

第 3 章 准线性相干光传输系统与数字信号处理

3.1 引言

本章将就相干光传输系统展开分析和介绍,重点介绍基于先进的数字信号处理技术的准线性相干光探测系统,讨论包括前端线性预均衡算法和后端非线性处理算法。器件的带宽限制与光纤链路的非线性损伤一直都是限制高速光信号传输的两个重要因素,前者限制了信号产生的带宽和波特率,后者则限制了高速信号的传输距离。相干光传输系统能有效地提高系统的接收灵敏度,同时能利用数字信号处理算法均衡和补偿系统链路和器件的各种损伤。本章首先介绍了数字相干光传输的系统模型、损伤机制,然后讨论一种新型的前端数字时域预均衡方案,研究该方案的实现技术,通过理论、仿真和实验研究影响该方案性能的各项关键因素,包括系统带宽、自适应均衡器抽头长度以及信噪比等,通过该方案成功实现了 40Gbaud 的偏振复用 QPSK/8QAM/16QAM 信号的产生和长距离传输。

早在 20 世纪的初期,相干光通信的理论模型和低速实验装置就被人们提出和证实^[1,2]。尽管当时已经认识到其高灵敏度,然而由于需要锁相环等复杂装置,高速数字信号处理还很难实现,并没有在与随后的基于直接检测的波分复用系统的竞争中胜出。现在,随着光传输系统对信号速率要求的不断提高,高阶光调制技术的不断采用,以及高速数字信号处理技术和芯片的成熟,相干光通信再次成为超高速大容量长距离光传输的发展趋势。

3.2 相干光传输系统的理论模型和损伤机理

图 3-1 为一个基本的偏振复用相干光传输系统的基本结构和各部分损伤机理图。发射机为一个标准的偏振复用 QPSK 或 16QAM 发射机,在经过光传输后通过相位分集和偏振分集相干探测接收。一个标准的相位分集和偏振分集相干探测接收机包括本振激光器、偏振分束器、90°光混频器、四个平衡光电探测器以及四通道的采样和模数转换器等。在基于相位分集和偏振分集的零差相干检测系统中,偏振分束器将接收到的信号分为两个正交偏振态的光信号。本振激光器(LO)也通过偏振分束器分为两个完全正交的偏振态的信道,每个偏振的信号光和本振光

信号通过 90° 的光混频器实现单偏振态的相位分集接收。相干探测的信号通过平衡光电探测器接收转换为电信号,然后再通过采样和模数转换后进行数字信号处理。高速光信号在传输过程中会受到器件和链路的一系列线性或非线性损伤,这些损伤会造成信号的失真和恶化,从而降低系统性能。

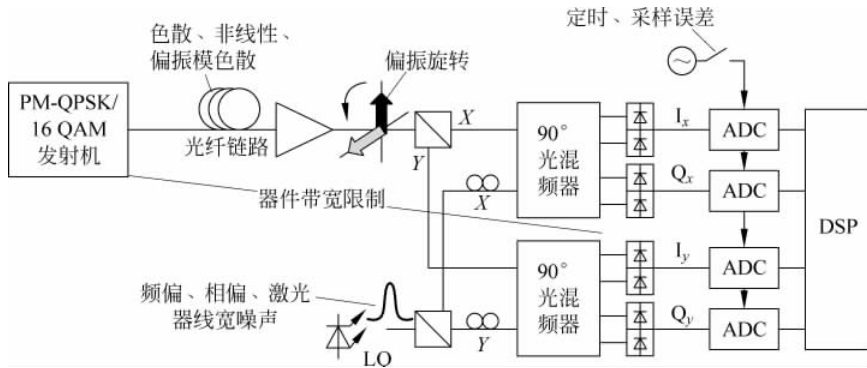


图 3-1 相干光传输系统的基本结构与损伤机理图

在器件方面,由于放大器的输出有限,其放大增益往往是非线性的,这会造成信号在不同幅度上增益不一致;同时,放大器和调制器存在一定的工作带宽,对应高阶多电平信号,高频部分信号受到抑制,反应在时域上就会对波形引入畸变。另一方面,调制器偏置偏移和制作工艺的偏差,接收端混频器所引入的路径不平衡等会使得接收信号不平衡,引入相位和幅度误差。除此之外,在传输过程中还会受到窄带滤波效应,造成信道间干扰和码间干扰,以及需要克服窄带滤波效应所带来的问题。在实际系统中,需要针对相干光传输系统中存在的器件损伤,分析包括调制器、放大器、滤波器、接收机混频器等线性和非线性损伤,从时域和频域建立系统器件损伤模型,探索均衡与补偿机制。

链路方面,光纤链路线性损伤包括色度色散、偏振模色散,由于激光器或本振激光器线宽所造成的线性相位噪声和频差等。高速高阶光信号对传输链路中的色散、偏振模色散以及相位噪声非常敏感,色散会引入严重的码间干扰,偏振模色散则会在两个偏振方向上存在耦合作用,进一步加剧符号展宽所造成的 ISI。而线性的相位噪声,则会在星座图上造成相位混叠,如不进行处理则不能正确恢复信号。因此,需要对系统所受到的色散、偏振模色散以及相位噪声进行深入的研究,一方面需要对这些机理不同、来源不同的线性损伤进行建模,探索其理论模型;另一方面,重点分析这些线性损伤、相位噪声形成的机理,在此基础上提出具体的色散补偿、偏振模色散补偿以及相位噪声抑制与恢复的机制与方法。为此,在实际系统中,需要联合考虑各种线性损伤,包括色度色散、偏振模色散(一阶和高阶)效应与激光器线宽、频差之间的相互作用,总结出其作用规律,探索理论模型,为数字信号处理算法提供理论基础。重点分析这些线性损伤、相位噪声形成的机理,在此基础

上提出综合的色散补偿、偏振模色散补偿以及相位噪声抑制与恢复的算法。

光纤信道的非线性损伤是限制光纤传输容量、传输距离的主要因素。为实现长距离传输,特别是对高阶信号,需要进行先进的非线性补偿,提高系统的传输性能。非线性损伤包括自相位调制、交叉相位调制和四波混频。对单信道而言,主要的非线性损伤是自相位调制;而对高速 WDM 信号而言,信道与信道之间的交叉相位调制、四波混频非线性效应会相互影响,引入非线性相移,劣化信号质量。因此,在实际系统中,针对高速高阶光信号在光传输过程中受到的非线性影响,需要研究各种非线性损伤形成的机理,探讨抑制非线性的途径,为非线性补偿算法提供理论基础。建立信道与信道间非线性的理论模型,分析不同的信道间隔、信道调制码型、信道带宽等对非线性效应的影响,研究单信道与多信道的非线性补偿机制,从而提高系统的传输容量和传输距离。

3.3 带限信号时域数字预均衡技术研究

带宽限制是高速光通信面临的一个普遍问题,也是造成信号质量劣化的一个关键因素^[3-5]。由于器件的带宽有限,高速信号在产生过程中受到带宽限制,频谱被压缩,造成时域展宽,从而引起符号间干扰,因此器件带宽是限制高速光通信信号产生的一个重要原因。随着高速数模转换器(DAC)技术的成熟,基于 DAC 的任意信号产生技术,其灵活性和软件可控性吸引了广泛的研究兴趣^[3-7]。基于 DAC 的信号产生还使得发射机端的预均衡技术成为可能,在文献[8]中报道了发射端电域色散预均衡的实验验证。

目前报道的 DAC 的 3dB 带宽普遍小于采样率的一半,这就意味着经过 DAC 产生的高速信号会受到 DAC 带宽的限制而信号劣化;同时,考虑到其他器件,如驱动放大器和 IQ 调制器等器件的带宽限制,高速信号的频谱会被进一步压缩,系统性能因码间干扰而变差。在早前的报道中,频域预均衡技术被普遍采用^[3,5]。这种预均衡技术,首先需要通过 FFT 变化将发射信号和接收信号转换到频域,然后得到 DAC 和其他器件的反转传递函数,然后在信号产生时利用该频域的传递函数进行信号预均衡^[3-5]。然而,这种方式需要计算大量的信号,为了去掉噪声的影响,通常需要计算数百组信号^[5];同时,为了得到准确的传递函数,需要严格的时钟同步和码元同步^[3]。为了提高精度,还需要将训练信号做特殊处理^[5]。

为解决频域预均衡的不足之处,实际上时域的预均衡技术也是一种抵抗带宽限制的好方法^[4,9,10]。理论上,在一个无码间干扰的系统中,接收机端的线性自适应均衡器本身就是一个很好的信道估计工具^[11-13]。实际上,自适应滤波器会根据带限信道的响应而收敛为信道的反函数,从而补偿信道带宽限制^[4,9,10]。这种技术也被广泛地应用在有线数字电视和无线通信网络中^[9,10]。

时域预均衡的优势主要有以下几点:可以直接通过接收机端普遍存在的自适

应滤波器模块进行信道估计而不需要额外的模块开销,这样就省掉了频域均衡的额外 FFT 计算模块;自适应滤波器本身是盲均衡,不需要额外的码元同步,而只需要时钟同步即可,相比于频域预均衡方案更为简单。本节将就基于接收机端自适应均衡器的数字时域预均衡原理,从理论、数值仿真和实验验证等三方面展开研究和介绍。

3.3.1 基于接收机端自适应均衡器的数字时域预均衡原理

基于接收机端自适应均衡器的数字时域预均衡原理如图 3-2 所示,主要包含两个步骤。其中第一步是信道估计,即发射没有经过均衡的信号 $X(t)$ 作为训练信号,通过响应 $H(t)$ 的信号后,接收机端收到的是受到带限信道 $H(t)$ 劣化的信号 $Y(t)$ 。 $H(t)$ 可以视作实际系统从端到端的传递函数,包括了发射机端带限的 DAC、驱动器和调制器等器件,也包括了接收机端平衡探测器和 ADC 等器件。值得注意的是,这里用 $H(t)$ 或者信道描述的是包含发射机硬件在内的所有器件,而不仅仅只是发射机之外的器件和链路。但在这里,假定接收机是理想的且带宽足够大。

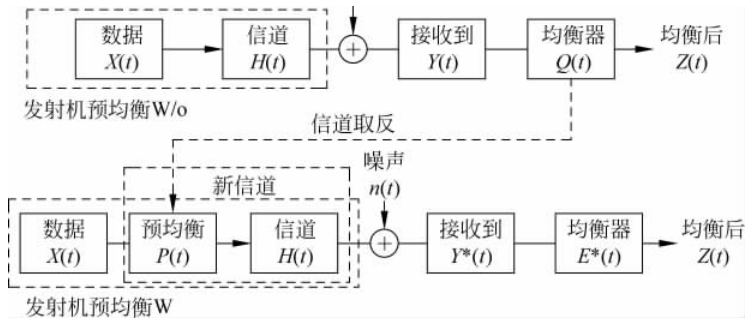


图 3-2 基于接收机端自适应均衡器的数字时域预均衡原理图

这里假定高速白噪声是在发射机端之后增加,那么收到的信号可以表示为

$$Y(t) = X(t) * H(t) + n(t) \quad (3-1)$$

为了消除均衡信号码间干扰,在接收端采用了线性的自适应滤波器来均衡收到的信号

$$Z(t) = Y(t) * Q(t) = X(t) * H(t) * Q(t) + n(t) * Q(t) \quad (3-2)$$

其中, $Z(t)$ 是均衡后的信号,而 $Q(t)$ 为针对信号和信道的自适应线性均衡器。通常 $Q(t)$ 可以由迫零算法或者最小均方误差算法(MMSE)来求得。而在实际系统中,由于迫零算法会将噪声过度放大,因此 MMSE 算法使用更为普遍。在相干光通信中,如 CMA, CMMA, DD-LMS 等偏振解复用和信道均衡的基本算法均为 MMSE 算法一类^[3,8,11]。下面通过 MSE 来表征信号的误差水平,假定系统没有噪声,那么恢复得到信号满足

$$Z(t) \cong X(t) * H(t) * Q(t) = X(t) \quad (3-3)$$

很明显,此时的均衡器滤波器传递函数满足 $Q(t) = H(t)^{-1}$,也就意味着均衡

器的传递函数就是信道响应的反函数。考虑到实际系统中采用的 CMA 和 DD-LMS 算法等,在时间上是 $T/2$ 间隔的有限冲激响应(FIR)滤波器,然而实际的更新和计算 ISI 是在 T 符号间隔做的,这就使得实际恢复得到的信号是 T 符号采样间隔的,也就是

$$Z(t) = X(kT) * X_N(t) \quad (3-4)$$

此处的 $X_N(t)$ 为奈奎斯特脉冲整形函数,那么根据式(3-3)和式(3-4),可以得到

$$Q(t) \cong H(t)^{-1} * X_N(t) \quad (3-5)$$

那么均衡滤波器的频域传递函数则可以表示为下式:

$$Q(f) \cong 1/H(f) \quad |f| < 1/2T \quad (3-6)$$

也就是说,当噪声可以忽略时,均衡器的传递函数和频域响应在奈奎斯特频率范围内,也就是信道 $H(f)$ 的倒数函数。这样,在高信噪比的条件下, $T/2$ 符号间隔的 CMA 算法或 DD-LMS 算法都能准确地估计信道的响应,从而可以作为时域预均衡函数,实现信号的时域预均衡。

值得注意的是,以上的分析假定系统是高信噪比而噪声是可以忽略的。在实际系统中,噪声总是存在的;另一方面,接收机端的自适应均衡器本身是受到滤波器的抽头长度影响的,因此如果综合考虑这些因素,实际通过接收机端线性自适应均衡器得到的预均衡函数应当表示为信道响应、噪声水平以及抽头长度的函数,即

$$Q(f) = F[H(f), N_0, L] \quad (3-7)$$

式中, N_0 是噪声功率谱密度, L 是自适应线性均衡器长度。通过文献[11]~[13]的分析可知,信道预均衡比后均衡有更小的 MSE,即信号恢复质量会更高。假定自适应滤波器长度是一定的,那么经过 MMSE 一类的均衡算法均衡后可以得到均衡器本身的响应为

$$Q(f)_{\text{MMSE}} = 1/(N_0 + H(f)), \quad |f| < 1/2T \quad (3-8)$$

那么,经过后均衡自适应滤波器后,信号具有最小的 MSE,即

$$\text{MSE}_{\text{min_post-EQ}} = T \int_{-f/2}^{f/2} N_0/[N_0 + H(f)]df \quad (3-9)$$

因此,信号经过均衡之后,最小的 MSE 是由噪声功率还有信道的响应所决定。由式(3-9)可以看出,当 $H(f)$ 很小也就是当信号的带宽被极大地限制时,经过均衡后的信号 MSE 由于要平衡噪声依旧会较大。如果引入前端预均衡,则能改善上述问题。假定信道的响应能由式(3-6)估计得到,那么新的信道相位则会满足 $H_{\text{pre}}(f) = Q(f)H(f) = 1$,那么对于预均衡的信号在经过线性自适应滤波器后的 MSE 满足

$$\text{MSE}_{\text{min_Pre-EQ}} = T \int_{-f/2}^{f/2} N_0/[N_0 + 1]df \quad (3-10)$$

对比式(3-9)和式(3-10),可以很明显地看出来,在相同的噪声水平下,对于窄带限制的信号,预均衡后的信号比未预均衡的信号在经过同样的后端线性自适应均衡后具有更小的 MSE,均衡后信号质量更好。对于带宽限制越严重的系统,预

均衡带来的系统性能提升增益越大。这也就是本节研究预均衡技术的意义所在。

3.3.2 相干光通信系统的线性数字预均衡实现方法

针对相干光通信系统,信道估计的实现可采用如图 3-3 所示的方法,基于接收机端的自适应均衡器如 DD-LMS 来实现。首先,利用 DAC 产生未经任何处理的 m QAM 信号作为预均衡的训练信号,由于系统的带宽限制主要由 DAC、电驱动、IQ 调制器等所决定,而这些因素与偏振无关,因此做信道估计时,只需要一个偏振的信号即可。在接收机端,为了避免频差、相差等的影响,还可以采用信号光同本振自拍频接收。这样,常用的接收机端的后均衡算法,如 CMA 和 DD-LMS 等,都可以用来做信道估计。如此,得到的 CMA 或 DD-LMS 的幅频响应便是系统传递函数的倒数函数。以 DD-LMS 为例,系统稳定后,滤波器的抽头都将收敛到一个稳定值,这个值通过归一化和频率对称处理后生成时域 FIR 滤波器,就可以作为前端预均衡的函数。另一方面,如 3.3.1 节所分析,为了得到准确的信道响应,应当使得噪声足够小,测定时的信噪比越高越好。由于信道估计是采用的常规自适应盲均衡算法,因此接收机端只需采用已有的盲均衡模块即可,不需要额外的模块做信道估计,相比于频域预均衡方法更为简单也易于实现。

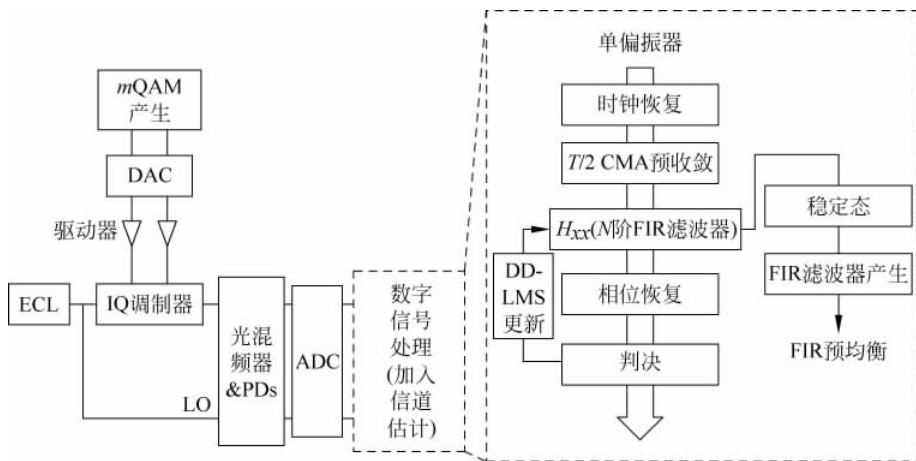


图 3-3 相干光通信系统基于 DD-LMS 的自适应滤波器信道估计实现方法原理图

3.3.3 相干光通信时域数字预均衡仿真结果分析

为了研究数字时域预均衡技术对带限光通信系统的预均衡性能,下面将通过一系列的数值仿真来验证,同时将研究在不同的系统条件下,如不同的信道滤波带宽、不同的光信噪比(optical signal-noise-ratio, OSNR)以及不同自适应均衡器抽头长度下,数字预均衡的性能表现。

1. 仿真系统的模型

图 3-4 为数字预均衡数值仿真系统的模型,该仿真系统基于商用的光通信仿真软件,发射机端包含四组数据,分别为 X 和 Y 偏振的 I 和 Q 路信号。仿真系统包含两部分,一部分是信道估计仿真,另一部分是预均衡仿真。做信道估计时,产生的 m QAM 信号未经任何处理,直接由 QAM 映射得到,由此经过接收机端的自相干拍频进行常规的后端数字信号处理,通过后端数字信号处理的自适应均衡模块 DD-LMS 得到预均衡的函数。IQ 调制器是理想的调制器,两臂分别为马赫-曾德尔调制器,都偏置零点并工作在线性区。调制后,两偏振态上的信号通过偏振合束器合并得到偏振复用信号。为了验证本节所提出的时域数字预均衡方案,在调制器驱动前端采用了两对低通滤波器(4 个),分别仿真器件的带宽限制效应。这四个低通滤波器都是理想的带宽可调的三阶贝塞尔滤波器。激光器线宽为 100kHz,其他器件均为理想器件带宽足够大。噪声在偏振复用后加入,且系统 OSNR 值可调。

在接收机端,采用偏振和相位分集相干探测光信号,一个与信号光源同频率的激光器作为本振光相干拍频,本振光的线宽为 100kHz,平衡光电探测器的响应系数为 1A/W ,而热噪声系数为 $10 \times 10^{-12}\text{A}/(\text{Hz})^{1/2}$ 。理想的 ADC 工作在两倍波特率的采样频率上实现模数转换。在接收机端数字信号处理模块包括 3.3.2 节所述的基本算法模块,即时钟恢复、基于 $T/2$ 符号间隔的 CMA 和 DD-LMS 级联的信道均衡、载波恢复等。信号的波特率为 32Gbaud,而 OSNR 的测量带宽为 0.1nm。预均衡采用的如图 3-5 所示的信道估计方案,然后利用求得的预均衡 FIR 滤波器进行前端预均衡。

2. 在不同的滤波带宽下数字预均衡的性能

图 3-5(a)为仿真系统中低通滤波器 3dB 带宽为 7GHz 时的频率响应图,而图 3-5(b)为通过本节所提出的信道估计算法,即基于接收机端的自适应均衡 DD-LMS 算法所得到的信道估计频响,包括了 DD-LMS 的频率响应和生成的 FIR 预均衡函数频谱响应,与它们对比的则是理想的信道反函数响应。可以看出,通过 DD-LMS 算法得到的信道估计响应同理想的信道响应符合得非常好。而图 3-5(c)和(d)则为 DD-LMS 的幅度和相位频率响应。可以看出 DD-LMS 的相位在整个频谱上都是线性的。DD-LMS 所生成的 FIR 滤波器具有“M”型的频率响应,尽管对于 $T/2$ 的 DD-LMS 而言,其频谱范围覆盖了整个 2 倍的奈奎斯特频段,然而由于实际的抽头系数更新以及 MSE 的更新是在 T 符号间隔的,所以实际的抽头系数只在奈奎斯特带宽以内保证了均衡器响应能补偿信道带宽限制。

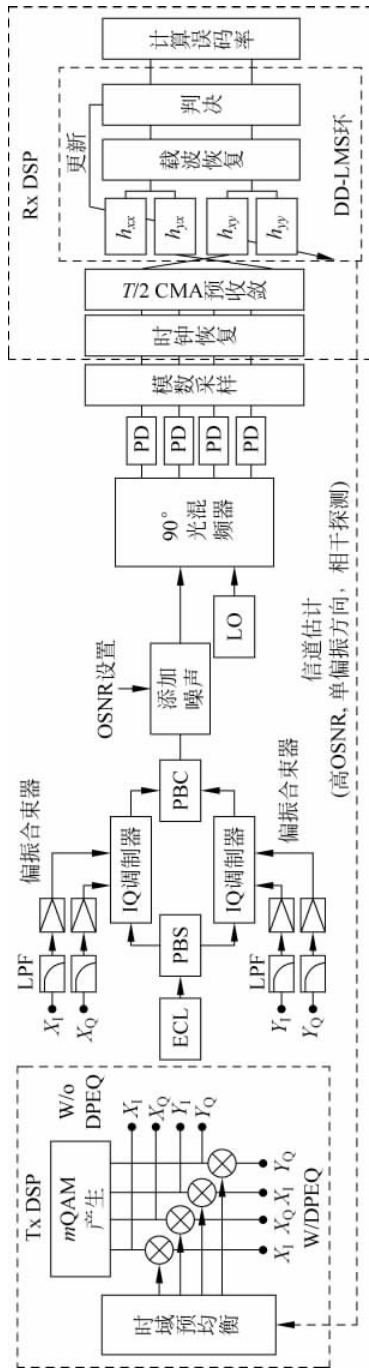


图 3-4 相干光通信系统的数字预均衡仿真系统模型

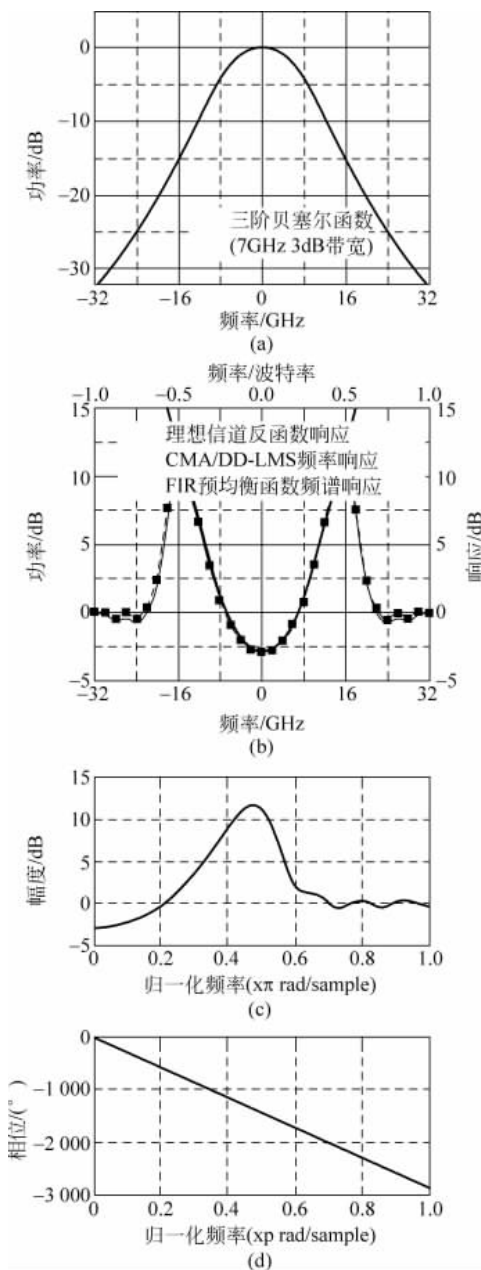


图 3-5 各种频率响应

(a) 低通滤波器的频率响应; (b) DD-LMS 的频率响应和生成的 FIR 预均衡函数频谱响应以及理想的信道反函数响应; (c)和(d)为 DD-LMS 的幅度和相位的频率响应

图 3-6(a)为 32Gbaud 的偏振复用 QPSK 信号在不同的滤波带宽下(7GHz 和 9GHz 的 3dB 带宽)有预均衡和没有预均衡式的误码率和 OSNR 曲线,可以看出,相比于未预均衡的信号在 7GHz 和 9GHz 的滤波带宽下,预均衡信号的 OSNR 性

能分别提高 4.5dB 和 2.5dB。插图(i)和(ii)则分别为 OSNR 为 16dB 时在 7GHz 的滤波带宽下,有预均衡(W/Pre-EQ)和无预均衡(W/o Pre-EQ)的信号恢复的星座图。图 3-6(b)为误码率为 1×10^{-2} 的情况下,32Gbaud 的偏振复用 QPSK 信号在没有均衡和有均衡的条件下 OSNR 的代价,此时改变滤波器的带宽从 4GHz 一直到 16GHz。而插图(iii)为 DD-LMS 生成的前端预均衡 FIR 滤波器在不同的滤波带宽下的频响。可以看出,通过采用所提出的数字时域预均衡方案,在低通滤波器带宽大于 6GHz 时,OSNR 的代价始终小于 0.5dB,而未均衡的信号在 6GHz 的滤波带宽下,OSNR 代价甚至高于 6dB。仿真结果显示,本节所提出的预均衡方案能极大改善带限系统的性能。

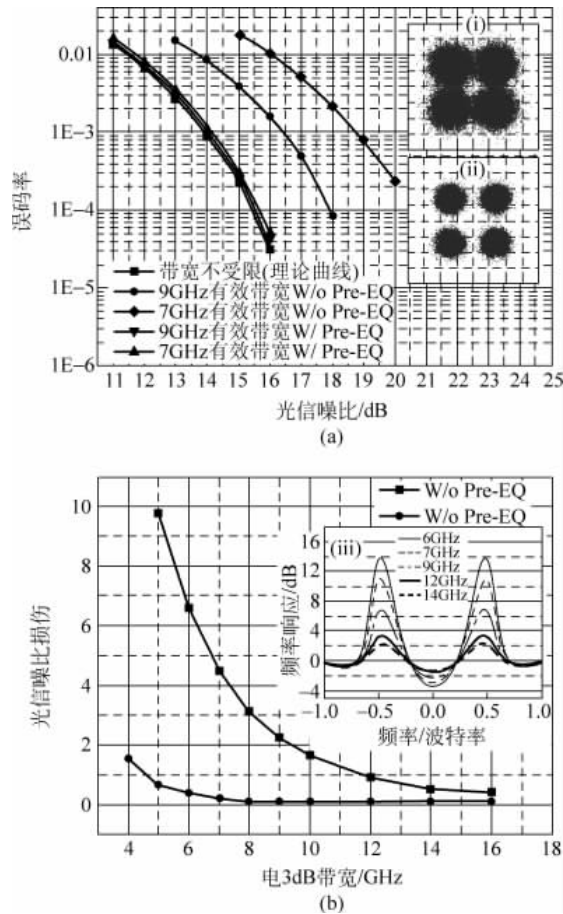


图 3-6 误码率和 OSNR 代价曲线

(a) 32Gbaud 的 PDM-QPSK 的误码率和 OSNR 曲线; (b) 误码率为 1×10^{-2} 时不同带宽下 OSNR 代价曲线

3. 自适应均衡器长度的影响

图 3-7(a)到(d)给出了在 7GHz 的滤波带宽时不同抽头长度下 DD-LMS 的频