

## 相干光通信实时信号处理

[摘要] 实时单载波相干光通信和实时相干光正交频分复用 (OFDM) 通信在处理方法和处理顺序上有所不同。实时相干光 OFDM 通信, 接收端的信号处理首先在时域上进行, 在时间同步之后便进行频偏估计, 随后通过 FFT 变换之后转换到频域上再进行信道估计、相位噪声估计以及最终的信号检测; 实时单载波相干光接收端的信号处理过程在时域上进行, 首先进行的是信道估计, 随后进行频偏估计。

[关键词] 相干光通信系统; 实时数字信号处理技术; 单载波技术; 频域正交复用技术

相干光通信系统具有支持高阶数字调制解调, 支持偏振复用等特点, 并在接收端引入了数字信号处理 (DSP) 的均衡技术, 能够实现高谱效率与长距离传输的光传输系统, 因此被公认为是 100G 及以上级高速光通信系统的解决方案, 并已成功应用于 100G 的商业系统中。

目前相干光通信的理论和实验始于 20 世纪 80 年代, 随着多年的算法研究与现场可编程门阵列 (FPGA 技术) 的发展, 相干光通信进入实时系统的研究阶段, 利用高速率模数转换器 (ADC) 配合 FPGA 搭建实时光相干系统电域处理部分是一种对其最有效率的研究方式。

2006 年, T. Pfau 首次实现了单载波正交相移键控 (QPSK) 实时光通信的传输, 前向纠错编码性能在 63 km 传输后达到 800 Mb/s[1]; 同年, A. Leven 实现了单载波 QPSK 4.4 Gb/s 实时光通信的传输实验[2]。2007 年, T. Pfau 采用偏振复用方式实现单载波 QPSK 2.8 Gb/s 实时光通信传输[3]; A. Leven 等人于同年通过使用常数模算法 (CMA) 以及偏振复用等方式首次实现 10 Gb/s 级的单载波实时光通信实验[4]。2008 年, Sun 等人首次实现了 40 Gb/s 单载波 QPSK 的实时光传输实验[5]。相对单载波系统, 实时正交频分复用 (OFDM) 系统的研究相对落后, S. Chen 于 2009 年实现首个 OFDM 系统实时光通信[6], 采用 QPSK 调制和 16QAM 调制的传输速率分别达到 1.55 Gb/s 和 3.1 Gb/s; 同时, Q. Yang 等人实现了 54 Gb/s 多频段 OFDM 相干光通信实验[7]。2009 年, F. Buchali 提出了 12.1 Gb/s 实时相干光 OFDM 发送装置[8], 并成功应用于 109 Gb/s 400 km 的传输实验中。2011 年, X. Xiao 等人实现了 10.5 Gb/s 相干光 OFDM 实时发送及接收装置[9], N. Kaneda 等人实现了 28.6 Gb/s 偏振复用相干光 OFDM 传输的实时接收器[10]; T. Pfau 等人实现了 40 Gb/s 偏振复用 16QAM 内差相干接收机[11]。图 1 给出了研究领域相干光实时通信单通道上传输速率的逐年发展情况。

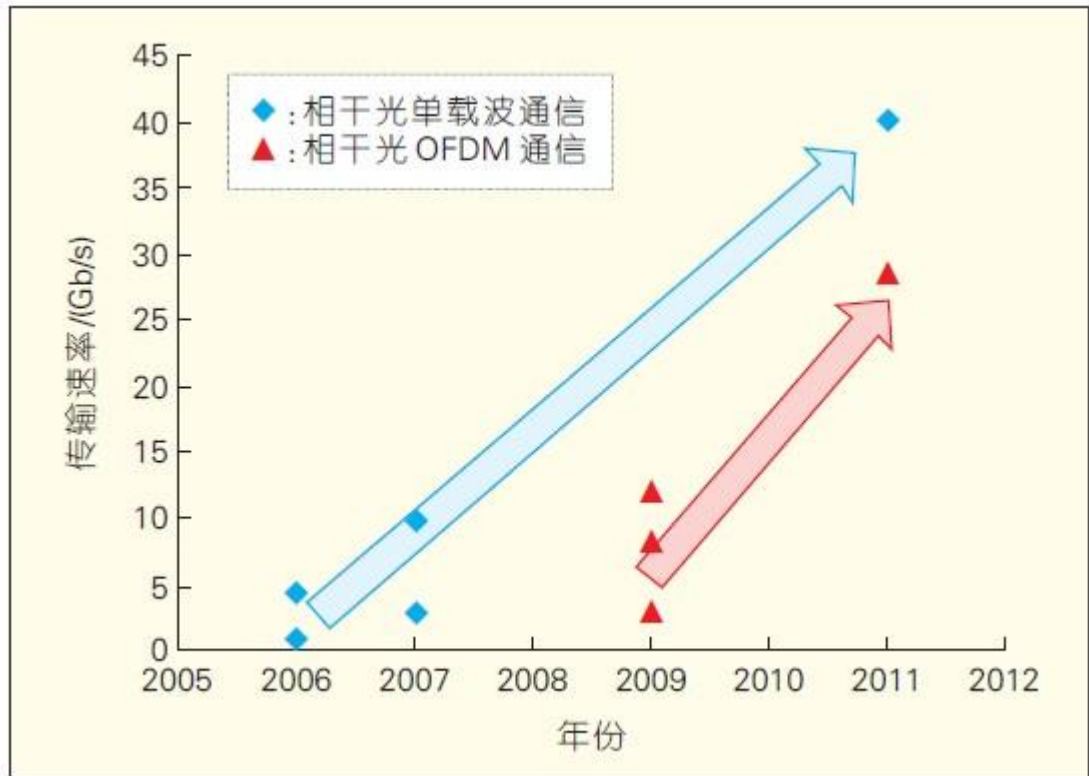


图 1 相干光实时通信的发展

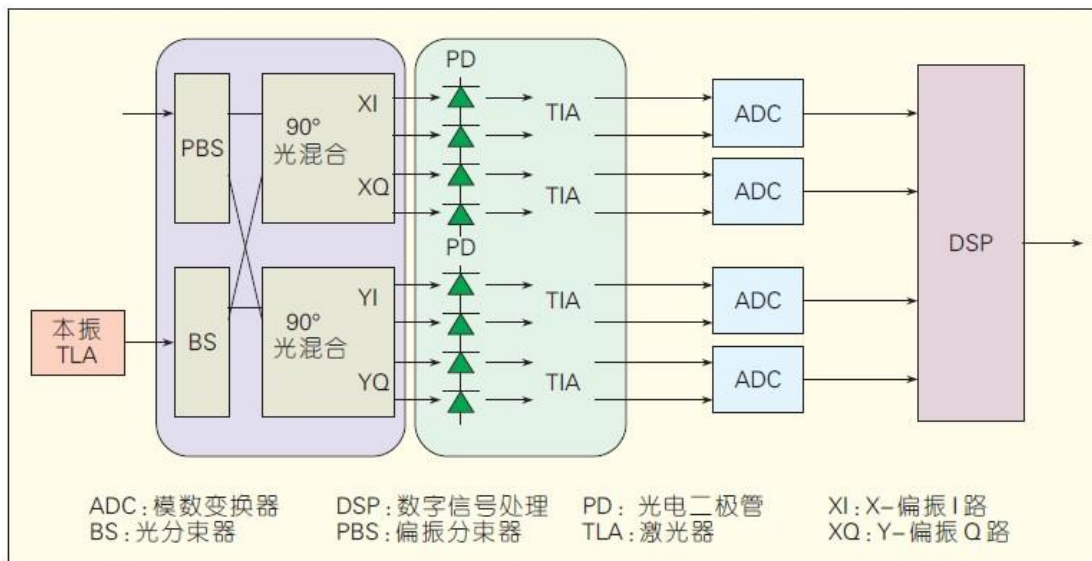


图 2 双偏振相干光接收

### 1 实时信号处理面临的挑战

双偏振相干光接收系统如图 2 所示。典型的双偏振相干光接收电域处理芯片由 4 块高速 ADC 及一块数字信号处理单元 (DSPU) 构成。对于超 100G 的高速光通信系统, ADC 的采样率通常需要达到 64 Gs/s 以上, 而当前数字芯片的处理速度仅仅在数百兆赫兹。因此, DSPU 无法以与 ADC 同样的时钟来进行数字信号处理, 为了完成如此高数据流量的数字信

号处理工作，ADC 之后必须将串行的高速采样数字信号转换为  $N$  个并行通道以便 DSPU 进行后续处理工作。例如对 100G 信号处理模块来说，ADC 的采样速度在 64 GHz，而数字芯片处理的速度仅为 250 MHz，换言之，DSPU 需要同时处理  $256 \times 4$  路并行的数字信号。如此多的并行通道会给 DSPU 的设计带来两个问题：

### (1) 算法的并行化设计

在 DSPU 算法设计中，必须考虑算法是否能够支持并行通道的处理模式，因为并非所有的算法都支持并行化处理。最典型的数字处理中经常使用到的无限冲击响应 (IIR) 滤波器，由于 IIR 滤波器必须使用到前一个时钟的输出作为其一个输入端口，而并行结构打乱了 IIR 滤波器所需的串行结构，因此在并行结构中 IIR 滤波器结构是无法实现的。对于带反馈结构的算法，如相干光单载波系统 (CO-SC) 中解偏振复用广泛采用的基于 CMA 的自适应滤波器结构，在并行结构中其滤波器参数的更新速度会由于并行通道数量的增加而变慢，从而影响到对偏振状态追踪的速度[12]。因此，在高速相干光通信 DSPU 的设计中，算法并行化设计是一个巨大的挑战。在这里，必须要指出的是：在 CO-OFDM 系统中，由于其采用的是频域上基于训练序列的迫零均衡 (ZF) 算法，其本身就是并行性结构算法且不含带反馈的结构，因此，在超高速 CO-OFDM 系统中，其算法的并行化设计要比相干单载波系统更容易实现[13]。

### (2) 并行系统的硬件资源使用效率优化

在  $N$  路的并行系统中，同样的数字处理模块往往需要在  $N$  路并行系统中同时用到，其资源消耗远远大于单路的串行系统。庞大的硬件资源消耗不仅带来了芯片设计布线的难度，也使得其成本与能耗大大增大，因此在并行系统中必须在保证性能的条件下尽可能的优化 DSPU 的硬件资源。比如在相移键控 (PSK) 以调整格式的系统中使用坐标旋转数字计算方法 (CORDIC) 将数字信号转换为角度替代复数，这样虽然增加了一个数字处理模块，然后之后的乘法运算就可以转换为简单的加减法运算而减少资源消耗。

除了上述由并行通道带来的问题外，实时 DSPU 设计还必须考虑到数字信号处理位宽对系统性能及系统功耗的影响。在相干光系统实时数字信号处理中，均采用整形数制对数字信号进行处理[14]，而整形数制运算的一个重要特点是所需位宽会随着运算过程随之增加。例如对两个 5 比特的整形数据进行加减法运算，为了避免溢出带来的错误，其结果必须用 6 比特来表示。相干光系统的数字处理部分是由许多复杂的运算单元组成的，若不在运算过程中进行位宽限制，其位宽的迅速增长会使得硬件资源的消耗迅速增加；同时，过度的限制位宽必然会带来部分运算结果的溢出而导致系统整体性能的下降。因此，实时 DSPU 必须同时考虑硬件资源消耗与系统性能从而计算出每一部运算过程合适的位宽。

## 2 实时相干光通信的信号处理

对于实时单载波相干光通信和实时相干光 OFDM 通信，在接收端的信号处理过程中都需要进行采样、信道估计、频偏估计、相位噪声估计等操作，但两者在处理方法和处理顺序上却有所不同。相比于单载波的信号处理过程，相干光 OFDM 的信号处理有额外的处理步骤：时间同步、去掉循环前缀、快速傅里叶变换 (FFT) 等。对于实时相干光 OFDM 通信，接收端的信号处理首先在时域上进行，在时间同步之后便进行频偏估计，随后通过 FFT 变

换之后转换到频域上再进行信道估计、相位噪声估计以及最终的信号检测；而实时单载波相干光接收端的信号处理过程则全是在时域上进行的，首先进行的是信道估计，随后才进行频偏估计。可见，两者的信号处理过程及算法均有所区别，下面就两者的信号处理过程分别进行详细介绍。

## 2.1 实时 CO-OFDM 信号处理

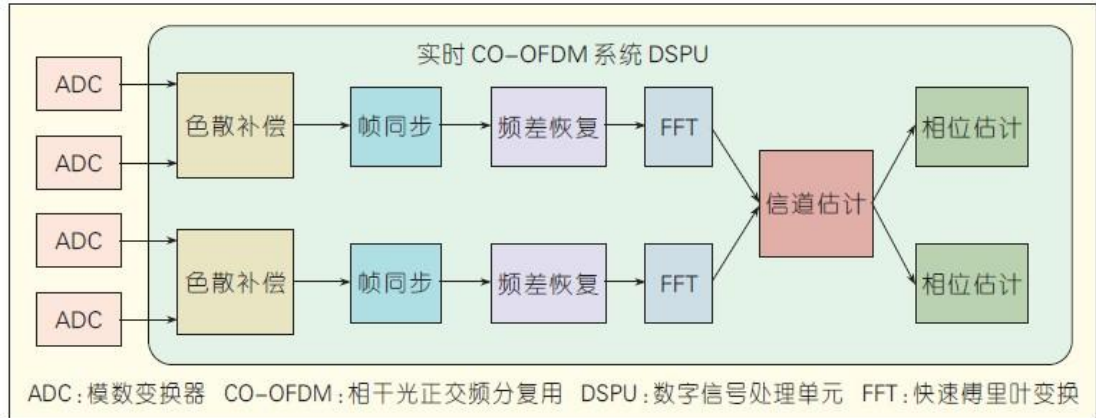


图 3 双偏振 CO-OFDM 系统 DSPU 结构图

图 3 所示为一个双偏振相干光正交频分复用（CO-OFDM）系统 DSPU 的结构图，其包括以下数字处理模块：帧同步、频差估计与纠正、FFT、信道估计、相位噪声估计。

### （1）帧同步模块

由于 CO-OFDM 系统是以 FFT 符号为单位进行数据处理，因此 CO-OFDM 系统往往会引入帧结构。帧同步有多种方法来实现，比较常见的有 Schmidl 算法，Minn 算法以及 Park 算法。这 3 种算法各有其特点，然而究其根本都是使用到了相邻相同符号间自相关运算来确定 OFDM 帧的起始位置。自相关运算在串行系统中可以简单的使用待反馈结构的递归算法来实现，然而在并行系统中，该递归算法不再适用，而若采用直接算法来实现，随着并行通道数量的增加，其硬件资源消耗将会非常的巨大。在文献[9]中使用了一种特殊结构的帧头来简化并行结构下帧同步复杂度；文献[12]提出了一种适用于并行通道自相关运算的递归算法以减少硬件资源消耗。

### （2）频差估计与纠正

在相干光通信中，发送端激光源与接收端激光源会存在频差从而导致接收信号再频域上出现偏移而影响 OFDM 子载波间的正交性。因此，在接收端 DSPU 必须对频差进行估计与补偿。一种广泛使用的频差估计方式使用了帧同步中的帧头进行估计，然而该方法仅能纠正 1 个 OFDM 子载波频率大小范围内的频差，相对于激光器的频差远远不够。在文献[15]中介绍了一种适用于相干光 OFDM 通信能够估计更大范围频差的方法。由于估计出的频差必须由复数形式转换为角度形式以便构建下变频所需的正余弦信号，在实时 OFDM 的 DSPU 设计中往往使用 CORDIC 算法来完成该步骤以节约硬件资源。频差估计之后必须进行对信号下变频运算以纠正频差。在并行系统中需要构建与并行通道数量相等的正余弦信号与下变频

复数乘法器以实现对信号的处理,该步骤不仅需要数目庞大的硬件资源,且正余弦信号的位宽与下变频后结果的位宽对系统的性能影响极大。因此,很多实时 OFDM 实验均采用了发送接收同光源的结构来避免频差模块,只有少量的实时 OFDM 实验加入了频差估计的模块。在文献[16]中一种自相关光 OFDM 的结构被提出并实现了 240 Gb/s 的多通道实时 OFDM 传输实验。

### (3) FFT 模块

在实时 OFDM 实验中,有两种方式实现 FFT 模块,一种是全并行输入输出的 FFT 模块,另一种是串行入串行出的 FFT 模块。第一种方法虽然需要大量的乘法器资源然而其与并行结构的契合度较好且不需要更多的控制单元。第二种方法只需要少量的乘法器,然而其需要一个储存器来进行串并转换,所需储存器的大小随着并行通道数量的平方线性增加。因此,在 FFT 模块结构的选择上必须结合并行通道数量多少以选择更适合的结构。除此之外,FFT 内旋因子与输出结果的位宽也必须仔细考量以满足系统性能要求。

### (4) 信道估计模块

在 CO-OFDM 系统中,信道估计往往是基于训练序列在频域上对信道响应进行计算。在双偏振 CO-OFDM 系统中,需要使用  $2 \times 2$  个训练序列同时完成解偏振与信道估计的工作。由于 OFDM 信号是基于 FFT 长度的周期性信号,其信道均衡可以很简单的在频域上用 ZF 算法来实现,并且只需要一个复数乘法器,这种结构使得 CO-OFDM 系统的信道估计模块能够很好的适应高速系统中的多通道并行结构。必须指出的是:与单载波系统所采用的基于 CMA 的多拍自适应滤波器结构相比,CO-OFDM 在高速并行通道信道估计模块上的结构要简单的多。

### (5) 相位噪声估计模块

由于激光器的相位噪声以及频偏估计中的残余误差,在信道估计之后,每一个 OFDM 符号的星座图相对原始的位置会产生一个整体的偏转,在 CO-OFDM 系统中,一种典型的做法是在每一个 OFDM 符号内选取一定数量的子载波加载已知的导频信号用于纠正这种相位偏移。同信道估计模块类似,由于相位噪声的纠正也仅需要一个复数乘法器,其 DSPU 的结构也很容易实现。相位噪声估计后的输出结果可以按照信道编码的需要输出软码或硬码至后续的解码模块进行最后的信息解调工作。

## 2.2 实时单载波信号处理

单载波 PSK/QAM 相干接收机的信号处理基本流程如图 4 所示,经过模数转换后,累计的信道色度色散需要被补偿,接着需要进行偏振跟踪及信道均衡,最后,在判决电路前需要进行载波的相位恢复和频率恢复。

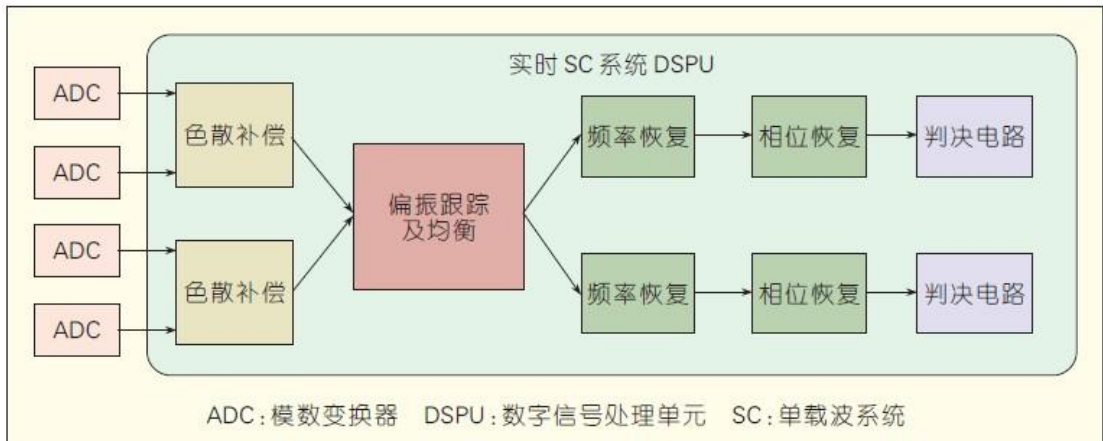


图 4 实时单载波相干光系统 DSPU 结构图

图 4 的信号处理流程中各部分的功能和算法具体描述如下：

### (1) 色散补偿模块

对接收信号的均衡分两步进行：首先分别在每个偏振支路上进行静态或者慢速的自适应均衡，然后在两个偏振支路上进行联合的快速自适应均衡。第一个均衡器一般选择具有较长冲激响应，以补偿准静态的色散或者光前端的频率响应。第二个均衡器一般选择较短的冲激响应和较快的自适应速率，用以做偏振跟踪、偏振模色散（PMD）均衡、以及静态均衡器未补偿的剩余色散。

### (2) 偏振跟踪及信道均衡模块

偏振跟踪用来补偿两个偏振通道之间的串扰。偏振跟踪通常需要使用两进两出的自适应滤波器来实现。一个自适应滤波器可分为 3 个部分：滤波部分、误差估计部分和滤波系数的更新部分。滤波部分通常有较短的冲击响应，由于它需要跟踪任意的偏振旋转，滤波系数必须能快速更新。第二步，进行误差估计。误差估计的方法有很多，如插入训练序列，决策反馈；或者测量已知信号的属性。前一种方法有良好的跟踪性能，但需要在反馈环路中进行载波同步。后一种方法有更小的环路延迟，可提供更快的跟踪速度，如 CMA 算法[17]。CMA 通过纠正信号的恒定幅值来均衡后信号的振幅的偏差，可以很好的分开两个偏振通道，不仅适用于 PSK 信号。也可以用于 QAM 信号，但会带来噪声和收敛速度变慢的代价。第三步，从误差估计的结果更新滤波系数。已知的算法如 Wiener-Hopf 方法，最陡下降法。从实现的角度来说最实用的方法是 LMS 算法[18]。LMS 算法的基本思想是通过求均方误差同滤波系数的导数来估算误差梯度。滤波系数则通过每次加上一个负误差梯度的比例项来更新。权重因子 $\mu$  再用于控制滤波器的自适应速度以及滤波系数的剩余误差。

### (3) 载波同步模块

载波同步即载波的频差校正和相差校正，是任何基于数字信号处理的相干接收机都需要实现的部分。频差校正和相差校正概念上非常相似，都包含误差估算，对估算结果滤波，数据恢复 3 部分。频率恢复的具体方法在文献[19]中提出。相位恢复通常包含两步：首选，

去除调制信息得到一个瞬时的相位估计；然后对相位估计进行滤波以去除噪声的影响。在大多数通信系统中，调制信息的去除采用直接判决法，信号判决前后之差作为相位误差的瞬时估计值。但直接判决法通常用到反馈结构，这对并行流水线和块处理的实现结构来说是一个挑战，因为反馈时延会并行通道数量增加，过多的并行通道会导致相位噪声容忍度的降低。而前项反馈技术不仅可用来改善其性能[20]，也能够较容易的在块处理结构中实现。

### 3 结束语

相干光通信系统已成为 100G 和更高速率的超高速光通信系统的主要解决方案，其最重要的核心技术就是接收机数字信号处理技术。本文首先对实时数字信号处理技术的发展现状进行了介绍；随后就实时数字信号处理技术的难点及挑战进行了分析；并分别对相干光通信系统中的两种主流调制格式（单载波及 OFDM）所采用的实时数字信号处理技术进行了描述。

参考文献（略）

来源：中兴通讯技术 作者：肖潇，杨奇，杨铸

收稿日期：2013-02-25