

第 14 章 强度调制直接检测 高速光纤接入系统

14.1 引言

正如绪论中所述,随着高清视频、云计算、物联网、计算中心等新业务和新技术的高速发展,驱动了短距离通信、接入网和城域网的带宽需求,传输容量要求达到400Gbit/s,甚至高达1Tbit/s。传输距离也涵盖了从几千米到几十千米的范围。为了满足日益增长的速率需求,接入网的信号调制格式已经从低谱效率的NRZ转向高谱效率的高阶调制格式^[1-3],如正交频分复用(OFDM)^[4-19]、无载波幅度相位调制(CAP)^[20-23]、单载波频域均衡技术(SC-FDE)^[13]等。同时,考虑到系统结构简单、价格低廉、功耗小等因素,基于强度调制直接检测(intensity modulation with direct detection,IM/DD)和高阶调制的技术对于短距离通信和高速光接入网而言,是一种更为合理和实际的方案^[1-3]。

图14-1给出了IM/DD系统的基本结构。系统结构非常简单,包括外腔激光器(ECL)、马赫-曾德尔调制器(MZM)、功率放大器(EA)、光纤、光电二极管(PD),以及产生数据的数/模转换器(DAC)和采集数据的模/数转换器(ADC)等模块。也可以使用直接调制的激光器代替外腔激光器(ECL)和MZM这两个模块。通过MZM将DAC产生的数据加载到ECL发射出的连续激光上,经过光纤传输后送至探测器进行光电转换,转换后的电信号经过ADC采集并进行数字信号处理(DSP)。整个电—光—电的传送和转化过程会受到光电器件和传输链路的线性及非线性的损伤,这些损伤会给信号质量带来不同程度的影响。其中各种损伤的产生机理如图14-1所示。

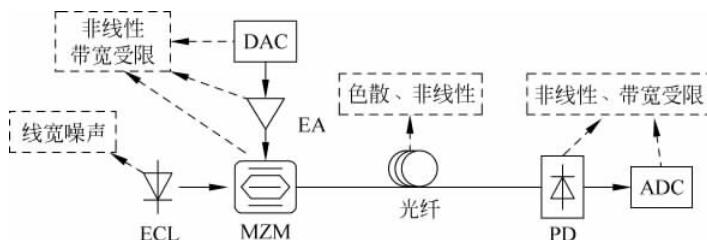


图 14-1 IM/DD 系统的基本结构与损伤机理

总体来说,基于 IM/DD 的光接入系统会面临三大问题的挑战:第一,该系统中商用的收发器件包括直接调制激光器(directly modulated laser,DML)、数/模转换器或任意波形发生器(AWG)、探测器等器件,其带宽都在 10GHz 量级,特别是发送端的器件带宽更加受限^[3];第二,数/模转换器、电放大器、平方律探测器和光纤传输会引入严重的非线性效应,这会严重限制高阶调制信号的性能^[18];第三,对于直接调制的双边带信号而言,光纤中的色散(主要是走离效应,walk-off effect)会导致直接检测后的电信号产生频率衰落(power fading)现象,这会进一步限制信号的带宽^[4]。

以上这三个问题会严重限制 IM/DD 系统的传输速率和距离,特别对于 100Gbit/s 以上,20km 甚至 80km 光纤的传输而言,势必要考虑解决方案。本章将针对这三个问题,逐一进行分析和讨论,以及提出尽可能合理的解决方案。针对系统器件带宽不足的问题,本章提出了频域预均衡技术和高频谱效率的调制格式,比如奈奎斯特(Nyquist) PAM、SC-FDE 和 OFDM;针对非线性严重问题,本章提出了低功率峰均比(PAPR)的调制技术 DFT-S OFDM,基于类平衡探测的非线性补偿算法和基于沃尔泰拉(Volterra)级数的非线性补偿算法^[11];针对光纤色散造成的频率衰落现象,本章提出了基于光滤波器的单边带或残留边带调制技术。通过采用上述三种技术,本章成功将直接调制的 128Gbit/s 16QAM DFT-S OFDM 信号在直接检测的情况下实现了 320km 单模光纤传输^[11]。另外,波分复用技术可以成倍地提升系统的传输容量,本章也结合波分复用技术,成功实现了 $4 \times 128\text{Gbit/s}$ 16QAM DFT-S OFDM 信号 320km 单模光纤传输。据我们所知,这是单波长 100Gbit/s 以上的信号传输的最远距离。

14.2 高频谱效率调制技术

针对器件带宽不足,前述章节已经提出并详细阐述了频域预均衡技术,通过在发送端预先对系统响应进行补偿,可以达到提升系统有效带宽的目的。具体请参见第一卷第 2 章,本章不再赘述。在本章的实验验证中,也会结合使用这项技术来拓宽系统的带宽。除频域预均衡之外,还可以通过采用高频谱效率的调制格式,在有限的带宽基础上进一步提升系统的传输容量。

提升系统谱效率的方法有两种,其一是高阶调制格式,如图 14-2 所示。调制格式从正交相移键控(QPSK)提升到 16QAM、64QAM,甚至更高阶的调制格式,QPSK 一个码元可以携带 2 比特信号,而 16QAM 一个码元可以携带 4 比特,64QAM 更是高达 6 比特。因此,通过采用更高阶的调制格式,可以提升系统的容量。

其二是尽可能进行频谱压缩,使信号带宽接近奈奎斯特极限,甚至超越奈奎斯特(faster than Nyquist,FTN)极限。假设信号码元周期为 T_s ,则信号符号带宽 $B = 1/T_s$,信号的频谱如图 14-3 所示。从图中可以看出,信号主瓣占据的带宽为 $2B$ 。经过不同的低通滤波器进行脉冲成形后,旁瓣和部分主瓣信号可以滤除,从而得到

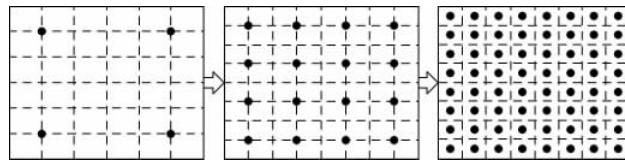
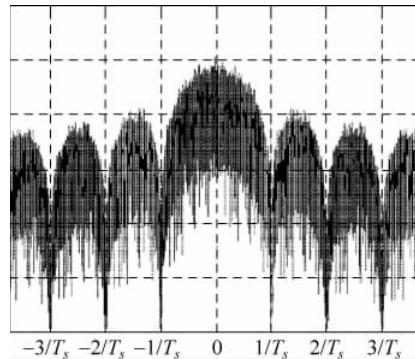
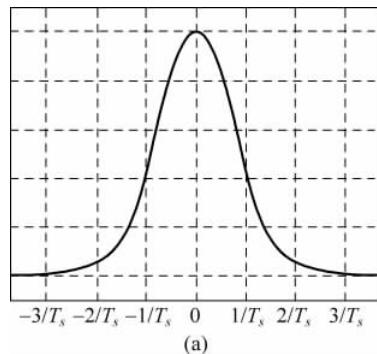


图 14-2 调制阶数的提升

图 14-3 带宽为 B 的基带信号的频谱

占用不同带宽的信号。

常见的滤波器的类型如图 14-4 所示,图 14-4(a)~(c)分别给出了四阶贝塞尔低通滤波器、奈奎斯特滤波器和超奈奎斯特滤波器的频率响应。其中四阶贝塞尔低通滤波器的带宽比符号带宽 B 要大,与滤波器的滚降系数有关,一般在两倍左右;奈奎斯特滤波器的带宽和符号带宽 B 相同,这里给出的是平方根升余弦滤波器,滚降系数为 0.01,该滚降系数对系统带宽的影响基本可以忽略;超奈奎斯特滤波器的带宽比符号带宽 B 要小。本章将主要从奈奎斯特调制技术和超奈奎斯特^[24]调制技术两方面着墨。



(a)

图 14-4 不同滤波器的频率响应

(a) 四阶贝塞尔滤波器; (b) 奈奎斯特滤波器; (c) 超奈奎斯特滤波器

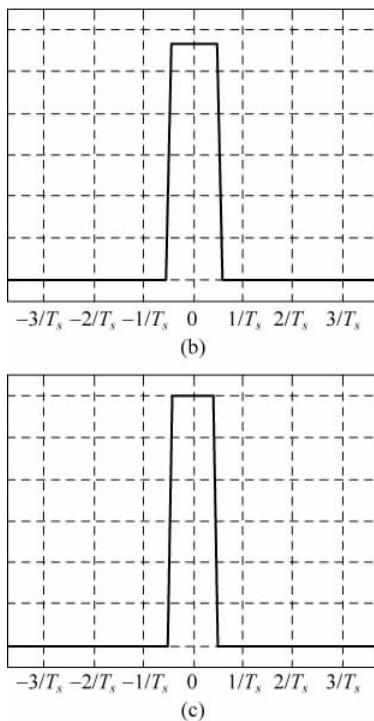


图 14-4 (续)

14.2.1 奈奎斯特调制技术

调制技术可以分为单载波和多载波调制, 其中基于单载波的奈奎斯特调制技术有无载波幅相调制(carrierless amplitude and phase modulation, CAP)、奈奎斯特脉冲幅度调制(pulse amplitude modulation, PAM)、基于频域均衡的奈奎斯特单载波调制(single carrier modulation with frequency domain equalization, SC-FDE)、half-cycle 奈奎斯特副载波 QAM 调制等^[16]; 基于多载波的奈奎斯特调制技术有正交频分复用技术(OFDM)及其变形的技术, 如离散多音频调制(DMT)、基于自适应比特和功率加载的 DMT、OFDM/OQAM 和 DFT-S OFDM 等。在前述可见光通信章节中已经提出并经过实验证实的 OFDM、SC-FDE 和 QBD-OFDM 等调制技术也都可以一一应用到该系统中, 但是由于收发端数字信号处理算法基本一致, 处理流程类似, 并且都是基于直接调制和直接检测的实验系统, 最大的区别在于一个在自由空间中传输, 一个在光纤链路中传输, 为了避免重复累赘, 本章将不再讨论上述调制格式。

本章将介绍一种基于频域均衡的奈奎斯特八阶脉冲幅度调制(Nyquist PAM8-FDE)技术, 通过该技术可以成功地将 40Gbaud 的 PAM8 信号压缩至

20Gbaud，并且在接收端利用简单的迫零(zero forcing)频域均衡技术进行信号恢复。该信号的产生、传输与接收都通过实验验证。基于奈奎斯特 PAM8 调制技术的原理框图和实验系统如图 14-5 所示。发送端的数据生成流程也显示在图 14-5 中，原始的二进制比特首先映射成 PAM8 信号，然后添加训练序列。接着进行上采样，每个码元上采样至 2 个点，再经过平方根升余弦奈奎斯特滤波器脉冲成形。滤波器的滚降系数为 0.1，上述流程在离线软件 MATLAB 中完成，然后导入到 8bit 分辨率的数/模转换器(DAC)中。该 DAC 的采样率为 80GSa/s, 3dB 带宽为 16GHz。经过上述处理过程，可以产生 40Gbaud 的奈奎斯特 PAM8 信号，经过奈奎斯特滤波器压缩后，实际占据带宽仅需 20Gbaud，从而可以极大地节省器件的带宽。每个码元可以携带 3 比特信息量，因此总速率为 120Gbit/s。

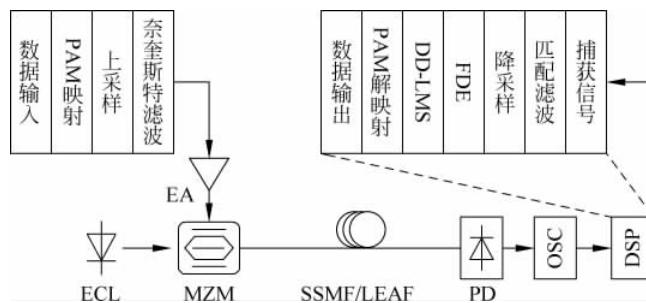


图 14-5 基于奈奎斯特 PAM8-FDE 的直接调制直接检测系统的实验原理和系统图

从 DAC 中输出的奈奎斯特 PAM8 信号首先经过增益为 19dB 的线性功率放大器放大至 20dBm，随后通过一个 3dB 带宽为 37GHz，半波电压为 2.7V 的 MZM 将电信号加载到从外腔激光器发射的连续激光(CW)上。激光器的工作波长为 1541.4nm，线宽小于 100kHz，输出光功率为 13dBm。调制后的光信号随后注入 2km 的标准单模光纤(SSMF)或者 20km 的大有效面积光纤(LEAF)中进行传输。传输后的光信号经过可调光功率衰减器调整至合适光功率后，输入到强度探测器中进行光电转换。探测器的 3dB 带宽为 14GHz。

平方律探测后的电信号经过采样率为 160GSa/s, 带宽为 60GHz 的实时示波器采集后，送入到接收端数字信号处理模块。接收端 DSP 的流程图在图 14-5 中也已经给出，包括帧同步，重新采样至每个码元包含两个采集点，经过匹配奈奎斯特滤波器滤波，再下采样至每个码元包含一个采集点。再从接收信号中提取出训练序列进行信道估计，之后根据信道估计函数再用迫零算法进行信道幅度补偿。为了进一步提升系统的性能，在本节中，还采用了判决导引最小均方误差(DD-LMS)算法提高硬判决的精度，其中 DD-LMS 算法在前述章节也已经给出详细的解释和说明。

40Gbaud 的传统 PAM8 信号的产生和接收的实验系统装置图也如图 14-5 所示，发送端的区别在于用前面提到的四阶贝塞尔低通滤波器取代奈奎斯特滤波器，接收端的区别在于用时域均衡(T/2 DD-LMS)取代频域均衡，另外匹配滤波器使

用的也是和发送端相同的贝塞尔低通滤波器。其中奈奎斯特 PAM8 和传统 PAM8 的电谱如图 14-6 所示。图 14-6(a)给出了 40Gbaud 传统 PAM8 信号的电谱图,图 14-6(b)给出了 40Gbaud 奈奎斯特 PAM8 信号的电谱图。从图中可以看出,奈奎斯特 PAM8 的信号功率集中在 0~20GHz,传统 PAM8 的信号却很分散。另外,奈奎斯特 PAM8 信号的电信噪比(SNR)也比传统 PAM8 的要高。在 20GHz 处,传统 PAM8 的电信噪比只有 10dB 左右,而奈奎斯特 PAM8 在 20GHz 处的 SNR 在 20dB 以上。

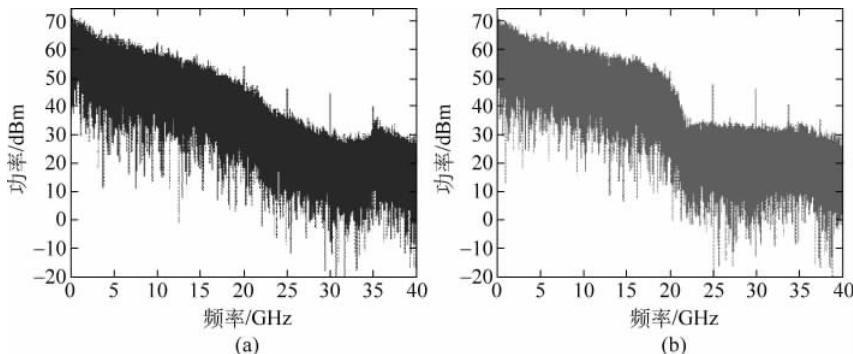


图 14-6 40Gbaud PAM8 的电谱

(a) 传统 PAM8; (b) 奈奎斯特 PAM8

整个系统电—光—电的频率响应曲线如图 14-7 所示。从图中可以看出,系统高频部分的响应会急剧下降。系统的 10dB 带宽只有 10GHz 左右,20dB 带宽有 20GHz 左右。由于采用奈奎斯特 PAM8 调制,40Gbaud 的信号可以压缩在 20GHz 以内,因此该系统可以承载 40Gbaud 奈奎斯特 PAM8 信号的传输。

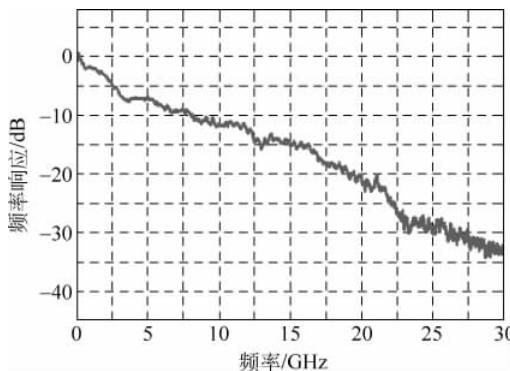


图 14-7 整个系统的频率响应曲线

首先通过仿真比较了这两种 PAM8 调制格式的性能。仿真信道是基于图 14-7 测试的信道响应的加性白噪声(AWGN)信道模型。为了提供合理和可靠的性能

比较,这两种调制格式信号带宽为40Gbaud,传输速率都为120Gbit/s,数据长度和处理流程也基本一致。仿真获得的误码率性能随信噪比的变化曲线如图14-8所示。信噪比从10dB增加至22dB,误码率的性能也随之改变。在信噪比为22dB处的两种调制格式的眼图如图14-8插图所示。从图中可以观察到,在误码率为 1×10^{-2} 时,奈奎斯特PAM8-FDE的接收机灵敏度比传统PAM8的接收机灵敏度提升了4dB。

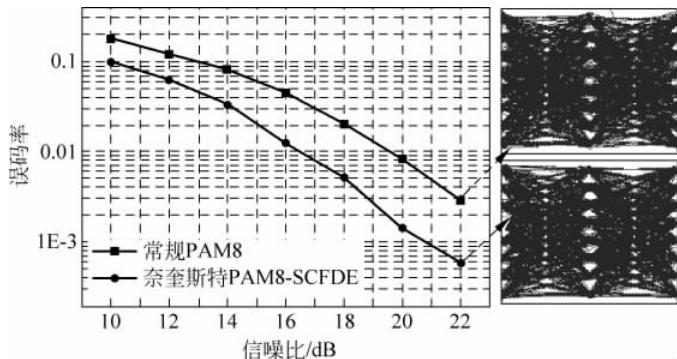


图14-8 两种PAM8调制格式的误码率随信噪比的变化曲线

其中40Gbaud奈奎斯特PAM8信号的产生、传输与接收实验装置如图14-5所示。首先测试了不同调制情况下调制器输出的光谱,如图14-9所示,分辨率为0.02nm。图中的三个光谱分别表示未经过信号调制的原始激光器输出的光谱、经过40Gbaud奈奎斯特PAM8调制后的光谱和经过40Gbaud传统PAM8调制后的光谱。从三个光谱图可以看出,经过奈奎斯特平方根升余弦滤波器滤波之后的信号的光谱比传统PAM8信号调制后的光谱要窄,这和图14-6给出的电谱图是一致的。

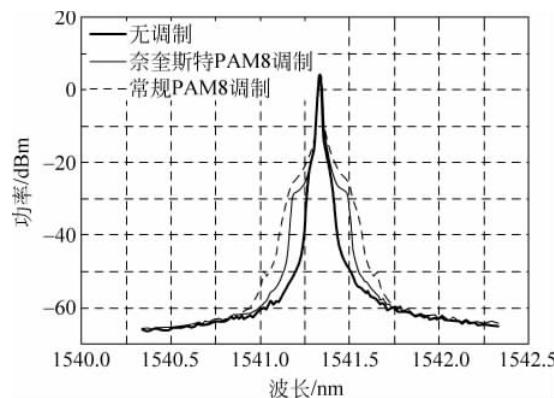


图14-9 未经过调制和经过两种40Gbaud PAM8信号调制的光谱(0.02nm分辨率)

接着,在相同的实验系统中,测试了这两种调制格式的误码率性能。其中在光背靠背情况下测得的误码率随接收机光功率变化的曲线如图 14-10 所示。接收机光功率测试的范围为 $-4 \sim 2$ dBm。随着接收机光功率的增大,系统中二者的误码率性能都提升。在接收机光功率为 0dBm 时,奈奎斯特 PAM8 信号的误码率性能超过 3.8×10^{-3} 的硬判决阈值,而传统 PAM8 信号的误码率却不能达到此标准。在误码率为 1×10^{-2} 时,奈奎斯特 PAM8 信号的接收机灵敏度比传统 PAM8 提升 6dB。两种调制格式在接收机功率为 2dBm 时的眼图分别如图 14-10(a) 和 (b) 所示。这两个眼图都是经过均衡后所得,从图中可以看出,传统 PAM8 眼图的眼开度很小,而从奈奎斯特 PAM8 中可以清楚地分辨出八层信号。以上结果可以充分说明本章所提的奈奎斯特 PAM8 调制格式的优越性。

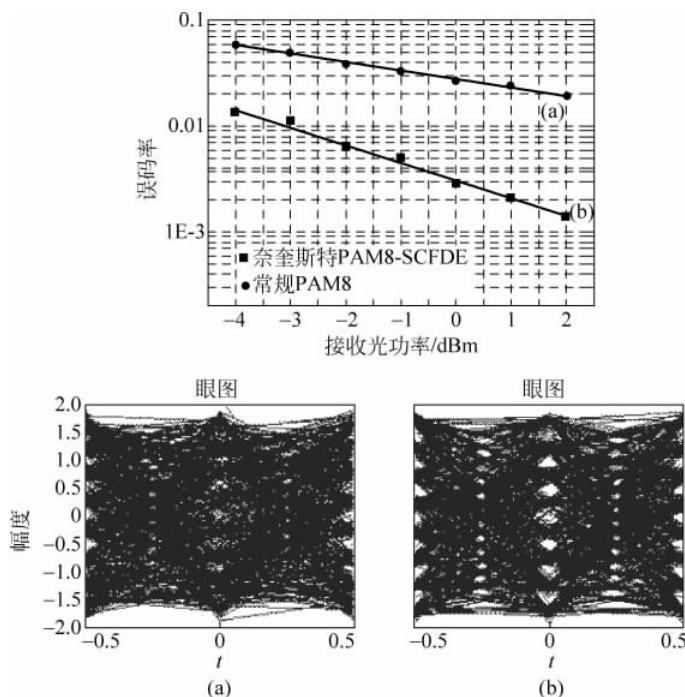


图 14-10 光背靠背情况下两种 PAM8 调制信号的误码率曲线

(a) 传统 PAM8 信号的眼图; (b) 奈奎斯特 PAM8 信号的眼图

进而测试这种调制格式的光纤传输能力。在本节中选取标准的单模光纤和色散系数较小的大有效面积光纤进行测试。其中单模光纤和大有效面积光纤的色散系数分别为 $17\text{ps}/\text{km}/\text{nm}$ 和 $4\text{ps}/\text{km}/\text{nm}$, 衰减系数分别为 $0.2\text{dB}/\text{km}$ 和 $0.21\text{dB}/\text{km}$ 。其中在单模光纤中传输的距离为 2km, 在大有效面积光纤中传输的距离为 20km。图 14-11 给出了光背靠背(OBTB)和经过上述两种光纤传输后的误码率曲线。从图中可以看出,这三条曲线基本重合,这说明 2km 单模光纤或 20km 大有效面积光

纤引入的接收机灵敏度的恶化都基本可以忽略。注入接收机的光功率在 0dBm 以上时,误码率都可以低于 3.8×10^{-3} 。

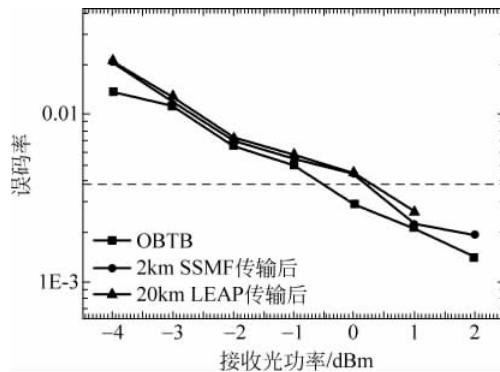


图 14-11 光背靠背和经过光纤传输后的 40Gbaud 奈奎斯特 PAM8 的误码率曲线

最后对经过 2km 光纤传输后恢复的奈奎斯特 PAM8 信号进行分析,其中 PAM8 的八层信号的概率分布如图 14-12 所示。横坐标表示的是 PAM8 的每层的幅度,表示为 $(-7, -5, -3, -1, 1, 3, 5, 7)$ 。从图中可以看出,每层信号的概率分布基本符合围绕在每层理论值的正态分布,而且每层信号的概率分布相同,峰值幅度也基本一样。这些结果进一步佐证了这种调制格式可以很好地应用在短距离,如 2km 左右的高速接入($>100\text{Gbit/s}$)的应用场景(如计算中心等)。

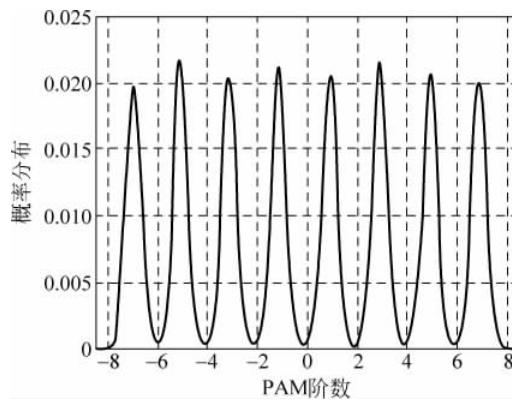


图 14-12 接收的奈奎斯特 PAM8 每级信号的概率分布

14.2.2 超奈奎斯特调制技术

14.2.1 节介绍了奈奎斯特调制技术,通过对信号带宽进行压缩实现频谱效率的提升。如果对信号带宽在奈奎斯特的基础上进一步压缩,则可以得到超奈奎斯特的信号。但是这种超奈奎斯特的频谱压缩会对信号质量产生严重影响,本小节

将简单介绍这项技术。

超奈奎斯特信号的产生可以如上所述,通过使用带宽小于奈奎斯特带宽的低通滤波器对两个正交电信号进行滤波来实现,也可以通过在光域调制器的输出后添加一个带宽小于奈奎斯特带宽的光带通滤波器来实现。经过超奈奎斯特滤波后,二进制信号会变成双二进制(duobinary)信号。其中信号星座图的变化如图 14-13 所示。从图中可以看出,经过超奈奎斯特滤波后,QPSK 信号 4 个点变成 9 个星座点,即类似 9QAM 信号;16QAM 信号 16 个点变成 49 个星座点,即类似 49QAM 信号。图 14-13(a)~(d) 分别给出了 QPSK、9QAM、16QAM 和 49QAM 四种调制格式的星座图。另外从生成信号的半径来看,QPSK 的四个星座点位于同一半径的圆上,双二进制的 QPSK(9QAM)位于 3 个不同半径的圆上。同样,16QAM 也位于 3 个不同半径的圆上,而 49QAM 的星座点则分布在 10 个不同半径的圆上。信号分层越多,即信号要求的分辨率越高,对系统信噪比的要求越严苛。

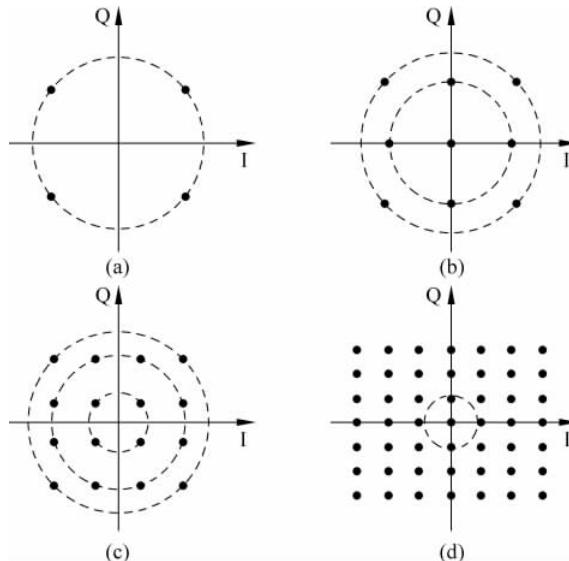


图 14-13 信号星座图
(a) QPSK; (b) 9QAM; (c) 16QAM 和(d) 49QAM 信号的星座图

本小节提出的超奈奎斯特信号的产生是基于双二进制延迟相加滤波器,滤波器的 z 变换响应可以表示为

$$H(z) = 1 + z^{-1} \quad (14-1)$$

操作过程即信号前后码元相加。对于矢量信号而言,需要进行同样的操作。但是在接收端,为了从 9QAM 或 49QAM 信号中恢复出原始的二进制信号,需要在发送端对信号进行差分编码。具体完整的超奈奎斯特信号产生流程如图 14-14 所示。包括将二进制信号映射成 QPSK 或 16QAM 信号,分别对 I 路或者 Q 路信号进行差分编码,差分编码之后重新组合成矢量信号,再通过延时相加模块,即可