器输出级产生的互调产物，来自其他系统的外部干扰，以及在空间隔离或双极化天线波束上重复使用相同频带来增加通信容量的系统内干扰。对于大多数应用来说，只要干扰信号与期望载波不相关，总干扰功率就可以作为干扰信号的功率和。干扰信号的值由于卫星以外的影响，例如频率复用交叉极化，多波束干扰，从其他系统接收的干扰功率必须通过仔细构建每种情况下的链路方程，并考虑到每个极化的天线增益和所关心的波束方向来获得。Foraninterferencepower i wand载波功率cw，干扰比c / i必须与上行链路和下行链路c / n值组合以产生总的c / n。这里，比率用小写表示，以表示它们是数字功率比。（7.18）适用于弯曲管道卫星。其他方程式（7.18）适用于弯曲管道卫星。如果使用板上信号再生用于数字传输，则上行链路信号被解调并且干净的一组基带比特被再调制。这具有通过使上行链路噪声有效地调制到具有所需信号的下行链路载波上来分离上行链路和下行链路噪声贡献的累积的作用[Gagliardi，1991]。在那种情况下，只有等式（7.18）的分母中的上行链路或下行链路项将被适当地使用。重新调制对于星际链路也很有用。在每种情况下，可以牺牲电路和处理复杂度来获得powerorantenna大小的节省。从干扰到数字链路的恶化遵循与方程（7.18）类似于eb / n 0的形式，其中小写字母数量表示数字比率。（1）式中，波与天线之间的偏振耦合系数G决定了干扰功率。由极化引起的（C / I）是（共极化）接收功率和不需要的（交叉极化）功率，称为极化隔离。可以通过将式（7.14）应用于共极化和交叉极化情况来发现。7.9一些特定轨道地球同步轨道的周期是地球自转周期的多倍，但它不一定是圆形的，也可能是倾斜的。因此，地球同步轨道（GEO）是地球同步轨道的特例，其中：e = 0，i = 0，k = e + h = e = 6：61，h = 35,786 km。当el = 0时，最大天底角y = 8.7-，最大倾斜范围为41,680 km，从公式（7.8）中g = 81.3-。因此，aGEO卫星不能在81.3纬度以上看到地球。Molniya和Tundra轨道分别倾向于（63.4-）和12手24小时的轨道周期。这些高度倾斜的椭圆轨道（HIEO）使得卫星的子卫星地面轨迹在同一天的同一地点停留在远地点，将分阶段提供几颗卫星，以高纬度的高海拔角度提供准静止卫星服务[Maral and Bousquet，2002]。Sirius卫星无线电三星座星座倾角为63。4，轨道周期为24 h，轨道半径为42164 km（与GEO卫星相同）。然而，椭圆轨道的周期为24,469公里，因此卫星停留在北半球，提供从地面看到的更高的角度（见www.ils.launch.com）。Sirius声称这减少了对地面中继器的需求。来自LEO卫星星座，圆形极坐标星座[Adams and Rider，1987]以及具有不同倾角的轨道平面星座（例如Walker Orbits [Walker，1977]）的地球覆盖率已得到关注。地球的扁率使得上升节点O（图7.3）的赤经随着赤道平面与卫星运动相反的方向在升交点上方移动。这被称为节点的回归。对于倾角i 5 90-（前进轨道），升交点向西转。为我 。90-（逆行轨道），升交点向东旋转。对于i = 90-，回归为零。轨道参数可以选择为每天向东360°/ 365.24 = 0.9856度的节点回归。在这种情况下，轨道平面将保持与太阳的角度。节点线的当地太阳时间是恒定的，也就是说，卫星每天在相同的太阳时间和太阳光照条件下穿过纬度。这个太阳同步轨道对于某些应用例如天气和监视卫星具有优势[Roddy ，2001]。表7.1比较了一些LEO，MEO和GEO系统的通信链路的几何形状，覆盖范围和一些参数。235 0.34 6 2 - 注：地球半径，重6378.14公里，地表面积，ae = 511.2·10公里，海拔，e = 10。MEO系统从未物化，并在此处进行比较。7.10接入和调制卫星充当中央中继节点，对于需要有效使用有限的功率和带宽资源的大量用户来说是可见的。有关访问问题的详细讨论，请参阅Gagliardi [1991]，Pritchardetal。，[1993]，Miya [1985]，Roddy [2001]和Shimbo [1988]。现在给出了特定于卫星系统的组成摘要。直到最近，频分多址（FDMA）一直是卫星系统最普遍的接入。分配频带的个别用户可以随时进行通信。425 GHz可划分为12个36 MHz带宽加保护带的转发器通道。这限制了3.7至4.2GHz的相应下行链路频带中的相邻信道之间的干扰。FDMA意味着几个独立的载波共存于发射放大器中。在由非线性引起的限制互调产物中，放大器必须在相对于其饱和输出功率的退避状态下工作。例如，为了将常规行波管（TWT）放大器中的两个载波的三阶互调功率限制在相对于载波的大约20dB处，其输入功率必须相对于将其驱动至饱和的功率减小（输入退避）约10dB。载波的输出功率降低了约4to5dB（输出回退）。即使没有载波存在，具有固定偏置电平的放大器也会消耗功率。因此，随着工作点的退出，DC到RF的效率降低。对于具有多载波的放大器，互调产物具有噪声似谱，而噪声功率比是衡量多载波性能的关键因素。当通过多个空间隔离波束（SDMA）重复使用可用频谱时，如果一个波束的旁瓣在其他波束的方向上接收或发射大量能量，则可能导致干扰。指向相同方向的双向激光束可重新使用提供正交极化的频率，例如，垂直和水平线偏振或右旋和左旋圆偏振。重复使用相同频带的波束之间的旁瓣或极化隔离的典型值为27至35dB。时分多址（TDMA）用户共享共同频段，并为其数字传输分配一个唯一的时隙。在任何情况下，DC-RF效率都很高，因为在发射放大器中只有一个载波可能运行在接近饱和状态。Adrawback是系统的复杂性，它需要将广泛分散的用户同步，以避免因出现在时隙中的多个信号而引起的符号间干扰。而且，TDMA卫星信道中的总传输速率必须基本上是用户速率的总和，其中包括开销比特，例如成帧，同步和时钟恢复以及源代码编码。在码分多址（CDMA）中，每个载波用独特的伪随机码进行调制，通常借助于间接序列或跳频扩频调制。由于CDMA用户同时占用相同的频带，因此卫星放大器中的聚合信号具有类似噪声的特征。通过相关处理在接收器处提取个别信号。CDMA容忍类似噪声的干扰，但不容忍平均负载条件下的大偏差。一个或多个强信号载波可能会违反噪声类干扰条件并产生强互调信号。在CDMA系统中通常需要对每个用户的信号进行仔细的功率控制。用户访问权限是通过频率，时间段或代码进行分配的。固定分配的频道允许用户无限制地访问。然而，这可能会导致卫星资源利用效率差，并且可能会导致较高的用户成本（类似于地面线路）。其他分配方案包括按需分配多址（DAMA）和随机接入（例如，用于Aloha概念）。DAMA系统要求用户首先通过协议控制通道发送通道请求。网络控制器（在另一个地球站）寻找一个空信道并指示发送单元在频率或时隙中调谐它。Alink维持通话时间，然后发布到系统供其他用户请求。对于轻微使用的突发流量（如数据），随机访问是经济的。它依赖于数据包的随机到达时间，并且在碰撞事件中重复请求的协议已经到位[Gagliardi，1991]。实际上，可能会使用复用和访问技术的组合。国外频段可以是信道化或频分复用（FDM），FDMA可以用于每个子频段，例如FDM / FDMA。7.11频率分配表7.2列出了卫星通信频率分配的部分清单。国际电信联盟（国际电联）定期举行与频率划分有关的世界无线电通信大会（WRC）。美国分配的有用图表可以从http://www.ntia.doc.gov/ osmhome / allochrt.pdf获得。表7。7直播（BSS）（美国）Ka波段17.3-17.78 FSS（美国BSS）22.55-23.55星座间27-31 17-21 FSS Q42.5-43.5,37.5-40.5 FSS，MSS 47.2-50.2卫星和航空航天7 -15 7.12卫星子系统主要的卫星子系统在Grif fi n和French [2004]中有描述。它们是：推进器，电源，天线，通信中继器，结构，散热，姿态确定和控制，遥测，跟踪和指挥。Gilmore [1994]描述了热控制。卫星天线通常是偏置馈电抛物面。典型的尺寸受到运载火箭的限制，并且对于某些应用，其范围从小于1米到20米以上。XM卫星使用两个5米长的反射器，每个反射器都带有单一馈电和高功率发射器，以产生超过67 dB的连接EIRP，连接到美国（CONUS）。传统的波束形成方法是Intelsat6卫星，它使用4GHz的直径3.2米的天线。在焦点区域有多个供稿。每个馈源产生一束光束宽度<65l / D的方向分量束，其方向由来自焦点的馈源位移确定。这些光束被合并在一起产生相对于年龄区域相对较高的成形光束。多个波束也用于重复卫星上的频率。图7。2表明，卫星可能有多个频率用于频率重用。在这种情况下，占据相同频率的载波必须通过任一极化正交调频天线旁瓣抑制相互隔离。只要一个波束的旁瓣在另一个波束的方向上辐射不强，两者都可以使用相同的频带并增加卫星的容量。中继器包括以下主要元件（见图7.2）：允许噪声放大器（LNA）放大接收到的信号并建立上行链路噪声。卫星接收机的G / T包括卫星天线中的损耗，LNA的噪声系数和从空间看到的地球噪声温度（从150到290 K），取决于海洋上波束面积的百分比，土地和云）。在常规中继器中，整个频带由本振（LO）和混频器从上行频带下行转换到下行频带。它由输入多路复用器通道化为多个（例如12个）发送应答器通道。这些通道化信号通常使用独立的高功率放大器。行波管放大器（TWTA）通常用于非常高的功率，例如最高功率。200W用于aDBS。固态放大器可提供超过15 WatC和Ku波段。姿态确定和控制系统（ADCS）必须保持卫星在其轨道上的正确角度方向，以便指向指向地球的天线和指向太阳的太阳能阵列（例如）。两种稳定方法是自旋稳定和身体稳定。在前者中，卫星体旋转，并且角动量保持陀螺刚度。后者使用动量轮来保持航天器体的方位固定。这个子系统的组成部分包括动量轮，与地球磁场相互作用的力矩（Torque），陀螺仪，太阳和地球传感器，以及保持方向的推进器。遥测跟踪和命令（TT＆C）子系统接收来自地面的数据，并使卫星上的功能可以通过从地面发送的适当代码来激活。该系统在低数据速率下工作，并且在卫星失去其定向时需要全向天线来保持接地。电源子系统包括电池和太阳能电池阵列。太阳能电池阵列必须提供足够的功率来驱动通信电子设备以及内务管理功能，并且它还必须具有充足的能力，以便在月蚀期间为卫星提供电力，也就是说，当它被遮蔽并且不受太阳的力量时[Richharia，1999; Grif fi n和法文，2004]。典型的电池技术使用镍 - 氢电池，可以提供超过50 Wh / kg的平均密度。太阳能电池在卫星寿命初期（BOL）的产量可以超过170 W / m2。砷化镓太阳能电池（砷化镓）产量超过210瓦/平方米，但它们比硅电池更贵。Wertzand Larson [1991]，Grif fi n和French [2004]，1995年空间碎片委员会，Johnson和McKnight [1991]描述了包括辐射，热和碎片问题在内的空间环境。该结构必须支持所有功能组件，并且能够承受发射环境的严酷环境。热子系统必须控制热辐射以保持关键电子设备的工作温度[Gilmore，1994] .7 -16广播和光通信技术7.13趋势卫星通信现在必须被视为一个成熟的行业。与光纤和地面移动系统相比，卫星失去了点对点的竞争力。当卫星利用其独特的地球广角视野来应对广播，广域数据服务和移动通信等应用时，卫星会表现最好。视频将代表卫星容量的一大组成部分，随着HDTV的增加，直接广播预计将成为卫星容量的最大用户。在20世纪90年代和21世纪初，对铱等昂贵系统的大量猜测，全球星，ICO和Teledesic，以及与需求相关的GEO容量过剩，迫使该行业陷入低迷。这部分是由于人们越来越认为卫星有风险，从而导致投资者缺乏青睐。用于宽带数据的Ka波段系统没有如预期的那样实现，并且相对于新兴的电缆和DSL而言，Ka波段系统成本高昂。然而，一些服务最好由卫星系统提供，而卫星将寻找应用程序，甚至可以用于宽带数据服务，例如使用Ku和Ka频段的卫星互联网，甚至可能在更高的频率上。尽管必须采取措施确保可靠性，但卫星建设已经从工艺行业演变而来，具有广泛的定制设计，较长的交货期，较长的测试程序和高成本的设计和施工周期。技术发展包括开发用于经济提供数据的轻型小卫星，低成本的通信服务和改进的组件。定义术语态度：卫星在其轨道上的角度方位，其特征在于滚动（R），俯仰（P）和偏航（Y）。摇摆轴指向飞行方向，yawaxis指向地球中心，俯仰轴垂直于轨道平面，使得R·P！Y. ForaGEO卫星，滚动导致南北波束指向误差，俯仰运动导致东西指向误差，以及围绕子卫星轴旋转yaw。退避：当工作在接近饱和状态时，放大器不是线性器件。为了减少多个载波的互调产物，驱动信号被降低或回退。输入回退饱和所需的输入功率与采用的输入功率之间的分贝差值。输出回退是指输出功率相对于饱和的降低。波束和极化隔离：频率重用为几个独立的卫星转发器通道分配相同的波段。这些信号可以保持分开的唯一方法是隔离一个重用信道的方向或另一个重用信道的天线响应。波束隔离是每个干扰路径的耦合因子，并且总是在接收站点测量，即卫星用于下行链路的上行链路和地球终端。总线：卫星总线是支持天线和有效载荷电子设备的所有子系统的集合体。它包括电力子系统，姿态控制，热控制，TT＆C和结构。频率重用：当可用频谱有限时，增加卫星系统的有效带宽。指向不同地球区域的双极化和多个波束可以利用相同的频率，只要例如一个波束的增益或其他波束的方向上的极化或偏振（反之亦然）足够低。对于重复使用系统来说，27至35 dB的隔离是典型的。参考文献WS Adams和L. Rider，“圆极坐标星座提供连续的单一或多重覆盖高于特定的纬度，”J.宇航员。科学，第 35，no.2，pp。G.Bjo¨rnstrom，“数字有效载荷：通过信号处理增强了性能”，ESA J.，17，1-29,1993。卫星和航空航天7-17 RDBriskman，“卫星无线电技术”，在16th Int。COMMUN。Satell。SYST。华盛顿特区：美国航空航天研究所，1996年2月25 - 29日，第821-825页。A. Chobotov，轨道力学，第二版，华盛顿特区：美国航空航天研究所，1991年。AC Clarke，“额外地面继电器”，无线世界，1945年10月。S. De Gaudenzi，F. Gianetti和M. Luise，“移动和个人通信卫星CDMA传输的进展”，Proc。IEEE，卷。84，no.1，pp。18-39，1996年。SpaceDebris委员会，国家研究委员会，轨道碎片，华盛顿特区：国家学院出版社，1995年。B. Ebert，卫星通信地面部分和地球站手册，威利，2000年。K. Feher，数字通信：卫星/地球站工程，Englewood Cliffs，新泽西州：Prentice-Hall，1983. K. Feher，高级数字通信，Englewood Cliffs，新泽西州：Prentice Hall，1987. S. Finkelstein和SH Sanford， “从公司错误中学习：铱的兴衰”，Org。动态，29（2）：138-148,2000。Futron公司，“卫星业务的转型”，2005年1月，www.futron.com M. Gagliardi，卫星通信，纽约：VanNostrand Reinhold，1991. DG Gilmore，Ed。，Satellite Thermal Control Handbook，ElSegundo，CA：The Aerospace Corporation Press，1994.G.Gordon and W.Morgan，Principles of Communications Satellites，New York：Wiley，1993。MDGrif fi n和JR French，Space Vehicle Design，2nd ed。，Reston，VA：American Institute of Aeronautics and Astronautics，2004. A. Inkpen，M. Martin和I. Fas-Pacheo，“铱星的兴衰”，雷鸟，美国国际管理研究生院：2000. LJIppolito，卫星通信中的无线电波传播，纽约：VanNostrand Reinhold，1986年。LJIppolito， “卫星系统设计传播效应手册”，美国国家航空航天局，2000年。J. Isakowitz，“空间发射系统国际参考指南”，第三版，雷斯顿，弗吉尼亚州：美国航空和宇航学会，1999年.ITV卫星通信手册，国际通信联盟，2002. KG Johannsen，“移动P服务卫星系统比较”，Int.J.Satell。NLJohnson和DSMcKnight，人造空间碎片，马拉巴尔，FL：Krieger Publishing Co.，1991.G.Maral，VSAT Networks，第2版，New York：Wiley，2003。G. Maral和M. Bousquet，卫星通信系统，第4版，John Wiley＆Sons，2002年。K. Miya编辑，卫星通信技术，东京：KDD工程和咨询公司，1985年。WL Morgan和GDGordon，通信卫星手册，纽约：威利，1989年。科学和技术政策办公室，轨道碎片问题机构间报告，（1995年11月，国会图书馆目录第95-72164号）。JJ Pocha，地球静止卫星任务设计简介，荷兰Dordrecht：D. Reidel，1987. T. Pratt，CWBostian和JE Allnut，卫星通信，第2版，纽约：威利，2000年。WL Pritchard，HG Suyderhoud和RA Nelson，卫星通信系统工程，第二版，Englewood Cliffs，NJ：Prentice-Hall，1993。DWE Rees，卫星通信：第一季度服务，纽约：威利，1990年。M. Richharia，卫星通信系统，第二版，纽约：McGraw-Hill，1999年。D.Roddy，卫星通信，第3版，纽约：McGraw-Hill，2001。M. Schwartz，“信息传输，调制和噪声”，纽约：McGraw-Hill，1990年。A. Scott，Understanding Microwaves，New York：Wiley，1993。O. Shimbo，通信系统中的传输分析，第一卷。1和2，纽约：计算机科学出版社，1988年。B. Sklar，数字通信，第二版，Englewood Cliffs，新泽西州：Prentice Hall，2001.7 -18广播和光通信技术JG Walker，环形轨道卫星模式的连续全球覆盖，Technical Report77044，Royal Aircraft Establishment，Farnborough，Hants，UK 1977. JR Wertz，Ed。，Spacecraft Attitude Determination and Control，Dordrecht，The Netherlands：D. Reidel出版公司，1978年。JR Wertzand WJ Larson编辑，Space Mission Analysis and Design，3rd ed。，Dordrecht，The Netherlands：Kluwer Academic Publishers，1999.更多信息www的卫星，频率和轨道位置的详细总结.lyngsat.com。Satmaster，apropular商业链接预算计划可从Arrowe Technical Services购买，网址为www.satmaster.com。可以在http://www.sadoun.com/sat/installation/satellite-heading-calculator.htm找到用于地球终端指向和极化倾斜调整的方便的Web计算器。关于卫星通信的悲伤史，见卫星通信：第一季度服务，由D·瑞斯，威利，1990年。对人造卫星的描述可参见DH Martin，Communications Satellites，4th ed。，Reston，VA，美国航空航天研究所，2000年。T. Iida等人的“21世纪的卫星通信：趋势与技术”，弗吉尼亚州雷斯顿市，美国航空航天研究所，2003年。趋势概述可见于基本信息并可能在卫星通信的ITV手册中找到卫星通信的分析。新兴的数字视频广播标准DVB S2在欧洲电信标准协会（ETSI）http://webapp.etsi.org/action/pv/20050215/中有描述。 tr\_102376v0101。传播问题在“卫星系统设计传播效应手册”（2000年，NASA）中进行了总结。许多提到的组织可以通过互联网访问：（www.nasa.gov）; 国际电信联盟（ITU）（www.itu.ch）; Inmarsat FCC（www.fcc.gov）; 伽利略：www.esa.int/export/esaNA/GGGMX650NDC\_index\_0.html。天狼星：http://www.ilslaunch.com/launches/cbin/Mission\_Overview/proton/sirius3\_mo.pdf和www.sirius。com，XM：www.xmradio.com。有关车辆上低分辨率运动终端的卫星通信，请参见www.raysat.com。8数字视频处理8.1简介............................................ ........................... 8 -1历史透视图\*视频\*图像序列作为时空数据8.2基础知识....... .................................................. .... 8 -14“表示”的含义是什么？\*空间/空间频率表示\* Gabor表示\*空间/尺度表示（小波）\*分辨率8.5运动的计算........................ ........................ 8 -19运动场\*光流\*光流计算8.6图像序列压缩....... ....................................... 8 -25运动补偿预测/变换编码器\* Todd R 。基于感知的芦苇方法夏威夷大学8.7结论........................................ ........................... .... 8 -29 8.1简介性能的快速提高和计算平台成本的降低以及数字图像采集和显示子系统使数字图像无处不在。持续的改进承诺将数字视频广泛应用，向海外开辟新的应用领域。在本章中，我们将研究这种不断发展的数据类型的一些关键方面。历史的视角图像序列的使用大大早于现代视频显示器（参见，例如[1]）。可以预见，使用这些序列的主要初始动机是对运动的描述。早期的电影显示方法之一是数学家William George Horner于1834年发明的。最初称为Daedaleum（在Daedalus之后，他应该创造似乎移动的男人的数字），它后来被称为Zoetrope（生命转向）或生命之轮。Daedaleum的作品是通过在滚筒旋转时通过无齿鼓中的狭缝一次呈现一系列图像。虽然这个设备非常简单，但它说明了一些重要的概念。首先也是最重要的是，由一系列图像传达的动作印象是虚幻的。它是人类视觉系统（HVS）的部分属性（称为持久性视觉）的结果。一旦从视图中移除图像，图像被认为会停留一段时间。这种错觉是所有电影显示的基础。当设备中的8 -18-2广播和光通信技术鼓慢慢旋转时，图像出现（像它们一样）静止图像的adisjoint序列。随着旋转速度的增加（图像以更高的速率显示），达到了可以感知到动作的一个点，甚至认为图像看起来更加“闪烁”。进一步增加旋转速度，达到了一个点，它可以感知不到更多的感知（关键融合频率）。最后，鼓中的裂缝说明了这种错觉的一个非常重要的方面。为了从图像序列中感知运动，单个图像所代表的刺激必须在每次呈现之间的一段时间内消除。如果不是，则图像序列简单地合并为ablur，并且不会感知到运动。这些概念（植根于人类视觉运动感知的本质）是基本的，并反映在所有电影采集和显示系统中。视频与电影中的图像序列不同，视频被表示为通过扫描相机传感器得出的1-D信号。信号来自于扫描的事实施加了特定的信号结构，图8.1显示了一个例子，用于非隔行扫描系统。原则上，扫描可以在很多方面完成。最简单的概念是非隔行连续扫描（产生刚才讨论的视频信号）。这种方法也被称为逐行扫描。在2D平面上（在相机或显示器上）观察，这种方法如图8-2所示。所得到的视频信号的带宽相对较高。以每秒60帧的速度传输485线（1：4：3纵横比（NTSC分辨率））的帧数需要大约两倍的可用信道带宽（6 MHz）。需要每秒钟更新六次，以避免由HVS的时间响应决定的广域闪烁。降低信号带宽的一种方法是发送一半的样本（线）。这不能通过将帧速率降低到每秒30帧来完成，因为引入了不可接受的闪烁程度。降低每帧的空间分辨率会导致无法接受的模糊。隔行扫描在两种方法之间是合理的。帧消隐（用于帧回扫）行消隐（用于线回扫）图8.1 Anoninterlaced视频信号。Retrace（不可见）图8.2 Anoninterlaced扫描光栅。1 NTSC由525行组成，但只有485行是有效的。数字视频处理8 -3 1 3 5 7 519 521 523 525图8.3一个NTSC帧，由交织两个场（2：1交错）组成。方向交错的运动图8。4交错对水平运动中边缘的影响。如NTSC电视中所使用的，每完成一帧（一帧）包含525行，并且每1/30秒发生一次。该帧由两个字段（偶数和奇数）组成，每个字段为262½行。这些领域与框架交织在一起。每隔1/60秒扫描一次字段（减少闪烁）。由于两个场交错形成一个帧，所以称为2：1交错。图8.3显示了两个交错场（NTSC）。通过扫描进行图像采集和显示有几个缺点。扫描系统的非理想方面（例如，非微观尺寸）以及在某些情况下扫描本身的行为导致垂直分辨率下的导引低于采样定理所预测的。实际分辨率与理想分辨率的比值称为Kell因子k，0＃k＃1。k的典型值为.6，k，.8，隔行系统具有较低的k值。当场景中的物体运动时，扫描也会导致失真。例如，运动中的垂直线会导致倾斜的扫描图像（不是由于扫描线的倾斜，而是因为屏幕底部的线上的点比顶部的点晚到达）。最后，框架内的空间中的不同点不对应于相同的时间点。从时空的角度来看，每个框架都是倾斜的，框架的左上角对应的时间比右下角的时间要早​​。这可以帮助准确分析图像序列的难度。隔行扫描还有其他缺点。隔行显示系统受到行间闪烁器的影响（特别是在几乎水平结构的图像区域）。隔行扫描会导致垂直分辨率降低，从而增加混叠。增加后续处理或分析（如运动估计）的复杂度。与其他系统（如使用非隔行显示的计算机工作站）的互操作性变得困难。从隔行视频中提取的静止图像（“冻结帧”）通常质量较差。通常只提供“冻结字段”。通过考虑水平运动中的边缘情况可以看出最后一点（图8.4）。为了合并两个区域以获得合理质量的图像，或者从交织的一个层获得良好的渐进扫描序列，这是一个非常重要的问题.8 -4广播和光通信技术图8.5一个图像序列，表示为时空体积，光线追踪展示其内部结构。图像序列作为时空数据如前所述，扫描过程使得对图像序列的精确描述变得困难（因为宇宙空间点在不同的时间存在）。交织复杂问题有待进一步研究。在本章剩下的部分，简化的假设是，帧中的每个点对应于相同的时间点。这与运动图像电影的数字化相类似，或者与CCD相机拍摄的序列相似。当场景运动与帧速率相比较慢时，这在渐进式或交错式视频系统中是合理的假设。这一系列帧不再在时空域中倾斜，并且可以通过“叠加”的快速方式形成时空体积（见图8.5）。8。2一些基础知识以下是本章其余部分使用的一些符号约定和基本原则。连续序列表示为u（x，y，t），v（x，y，t）等，其中x，y是连续空间变量，t是连续时间变量。同样，adiscrete序列表示为u（m，n，p），v（m，n，p）等，其中m，n是离散（整数）空间变量，p是离散（整数）时间变量。A3-D系统与1-D和2-D一样，a3-D离散系统可以定义为y？m; n; pÞ¼H½xðm; n; p）（8：1）其中H是系统函数。一般来说，这个函数不需要线性或平移不变。如果系统是线性和移位不变的（LSI），它可以用脉冲响应h（m，n，p）来表征。线性移位不变系统的响应可写为X 1 X 1 X 1 y m m; n; pÞ¼xðm 0; n 0; 0 0Þhðmm 0; nn 0; pp 0 = m 0 = 1 n 0 = 1 p 0 = 1 x m; n; pÞhðm; n; （8）2）数字视频处理8 -5其中'\*'表示（离散）卷积。同样，对于连续的情况，Z 1 Z 1 Z 1 gðx; y; t）= f（x 0）; y 0; t 0Þhðxx 0; yy 0; t 0 0 dx 0 dy 0 dt 0 8：3-D傅里叶变换3-D连续傅里叶变换可以表示为Z 1 Z 1 Z 1 j2pðxxxþyxy + txtÞFðxx; xy; xtÞfðx; y; 其中jx，jy和jt是时空频率变量，f（x，y，t）是连续的时空信号。如在二维情况中那样，三维傅里叶变换是可分离的：Z 1 Z 1 Z 1 j2p xxx j2p yxy j2p txt Fðxx; xy; xtÞfðx; y; tÞedxedyedt 8：5Þ1 1 1同样在一维和二维情况下，如果gðx; y; tÞ¼hðx; y; tÞ\* fðx; y; t∂8：6Þ然后G xx; xy; xt H x xx; xy; xtÞFðxx; xy; 如果h（x，y，t）是LSI系统的脉冲响应，则H（jx，jy，jt）是系统的频率响应。时空离散傅立叶变换被定义为NX 1 NX 1 NX 1 hm kn lp vðh; k; lÞu uðm; n; 其中0＃h，k，l＃N 1和WN = e。8：8 m = 0 n = 0 p = 0 j2p = N 逆变换为1 NX 1 NX 1 NX 1 uðm; n; pÞv v h; k; 在频域中移动图像在参考文献中的讨论之后，可以看出，在频域中移动图像是可能的。[2]，可以用强度分布f（x，y，t）来表示单色图像。如果对于所有t，f（x，y，t）= f（x，y，0），则图像是静态的。图像的速度可以通过图像速度矢量来表示。r¼rdrx; ryÞð8：10？8 -6广播和光通信技术如果（初始静态）图像以等速度！r转换，则fr？x; y; tÞ¼fðxrxt; yryt; t∂8：11）考虑简单的2-D“图像”f（x，t）的情况。让！X ！xa和b = x 8：12）txt其中jx和jt是空间和时间频率变量。然后，变换对可以写成：f（a〜aa）！F〜bbÞ8：13）现在，翻译可以被表示为一种非传统的转换！0 xrt！a x x A a 8：14 t其中1 r A x x 8：15）01，rx是水平速度。在自由坐标变换（缩放，旋转和平移的任意组合）之后使用傅立叶变换的表达式，0 f！一个 ！（8）（16）其中10（A 1）T（8）（17）rx 1使得F f xt xxt; tÞ！ðxx; 示例考虑只有双组件的简单静态图像（图8.6）。当图像以水平速度rx进行平移时，所有时间频率都移动rxjx。空间频率坐标保持不变。也就是说，以速度rx移动的图像的所有频率分量都位于通过原点的边缘，斜率为rx。！将分析扩展到三维情况（f（x，y，t）），让速度r¼rx; ry。然后F fðxrxt; yryt; tÞ！ðxx; xy; xt + rxxx + ryxyÞð8：！每个时间频率通过空间频率矢量的点积被移位，xyÞ和！图像速度矢量r¼rrx; ryÞ。我的图像原本是静态的，那么！！（jy，jt）平面中的图像运动将静态图像变换（位于（jx，jy）平面）中的图像变换为具有斜率ry的平面中的图像， （jx，jt）平面中的平面和rx。与二维情况一样，移位的点位于通过原点的半径上。请注意，这表示频域的相对稀疏占用（压缩应用感兴趣）。A3-D数据量已经被“压缩”成一个平面。在时空域中没有观察到这种紧凑性。总之，静止图像的频谱位于（jx，jy）平面中。当图像经历平移运动时，频谱占据通过原点的斜平面。平面的方向表示运动的速度和方向。因此，可以将频域能量的特定区域与特定的图像速度分量相关联。通过对频域中的特定区域进行滤波，可以检测这些图像速度分量。很快就会看到，其他效应（如时间混叠的视觉影响）也可以在频域中理解。三维采样以最简单的形式（矩形网格上的常规采样，这里使用的方法），3-D采样是2-D（或1-D）采样的直接扩展（图8.8）。给定放弃序列F fðx; y; tÞ！ðxx; xy; xtÞ8：21Þ8-8广播与光通信技术与Fðx; X ; xÞ¼每当jjx> x; x> x; 或者jjx 4 xð8：22 xytxx 0 yy 0 tt 0无论何时x> 2 x，连续序列都可以从adiscrete样本集重建; x> 2 x; 和x> 2 x 8：23）xsx 0 ysy 0 tst 0其中x; X ; x是采样频率。等效地，如果间隔xsyszsytΔyΔtxΔxf（x，y，t），则该序列可以被重构。图8.8被采样的时空信号（图像序列）。图8.9时间维度中图像序列的采样不足。数字视频处理8 -9ξtrξ具有斜率的Aline - r，xx 0通过原点。ξx - ξξx 0 x 0 - rξxx 0图8.10平移运动中的连续的双分量1-D信号。图8.11具有时间混叠的采样1-D信号的构造。样品之间是这样的：1 1 1 D x 5; D y 5; 如果采样频率低于指定的速率，则相邻频谱（由采样过程产生的连续频谱的重复）重叠，并且混叠结果图8.9显示了时间采样频率低的情况。空间域中的平滑外观（通常表现为光滑的高对比度边缘的逼近近似）是相对熟悉和直观的。暂时过低的取样效果可能不如此。考虑以前只有两个组件的一维图像的早期简单例子，它以速度rx移动。如前所述，连续的情况如图8.10所示。x是静态图像的频率。x 0假设这幅图像在采样频率x小于奈奎斯特速率x时的时间维上被采样，并且图像通过具有时间截止频率t N xx 0的理想低通滤波器在正负半数采样处重构频率（图8.11）。什么是别名组件的视觉效果？8 -10广播和光通信技术如前所述，运动速度反映在连接组件的线的斜率上。显示出情况，观察到asinusoidal网格（与原始频率相同）向相反方向移动，速度为rx xx。随着采样频率的降低，速度的降低最终达到零。x的继续减少导致运动方向与原始ts图像相同，速度增加（在x = 0时）两个分量的速度增加是相同的。在刚刚考虑的简单示例中，图像在空间上是均匀的，以便在整个图像中都可以看到混叠效果。一般情况下，情况并非如此。如在1-D和2-D情况下，在具有足够高的时间频率分量的序列的区域中看到时间混叠效应。导致高时间频率的情况包括高速度（在我们简单的例子中，rx的值很大）以及某种程度的运动的高频率分量（在本例中为高x）。x 0更高的空间频率分量需要降低速度以引起混叠。一个众所周知的时间混淆的例子就是所谓的“车轮”效应，其中车辆的车轮似乎与车辆本身的方向相反。车轮具有高空间频率分量（由于其辐条）和相对较高的旋转速度。因此，发生混叠（车轮似乎反向旋转）。车辆本身，然而，其移动更慢，并且通常也由较低的空间频率分量组成，向前移动（不会出现混叠效应）。8.3视觉运动的感知视觉感知可以在许多不同的层次上讨论：视觉系统的解剖形态结构; 所涉及的细胞的生理学或基础功能; 和系统的心理物理行为（系统对各种刺激的反应）。以下是对视觉运动感知的讨论。Amoreextensivetreatment可以在参考文献中找到。[3]。运动感知的解剖学和生理学视网膜（视网膜后半球表面）是视觉系统的传感器表面，由两种主要类型的传感器元件组成。杆是长而薄的结构，数量约为1.2亿。它们提供暗视（“低光”）视觉，并且对运动高度敏感。视锥细胞越来越厚，数量也大大减少（每个视网膜约600万）。它们比杆更不敏感，提供明亮（“高光”）和色彩视觉。锥体对运动不太敏感。棒状和锥状排列成六角形阵列，但不均匀分布在视网膜上。锥体包装在中央凹中（因此色觉主要是中心凹）。棒主要在黄斑外面。同样，运动敏感度高于黄斑外，对应于视野的外围。视觉信息通过视神经留下每只眼睛。视神经在视交叉处裂开，穿过外侧膝状核，并继续到视觉皮层。信息是在视网膜上映射到皮层（按原始场景组织，但是颠倒过来）。但是，请注意，映射不是一对一的（一个视网膜杆或一个锥形到一个皮层细胞）。如前所述，在每只眼睛中发现约1.2亿个棒和600万个锥体，但在相关视神经中仅有100万个金属棒。正如本章后面所讨论的，这种明显的视觉无损压缩，这是研究感知灵感的图像和视频压缩技术的动机之一。为了实现这种压缩，每个皮层细胞接收棒和/或锥体的信息。这个集合构成了该单元的接受域。可以测量皮质细胞对该区域不同点刺激的反应（例如，通过光照点）并绘制出来，就像绘制二维滤波器的脉冲响应一样。在生理上，迄今为止没有提到的东西似乎特别适用于运动的检测（或测量）。期望找到细胞可能是合理的，这些细胞有选择性地响应例如运动的方向。在人类视网膜中似乎没有这样的细胞（其他细胞也有类似的现象）。12用于建模复杂单元行为的常见组织结构。运动Δx RF1 RF2根据理论，“组合” - 乘法或加法（比较器）。ΔtC图8.13定向灵敏检测运动的机制。以这种方式响应的细胞）; 然而，哺乳动物纹状皮质中的细胞表现出这种行为（复杂的细胞）。这些细胞如何以这种方式发挥作用仍在研究之中。然而，目前大多数理论都适合于组织结构[4]，如图8.12所示。输入感受域对刺激的空间位置和空间频率敏感。如果取向的作用尚未得到广泛的认同。接受的场输出结合在一起，很可能是以非线性方式在方向敏感的子单元中产生高度依赖于刺激的方向和/或速度的输出。然后将这些子单元的输出在空间和时间上进行整合。对于右向移动模式，可以更详细地考虑假设的方向敏感机制（图8.13）。例如，假设接受区域是对称的，并且Cisacomparator需要两个输入都是高输出高值。如果刺激接受场1（RF1）的apattern在时间D t内移动距离D x，使其落入接受场2（RF2）内，那么比较器就会“闪烁”。虽然它很简单，但这种模式可以在视网膜上的运动模式和运动感知之间建立基本的联系。从系统角度考虑问题可以获得更多的见解。运动感知的心理物理空间频率响应在空间视觉的情况下，通过对视觉系统建模可以理解很多，如图8·14所示。通过确定正弦波光栅的阈值可见度来估计滤波器H（jx，jy）的特性。由此产生的测量结果表明空间频率的视觉灵敏度功能是8 -12广播和光通信技术对比c（x，y）亮度亮度g（）H（ξξx，y）f（x，y）b（x，y）非线性函数对比灵敏度（通常函数（CSF），对数或有时称为幂律）。调制传递函数（MTF）。图8.14建模空间视觉的简单框图。性质近似低通。响应在5周/度附近达到峰值，并且超过10次/度地下降。如果它是可分的（即H（jx，可以通过独立地求出H（jx）和H（jy））来确定，其中H（jx）= H（jy）或各向同性，空间响应可以通过单一的一维函数来表征。尽管可分性假设通常是有用的，但人类视觉系统的空间CSF实际上并不是可分离的。已经表明，视觉灵敏度在垂直和水平以外的方向上减少。这可能是由于视觉环境中垂直和水平结构占优势，导致视觉系统的发展或演变对这些方向特别敏感（或相反，不那么敏感）。这被称为“斜向效应”。''时间频率响应将空间视觉模型扩展到包含运动的最直接方法是修改CSF以包含时间频率敏感度，以使H（jx，jy）变为H（jx，jy，jt）。估计视觉系统的时间频率响应的一种方法是测量颤抖响应。虽然刺激反应的变化幅度与刺激的空间频率有关，但它通常也是低通的，在10Hz附近响应峰值。10 Hz以上响应的衰减迅速增加，在60 Hz（NTSC电视的现场速率）下，反应器响应非常低。像在二维情况中一样，自然地询问时空频率响应H（jx，jy，jt）是否相对于时间频率是可分离的。有证据表明，情况并非如此。高空低频空间频率模式的反应曲线并不符合可分离的时空响应。重建误差对于第一个近似，上面讨论的数据表明HVS表现为三维低通滤波器，其频带限制（对于明亮显示）在空间频率轴上为60次/度，在时间上为70Hz。这种近似在理解误差时很有用，这可能会在重建样本一致的连续时空信号时发生。考虑经历简单平移运动的图像的情况。这个时空信号在频域中占据一个斜平面。通过采样，频谱被复制（周期由相应维度的采样频率确定）以填充无限的三维体积。如图8.5所示，以这种方式产生的非常少采样（无混叠）图像序列的频谱。三维低通重建滤波器（时空CSF）可以近似为理想的低通滤波器，如图8.16所示。只要图8.16中的立方体完全包含以DC为中心的频谱，而不包括相邻频谱，则不存在混叠误差。这种情况不包括混叠。如果包含混叠（采集期间的采样率太低），混叠成分将仅被视为可见如果它们落在CSF过滤器的通带内。数字视频处理8 -13 xyxys -xtsxx -xxxxssx -xytssxt图8.15经过均匀平移运动的采样图像的频谱。图8.16一个理想的三维低通重建滤波器，切除频率由时空对比敏感度函数决定。上述频域分析解释了人类视觉运动感知的一些重要方面。然而，其他观察结果并不像这样容易解释。[5]，感知运动是局部的（在视野的不同区域可以看到不同的运动）和空间频率特异性（单个运动传感器对不同的空间频率有不同的响应）。这两个观察结果表明，在时空域和时空域都是局部的。这些陈述的例子将在下面的小节讨论。眼球运动的影响先前描述的运动感知分析假设了“被动”的观点。也就是说，视网膜表面光线模式的任何变化都是由场景中的运动引起的。8-14广播和光通信技术考虑静态图像的查看方式可以看出情况并非如此。他们不是被视为一个整体，而是从一个位置到另一个位置的“跳跃”系列。这些“跳跃”被称为扫视（法语为“jolt''or''jerk”）。即使在眼睛“静止”的位置，它也不是真正的静止。它经历1-2分钟弧度的微小运动（microscacades）。事实上，眼睛本质上是neveratrest。已经表明，如果眼睛稳定，视力在约二秒后消失。这与当前讨论的关系是，虽然眼睛不断在运动，使得视网膜上的强度模式不断变化，当观察静止的场景时，不会感知到运动。观看动态场景时观察到类似的行为[6]。然而，很显然，在动态场景中，运动常常被感知（甚至认为视网膜上亮度模式的变化不一定比静态图像更大）。两个假设可以解释这些现象。首先是扫视速度如此之快以至于视觉系统不能感知到它们; 然而，这并不能解释这样一个事实，即在动态场景中看到动作，而不是静态的动作。第二个是在某些情况下（动机放电理论），动作感应系统被“关闭”。基本思想是控制眼球运动的运动信号也参与运动的感知，所以当视网膜变化和运动信号出现时，不会有运动被感知到。当强度模式改变但没有运动信号时，或者如果强度模式没有变化但是运动信号发生，则运动被感知。后一种情况对应于移动物体的追踪（平滑追踪）。第一个假设（两者不太合理）可以用时间线性滤波器轻松建模。第二个更有趣的行为可以用简单的比较网络来模拟。8.4图像序列表示什么是“表示”意思？“表示”一词可能需要一些解释。也许最好的方式是考虑熟悉的表示的一些例子。为了简单起见，将使用2-D示例。3-D的扩展相对简单。像素表示像素表示非常常见和直观，因此它通常被认为是“图像”。然而更准确地说，它是加权脉冲的总和：NX 1 NX 1 u m m; nÞ¼uðm 0; n 0Þdðmm 0; 其中u（m，n）是图像，uðm 0; n 8：：n n n n n n n n n n n u u u u u u u u u u u。n 0是表示的系数（在这种情况下在数值上等于像素值），而d mm mm 0; nn 0Þ发挥基函数的作用。DFT接下来最常见的表示（至少是工程师）是DFT，其中图像是用复指数表示的：1 NX 1 NX 1 u m; nÞ¼vðh; 像素表示使图像中的强度的空间组织明确。因为这是视觉刺激的基础，所以它看起来更“自然”。傅里叶表示使图像的复合指数（“频率分量”）明确。这两个表示强调了它们各自的特征（空间与频率），排除了所有其他特征。如果需要混合特性，则必须使用不同的表示。空间/空间频率表征自然混合组合频率分析与空间位置。这种类型的1-D表示（时间/频率表示）的例子是amusical分数。只需知道什么是信号的频率内容，但是其中频率分量存在的信号对于信号，图像和图像序列处理任务是常见的[7]。Avarietyofappaches [8,9]可用于开发介绍促进这些任务。最直观的方法是有限支持傅里叶变换。有限支撑傅里叶变换这种局部频率分解的方法已经用于许多年，用于分析时变信号。在二维连续的情况下，Z 1 Z 1 0 0 0 0 j 2 pðxxxþxyy 0 0 0 F x; yðxx; xyÞ¼fx; yðx; yÞedxdy 8：28）1 1其中0 0 0 0 0 0 fx; yðx; yÞ¼fðx; yÞhðxx; yyÞð8：29）fðx 0; y 0Þ是原始图像，hðxx 0; yy 0Þ是以（x，y）为中心的awindow。变换的属性取决于对窗函数属性的特别处理。在某些情况下（即对于某些窗口），变换是可逆的。最明显的情况是不重叠（例如矩形）窗口。窗口化的转换思想当然也可以应用于其他转换。一个具有实际意义的例子是离散余弦变换，它具有矩形非重叠窗口：NX 1 NX 1ð2 m + 1Þhpð2 n + 1Þkp Fðh; kÞ¼aðhÞaðkÞfðm; 其中h，k = 0,1，...，N 1，8，其中h = 0，N a，h，否则N a（k）被类似地定义，并且窗口维度是N·N。该变换是众所周知的JPEG和MPEG压缩算法的基础。8 -16广播和光通信技术Gabor表示这种表示形式最初是由Dennis Gabor于1946年提出的一维信号分析[10]。在2-D [11]中，图像可以表示为形式的函数的加权和：j 2 p½xðxxÞþxðyyÞgðx; yÞ¼gg^ðx; yÞex 0 0 y 0 0ð8：32）其中hi 2 2 1 1 xx 0þyy 0 gg ^ðx; （2）式中，sx和sy分别表示高斯沿各轴的范围，（x 0，y）y 0）是空间域中函数的中心，且x; xÞ是频率x 0 x 0域的支持中心。图8-17显示了一个Gabor函数的示例。将空间中心之间的距离表示为D，并将它们在频域中的支持中心之间的距离表示为W，如果WD = 2p，则基础是完备的。这些函数具有许多有趣的方面。它们实现了海森堡不确定性的下限：1 1 D x D x>; D y D x> 8：34）x 4 py 4 p其中D x，D y，D jx，和D jy是空间和空间频域中函数的有效宽度。那么，通过这个度量，这些函数是最优的局部。它们的实部和虚部也与测得的接收场轮廓相当吻合。然而基础并不是正交的。具体地说，Gabor变换不等价于具有高斯窗的有限维傅里叶变换。有关artinGabor变换分析状态的横截面，请参见[12]。高斯变换的导数1987年，Young [13]提出了基于高斯及其导数的易接收场模型。这些函数，如Gabor函数，在空间上和光谱上都是局部的，由图8.17的交替区域组成。代表二维Gabor函数的实部（顶部）和虚部（底部）。数字视频处理8 -17激励和抑制包络。Young表示，高斯导数函数比Gabor函数更精确地模拟测量的接收场数据[14]。在参考文献 [15]，介绍了基于移位版高斯及其导数的空间/空间频率表示（高斯变换（DGT）的导数）。与Gabor变换一样，虽然这种变换是非正交的，但它是可逆的。与Gabor变换相比，DGT具有显着的实际优势，因为扩展的基函数和系数都是实值的。以原点为中心的二维可分高斯导数族可以定义为g 0; 0ðx; yÞg g 0 e e e x x 2 2 y y y y y y y y y y y y y 8 8 8 8 8 8 8 y y y。nðx; yÞg m n n y m g g g g x 8 8：：：：：：：：：dy dy dy dy dy dy dy dy dy This This This This This This This This This This This This This。方差s定义了空间域中函数的范围。空间范围和光谱范围之间存在反比关系，并且这个变量的值可能是恒定的或者可能与上下文有关。一维高斯导数函数谱是双模式（除了原始高斯，它本身就是高斯），其模式以^ O m rad /像素为中心：f 8：：：：：：：：：：：where where where where where where where where where where，因此，在特定频率下必要的导数的阶数为2 m = 0 ms 8）（38）Wigner分布前面的例子表明，共焦频率表示不必具有正交基。事实上，它甚至不需要是线性的.Wigner分布由Eugene Wigner于1932年引入[16]用于量子力学（一维）。在2-D中，Wigner分布可以写为Z 1 Z 1 ababj 2 p ax axxþbxyÞW fðx; y; xx; xyÞ¼fxþ; y + fx; yedadb 8：39）1 1 2 2 2 2其中星号表示复共轭。Wigner分布是实值的，因此不具有明确的相位分量（如在傅里叶变换中所见）。还制定了许多对这种分布的离散近似（有时也称为伪Wigner分布）。空间/尺度表达（小波）尺度是在许多应用中已经证明非常有效的方法，函数W jk（x）的一类已经被证明是非常有用的，被称为小波。关于小波的详细讨论超出了本章的范围（关于这个主题的优秀处理，参见[17-19]）; 然而，任何表示（包括小波）的重要方面是表示的解析，以及如何测量。解决方案在处理联合申述时，解决方案是一个重要的问题。它以多种方式出现。在讨论Gabor表示时，注意到函数使不确定性的均等性最小化，例如，1 D​​ x D x> 8：42）x 4 p注意它是最小化的乘积。任意高分辨率无法同时在两个域中实现，但可以随意在两个域之间交易。适当的平衡取决于应用程序。应该指出的是，“有效宽度”测量D x，D jx等。（标准化的二次矩测量）不是定义分辨率的唯一方法。例如，可以使用能量集中的程度（导致不同的“最佳”功能集合，长椭球函数）。各种措施的适当性又取决于应用。他们的生物学（心理物理学）相关性尚待确定。所有前面提到的要点都与空间/空间频率和空间/尺度表示（小波）有关。然而，小波呈现出一些特殊的考虑。假设人们希望比较时间/频率和小波分解的分辨率？具体而言，多分辨率方法的分辨率是多少？这个问题可以通过考虑一维情况和检查时间 - 频率平面中两个方法的行为来说明（图8.18）。在时间/频率表示中，尺寸D t和D jt在整个时频平面保持不变。在小波表示中，尺寸各不相同，但其产品保持不变。小波的分辨率特性可能让人相信，小波分解的不确定性可能会降到方程（8.42）的界限以下。不是这种情况。D t和D jt之间的权衡简单地变化。基本限制依然存在。图8。18时间/频率表示的分辨率和时频平面中的awavelet表示。数字视频处理8-19最后一点更具体地涉及图像序列的表示。HVS具有特定的（带限）时空频率响应。除了指出最大可感知频率（设定分辨率的上限），进一步利用这一点似乎是可行的，以便达到有效的表示。回顾运动和时间频率之间的关系，具有高空间频率分量的快速运动，具有高时间频率分量。当它是静态的，它不是。时空脑脊液的特点可能导致我们得出这样的结论：图像的静态区域需要很少的时间分辨率，但空间分辨率很高，并且经历显着运动的图像中的区域需要较小的空间分辨率（由于CSF的灵敏度降低），但需要高时间分辨率（用于平滑移动再现）。第一个结论基本上是正确的（尽管利用并不是微不足道的）。然而，第二个结论忽略了眼球追踪。观察者在观察物体时，观察者所经历的时空频率特性与静态情况下非常相似，即视觉敏感度空间结构没有显着减少。8.5运动的计算许多方法都用于计算运动（或者更精确地说，基于图像数据的运动估计）。在更详细地研究这些方法之前，有必要回顾一下ascene中的运动与观察到的场景变化之间的关系。运动场运动场[20]是通过建立场景中点的运动（真实世界）和图像平面中点的运动之间的对应关系来确定的。这种对应关系可以在几何上找到，并且独立于场景中的亮度模式（例如，存在或不存在表面纹理，亮度变化等）。考虑图8.19中的情况。在特定时刻，图像中的点P图像对应于对象表面上的某点P对象。这两点与透视投影方程有关。现在，假设物点P物体相对于相机具有速度（vx，vy，vz）。结果是0 0速度vx; vyÞ为图像平面上的点P图像。速度之间的关系可以通过区分透视投影方程和时间来找到。以这种方式，avelocityvector可以分配给每个图像点，产生运动场。光流通常，图像中的亮度模式随着它们所对应的对象的移动而移动。光学流程是这些强度模式的运动。理想情况下，光流和运动场相对应; 但这不是图8.19基于简单针孔摄像机模型的运动场.8 -20广播和光通信技术总是如此。完全一致的球体在成像系统前旋转，在球体表面上（由于球体的形状）遮蔽，但不随时间变化。光学流动在任何地方，而运动场不是。对于光源照射的固定球体，尽管球体没有运动，但阴影随时间而改变。光流非零，而运动场为零。此外，在变化的图像中，光流不是由局部信息唯一确定的。例如，考虑具有不随时间变化的均匀亮度的区域。“最有可能”的光流值为零，但是（只要在两幅图像中存在相同亮度的相应点）存在许多“正确的”流矢量。我们想要的是运动场，但我们可以获得的是光学流。幸运的是，光学与运动场的区别并不太大。光流计算使用多种方法来计算光流。下面的第一个是简单却非常简单的方法。这种方法在视频压缩中特别流行，基本上用于MPEG-1和MPEG-2。通过块匹配的光流对光学块匹配的计算是最常用的运动估计技术。基本方法如下。给定两个连续的图像序列，第一个图像被分割成不重叠的块（例如，大小为8·8像素，图8.20（左））。为了找到每个块的运动矢量，在下一个帧中块与该块附近的强度之间的相似性（例如，通过平方误差）（图8）。20（右））。显示最佳匹配的位置被认为是该块已经移动到的位置。块的运动矢量是将帧中心与帧中的最佳匹配位置连接起来的向量。该方法很简单，但必须考虑许多事情。必须建立searchneighborhood的大小，这又决定了可以估计的最大速度。必须确定搜索策略，包括评估每个潜在匹配位置的必要性以及必须确定匹配位置的精度（例如，每个像素的潜在位置？是否需要子像素精度？）。在这些决策中，可用的计算时间/功率量是一个临界因素。即使在最简单的情况下，块匹配也是计算密集型的。如果运动估计必须以帧速率（1/30秒）计算，这将对算法设计产生强大的影响。有关这些问题和相关问题的详细讨论可参见参考文献。[21]。通过强度梯度的光流根据Horn和Shunck [22]提出的光流密度梯度的计算是运动估计的非常规方法。在前一帧中搜索邻域以获得帧n帧n +1图8.20通过块匹配进行运动估计数字视频处理8 -21设f（x，y，t）是图像点（x，y）的时间t，并且令rx（x，y）和ry（x，y）是光学点的x和y分量。然后，对于小的时间间隔dt，f？x？rdt; y + rdt; t + dtÞ¼fðx; y; 这个单方程式不足以确定rx和ry，但它可以为解决方案提供一个非常有限的条件。假设强度随x，y和t平稳变化，方程（8.43）的左边可以在泰勒级数展开：qfqfqffðx; y; t？dx + dy？dt？高阶项？f？x; y; tÞð8：44）qxqyqt忽略高阶项，取消f（x，y，t），除以dt并让dt！0，qf dx qf dy qf + x = 0 8：45 qx dt qy dt qt或fxrx + fyry + f = 0 8：46其中fx，fy和ft是从图像序列中估计出来的。这个方程被称为光流约束方程，因为它约束了光流的rx和ry。满足约束方程的（rx，ry）的值位于（rx，ry）平面中的直线上。共焦亮度测量可以识别约束线，但不能确定线上的特定点。请注意，这个问题不能通过例如添加附加约束来解决。这是图像数据的基础。A''ueue''解决方案不能得到保证，但解决方案可以找到。为了以另一种方式查看这个限制，约束方程可以以向量形式重写，如ðfx; fyÞ·ðrx; （fx，fy）的方向上的光学分量的分量为f（ffiffiffiffiffiffiffiffiffIff）8：48）2 2 fx + fy然而，光流的分量垂直于梯度（沿着isointensitycontours）无法确定。这是孔径问题的表现。如果定向元素的运动由与运动元素的大小相比较小的单元检测到，则唯一可以提取的信息是垂直于元素局部定向的运动分量。例如，通过小孔（图8.21）观察缓冲边缘，不可能判断实际运动是在a方向还是b方向。围绕此限制的一个方法是施加明确的平滑约束。运动被隐式地假设为更早，当使用泰勒扩展时和忽略高阶项。按照这种方法，一种迭代方案，用于发现图像序列的光流8 -22广播和光通信技术b边缘a孔径图8.21孔径问题的一个实例。可以表示为：2 nnn + 1 nlfxrxðk; lÞþlfxfyryðk; lÞ+ lfxftrxðk; lÞ¼rxðk; lÞ2 2 1þlðfxþfyÞnnnfxrxðk; lÞþfyryðk; lÞft¼rxðk; lÞlfx 2 2ð8：49）1þlðfxþfyÞ和nnnþ1 nfxrxðk; lÞþfyryðk; lÞftryðk; lÞ¼ryðk; 其中上标n和n + 1表示迭代次数，l是允许流畅约束方程中的光滑性和误差之间的atradeoff的参数，并且rxðk; lÞ和ryðk; l是rx和ry的局部平均值。因此，更新的估计值是周围值的平均值，减去调整值（其在速度空间中是在强度梯度的方向上）。前面的讨论很大程度上依赖于流场的平滑度。然而，在图像序列中存在应该发生不连续性的位置。特别地，移动物体的边界应该表现出光流的不连续性。一种利用光滑性但允许不连续性的方法是对流场应用分割。通过这种方式，可以找到光滑流动区域之间的边界，并且可以防止算法在这些边界上平滑。由于这种方法的“鸡与蛋”性质（良好的分割取决于良好的光流估计，这取决于良好的分割......），所以最好是迭代应用。基于时空频率的方法在“基础知识”一节中指出，可以在频域和空间域中考虑运动。考虑到这一点，已经开发了许多运动估计方法。如果要分析的序列非常简单（例如仅具有单一运动分量），或者仅需要运动检测，则傅立叶变换可用作运动分析的基础，如参考文献中的数字视频处理8-23。[23-25]; 然而，由于傅里叶变换的全局性质，它不能用来确定运动中物体的位置。它也不适用于存在多个运动的情况（即，当感兴趣的场景由多于一个独立运动的物体组成时），因为不同运动的签名在傅里叶域中很难分离（通常不可能）。同样，虽然傅立叶分析可用于说明一些有趣的现象，但它不能用作大多数实际感兴趣的序列的运动分析方法的基础。为了识别物体的位置和运动，需要频率分析本地化到物体的邻域。窗口傅里叶分析已经被提出用于这种情况[26]，但是这种类型的运动分析方法的精确度高度依赖于底层变换的分辨率，在时空和时空频域。众所周知，窗口傅里叶变换在这方面表现不佳。针对这个问题的基于滤波器的方法也已经被提出，如参考文献1。[27]。下面研究的方法利用运动的频域特性，并提供时空局部运动估计。通过三维Wigner分布的光流。Jacobson和Wechsler [28]提出了一种基于时空频率，基于光流的三维Wigner分布（WD）推导的方法。扩展前面给出的二维定义，3-D WD可以写成Z 1 Z 1 Z 1 abtabt W f x x; y; t; xx; xy; xtÞfxþ; yþ; t +·fx; y; t 1 1 1 2 2 2 2 2 2 e j2p ax axx b bxyþtxt d dadbdtð8：51）可以看出，速度为rr¼r x的平移图像的WD; ryÞ是W fðx; y; t; xx; xy; xtÞ¼dðrxxxþryxyþxtÞWfðxrxt; yryt; xx; 当rxxx + ryxy + x = 0时，它是非零级的。然后，当fryinearly平移图像时，局部谱W x x; X ; xÞ在平面中只能量（如在fx; y; txyt傅立叶情况下），其斜率由速度决定。Jacobson和Wechsler提出通过在这些局部谱图中的可能平面区域上进行积分（通过所谓的“速度函数”），使用最大能量平面来确定速度，从而找到这个平面。使用3-D Gabor滤波器的光流。Heeger [29]提出使用3-D Gabor滤波器来确定这个斜率。在讨论二维定义之后，a3-D Gabor滤波器具有脉冲响应j2p？x？xx？x？yy？xx？tt？g？x; y; tÞgg^ðx; y; t 0）0 0 y 0 0 t 0 0 8）（53）其中hi 2 2 2 1 1 xx 0 + yy 0 + tt 0 gg ^ x x; y; tÞ¼e 2 sxsystð8：为了检测不同方向的运动，这些滤波器的定义如图8.22所示。为了捕捉不同尺度的速度（高速度可以被认为是在大尺度上发生的，因为每单位时间有大的距离被发现），这些滤波器被应用于序列的高斯金字塔分解。考虑到这些滤波器的输出能量，可以认为它是对时空/时空频率空间的采样，这个问题类似于图8.23所示。线的斜率（对应于表征运动的平面的斜率）必须通过有限的一组观察来找到。在这种方法中，这个问题在8-24广播和光通信技术ξyξxξt下解决。图8.22一组三维Gabor滤波器的（程式化的）功率谱。ξtξx图8.23通过频谱斜率估计频域中的速度。假设arandom纹理输入（频域中的平面由单个常量值组成）。通过3-D Gabor变换的光流。过滤库方法的一个缺点（如果过滤器不正交或不提供完整基础）是缺失的可能性。使用3-D Gabor函数作为变换的基础解决了这个问题。然后可以在每个离散点x m处表示维数N·M·P的序列。yn; （）（）（）（）（）（）（）（）（）（）（）yn; tpÞ¼cxq; y; t; X ; X ; x·gx; y; t; X ; X ; xðxm; yn; 为了完整性，函数gx; g（x，y）= 0，其中，y; t; X ; X ; xðxm; yn; tp表示具有l（x，y，t）和x的时空和时空频率中心k的Gabor qrsxjyt基函数; X ; xÞqrsxjyktl分别和cxq; y; t; X ; X ; x是相关的系数。请注意，由于函数不是正交的，所以这些系数不能通过Gabor函数进行卷积来找到。有关计算此变换的方法的调查和比较，请参见[30]。在均匀平移运动的情况下，寻找平面光谱的斜率，产生光学矢量！估计局部谱斜率的简单方法[31,32]是形成基函数的jx，jy和jt坐标向量，这些基函数对基函数居中的序列中的每个点都具有能量。从方程20，光学矢量和坐标！！！向量xx; xy; 和xt在每个点都相关为~~~！xx t = rx xx x + ry xx yÞ¼Srð8：56）！！其中S xx xjxy？.AnLMS估计的光学矢量在agiven点，然后可以找到使用伪逆S：！！除了提供运动估计的平均值之外，这种方法在预测与时间混叠有关的视在运动反转方面也被证明是有用的[33]。基于小波的方法。还提出了许多基于小波的方法来解决这个问题。在参考文献 [34-37]，逐帧应用二维小波分解产生多尺度特征图像。这种运动分析视图利用了小波的多尺度特性，但并不试图利用运动的频域特性。在参考文献 [38]，采用了时空（3-D）小波分解，以便可以利用这些频域方面中的一些。Leduc等人 探索翻译，加速，以及参考文献中的旋转运动通道时空小波。[39-44]。为感兴趣的运动（例如，旋转运动）设计和参数化的分解被调整为要估计的运动。8.6图像序列压缩图像序列表示大量数据（例如，美国HDTV分辨率为1280×720像素，60帧/秒逐行，2位小时电影，24位/像素结果为1194千兆字节数据）。这些数据非常多余，大部分数据具有最小的感知相关性。减少该数据量的一种方法是对该序列中的每个帧应用静态图像压缩（通常称为帧内编码）。例如，可以逐帧应用JPEG静止图像压缩算法（有时称为Motion-JPEG或M-JPEG）。然而，这种方法，没有利用通常存在于序列中的帧之间的实质相关性。试图利用这种时间冗余性的压缩技术被称为帧间编码方法。运动补偿预测/变换编码器预测编码基于这样的想法，即，可以预测序列中的全部或部分帧可以被预测，该信息不需要被传输。同样，通常情况下，预测越好，可以实现的压缩就越好。最简单的可能的预测器是假定连续的帧是相同的（差分编码）; 然而，指示图像序列中强度模式的运动的光流可用于改进预测器。运动补偿预测使用光学信息，与前一帧的构造一起，预测当前帧的内容。量化（以及伴随的信息丢失）是有损压缩技术固有的。如果在战略上引入这种损失，可以利用它来产生高度压缩的序列，DCT（f）+ nf + n'DNNDNN +逆IDCTΣf R量化器N + f PN运动运动帧矢量补偿延迟f R N-1图8.25推测/变换解码器。质量。变换（例如，DCT），接着量化，提供方便的机制来引入（并控制）这种损失。按照这种方法，图8.24和8.25所示的混合（运动补偿预测/变换）编码器和解码器。这种混合算法（增加了熵编码器和解码器）是H.261，MPEG-1，MPEG-2和US HDTV压缩方法的基础[45]。基于感知的方法像MPEG这样的算法利用视觉感知的属性（主要是在量化矩阵的表述中），它对于算法的结构并不特别重要。例如，没有MPEG-1和2算法背后的明确的视觉模型。在基于感知的（有时称为第二代）方法中，HVS的知识扮演着更多的中心角色。当设计旨在以非常高的压缩比（例如，超过200：1）操作的压缩算法时，这个问题的观点是特别有效的（并且是必要的）。本小节中的方法受到特定的视觉感知模型的启发。首先是基于非常广泛的视觉模型的方法，通过滤波器进行空间和时间频率分解，滤波器旨在反映HVS的特性。第二种和第三种是在其他常规混合（预测/变换）框架中使用视觉相关变换（分别为Gabor和高斯变换的导数）的技术。最后，将讨论基于时空分割（遵循视觉的轮廓/纹理模型）的方法。感知组件体系结构感知组件体系结构[46]是基于在早期HVS中发生的处理思想压缩彩色图像序列的框架。它由以下步骤组成。输入的RGB图像序列被转换为对白色空间（白/黑（WB），红/绿（RG）和蓝/数字视频处理8-27黄（BY））。该序列通过一组频率和方向选择性滤波器进行空间滤波，受HVS频率和方向选择性的启发。基于视觉系统的时间频率响应的滤波器沿时间维度应用。然后滤波后的序列使用六边形网格进行二次采样，并通过两个时间维度的因子进行二次采样。在每个子带内应用均匀量化，较高频率的子带量化更粗略。WB（亮度）分量的量化比RG和BY（色度）分量整体要粗糙得多。结果的一阶熵提供了对压缩比的估计。请注意，没有预测或运动补偿。这是一个三维子带编码器，其中时间滤波器利用了时间冗余。对于'橄榄球'序列（一种广泛使用的描述aplayfroman美国橄榄球比赛的测试序列）的256帧256段，可接受的图像质量约为1bit /像素（从24比特/像素）。尽管这并不是很高的压缩程度，但使用的序列比大多数都更具挑战性。另一个影响因素是二次采样表示是原始大小的8/3（以比特为单位），在实现任何压缩之前必须克服该原因。使用Gabor变换的非常低比特率编码在讨论之前的Gabor变换时，据说这个变换的基函数是最优（共同）局部的。在编码的情况下，可以利用三种机制来实现压缩，所有这些机制都取决于局部性：序列中像素之间的局部相关性; 人类视觉系统的有界频率响应（由CSF表征）; 和视觉掩蔽（视觉敏感度在空间和时间不连续性方面的下降）。为了利用局部空间相关性，压缩方法所基于的图像表示必须是空间局部的（这是为什么图像被划分成JPEG，MPEG-1＆2，H.261等中的块）。如果要利用CSF（例如，通过粗略量化高频系数），则需要在空间 - 频率域中进行定位。要利用视觉遮蔽，需要空间位置（公平高度）。Gabor变换在空间上本质上是局部的，因此不需要将图像划分为块（因此在高压缩率下不会出现块效应）。其空间位置也提供了一种利用视觉遮蔽的机制，而其空间频率局部性允许利用HVS的带限性质。基于这种变换的编码器和解码器如图8.26和8.27所示[47]。请注意，它们处于经典混合（预测/变换）形式。此编解码器不包含运动补偿，并且适用于单色图像序列。将这种方法应用于美国小姐序列的128比特/像素版本，导致合理的图像质量和约335:1.1的比例。在每秒24帧的情况下，相关比特率是9.4k比特/秒（比特率一致，例如使用无线可视电话）。使用高斯变换的导数进行视频编码如前所述，高斯变换（DGT）的导数具有类似于Gabor变换的特性，但具有实值的实际优点。这使它特别适合视频压缩。在参考文献 图8·24和8·25所示的混合编解码器结构适用于DGT，取代DCT（和IDCT），并且通过简单的量化掩模来适配量化方案以适应DGT基础的可见性。对于320 kbits / s左右的比特率（p \* 64模型中的5个通道），可以获得与标准H.261（基于DCT的）编解码器类似的结果。基于分割和合并分割的基于对象的编码基于对象的编码反映了场景主要由不明确的对象组成的事实，并且这些对象被视为阴影或纹理场景（轮廓/纹理理论的视角）的边界。1不包括初始帧，它被内编码为9.1 kbits（压缩比为14）。变换图8.26基于AGabor变换的视频编码器。Gabor（fD）+ nNf + n'NNNN反向逆+GaborΣfR量化器N变换+ fPN帧延迟图8.27关联的基于Gabor变换的解码器。图8.28分裂阶段。以这种方式编码图像或序列需要分割以识别组成对象。这种压缩视图也便于交互和编辑，是MPEG-4视频压缩标准的基础[49]。尽管将要描述的方法与MPEG-4有所不同，作为最早记录的基于对象的系统之一，它说明了这种系统的许多重要方面。在这种方法[50]中，3-D（时空）分割用于减少序列中的冗余信息（实质上识别序列中的对象），同时保留对人类观察者至关重要的信息。序列表将其作为单个3-D数据量进行处理，其中的体素被分组为区域viasplit和merge。用于分割的均匀性标准是三维多项式的优良性。序列表按区域边界（二元树结构）和区域内部强度（三维多项式的系数）编码。数据量首先被分割，每个区域是平行六面体，灰度级变化可以在特定均方误差内近似（图8.28）。遵循八叉树策略，区域按象限分割。构建区域图，其中节点对应于每个区域，并且节点之间的链接指定了表示区域相似性的acost。Ahighcost表示相似性较低。合并区域，从成本最低的区域开始，并更新区域邻接图。所得到的区域使用双锥（二元树）结构来表示，区域被标记为使得相邻区域具有不同的标签。使用来自“秘书”序列的16帧，达到的压缩比为158：1（比特率为83 kbits / s）。共使用了5740个平行六面体（1000个区域）。8.7结论在本章中，检查了数字视频处理的一些基本方面和算法。计算性能的持续改进使得以前需要专业化平台（或主要由于计算要求而引起的研究兴趣）变得可行。除了将高端应用程序引入桌面之外，还有许多新的应用程序可用于医疗成像，娱乐和人机交互等各种领域。参考文献1. J. Wyver，The Moving Image-Annational Histoy of Film，Television and Video，London：BFI Publishing，1989。2. ABWatson和AJAhumada，“Alook at motion in frequency frequency，'SIGGRAPH / SIGART InterdisciplinaryWorkshop MOTION：Representation and Perception，Toronto，Canada，1983，pp.1-10。3.ATSmith和RJSnowden编辑，Visual Detection of Motion，San Diego，CA：Academic Press，1994。4. K.Nakayama，''生物图像运动处理：areview'，'Vision Res。卷。25，no.5，pp。5. ABWatson和AJAhumada，“人类视觉运动传感模型”，J.选项。SOC。Am.A，vol.2，no.2,1985。6. LBStelmach，WJ Tam和P. Hearty，“图像编码中的静态和动态空间分辨率：眼动调查”，Proc。SPIE / SPSE Symp.Electron。成像科学。TECHNOL，7. TR Reed，“数字图像和人类视觉中的图像序列处理和编码的局部频率表示”，ABWatson，Ed。，Cambridge，MA：MIT Press，1993.8。 Cohen，时频分析，Englewood Cliffs，新泽西州：Prentice-Hall，1995年。9. R. Tolimieri和M. An，时频表示法，波士顿，马萨诸塞州：Birkha¨用户，1998年。D. D. Gabor，“通信理论”，Proc。研究所。ELECTR。主机，第 11. JG Daugman，“用神经网络完成图像分析和压缩的完全离散2-D Gabor变换”，IEEE Trans。声量。Speech Signal Process。，vol.36，no.7，pp。HG Feichtinger和T. Strohmer编着，Gabor Analysis and Algorithms，Boston，MA：Birkha¨user，1998。13. RA Young，“空间视觉的高斯导数模型：I. 视网膜机制，“空间视觉，卷。2，pp.273-293,1987。14. RA Young，''哦，你能看见吗？生理学视觉，''Proc。SPIE-Human Vision，Vis。处理。数字。DisplayII，vol。1453，1991，pp.92-123。15. JA Bloom和TR Reed，'AGaussian derivative-based transform'，'IEEE Trans。Image Process。，vol。5，no.3，pp。E.Wigner，“关于热力学平衡的量子校正”，Phys。Rev.，40,749-759,1932.8 -30广播和光通信技术17.M.Vetterli和J.Kovac˘vic，Wavelets and Subband Coding，Englewood Cliffs，NJ：Prentice-Hall，1995。18. G. Strang和T.Nguyen，Wavelets and Filter Banks，Wellesley，MA：Wellesley-Cambridge Press，1996。19. S.Mallat，AWavelet Tour of Signal Processing，San Diego，CA：Academic Press，1998。20.BKPHorn，机器人视觉，剑桥，马萨诸塞州：麻省理工学院出版社，1986年。21.G.Tziritas和C.Labit，运动分析图像序列编码，阿姆斯特丹：Elsevier，1994年。22. BKPHorn和BG Shunck，“确定光学流程”，Artif。诠释，第一卷。23 H. H. Gafni和YY Zeevi，“用于分离视觉系统中空间和时间信息的模型”，Biol。Cyber​​n。，28,73-82,1977。24.A.Kojima，N. Sakurai和J.Kishigami，''Motion detection using 3D-FFT spectrum，''Proc.Natl.Acad.Sci.USA，IEEE Int。CONF。Acoust。，Speech Signal Process。，Minneapolis，MN，vol。V，1993，pp.213-216。25. B. Porat和B. Friedlander，''频域算法的多帧检测和估计的暗目标，'IEEE跨。PatternAnal。马赫。诠释。卷。12，no.4，pp。H. H. Gafni和YY Zeevi，''在视觉系统中处理运动的模型'，'Biol。Cyber​​n。27. DJ Fleet和ADJepson，“从局域相位信息计算分量图像速度”，Int。J. Comput。视觉，卷。5，no.1，pp。77-104，1990。28. L. Jacobson和H. Wechsler，''使用时空频率方法导出光流'，'Comput。愿景，图表。Image Process，38,29-65,1987。29. DJ Heeger，''使用时空滤波器的光流'，'Int。J. Comput。视觉，卷。1，no.4，pp。279-302,1988。30.TTChinen和TRReed，“快速Gabor变换的性能分析”，图表。Models Image Process。，vol。59，no.3，pp。31. TR Reed，''使用时空/时空频率表示的自然场景中的运动分析'，'Proc.Natl.Acad.Sci.USA，IEEE Int.Conf。Image Process。，Santa Barbara，CA，1997，第I-93-I-96页。32. TR Reed，''关于使用3-D Gabor变换计算光流量'，Multidimens。Sys系统。Signal Process。，vol.9，no。33. TR Reed，“视觉运动反转的时空/时空频率解释”，Proc.Natl.Acad.Sci.USA，第十六届国际联合会议。ARTIF。国际，斯德哥尔摩，瑞典，1999年第2卷，第1140-1145页。34. J. Magarey和N. Kingsbury，''使用复杂值小波变换的运动估计'，'IEEE Trans。Signal Process。，vol.46，no.4，pp。35.Y.-T.Wu，T.Kanade，J.Cohn和C.-C. Li，''使用小波运动模型的光流估计'，'Proc。IEEE Int。CONF。COMPUT。，印度孟买，1998年，第992-998页。G.Van der Auwera，A. Munteanu，G. Lafruit和J. Cornelis，''基于小波细节图像中的运动估计的视频编码'，'Proc。IEEE Int.Conf。声量。Speech Signal Process。，Seattle，WA，vol。5，1998，pp.2801-2804。37. CPBernard，“离散小波分析：快速光流计算的新框架”，Proc。第五欧元。CONF。COMPUT。视觉，德国弗赖堡，第一卷。2，1998，pp.354-368。38. TJ Burns，SK Rogers，ME Oxley和DW Ruck，“用于计算光流的离散，时空，小波多分辨率分析方法”，Opt。英文，第33卷，第7期，39. J.-P.Leduc，“用于数字信号分析的空间 - 时间小波变换”，Signal Process，第60卷，第1期，J.-P.Leduc，J. Corbett，M. Kong，V.Wickerhauser和B. Ghosh，“加速时空小波变换：一种迭代轨迹估计”，Proc.Natl.Acad.Sci.USA，IEEE Int.Conf。声量。Speech Signal Process。，Seattle，WA，vol.5,1998，pp.2781-2784。41. J.-P.Leduc，JR Corbett和MVWickerhauser，“旋转小波变换用于运动分析，估计和跟踪”，Proc。IEEE Int。CONF。Image Process，Chicago，IL，vol.2,1998，pp.195-199。42. J.-P.Leduc和JR Corbett，“用于流形分析的时空连续小波，”流程。IEEE-SP Int.Symp.Time-Freq。时间尺度分析，匹兹堡，宾夕法尼亚州，1998年，pp.57-60。数字视频处理8-31 31. M. Kong，J.-P.Leduc，BK Ghosh，J. Corbett和VM Wickerhauser，基于小波的数字图像序列中的旋转运动分析“，Proc。IEEE Int。CONF。声量。Speech Signal Process。，Seattle，WA，vol.5,1998，pp.2777-2780。44. J. Corbett，J.-P.Leduc和M. Kong，“用时空连续小波变换分析变形变换”，Proc。IEEE Int。CONF。声量。Speech Signal Process。，Phoenix，AZ，vol。6，1999，pp.3189-3192。45. AN Netravali和BG Haskell，Digital Pictures-Representation，Compression and Standards，New York：Plenum Press，1995. 46. AB Watson和CLM Tiana，SID1992 Digest Tech上的'用感知分量编码的彩色运动视频'。巴氏，第一卷。XXIII，1992，pp.314-317。47. TR Reed和AE Soohoo，“使用Gabor变换的图像序列的非常低比特率编码”，J. Soc。天道酬勤。Display，vol.3，no。2，1995. 48. JA Bloom和TR Reed，''在使用高斯变换的导数对视频进行压缩时，''Proc。第三十二章。Asilomar Conf。信号Syst。Comput。，Paci fi c Grove，CA，1998，pp.865-869。49. R. Koenen编辑的MPEG-4概述，ISO / IEC JTC1 / SC29 / WG11 N3747，La Baule，2000. 50. P. Willemin，TR Reed和M. Kunt，'''通过分割进行图像序列编码并合并，“IEEE Trans。Commun。，vol.39，no.12，1991.本页有意留为空白9低采样支持移动通信的自适应参数估计和分组数据检测1 9.1引言.................................... .................................................. ....... 已知频道\* GLRT检测：纽约州立大学布法罗校区未知频道\*实施课题\* Dimitri Kazakos模拟研究爱达荷大学9.7结束语............................ ............................... 9-27在本章中，我们考虑设计低采样支持（包率）自适应接收机用于移动通信。我们研究了不相交和联合配置，分别在两个独立的阶段或以不同的联合方式进行接收机参数的估计和分组数据检测。对于第一种情况，我们关注最小均方误差/最小方差无失真响应（MMSE / MVDR）型接收机，而对于第二种情况，我们开发广义似然比测试（GLRT）型检测器。完整的自适应天线阵DS-CDMA接收机结构正在开发中。根据输出信号与干扰加噪声比和误码率测量接收机的性能。1这项工作的一部分出现在参考文献。[1]，并经过John Wiley＆Sons Inc.的许可转载。9 -19 -2广播和光通信技术9.1简介为快速改变多址（多用户）通信环境而设计的接收器的有效性取决于以下设计属性：（i）系统有限的数据支持下的自适应性，（ii）多址干扰抵抗性，以及（iii）低计算复杂性。短数据记录适应性设计出现在已经广泛涉及其他两种设计目标（ii）和（iii）的理想设置（完全已知或渐近估计统计特性）的自动化下一步。基于短数据记录的系统自适应性对于开发实际的自适应接收机是必需的，当它们在快速变化的通信环境中工作时，其表现出优异的信号与干扰加噪声比（SINR）或误码率（BER）性能，输入数据支持可用于适应和重新设计。在现代分组数据传输系统中，基本信息流单元是分组（包括实际信息比特以及其他编码和网络控制比特的一组比特），主要测量链路质量是指与分组错误率（PER）直接相关的吞吐量（包吞吐量或信息吞吐量）。实时语音通信强加严格的时延约束，并且要求约10 2的PER的上限。另一方面，数据包可以容忍合理的延迟，但可能需要alowerPER限制。由于误码率（BER）改进，可以实现分组吞吐量的改进。另一方面，通过利用传输信号特性和当前环境状态的先进接收器设计，可以实现BER的改进。在动态环境中，自适应接收器设计可以对变化做出反应，而不管静态接收器如何，而不管环境如何变化。本质上，设计成功的适应性接收机的主要考虑因素是它们的适应率必须与环境变化的速率相适应。现代先进的自适应接收机技术可以从直接序列码分多址（DS-CDMA）射频（RF）系统中获益。在这样的系统中，发射信号是通过将每个信息比特乘以专用于每个用户的独特代码（或签名）波形而获得的非线性频谱（SS）信号。发射信号的SS特性允许智能时间（代码）处理在接收者处（揭露签名）。在RF传输期间，信号经历了由通信信道的物理特性决定的多路径衰落的过程。结果是，接收到的信号由发送信号的多个衰减和延迟副本组成。在接收器处，可以以有利的方式处理多个副本，而不是作为干扰被丢弃（称为RAKE处理的过程）。通过利用发射信号的空间特性可以获得进一步的性能改进; 这种处理要求在接收机采用天线阵列（“智能天线”）技术。这个通用的DS-CDMA信号模型例子将在我们的讨论中多次重新讨论，而完全自适应天线阵DS-CDMA接收机将被开发为一个例证。回到我们讨论的主题，自适应接收器由一组构建块组成，每当重要的环境统计变化时，都会重新评估（估计）这些构件块。目的在于检测adata分组内的信息比特并假定对时变环境有限的或不知道的分组速率接收机可以分类如下：（i）不相干地执行估计和检测的接收机，以及（ii）共同执行估计和分组数据检测。不管是哪种情况，估计和检测都基于相同的数据分组（假定数据分组大小与环境变化速率相当，这意味着在adata分组内环境保持不变）。对于（i）类，在假设所有统计量完全已知的情况下，接收机构件块的设计最初在数学上被表述为最优化问题的解决方案。这被称为理想或最佳解决方案。然后，存在于最优解中的统计量就是低取样支持自适应参数估计和分组数据检测9-3，其被基于接收到的数据分组的相应估计所取代，以产生最优解的估计。短数据记录性能估算算法直接决定了时变信道中接收机的性能。在（ⅱ）类中，接收器是通过求解一个联合的，两步的耦合优化问题来实现的。例如，关于未知参数的优化首先被执行，并且导致由数据位参数化的解决方案。然后，将参数化解代入原始标准函数。现在仅针对数据比特来执行优化。这种方法避免了未知参数的分离估计步骤，但是通常导致接收机算法显示更高的计算复杂度。我们注意到，频道随时间变化的性质通常需要通过使用可随频道变化“赶上”的小型输入数据集进行快速（短数据记录）自适应优化。在以下部分中，我们将研究执行不相交或联合参数估计和分组数据检测的各种自适应接收机结构的短数据记录性能。例子包括采样矩阵求逆（SMI），最小均方（LMS），递归最小二乘（RLS）和辅助向量（AV）类型的自适应线性接收机以及广义似然比检验（GLRT）。 typepacket数据接收器。为了进一步解释本章提出的发展，让我们考虑具有5单元天线阵列接收，系统处理增益64和针对感兴趣的用户信号的3个可分解多路径的DS-CDMA系统（通常可解析多路径的数量在2和4，包括直接路径，如果有的话）。Forsuch系统，我们稍后会看到，在最小均方误差（MMSE）准则下，接收机处的联合最优时空（ST）处理需要在5×64×3 1 = 315个时空产品空间中进行处理。也就是说，需要在复杂的C 330矢量空间中进行优化。我们知道，MMSE接收机的adaptiveSMI实现需要数据样本多次获得时空产品以接近其理想对象的性能特征（RLS / LMS实现行为类似）。事实上，从理论上讲，数据样本少于时空产品的系统优化可能甚至是不可能的，我们将在后面的讨论中解释。对于1.25MHz的CDMA码片速率，处理增益64以及对于车载移动设备的70Hz或更高的典型衰落速率，衰落信道至少每隔280个数据符号波动。在这种情况下，C 330矢量空间中的传统SMI / RLS / LMS自适应滤波器优化成为不切实际的目标。我们演示的目标是介绍并详细说明短数据记录适应接收器的基本原理。通过移动通信文献中的示例性实例，我们将观察到设计良好的短数据记录（分组速率）不相交或联合参数估计和分组数据检测方案导致信道BER改善，这转化为更高的分组成功概率和更高的用户提高PER上限服务质量（QoS）约束的能力。9.2基本信号模型为了说明目的，我们在整个介绍中考虑了多用户通信系统，其中来自用户0，用户1，...，用户Q-1的二进制对称信息符号通过调制（被相乘）为信号波形dq（t） T，q = 0; ...; Q 1，它唯一地标识每个用户，并被假定为近似带宽限制或具有在某个带宽之外的不可忽略的频率分量。如果H 1 H H 0 denotes表示用户感兴趣的信息比特b 0þ1ðb 0 1 1 hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot over over over over over，比特间隔T一般可以表示为：f 1 = f 1 + f 1 + f 1 + f 1 + f 1 f 0 f 0 f 0 f 0 0 t 0 t t 用户Q-1通过调制（乘以）信号波形dq（t），atduration，T，q = 0; ...; Q 1，它唯一地标识每个用户，并被假定为近似带宽限制或具有在某个带宽之外的不可忽略的频率分量。如果H 1 H H 0 denotes表示用户感兴趣的信息比特b 0þ1ðb 0 1 1 hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot over over over over over，比特间隔T一般可以表示为：f 1 = f 1 + f 1 + f 1 + f 1 + f 1 f 0 f 0 f 0 f 0 0 t 0 t t 用户Q-1通过调制（乘以）信号波形dq（t），atduration，T，q = 0; ...; Q 1，它唯一地标识每个用户，并被假定为近似带宽限制或具有在某个带宽之外的不可忽略的频率分量。如果H 1 H H 0 denotes表示用户感兴趣的信息比特b 0þ1ðb 0 1 1 hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot over over over over over，比特间隔T一般可以表示为：f 1 = f 1 + f 1 + f 1 + f 1 + f 1 f 0 f 0 f 0 f 0 0 t 0 t t 它唯一地识别每个用户，并且被假定为近似带限的或具有在某个带宽之外的具有不可估计的频率分量。如果H 1 H H 0 denotes表示用户感兴趣的信息比特b 0þ1ðb 0 1 1 hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot over over over over over，比特间隔T一般可以表示为：f 1 = f 1 + f 1 + f 1 + f 1 + f 1 f 0 f 0 f 0 f 0 0 t 0 t t 它唯一地识别每个用户，并且被假定为近似带限的或具有在某个带宽之外的具有不可估计的频率分量。如果H 1 H H 0 denotes表示用户感兴趣的信息比特b 0þ1ðb 0 1 1 hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot hypot over over over over over，比特间隔T一般可以表示为：f 1 = f 1 + f 1 + f 1 + f 1 + f 1 f 0 f 0 f 0 f 0 0 t 0 t tÞ和H 0：xðtÞ¼1ÞE 0 v 0ðtþzðtÞ; 对于感兴趣的用户，用户0，E 0表示发送的能量比特，v 0表示原始波形的信道处理版本，d 0（t）（wlog假设信号波形d 0（t）被归一化为单位能量比特周期T），z z（t）综合识别信道干扰，包括以下形式中的一种，部分或全部：干扰：（i）MAI，（ii）符号间干扰（ISI）和（iii）加性高斯或非高斯噪声。连续时间波形x（t）被“适当地”取样，并且离散样本被分组以形成“适当”长度的矢量，P（抽样方法和长度值P都与所考虑的应用的具体情况相关）。令x表示这样一个离散时间复数，一般情况下是CP中的接收信号矢量。也就是说，p = 1 + X ; v 0; 其中P表示离散时间复杂观测空间的维数，v 0表示离散时间综合扰动矢量[2]的信号矢量，对应于v 0ðtÞ，z表示离散时间综合扰动矢量[2]。我们的目标是通过如下的线性滤波器w来检测b 0（即决定有利于H 1还是H 0）：^ H bb 0¼sgn Ref Ref wxgð9：3ÞwheresgnðÞ是^ 1硬限幅器，Re f·g提取实数部分的单数，ð·ÞH表示厄密运算。换句话说，我们根据图9.1给出的接收机结构。我们的讨论将集中在根据MMSE或最小方差无失真响应（MVDR）优化标准设计线性滤波器w，这些标准将在下一节中介绍。我们注意到，在完全已知的输入统计和彩色高斯噪声（方程（9.2）中的参数z）的假设下，使用理想MMSE / MVDR滤波器的图9.1确实是最优ML方案。上述一般基本信号模型肯定涵盖了我们之前考虑的具有窄带线性天线阵列接收的多路径衰落AWGN DS-CDMA分组数据通信链路的具体说明性示例。特定用户的发送信号波形如下获得。给用户分配一个独特的二进制对称签名（代码）序列，即序列长度为1或1的长度为L（L也称为系统处理增益）的序列。用户码的比特乘以持续时间的无源信号脉冲（例如，方波脉冲或升余弦）T c，称为码片。这种方式获得签名波形dq（t），发送的时间T T LTc。发送信号波形对应于单个信息位是信息位本身和签名波形的乘积。相应的接收波形是发射波形与多径衰落信道（当后者被建模为线性抽头延迟线）时的脉冲响应的卷积，并被假设为由码片速率限制带宽。在阵列的每个天线元件处的连续接收波形的离散化可以通过对接收波形进行芯片匹配滤波以及以码片速率（或通过低通滤波，相称的奈奎斯特采样和码片速率累积）多路径扩展的符号周期。来自所有天线单元的离散矢量输出被堆叠在一起（一个在另一个的顶部）以创建被称为时空（ST）接收矢量的超矢量。这样，数据准备用于由线性滤波器处理，w，提取的过滤器输出的真实部分，最后，符号检测，如图9.1所示 - 过程被称为“单次”检测，即在逐符号（信息位）的基础上进行检测，而不是同时检测感兴趣用户的所有信息位。如果M是阵列天线单元的数量，L是签名（代码）向量的长度，并且N是可解析的多路径的数量（对于所有用户，N是相同的），则离散时间ST复数接收向量x的维数为MðL N N 1 where where L L L 1 1 1 1 1 1 1 1 ^ ^ x x x x x x b b b b b w w w w w w w w w w w w图9。1用于感兴趣用户的二进制对称信息符号（单次）检测的一般接收器结构。多样路径扩展符号周期。在方程（9.2）中的''内部''x，v 0对应于感兴趣的用户的信道处理（也被称为“有效”）ST签名矢量，而z对应于考虑用户的离散时间干扰矢量MAI，ISI和AWGN。具体而言，v 0可以表示为发射信号，信道和接收机结构参数的函数：2 3 r ffiffiffi TENX 1 v = 0 c 4 0 ... 0 d T 0 ... 0 5 a 9：4Þ0 L 0; n | ffl {z ffl} 0 | ffl {z ffl} 0; nn = 0 n N n 1其中c 0; n，n = 0; ...; N 1表示用户感兴趣的信道的路径系数。系数c 0; n，n = 0; ...; N 1频繁地被建模为独立的零均值复高斯随机变量（其表现出Rayleigh分布振幅和适合于实验测量的均匀分布的相位）并假定在整个分组持续时间内保持恒定。在平庸的环境中，系数可能约为每300个符号[3]。因此，保持小于300的分组大小验证了在分组持续期间恒定多路径系数的假设。在等式（9.4）中，T d 0 = 1 /（d 0 0）0; ...; d 0 1/2 L 1是感兴趣用户的二进制签名矢量（扩展序列），d 0 1/2 2 f 6 1 g，l = 0; ...; L 1，a 0; n是与感兴趣的用户的第n条路径对应的阵列响应向量，并且表示克罗内克张量积。感兴趣用户的第n条路径的阵列响应矢量由dj 2 pðm 1Þsin y 0定义; na 0; nðmÞ¼l; m = 1; 2; ...; M 9：5）其中y 0; n表示相应路径的到达角度，l是载波波长，d是天线阵列的l元素间距（通常d = 2）。等式（9）中关于DS-CDMA ST接收信号模型的更多细节。4）以及天线阵列系统的操作特性可以在参考文献中找到。[4,5]。最后，噪声矢量z表示AWGN和所有其他用户信号贡献的综合干扰效应，它们也是方程（9.4）的形式，但在一般能量值，签名矢量，多路径系数和到达角度方面有所不同。9.3采用已知输入统计的数据处理最佳MMSE / MVDR滤波器MVDR（最小方差无失真响应）接收机设计是指识别一个线性有限 - 脉冲响应滤波器以最小化方差输出的问题，同时滤波器对特定的输入向量方向保持“无失真”的响应。用数学术语来说，如果x是随机的，0 - 平均值（不失一般性）复数输入向量维数P，x 2 CP，由P -tap滤波器处理，w 2​​ CP，则滤波器输出方差为E fjw H xj 2g¼wH Rw，其中R = E f xxH g是输入自相关矩阵（E f·g表示统计期望操作）。MVDR滤波器HH最小化w Rw并同时满足形式的方程wv 0 = r; 其中v 0是要保护的给定输入信号矢量方向。在这个设置中，MVDR滤波是非线性约束优化问题。传统的拉格朗日乘子约束优化技术导致解决方案（拉格朗日乘子优化技术详细介绍参考文献。[5]）1 R v 0 w MVDR = r \* H 1 9 9：6 v v 0 R v 0其中ð·Þ\*表示共轭。MVDR滤波的详细教程处理可以在许多来源中找到，例如参考文献。[5]。对于盲（无监督）通信和信号处理应用而言，MVDR滤波一直以来都是一项工作，其中无法识别或无法假设预期的（导频）标量滤波器输出y 2 C 9 -6每个输入可用的广播和光通信技术x 2 CP 。例子包括雷达和阵列处理问题，约束矢量v 0，通常被称为“目标”或“看起来”的兴趣方向。观察MVDR滤波器和MMSE（“Wiener”滤波器）之间的密切关系是很有趣的。如果约束矢量v 0被选择为期望输出和输入之间的统计互相关矢量矢量，则通过最小化滤波器输出与期望输出之间的均方差（MS）误差而获得的MMSE滤波器由1 c R v 0给出; MMSE滤波器成为MVDR滤波器的正比例版本，并表现出相同的输出SINR性能。因此，在我们余下的讨论中，我们全面地将两个滤波器称为MMSE / MVDR滤波器[5]。按照惯例，（9.6）或（9.7）式中MMSE / MVDR滤波器的计算从计算理想输入自相关矩阵R 1（假设Hermitian矩阵R严格为正定义，因此不可逆）开始。逆的计算通常基于数值迭代对角化线性代数过程[6]。然后，如果需要，矩阵R 1用于约束矢量v 0的线性H 1变换（左乘法），然后是v 0 R v 0归一化。涉及高维矩阵的逆的线性变换在计算上是密集的。另外，最重要的是，当这种高维矩阵的估计被反转时（特别是当估计基于小数据集/观测值并且可能通过一些样本平均形式获得时），在自适应实施阶段出现严重的并发症。这种复制的一个极端例子是事实上反过来可能不存在。因此，当可用于适应和重新设计的数据受到限制时，使用（样本平均）估计的高维矩阵的倒数并不受欢迎（这个问题将在下一节详细讨论）。在这种情况下，最好采用接近最优解的替代方法，并希望避免隐式或显式使用逆。然后，在适应性实施阶段，我们可以利用近似解的估计。旨在逼近最佳MMSE / MVDR滤波器的算法设计包括：（i）广义旁瓣消除器（GSC）及其变化，和（ii）辅助矢量（AV）滤波器。上述方法在有限的数据支持环境中的相对性能在“辅助矢量（AV）滤波器”部分进行了检查。广义旁瓣消除器（GSC）PP Foragiven（不一定是归一化的）约束矢量，v 0 2 C，任何满足w 0 0 r r的“无失真”线性滤波器w 2 C，H r \* P可以表示为w如图9所示，对于某些u 2 C这样的kv 0 k H，v 0 u≠0。2（这种分解是线性代数中投影定理的应用）。设计滤波器部分有两种通用方法，u：（i）基于特征分解的方法和（ii）非基于特征分解的方法。专注于MMSE / MVDR滤波器部分u（与约束矢量或“观察”方向v 0正交的）的基于算法特征分解的设计包括Applebaum / Howells阵列，束空间部分自适应处理器，或广义旁瓣消除器（GSC）。最近的发展受到主成分分析降级处理原则的影响。这些设计的总体目标是通过利用不同的降阶矩阵来逼近MMSE / MVDR滤波器部分u，如下所述。近似是一般形式（图9.3）：GSC u P·1。其中B是满足B v 0 = 0 P 1的矩阵，并且因此，GSC B Px（P-1）T（P-1）xp w px1 U Px1图9.2线性滤波器的一般分解，图9.3广义旁瓣消除器结构。H w，它满足两个正交H分量，uv 0 = 0。H v 0 v 0 a P·P正交投影矩阵，如I 2，其中I是标识矩阵）。T是需要选择的1 <p <P 1列的降低kv 0 k矩阵的秩，并且w GSC是T 8的p列的权重的向量。9 < H 2 = r \*，其被设计为最小化“整体”过滤器w，E vux的输出处的方差。：2 0; KV 0 k中的溶液于后者优化问题（假设T被给出）是GSC R \* HH 1 HH瓦特¼21/2 TB RBT TB RV0 d 9：9ÞKV 0 K时我们注意到，秩减小矩阵T' '将'线性过滤器的尺寸（要设计的参数的数量）从P（过滤器的尺寸，w）减小到p（过滤器的尺寸，w GSC），1 5 p 5 P 1。降秩矩阵T的p列可以以各种方式选择。我们可以选择p列作为仅与扰动自相关矩阵的P最大特征值对应的特征向量。这种选择是假定了干扰的唯一特征向量不被阻塞矩阵旋转下均方（MS）最佳正在使用（即，当disturbancesubspaceisorthogonal到约束矢量，V 0），这是不一般的真。我们可以通过选择可替代T的p列是对应于阻塞数据的自相关矩阵的所述p最大特征值的特征矢量解决这一问题，BH RB.If，然而，秩减少矩阵，T的各列，必须是阻塞数据自相关矩阵的特征向量（对此方法没有记录的技术优化），那么最小输出方差意义上的最佳方式是选择jv H RB j 2 BH RB的特征向量qi与相应的特征值l，即最大化比例，0 qi，i = 1; ...; p，[7]（也称为“交叉频谱度量”）。i 9.4辅助矢量（AV）滤波器辅助矢量（AV）滤波器是基于非特征分解的滤波器，可以近似最优的MMSE / MVDR解[4,8,11]。AV算法是生成一系列滤波器（AV滤波器）的全局优化过程。序列中的每个滤波器具有图9.2所描述的一般结构，其中矢量u通过辅助向量的加权和来近似，所述辅助向量仅维持相对于无失真方向的正交性v 0（并且它们通常是非正交的，对彼此）。图9.2中用于逼近滤波器部分u的辅助向量的数量随序列中的滤波器索引而增加。辅助向量和相应的权重都要进行设计（它们分别根据最大互相关和最小方差标准进行设计，如下面详细解释的那样）。AV算法的一个重要特征（除了辅助向量的非正交性外）是它是一个条件优化过程。也就是说，序列中的每个滤波器都是先前生成的滤波器的广播和光通信技术功能。此外，AV-滤波器不需要显式或隐式矩阵求逆，本征分解或对角化。最后，在理想设置（完美已知输入自协方差矩阵）下，AV滤波器序列收敛到MMSE / MVDR最优解[9]。图9.4（a）给出了AV-滤波器序列生成的示意图。序列在适当缩放的约束向量w 0 = 2 v 0处初始化，当矢量输入为白色时（即当R = s I，s> 0时），MMSE / MVDR最优仅为kv 0 k 2。接下来，我们在w 0中加入一个与v 0正交的'辅助'向量P分量g 1，并且我们形成w 1 = w 0 m 1 g 1其中g 1 2 C f0 g，m 1 2 C和H g 1 v 0 = 0.我们假设正交辅助矢量g 1是任意的，但是非零和固定的。我们专注于标量的选择，m 1。最小化滤波器H 2输出的方差w 1的m 1的值可以通过方差的直接微分E fjw 1 xjg或简单地值H \* HHH使w 0 x和m 1 g 1 x之间的MS误差最小化。这导致m 1 = g 1 R w0 = g 1 R g1。由于g 1被设定为与v 0正交，g 1 = arg max jw 0 Rgj）HH g的约束条件是g 1 v 0 = 0且g 1 g 1 = 1。为了数学准确性，wenote使得准则函数jw 0 Rgj也被最大化因为正交性约束是相位不变的。不失一般性，为了避免任何不明确的表示，并且已经非常明确地定义了辅助矢量，我们选择唯一的辅助矢量g 1，它满足最大化问题，并且将H互相关值置于正实线上，其中w 0 Rg1> 0 Þ。一般归纳步骤如下：在步骤k + 1，我们定义AV滤波器，wk + ​​1 = wkmk + 1 gk + 1，w 2自协方差矩阵R，约束矢量v 0，w 1 H期望响应wv 0 =ρ。w 0初始化：xρ\* HHHHHH wx0 wx1 wx2 ... wxk-1 wxk wxk + 1 \* 2 v 0 + + + + w：=ρv。v 0 0 2 0 - - - - v 0迭代计算：g 1μ1对于k = 1,2，... = H gk Rgk gw：= w-μgkμkkk - 1 kk endμ输出：g k + 1 k + 1滤波器序列w 0，w1，w2，...。图9.4（a）辅助矢量（AV）滤波器序列的框图表示和（b）算法描述/生成w 1; w 2; ...。低样本支持自适应参数估计和分组数据检测9-9强调g 1，g 2，g 3，g 4 ...，不一定相互正交）。给定wk和gk + 1（或等价地使wkx和H mk + 1 \* gk + 1 x之间的MS误差最小化），mk + 1的值使wk + ​​1的H输出方差最小化。下面给出gk + 1和mk + 1的解，而用于生成AV-滤波器的无限序列的迭代算法w 0; w 1; w 2; ...，如图9.4（b）所示（在图9.4（b）中，我们放弃了g 1，g 2，...的不必要的归一化，因为mkgk与gk的范数无关）：（i）标量mk + 1使wk + ​​1的输出的方差最小化，或者等价地使得wkx和mk之间的MS HH误差最小化1 \* gk + 1 x为H gk + 1 Rwk mk + 1 = H; k = 0; 1; 2; ... 9：10）gk + 1 Rgk + 1！H v 0 v 0（ii）假设I 2 Rwk 6¼0ðwk6¼wMVDRÞ。然后，辅助向量kv 0 kv H Rw Rw 0 kvkkvk 2 0 g = 0; k = 0; 1; 2; ... 9：（1）其中，hk最大化wkx和gk + 1 x（它等于HHHH jwk Rgk + 1 j）之间互相关的幅度，受制于gkþ 1 v 0 = 0且gk + 1 gk + 1 = 1。此外，wk Rgk + 1为实H正wk Rgk + 1> 0。R 1 v关于滤波器序列的收敛，w; w; w; ...，对于MVDR滤波器r \* 0，我们可以证明0 1 2 v HR 1 v [9] 0 0（i）生成的辅助向量权值序列fmkg，k = 1; 2; ...，真实值，正数，1 1有界：0 5 <mk <; k = 1; 2; ...，其中l max和l min分别是R的相应最大和最大l min最小特征值; （ii）辅助向量的序列，fgkg，k = 1; 2; ...，收集0vector，即，limk！1 gk = 0; （iii）AV滤波器的序列，fwkg，k = 1; 2; ...，收敛到MVDR滤波器，即1 R v 0 limk！1 wk = r \* H 1。v 0 R v 0本节对AV滤波方面的一些评论作了总结。原始输入空间合成/分解的角度来看，AV算法的主要特点是：非正交AV合成和条件统计优化。非正交合成允许设计师在最有效的AV过滤器序列上生长，并且考虑到整个干涉空间的“最佳”基础。条件优化导致估计量不需要任何显式或显式矩阵求逆或分解操作，因此，在短数据记录环境中开发出优越的自适应滤波方案起着关键作用，如下一节所述。图9.5给出了各种接收机设计在BER方面的相对优点的说明性例子。这个例子是基于简单的单路径同步DS-CDMA信号模型，其中接收机的误码率性能w 3（使用三个辅助向量g 1，g 2和g 3）与误码性能“最大特征向量”（Max EV）接收机和“交叉频谱度量”（CSM）接收机（两者均使用三个特征向量）。作为一个数值例子，说明了在完全已知（理想）自相关矩阵R（图9.6）下AV滤波器序列与理想MMSE / MVDR解决方案的收敛情况，我们绘制了感兴趣用户的AV滤波器wk之间的平方误差并且w MMSE = MVDR作为k的函数（即，所使用的辅助向量的数量或等效于序列中的AV滤波器的索引）。9 -10广播和光通信技术10 - 1比特错误率最大EV CSM AV 10- 2 50 100 150 200 250 300数据记录尺寸图9.5作为AV，''max，特征向量“（MaxEV）和相同阶次的”交叉频谱度量“（CSM）接收器（3个辅助向量，3个特征向量）。操作环境：同步DS-CDMA系统，12 dB的感兴趣用户，10-14 dB的干扰，处理增益L = 32，和任意标准化的签名（与感兴趣的用户的签名互相关约0.2）。2.5 2 2 || 1.5 MMSE / MVDR，IDEAL 1 -wk || w 0.5 0 0 5 10 15 20 25 30 35 40 45 50数字迭代（辅助矢量的数量）k图9.6 AV滤波器序列与理想MMSE / MVDR解决方案的收敛性图9.4（b）中的迭代次数k。有条件优化的AV滤波器（利用非正交辅助向量）的序列收敛于已知输入自相关矩阵R的w MMSE = MVDR最优解。9.5不相交参数估计和分组数据检测已知信道SMI，GSC和辅助向量估计器我们记得MMSE / MVDR滤波器是真实输入自相关矩阵R和真实约束向量v 0的函数。然而，在几乎所有的实用自适应滤波应用中，接收器都不知道R和v 0。在本节的第一部分（A部分）中，我们提出了当R是未知时的最优MMSE / MVDR滤波器的各种估计，以及从低数据支持自适应参数估计和分组数据检测9 -11尺寸的adata数据包（数据记录）估计的样本平均值，J，即x 0; x 1; 在这个部分的第一部分，假设v 0是已知的（因为v 0是信道参数的函数，所以我们标记partAas'''''channel''case）; 用于估计来自相同数据包（数据记录）的v 0，x 0; x 1; ...×J 1，将在第二部分（B部分：未知频道）中介绍。当R未知时，通过使用样本平均估计RR（J）代替R，从等式（9.6）获得最广泛使用的MMSE / MVDR滤波器估计器。该估计器被称为样本矩阵反演（SMI） ）滤波器。如果选择使用“已知输入统计数据处理”一节中介绍的近似解，并在方程（9.9）中使用自相关矩阵的样本平均估计而不是R，则方程（9.10 ）和方程（9.11），我们分别得到了MMSE / MVDR解的一个GSC和AV型估计量。证明对于高斯输入，RR ^ J是最大似然（ML），一致无偏估计另一方面，RR ^ðJÞ的倒数，SMI过滤器明确使用并且由GSC隐含使用，并不总是被定义的。我们可以保证（以概率1）只有当观测值的数目J大于或等于输入空间维数（或滤波维数）P时，RR ^ J J才是可逆的，并且输入分布属于特定的包含高斯分布的多变量椭圆轮廓分布。基于上一节讨论的AV过滤器的收敛性质，我们可以证明AV过滤器估计的相应序列ww ^ k J J收敛为k！1，到SMI过滤器[9] ^ 1½RRðJÞv 0 ww ^ kðJÞ！ww ^ 1ðJÞwwww^ SMI¼r \*ð9：（！）！1 H ^ 1 v 0½RRðJÞv AV估计量序列的特性r \*估计量的AV-滤波器序列以ww ^ 0ðJ = 2 v 0开始，这是一个0-方差， （除非输入是白色的（即，对于某些s> 0），R = sI），否则kv 0 k 2估计量可能有偏差。在后一个微不足道的情况下，ww ^ 0 J J已经是完美的MMSE / MVDR滤波器。否则，由于所采用的优化程序，序列中的下一个滤波器估计值ww ^ 1ðJÞ显着降低了偏差，以非零估计量（共）方差为代价。当我们移动过滤器估计序列时，ww ^ k J J，1 k 0 0; 1; 2; ...，偏差迅速减小到零，而方差则缓慢上升到SMI（ww ^ 1，J）水平（参见公式（9.13））。为了量化这些评论，我们在图9.7中画出了范数平方偏差，2 H f ww k kðw w w MMSE = MVDRk，以及协方差矩阵的迹线E f作为迭代步骤（滤波器索引）k的函数，对于与图9.6中相同的信号模型以及数据包（数据记录）大小J¼256 。偏差和协方差迹线值从100计算，000个独立的滤波器估计器实现为每个迭代点k，也就是说，我们产生100,000个独立的数据包（J收到每个包的随机向量）。我们评估ww ^ 1ðJÞ，ww ^ 2ðJÞ; ...然后，我们将期望值作为样本平均值超过100,000个数据包进行评估。由于ww ^ 1 J J是无偏的，因此协方差矩阵的轨迹就是MS滤波器的估计误差。重要的是观察到协方差矩阵和MS滤波器估计误差取决于数据记录大小J，滤波器长度P以及手头信号处理问题的具体信息（实际的R和v 0）。从图9.7中J = 256的结果可以看出，估计量ww ^ 1ðJÞ，ww ^ 2ðJÞ; ...，uptoabout ww ^20ðJÞ特别吸引人。相反，估计量ww ^ kðJÞ为k> 20没有证明他们增加的协方差tracecost，因为他们几乎没有提供进一步的偏差减少。我们强调，由于AV-滤波器，w 1，w 2，w 3; ...，可以认为是MMSE / MVDR最佳滤波器在理想设置下的近似值，AV-滤波器估计值，ww ^ 1ðJ，，ww ^ 2 J J，，ww ^ 3 J JÞ; ...，已被查看1 1 R v 0 SMI估计量对于多元椭圆轮廓输入分布无偏差E f ww ^ 1ðJÞg¼w MMSE = MVDR¼r \* H 1。2 SMI（w∞）Cov -Trace 0 0 20 40 60 80 100 120 140 160 180 200数值迭代（辅助向量的数量）k图9.7估计量序列的范数平方偏差和协方差迹线， （k）= 0; 1; ....信号模型如图9.6所示; 数据记录大小J = 256.（a）J = 256 2.5} 2 2 || 1。5} 2 || ^ 2 w ^ kw∞（SMI）1.5 LMS RLS MMSE / MVDR w 1 - <k || w 0.5 E {0 0 10 20 30 40 50 60 70 80 90 100数值迭代（辅助矢量的数量）k图9.8 MS估计值序列的估计误差，ww ^ kðJ，k = 0; 1; .. （a）数据记录大小J = 256.（b）J = 2048。到目前为止，不仅作为滤波器的估计值，w 1，w 2，w 3; ...，而且最重要的是，还可以估算公式（9.6）和公式（9.7）中的MMSE / MVDR最优滤波器。在此情况下，均方2估计误差表达式E fkww ^ kðw MMSE = MVDRk g捕获估计器序列的各个成员的偏差/方差平衡，其中w = k，J，k = 0; 1; 2; 在图9·8中，我们绘制了与图9·6相同的信号模型的迭代步骤k（或滤波器指数）的MS估计errorasa函数，对于J = 256（部分[a]）和J = 2048 （部分[b]）。作为参考，我们还包括了约束LMS估计器的MS错误和RLS估计器的约束LMS估计器。下面的递归给出了约束LMS估计器！H v 0 v 0 H r \* ww ^LMSðjÞ¼I 2½ww ^LMSðj 1Þmxjxj ww ^LMSðj 1þþ2 v 0; j = 1; ...; （9）式可以得到RLS估计量的递推，可以从式（9）中的SMI kv 0 k公式得到。通过利用下面的基于矩阵 - 反转引理的R 1的迭代估计，可以得到如下结果：（1） ; j = 1; ...; 对于一些E> 0，理论上，LMS增益参数m> 0必须小于0，阻塞E 0 2·l最大阻止！最大！是“阻塞数据”自相关矩阵HH v 0 v 0 v 0 v 0 I 2 RI 2的最大特征值。虽然这是理论上限，但从业人员清楚地知道，经验式kv 0 kkv 0 k data- （在我们的研究中，我们分别设定m =和E = 20），所以RLS初始化参数E 0> 0是必需的以达到可接受的性能。阻塞0 200·l max这种数据特定的调整经常导致关于LMS / RLS算法的短数据记录性能的误导，过分乐观的结论。相反，当AV滤波器估计器，考虑图9.4（b）的算法产生的实数值参数m和E 0的调整实际上由在前几个成员之间的整数选择代替，在图9.8（a）中，对于J = 256的所有估计量，从k = 2到k = 55的所有估计量，在MS误差中，它们的RLS，LMS和SMI ww ^ 1ðJÞÞ同行。当数据记录增加到J = 2048时（图9.8（b）），我们可以提供更多的资料和更多的资料对于k> 8，所有的滤波器估计量都满足LMS / RLS / SMI（ww ^ 1）和J（j）个估计量。对于这样大的数据记录集，ðJ = 2048），RLS和SMI ww ^ 1 Jj）MS错误几乎相同。图9.9提供了一个} 3.5 2 || 3 2.5 2 MMSE / MVDR 1.5 -w 1（J）<kw 0.5 || 0 E {0 0 500 5 1000 10 1500数据记录大小J辅助数量。向量k 15 2000图9。9 MS估计误差与辅助向量的数量，k和样本支持J（信号模型与图9.6中的相同）.9 -14广播和光通信技术样本支持J的MS估计错误函数的三维图用于形成和/或辅助向量的数量（或滤波器索引）。跟踪MS估计误差底部的黑线代表任何数据记录大小J的最佳辅助向量数（或最佳滤波器索引）。如何选择最佳AV估计器我们记得，当自协方差矩阵是样本平均估计时，AV估计器的序列收敛到SMI滤波器。显然，早期，该序列的非渐近元素提供有利的偏倚/差异平衡特性，并且在无偏SMI滤波器估计器以及（约束）-LMS和RLS的均方滤波器估计误差中优于其。在数字无线通信接收机的情况下，优越的均方滤波器估计误差转换为短数据记录接收机自适应时优异的误码率性能。选择最成功的（在某种适当的意义上）序列中的AV估计器来提供数据记录是一个临界问题。低于数据依赖的选择标准[12]。第一个标准使AV-滤波器输出的交叉验证样本平均方差最小，并且可以应用于通用滤波器估计问题; 第二个标准使AV-滤波器输出条件分布的估计的J-difvergence最大化，并且适合于一般假设检验（检测）应用。特别是交叉验证的最小输出方差（CV-MOV）规则是由以下事实所驱动的：在感兴趣的信号的矢量方向上被约束为无畸变的滤波器的输出方差的最小化等同于最大化输出SINR。交叉验证是一种众所周知的统计方法。在AV过滤的情况下，使用交叉验证来选择所关注的过滤参数（辅助向量的数量，k），该过滤参数最小化基于未在建筑过程中使用的观察值（训练数据）估计的输出方差过滤器本身。本演示文稿中使用的这种通用方法的特例是“leave-one-out”方法。以下标准概述了CV-MOVAV-过滤器的选择过程。标准9.1大小为J的数据包（数据记录），交叉验证的最小输出方差AV-滤波器选择规则选择使交叉验证的样本平均值k 1输出方差最小化的AV-滤波器估计器w w（j） ，即8 9 <XJ = HH k 1 = arg min ww ^ kðJ njÞxjxj ww ^ kðJ njÞð9：16）k：j = 1其中，Jjjj表示除去第j个样本后，根据可用数据记录评估的AV-fi测井仪。A虽然CV-MOV标准可以应用于一般的滤波器估计问题，但第二个标准，即最大J-散度标准，适用于可以作为AV滤波数据的二元假设检验问题的应用。有限标量二元假设检验问题，如果f 0和f 1分别表示假设H 0和H 1下检测器输入的条件分布，那么f 0和f 1之间的J-difver间距被定义为f 0和f 1 D Dff 0之间的Kullback-Leibler（K-L）距离之和; f 1≠KL f1; f 0ÞþKLðf0; f 1ð9：：：DR DR DR DR DR DR DR DR DR DR f f f f f f f KL KL KL KL KL KL KL KL KL KL KL KL KL KL KL KL = f 0）f 1（x）log dx。输出J -divergence的选择作为选择AV滤波器的基本规则之一是由以下事实引起的：事实上，最优（贝叶斯）检测器的误差的概率低二进制样本支持自适应参数估计并且分组数据检测9 -15假设检验问题较低，P e> p 0 p 1 expf D f 0; （9.18）的右边是条件分布之间的J-difvergence的单调递减函数，其中P 0，p 1分别是H 0和H 1的先验概率。的检测器输入。当H 0和H 1下的条件分布具有相同方差的高斯分布时，方程（9）18）满足平等。后者意味着J -divergence越大，误差的概率就越小，或者相等地，J-difvergence越大，检测问题就越容易。因此，J-散度的最大化意味着最小化误差概率。由于上述性质及其与最佳检测器的误差概率的关系，J-散度已被广泛用于检测文献中的假设判别函数。在AV过滤的情况下，我们将H 0和H 1下的AV标量滤波器输出条件分布表示为f 0; kð·Þ和f 1; 其中指数k表示从可用序列ww ^ 1，ww ^ 2使用的特定AV滤波器ww ^ k上的分布的依赖性; ...。然后，f 0之间的J-difvergence; kð·Þ和f 1; kð·Þ也是k的函数; 由于这个原因，在我们剩下的演示中，它将被表示为D（k）。在H 0和H 1下AV滤波器输出的条件分布近似为具有相反平均值和相等方差的高斯分布（这是总的来说，假设是合理的），我们可以直接地表明：H 2 E 4 f f 0 0 Re w w w k k J J x g D kk <H 9：19）Varf b 0 Re w w w k k J j x x whereVarð ·Þ表示方差。以下标准概述了J-difvergence AV-滤波器选择过程。标准9.2 Foragiven大小为J的数据包（数据记录）9-16广播和光通信技术性能插图我们用图9·10和图9·11说明了采用天线阵列接收的多径衰落DS-CDMA系统的总体短数据记录自适应滤波器性能。我们考虑每个用户的处理增益31,20用户，5天线元素和3个可分解的多径，具有方差的独立零均值复高斯衰落系数。所分配的用户签名之间的最大互相关达到30％。19个干扰信号的总信噪比分别为SNR2 6 = 6dB，SNR7 8 = 7dB，SNR9 13 = 8dB，SNR14 15 = 9dB，SNR16 20 = 10dB。时空积（过滤器长度）为P = 31 + 2 = 5 = 165。实验结果是1000次运行的平均值（每个通道100个不同的通道实现和10个独立的数据记录生成）。在图9.10中，我们绘制了AV估计器的BER1和ww ^ Jj作为感兴趣的用户对于J = 230的数据记录的SNR的函数：我们还绘制了BER ''genie''assisted BER-最佳滤波器的k 2曲线以及理想MMSE / k opt MVDR滤波器的对应曲线w MMSE = MVDR，SMI滤波器估计器ww ^ 1，J和ST RAKE匹配滤波器（MF）ww ^ 0ðJÞ。我们观察到ww ^ Jj和wwj Jj都非常接近'genie'的BER最优AV滤波器估计器选择，并且k 1 k 2优于SMI滤波器估计器和匹配滤波器。我们还观察到对于感兴趣的用户的中等到高信噪比，J-difvergence选择规则略优于CV-MOVselection规则。图9.11重复了图9.10的研究，作为数据记录大小的功能。感兴趣的用户的SNR固定在8dB。结束本节第一部分的讨论，我们注意到，在有限的数据支持下，具有不同偏差/变异特性的接收机的成功解决方案（在优越的滤波器输出SINR或BER性能意义上）的关键，以及以数据驱动的方式有效地控制这些特性。因此，并且应该避免遭受“数据匮乏”（例如，隐式或显式矩阵求逆和/或本征分解）的筛选设计/优化标准。从一般输入空间合成/分解的角度来看，非正交合成和条件统计优化是允许在有限的每个步骤中考虑整个干扰空间的“最佳努力”基础上的有限序列AV-滤波器中的两个原理。这两种功能可以发挥重要的作用，导致优越的自适应滤波性能，以及数据记录环境。具体而言，在短数据记录适应下，早期的非渐近元素100 10-1 2 2 10- 3比特误码率理想MMSE / MVDR SMI-4 10 MF AV“Genie”AVJ散度AV CV-MOV 10-5 4 5 6 7 8 9 10 11 12 SNR0（dB）图9。对于多径衰落天线阵列接收信号模型，感兴趣的用户信号的BER与SNR之比为：L = 31; K = 20; M = 5; N = 3），其中P = 165，J = 230。1 p ffiffiffiffiffiffiffiffiffiffiffiffiffiffi考虑的每个滤波器的BER近似为Q SINRout，因为这种天线阵列CDMA系统的BER表达式的计算复杂性阻碍了精确的分析评估[13]。样本支持自适应参数估计和分组数据检测9 -17 100理想MMSE / MVDR SMI MF AV“Genie” AVJ散度AV CV- MOV 10- 1 - 2误码率10 10-3 180 200 220 240 260 280 300 320 340 360日期记录大小J图9.11 BER与数据记录大小（信号模型与图9.10，SNR0 = 8dB）。AV估计器的序列具有轻度偏倚，但与其他替代方案相比，表现出低得多的差异（对于数字通信应用，后者意味着卓越的BER性能）。随着可用数据的增加，我们可以在生成的估计量序列中越来越高。在极限中，如果给予无数的输入数据，我们就可以一直走到算法的收敛点，这是理想的MMSE / MVDR接收机。Asafew总结说，AV算法的在线版本在参考文献中给出。[14]。AV-滤波在DS-CDMA信号的快速同步和组合解调问题中的应用在文献[ [15]。关于数据记录大小要求的详细结果可以在参考文献中找到，以实现灵活的输出SINR（或BER）性能水平。[16]。未知信道本部分的第二部分将讨论来自相同数据分组（数据记录）x 0，x 1的信道处理约束矢量v 0的估计; ...，x J 1。与我们在前面部分介绍的讨论和说明性研究一致，我们考虑由公式（9.1）至公式（9.5）描述的ST DS-CDMA信号模型的一般情况。我们记得Q，L，N，M和J分别表示系统中活跃用户的数量，处理增益，每个用户传输信号经历的路径数量，天线单元数量和数据包（数据记录）大小。我们还记得，v 0是感兴趣的用户（用户0）的ST RAKE滤波器，由V = DE fxbg定义，其中统计期望0 b 0 0操作E f·g取相对于显然，v由ST匹配滤波器的移位b 0 0 0版本乘以相应的通道系数（参见公式（9））。4））：1 2 3 TNX 1 4 T 5 v 0¼c 0; n | ffl {z ffl} 0 ... 0 d 0 | ffl {z ffl} 0 ... 0 a 0; 因此，v 0是感兴趣的用户的二进制签名矢量（扩频序列）的函数，d 0是信道系数c 0; 0; c 0; 1; ...; c 0; N 1和相应的到达角y 0; 0; y 0; 1; ...; y 0; N 1，2 3 q ffiffiffi T r ffiffiffi PE 0 1为了数学精确性，v = E 0 N 1 c 4 0 ... 0 d T 0 ... 0 5 a。正的乘数下降0 L n = 0 0; n | ffl {z ffl} 0 | ffl {z ffl} 0; 等式（9.22）中的n L是无关紧要的。n 19 - 18广播和光通信技术（参见公式（9.5））。假设扩频序列对接收机是已知的，信道系数和到达角度是未知的。子空间信道和到达角度估计DT在本节中，我们解释信道系数c 0¼½c 0; 0; c 0; 1; ...; c 0; N 1，到达角度DT y 0 = 1/2 y 0; 0; y 0; 1; ...; y 0; 对于感兴趣的用户N 1，用户0，可以通过ST数据包（数据记录）的子空间技术x 0，x 1; ...; x J 1。请注意，尽管在有限的数据支持下（由此产生的估计表现出高方差），适应性子空间（本征分解）型MMSE / MVDR滤波不是不利的方法，但子空间型信道估计技术不会遭受“数​​据匮乏”稍后介绍。让每个用户的二进制数据组织在相同结构的J比特数据包中。我们使用的信道估计过程利用J p个导频比特（接收机已知的比特）。因此，第q个用户数据分组fbqð0Þ; bqð1Þ; ...; bqðJ 1Þg; q = 0; 1; ...; Q 1; 包含JJ p个信息比特和J p个导频比特。由于盲信号二阶信道估计方法返回相位模糊估计，所以J p已知比特将在稍后用于子空间信道估计的相位的监督恢复。数据包结构的一个例子如图9.12所示，其中J p个导频位在传输数据包中显示为中间码[17]。不失一般性，我们假设每个用户每个时隙发送一个数据包，时隙的持续时间是T秒。因此，数据包大小J是每个用户在一个时隙内传输的信息比特数，即T s = JT，其中T是每个信息比特传输的持续时间。接收到的数据矢量x的信号子空间的秩rs可以通过考虑x的单侧或双侧截断来控制（后者消除了ISI）。根据选择的数据格式，rs的可能值如下所示：（i）无截断：数据维数= M + L + N 1，2Q + 1 <rs <3 Q。（ii）单侧截断：数据维数¼ML，2Q <rs <3 Q 1.（iii）双侧截断：数据维数¼MðLN + 1Þ，Q <rs <2 Q 1.为了保证最小化MðLNþ1 2 2 Q 1 noise的噪声子空间的秩，我们选择如图9.33所示的从两边截断x（情况[iii]），并且我们形成长度为M的LN'+ 1的'截断'接收向量x tr，如下所示2 3 xððN1ÞT c 6 6 7 6 xðNTc 7 7 x tr 6 6。7ð9：23）4。5 xððL1ÞT cÞtr然后，对于用户0的第j个信息位，低样本支持自适应参数估计和分组数据检测9（j + 1）b（j-1）b（j + 1）b j）b（j + 1）b（j-1）b（j）b（j + 1）长度为M（L- N + 1）j的ISR ISI图9.13数据收集和ISI调整。其中MAIj综合考虑秩rs1的多址干扰; Bðy 0Þ是Block的对角线D s矩阵的形式Bðy 0Þ¼diagða 0; 0; 一个0; 1; ...; 一个0; N 1Þ和A 0¼A 0 IM，其中IM是M·M单位矩阵，并且2 3 d 0½N 1 d 0½N 2 ... d 0½0 6 d½N d½N 1 ... d½1 7 s 6 0 0 0 7 A 0¼6。。。7ð9：25 4。。。5 d 0½L 1 d 0½L 2 ... d 0½LN tr tr H tr令R tr = E fxxg为x的自相关矩阵。 ð9：基于截断的J个可用输入向量xj，j = 0; 1; ...; J 1.如果RR tr = QQ LLLLLLLLLL QQ表示RR tr的特征分解，其中QQ的列是RR tr的特征向量，并且LL是由RR tr的特征值组成的非对角矩阵，则我们使用特征向量对应于最小的特征值来定义我们估计的噪声子空间。假设矩阵UU n的大小为M M LN LNþ1½MðLNþ1 2 2 Q 1Þ由这些噪声特征向量组成。这个约束最小化问题的解是对应于A 0 UU n UU n A 0的最小H ^ H ^特征值的特征向量。在获得hh 0之后，我们可以提取所需的向量cc ^ 0和yy 0通过对hh0应用最小二乘法（LS），然后，通过公式（9.22）完全定义估计值vv ^ 0。9 -20广播和光通信技术由于上述信道估计方法是基于二阶二阶准则中，相位信息被吸收，这意味着估计vv ^ 0是相位模糊的。固有地，利用v 0的同相模糊估计的自适应滤波器估计器也是相位模糊的。下一个，我们考虑当矢量v 0在相位模糊度内已知时线性滤波器相位的恢复（校正）。相位恢复在不失一般性的情况下，让vv〜0表示v 0的同相模糊形式，即jc vv〜0 e¼v 0ð9：29（其中c是未知相位）。我们考虑线性滤波器的类，w 2 CMðL N N 1Þ是ST RAKE矢量的函数，v 0，并且共享以下性质：c v v 0 w w w v v v v 0 9 9 9 9：30滤波器包括：（i）ST RAKE滤波器本身，v 0，（ii）式（9.6）的ST MMSE / MVDR滤波器，以及（iii）ST滤波器的辅助矢量序列fwkg。如方程（9.30）所示，对于这类滤波器，vv\_0的相位模糊会导致相位模糊线性滤波器，wvv\_0。数字通信中的相位模糊可能是灾难性的，因为它可能导致BER等于到50％。给定vv〜0，我们试图按照以下方式修正wvvv〜0的相位。我们选择相位校正参数c的值，以使相位校正滤波器的输出与所需信息位b 0之间的均方差（MSE）最小化。 14）^ jc H 2 cc = arg min E fj wwðvv 0 0 ex exb 0 jg; c 2½p; pÞð9：根据上述标准，最佳相位校正值由下式给出：方程（9.32）基本上表明，将相位模糊化wvvvv 0（0）滤波器到理想的ST RAKE滤波器v 0 = E fxb 0 g。然而，E fxb 0 g肯定是未知的。因为我们已经假设每个数据包中包含长度为J p的导频信息比特序列，所以期望E fxb 0 g可以通过P 1 j pj = 1 xjb 0ðjÞ来估计样本平均值，其中b 0ðjÞ，j¼1; 2; ...; J p是第j个导频信息位，xj是相应的输入J p数据向量。然后，相位校正的自适应滤波器估计值为8 2 3 9 <XJ p = w vv ^ RR ^Þ; cc ^ 1/4角度w vv ^; RR ^ÞH 4 xbðjÞ5ð9：33）0：0 j 0; j = 1由于j表示DS-CDMA系统的分组大小并且J p是每个分组的中间导频J信息比特的数量，那么比率p就会由于使用导频比特而导致浪费的带宽，这是因为使用了导频比特J w（v）H e -jψxx 0 b 0 w（v0）ejψsgn（Re {·}）+ - b 0图9.14用于ST线性滤波器的监督（导频辅助）相位校正，w vv〜0）。低序列支持自适应参数估计和分组数据检测9 -21 J序列。理想情况下，p应保持较小。正如我们将在下一节中看到的那样，少量的导频比特（5 J比特量级）足以有效恢复滤波器的相位。作为一个数字例子，当数据包大小设置为J在J = 256和J = 5时被选中，那么p。仅2％。p J 9.6联合参数估计和分组数据检测为便于记录，我们引入变量S 0来表示感兴趣用户的P·N已知信号波形矩阵s。单个天线接收器S 0采用公式（9.25）给出的A 0的形式，而对于天线阵列接收器，其由A 0 Bðy 0Þ给出（假设y 0在本节中已知）。从而，在接收到的数据分组内的感兴趣用户的第j个接收向量可以写成如下：p ffiffiffi xj = bj E 0 S 0 c 0 + zj; j = 1; ...; 我们记得，C 0 2 C是假设在数据包传输过程中保持不变的多径信道系数的向量（准静态衰落），zj，j = 1; ...; J，是具有未知协方差矩阵R z的独立同分布zeromean高斯向量的序列，其代表独立于感兴趣的用户的数据序列的综合信道干扰和噪声，bj，j = 1; ...; J。Wenote，对于一般的干扰噪声分量的高斯分布的假设仅heretofacilitate引入了分组数据receiver.Inthe模拟研究的发展，performanceofthe分组数据接收器将在arealistic通信系统设置检测了非高斯分布MAI 。D观察的概率密度函数（pdf），X = 1/2 x 1; x 2; ...; x J，以T个发送比特为条件，b = 1/4 b 1; b 2; ...; b J，可以用下面的紧凑形式表示：f T f f f f f f f f f f f fiffi 1 1 TTH fðX jb; E; S; C ; řÞ¼Ë跟踪R z为ðÞXË0 S 0℃0 BðÞXË0 S 0℃0 B d 9：35 0 0 0žPJĴPJřZJ GLRTDetection：已知的信道在本节中，我们把接收器设计为ajoint优化接收机参数估计与分组数据检测耦合的问题。具体而言，对于每个假设（信息比特组合），我们将关于未知接收机参数的条件可能性最大化，然后选择最可能的假设。该优化问题的解决方案是一般化似然比检验（GLRT）类型接收机（它是利用未知参数的最大似然（ML）估计的似然比方案）。下一个命题[20]提供了GLRT分组数据检测器的形式化推导。命题9。1用于检测大小为Jinthe的数据分组b的GLRTtest，其具有未知协方差矩阵R z的复高斯干扰的存在是no ^ bb GLRT = arg max max fðX jb; v 0; R z = arg max l 1 b b 9（36）b R zb其中DTH ^ 1 H ^ 1 TH ^ 1 H ^ 1 l 1 b b = J b X RRðJ v v 0 J J 0 0 RRðJÞ Xbþb b RR RR RR RR RR RR RR RR RR RR RR RR RR RR RR RR RR RR RR X X X X X X X X X X X X X X X X X X X X X X X X X X X X X X X X X X 0 c 0和RRðJ¼J XX是样本平均接收数据相关矩阵。我们注意到直接实现方程（9.36）中的测试具有复杂度在包大小J中的指数递增.9-广播和光通信技术方程（9.36）中的GLRTtest可以与下面总结的标准期望信号缺失SMI检测方案进行对比bb ^¼sgn Re v H RR ^ 1ðKÞx; j = 1; ...; J 9 9：38 j S S d d z z z z ^ K K K K K K RR RR RR RR RR RR RR RR z z z z z z z z z z z z z z z z z z z z z。...; K，独立于xj，j = 1; ...; J和下标部分“dsa”用于强调缺少所需信号的SMI检测器利用额外的纯扰动观测值。当纯扰动观测（二次数据）时，zk，k = 1; ...; K是不可用的，方程式（9.38）中的无差别版本的测试直接利用（需要信号存在的）接收数据的采样平均相关矩阵，其使用相同的接收数据xj，j ¼1; ...; J，由检测器进行处理。这导致广为人知的SMI接收机，其结果为：bb ^ sgnl Ref v H RR ^ 1 J J x xg; j = 1; ...; Ĵd 9：第39ĴSMI 0 J于shortdata recordadaptive音响滤波[14,16,19]最近的分析结果表明，对于无限样品supportofequal尺寸dķ¼第j个测试在等式（9.38）显着地优于在等式测试（9.39）就BER而言。然而，如[20]所示，为了获得足够大的传输能量，在等式分组数据GLRTdetector（9.36）可以近似地实现在方程相同average1 BER performanceasthe试验（9.38），其利用额外ķ¼Ĵ1independent纯扰动观测（secondarydata），即，BER d j个LIM GLRT <1 d 9 ：40）g！1 BERSMIdsaðJ 1 DH 1其中g = v 0 R zv 0。使用上面的结果，我们可以得出，关于尺寸J>时第P 2asfollows [20]●ffiffiffiffiffiffiffiffiffiffiffiffiffiffi q ffiffiffiffiffiffiffiffiffiffiffiffiffi 2个P ffiffiffiffi 1个P ffiffi 1个P ffiffi BER的ADATA分组操作相干GLRTpacket-数据检测器的平均BER的近似ðJÞ< Q 2 m + Q 2 m + 2 3 s + Q 2 m 2 3 s 9：41 GLRT 3 6 6 JP + 1 1 JP + 1 1）其中m = D g，s 2 = D g 2 JJ当信道未知时，即方程（9.34）中的E 0和c 0未知时，GLRT接收机由以下命题[20]给出。命题9.2在存在未知协方差矩阵R z的复高斯扰动的情况下在未知线性信道上发送的数据分组b的检测的GLRTtest由下式给出：其中，S 0; c 0; R z）= arg max l 2（b）b 9：42）bc 0; R zb其中J b TXH 1/2 XXH 1 S SH SH 1½XXH 1 SÞ1 SH 1½XXH 1 Xb lðbÞ0 0 0 0ð9：43 2 J 2 J b TXH½XXH 1 Xb 1平均BER apacket数据检测器被定义为预期的误比特数除以包大小。低样本支持自适应参数估计和分组数据检测9-23我们注意到方程（9.43）中的函数l 2 b b是不明确的关于b的相位。实践中，通过使用导频序列或通过在发射机上采用差分调制来解决相位模糊;本节的其余部分正好处理这两种方法。导频辅助的GLRT检测命题9.3设fbg J p和fbg J分别表示数据分组内的J个已知的比特位和JJ未知的j j = 1 ii i J p + 1 pp信息比特，其大小为J，它通过未知的线性信道在存在未知协方差的复高斯干扰的情况下。然后，导引辅助的fbg J的GLRT检测器由下式给出：ij = J p + 1 f bb ^ g J = arg max l b b 9 9：44 i GLRT i¼J p + 1 2 bi; 有趣的是，在等式（9）中，44）导频序列fbigi = 1不用于直接以明确的方式估计相位，而是隐含地包含在GLRTrule中。观察到公式（9.44）中的GLRTtest表达式在公式（9.43）中保持相同的结构也是有趣的。我们通过提供以上导航辅助的GLRT检测器的BER性能的近似表示，对于大小为J> P + 3的数据包提供了近似的BER性能的导频辅助GLRT检测的处理[20]。 2 p ffiffiffiffi 1 p ffiffi 1 p ffiffi <Q 2 m + Q 2 m + 2 3 s + Q 2 m 2 3 s 9：其中m = D g，s 2 = D g 2，BER = J 2）是相干期望信号的JJ 3 SMI dsa缺失SMI检测器在方程9.38），这将需要对c 0的完美认识，并利用K¼J 2独立的纯扰动观测。DPSK GLRTDetection作为一种替代的导航信令，方程（9.43）中的GLRT检测器的相位模糊可以通过在发射机上使用差分编码来解决。避免在我们的表示中的冗余，在本节中，我们保持传输分组的大小等于J，而嵌入在J 1中差分编码分组的信息比特是J 1，fb jg j = 1。差分编码的比特本身是e 0¼þ1和ej¼ej 1 bj，j¼1; 2; ...; Jj。第j个接收向量xj是方程（9.34）的形式，其中ej代替bj。给定发送比特，ej，j = 0; 1 ... J 1，信息比特可以唯一确定bj = ej 1 ej，j = 1; ...; J 1.在未知输入统计量和信道系数下，常用的方法是产生未知量的估计值，并将估计值插入J-符号（或2符号）块差分检测器中。相反，我们在本节中提出的是aGLRT型方案，该方案将干扰加噪声协方差矩阵和信道系数以及分组数据检测结合成单一优化工作量。以下命题识别DPSK GLRT分组数据检测器[20]。Ĵ1命题9.4差分编码的分组数据的DPSK GLRTdetector，fbjgj¼1，用在unknowncovariance的复高斯扰动的存在的unknownlinear信道发送由f EE ^克Ĵ给出1¼ARG最大升dÊÞð9：47Ĵ GLRT j = 1 2 ej; j> 1 bb ^ = ee ^ ee ^; j = 1; 2; ...; J 1：9：48）j GLRT j 1 GLRT j GLRT DT其中e = 1/2 e 0; ... J 1。最后，对于大小为J>的adata分组，我们提供以上DPSK GLRT检测器的BER性能的以下闭合形式近似值。P + 3参考文献。[20] 9 -24广播和光通信技术BERGLRTDPSKðJÞ<BERSMI dsa; DPSKðĴ2Þð9：第49 q ffiffiffiffiffiffiffiffiffiffiffiffiffiffi q ffiffiffiffiffiffiffiffiffiffiffiffiffi 4 P ffiffiffiffi 1个P ffiffi 1个P ffiffi <Q 2第M Q 2第M 2 3第S Q 2 m 2的3秒d 9：50 3 3 3 JP d JP THDĴ 1）其中m = D g，s 2 = D g 2，BER = J 2）是JJ 3 SMI dsa的检测方案的误码率; DPSK J在完全了解c 0的情况下，利用kj J 2独立纯干扰观测值，利用fejgj = 1的相干期望信号缺失SMI检测器，其次是差分解码器bb j = ee ^ j 1 ee ^ j，j = 1; ...; J 1.实现直接实现GLRT检测器的位数具有复杂度指数。下面，我们考虑aproceduretoobtain有效的suboptimum实现线性复杂性。该程序基本上是对每个顺序位更新使用D步骤的T顺序位更新的并行实现。该程序如下所示：Westart以包位的初始估计值，^ ^ ^ ^ðtÞbbð0Þ¼¼bb 1ð0ÞÞ; ...; 对于不同的连续比特更新，bbðd，t = 1; 2; ...; T，J d = 0; 1; ...; D。随着每个连续的比特更新，t，我们定义一个abit更新索引序，fptðjÞgj= 1，这是f 1的一个不同的置换; 2; ...; 在每个T序列比特更新中，每个步骤检查一个比特，即完成步骤D，wedeclare近似GLRT判决是T比特向量中最有可能的pt d mod J） bb ^ðÞðDÞ，t = 1; ...; T。次最佳GLRTA算法初始化：并行连续比特更新次数T;搜索深度D; ^ t tÞ^ ^ ^ T初始决策向量bbð0Þ：¼½bb1ð0Þ; bb 2ð0Þ; ...; bb Jð0Þ; t = 1; 2; ...; T; J比特更新索引命令，fptðjÞgj¼1; t = 1; 2; ...; T。Forstep d = 1; 2; ... D Forpath t = 1; 2; ...; T i：¼p d mod J ^ t t b b b d d：ar ar max max max f f X X X X X X X X X X X X j j j j j j j j j j b; v 0; R zÞiðtÞjib R zi ^ðtÞ†tÞbb jðdÞ：¼bb jðd 1Þ; j 6¼i end end ^ bb GLRT：¼arg max l 1; 2 bb b：b 2 f bb ^ 1 1）D; ...; 因此，上述检测大小为J的数据包的算法的整体复杂度为O = JP2→O→JP→O→P→3 + O→P→O。其中包括对初始评估的花费和初始评估的成本。对于T和D，良好的初始估计可能允许相对较小的值。在这种情况下，我们可以定期重新初始化并行搜索算法当前T选择中最好的序列估计。仿真研究在本节中，我们考察了提供的数据DS-CDMA通信系统中GLRT方案的性能1.在任何时候，GLRT检测器是通过线性复杂度来实现的1 DS-CDMA多址干扰（MAI）和AWGN的组合效应是高斯混合分布，而不是普通高斯。研究如何提出的GLRT检测器在这样的环境中执行是很有趣的。低采样支持自适应参数估计和分组数据检测9 -25算法，T = 16和D = 6J。初始比特估计或者采用传统的匹配 - （MF）输出（案例研究9.1）或任意设置（案例研究9.2和9.3）。DS-CDMA案例研究9.1同步多用户系统和单路径信道我们考虑使用10个同步用户的系统，其长度为L = 31的金签名。我们选择一个“感兴趣的用户”，并将干扰用户的信噪比固定在范围，[6dB，11dB]。在这个研究中，我们确切了解感兴趣的用户的频道。我们将式（9.38）中的GLRT检测器的BER与MF，SMI，LMS（步长104），RLS（初始化参数100）和期望信号缺失SMI检测器的BER进行比较，该假定假定J 1附加纯disturbanceobservations。在图9.15和图9·16中，我们分别绘制了感兴趣的用户和包大小J的函数的误码率。考虑到几乎重叠的分析和模拟GLRTBER曲线，我们可以声称我们的线性代价GLR实现（9.41）提供GLRT分组数据检测器的BER的精确近似。此外，广播和光通信技术检测器的性能明显优于SMI，LMS和RLS检测器，其性能与方程（9.38）中所需的无需SMI检测器几乎相同，需要J 1额外的纯干扰观测值。DS-CDMA案例研究9.2异步多径衰落信道：导频辅助信令我们考虑与案例研究9.1相同的设置，不同之处在于用户现在异步传输，每个用户信道有3个可分解路径。路径系数建模为独立的复高斯随机变量，单位方差。我们比较了式（9.38）和式（9.39）中GLRT检测器的BER与RAKE-MF的BER，SMI和SMI检测器缺失的期望信号的BER， ，以及LMS和RLS检测器。我们注意到，在这项研究中，GLRT检测器不假定信道的知识，而所有其他检测器假定信道的确切知识。此外，方程（9.38）中的缺少期望信号的SMI检测器使用假设的J 2额外纯干扰观测值能得到的。值得注意的是，导频序列由GLRT算法内部并且优雅地整合和处理，而不需要分离的相位估计阶段。DS-CDMA案例研究9.3异步多径衰落信道：DPSK信令我们考虑与案例研究9.2相同的设置，除了发射机现在使用DPSK编码而不是导频信令; 因此，在接收端需要差分解码来恢复信息比特。我们将DPSK GLRT检测器的BER与下列检测器的DPSK版本的BER进行比较：RAKE-MF，SMI，LMS，RLS和理想的MMSE。在所有情况下都使用A2符号差分解码器。相干期望信号不存在的SMI检测器也作为参考被包括在内。我们注意到DPSK GLRTdetector并不知道信道，而RAKE-MF，LMS，RLS，SMI和理想的MMSE检测器假定完全已知的路径系数达到未知相位（相位模糊通过差分编码/解码来解决）。另外，理想的MMSE检测器假设完全已知的干扰加噪声协方差矩阵，并且相干期望信号不存在的SMI检测器需要对路径系数（包括相位）和J 2附加的纯干扰观测的完美认识。在图9.18中，我们重复图9.17的研究。我们注意到，对于大小为J = 250或更高的数据包，即使是理想的MMSE（2符号解码器）检测器，DPSK GLRT检测器也要优于其他检测器。数据包大小J图9.18案例研究9.3：BER作为数据包大小J的函数。感兴趣的用户的SNR固定为9dB。9.7结束语无线蜂窝和个人通信服务（PCS）网络在过去几年中经历了显着的增长，这受到高度移动，可广泛访问的双向语音和数据通信的强烈市场兴趣。目前的研究工作集中在系统改进方面，以满足未来的需求和服务质量要求。用户容量增加可以通过有效多址方案和先进的接收机技术（例如，具有自适应天线阵列的码分多址）的能量形式来寻求。改进的接收机输出SINR和BER性能可以以智能调制技术的形式寻求，以及通信链路接收端的智能信号处理。然而，实际上，只有通过自适应短数据记录优化的接收机设计（与基于理想渐近优化解决方案的设计相反），才能在快速变化的信道环境中实现接收机输出SINR和BER。在本章中，我们首先关注分组数据接收机，这些接收机是通过在最佳接收机公式中使用平均观测值的样本平均估计值来实现的，并执行不相交参数估计和分组数据检测。特别是全球线性MMSE / MVDR型接收机。我们提出了两种备选方法，它们可以在完全已知的输入统计量（输入自相关矩阵和输入/期望输出互相关向量）下逼近最优解：广义旁瓣消除器和辅助矢量滤波器。当输入统计量未知和估计时，这些近似解可以估计具有不同性能等级（输出SINR和BER）的最优解。当估算基于ashortdata记录时，也就是说，当系统适应和重新设计必须在有限的数据支持下执行时（大多数实际感兴趣的系统都是这种情况），那么性能差异会变得更加明显。适用于有限数据支持的adaptiveMMSE / MVDR系统设计的可靠解决方案由辅助向量（AV）算法提供。AV估计器表现出不同的偏倚/协方差特性：生成的估计器序列的偏倚迅速下降，以至估计器协方差迹线从零缓慢上升（对于初始固定值，匹配滤波器估计器）与SMI滤波器的渐近协方差曲线相比较。在估计理论文献中，对有利的偏倚/协方差平衡点提供这种控制的实际估计量序列总是最为客观的。事实上，在分组和包速率自适应的准静态衰落下，生成的序列估计器的成员在MS估计误差LMS / RLS类型和SMI滤波器估计器中表现优异。此外，实值LMS学习增益参数或RLS初始化参数的麻烦的，数据相关的调整被估计序列的前几个成员中的整数9-28广播和光通信技术选择所取代。因此，我们提出了两个数据驱动的标准，用于选择序列中最佳的AV滤波器估计器。接下来，我们考虑了对未知系统参数和分组数据的检测进行联合估计的GLRT型检测方案。具体而言，对于已知的信道情况，我们开发了一个连贯的GLRT检测器，而对于未知的信道情况，我们导出了apilot辅助的GLRT检测器（导频信号隐含地用于解决相位模糊）和一个DPSK GLRT检测器。我们还导出了每个BER性能的解析表达式提出了GLRT型方案，并将其与相应的常规估算和插入式检测器进行比较，该检测器用通过分离估算过程获得的估计值替换其理想公式中的未知参数。在所有情况下，GLRTschemes都保持着同样优雅的核心结构，不管已知或未知的信道和导频或DPSK信令。最后，我们开发了在分组大小方面呈现线性复杂度的GLRT分组数据检测器的次最佳实现。致谢这项工作部分由美国国家科学基金会在Grant CCR-0219903和Grant FA9550-04-1-0256R下的科学研究办公室支持。定义术语自适应滤波器：自我设计的滤波器，根据数据重新计算以跟踪环境统计数据的变化。天线阵列：由多个能够定向接收/发射的天线组成的电磁波接收系统。辅助矢量滤波器：近似最佳MMSE / MVDR线性滤波器的线性滤波器序列。辅助矢量估计值：通过传统统计优化程序生成的最佳MMSE / MVDR线性滤波器的估计序列被构建为适当选择的非正交辅助向量的线性组合。早期，该序列的非渐近元素在低样本支持条件下表现出优越的估计性能。偏倚估计器：一个估计器，其平均值不等于真实的参数值。码分多址：物理层多址技术，允许许多用户信号在时间和频率上共存，但必要时可以可靠地恢复/分离。这是通过为每个用户信号分配一个独特的码序列来实现的，称为签名。交叉验证：用于验证模型参数估计的adata集的模型的Astatistical技术。广义似然比检验：利用未知参数的最大似然估计（MLE）的似然比检验。J-difvergence：双向可能性分布之间的距离度量。线性MMSE滤波器：使所需响应和实际滤波器输出之间的均方差最小化的线性滤波器。线性MVDR滤波器：使平均滤波器输出功率最小化的线性滤波器受限于滤波器相对于输入输入保持特定响应的约束。小样本支持估计：基于小（非渐近）大小的adata记录计算的参数估计。SmartAntenna的：具有先进的接收后信号处理电路的天线阵列，智能地抑制或消除不需要的信号。参考文献1. SN Batalama，“用于移动通信的分组速率自适应接收机”，在WileyEncyclopedia of Telecommunications，4，J. Proakis，Ed。，New York：Wiley，2003，pp.1886-1905。低样本支持自适应参数估计和分组数据检测9-29 2. J.Procak，Digital Communications，3rd ed。，New York：麦格劳 - 希尔，1995。E. E. Dahlman，B。Gudmundson，M. Nilsson和J. Skold，“基于宽带​​CDMA的UMTS / IMT-2000”，IEEE Commun。MAG，第一卷。4.DAD Pados和SNBatalama，''具有天线阵列的用于DS / CDMA系统的联合空时辅助矢量滤波'，'IEEE Trans。COMMUN，第一卷。第5卷，第1406-1415页，1999年。5. S.Haykin，自适应滤波理论，第二版，Englewood Cliffs，新泽西州：Prentice Hall，1991年。6.GH Golub和CFVan贷款，矩阵计算，巴尔的摩，MD：约翰霍普金斯大学出版社，1990。7. KA Byerly和RA Roberts， '基于输出功率的部分自适应阵列设计''，在Proc。Asilomar Conf。信号。SYST。Comput。，CA：Paci fi c Grove，1989，pp.576-580。8. SN Batalama，MJMedley和DA Pados，''具有短数据记录的强大的自适应恢复扩展频谱信号''IEEE Trans。COMMUN，第一卷。DA Pados和GN Karystinos，“用于计算MVDR滤波器的迭代算法”，IEEE Trans。Signal Process，第49卷，290-300页，2001年。10. DA Pados和SN Batalama，“低复杂度盲检测DS / CDMA信号：辅助矢量接收机”，IEEE Trans。COMMUN，第一卷。45，第1586-1594页，1997年。11. DA Pados，T. Tsao，JH Michels和MC Wicks，''具有小训练数据集的联合域空时自适应处理''，Proc。IEEE Radar Conf。，Dallas，TX，1998年5月，第99-104页。12. H. Qian和SN Batalama，“用于选择MMSE / MVDR滤波器的辅助矢量估计器的基于数据记录的标准”，IEEE Trans。COMMUN，第一卷。51，pp.1700-1708,2003。13.HVPoor和S. Verdu'，''MMSE多用户检测中的可能性错误'，'IEEE Trans。Info.Theory，第一卷。43，pp.858-871,1997。14.在Psaromiligkos和SNBatalama的“用于DS-CDMA天线阵列系统的AV和MMSE / MVDR线性滤波器的递归短波数据记录估计”IEEE Trans。Commun。，vol.52，pp.136-148,2004。15.在Psaromiligkos，MJMedley和SNBatalama，“用于DS / CDMA通信的快速同步和组合解调。第一部分：算法发展，“IEEE Trans。Commun。，vol。在INPSaromiligkos和SNBatalama的“适应空间时间DS / CDMA信号检测和到达方向估计的数据记录尺寸要求”中，IEEE Trans.Commun。，Vol.1，pp.983-994,2003。P. P. Chaudhury，W. Mohr和S.Onoe，“IMT-2000的3GPP提案”，IEEE Commun。，vol.22，pp.1538-1546,2004。MAG，第一卷。在Psaromiligkos和SNBatalama的“Blind self-synchronized demodulation of DS-CDMA communications，”（在Proc.Natl.Acad.Sci.USA，1999年，第37卷，第72-81页，1999年）IEEE ICC 2000 -Int.Conf。Commun。，New Orleans，LA，2000年6月，第2557-2560页。19. JM Farrell，IN Psaromiligkos和SN Batalama，“在数据有限的环境中设计和分析MMSE / LCMV滤波器的监督和决策导向估计器”，Proc。SPIE，挖掘。无线通信。触摸屏的配置，卷。5100，Orlando，FL，2003，pp.227-237。20. H. Qian，SN Batalama和B. Suter，“Novel GLRTpacket-data detectors”，Proc.Natl.Acad.Sci.USA，IEEE ICASSP 2004 - nt。CONF。声量。语音信号处理，加拿大蒙特利尔，2004年5月。21. IS Reed，JD Mallet和LE Brennan，“自适应阵列中的快速收敛速率”，IEEE Trans。航天电子。SYST，第一卷。10，pp.853-863,1974。22.JSGoldstein和ISReed，“Reduced-rank adaptive fi ltering，”IEEE Trans。Signal Process，vol.45，pp.492-496，1997。更多信息IEEE Transactions on Information Theory是关于估计理论的理论方面，特别是关于信息的传输，处理和利用的理论方面的论文的免费期刊。9 -30广播和光通信技术IEEE信号处理汇刊是每期出版的期刊，的估计理论对语音识别和处理，声学信号处理和通信。IEEE通信学报每月将估计理论的应用提交给数据通信问题，通信系统同步和信道均衡。IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems是总部期刊，介绍传感器系统的发展，通信系统，指挥和控制中心，航空电子设备，航天系统，军事系统和数字信号处理模拟器。10带宽有效调制在光通信中的应用10.1简介........................................... ......................... 10-1 10.2带宽有效调制（BEM）概念.............. .... 4实用带宽有效调制.......................... 10-11 BanmaliS.Rawat PAM调制\* SCM-WDM光学系统内华达大学里诺10.5结论................................................. 10-19 10.1简介数据爆炸式增长，尤其是互联网业务，导致传输带宽需求剧增，迫切需要扩大容量目前的网络。数据和多媒体文件交互式交换的趋势日益增加，为提高容量，增强功能性和灵活网络提供了额外的动力。由于数据文件和消息在全球范围内交换的大小不可预测且不断增长，未来的通信网格必须及时敏捷，并能够迅速作出反应，以支持传输任何可能大小的文件的端到端带宽要求。电信网络目前在单模光纤中广泛部署波分复用（WDM）以互连分立的网络位置，并提供高容量和长距离传输能力。现有网络中存在的黑色光纤可满足大部分容量需求，而且需要全方位的解决方案。使用传统技术装备已经安装的设备并不是最具成本效益的解决方案[1]。光学技术的最新进展对全球部署的光网络解决方案产生了重大影响。这些互连导致一连串光纤连接全球，为最终用户提供各种服务。但是，现有解决方案的进一步优化不仅涉及物理实现，还涉及软件控制和网络管理。网络提供商必须解决以10-110-2广播和光通信技术弹性和安全方式为用户提供的服务和应用的持续发展。预计技术上的突破将进一步加速透明光网络的实现，传输带宽，交换能力和光信号处理功能。这一进展不仅预计在核心网络中，而且还将在大都市区域和接入网络中提供可扩展，透明和灵活的端到端解决方案[2]。这些功能可为所有人提供全面的全球信息网络，以可靠的系统性能和更低的成本。由于当前传输系统对容量要求的快速增长，光纤技术正在向每通道高数据速率发展，并将各种通道复用到一个单一光纤中。单一光纤的容量已经从单一的OC-3信号增加，以155兆比特/秒，以太比特容量。为了最大限度地提高系统容量并最大限度地降低由传输损伤引起的性能下降，在部署网络之前必须制定谨慎的工程规则。信号调制格式是初始系统设计中要考虑的关键因素。采用的调制格式决定信号质量，信号容限传输损伤，系统容量，总系统频谱效率和总成本。直到不久之前，非归零（NRZ）也称为开关键控（OOK），一直是强度调制和直接检测（IM / DD）光纤中主要的调制格式选择，光学系统。先进调制格式的最新需求受到高容量系统，更高总体可靠性，最佳操作条件和低运营成本的需求驱动。从信息论的观点来看，多种信号调制格式已经在通信领域得到了广泛的研究。与低数据速率已知的微波传输和无线通信系统相比，光纤系统具有支持大容量和长距离传输系统的独特性能。虽然没有神奇的调制格式对性能下降不敏感，但光纤系统中适当调制格式的选择取决于许多因素，如光纤类型，每信道数据速率和聚合链路速率，波长间隔，系统范围等。10.2带宽有效调制（BEM）概念复用限制为了更有效地利用光纤状态的有限带宽，其他应用中采用了新的复用技术; 这样的技术是时分复用（TDM），波分复用（WDM），频分复用（FDM）及其组合。除了噪声累积之外，高速复用信号还会受到色散，非线性串扰和偏振模色散（PMD）的影响。在每波长具有相对较高数据速率的多波长DWDM光学系统中，由诸如交叉相位调制（XPM）和四波混合（FWM）等纤维非线性引起的通道间串扰可能是限制因素。数据速率为10 Gb / s及更高速率的光学系统需要精确的色散补偿，并仔细设计合理的色散图。但是，由于半导体激光器的波长稳定性有限以及光学滤波器的选择性有限，因此最小信道间隔目前仅限于， 25 GHz的商业WDM系统[3]。虽然，光学滤波器的设计已经提前几年，我们正在达到物理极限，只有通过新物理学和新材料突破才能克服。利用带宽效率调制技术可以进一步提高光谱密度[4]。奈奎斯特理论最小带宽要求奈奎斯特最小带宽限制要求规定发射的脉冲波形，以避免接收器产生码间干扰（ISI）。要求规定避免ISI所需的理论最小系统带宽是信号频率的一半[5]。因此，用于零ISI的奈奎斯特信道的形状是矩形的，并且其脉冲响应是非正弦函数。奈奎斯特确定每个接收到的具有正弦脉冲形状的信号都是无干扰的，可以称为理想的奈奎斯特信号。因此，当抽样时间完美时，将不会引起ISI惩罚。对于基带传输，所需的系统带宽是没有ISI的脉冲周期的一半。根据光通信10-3假设中的这种带宽有效调制，每赫兹每秒两个符号的传输速率（Sym / s / Hz）最多可以获得。从这个要求中可以明显看出，实现具有完美矩形形状的匹配滤波器是不可实现的，并且只有水准形状才能成为目标。以下示例可以看出多层信号的好处。通信系统的基本优点是带宽效率，其单位是bits / s / Hz。奈奎斯特限制设置为2Sym / s / Hz，althoughasymbol可能每个符号的位数超过一位。例如，考虑M进制正交幅度调制（QAM-XX）信号，XX的值等于2k，其中k是位符号的数量。当使用NRZ调制时，A10Gb / s数据流占用光频带的20 GHz的最小值，然而，当使用QAM-256时，光信号仅占用2.5 GHz; 来自频谱的17.5GHz频段可以由其他频道填充。理论上，k可以是100，但是光传输系统中k的实际值还没有超过10。由于可用于实现最佳频谱效率的脉冲整形硬件，低成本前向纠错（FEC）和低开销的可用硬件，因此带宽效率的高阶调制变得越来越有吸引力，以及射频信号复用和解复用技术的进步。采样幅度调制信号采样是现代通信系统在有限带宽内传送数千个同时信号的过程。抽样理论对理解模拟和数字通信中的信号非常重要; 它描述了从连续时间（模拟）形式到离散时间形式（数字）的信号转换。实际上，离散时间信号被编码为数字形式，并作为数字信号传输或者以数字方式存储在计算机存储器中。采样定理表明采样率必须至少是被采样信号最高频率分量频率的两倍。数字系统必须在时域中分解信号，称为时间抽样或时间离散化的过程。这是量化的一个独立过程，也就是各个层次的信号破坏。例如，关于acompactdisc的离散信息是可能由常规仪器或asinger'svoice生成的连续音频信号样本的系列。采样过程用于减少称为时间离散的aprocess实现的过量信息存储。有几个特点需要注意：数字信号在特定时间只有非零，他们实际上大部分时间都是零。模拟信号通常表示为x（t），（t）表示信号x连续变化时间t。数字信号通常表示为xn，下标n是样本数。下标n只能是整数（0,1,2,3 ...）这意味着xn只在离散时间有值。这个术语在整个行业中都很重要[6]。数字信号的时间样本均匀分布（相邻样本之间的时间间隔恒定）。这个时间间隔被称为采样间隔，将被表示为D t。采样频率fs与采样间隔D t有关fs = 1 / D t。虽然数字波形应该绘制为大部分实际信号的平均图，但是连续线将通过直方图的顶部绘制以产生连续的波形。数字化可以被看作是脉冲序列振幅调制连续信号的所有正向版本，因此术语脉冲编码调制（PCM）。Shannon-Hartley容量定理Shannon-Hartley容量理论描述了纠错方法相对于噪声干扰和数据损坏的最大可能效率[7]。该理论没有描述如何构造纠错方法; 它只告诉我们最好的方法是多么好。香农定理在通信和数据存储应用中具有广泛的应用。这个定理是现代信息论领域的基础。在通信领域，香农定理也被称为香农极限或香农容量。通过高斯分布噪声干扰的模拟通信信道可以发送的清洁数据C的最大速率由C <W log2 1 + S = N THD10：1Þ10-4广播和光通信技术其中C是以每秒位数为单位的校正后有效信道容量，W是以赫兹为单位的原始信道容量，S / N是通信信号对高斯噪声的信噪比干扰表示为直功率比（不是分贝）。简单的方案如''发送消息3次，并且如果副本不同'使用3个投票方案中的2次'是带宽的无效用户，并且因此远离香农限制。诸如里德 - 所罗门码等先进技术以及更近代的Turbo码更接近于达到理论香农极限，但这是高复杂度的计算。即使在现代光纤传输网络中，使用带宽有效调制的方法也不是一个全新的概念，但是由于可用的低开销前向纠错模块（FEC）能够降低所需的信噪比给定链接。只有7％的开销，FEC可以提供更多的9dB编码增益[8]。这种编码增益可以用来抵消多单元信号引起的OSNR损失。Shannon'sLimit Shannon极限的重要性可以用球形包装界限技术来解释[9]。对于信息长度为k比特，编码块长度为n个符号，速率为R = k / n的acode，可以使用Eb球形填充边界技术来计算实现给定字误差所需的N o概率P w。上述量用下面的公式表示P w> Q nðysn; 其中A = 2 REb = N o且ysn是以下（立体角）方程的解：n ZG + 1 ysnn 1 2 1 O ys; （1）其中，R，n和P w，通过求解下面的等式得到：AN 0 Z pn 2 Z 1ðn 1ÞsinðfÞ2 2 p ffiffi Qðys; 其中，A n S n S e e S s N A S S S A C A S f = 2 ds D D 10：4 n np ffiffi n + 1 ysn 2 n = 2 p G 0 2可以直接获得上述方程的数值解， n很小，不到100。n的数值越大，数值越大，流量越大。为了最小化这些问题，已经推导了等式（10.4）中的内积分的递推关系。让我们定义Z 1 n 1 2 2 Jðn; X ; （10.4）式成为Z pn 2 p ffiffi Q n（2）其中，fn为零， ðysn; AÞsinðfÞJðn; n A; f（d）= P（w）10：6-5光通信中的带宽有效调制10-5如下所示，可以得到J的递推关系Z 1 n + 1 2 2 J + n + 2; X ; fÞsn s x cos f f e s s x x x 2 2 2 2 2 2 2 2 2 2 2 2 f f f f f f f f f f f f f f f f f f f f f f f f f f f f f f f f Þeðs2 x cosðfÞsþxÞ= 2ð10：在对第一项进行积分后，可以很容易地看出Z 1 n n n 1 1 2 2 2 J n n 2 2; 7 p 7 J J 7 7 7 Upon Upon Upon Upon Upon Upon Upon Upon Upon Upon Upon Upon X ; fÞsn 1 1 1 s 2 2 cos f sþx 2 2 2 2 2 2 2 2 2 d d d d d d d d d d cos cos cos cos cos cos cos cos s s s s s s s s s s s 2 x cos（f f）s x x = 2 10：8Þp ffiffi n + dx 0 2ðn + 2Þ= 2 p G 2因此n + 2 p ffiffi G 2 x cosðfÞ2 n Jðn + 2; X ; fÞ¼Jðnþ1; X ; fÞþJðn; X ; 这个等式已经用于计算对于不同码率的信息块大小k高达1000的球形填充界限，对于不同的码率和P w，对于k高于1000的值，已经通过使用香农近似进行了评估，见文献。[10]。精确解和Eb近似的比较表明，对于大于50的块长度码，误差小于0.01 dB。N o前向纠错（FEC）光传输系统中BEM正受到严重关注的主要原因之一是可用性前向纠错（FEC）。利用FEC编码增益可以克服多级编码中紧密间隔水平的限制因素，使通道数量增加70％或传输距离增加60％[11]。另外，FEC允许一个 N o前向纠错（FEC）光传输系统中BEM正引起严重关注的主要原因之一是前向纠错（FEC）的可用性。利用FEC编码增益可以克服多级编码中紧密间隔水平的限制因素，使通道数量增加70％或传输距离增加60％[11]。另外，FEC允许一个 N o前向纠错（FEC）光传输系统中BEM正引起严重关注的主要原因之一是前向纠错（FEC）的可用性。利用FEC编码增益可以克服多级编码中紧密间隔水平的限制因素，使通道数量增加70％或传输距离增加60％[11]。另外，FEC允许一个通过保证误码率（BER）优于10来改善服务质量（QoS）。15.FEC编码依赖于Reed-Solomon算法向数据流中添加冗余位，从而能够识别和校正损坏的位[12] 。这些增加的冗余比特将光载波（OC）-192的数据速率从9.953 Gb / s提高到10.709 Gb / s，这只占7％的开销，从而使光信噪比（OSNR）裕度提高9dB。这种与FEC相关的OSNR改进允许增加信道容量和/或传输距离。超级FEC是Reed-Solomon FEC的增强，为光链路增加了额外的增益，通常为8dB的增益而不是5或6，从而扩大了40 Gb / s系统的覆盖范围。FEC也有一些有趣的相关好处，这可能随着市场的发展而变化，以适应诸如10Gb / s以太网和视频等非标准传输格式。由于FEC是一种“包绕器”，可以用作任何光学信号的链路性能监视器。为了进一步提高性能，FEC支持的转发器利用接收机中优化的阈值越界控制，将接收数据中的判决电路阈值设置为最佳判决电平; 当10-6广播和光通信技术的多条随机数据流的轨迹叠加在一起时，0和1形成调制波形的眼图。眼睛越开阔，0和1就越可靠，BER越好。然而，光放大器的幅度噪声，相位噪声，色散效应和相位转换成幅度调制所产生的干扰都会启动眼球。当眼睛关闭时，如果决策阈值水平能够自适应地调整到最佳阈值判决水平，则判定电路判定abit是否是a1或a1较少的错误[13,14]。带有FEC线路延长器模块的光接收器和诸如自适应阈值交叉控制的特征导致改进的接收光信噪比无差错传输。光学系统中的带宽效率考虑在评估调制格式的整体带宽效率时需要考虑的许多因素中，最明显的因素是信道频谱效率或信道负载。信道负载通常表示为每个符号传输的比特数量和保持一个信道与另一个信道相互干扰所需的频率保护带的数量的函数。在文献中，用于比特率和符号率的符号有时具有不同的含义[15]。信息比特率R b和符号率R s指的是调制器之前和之后的信道比特和符号率。用于表示编码符号率的符号是在调制器的输入处测量的。如果使用无误差校正编码或格式化，那么R s等于信息比特率R b。同样，T b是比特周期，T s是符号周期。在没有纠错编码或格式化的情况下，T s = T b。对于带宽效率的例子，M-aryPhase Shift Keying（MPSK）具有每符号k比特的加载负载; 它需要其真实频带的25％的频率保护频带。同样，MPSK调制信道的带宽效率是Log k bits / sec / Hz [16]。这种技术通过增加在特定符号周期内发送的每个符号的比特数来增加信道负载。除信道负载以外的其他因素影响光谱中的带宽效率是免疫抑制损伤，受限的保护带要求以及多级信令中的紧密等级。带宽效率调制开放了冗余信息占用的频谱中的新区域。为了在任何指定的信道中保持高质量的信令，保留的信道不再需要闲置，等待来自其他信道的业务切换到其中。光学系统中的功率效率考虑由于能够传输所有传输系统，因此总是寻求对相同传输带宽使用较少功率的技术。在功率限制系统中，需要考虑以下折衷[17]：Eb i）提高固定Eb的可用带宽的费用开支ii）以固定功率的可用带宽为代价来降低费用。N o iii）用于功率系统的实际调制是M进制频移键控（MFSK）。如果IF最小奈奎斯特带宽由下式给出：BN = M。R s。其中R s是符号率，所需传输带宽被扩展为M倍，这就是为什么MFSK被称为带宽扩展技术的Eb，并且可以用来减少所需要的，但是以增加的带宽为代价。采用双调制技术（MPSK和MFSK）作为示例，可以深入了解设计问题以及带宽和功率效率之间的折中。随着M的增加，MPSK信令Eb Eb以代价提供更多的带宽效率，而MFSK信令允许以增加的带宽成本为代价。设计阶段可以遵循四条一般规则：1）调制不能将所需的传输带宽扩展到可用带宽之外。2）基于边界元的系统必须能够与其他技术互操作。光学通信中的带宽有效调制10-7 3）即使在最坏情况下也必须满足所需的光信噪比。4）BEM实施所需的硬件和软件必须简单且便宜。10.3传输损伤和技术局限性有色光纤状态的有限带宽迫使许多研究人员寻找替代方案来提高光谱效率。时分复用（TDM），WDM及其组合旨在用于此目的，但这些当前技术使用binaryOn带有直接检测功能的OOK（OOK）这既不是功率有效的，也不是有效的带宽。以下是一些额外的实现缺陷，它们应该考虑对各种调制的性能的影响; 它们中的大部分对相位调制有较大的影响[18]：1.MPSK，MFSK，QAM中的相位和幅度不平衡。2.相干解调器的参考信号不完善或有噪声。3.滤波调制信号导致的功率损耗。4.由于检测滤波器不理想而导致性能下降。5.由于预检滤波而导致的降解。6.由于比特同步定时错误而导致降级。7.本地振荡器相位噪声和杂散。8.包络幅度变化。9.鉴别器检测器中正交电路的稳定性和斜率。传输损伤引起的信号失真必须加以控制，以便在分配功率和OSNR预算的初始设计阶段考虑相关的损失。一旦系统规格已知（容量，覆盖范围，成本目标等），通常会考虑这些处罚。在分散性容差领域发现了尖锐的性能边界[19]。色散会削弱所有高速信号的性能，因此必须对多链路和通道进行补偿。尽管色散是线性过程，并且直接减轻色散，但偏振模色散（PMD）成为光传输系统中最具挑战性的因素之一。BEM传输系统中的PMD效应众所周知，非对称介质波导的基本模式是二维退化的。在实际光纤中，简并度被纤维的双折射性质所分裂。双折射可能是故意引入的，例如作为保偏光纤，或者它可能是纤维几何结构的超晶体结构[20]。在这种情况下，双折射是由几何或应力引起的扰动随机引入的。两个正交模式的传播常数bi（o）可以围绕中心频率在泰勒级数中扩展，（2）其中b（o）是相速度v，i（i）是相速度v，i是相速度，与群速度v，i有关，并且与群速度的iopqogqo 2离差有关。随着色散位移光纤的发展和在零色散波长附近工作的系统的部署，可以消除从占用色散分量的二阶项的色散贡献，并且现在成为一阶项。对于双折射光纤的情况，第一阶项导致称为偏振模色散（PMD）的群延迟。这种偏振色散在正交偏振状态之间引入了无差异群时延。虽然PMD的作用是随机地改变纤维中传播的脉冲的偏振态，但是可以在输出端的输入端定义一对正交状态或“主要状态”，它们的输出是广播和光通信技术状态是正交的，并且不显示no依赖波长到一阶（但在某些情况下，这种近似分散开来，主态可以表现出波长依赖性，通过耦合到色散导致进一步的系统退化[22]。）光纤中的双折射也可能由局部随机和非对称机制引起，如应力，弯曲和扭曲。这些随机双折射机制重新定义沿纤维长度方向的局部双折射轴，从而在纤维长度上引起偏振模之间的随机耦合。布线过程还引入了一定量的随机双折射和随机模式耦合。这些变化之间的纤芯长度通常称为耦合长度，对于光纤通常引用为所有局部耦合长度的整体平均值。此外，当地环境条件的变化，如温度，例如，引起局部双折射轴的波动，从而引起随机偏振耦合。随机改变偏振耦合的方式，差分群时延（DGD）的幅度变成了不确定的函数[22]。可以证明，微分群延迟的分布由一个Maxwellian分布函数来描述，定义为“＃32D t 2 4 Dt2 PðD tÞexpð10：11 p 2 hiD t 3 pDhit 2其中D t是微分组在两个主要状态之间的延迟，并且k D tl是被称为PMD值的平均差分组延迟。作为偏振模色散统计特性的一个次序，k D tl的大小随着光纤或光缆长度的平方根而增加，其长度远大于耦合长度。偏振模色散通常以ps或ps / km为单位进行报价。ps的单位通常用于具有固定色散的单个光学元件（例如，声耦合器或隔离器）或不具有模式耦合的短纤维部分[23]。PMD在二进制调制信号中的诱发限制在数字传输系统中，偏振模色散的主要影响是引起符号间干扰。当总瞬时微分组延迟0时，拇指模糊，光信噪比（OSNR）发生1dB的惩罚。3T，其中T是位周期。两个主偏振态均被激发（γ= 1/2）。此值通常用于说明最大可容忍系统功率损失。相关差分群时延（DGD）也可以用与最大可容忍系统值相同的方式进行近似：DGDmax＃0.3T。DGDmax和PMD值之间的关系可以基于麦克斯韦概率分布选择基准调整因子与期望的最大中断概率有关。较高的比特率系统具有较短的比特周期，因此它们可以容忍较小的差分群时延。目前的研究表明，光纤将根据上面定义的DGDmax或者差分群延迟（PMD值）的平均水平进行指定。在以10 Gb / s运行的光传输系统中，针对光纤电缆的连接链路，已经提出0.5ps / sqrt（km）的无差异指标。根据Maxwellstatistics，在400 km范围内OSNR penaltyat 10Gb / s超过1dB的概率小于4·10 5。这里，没有考虑其他部分对PMD的贡献。因此，PMD损害可被看作是对于提供的比特率和目标比特误差率的系统功率削弱。在40 Gb / s下工作的系统平均差分组delaye等于十分之一升高时间0.1T，相当于2.5 ps。作为通用假设，根据链路特性，可将部分容忍值分配给有线和部分光学转发器。0 ps是400 km长链路上PMD电缆的贡献。根据之前的公式，这仍然为光学子系统留下1.5 ps的PMD余量。假设使用PMOS值为0.6 ps的4光子系统，总PMD将低于之前规定的40 Gb / s系统的2.5 ps限制。此外，采用偏振扰频器的远程放大系统（有意调节偏振态的器件）的信号激光，使其看起来没有偏振），偏振模色散导致信号偏振度的增加。这会通过与偏振相关的损耗和极化孔燃烧的相互作用而降低系统性能。在直接调制的带宽有效调制系统中，由于存在模拟信号，偏振模色散与激光啁啾的相互作用导致与调制频率成正比的二阶失真。另外的二阶代价与调制频率无关，系统中存在独立损失。第二个原因可能会导致偏振模色散和色散之间的耦合。这是由差分群延迟的波长依赖性引起的，更重要的是由于偏振的主要状态的波长依赖性。这导致了对色散的非传统贡献。这是一个尚未得到很好理解的领域，正在研究中。色散补偿装置的使用对PMD惩罚的影响也不明确。在BEM系统中使PMD效应最小化的方法鉴于双折射带来的问题，减少偏振模色散效应的许多努力都与减少由光纤或电缆制造引入的双折射有关。注意优化纤维生产，以确保几何和光学圆对称性，并引起极化模式耦合。光缆采用材料和工艺制造，可最大限度地减少光缆结构中的残余应变。也可使用精细光缆结构，其引入了诱导双折射的非圆形分量。通过精心设计，这样的效果可以抵消线性双折射，从而产生对于零偏振模色散的效果。通常，纤维和电缆的平均偏振模式色散位于以下范围内：此外，高级纤维设计显示较小的PMD值，例如0.1ps / sqrt（km），如前面提到的。另一种降低PMD影响的方法是PMD补偿。APMD补偿器可以在其输入端接受受PMD影响的信号，并且可以减轻放弃信号的正确恢复。它通常由一个PMD均衡器，一个PMD监视器和一个反馈控制器组成。均衡器和监视器可以在光域或电域中实现。混合或混合解决方案也有可能。反馈控制器根据预先定义的算法对监测到的信息做出决定，并根据决定驱动均衡器。光学元件限制光学滤波器光学滤波器还可以将高分辨率的波长与高分辨率的光谱隔离开来，尤其是对于低于25GHz的波长分离。可接受的性能光学滤光片应具有平带内光谱响应（FBSR），低插入损耗，各种温度下的中心波长稳定性，并且可在宽频带内调谐[24]。光信道间隔最终受限于波长所携带信息的带宽。一个光纤中的光通道不能紧密地放在一起，即使光源有一个纯光谱，由于调制信号导致频谱扩大，这是一个最终（理论）限制。人们还应该考虑技术限制，例如用于在光接收器之前分离光通道的光学滤波器的特性。即使在非常接近的通道间隔的情况下，这些滤波器也能够充分抑制相邻通道的信号。在当前的网络中，抑制由接收器的电子带宽支持，其通常远小于100或50GHz光信道间隔。在光插入多路复用（OADM）中，尽管一个特定波长的信号被丢弃，并且具有几乎相同波长的另一个信号被添加，丢弃的信号必须完全阻止; 否则会干扰新加入的信号，严重影响误码率性能。光接收器是非线性元件，因此，波长间隔很近的信号将产生跳动的产品。在通道距离非常近的系统中，部署光源和滤波元件的波长稳定性也非常重要。滤光片级联导致光谱变窄[25]。这对激光源的波长稳定性和波长选择元件的绝对波长位置提出了严格的要求，这可能需要使用绝对波长基准和主动反馈控制。对级联性的实验显示，10个元素之后的带宽减少了两倍，20个元素之后减少了三倍。通过使用能够压缩信号并允许在较小光谱带宽上传输相同容量的BEM，避免使用窄带滤波器。还有一个问题是，通过增加通道数量，是否必须减小波长间隔。单窗口掺铒光纤放大器（EDFA）的带宽限制了系统可以支持的信道间隔的最大数量。尽管已经提出了双窗口EDFA，将放大的光谱范围从30扩大到60nm，但大多数供应商选择使用单个至少目前是这样。这是因为双窗口放大器仍然是新的而且非常昂贵。双窗口EDFA包含两个并行连接的不同工作波长范围的EDFA。与传统的EDFA相比，其中一个EDFA的工作波长范围向更高的波长偏移。输入的光信号经过波长解复用，每个放大器都放大掉落在其工作波长范围内的通道。EDFA的输出重新组合。还有一个问题是如何实施增长数量的渠道。一些制造商可能会考虑通过在现有频道之间插入新频道来进行升级，从而有效地减少频道间隔。这样的解决方案不仅需要更换WDM元件，而且还将发挥非线性效应，如下所述。放大器自发发射ASE降低了光信噪比（OSNR）。所需的OSNR等级（ROSNR）取决于比特率和发射机 - 接收机技术（例如FEC）。为了满足这些要求，供应商通常会提供一些关于透明段最大长度和跨度数的通用工程规则。例如，目前的传输系统在部署动态增益平坦设备之前通常限制在每个80公里长的六个跨度上。对于较大的透明域，需要更多细分的OSNR计算来确定OSNR水平是否可以通过透明的不确定性。这将提供灵活性来提供或恢复透明链接。假定在发射机处发射的平均光功率是均匀的并且是恒定的。从发射器到接收器的信号通过各种光学放大器，每个放大器都引入一些噪声功率。可以在所有放大器站点使用Unitygain，以在每个频段的输入端保持恒定的信号功率，以最大限度地降低噪声功率和非线性。可以获得与P成正比的最大跨距限制约束，与ROSNR，光带宽成反比，放大器增益以及光放大器的自发辐射因子，假设所有跨距都有相同的增益和噪声系数。光通信中的带宽有效调制10-11 10.4实际带宽有效调制近来，使用多级信令产生了令人瞩目的兴趣以增加带宽限制系统的传输容量。脉冲幅度调制用于增加光纤容量。与基本二进制调制相比，这种调制格式有助于提高带宽效率。多级信令，如M -ary（其中M是信号电平的数量）通过允许Log2（M）频率比传统二进制格式降低提供了更好的带宽利用率。例如，在a4-aryPAM系统中，每个波特（或符号）都有两位，因此10 Gbaud / s可以传输20 Gb / s信号（本机数据速率）。重要的是要注意到，与相同速率下的平均开关密度（OOK）相比，M分支的传输带宽减少了1 / Log2（M）的因子。如果人们希望升级网络容量，这是非常强烈的争论。硬件上的重大变化需要以10 Gb / s的速度运行，以前的多层信令工作一直集中在无线和点到点链路上[26-27]。多电平信令也被用于极短距离（VSR）链路，其中高数据速率在相对较短的范围内传输，并且使用铜缆的高速串行链路对于小于15米的区域变得更加有吸引力，这种极限和数据速率由电缆规定皮肤效应损失。PAMModulation这里的重点是4-aryPAM信令，可以使10Gb / s或更高速率的DWDM城域网络的运行能力增加一倍。这种容量升级不需要升级系统硬件。所提出的PAM调制使用简单的方案来实现二次信号间隔，以获得最佳的接收灵敏度，该系统由放大的自发发射（ASE）噪声所支配。PAMSystem Design以高比特率实现多级编码相当简单。4-aryPAM简单地由两个相关的数据源产生，其中一个数据源具有另一个数据源的一半幅度。两个信号被组合成一个4-aryPAM复合信号。如果输入比特流相关，则可以使用adelayline解相关两个输入信号。A6 dB射频衰减器可用于其中一个数据源，以等间距产生四个电平。在非归零（NRZ）设置中，4-aryPAM信号驱动偏置为V p / 2的单臂MZ调制器。这显示了不需要高RF电压驱动器的多电平编码的优点之一。图10.1显示了用于产生4元PAM调制的发射器（编码器）。在接收器处，直接检测被用于将光学4-aryPAM信号转换成两个独立的电子二进制分支。图10.1还显示了解码器，它使用三个独立的判决电路; 每个电路被预设为对应于各个电平的阈值电平。阈值水平可以动态调整以获得最佳误码率。等间距（0,1,2,3）可以很容易地通过在线性区域驱动的MZ调制器上应用一个等间隔的电子4-aryPAM来获得。为了实现以噪声为主导的系统的最佳接收灵敏度[28]，二次电平间距对于直接调制和外部调制情况都是优选的。这是因为在光学前置放大器中，信号ASE跳动在高功率等级比在低功率等级更强。电源2分离器6合成器Q＆V 2多级信号DFF Q二进制源1 BQV 1图10.1 PAM-4编码器解码器设置。MZ响应1 0.9 1线性驱动电压：Vpl + Vpi / G \* [0,1,2,3] 0。8 ...二次输出光功率\*：[0,0.67,0.25,0.5] 0.7 \*：提供比同等信号传输更好的5dB的RX灵敏度0.6 0.5 0.4标准化输出0.3 0.2 0.1 0 00.5 1 1.5 2驱动电压（Vπ）图10.2实现4-aryPAM的二次信令的驾驶条件示意图。levelisat，V p / 2，如图10.2所示。值得一提的是，在需要考虑其他降级的实际系统中可能需要次级信号调平。例如，接收器中的热噪声，发射器的有限消光比（ER）以及符号间干扰（ISI）有利于最低两级之间的间距。我们指出，所提出的方案可以通过简单地增加驱动电压来灵活地完成次平方。PAM-4实验结果背对背和通过在20 Gb / s 4-aryPAM上进行75km标准单模纤维（SSMF）实验的传输如图10.3所示，它显示了测量的背靠背NRZ和RZ光波形。通过在RZ调制情况下适当地驱动M-Z调制器来获得次级二次信号均衡。传输后的NRZ和RZ眼图如图10.4所示。没有发现明显的退化。背靠背传输所需的OSNR为10 10时的26 dB。通过使用有效的前向纠错（EFEC），可以实现9dB的编码。光通信中的带宽有效调制10-13图10.3电路背对背，NRZ背对背，RZ背对背。图10.4 SSMF 75公里后的RZ和NRZ输出眼。20-G PAM-4 10x 50-km色散管理跨度NRZ或RZ50％50- Km SMF DCF（12 dB损耗）4-Km，3-dB损耗EDFA MUX DMUX图10.5使用4- aryPAM格式。PAM-4仿真和建模为了评估20Gb / s 4-aryPAM在更长传输距离下的性能，使用商业软件进行了数值仿真。仿真RZ-DPSK传输的示意图如图10.5所示。然后，多个WDM信道在被发射到分散管理链路之前被多路复用，该链路由10个跨度为50公里的SSMF（D = 17ps / km / nm）构成，其中每个信道是分散补偿纤维（DCF）色散为零。纤维非线性系数为1.5 / W / km。每个量程的光纤损耗（12 dB）由EDFA补偿。在接收端，WDM信道使用前面所述的三级判决电路进行解复用和解码。对单信道和DWDM配置中的4-aryPAM传输进行建模。对于DWDM传输，我们假设有5个间隔20-Gb / s的4-aryPAM信道，每个信道由一个27-1伪随机二进制序列（PRBS）调制。调制器带宽被假定为20 GHz。WDM信道分别与50GHz三阶超高斯和20GHz四阶高斯滤波器复用和解复用。接收机采用带有7GHz带宽的三阶贝塞尔电滤波器。调节ASE噪声使得接收机能够获得所需的OSNR（定义为每信道信号功率与ASE噪声功率在0.1nm带宽之间的比率），以实现BER = 10 3，通过超FEC校正的BER为10 16 .10-14广播和光通信技术NRZ 4-aryPAM传输图10。图6示出了模拟的NRZ 4-aryPAM信号和背对背眼图的光谱。BER = 10 3（未校正）所需的OSNR为19.5 dB。最佳判决电平为（0.23,0.8,1.7）。图10.7显示了每通道发射功率为0dBm的200km和400km单信道传输后的眼图。在200 km和400 km传输后，非线性惩罚（根据所需OSNR的增加）分别为1.2 dB和4 dB。图10.8显示了在200 km和400 km 50 GHz间隔DWDM传输之后的眼图，每个传输0 dBm信道发射功率。非线性惩罚是，1.4 dB和。在200 km和400 km传输后分别为5dB。显然，在400 km处，信道间交叉相位调制（XPM）引起的定时抖动存在较大的非线性损失。RZ 4-aryPAM传输图10.8显示了模拟的50％-RZ 4-aryPAM信号的光谱和背对背眼图。BER = 10 3所需的OSNR为17.5 dB，2 dB，优于NRZ。图10.6模拟NRZ 4-aryPAM信号的光谱（左）和背对背眼图（右）。图10.7每通道发射功率为0dBm的200km（左）和400km（右）单信道NRZ 4-aryPAM传输后的Eyediagrams图10.8光通信中的带宽有效调制图10.8模拟50％-RZ的光谱4-aryPAM信号（左）和背对背眼图（右）。图10.9 200千米（左）和400千米（右）单通道50％-RZ 4 aryPAM传输后的Eyediagrams，每通道发射功率为0dBm。最佳决策水平是（0.25,1,2.25）。在200 km和400 km传输后，非线性惩罚（根据所需OSNR的增加）分别为0.2 dB和0.5 dB。图10.9显示了200 km和400 km 50 GHz间隔DWDM RZ后的眼图4-aryPAM传输，每通道发射功率为0 dBm。在200 km和400 km传输后，非线性惩罚分别为0.5 dB和1 dB。考虑到RZ对非线性失真的鲁棒性比NRZ强得多。Forshort到达（200公里）Metrooptical网络，20 Gb / s NRZ和RZ 4-aryPAM格式所需的OSNR小于22 dB。假设8dBNFofEDFA，在200km传输链路（包括四个每个12dB损耗的50km SSMF跨度）之后接收到的具有0dBm / ch发射功率的OSNR为32dB，表示10dB的OSNR裕度。因此，期望达到0.4 km频谱效率的200 km距离是合理的。凭借其优异的抗非线性失真鲁棒性，RZ 4-aryPAMF可允许系统达到400公里并具有相当大的OSNR裕度（10 dB）。图10·10显示了每通道发射功率为0dBm的200km（左）和400km（右）单通道50％-RZ 4元PAM传输之后的眼图.4-aryPAM编码可用于将当前10的容量加倍Gb / s Metro光网络。A20Gb / s 4-aryPAM发射机采用一种采用单一M-Z调制器的新型方案构建。多级PAM编码可能在未来的城域光通信系统中发现应用，其中对于非完美色散补偿和PMD的容量和稳健性都很重要。10-16广播和光通信技术图10.10 200公里（左侧）和400公里（右侧）DWDM（50GHz间距）后的Eyediagrams 50％-RZ 4路aPAM传输，每通道发射功率为0dBm。SCM-WDM光学系统光学副载波复用（SCM）就是其中多个信号在RF域中复用并以单一波长进行传输的方案。SCM的重要优势在于微波器件比光学器件更成熟; 微波振荡器的稳定性和微波滤波器的频率选择性要好于其光学对应物。此外，射频振荡器的低相位噪声使得射频域中的相干检测比光学相干检测更容易，并且可以容易地应用高级调制格式。SCM技术在纤维光学系统中的广泛应用是模拟CATV分布[29]。由于其简单和低成本的实现，SCM已经被提议使用直接检测[30]传输多信道数字光信号用于局域光网络。不同的研究小组研究了使用SCM进行分析和数字化的高速数字光纤传输的性能。光纤非线性如交叉相位调制（XPM）和四波混频（FWM）可能会在相邻的SCM通道之间产生大量的非线性串扰，因为它们非常接近。适当补偿时的色散不是调制SCM系统中的限制因素，因为每个副载波的数据速率相对较低，但由于PMD导致的载波衰落很重要，因为载波频率较高。为了优化系统性能，必须在每个副载波的数据速率，调制级别，副载波之间的信道间隔，光功率和调制指数之间进行权衡。对10 Gb / s SCM光纤系统进行了一项实验，其中4个10 Gb / s数据流合并为一个波长，该波长占用了大约80 GHz的光学带宽。SCM和WDM的结合可以为高速光传输网络提供更灵活的平台，具有高光学带宽效率和高色散容限。例如，n个独立的高速数字信号由N个不同的微波载波频率fi混合。它们被组合并光调制到光载波上。然后将M个波长复用在一个光WDM配置中。在接收器处，光学解复用器分离各个光学检测器的波长。然后在SCM级别使用RF相干检测来分离数字信号通道。在波长和SCM级别也可以进行信道添加/删除。虽然这种SCM-WDM实际上是一个超密集的WDM系统，但复杂的微波和RF技术使得信道间隔可以与基带的光谱宽度相媲美，而使用光学技术也是可行的。与传统的高速TDM系统相比，SCM对光纤色散的敏感性较低，因为色散损耗由每个信号通道的基带宽度决定。另一方面，与传统的WDM系统相比，它具有更好的光谱效率，因为允许更窄的信道间隔。光通信中的带宽有效调制10-17 SCM-BEM系统SCM是传统TDM和WDM系统的一项非常重要的技术。它提供了复用的额外维度，以提高光传输链路的效率和灵活性。它主要用于无线和有线电视的应用，但它可以用于提高光传输链路上的容量和带宽。SCM与放弃高效调制（即QAM，QPSK，DPSK ...）相结合，允许许多附加功能，其中设计人员可以利用两种经过验证的技术（即SCM和QAM）。光学SCM-QAM方法由于在频谱效率的脉冲整形方面的若干关键改进，用于OSNR改进的前向纠错（FEC）以及RF信号前后处理的进展而成为有用的技术[31]。SCM-QAM技术SCM最常用的用于容量改进的调制是正交幅度调制（QAM），其中多个比特被映射到幅度和相位平面。一个例子是256QAM，其通过在幅度相平面中发送256个符号中的一个来发送每个符号的八个信息比特。用于定时这些符号的数字时钟速度远低于开/关键（OOK）调制中使用的纯位时钟速度。这意味着成本更低的电子产品和能够以更高的带宽传输更多的信息，称为带宽有效调制（BEM）。正交幅度调制（QAM）是一种调制方案，其中双螺旋载波相对于另一个正好90度异相，用于通过传输物理信道传输数据。由于正交载波占用相同的频带并且相差90°相移，每个可以独立调制，在相同频带上传输，并在接收器处通过解调分离。为了提供可用带宽，QAM启用两倍速率的数据传输的标准脉冲幅度调制（PAM），在误码率（BER）方面没有任何退化[32]。QAM及其衍生产品用于移动无线电和卫星通信系统，并开始出现在光纤网络中。数控振荡器（NCO）编译器可用于设计能够精确产生由QAM调制器使用的同相和正交载波的输出振荡器。每个正弦波的载波频率可以通过定义输入到NCO。升余弦有限冲激响应滤波器用于在调制到正交载波之前过滤数据流。当通过放弃有限信道时，矩形脉冲受时间分散的影响，并趋向于彼此拖尾。该脉冲整形滤波器通过确保在给定采样实例处对所有其他符号的响应的贡献是消除了符号间干扰零。除了在每个符号周期中发送几个信息比特之外，数字信号处理用于对发射脉冲的频谱进行整形，以便大部分调制信号能量保留在最小频带内，这显着降低了载波之间所需的间隔，使SCM系统能够提供非常高的带宽效率，因为具有256个状态（符号）从每个周期中选择自然会增加出错的可能性。提高性能的合适技术也可以与这些调制方法一起使用，从而可以以相似的功率实现与可选方法相当或更好的链路预算。这些包括解调器内接收信号的线性均衡和多种高级FEC编码算法的使用。基于SCM-QAM调制的性能优势在于RF信号处理组件的可用性，这可以从卫星通信等其他领域采用。各个通道经过频率转换并过滤为一系列等间隔的副载波频率（f 1，f 2 ... fk）。间隔的副载波被组合在一起，产生由k个独立副载波组成的单个复合RF信号。然后使用这个RF信号直接调制外部调制或DWDM网络中的激光器或光学Mack曾德尔调制器。使用这些技术开发的系统可以在仅20 GHz的频谱中提供高达40 Gb / s的单一波长数据传输，其中NRZ格式的相同数据速率将占用最低80 GHz的频率。这些单独的波长信号可以馈入WDM系统，以提供更大的每个光纤的容量。SCM提供卓越的带宽10-18广播和光通信技术的效率和总体容量更简单的NRZ调制。一些额外的固有特征提供了更高水平的灵活性：。简单的网络设计。轻松快捷的系统升级。由于均衡和FEC，减少了相邻信道干扰和链路性能增强，从而提高了系统的鲁棒性。低于10-Gb / s的易受偏振模色散和色散。使用SCM技术本身进行简单的性能监测除了支持这些配置中的多种应用外，SCM中固有的数字和射频处理功能还提供了可视性以及独特的数据透明度。所执行的数字处理对agiven信道上的链路性能产生了很大的影响，其中从编码信道BER到接收信噪比的指标不同。这使得SONET级保护能够在SCM系统所承载的任何类型的信号上提供。由于所有的业务都是数字调制的，因此所有的业务都可以通过少于50毫秒的切换来保护通道，包括本地IP数据业务，无需SONET帧或数字包装。在SCM系统中执行的RF处理提供了网络运营商寻求的期望的透明度。每个通道都可以独立运行，速度不同。任何类型的传输都可以透明传输，并且系统可以在不同子载波上无缝地传输SONET，ATM和IP业务。这种透明度为网络运营商提供了在不改变大量设备的情况下轻松快速地配置新系统需求的功能。千兆以太网作为运营商提供的服务的兴起，推动了对灵活系统的需求，以实现更好的转换。另外，SCM不需要设备将非SONET信号转换成SONET信号。由于SCM与TDM和WDM有效地正交，所以这些技术具有内在的互操作性。SCM为空间网络运营商可以选择实施容量增加了另一个维度。在面向方面，SCM系统可以并且实际上必须被设计为提供对SONET和TDM信号的完全兼容性。使用支持已建立的ITU-网格波长的标准激光器，SCM系统可以与WDM结合使用，实现具有卓越灵活性的超高容量系统，同时提供次波长粒度，同时支持本地格式的多种服务。由于光网络应用了如此多的技术，传统的性能标准概念正在受到挑战和适应。网络设计在更高速率，更多波长和更长距离情况下更具挑战性。简化网络设计的任何优势都可以通过增强强大的性能来改善设计人员和成本。具有数字信号处理功能的SCM可实现带宽有效调制，为光网络提供了一些显着的性能优势。光链路预算可能难以通过网络进行维护，尽管用于初始设计的标准，在其跨度上具有多种渠道条件; 每次更改都意味着必须重新审视链接预算。然而，单片机信号的光功率保持恒定，不管载波信道如何工作。利用聚合信号来调制同步光源，光功率是激光功能，而不是信号中的信道数量。没有被通道使用的Anypower返回到SCM波形的未调制部分，这使得子载波的添加/删除不需要重新设计链路。SCM和BEM信号处理组合在系统链路性能和信道条件的范围内也提供了高度的稳健性。由于子载波的脉冲整形和滤波，SCM信号具有非常低的相邻信道干扰（见图10.4a）。与anook信号不同，SCM信号的频谱旁瓣可以忽略不计; 一个理想的单片机信号根本就不会出现，而任何实际的单片机调制器的非线性会产生小于OOK信号的旁瓣。缺少带外功率导致在DWDM系统中非常低的相邻信道干扰。SCM调制解调器中的数字信号处理通过线性均衡提供了额外的稳健性，以改善通过不同通道接收的信号，并且FEC比其他光学系统中使用的更强大。相对较低的副载波时钟速率允许在每个接收器上实现多抽头分数间隔线性均衡器，以消除信道中的线性失真（见图10.4（b））。在高度失真的信道中，改进的信号质量可以降低BER。在光通信中的带宽有效调制许多光系统现在都采用线性分组码FEC，通常是Reed-Solomon分组码。但是，二进制信号无法挖掘FEC的全部功能。通过SCM使用更高阶的调制技术，传统的Reed-Solomon FEC可与网格编码调制（TCM）配对，TCM是一种利用调制格式优化编码增益的FEC形式。这些代码一起提供7dBorm的编码增益。单边带（SSB）SCM在最长的光网络中消除了对色散补偿的需求，即使在非常高的比特率下也是如此。通过消除光学载体的能量一侧，色散容限仅由各个副载波的符号速率限制，而不由总信号带宽限制。因此，使用OC-48速率副载波的20-Gbit / sec SCM信号将表现出超过10-Gbit / sec OC-192系统，甚至OC-48系统的色散容限（参见图10）。 5）。偏振模色散（PMD）是随着带宽增加而恶化的另一种损害。不幸的是，在这种情况下，SSB不起作用。然而，单片机信号的固有带宽效率限制了PMD的影响.A40-Gb / s单片机信号比OC-192信号具有更高的PMD容限。在10 Gb / s时，SMCM的PMD容限接近OC-48信号的容限。在PMD是主要限制的网络中，可以设计SCM信号以最大化PMD容限。由数字信号处理提供的广泛的性能测量与分散式架构一起为SCM系统提供了高度的性能监测。低时钟速率下的基础数字信号处理和RF处理实时提供BER和SNR测量。在工作区域中，信道BER要高得多，因为在发生逐渐或轻微的降级之前，运营商可以向运营商提供BER降级信息，远在它们累积导致中断之前。这提供了一种有价值的维护纠正措施工具来避免停机时间。虽然SCM明确提供增加光网络容量并提高光纤带宽效率的能力，但它也为未来的光网络提供了许多其他潜在的好处。灵活性配置和流量混合结合真正的透明度和运营商级别的所有流量保护降低了运营成本并改善了配置。具有恒定光功率的高度可靠的光链路，以及高信息量的性能和较低的敏感度和分散性，使SCM系统的设计和维护更容易，成本更低。子载波复用显然是光网络未来的一部分，提供的不仅仅是容量。10.5总结BEM的重要性光纤网络的高效带宽使用是显而易见的，可以在有限的信道带宽内提供更多的用户，并且灵活性根据需要升级现有网络。PAM，SCM和QAM对从本地到长途的光通信做出了重要贡献。以上结果表明，没有单一的，突出的调制方案。带宽有效调制和DWDM具有强大的功能，可提供所需的光通信容量和性能。当涉及到任何特定的应用程序时，重要的是要考虑所涉及的权衡。虽然DWDM有效利用带宽，但与QAM结合使用时，SCM需要更少的带宽。此外，由于其频率调制特性，BEM显示了对信号波动的抗干扰能力。DWDM和BEM各自提供了有益的功能，尽管它们都不占优势。都有助于光通信系统的发展。WSSWavelength SelectiveSwitch参考文献1. AR Pratt，B.Charbonnier，P.Harper，D.Nesset，BK Nayar和NJDoran，'40·10.7 Gb / s DWDM传输在网状ULH网络上的动态可重配置光交叉连接'， 'PD09，邮政截止日期OFC，亚特兰大，2003年3月。2. D. Banerje和B. Mukerjee，“波长路由光网络：线性表达，资源预算折衷和重构研究”，Proc。IEEE INFOCOM，1997，pp.269-210。3. R. Ramaswami和K. Sivarajan，光网络：实用视角，洛斯阿尔托斯，加利福尼亚州：摩根考夫曼出版社，1998年。4. S. Waklin和J. Conradi，“多级信令增加10Gb / s光波系统的覆盖范围” 'J. Lightwave Technol。，vol.17，pp.2235-2248,1999。5. H.Nyquist，“电报传输理论中的某些主题”，Trans。AIEE，第一卷。第6卷，第617-644页，1928年。6. WH Joseph，应用离散和连续傅里叶分析，纽约：威利，1983年。7. CE香农，“在噪音中的沟通”，Proc。研究所。无线电工程，第一卷。8. C. Berrou，A.Glavieux和P.Thitimajshima，“近shannon极限纠错编码和解码：turbo码（1），''， IEEE Int。CONF。Commun。，May，1064-1070,1993。9. W. Weaver和CE Shannon，伊利诺伊州伊利诺伊州交通数学理论：Urbana，1963，平装本。10. JR MarksII，香农抽样和插值理论介绍，柏林：Springer-Verlag，1991年。11. WW Peterson，纠错码，纽约：威利，1961年。12.S.Lin和DJCostello，Error Control Coding：Fundamentals and Applications，Englewood Cliffs，NJ：Prentice Hall，1983. 13. OE Agazzi，T. Koh，SS Haider，RWWalden，DR Cassiday，GA Wilson，TM Lalumia，CM Gerveshi，J. Kumar，RE Crochiere，RFShaw，RA Wilson III，WR McDonald，NL Gottfried，NS Ramesh，和RBBlake Jr.，“用于ANSI标准ISDN收发器的全数字信号处理器”，IEEE J.Solid-State Circ。24，no.6，pp。14. AM Gottlieb，PM Crespo，JL Dixon和TR Hsing，“用于高速数字数据传输的新定时恢复技术的DSP实现”，Proc.Natl.Acad.Sci.USA，IEEE Int.Conf。声量。Speech Signal Process。，Albuquerque，NewMexico，1990，pp.1679-1682。15. JB Anderson和DP Taylor，“一种带宽有效的信号空间码类”，IEEE Trans。天道酬勤。理论，vol.IT-24，no.6，pp。J.Banderson，CE.W.Sundberg，T.Aulin和N.Rydbeck，“平滑相位调制码的功率带宽性能”，IEEE Trans。COMMUN，第一卷。COM-29，no.3，pp。187-195,1981。光通信中的宽带有效调制10-21 17. M. Shtaif和A. Mecozzi Proceedings of Optical Fiber Communication Conference，Paper MM1，Washington DC：Optical Society ofAmerica，2001. 18.D.Dhanhan和G.Eisenstein， ''在具有三种不同调制格式的点对点40 Gb / s 40基于WDM的传输系统中的分布式和离散式放大之间的数值比较'，J.Lightwave Technol。，vol。20，no.3，pp。19 N. N. Antoniades，M. Lee，JK Rhee，M. Sharma和A. Boskovic，''通过使用动态功率均衡来对抗高通道分辨率功率扩散来扩展WDM网络的覆盖范围'，'LEOS ，20. S. Lanne，D. Pennincks，JP.Thie'ry和JP.Hamaide，''使用偏振模色散极限的扩展（Extended of polarization-mode dispersion limit using）光学缓解和相位二进制传输“，Proc。选择。光纤通信。OFC，论文ThH3,2000。21. LT Lima，R. Khosravani，OH Adamczyd，P. Ibrahimi，E. Ibragimov，AE Willner和CR Menyuk，''使用前向纠错编码和一阶补偿器增强PMD缓解，“光通信会议”，ThB4,2000。22. M. Tomizawa，Y. Kisaka，A. Hirano和Y. Miyamoto，''PMD mitigation by frequency diverse detection receiver using error correction function''，ECOC2002，丹麦哥本哈根。23. FQ Zhou，M. Zhou和JJ Pan，'Optical coating computer simulation of narrowbandpass fi lters for dense wavelength division multiplexing'，'Optical Interference Coating，OSA Technical Digest Series 9，pp.223-224,1988。24.JD Downie，I.Tomkos，N. Antoniades和A 。Boskovic，“在2.5和10 Gb / s的直接调制传输激光器的滤波器级联效应”，J. Lightwave Technol。，vol。20，no.2，pp。25. R. Farjad-Rad，CK Yang，M.Horowitz和T. Lee，“A0.3-μmCMOS 8Gb / s 4-PAM串行链路收发器”，IEEE J. Solid国家通讯。26. RA Grif fi n，'''具有二次水平间距的多级信令'，'UKPatent Application GB 2366106A，2001. 27.J.Poultron和WJDally，''跟踪时钟用于4Gs / s信令的恢复接收机“，HotInterconnects研讨会，1997年8月 Darcie和GE Bodeep，“Lightwavesubcarrier有线电视传输系统”，IEEE Trans。Microwave TheoryTech。，vol。38，no.5，pp。29.P.Pophillat，''使用非对称化方案的SCM光波系统中的光调制深度改进'，'IEEE Photon。TECHNOL。快报，第一卷。6，no.6，pp。30.JH Angenent，''用于计算光学模拟副载波复用CATV系统中的失真的简单模型'，'Electron。快报，第一卷。31. AAM Saleh，“副载波复用光波CATV系统中信道数目的基本限制”，Electron。快报，第一卷。第25卷，第12期，pp.710-777,1989。........................................... 11-8 11.1引言一个阶段 - 锁相环（PLL）是一种利用反馈维持输出信号的特定相位关系的系统。PLL在许多电子领域中用于控制信号的频率和/或相位。这些应用包括频率合成器，模拟和数字调制器和解调器以及时钟恢复电路。图11.1给出了基础PLL系统的框图。鉴相器由产生与两个输入信号的相位差成比例的输出电压的装置组成。VCO（电压控制振荡器）是一个电路，它产生一个交流输出信号，其频率与输入控制电压成正比。除以N是产生输出信号的装置，其输出信号的频率为输入信号频率的整数（用N表示）。环路滤波器是用于控制PLL动态特性并因此控制系统性能的电路。F（s）项用于表示该滤波器的拉普拉斯传递函数。现在可以使用伺服理论来导出相对于参考输入信号相位的输出信号相位的等式。由于VCO控制电压设定振荡的频率（而不是相位），因此在写入该表达式时，这将产生积分集成。PLL的几个组件都有固定的增益。这些是VCO控制电压以输出频率转换增益（K v），相位检测器输入信号相位差与输出电压转换增益（K f）以及反馈分频比（N）之间的关系。这些增益可以合并为一个称为环路增益（K）的单一因子。该环路增益使用公式（11.1）进行计算，然后用于以下公式来计算环路传输函数。K·KK = f V ð11：1ÞN闭环传递函数[H（s）]现在可以写成并且显示在公式（11.2）中。此功能通常用于检查aPLL的频率响应或时域响应，并定义VCO输出信号（yo）相位与参考输入相位（yi）的关系。它还描述了输出频率变化与输入频率变化之间的关系。该函数本质上是低通的。yðsÞKFðsÞHðsÞ¼o¼ð11：2Þs sÞK KF s s 11 11-111-2广播和光通信技术图11.1 PLL框图。等式（11.3）中所示的环路误差函数描述了VCO相位和参考相位之间的差异，并且通常用于检查调制的PLL的性能。这个功能本质上是高通的。开环传递函数[G（s）]如公式（1）所示：其中， （11.4）。该功能描述反馈路径完成之前的环路操作。在确定PLL的增益和相位裕度时，在设计系统时很有用。这些表明反馈回路连接时，aPLL的稳定性。这些函数描述了基本PLL的性能，现在可以用来推导合成方程。综合方程式将用于计算电路元件，以提供所需的性能特性。这些特性通常包括闭环响应特性的低通转角频率和形状（方程（11））。2）），并确定环路锁定时间，输入信号的能力以及输出信号噪声特性等。11.2环路滤波器环路滤波器用于调整PLL的整体响应，以达到系统的设计目标。在绝大多数PLL中有两种环路滤波器的实现：图11.2所示的无源延迟电路和图11.3所示的有源电路。这些twocircuitsboth产生具有二阶响应特性的PLL。这些环路滤波器电路的传递函数现在可以推导出来，并且在无源电路（图11.2）和（11.6）的有源电路（图11.3）中给出了方程式（11.5）。sC1 R 2 + 1 F pðsÞ¼11：5？s？R 1？R 2？C 1？1图11.2被动回路滤波器。图11.3主动环路滤波器相位锁定环路11-3 sR2 G 1 + 1 F a s s = 11：6这些环路滤波器方程现在可以代入方程（11.2），形成闭环传递函数的PLL。这些如无源滤波器情况下的等式（11.7）和无源滤波器11.8所示。这些闭环方程也可以写成如下所示的形式，以阻尼因子（z）和环路固有频率（on ）。稍后会显示，这些参数在指定PLL性能时非常有用。方程（11.9）是用于具有旁瓣滤波器的PLL的形式，方程（11.10）用于主动环路滤波器情况。2 2 s½2 zonðon = KÞþon H pðsÞ¼2 2ð11：（11.7）和方程（11.9）对于R 1和R 2的解决方案我们现在可以获得具有无源环路滤波器的aPLL的综合方程。这些如方程（11.11）和方程（11.12）所示。2 z 1 R 2¼ð11：（C）为了保持电阻值为正值，被动环路滤波器PLL必须满足方程（11.13）所示的约束条件。（11.8）和方程（11.10）求解并产生在方程（11.14）和方程（11.15）中示出的合成方程。可以看出，在这种情况下不存在对回路阻尼因子的限制。11-4广播和光通信技术图11.4各种阻尼因素的闭环二阶2型PLL错误响应。图11.5各种阻尼因子的闭环二阶2型PLL阶跃响应。锁相环11-5图11.6各种阻尼因子的闭环PLL响应。KR 1¼2ð11：14）C 2 z R 2¼ð11：对于这些环路滤波器的典型设计程序首先将根据系统要求选择环路阻尼因子和固有频率。接下来，确定所有的环路增益参数。然后可以选择一个方便的电容值。现在可以从上面提出的合成方程计算其余的电阻。图11.4显示了具有主动回路滤波器（等式（11.10））的aPLL的闭环频率响应，用于各种阻尼因子值。对于所有情况，回路固有频率已经归一化为1Hz。将方程（11.6）代入方程（11.3）可得到阻尼因子的环路误差响应。该函数如图11.5所示。这些曲线可用于选择能够给出所需频率响应形状的PLL性能参数。也计算了在输入相位上具有主动环滤波器的aPLL的时间响应，如图11.6所示。11.3噪声aPLL的一个重要设计方面是输出的噪声含量。占优势的结果噪声将在来自VCO的输出信号上表现为相位噪声（抖动）。由于PLL的动态特性，这些噪声源中的某些噪声源将通过作为低通特性的环路传输函数（式（11.2））进行滤波。其他将通过具有高通特性的环路误差函数（等式（11.3））进行处理。表11.1显示了aPLL中噪声的主要来源以及环路动力学对该噪声的影响。所有这些因素必须结合起来评估aPLL的完整性。表11.1 PLL噪声源噪声源滤波器功能参考振荡器相位噪声低通相位检测器噪声低通主动回路滤波器输入噪声低通数字分频器噪声低通主动回路滤波器输出噪声高通VCO自由运行相位噪声高通发现一个特定的噪声源将占主导地位，然后可以调整PLL性能以最小化输出噪声。APLL通常用于通过利用这些噪声滤波特性来增强振荡器的噪声性能。例如，晶体振荡器通常具有非常好的低频噪声特性，并且可以设计具有非常好的高频噪声性能的自由振荡LC振荡器，但是会呈现低的低频噪声特性。通过将LC振荡器锁相到晶体振荡器并将环路响应转角频率设置为两个振荡器之间的噪声交叉点，实现了两个振荡器的期望特性。在设计使用PLL的频率合成器时，必须注意防止来自PLL组件的噪声引入过度噪声。环路反馈中使用的分频比（N）具有将出现在相位检测器的输入或输出处的噪声乘以该因子的效果。通常需要大的N值才能达到所需的输出频率。这可能会导致过度的输出噪音。必须考虑到所有这些影响才能实现具有最佳噪声性能的PLL设计。11.4 PLL设计步骤用于设计PLL的具体步骤取决于预期的应用。典型的环路结构将由输出频率灵敏度（频率合成器）和可用的参考源决定。诸如尺寸和成本等其他要求也是重要因素，以及可用的标准组件。一旦确定了拓扑结构，那么所需的环路传递函数必须合成。这可能会受到上面讨论的噪声要求或其他因素的影响，例如环路锁定时间或输入信号跟踪能力。然后可以使用等式（11.11）到等式（11.15）的设计来确定环路滤波器中所需的分量值。通常这些因素中的一些必须平衡或交易以获得可接受的设计。需要高性能的设计通常可以以牺牲设计复杂性或增加元件成本为代价来实现。11.5元件过去几年来大规模集成电路的发展使得PLL和频率合成器的设计和实现变得便宜和容易。几家主要制造商（Motorola，Signetics，National，Plessey等））目前为PLL实现提供了广泛的组件。其中最复杂的是提供可编程参考分频器，可编程N分频和同相检波器的合成器电路。这些电路的几种配置可用于大多数应用。集成电路也可用于实现图11.1所示的大部分单个模块。各种各样的相位检测器电路都是可用的，最佳类型取决于电路要求。模拟乘法器（或混频器）可以被使用，并且在锁相环11-7比较频率必须非常高的情况下是最常见的应用。这种类型的相位检测器产生的输出是两个输入信号的相乘。如果输入是正弦波，输出将由一个双频分量以及与输入相位差的余弦成比例的辅助分量组成。双频分量可以通过低通滤波器去除，只留下直流分量。模拟乘法器有一些有限的相位范围^ 90度。这里讨论的相位检测器类型的其余部分本质上是数字的并且使用数字边沿或信号的转换进行操作以进行比较。采样保持相位检测器广泛用于需要最佳噪声性能的地方。该电路通过使用相位检测器输入之一来对另一个输入上的电压进行采样。这后一个输入通常转换为三角波以给出线性相位检测器特性。一旦输入被采样，其电压通过电容器保持。由于大多数时间相位检测器输出仅仅是这个电容上的电荷，所以实现了良好的噪声性能。采样保持相位检测器的相位范围取决于所使用的波形整形类型，范围可以从^ 90到^ 180度。最简单的相位检测器之一使用一个异或门来将两个信号数字相乘。然后输出必须低通滤波以仅提取直流分量。这个电路的主要缺点是输出端存在两个输入频率的大分量。这需要大量的低通滤波，并可能会限制PLL设计。这种类型的电路的相位范围是^ 90度。所有上述类型的相位检测器的主要缺点之一是它们仅提供与相位成比例的输出，而不是输入信号中的频率差异。对于许多应用，PLL输入信号最初不在相同的频率上。过去曾使用过几种技术来解决这个问题，例如扫描VCO或使用独立电路来首先获取输入频率。顺序（有时称为相位/频率）鉴相器已成为最由于其广泛的可用性，集成形式而成为常用的解决方案。这种类型的相位检测器产生脉冲宽度的脉冲，指示输入的相位差。它还具有提供正确输出以将VCO引导至正确频率的特性。这种类型的相位检测器的噪声特性也相当好，因为当输入相互同相时产生非脉冲或非常窄的脉冲。这种类型的电路的相位范围是^ 360度。数字分频器是广泛可用的，并且可以根据应用具有可编程或固定的分频比。为了获得最佳的噪声性能，应使用同步分频器。当需要可编程分频器以高频（.50 MHz）工作时，通常使用平方模数电路。该电路采用称为脉冲吞咽的技术，通过使用模数预分频器（通常为ECL）来扩展常规可编程分频器集成电路的范围。双模预分频器是高频分频器，可以编程为仅分配两个连续值。然后使用第二个可编程分频器部分来控制预分频器。这种分频器的更多细节可以从元件制造商的数据表以及参考文献中获得。压控振荡器通常是确定aPLL整体噪声性能的最关键电路。由于它通常使用分立元件来实现，尤其是在较高的频率下。一些数字集成电路用于较低频率的VCO，而微波集成电路VCO现在可用于几千兆赫。aVCO的主要设计参数包括工作频率，调谐范围，调谐线性度和相位噪声性能。有关VCO设计的更多信息参见参考文献。根据特定的应用，PLL中使用的环路滤波器可能是主动无源的。当需要对环路参数和参考频率抑制进行卓越控制时，有源滤波器通常用于更关键的应用。环路滤波器之后是低通滤波器，以从相位检测器中去除任何残留的参考频率分量。这个低通滤波器将影响计算得到的环路响应，并且通常会使环路阻尼因数降低，因为其转角频率更接近为了避免这种衰减，这个滤波器的转折频率应该比环路自然11-8广播和光通信技术频率高大约一个数量级。在接近参考频率时，可能会使用缺陷滤波器来降低参考频率。11.6应用锁相环用于许多应用，包括频率合成，调制，解调和时钟恢复。频率合成器是在反馈中使用可编程分频器的PLLL。通过选择分频比的各种值，可以获得几个输出频率，它们是参考频率（Fref）的整数倍。频率合成器广泛用于无线电通信设备中以获得可调谐至所需无线电频道的无源频率源。由于输出频率是参考频率的整数倍，因此将确定所获得的信道间隔。用于合成器的主要设计参数通常由所需的通道改变时间和输出噪声来确定。用于无线电通信的传输设备通常使用PLL来获得频率调制（FM）或相位调制（PM）。APLL首先被设计用于产生无线电频率信号。然后将调制信号（即语音）应用于环路。对于FM，调制信号被添加到环路滤波器的输出.PLL将维持VCO的中心频率，而调制将改变关于此的VCO频率FM输入的频率响应将呈现高通响应，并由方程（11.3）中所示的误差函数来描述。通过将调制信号添加到环路滤波器的输入来获得相位调制。调制将改变VCO输出信号的相位。PM输入的频率响应将是由等式（11.2）中所示的闭环传递函数描述的低通特性。A通信接收机必须从无线电频率载波中提取调制信号.APLL可以通过将aVCO锁相到接收到的输入信号来使用。环路滤波器输出将包含提取的FM信号，环路滤波器输入将包含PM信号。在这种情况下，FM输出的频率响应将是闭环传递函数描述的低通函数，PM输出响应将是错误函数描述的高通函数。在数字通信（调制解调器）中，经常需要从输入数据流中提取相干时钟信号。通过将VCO锁定到输入数据，APLL常常用于此任务。根据所使用的数据编码类型的不同，在连接PLL之前可能需要首先处理数据。然后VCO输出用作时钟从输入信号中提取数据位。定义术语捕获范围：PLL可以获得锁相的输入频率范围。阻尼因子：PLL对跟踪输入信号step的能力的测量。通常用于指示输出中存在的过冲量，以检查输入中的扰动。自由运行频率：当没有输入信号呈现给PLL时，VCO将发生振荡的频率。有时称为休息频率。锁定范围：发生采集后PLL将保持相位锁定的输入频率范围。环路滤波器：跟踪相位检测器的滤波器功能，并确定系统的动态性能。环路增益：PLL中所有直流增益的组合。低通滤波器：滤波器通常在循环滤波器后面，用于去除由相位检测器生成的参考频率分量。自然频率：PLL动态性能的特征频率。闭环传递函数主极点的频率。相位检测器增益：相位检测器的直流输出电压与输入相位差的比值。这通常以伏特/弧度为单位表示。VCO增益：VCO输出频率与直流控制输入电平的比值。通常以弧度/秒/伏特为单位表示。锁相环11-9参考文献AFDPLUS参考手册，Boulder，Colo .: RLM Research，1991（用于生成本节中图形的软件）。RG Best，Phase-Locked Loops-Theory，Design＆Applications，New York：McGraw-Hill，1984。A.Blanchard，Phase-Locked Loops，Application to Coherent ReceiverDesign，New York：Wiley Interscience，1976。WF Egan，Frequency Synthesis by Phase Lock，纽约：Wiley Interscience，1981。FM Gardner，Phaselock Techniques，New York：Wiley，1979。J. Gorski-Popiel，“频率合成”; 技术与应用，Piscataway，NJ：IEEE Press，1975. WC Lindsey和MK Simon，Phase-Locked Loops＆Their Applications，Piscataway，NJ：IEEE Press，1978.V.Manassewtsch，Frequency Synthesizers：Theory and Design，New York：Wiley Interscience，1980. UL Rhode，Digital PLL Frequency Synthesizers Theory and Design，Englewood Cliffs，NJ：Prentice-Hall，1983。更多信息PLL的主题包括IEEE Transactions on Communications，IEEE Transactions on Circuits and Systems，IEEE Transactions on Signal处理。偶尔在EDN，电子设计，射频设计，微波和射频杂志中也可以找到有关PLL的文章。1983年3月/ 4月出版的RF Design Design杂志上发表的一篇名为“PLL Primer”的论文文章，由AndrzejB.Przedpelski发表， 1983年5月/ 6月，1983年7月/ 8月，1987年11月。通用PLL设计信息的另一个良好来源可以从各种PLL组件制造商提供的应用笔记中获得。Phase-Locked Loop Design Fundamentals，作者：Garth Nash，可从摩托罗拉，12-7新墨西哥州立大学12.6数据处理........................................ 12-10 12.1简介遥测系统应用于各种应用 - 从汽车，医院到星际航天器。虽然这些例子代表了国外的应用范围，但它们都具有许多共同特点：自然参数由传感器系统测量，测量结果转换为数字或数据，数据传输到分析点，最终用户使用数据这一系列行动满足了遥测的定义，即“以距离衡量”。“数据收集功能成为全面控制系统的一部分并不罕见，在这种系统中，信息也会从监控点返回，以修改测量规则或启动某些操作。例如，在控制制造过程中，关于过程的遥测数据将导致过程监测器更改诸如温度或流量的参数以优化过程。信息流回来的是来自监控点的遥控数据。在本章中，我们将综述遥测和遥控系统综合中涉及的系统级设计问题。进一步的细节可以参考文献。[1]。12.2基本概念atelemetrysystem的一般目的是收集关于感兴趣的主题的信息并向用户提供该测量。正在测量的物理量或属性被称为被测量。每个被测量都由一个适合信号带宽的传感器采样。经过采样的模拟信号通常使用模数转换器进行数字化处理。这会产生被测量的脉冲编码调制（PCM）表示。这个过程如图12.1所示，其中模拟信号被采样为时间函数。采样信号由传感器输出端的电压表示。该电压在模数转换过程中被转换成PCM表示，以为每个样本产生一个数字样本。测量的用户将反转这个过程，以估计测量值作为时间的函数。为了准确估算被测量，传感器和转换过程将需要校准，并将校准系数纳入逆变换。要求采样多于单个传感器的测量系统需要更复杂的支持和协调，以允许采样多个被测量。12-112-2广播和光通信技术图12.1采样模拟电压信号并将其转换为PCM数字信号。测量系统通常位于最终数据用户的范围内，最终数据用户可以是个人或机器人。测量通过某种类型的数据信道传输，例如，无线电链路，光纤电缆或电信网络。这种架构产生具有以下特征的遥测系统：[2]：1.使用电信自动指示或记录测量仪器的距离。2.传输非语音信号的目的是自动显示或记录距离测量仪器的测量值。电子系统中的控制功能是通过执行器实现的，执行器是响应传输的控制信号以影响测量系统特性或与测量环境相互作用的设备。这种控制是通过遥控和链接来实现的，这就是“使用电信传输信号来启动，修改或终止远处设备的功能。“[2]数据流动/遥控系统如图12.2所示。来自传感器的遥测数据通过数据通道传送给用户。采样和多路复用组件格式化和序列排序数据以在信道上传输。数据处理将测量值返回到用于呈现给用户的实际测量值的估计值。在用户界面中，PCM信号将被转换为模拟波形或留下作为一系列离散测量值以供使用和分析。用户界面可能是显示屏幕，量具或achart记录器。用户界面通常包含数据记录功能，以提供测量的永久记录。用户还可以在用户界面输入命令来控制执行器。数据处理将用户输入准备为遥控数据以通过数据信道传输。然后控制功能解释这些命令并使致动器响应。系统设计人员通常为每个系统设计遥测和遥控数据结构。数据结构的整体结构可以按照后面讨论的框架或数据包进行分类。大多数遥控系统将命令数据作为小数据包或一系列数据字发送。遥测数据传输速率超过遥控传输速率100到1000，这是很平常的，以说明两类数据之间的实时数据量的相对差异。图12.2中的数据通道可以根据系统采用不同的配置。航空航天，遥感甚至医院中的许多遥测系统都使用某种形式的无线电链路来传输数据。这些频道通常容易受到合理的更高的误码率和来自其他用户的干扰。在网络丢失可用的测量站点，网络骨干网可用作数据通道。在这种情况下，通道是高质量同轴电缆或纤维光缆; 与无线电链路相比，它们的信道错误率要低得多。这使系统设计人员能够访问高质量的网络通道，并利用电信基础设施中的网络协议。测量自然现象的远程科学遥测系统属于一类数据系统，可能会出现错误纠正编码的情况，因为如果通道损坏传输，数据不能被重新获取。但是，过程控制数据可能没有应用错误纠正，因为已损坏的数据几乎可以立即被新的样本替换。12.3数据测量遥测系统将主要产生PCM数据作为对模拟传感器输出进行采样的结果。但是，系统中还可能存在其他数据类型。遥测数据类型包括：。PCM数据采样的模拟值。。数字数据 - 自然发生的数字值，如事件计数。。二级数据 - 二进制值，如开关设置。。定时数据 - 在记录测量时记录。。命令回声 - 重复操作员验证的遥控数据。每个传感器的采样率取决于信号的奈奎斯特采样率。如果W是以赫兹为单位的信号带宽，则奈奎斯特采样率f N每秒采样一次，由下式给出：f N = 2 W 12：1实际上，五倍信号带宽的氨采样率通常用于精确重构被测量。如图12.3所示，实际测量过程涉及以下的响应函数：？？？？？？？？？？？？？？？？？？？？？？？？？？传感器将要测量的输入信号转换为其电模拟（电压或电流），。通过提供测量设备所需的任何必要的信号增益，信号滤波或缓冲，使信号能够被可靠地测量的信号调节电子设备。测量设备（通常是模数转换器）将电信号转换成其数字表示，并且。数据格式化器可以有效地打包数据测量值进行传输。这些过程中的每一个都可能会将非线性变换简化为在将数据呈现给用户之前需要通过反向处理去除的测量。这将需要如下所述进行校准。数字，双层和命令回波数据类型通常直接从数字存储位置读取，无需进一步处理。相反，它们被数据格式化器直接传送以将测量结果放置在传输数据流中。如上所述，通常将数据标记为记录何时进行测量。电信用户也可以用时间标记来指定执行时间。时间标签有两种典型格式：一个整数或一组格式化的值来表示时间和日期。位置标签可以编码为字符串或浮点数。12-4广播和光通信技术应用传感器激励信号调节器测量设备数据遥测格式器数据图12.3将信号转换为其电子表示的测量电子设备。高阶时间BCD加权1天10小时1小时10分钟1分钟655。36秒低阶时间BCD加权0 10秒1秒0.100秒0.010秒0.010秒图12.4用于表示时间和日期的格式化时间标签配置。整数时间标记表示自特定参考时间以来已过去的秒数。许多计算机语言具有这种系统功能，时间标记可以是该系统的价值。单日，自midnight以来经过的秒数可以表示为17位整数。通常，一个32位整数可以保持大多数应用程序和参考时间的经过秒数总数。另一种整数方法是使用格式化的序列，如图12.4所示。这里，这些字段用于编码日期和时间。虽然这种格式需要比整数方法更多的位来保存结果，但人类更容易理解。在这两种情况下，时间都可以参考几个标准之一。传统的时间标准由无线电台WWVB或其他标准时间服务广播的时间帧提供。在过去几年中，使用具有标准计算机接口的接收机的全球定位卫星（GPS）作为提供本地时间参考的手段已经变得更受欢迎。对于网络系统，使用NetworkTimeProtocol（NTP）的时间服务器是一个很方便的方式，可以使系统与正确的时间保持同步。在生态系统中，数据还需要进行位置标记以指定数据样本的制作位置。位置标签可以容易地从具有消息中的位置信息的标准GPS导航消息之一中确定。图12.5给出了GPS时间和位置信息的GPS GGA型导航信息的示例，其中显示了时间，经度和纬度的字段。这些消息是文本格式的，这些字段可以直接合并到遥测数据流中。测量系统需要进行校准，以正确地将接收到的rawPCM值（有时称为工程单位）的每个测量值转换为测量的自然单位组。校准过程包括将已知输入提供给测量系统并观察结果输出，该已知输入应参照标准值的经过校准的版本。S最大向下尺度测量II最小尺度因子最大S最小输出响应（因变量）向上尺度测量应用的刺激（自变量）图12.6传递函数响应函数示例，显示测量轮廓中的滞后现象。过程并包括输入的递增和递减范围。这将显示可能存在于换能器响应函数中的任何迟滞现象，如图12.6所示。校准过程还应包括信号调理和信号处理电子器件，以确保图12.3中器件的传输功能也包括在内。从这组测量结果中，生成一个数学模型，将测量的输出映射到输入值上。该数学模型应用于用户界面中，以产生可以与标准和适当单位相关的经处理的测量。12.4数据通道数据通道的配置和质量将影响数据传输结构的设计。遥测系统有两个通用通道配置：或者是通道通道模式，或者是分布式通道模式，如图12.7所示。在公共信道模式下，所有的遥测和遥控数据都通过单一的逻辑链路。该链路可能是全双工或并行单工链路，取决于物理信道的性质和接入协议。在这种模式下，所有的传感器数据在通过信道传输之前在通用数据采集系统中进行组合。这种模式的典型环境包括火箭有效载荷，实验室数据采集系统和远程车辆遥测系统。常见的频道通常是无线电链路，无线电或者局域网。在分布式模式信道中，每个传感器通过收发器连接到信道。例如，该收发器可以是简单的IEEE 802.11接口，允许传感器作为部分无线网络连接，中央计算机通过无线接入点接收数据。这种模式的典型环境包括建筑温度和重新调整或工厂过程测量和控制。采用公共信道传输模式时，系统需要平衡奈奎斯特速率的数据采样需求与需要共享传感器之间的信道。这是通过用于数据传输的帧或分组格式内的时分复用完成的。随着传感器数据的时间12-6广播和光通信技术多路复用，将需要伴随的同步算法来使接收机与输入数据流同步以完全恢复数据。分布式信道可以使用轮询技术或码分多址技术来为每个传感器共享信道。由于单个传感器只发送自己的数据，因此同步更容易实现。在无线电频谱中分配了遥测和遥控传输的特定频率。这是用于数据传输的其他通用频率分配的补充。表12.1给出了遥测频带的例子。用户TR S6 S2 S3 S6 S4 S5公共信道模式分布式信道模式图12.7遥测和遥控系统的公共和分布式数据信道。数据源是传感器（S），通道接口发生在收发器（TR）。表12.1用于各种应用的特定遥测频带[3,5]频率范围用途38-41 MHz生物医学测量带174-216 MHz生物医学测量带400-406 MHz无线电探空仪; spaceoperation; 地球探测卫星449.75-450。25 MHz空间操作和空间研究业务460.650-460.875 MHz生物医学测量带465.650-465.875 MHz 902-928 MHz工业，科学和医疗（ISM）频段1400-1427 MHz地球探测卫星1427-1435 MHz陆地移动（遥测和遥令）; 固定（遥测）1435-1535 MHz航空遥​​测1525-1530 MHz移动业务，包括航空遥测，作为第二分配1530-1535 MHz移动业务，包括航空遥测作为第二分配1670-1700 MHz无线电探空仪2200-2290 MHz政府固定，移动， spaceresearch，spaceoperation，其中一些频段作为国家测试范围的一部分被分配给政府使用，而其他频段也向非政府用户开放。系统设计人员需要查阅无线电频率分配表[5]以确定计划频率使用的正确分配。如果表12.1中的分配在美国以外的地区使用，则需要在该国使用，以核实计划使用情况是否符合国家分配。12.5数据传输格式如上所述，当使用公共传输信道模式时，数据信道将需要在遥测系统中的各种传感器之间共享。信道带宽和质量是系统中的限制因素，因为它们限制了可以可靠发送的数据量，并确定了数据同步方法。信道带宽将影响每个传感器可以采样的速度，以确保奈奎斯特采样率满足。由于不同的传感器具有不同的采样率，所以经常选择时分复用技术作为共享数据信道的手段。对于数据丢失导致的数据丢失是严重问题或传感器系统与用户界面之间需要进行不同步同步的通道，可使用连续帧传输数据结构。对于通道提供高可靠性的系统，尽可能采用不同的采样率，分组数据结构可能是优选的。在这一节中，我们将看两种方法。帧遥测是将遥测数据从源到目的地进行时间复用的传统方法。复用结构以固定时间间隔重复，以允许接收端根据数据流的内容单独与发射机同步。大多数框架系统使用称为IRIG 106 [3]的格式标准，由军事测试系列“范围仪表组（IRIG）开发。这种框架结构在工业范围内使用，而不仅仅用于军事系统。帧结构像amatrix一样排列，如图12.8所示，主帧是整个时分多路复用序列的一个完整周期，在此期间每个传感器至少采样一次。每个主要的主要帧同步字1 23 ... SprCom 1SubFrame SprCom 2 ... n-1同步字1 23 ... SprCom 1SubFrame SprCom 2 ... n-1同步字12 3 ... SprCom 1SubFrame SprCom 2 ... n-1。。。。同步字1 2 3 ... SprCom 1子帧SprCom 2 ... n-1次要帧子帧图12.8主要帧，次要帧和子帧的标准IRIG遥测帧结构.12-8广播和光通信技术帧分割沿矩阵的行转换为以异步字开始的次帧。主框架中矩阵的列可以表示来自传感器的输出或每个次帧中重复的管理数据。Asensor的输出读数保留在帧到帧的指定列中。如果同一个传感器每次采样一次采样一次（例如图12.8中的1,2和3列），则采样时采用系统换相速率，称为换向数据。如果传感器数量很少，则需要在比换位速率高，它们是超级传感器（图12.8中的'SprCom'位置），在矩阵中占据了超过一列。矩阵中的一些列可能代表一组传感器，而不是一个传感器。如图12.8中标为“子帧”的列所示，该组中的传感器在主帧内形成一个子帧。传感器的采样速率低于换相速率，因此数据是不完整的。标准的同步代码通常为16或32位。例如，标准的16位代码是十六进制的EB90，而标准的32位代码是十六进制的FE6BA840。这些代码在移位一位时具有最低自相关值的意义上是最佳的。这最大限度地减少了同步检测电路中的空中锁定的可能性。所有的同步码都有被随机数据模仿的可能性。因此，初始同步时经常需要多次发生codeare。同步电路锁定随机数据而不锁定同步字的情况称为非锁定锁。该错误锁定条件发生的概率P由以下公式给出：其中N是同步码的长度（以比特为单位），k是接收码与准确码值之间允许的差异数。如果数据在通道中损坏，同步码也可能会丢失。由信道误差引起的amissed同步码PM的概率可由下式表示：XNNP = pi（1 p）N i（12）这里p是信道误码率，而N和k同前。如果次帧长度为L比特，则通道BER为p，帧数据具有正确接收的概率P 0，由下式给出：LP 0 = 1 pÞ12：4Þ这可以被设计者用来估计必要性用于任何错误检测和校正编码以应用于传输。等式（12.4）也可以用来估计命令数据字正确接收的概率。分组遥测系统变得越来越普遍，特别是在数据采集和数据接收子系统具有高度计算能力的系统中，它们之间的链接可以看作是可链接的。分组系统与帧系统相比具有许多优点，其主要优点是灵活性。使用apacket系统，不需要主机换向速率，每个传感器或传感器系统的采样速率可以个性化为自然信号带宽。例如，测量的电池电压可能在五分钟内不会发生显着变化。采用帧遥测技术，由于换相速率指标的原因，它们可能比一次采样更频繁。使用数据包时，电压可能只根据需要进行采样，然后通过adata数据包进行传输。数据包还具有允许数据更容易通过计算机网络路由以便分析和分发给最终用户的优势。分组遥测格式的例子在参考文献中给出。[4]。通用分组格式由aheader组成，其中包含计费和寻址信息，后面跟着类似于图12.9格式的实际数据。数据包可能包含由atleiler组成的数据包12-9数据包时间标头戳记传感器1传感器2Sensor 3传感器4协议特定的4字节2字节2字节2字节2字节图12.9一个示例包测量数据包。错误检查代码或其他管理信息。数据包中的寻址信息标识发送数据包的传感器系统和目标分析进程。包含在标题中的其他信息可能是用于标识序列号或时间戳的计数器，以显示数据包何时创建。标题通常会包含asize参数来指定数据字段的长度。通过数据信道的实际传输，可以使用链路层分组。该链路分组可以将来自多个子系统的数据分组多路复用在一起以进行有效传输。如果数据信道是同步的，与aradio信道一样，那么定期发送信道分组以维持传输同步是很常见的。完成后，使用填充数据包保持通道活动，如果没有实际数据要发送。然后数据包头将会有特殊的代码来表明数据包是一个填充数据包，不应该被处理。数据包通常以非同步标记开始，就像帧遥测一样。在帧分组系统中可以在分组系统中使用相同的同步码。在同步之后，分析报头以识别基于源数据执行的处理类型。如方程（12.3）计算由于信道错误而丢失同步标记的概率，并如方程（12.4）那样计算正确接收分组的概率。许多商业协议都将错误检测作为协议规范的一部分，因此可用于评估数据包中的数据质量。帧和分组遥测系统都需要接收机的同步阶段。由于帧遥测系统是针对具有较高误码率和丢包率的信道而设计的，因此它们采用复杂的同步算法以确保接收机与发射机正确同步。包系统使用具有较高固有可靠性的信道，错误是较小的。在这种情况下，网络协议接口进行必要的同步并将帧传送给用户。如果帧被破坏，则传输协议将协商传输。数据同步过程在接收器成功锁定数据信号后开始。这种初始锁定包括锁定到传输载体上，然后查找数据流中的各个位。在此刻，数据是没有特定上下文的比特流。同步过程将这些位置入acontext中，以便各个测量可以位于数据流中。如图12.10所示，反向测量帧的同步过程遵循以下步骤：1.在SearchState中，通过使用acorrelator将数据与期望存储的模式进行比较来找到帧同步字的出现。检查失败放下锁定开始搜索检查锁定状态状态状态搜索检查虽然所有持续时间检查通过图12。10数据同步过程的状态图.12-10广播和光通信技术2.一旦可靠地找到同步标记，确保它在检查状态下以较小的帧速率重复，并且帧中的任何管理信息都通过使用aframe同步。3.一旦框架结构被识别，开始处理锁定状态中的数据。在SearchState和Check状态下，硬件可能会保留超过一次模式发生的状态，以确保正确的模式已经真正到达并且不会在随机数据中意外发现。12。6数据处理遥测和遥控系统将要求数据处理系统提供用户需求和在硬件级别找到的原始数据格式之间必要的转换功能。主要的实时处理功能是与维护遥测数据库和用户界面相关的功能。这些都是时间关键的功能，必须跟上输入的数据。处理过程还必须验证并传输用户输入的命令。数据库可能配置为保存原始数据值（工程单位）或完全转换和校准值，以供最终用户进行显示或分析。可以通过执行基本测量的组合来创建附加值以形成新值或派生参数。派生参数然后可以唯一地存储在遥测数据库中。该数据库信息可以实时显示给用户，也可以存储到adata文件中供以后进行更广泛的分析。接收到的数据通常会在接收到值时存储在atelemetry数据库中。该数据库旨在允许参数搜索各个值以支持数据分析并显示用户的值。数据库将包含超过收到的值。当测量值超过期望值时，它还会有警告和警报限制，以警告操作员，以及该值的助记符标识符，传入数据流中数据的位置标记以及上次接收值的时间标记。图12.11给出了一个示例数据库结构的例子。数据的第一部分显示了数据如何组织。图中的第二部分显示了可能如何配置警告和警报限制。注意事项报警启用上次时间编号类型位置助记符低高高低警告值1AnMF4 XY Sp 15.0 8.0 3.0 10.0 Y6.25 1058712 2DiMF7,20 Rx Cnt 11632864 Y71058715 3BiMF9（3）RNG TONE 1Y01058717 4AnSF2; 4.8 Com 1Sig 100.0 250.0 50.0 500.0 Y550。\_警告列表[新数据]电力轨道天气有效载荷警报列表[新数据] SS-1 SS-2图12.12用于图表，温度计指示器和文本显示窗口的示例用户数据显示。这些信息需要被用户操作。用户界面可能具有用于实时绘图（条形图类型图），数据的数字显示，单个值的“浸杆”或“温度计”指示符以及用户输入命令过程的区域。这种类型的显示如图12.12所示。这种类型的显示器意味着显示系统的图形功能被用于将数据组织成单独的窗口，以便用户更容易地调用。显示窗口中的各个参数需要被链接到遥测数据库。这可以通过显式编码或通过将显示区域链接到数据库结构的结构化数据库调用完成。用户将需要用于遥控操作的adata输入区域。这个用户输入将被连接到遥控处理器以接受输入，验证它是否构成可接受的命令，然后将命令转换为执行器理解的基本结构。验证步骤不仅包括语法验证，还包括用户验证。通过开放通道（无线电或互联网）发送的电信和数据可能会被加密，以防未经授权的用户未经授权监听或盗取命令。参考文献1. S. Horan，PCM遥测系统介绍，第二版，Boca Raton：CRCPress，2002。2.''美国国家标准T.1.523-2001TelecomGlossary2000''，http://www.atis.org/tg2k， 2001年2月。3.遥测标准，IRIG标准106-01，第1部分，秘书处，航程指挥官委员会，美国陆军白沙导弹靶场，新墨西哥州，2001年2月。4.遥测标准，IRIG标准106-01，第2部分，秘书处，航程指挥官委员会，美国陆军白沙导弹靶场，新墨西哥州，2001年2月。5.联邦无线电频率管理条例和程序手册，华盛顿特区：国家电信和信息管理局，10弗吉尼亚理工学院13.12模拟结果的验证........................................ 13 -12 KurtL.Kosbar 13.13示例仿真产品的简单示例13-12密苏里大学罗拉分校13.14结论............... .................................................. ... 13-15 13.1引言前面的章节应该清楚，通信系统可以执行各种各样的任务。对当今的通信系统提出的要求需要更高的数据速率，更大的灵活性和更高的可靠性。因此，通信系统日益复杂，通常无法使用传统的（铅笔和纸张）分析技术对结果系统进行分析。此外，通信系统通常在复杂的环境中运行，这些环境不易分析处理。例子包括显示严重的频带限制，多径，衰落，干扰，非高斯噪声，甚至可能是突发噪声的信道。复杂系统和复杂环境的结合使得这些通信系统的设计和分析成为一项艰巨的任务。通常必须在设计和分析过程中调用某种程度的计算机辅助。适当的计算机辅助水平可以从简单地使用数字技术来解决微分方程13-113-2广播和光通信技术定义元素或子系统来开发端到端通信系统的计算机模拟。目前流行的计算机辅助分析和模拟技术还有另一个重要原因。现在大量使用这些技术是非常实用的。今天可用的许多个人计算机和工作站的计算能力超过了十年前许多大型计算机的能力。这些计算资源的低成本使它们广泛可用。结果是，在办公室甚至家庭环境中的通信工程师都可以使用重要的计算资源。个人电脑和工作站往往是专用于个人或项目的资源。由于在其办公桌上工作的通信工程师可以控制计算资源，因此可以在不干扰他人工作的情况下执行长度模拟。在过去的几年中，开发了许多软件包，可以相对容易地模拟复杂的通信系统[Shanmugan，1988]。这些软件包中最好的软件包含多种子系统模型以及集成图形软件包，可以在不离开仿真环境的情况下显示波形，频谱，直方图和性能特征。为了产生他们自己的模拟代码，广泛使用高质量的C，Pascal和FORTRAN编译器使得为个人计算机和工作站开发大型专用模拟程序成为可能。当计算工具既可用又方便使用时，它们将被用于系统分析师和设计师的日常工作中。本章的目的是简要介绍计算机辅助设计和通信系统分析的主题。由于计算机辅助设计和分析几乎总是涉及到一定程度的仿真，所以我们将讨论重点放在通信系统仿真的重要课题上。当然，计算机模拟永远不会取代技术工程师，尽管它们可以在设计和分析过程中提供巨大的帮助。最强大的模拟程序不能解决所出现的问题，而权衡决策的过程将始终以经验为基础。此外，评估和解释复杂模拟的结果需要相当的技巧和洞察力。虽然这些言论看起来很明显，但随着计算机辅助技术变得越来越强大，人们试图用计算能力取代经验和洞察力。13.2仿真的作用仿真的主要目的是帮助我们理解复杂通信系统的操作，确定实现系统的可接受或最优参数，并确定通信系统的性能。基本上有两种通信工程师感兴趣的系统：通信链路和通信网络。一个通信链路通常是单一来源，单个用户以及来源和用户之间的组件和通道。典型的链路结构如图13.1所示。数字通信链路中重要的性能参数通常是通信链路的可靠性，由符号或误码率（BER）测量。在模拟通信链路中，感兴趣的性能参数通常是接收机输入端的信噪比（SNR）或接收机输出的均方误差。仿真通常用于确定系统参数（如滤波器带宽或码率）的影响，或确定环境参数（如噪声级别）的影响，噪声统计或功率谱密度。图13.1基本的通信链路通信系统的计算机辅助设计和分析13-3通信网络是指与手持信号源和许多用户之间的通信链路。用于网络的计算机模拟程序通常处理路由，流量和拥塞控制以及网络延迟的问题。虽然本章涉及通信链路，但读者需要注意的是，网络仿真也是一个重要的研究领域。通信网络使用的仿真方法与链路上使用的仿真方法不同，因为在通信链路仿真中，每个波形出现在系统采用一致的采样频率进行采样。相反，网络仿真是事件驱动的，重要事件的数量等于消息到达的时间。可以开发模拟来研究系统的瞬态现象或稳态特性。对单相锁相环接收机采集时间的研究是瞬变现象的一个例子。为了研究瞬态行为而执行的模拟通常集中在诸如接收器同步系统的单一子系统上。为研究稳态行为而开发的模拟经常模拟整个系统。一个例子是模拟确定系统的误码率。13.3使用仿真的动机如前所述，仿真是许多设计和分析问题的合理方法，因为复杂的问题要求使用基于计算机的技术来支持传统的分析方法。使用模拟还有许多其他动机。合理开发的仿真很像用于研究的通信系统的实现。可以使用仿真来执行实验，就像可以使用硬件进行实验一样。可以容易地改变系统参数，并且可以评估这些改变的影响。通过继续这个过程，参数研究可以很容易地进行并且可以接受，或者甚至可以确定最佳的参数值。通过改变参数甚至是系统拓扑结构，人们可以使用仿真比使用硬件实现的系统更快速和更经济地玩“什么样的游戏”。经常忽略模拟可以用来支持分析。许多人错误地将模拟视为atool，只有当系统变得太复杂以至于无法使用传统分析技术进行分析时才使用。正确使用，模拟与传统技术结合在一起，仿真通常可用于指导分析。正确开发的仿真提供了对系统操作的洞察。例如，如果系统具有多个参数，那么这些参数可以在不同的范围内变化，从而在系统性能方面可以识别出最重要的参数。最不重要的参数往往会被丢弃，结果就是分析系统更易于分析。分析也有助于模拟。准确而有效的模拟开发通常取决于系统各部分的仔细分析。13.4仿真模拟的局限性，尽管有用，但有其局限性。必须记住的是，系统仿真是对正在研究的实际系统的近似。如果要在仿真结果中有自信，则必须了解近似的性质。仿真的准确性受各种准确度的限制对系统内的组件和子系统进行建模。通常需要在系统组件上汇总广泛的实验数据，以确保模拟模型准确反映组件的行为。即使这一步谨慎处理，人们也只能相信与之前收集的实验数据一致的值范围内的仿真模型。模拟结果中的主要误差源，因为模型在模型有效的操作点处使用。除了建模困难之外，应该认识到，系统的数字仿真很少能够与研究中的实际系统完全一致。仿真受到实际系统中不存在的现象的影响。例子是采样操作产生的混叠误差和模拟中存在的有限字长（量化）效应。实际的通信系统使用广播和光通信技术中的许多滤波器，并且通过模拟所需的数字滤波器对实际系统中存在的模拟滤波器进行建模涉及许多近似值。使用脉冲不变数字滤波器合成技术对模拟滤波器进行建模时使用的假设和近似值与双线性z-变换技术中使用的假设和近似值完全不同。确定合适的建模技术需要仔细考虑。模拟的另一个限制在于计算机运行时间过长，这通常是估计性能参数所必需的。一个例子是对具有非常低标称比特误差率的系统的BER估计。本章后面我们将对此主题进行扩展。13.5仿真结构如图13.1所示，通信系统是对子系统的整合，使整个系统为信息流从源到用户提供可靠的通路。系统的计算机仿真，各个子系统必须首先通过信号处理操作进行精确建模。总体模拟程序是对这些信号处理操作的收集，并且必须对整个通信系统进行精确建模。子系统建模的重要主题将在以下部分中讨论。开发仿真程序的第一步是定义系统的拓扑结构，指明各个子系统连接的方式。子系统模型必须通过指定每个子系统执行的信号处理操作来定义。同构结构可以是固定的topologyorfreetopology。在一个固定的模拟仿真中，图13.1所示的基本结构是建模的。如果需要，可以通过设置开关来绕开各种子系统，但基本的拓扑结构不能修改。在afreetopologystructure，子系统可以互连任何需要的和新的额外子系统可以添加任意。通信系统的仿真程序至少需要三次操作，如图13.2所示，尽管这些操作趋于合并在一起，但这些操作倾向于合并在一起。第一个操作，有时称为预处理器，定义每个子系统的参数和内部参数控制模拟的操作。第二个操作是模拟执行器，它是在计算机上实际执行的模拟程序。在模拟程序中执行的第三个操作是后处理。这是对模拟输出进行格式化的例程的集合，其提供对系统操作的洞察，并允许评估正在研究的通信系统的性能。Apost处理器通常由许多基于图形的例程组成，允许用户查看由仿真生成的波形和其他显示。后处理器还包含许多允许误码率，信噪比，直方图和功率密度的例程。面对通信系统仿真问题时，第一个基本选择是使用通用高级语言开发惯用仿真还是使用其中一种特殊用途的通信系统仿真语言。如果决定使用通用语言开发专门的模拟，除质量编译器和数学库之外还需要大量的资源。还需要用于过滤程序的库，整个系统中包含的每个子系统的软件模型，通道模型，以及分析仿真结果（后处理）所需的波形显示和数据分析例程。虽然至少一些需要在模拟正被写入的时间softwarewill havetobedeveloped，manyofthe需要图13.2典型structureofasimulation program.Computer计算机辅助设计和通信系统的分析13-5例程可以大概是从数字信号处理（DSP）来获得方案和其他可用资源。随着更多仿真项目的完成，可用例程数据库变得更大。另一种选择是使用专用的模拟语言，这使得没有必要技能的人可以使用高级语言创建惯用语模拟来开发通信系统模拟。许多模拟语言可用于个人电脑和工作站[Shanmugan，1988]。虽然使用这些资源可以加速模拟开发，但用户必须确保用于开发模型的假设已被充分理解并适用于感兴趣的问题。在从可用的语言中选择专用语言时，应选择具有广泛模型库的语言，具有各种数据分析例程的集成后处理器，在线帮助和文档功能，以及广泛的错误检查例程。13.6模拟的交叉学科性质通信系统的计算机辅助设计和分析主题具有跨学科性质，主要学科包括传播理论，DSP，数值分析和随机过程理论。这些主题所扮演的角色是明确的。仿真用户必须具备交流理论行为的知识，以便了解仿真结果。通信理论的分析技术允许验证仿真结果。因为整个通信系统中的每个子系统都是信号处理操作，所以DSP的工具提供了实现滤波器和其他子系统的算法。数值分析技术广泛用于信号处理算法的开发。由于通信系统涉及随机数据信号以及噪声和其他干扰，因此随机过程理论的概念对于开发这些量的模型以及确定性能估计值具有重要意义。13.7模型设计实践中的工程师经常使用模型来调查复杂系统的行为。传统上，模型具有物理设备和数学表达式。现在功能强大的数字计算机的广泛使用允许人们生成模拟物理系统的计算机程序。尽管计算机模型的详细开发和使用与其物理和数学模型的显着不同，计算机模型共享相同的设计约束和折衷。有用的模型必须保证模型对刺激的响应将与目标系统的响应紧密匹配，模型的设计和制造时间要少得多，且要少得多。图13.3设计约束和折衷。 13-6广播和光通信技术的费用高于目标系统，并且该模型必须相当容易验证和修改。除了这些限制之外，计算机模型的设计者必须确保执行模型所需的处理器时间不会过多。最佳模型是适当平衡这些冲突要求的模型。Figure13。3描述了开发计算机模型时的典型设计交易。有些令人惊讶的观察结果是最优模型通常不是最接近目标系统的模型。非常详细的模型通常需要花费大量的时间来开发，难以验证和修改，并且可能要求处理器执行时间过长。选择在这些限制之间取得良好平衡的模型同样是一种艺术。作为存在并且必须加以解决的权衡的方式是掌握模型艺术的第一步。13.8低通模型在大多数实际感兴趣的情况下，通信系统的物理层将使用连续时间（CT）信号，而模拟将在离散时间（DT）下运行。为了使仿真有用，我们必须开发紧密匹配CT对应物的DT信号和系统。这个主题将在介绍性的DSP文本中详细讨论。尼奎斯特采样定理指出，如果CT信号没有能量超过fh Hz，那么可以通过以每秒超过2 fh采样的速率采样CT信号来创建包含完全相同信息的DT信号。由于仿真的执行时间与其必须处理的采样数成正比，因此人们自然使用可能的最低采样率。虽然奈奎斯特定理不应违反任意信号，但当CT信号是带通信号时，可以使用包含CT信号所有信息的低通等效（LPE）波形，但采样速度可能低于2 fh。假设能量消耗信号以fc Hz的载波频率为中心，范围从f1到fh Hz，导致放弃fh - fl = W Hz，如图13.4所示。W的频率小于fc的情况并不少见。带通波形x（t）可以表示为双路信号的功能。Twoessentially等效LPE扩展被称为包络/相位表示[Davenportand根，1958]中，x d吨Þ¼Ad吨Þcos½2 pfctþýd吨Þd 13：1Þ和正交表示，X d吨Þ¼xÇd （t），y（t），xc（t）和xs（t）都是低通的，并且在W / 2Hz之前具有零能量。一个用x（t）替代LPE信号的计算机模拟将需要少得多的处理器时间，因为LPE波形可以以W采样，而不是每秒2 fh采样。使用两个信号而不是一个信号很麻烦。Amoremathematically优良的LPE扩展是：（13）（13）（3）图13.4放弃信号的幅度谱。通信系统的计算机辅助设计和分析13-7其中v（t）是无限的，复合时域信号，其具有W / 2Hz以上的能量。信号v（t）被称为x（t）的复包络[Haykin，1983]。它包含了x（t）的所有信息，并且可以以每秒W个样本采样而不会出现锯齿。这种表示法对于习惯于将所有时域信号视为真实的工程师而言是令人不安的。然而，对于复杂的时域信号存在完备的理论，而且令人惊讶的是很少有人能够定义卷积，傅立叶变换，模数转换和数模转换以及复杂信号的其他信号处理算法。如果fc和W是已知的，则LPE映射是一对一的，从而可以从v（t）完全恢复x（t）。尽管在大概2 fh范围内采样CT信号在概念上更简单，并且避免了LPE表示的数学难题，但fc和W之间的巨大差异使得LPE更加有效地用于计算机模拟。这种交易往往发生在计算机模拟中。在生成任何计算机代码之前进行的建模问题的有效数学分析可以产生显着的性能改进，而不是更简单，但是数值上无效的方法。上述LPE表示法在仿真中很流行的根本原因是人们可以很容易地生成线性时不变带通滤波器的LPE模型。放弃滤波器输出的LPE仅仅是输入信号的LPE与滤波器的脉冲响应的LPE的卷积。对于非线性和时变系统确定LPE模型要困难得多。有许多方法可以兼顾灵活性和简单性。如果系统是非线性和时间不变的，则可以使用aVolterra系列。虽然这个系列可以很好地代表非线性器件，但它通常在分析上难以处理，而且在数值上是无效的。对于非线性设备，AM / AM，AM / PM [Shimbo，1971] LPE模型是有用的。该模型精确地描述了许多微波放大器的响应，包括行波管，固态限幅放大器，以及在某些条件下具有滞后现象的器件。Chebyshev变换[Blachman，1964]适用于无记忆非线性，如硬限制器和软限制器。如果非线性装置如此复杂以至于不能使用任何常规LPE模型，则可能需要将LPE信号转换回其带通表示，将带通信号路由通过非线性装置的模型，然后将输出再转换为LPE信号进一步处理。如果必须这样做，可以选择增加整个模拟的采样率，或者对模拟的各个部分使用不同的采样率。第二种方法称为多速率模拟[Cochiereand Rabiner，1983]。在采样率之间转换所需的插值和抽取操作会消耗大量的处理器时间。我们必须仔细检查这种折衷方案，以确定多倍模拟是否会大大减少单个高采样率仿真的执行时间。非线性器件的高效且灵活的建模通常是非常有效的任务，并且仍然是主动研究的一个领域。13。9伪随机信号和噪声发生器前面的讨论是为了有效地模拟滤波器和非线性放大器的动机。由于这些设备通常消耗大部分处理器时间，因此它们具有高优先级。但是，还有许多其他子系统不像滤波器。一个例子是生成必须传输的消息或波形的数据源。尽管信号源本质上可能是模拟或数字信号，但我们只专注于二进制数字信号源。这些设备产生的两种基本类型的信号称为确定性和随机性。在执行最坏情况分析时，通常会产生已知的重复信号模式，旨在强调整个通信系统内的特定子系统。例如，几乎没有转换的信号可能强调符号同步环路，而具有许多不规则间隔转换的信号可能会生成异常宽的带宽信号。这种类型的信号的产生是直接的并且取决于应用。为了测试标称系统性能，通常使用随机数据序列。虽然产生极大的随机信号可能是不可能的[Knuth，1981]，但人们可以很容易地生成伪随机（PN）序列。PN序列发生器已经被广泛地研究，因为它们被用于蒙特卡洛整合和仿真[Rubinstein，1981]程序以及多种宽带和安全通信系统中。双基13-8广播和光通信技术图13.5六段二进制寄存器PN发生器。图13.6 asix级最大长度BSR的输出。用于生成PN序列的结构是二进制移位寄存器（BSR）和线性同余算法（LCA）。数字数据源通常使用BSR，而噪声发生器通常使用LCA。图13.5给出了简单BSR的Alogic图。该BSR由aclock，6个D型触发器（F / F）和一个由amodulo-twoadder表示的异或门组成。如果F / F初始化为1，则器件的输出为Figure13.6。注意波形是周期性的，周期为63 = 2 6 -1，但在一个周期内，输出具有许多随机序列的特性。这证明了BSR，LCA和更先进的PN序列发生器的所有属性。所有PN发生器都有存储器，因此必须在用户初始化之后才能生成第一个采样。初始化数据通常称为种子。必须仔细选择这种种子以确保输出具有所需的特性（在本例中，必须避免将所有F / F设置为零）。所有PN序列发生器将产生周期性序列。这个市长可能不是问题。如果是aconcern，应确保PN序列发生器的一个周期长于模拟的总执行时间。这通常不是一个重要的问题，因为人们可以很容易地构建具有超过1027个时钟周期的BSR。最后关心的是PN序列发生器的行为与非常随机序列的匹配程度。标准统计分析算法已应用于许多这些发电机来验证其性能。许多数字通信系统使用m比特（M-ary）来源，其中m。1.图13.7描述了从abinarysequence生成M-aryrandrand序列的简单算法。对于每个生成的符号，时钟现在必须循环m个周期，并且发生器的周期已经减少了m因子。这可能会强制使用更长周期的BSR。PN序列发生器的另一个常见应用是产生诸如高斯噪声等连续随机过程的样本。生产这些样品的结构如图13.8所示。在这种情况下，BSR已被LCA取代[Knuth，1981]。LCA与BSR非常相似，因为它需要一个可用的值，对于每个生成的符号计时一次，并会产生非周期性序列。通过适当设计的非线性无记忆映射，可以用任意的一阶概率密度函数（pdf）产生一个白噪声过程，并绕过LCA的输出。存在统一的高斯映射的简单且有据可查的算法。如果希望生成一个非白色过程，输出可以通过适当的滤波器。产生具有特定功率谱密度的广义平稳高斯随机过程，并且具有良好的理解和记录的问题。使用任意一阶PDF生成一个白色序列或者生成特定的功率谱密度也是不直接的。如果没有试图控制pdf的话。7 M -aryPNsequence发生器。图13.8产生高斯噪声。然而，使用任意pdf和任意高光谱密度生成噪声源的问题是重大挑战[Sondhi，1983]。13.10发射机，信道和接收机建模发射机，信道和接收机的大多数元件都是使用标准DSP技术实现的。使用数学分析很难表征的效果通常可以在模拟中加入很少的额外努力。常见的例子包括正交电路中的增益和相位失衡，非线性放大器，振荡器不稳定性和天线平台运动。通常可以使用LPE波形和devicestoavoid将调制器输出转换为载波频率。物理系统中的信号电平通常变化很大，发射机的输出信号非常高，信号输入接收机的能量非常低。为了减少执行时间并避免使用极大和小的信号电平仿真，通常会忽略线性放大器和衰减器的影响，并使用标准化信号。由于大多数系统的性能是信噪比的函数，而不是绝对信号电平，所以归一化将不会影响测量的性能。必须小心记录标准化常数，以便在需要时可以重建原始信号电平。即使一些相当复杂的功能，如错误检测和纠错码，也可以用这种方式处理。如果知道系统的未编码错误率，编码错误率通常可以通过应用数学映射来近似地估计。以下将指出，产生有意义的错误率估计所需的处理器时间量通常与错误率成反比。虽然未编码的错误率可能很容易测量，但编码错误率通常非常小，以至于执行仿真来直接测量此量是不切实际的。编码通信系统的性能通常通过首先作为仿真执行来确定，以建立信道符号错误率然后可以使用分析映射从信道符号错误率中确定decodedBER。一旦信号通过思想信道，原始消息就会被接收器恢复。这通常可以通过一系列数字滤波器，反馈环路，并适当选择非线性器件。Areceiver遇到了许多可以独立解决的明确问题。例如，接收器必须首先对它们进行同步，以便对输入信号进行同步。这可能涉及检测输入信号是否存在，获取载波幅度，频率，广播和光通信技术阶段，符号同步，帧同步以及在扩频系统情况下代码同步的估计。一旦获得完成，接收机进入稳态操作模式，其中符号错误率，平均失锁时间以及对衰落和干扰的反应等问题是主要的重要因素。为了表征系统，用户可能希望解耦这些参数的分析以调查可能存在的关系。例如，可以运行大量的采集场景，并在特定的时间间隔或平均采集时间内收集有关采集概率的统计数据。为了将同步面临的问题与信道的固有限制隔离开来，人们可能希望获得完美的同步信息以确定最小可能的BER。然后，可以将符号或载波同步保持为固定误差以确定对这些参数的敏感度并调查最坏情况的性能。可以使用噪声处理来改变这些参数以调查更典型的性能。设计者也可能希望调查同步系统对各种数据模式的性能或面对干扰时同步系统的鲁棒性。在广泛的其他参数固定的情况下，测量系统对一个参数的响应的能力以及迅速产生广泛的各种环境的能力是模拟享有超过传统硬件和分析模型的一些更重要的优点。13.11符号误码率估计衡量数字通信系统最基本的参数之一是稳态误码率。估计BER的最简单方法是执行蒙特卡罗（MC）仿真。仿真进行与在物理系统上执行的相同的测试。所有的数据源和噪声源都会产生典型的波形。将解调器的输出与消息源的输出进行比较，通过将观察反射镜的数量除以传输的位数来估计BER。这是一种简单的技术，可以处理遍历[Papoulis，1965]噪声过程的系统。这种方法的缺点是必须经常通过系统中的大量样本来产生可靠的BER估计。必须收集样本的问题可以通过确认间隔来回答。置信区间给出了真实BER与MC仿真产生的估计有多接近的一种测量。非典型置信区间曲线如图13.9所示。置信区间大小与估计大小的比值是观察到的错误数量的函数。这项工作的简便经验法则是，在观察到一个误差后，点估计值就是图13.9典型置信区间（BER）点估计值¼10 6。通信系统的计算机辅助设计和分析13-11图13.10典型的数字通信系统。精确到3个数量级之内，在10个错误之后，估计精确到2的因子内，并且在100个错误之后，点估计将精确到1.3的因子。这种对数十或数百个错误频繁发生的要求限制了MC模拟对错误率低的系统的有用性，并且有助于研究更有效的BER估计方法。也许最快的BER估计方法是半解析（SA）或准解析技术[Jeruchim，1984]。该技术对于类似于图13.10的系统非常有用。在这种情况下，判决度量的均值是发送的数据模式的函数，并且与噪声无关。决策度量的pdf的所有其他参数都是噪声的函数，并且独立于数据。这意味着可以通过分析确定给定发送数据模式的判定度量的条件pdf。通过使用总概率，可以确定无条件错误率。常规数学分析的问题是，当信道具有重要的记忆量或非线性相当复杂时，必须计算大量的条件密度函数。对于大多数实际系统，仿真可以轻松解决这个问题。执行无噪声自由模拟，并在数据文件中记录决策度量的值。一旦模拟完成，这些信息就可以用来重建条件，并最终重建无条件错误率。这种方法可以生成高精度的BER估计，并且可以非常有效地利用计算机资源，但只能用于可以分析确定条件pdf的特殊情况。MC和SA技术属于BER估计的两个极值。MC模拟不需要关于系统性能架构的先验信息，但可能需要大量计算机执行时间。SA技术对于许多案例来说需要几乎微不足道的计算机时间，但要求分析师拥有关于系统的大量信息。对这些极端之间的算法有不断的寻找。这些方差减少算法都共享有关系统性能和体系结构的有限假设的性质，然后使用这些信息来减少MC估计的方差。流行的技术总结在[Jeruchim，1984]，包括重要性抽样，大偏差理论，极值统计和尾部外推。要成功使用这些技术之一，首先必须了解技术背后的基本概念。那么应该仔细确定对系统架构做了什么假设，以确定研究中的系统是否满足要求。这可能是一个强有力的任务，因为它始终没有明确什么假设是特定技术适用的。最后，人们应该总是通过一些类似于置信区间估计的技术来确定测量的准确性。13-12广播和光通信技术13.12仿真结果的验证人们通常构建一个确定单一参数值的模拟方法，比如系统BER 。然而，除非可以确保模拟模型与物理系统非常相似，否则此参数的估计几乎没有价值或没有价值。许多方法可以用来验证仿真。个别地，他们都不会保证模拟结果是准确的，但是被视为一个组合，它们形成了令人信服的论点，即结果是现实的。验证的七种方法是数学分析，与硬件比较，边界技术，退化案例研究，合理关系测试，子系统测试和冗余模拟工作。如果有人可以使用数学分析或硬件来预测或近似系统的性能，那么显然应该将模拟和数学结果进行比较。不幸的是，在大多数情况下，这些结果将不可用。即使是对系统进行数据分析也是不可能的，也许可以开发系统性能的界限。如果这些边界很紧密，他们可以准确地表征系统性能，但即使是松散的边界也是有用的，因为它们有助于验证模拟结果。大多数系统具有可变化的参数。尽管确定任意值系统的性能可能在数学上难以确定，但当参数假设极值或退化值时，通常可以用数学方法确定结果。其他验证方法显然不那么数学。人们可能希望改变参数并确定性能参数是否以合理的方式变化。例如，SNR的小变化很少引起系统性能的显着变化。在构建模拟仿真时，每个子系统（如滤波器，非线性放大器以及噪声和数据源）都应在进行大型仿真之前进行彻底测试。意识到，然而，正确操作制造通信系统的各种子系统并不意味着整个系统能够正确执行。如果要编写自己的代码，必须确认没有软件缺陷或基本设计错误。即使购买了商业软件包，也不能保证软件模型的设计者在使用模型时会做出与用户相同的假设。在大多数情况下，测试插入模拟前的模块要比分离复杂的分段代码要容易得多。最后一个可能会执行的检查是简单的仿真。有很多模拟系统的方法。人们可能希望有两个小组调查问题或让一个团队使用两种不同的技术来验证结果是否合理。13.13演示仿真产品的简单示例为了说明通常由通信系统仿真产生的输出，仅考虑简单示例。该系统在图13.10中考虑。假定OQPSK（偏移正交相移键控）调制格式，以便在每个符号周期期间发送四个波形中的一个。数据源可以视为单一的二进制源，其中源符号在映射到发送波形时或两个并行数据源时采用两个数据源，其中一个源提供直接信道调制，而第二个源提供正交信道调制。调制器输出端的信号星座如图13.11（a）所示，相应的眼图如图13.11（b）所示。眼图是通过将连续的时间域波形的时间间隔叠加到单一图上而形成的，就像使用普通示波器一样。由于用于生成图13.11（b）的模拟采样频率为每个数据符号10个采样，因此很容易看到，通过回溯每2个数据符号或20个模拟采样来生成眼图。由于图13.11（a）和（b）对应于尚未被滤波的调制器输出，所以二进制状态之间的转换发生在一个模拟步骤中。滤波后，眼图如图13.11（c）所示。假定具有等于比特率的3dB带宽的七阶巴特沃斯线性z-变换数字滤波器。应该注意的是，图13.11（c）所示的位转换不会像图13.11（b）所示的位转换发生。通信系统的计算机辅助设计和分析13-13图13.11发射机信号星座图和眼图：（a）OQPSK信号星座; （b）调制器输出的眼图; （c）滤波器调制器输出的眼图。是由于滤波器群延迟引起的。请注意图13.10中的变送器也涉及到非线性放大器。我们将在本节后面讨论这个组件的影响。系统中另一个有趣的地方在于接收器。由于通信系统由于使用在仿真中产生的带通波形的复包络表示而被建模为基带系统，因此数据检测器被表示为积分 - 转储检测器。然后将检测器建模为滑动平均积分器，其中积分窗口的宽度为一位时间。因此，当滑动窗口与abit周期同步时，积分是单位位周期。滑动平均积分器输出端的直接通道和正交通道波形如图13.12（a）所示。相应的眼图如图13.12（b）所示。为了最小化系统的错误概率，位决定必须基于眼图张开最大时的积分器输出。因此眼图提供了有关系统对定时误差的敏感性的重要信息。滑动积分器输出端的信号星座图如图13.12（c）所示，并应仔细与图13.11（a）所示的调制器输出信号星座进行比较。三个效果是明显的。首先，信号点显示出一些散射，在这种情况下，这是由于发射滤波器和附加噪声造成的符号间干扰。同样清楚的是，信号既被压缩又被旋转。这些效应是由于之前提到的非线性放大器造成的。本例13-14广播和光通信技术图13.12积分器输出信号和系统误差概率：（a）滑动积分器输出信号; （b）滑动积分器输出眼图; （c）滑动积分器输出信号星座图; （d）错误概率。仿真非线性放大器工作在饱和点附近，信号星座图的压缩是由非线性的AM / AM特性引起的，并且旋转是由非线性AM / PM特性引起的。整个通信系统的性能如图13.12（d）所示。错误概率曲线可能是最重要的仿真产品。请注意，显示了未编码和编码结果。假设一个（63,55）Reed-Solomon码，编码结果是从未编码的结果分析计算的。应该提到的是，在这个例子中使用了半解析模拟，因为从图13.10可以看出，将噪声注入到非线性接收端的系统中，以便可以使用线性分析来确定噪声对系统性能的影响。这个简单的例子servesto仅仅说明了可能的模拟产品。还有许多其他的可能性，包括直方图，相关函数，统计矩的估计，功率谱密度的估计以及系统中各个点的信噪比估计。Aword是关于频谱估计技术的。Twobasic技术可用于光谱估计：傅里叶技术和基于模型的技术。在大多数仿真问题中，人们对有关采样波形的大量数据很满意，但没有描述这些波形如何产生的简单模型。通常不使用基于模型的原因谱估计。在模拟中使用的最常见的频谱估计形式是Welch周期图。虽然这种方法很简单，但必须仔细考虑加窗数据序列的影响，并且必须对数十个甚至数百个数据窗口进行平均，以实现对功率谱密度的精确估计。13.14结论我们已经看到，当今复杂的通信系统的分析和设计通常需要使用计算机辅助技术。这些技术可以解决那些不易处理的问题，并且可以提供对通信系统工作特性的深入了解。定义术语通信链路：通常涉及单一信息源和单一用户的点对点通信系统。这与通常涉及人力资源和许多用户的通信网络形成对比。计算机辅助设计和分析：在复杂系统的设计和分析中使用计算机辅助的过程。在我们的情况下，通信系统的设计和分析，计算机辅助设计和分析往往涉及模拟技术的广泛使用。计算机辅助技术通常可以解决设计和分析难以分析的问题。计算机模拟：允许模拟所研究的特定系统的行为的重要方面的一组计算机程序。例如，模拟可以帮助设计过程，例如，允许人们确定适当的系统设计参数或通过以下方式帮助分析过程：例如，允许估算所研究系统的端到端性能。专用模拟语言：计算机语言，无论是基于文本的还是基于图形的，都是专门开发的，以便于模拟研究中的各种系统，例如通信系统。低通等效（LPE）模型：用低通信号和系统表示带通信号和系统的方法。当开发带通连续时间系统的离散时间模型时，这种技术非常有用。它可以大幅度降低防止混叠所需的采样率，并且不会导致信息丢失。这又减少了模拟所需的执行时间。这种建模技术与带通信号的正交表示密切相关。蒙特卡洛模拟：模拟包含产生随机或随机信号的信号源的系统的技术。信号源由伪随机发生器建模。然后通过时间平均值来估计性能测量，如符号错误率。这是一种通用技术，可以应用于极其广泛的系统。但是，它可能需要大量的计算机时间才能生成准确的估计值。伪随机发生器：一种生成确定性波形的算法或设备，其在很多方面类似于随机或随机波形。伪随机信号的功率谱密度，自相关和其他时间平均值可以紧密匹配随机过程的时间和整体平均值。这些发生器在计算机模拟中非常有用，因为它们可以生成真正的随机过程，并且它们还具有提供可重复信号的附加优点。半分析模拟：可用于有效确定数字通信系统符号错误率的数字分析技术。它可以应用于每个人都可以分析确定给定特定传输数据模式的解调错误的概率。虽然这种技术只能应用于分类系统，但在计算机执行时间方面，这种方法的效率远高于蒙特卡罗模拟.13-16广播和光通信技术模拟验证：认证模拟的过程结果是合理的，可以在设计或分析过程中使用。符号错误率：数字通信系统的基本性能测量。符号误差率被估计为误差数除以解调符号的总数。当通信系统遍历时，这相当于在anyymbol上产生解调错误的概率。参考P. Balaban，KS Shanmugan和BWStuck（编辑），''关于通信系统的计算机辅助建模，分析和设计的特殊问题'，IEEE J. Selected Areas Commun。，1984年1月。P. Balaban，E. Biglieri，MC Jeruchim，HTMouftah，CH Sauer和KS Shamugan（编辑），“Computer-aided modeling，analysis and design of communication systems II”，IEEE J. Selected Areas Commun。，no .1,1988。N. Blachman，“带通非线性”，IEEE Trans。天道酬勤。理论，没有。P.Bratley，BL Fox和LE Schrage，AGuide to Simulation，New York：Springer-Verlag，1987。R. Cochiere和L. Rabiner，Multirate Digital Signal Processing，Englewood Cliffs，NJ：Prentice-Hall，1983。W. Davenportand W. Root，“随机信号和噪声理论导论”，纽约：McGraw-Hill，1958年。RL Freeman，电信系统工程，纽约：威利，1996年。J. Gagliardi，Optical Communication，New York：Wiley，1995。J.Gibson，The Mobile Communications Handbook，Boca Raton，Fla .: CRCPress，1996. S.Haykin，Communication Systems，New York：Wiley，1983。S. Haykin，Communication Systems，New York：Wiley，1994。M.Jeruchim，P.Balaban和K.Shanmugan，Simulation of Communication Systems，New York：Plenum，1992.M.Jeruchim，''Techniques for estimating the bit error rate in the simulation of digital communication systems，'IEEE J选定地区Commun。，no.1，1984年1月。D. Knuth，艺术计算机编程，第一卷。2，Seminumerical Algorithms，2nd ed。，Reading，Mass .: Addison-Wesley，1981。HTMouftah，JF Kurose和MA Marsan（编辑），“计算机辅助建模，分析和设计通信网络I”，IEEE J. Selected Areas Commun。，1990年9月。HTMouftah，JF Kurose和MA Marsan（编辑），“计算机辅助建模，通信网络分析和设计II”，IEEE J. Selected Areas Commun。，1991年1月。A.Papoulis，Probability，Random Variables，and Stochastic Processes，New York：McGraw-Hill，1965.R.Rubinstein，Simulation and the Monte Carlo Method，New York：Wiley，1981。K. Shanmugan，“通信系统仿真软件包更新（链接）”，IEEE J. Selected Areas Commun。，No.1888。NDSherali，''Optimal Location of Transmitters'，'IEEE J. on Selected Areas in Communications，pp.662-673，1996年5月。O. Shimbo，'多载波行波管系统中互调，AM-PM转换和加性噪声的影响'，'Proc。IEEE，没有。M. Sondhi，“具有特定谱密度和一阶概率密度的随机过程”，Bell Syst。技术。J. vol。62，1983。更多信息直到最近，计算机辅助分析和通信系统仿真的主题都非常困难。有关于这个主题的笔记本书籍，基础论文分散在大量的技术期刊上。虽然许多优秀的书籍处理了随机信号和噪声存在的系统仿真主题[Rubinstein，1981; Bratley等人，1987]，但这些书都没有专门关注通信系统。计算机辅助通信系统的设计和分析13-17从1984年开始，IEEE通信选定领域期刊（JSAC）发起了一系列问题专门用于计算机辅助设计和通信系统分析。对这些问题的内容进行简要的研究，可以了解到该学科的快速发展。1984年1月发表的第一个问题[Balaban et al。，1984]强调通信链接，尽管有大量的论文专门讨论网络。致力于研究的部分包含大量关于仿真软件包的论文。该系列的第二个问题发表于1988年，大致均匀分布在链接和网络之间[Balaban等，1988]。在这个问题上，重点比模拟包更重要。该系列的第三部分是关于网络的双卷本问题[Mouftah等，1990,1991]。在撰写本文时，Jeruchim等人撰写了这本书。是对通信链路模拟的唯一综合处理[Jeruchim，1984]。它将处理组件和通道建模问题以及与使用仿真技术相关的问题来详细估计通信系统的性能。这本教科书连同以前引用的JSACissues，给出了该地区的良好概述。本页有意留空II数学，符号和物理常数希腊字母表.................. .................................................. .................................................. ..... II-3国际单位制（SI）................................... .................................................. ...... Tallarida Temple大学工程学的GREATACHIEVEMENTS深深地影响着我们所有人的生活，也有助于提醒我们数学的重要性。随着这些工程成就和对纯物理科学的相继发展，对数学的兴趣一直在稳步增长。尽管非科学领域的学者，甚至植物学，医学，地质学等领域的学者都可以将大部分问题和结果传达给非数学语言，这在现今的工程和物理学中几乎是不可能的。然而，有趣的是，直到二十世纪初，工程师们都认为微积分是一种令人费解的事情。现代工程学学生现在学习微积分，还有微分方程，复变量，向量分析，正交函数，以及应用分析中的其他主题。系统的研究引入了矩阵代数，实际上，大多数工科学生在他们的数学教育早期就已经将线性代数视为acoretopic。II-1II-2数学，符号和物理常数本节包含应用工程数学和某些关键公式的相关主题的简明摘要，即在工程问题的制定和解决中最常需要的那些公式。鉴于即使是廉价的电子计算器也包含这类手册中常用的表格材料（例如三角函数和对数函数表），但大多数计算器不会给出符号结果。因此，我们包含了公式以及指导其使用的简要概述。在许多情况下，我们增加了数值例子，如矩阵的讨论，逆矩阵和它们在线性系统解中的使用。包括导数在内的导数以及导数在最大值和最小值问题的解决方案中的关键应用，相关比率，曲率分析以及通过数值方法查找近似根。还包括有限系列的Alist以及每个系列的收敛间隔。在微积分的两个分支中，积分微积分在其应用以及理论内容上都更加丰富。在这里没有强调Thoughthe理论，其中包括重要的应用，例如查找区域，长度，体积，质心以及由anonconstant force完成的工作。讨论了圆柱和圆柱极坐标，并且包含了积分的余下部分。矢量分析总结在一个独立的章节中，包括字典研究中经常需要的涉及点和交叉乘法的代数公式，以及斯托克斯和高斯的重要理论。部分函数包括伽玛函数，双曲函数，傅里叶级数，正交函数以及拉普拉斯和z变换。拉普拉斯变换为微分方程的求解提供了基础，并且对于描述反馈控制系统的所有概念和定义的基础分析工具都是基础。在大多数应用数学书籍中没有讨论的z变换在离散信号分析中最为有用，例如，当计算机接收到以某个特定时间间隔采样的数据时。贝塞尔函数也称为圆柱函数，出现在许多物理学应用中，例如“长”圆柱体中的热传导，而其他正交函数 - 勒让尔，埃尔米特和拉盖尔多项式 - 在量子力学和其他许多方面都是需要的使用现代物理学概念的学科（如固体电子学）。数学世界，甚至应用数学都是广阔的。即使是最好的数学家也跟不上这个世界的一小部分。然而，本节所包含的主题经受住了时间的考验，因此是现代工程师真正的核心。本部分还包含工程师广泛使用的物理常数和符号表。虽然不详尽，常数，转换因子，SI派生单位表示为基本单位的乘积，类似于物理量之间的对应关系，但数值因数等于1。在国际体系中，每个物理量有一个SI单位。这是适当的SI基本单元本身或适当的SI衍生单元。然而，任何被认可的十进制前缀，称为SI前缀，都可以用来构造SI单位的十进制倍数或约数。建议只有SI单位用于科学和技术（在适当的情况下用SI预填充）。如果有特殊原因需要制定一个单独的规则，建议始终根据国际单位制定义单位。本部分基于IUPAC提供的信息。SI Base Units仪表的定义：该仪表是光在真空中行进的路径长度，其间隔为1 / 299,792,458秒（第17届CGPM，1983）。千克：千克是质量的单位; 它等于公斤的国际原型的质量（第三届CGPM，1901年）。第二：第二个是持续时间9,192,631,770辐射周期对应于铯-133原子的基态的两个超级电位之间的跃迁（第13届CGPM，1967）。II-4数学，符号和物理常数安培：安培是恒定电流，如果保持在有限长度，可忽略的圆形横截面的两束平行导体中，并且放置1个空间真空，将在这些导体之间产生等于2·10 7牛顿每米长度的力（第9届CGPM，1948年）。开尔文：开尔文是热力学温度的单位，是水三相点热力学温度的1 / 273.16（第13届CGPM，1967年）。鼹鼠：鼹鼠是含有与0.012公斤碳-12中的原子一样多的元素的系统物质的量。当使用摩尔时，必须指定基本实体，可能是原子，分子，离子，电子或其他粒子或这些粒子的特定组（第14届CGPM，1971年）。使用摩尔：23 23 1mol H 2的例子包含约6.022×10 2 H 2分子或12.044×10个帽。1mol HgCl的重量为236.04g。1mol Hg2Cl2含量为472.08g。2 + 1mol Hg2含量为401.18 g，凝聚点为192.97 kC。1摩尔Fe 0.91莎氏体积82.88克。1mol的e具有548.60m的g和96.49kC的充电量。1mol的频率为10 14 Hz的光子的能量约为39.90 kJ。坎德拉：弧度rad 1¼mm 1立体角steradian sr 1¼m 2 m 2 1对于径向（圆形）频率和角速度，应使用单位rad s 1或orsimply s 1，这可能不会简化为Hz。单位Hz只能用于每秒周期数的频率。2摄氏温度y由下式定义：y = - C = T = K 273：15摄氏温度区间的SI单位是摄氏度，-C等于开尔文，K - C应该被处理作为单一符号，在 - 符号和字母C之间没有空格（符号--Kand符号 - 不应再使用。）与SI一起使用的单位这些单位不属于SI单位的一部分，但应认识到它们将继续在适当的情况下使用。SI前缀可以附加到这些单位中的一些，例如毫升，毫升; 毫巴，毫巴; Megaelectronvolt，MeV; kilotonne，ktonne。物理符号数量SI单位单位值单位时间分钟60 s时间h3600 s时间d86，60218·10 19 J 2,3 12 27质量单位的原子质量单位u（¼ma（C）/ 12）<1.66054·10 kg 1 CIPM批准的a°标准棒和“ ''直到CIPM作出进一步的建议。但是，他们不应该介绍他们目前没有使用。2由于它们取决于由实验确定的物理常数e（对于电子伏特）和N a（对于统一的原子质量单位）的值，所以这些单位的值根据相应的SI单位是不准确的。3统一的原子质量单位有时也被称为达尔顿，符号为Da，09290304平方米squareyards 0.83612736毫升（cc）立方英寸16.387064立方米米立方英尺2.831684659·10 2立方米立方米0.764554858 \*粗体数字是精确的; 数学，符号和物理常数II-7转换因子 - 一般\*要获得乘以大气的英尺数4- C2.950·10 2大气英寸数汞@ 0 - C3。86897624英尺英尺1.894·10 4海里英里0.86897624弧度1.745·10 2平方英尺43,560瓦BTUper最小17.5796 \*黑体数字是精确的; 其他的则用乘数因子表示的十个重要数据。温度系数 - F = 9/5（ - C）+ 32华氏温度= 1.8（温度以开尔文为单位）459。FE p = F ds J 2动能E k，T，K ek =（1/2）mv J Work W，ww¼F ds J Hamilton函数HH（q，p）= T（q，p）+ V（q ）J Lagrange函数LLðq; qq\_ÞT q; 表面张力g，sg = d W / dA Nm 1，Jm 2重量G，（W，rad固态格子向量R，R 0 m基本翻译a 1; a2 ; a 3，a; b; c R n 1 a 1 + n 2 a 2 + n 3 a 3 m向量为晶格（圆形）倒易格GG·R = 2 pmm 1向量（续）II-12数学，符号，物理和化学量的符号和术语（续）名称符号定义SI单位固态1（循环）基本b 1; b 2; b 3，a \*; B \*; c \* ai·bk = 2 pd ik m互晶格的平移向量晶格间距dm布拉格角ynl = 2d sin yl，基本的物理常数，电磁辐射的分类。D.Zwillinger编辑，CRC Standard Mathematical Tables and Formulas，第30版，Boca Raton，FL：CRCPress，1996：希腊字母表，转换常数和乘数（推荐的十进制倍数和约数，英制度量单位，英制度量单位，通用，温度因素），物理常数，系列扩展。II-14数学，符号和物理常数电气和计算机工程师的概率Charles W. Therrien事件代数对概率的研究是基于具有确定结果的实验​​。这些结果的集合包括事件，并且实验的所有可能结果的集合包括所谓的样本空间，用S表示。结果是样本空间的成员，感兴趣的事件被表示为一组结果（见图II.1）。处理表示事件的代数A是通常的集合代数。如果A是一个事件，则A c（A的补数）表示“A没有发生”的事件。样本空间的补充是c空事件;; = S。事件A 1并且发生事件A 2是交集，写为“A 1·A 2”或“A 1 A 2”，而发生A 1或A 2或两者都发生的事件是联合，写为1 ''A 1 + A 2''。表II.1列出了定义代数A的两种方法，而表II.2列出了七种定义其操作性质的公理。这些表一起可以用来显示事件代数的所有属性。表二。3列出了一些可以从公理和假设推导出来的另外有用的关系。由于事件“A 1 + A 2”和“A 1 A 2”包含在代数中，因此通过归纳得出，对于任意有限个事件A 1 + A 2 + + AN和A 1·A2 AN也包含在代数中。由于问题常常涉及无数事件的联合或相交，但事件的代数必须被定义为包括这些有限交叉和联合。对有限联合和交叉的扩展被称为asigma代数。一组满足以下两个条件的事件：1.对于6¼i6¼j，A i A j = 6; 2. A 1 + A 2 + A 3 + = S是已知的分区，对于解决概率问题很重要。据说一个分区的事件是相互排斥的，并且集体详尽。最基本的划分是定义随机实验的设定结果，其中包含定义的样本空间。概率可能性度量在0to1的ascale上呈现的事件发生的可能性。通常通过测量事件的相对频率来估计概率，该事件被定义为事件发生次数相对频率¼实验重复次数（对于大量重复）。概率可以用下面的公式来形式化定义：（I）任何事件的概率都是非负的：Pr II A> 0 II：1（II）通用事件的概率（即ENTIRESH空间）为1：一些作者分别使用˙和¨而不是·和þ。数学，符号和物理常数II-15 s S事件A 1 A 2图II.1样本空间的抽象表示S结果s并设置A 1和A 2表示事件。（III）如果A 1和A 2互相排斥，即A 1 A 2 =，那么Pr 1/2 A 1 + A 2 = Pr 1 A 1 + Pr 2 A 2 II：3（IV）如果f A ig代表有限集合互相排斥的事件，则X 1 Pr 1/2 A 1 + A 2 + A 3 + = Pr 1/2 A i如果A i A j = 注意，虽然任何有限的不相交事件的概率的相加性来自（III），但必须明确地说明（IV）中的无穷集合的性质。这些公理和事件代数可以用来表示其他重要性质的数量，这些性质总结在表II.4中。表中的最后一项是一个特别重要的公式，因为它使用关于表II.1的概率信息假设事件的代数1.如果A 2 A，则A c 2 A 2.如果A 1 2 A和A 2 2 A那么A 1 + A 2 2 A表II。2事件操作公理c A 1 A 1¼; 相互排斥A 1S¼A1包含ccðA 1Þ¼A 1双补A 1þA 2¼A 2þA 1交换法A 1þðA2þA 3ÞA1þA 2þA3联想法A 1ðA2þ A 3 A 1 A 2 A 1 A 3分布法ccc A 1 A 2 A 1 A 2 DeMorgan定律表II.3事件代数中的附加恒等式S c = A 1 +; A 1包含A 1 A 2 A 2 A 1交换法A 1 A 2 A 3 A 1 A 2 A 3关联法A 1 A 2 A 3 A 1 A 2 A 1 A 3分布法ccc A 1þ2 2 2 A 1 1 II II II TABLE TABLE TABLE TABLE TABLE TABLE TABLE TABLE TABLE TABLE TABLE TABLE TABLE TABLE TABLE TABLE TABLE TABLE TABLE TABLE TABLE TABLE TABLE TABLE TABLE TABLE TABLE TABLE TABLE TABLE TABLE TABLE TABLE TABLE TABLE TABLE TABLE TABLE TABLE TABLE TABLE TABLE TABLE TABLE TABLE TABLE TABLE II II II II II II II II II II II II II 2然后Pr 1/2 A 1 <Pr 1/2 A 2 Pr 1/2; ¼0如果A 1 A 2¼; 则¼Pr½A 1 A 2¼Pr½A 1þA 2¼Pr½A 1ÂPr½A 2Pr½A 1 A 2个单独的事件来计算两个事件的联合概率。术语Pr 1/2 A 1 A 2被称为两事件的联合概率。这最后一个方程表明，只有当它们的联合概率是0时，两个事件的概率才会像方程（II.3）中一样加入。当两个事件不相交时（A 1 A 2 =），联合概率为0。两个事件被认为是统计独立的，当且仅当Pr 1/2 A 1 A 2 = Pr 1 A 1·Pr 2 A 2独立事件（2）：5）这个定义不是从概率的早期属性推导出来的。给这个定义直观的论据可以在参考文献中找到。[1]。独立发生在两个事件不受另一个事件影响的问题和方程（II。5）大大简化了这些问题。最后一个重要的结论涉及分区。分区是有限的或可数的有限事件集合A 1; A2 ; A 3; ...满足以下两个条件：A i A j =;对于i6¼j A 1 + A 2 + A 3 + = S隔开中的事件满足关系：X Pr 1/2 A i = 1 II：6 i另外，如果B是任何其他事件，则XPr½B =Pr½A i BðII：7）后一个结果被称为总概率原则，常用于解决问题。图II.2中的Venn图说明了该原理。矩形表示样本空间，其中定义了其他事件。事件B被认为是由所有的片段组成的A 1 A n BA 2 BA 2 S图II.2说明总概率原理的维恩图。数学，符号，和物理常量II-17，表示事件B与事件A i的交点或重叠。这是方程（II.7）的图形解释。一个例子西蒙的剩余仓库有大桶的混合电子元件（零件），你可以买到少量或英镑。根据您以前的经验，您已经确定在一个桶中，29％的部件是坏的（故障），3％是坏电阻，12％是好电阻，5％是坏电容，32％是二极管。您需要根据这些百分比分配概率。让我们定义以下事件：32 G请注意，由于任何组件必须是电阻器，电容器或二极管，因此图中标有D的区域表示样本空间中未包含在R或C中的所有区域。我们可以回答许多问题。1.什么是组件是aresistor（无论好还是坏）的概率？由于事件B和G形成了样本空间的分离，所以我们可以使用总概率公式（II.7）的原理来写出：Pr R R P P GR GR P P BR 0 0 0 0 0 0 0 0 0 Are Are Are Are Are Are Are Are Are Are Are Are Are Are Are Are Are Are Are Are Are和电阻独立？我们知道Pr 1/2 BR = 0：03，并且我们可以计算：Pr 1/2 B·Pr 1/2 R¼ð0：29（0：15）0：0435由于Pr½BR 6Pr½B·Pr½R，事件并不是独立的。3. Youhavenouse无论是坏的部件还是电阻器。II-18数学，符号和物理常数使用表II.4中的公式和前面的结果我们可以写出：Pr 1/2 B + R = Pr + B + Pr + R BR + BR = 0：29 þ0：15 0：03¼0：41 4.对你有什么区别？让我们来表达一下这个单独的事件。然后（见表II.4）：Pr½U = 1Pr½U c = 1 0：41 = 0：59 5.八极二极管的概率是多少？注意事件R，C和D形成分隔，因为分量必须是唯一一种类型的分量。然后使用方程（II.7），我们写出：2 Pr 1/2 R 0：15（Pr [R]的值是在问题1中计算的。）通常情况下，问题的表述是根据条件概率而不是联合概率，所以方程（II.8）用于形式：Pr 1/2 A 1 A 2PPr½A 1 A A 2 PrPr½A 2¼Pr½A 2 A A 1 PrPr½A 1 IIII：9（最后一个表达式是因为Pr½A 1 A 2和Pr½A 2 A 1是）使用这个结果，总概率方程（II.7）的原理可以被重写为：其中B是任​​意事件，f A jg是一组事件形成分裂。现在，考虑分区中的任何事件A i。它以0.95正确接收，或以0.05的概率错误接收。也就是说，Pr1 0 0 R j 0 S = 0：95和Pr 1/2 1 R j 0 S = 0：05。当a1被发送时，它以正确的0.90接收，错误地以概率0.10接收。发送aora1的概率用Pr 2 0 S和Pr 1/2 1 S表示。希望计算系统的错误概率。这是总概率原理的应用。两个事件0S和1S是相互排斥的，并且是集体穷尽的，因此形成分离。采取事件Btobethe事件，发生错误。它来自方程（II。10）表示Pr [error] = Pr [errorj 0 SPr½0 S + Pr [errorj 1 S Pr 1/2 S = Pr 1/2 1 R j 0 S Pr 1/2 0 S + Pr 0 0 R j 1 S Pr 1/2 S 0：05（0）：5 0 0 ：10（0）：5（0）：075接下来，考虑到发生了错误，让我们计算a1发送或a0发送的概率。这是贝叶斯规则的应用。Fora1​​，方程（II.11）变为Pr 1/2误差1 S Pr 1/2 1 S Pr 1/2 1 S j误差Pr 2 error 1 1 S Pr 1/2 1 S P r P er er error 0 S Pr S 0 0 S代入数值得到：0：10（0）：5 Pr 1/2 1 j误差¼<0：667 Sð0：10Þ0：5Þþð0：数学，符号和物理常数Fora0，类似的分析适用于：Prα0误差0 SPr½0 SPr½0 S j误差¼Pr½误差1 SPr½1 SоPr½误差0 SPr½0 Sð0：05（0） ：5Þ¼<0：333ð0：10Þ0：5Þþð0：05（0）：5Þ因为0 S和1 S形成的实验分离的两次概率总和为1。参考文献1. CW Therrien和M. Tummala，电气和计算机工程师概率。博卡拉顿，佛罗里达州：CRCPress，2004。索引作者索引..................... .................................................. .......... 7 -1至7 -18 6 -34至6 -41网络，4 -23至4 -32 Dorf，RichardC。McClellan，Stan，Computer Networks，Roden，Martin S.，高清晰度电视，解调，1 -1到1-10分组交换网络中的广播，广播，调制和服务质量，1-38到1 -43均衡， 2 -1至2 -7 4 -50至4 -67 Musa，Sarhan M.，Computer Networks，数据压缩，解调，1 -1至1 -10分组交换网络中的服务质量和服务质量，6 -49至6 -59均衡，2 -1至2 -7 4 -50至4 -67 Tranter，William H计算机辅助Whitaker，JerryC。广播，无线电广播，T通信系统的设计和分析，1 -10到1 -24 13-1到13-17广播，电视系统，Tallarida，Ronald J.，数学，1 -24到1 -38符号和PhysicalConstants，V Willner，1 -10至1 -11会议（WARC-92），1-45历史，1 -10 B三维威格纳分布（WD）和与IBOC混合，1-53至1-55光学流量，8 -23调制映射功能，带宽有效调制（BEM），1 -2 10-1至10-20 A无线电广播，1 -10至1 -13尽力而为（BE）等级，4-58,4-59等级，1-10二进制移位寄存器（BSR），13-8 AAA，见认证，授权环形控制电极（ACE）误码率（BER），7 -11，9 -2; 另见会计（AAA）脉冲，1 -50，系统（ADCS），7 -15 AIN，请参阅高级智能网络3 -2,7-11（AIN）认证，授权和载波侦听多路访问网络备用计费服务（ABS），计费（AAA），4 -39（CSMA），4 -9 4 -27至4 -28机制，4 -49具有始终最佳连接（ABC）协议的载波侦听多路访问，4 -63冲突检测（CSMA / CD），4 - 42,4-47协议和DSL，4 -65 3 -24; 另请参见以太网网络AM，请参阅幅度调制（AM）信号，4 -40 CCS7网络，见信号系统7扩频自发辐射（ASE）辅助业务单元（ASU），1-54（CCS7）噪声，10-11辅助矢量（AV）估计，9-9 CDMA，见码分多路放大器自发辐射（ASE） ），定义，9 -28接入（CDMA）10-10辅助矢量（AV）估计器，中央局（CO），3 -23幅度调制（AM），1 -10 9 -14到9 -15基于类别的加权公平排队到1 - 11; 另请参见已知通道的调制，9-11至9-14（CBWFQ），4 -60其中定义aterm的页面以粗体显示。4 -61至4 -62简单邮件传输协议（SMTP），用于无线Internet的交易功能应用程序部分，4 -34 4 -4（TCAP），4 -30和WLAN技术，4 -64至4 -65单模式（SMF），定义，3-18传输控制协议（TCP），单边带（SSB），10-19; 另请参阅4-8 R SSB发送器功率输出（TPO），单边带残留滤波，无线LAN 1-14射频（RF），3 -2传输服务数据单元（TSDU），4 -8 4 -20至4 -21空分多址（SDMA），行波管（TWT）放大器，随机变量（rv），6 -23 7 -4,7 -13 7 -13，7 -15接收器空洞烧录（SHB），3 -7服务类型（ToS）字节，4-58线性预测编码（LPC），2 - 5规格和服务质量接收系统功能图（G / T），（QoS），4-53 U 7-8扩频（SS），4 -20到4 -21，9 -2递归最小二乘（RLS）标准单模光纤（SSMF），优化，9 -3 10-12 UMTS; 参见通用移动参考频率（Fref），11-8受激布里渊散射（SBS），电信系统相对强度噪声（RIN），3 -2，（UMTS），3-9副载波复用（SCM），10-16 UMTS地面无线接入（UTRA），所需OSNR水平（ROSNR），10-10辅助通信4 -39共振增强失真（RD ），授权（SCA）服务，单位（SI），II-3至II-5 3 -7，3 -8 1 -16通用移动通信资源保留协议（RSVP），表面声波（SAW）滤波器，1 -33系统（UMTS），4 -63至4 -65; 4 -45,4 -45至4 -46,4-57交换的多兆位数据服务还参见UMTS移动代理，4 -46（SMDS），4-9通用个人通信RESV消息，4 -46符号错误率; 参见误码率服务（UPCS），4-11可扩展性，4-60（BER）上层协议（ULP），4-7归零（RZ）编码，3-17，10-15同步数字（均方根）误差，6 -23 3 -23 V均方根（rms）电压，6 -12同步光纤网络（SONET）RSVP，请参阅资源预留协议协议，3 -23矢量量化（VQ），3 -3，6 -56（RSVP）同步传输信号电平1定义，6-59（STS-1），