

文章编号:1005-4642(2021)11-0049-06

可见光通信混合调制接收机的实验设计

党甜甜,周 倩,李金泽,漆益红,宋 丁,张 天

(东北师范大学 物理学院,吉林 长春 130024)

摘 要:利用非对称裁剪直流偏置光正交频分复用(ADO-OFDM)调制分支信号的时域反对称和周期特性,结合快速傅里叶变换算法,在时域上实现了既有混合调制接收机的低复杂度设计. 通过理论分析和仿真实验相结合的教学手段,向学生更好地展示了光通信技术的完整解调过程,使学生更深入地理解现代信号处理和通信技术的应用,实现了教学和科研的有机结合.

关键词:可见光通信;混合调制;计算复杂度;误码率

中图分类号: TN929.1

文献标识码: A

DOI:10.19655/j.cnki.1005-4642.2021.11.009

随着绿色、节能、环保的半导体照明器件 LED 的普及应用,室内可见光通信(Visible light communications, VLC)技术得到迅猛发展^[1-4]. 与传统的射频(Radio frequency, RF)通信技术相比,VLC 具有丰富的频谱资源、较低的功耗、无电磁干扰、良好的保密性和兼顾照明与通信等功能,在手术室、商场和机场等室内场景已经逐渐发展成为为了射频通信技术的有效补充手段,具有良好的应用前景^[5].

目前,商业 LED 的调频带宽通常小于 5 MHz,因此,传统的开关键控(OOK)、脉冲位置调制(PPM)等技术的频谱利用率较低,从而限制了 VLC 系统的通信速率^[6-7]. 为此,研究高频谱利用率的调制解调技术成为了实现高速 VLC 系统的重要研究方向. 可见光通信系统的发射机为 LED,因而为满足强度调制直接检测(Intensity modulation/Direct detection, IM/DD)要求^[8],直流偏置光正交频分复用(DC biased optical orthogonal frequency division multiplexing, DCO-OFDM)调制技术最先被提出并应用到了 VLC 系统中^[9]. DCO-OFDM 调制通过额外的直流偏置和负裁剪操作保障了发送信号的单极性. 但由于

需要较大的直流偏置电流,导致其功耗增加,因此从能量角度来看并不是最佳方案.

Armstrong 等人进一步结合既有的非对称限幅光正交频分复用(Asymmetrically clipped optical orthogonal frequency division multiplexing, ACO-OFDM)调制信号的时域特点,提出了一种新型混合调制技术——非对称限幅直流偏置的光正交频分复用(Asymmetrically clipped DC biased optical orthogonal frequency division multiplexing, ADO-OFDM)调制^[10-11]. ADO-OFDM 信号由相互独立的 ACO-OFDM 和 DCO-OFDM 信号在发送端进行时域叠加获得,其不仅改善了 ACO-OFDM 的频谱效率,还改善了 DCO-OFDM 的功率效率.

然而,传统的 ADO-OFDM 接收机需要在频域进行复杂的叠加信号分离和提取,增加了系统的复杂度和接收机硬件成本. 接收机的复杂度是限制其在高速通信中应用的主要因素,因此本文提出了基于时域信号分离和解调的低复杂度接收机. 与传统的频域接收机相比,本文提出的时域接收机不仅具有相同的误码率性能,还可以显著地降低系统的计算复杂度.

收稿日期: 2021-07-09

基金项目: 中央高校基本科研业务专项资金资助(No. 202110200111303);吉林省科技厅优秀青年人才基金资助(No. 20190103010JH)

作者简介: 党甜甜(2000—),女,陕西榆林人,东北师范大学物理学院 2018 级本科生. E-mail: dangtt854@nenu.edu.cn

通讯作者: 张 天(1986—),男,吉林长春人,东北师范大学物理学院讲师,博士,主要从事光电信号检测与信息处理方面的研究. E-mail: zhangt100@nenu.edu.cn



1 ADO-OFDM 调制的基本原理

在 ADO-OFDM 通信系统中,其发射机结构如图 1 所示. 发送数据被分成 2 路,并行地生成 ACO-OFDM 和 DCO-OFDM 信号,在发射端经过时域叠加后,用来直接驱动 LED 发射光信号.

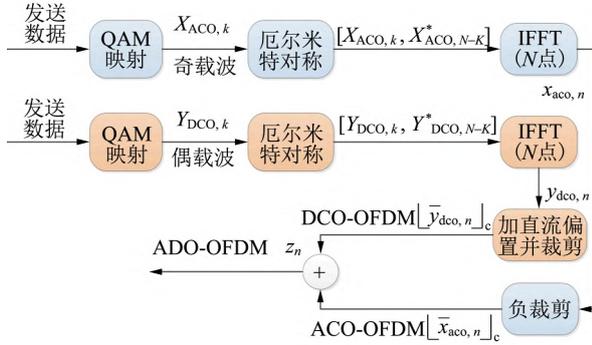


图 1 ADO-OFDM 的发射机框图

在 ACO-OFDM 分支中,数据经过正交幅度调制(Quadrature amplitude modulation, QAM)后,被加载到奇载波上,而偶载波被置为 0. 为了保证输出的时域信号为实数,厄尔米特对称被应用到了生成频域数据上,因而快速傅里叶逆变换(Inverse fast Fourier transform, IFFT)的输入向量可以表示为

$$X_{ACO,k} = [0, X_{ACO,1}, 0, \dots, X_{ACO,N/2-1}, 0, X_{ACO,N/2-1}^*, \dots, X_{ACO,1}^*], \quad (1)$$

式中, $X_{ACO,k}$ 和 $*$ 分别表示 ACO-OFDM 分支的 QAM 符号和复数共轭操作. 经过 N 点 IFFT 操作后,得到的未经过负载剪的时域 ACO-OFDM 信号为

$$x_{aco,n} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_{ACO,k} \exp(j \frac{2\pi}{N} nk), \quad (2)$$

式中, $x_{aco,n} = -x_{aco,n+N/2}$, $n=0, 1, 2, \dots, N/2-1$.

由于 $x_{aco,n}$ 具有时域反对称性,因而经过负载剪操作得到的单极性 ACO-OFDM 信号并不会产生数据损失,可以表示为 $\lfloor x_{aco,n} \rfloor_c$, 其中 $\lfloor \cdot \rfloor_c$ 代表负载剪操作, $n=0, 1, 2, \dots, N-1$.

在 DCO-OFDM 分支中,数据信息只被调制在偶载波上,其中第 0 和 $N/2$ 个子载波被置为 0. 这里同样应用厄尔米特对称保障生成实数的时域信号,其频域向量可以表示为

$$Y_{DCO,k} = [0, 0, Y_{DCO,2}, \dots, Y_{DCO,N/2-2}, 0, 0, 0,$$

$$Y_{DCO,N/2-2}^*, \dots, Y_{DCO,2}^*, 0], \quad (3)$$

式中, $Y_{DCO,k}$ 表示 DCO-OFDM 分支的 QAM 符号. 经过 IFFT 模块后,得到未裁剪的时域信号为

$$y_{dco,n} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N/2-1} Y_{DCO,k} \exp(j \frac{2\pi}{N} nk), \quad (4)$$

式中, $n=0, 1, 2, \dots, N-1$. 并且 DCO-OFDM 分支的时域信号满足周期特性,即:

$$y_{dco,n} = y_{dco,n+N/2}. \quad (5)$$

为了保证 DCO-OFDM 的时域信号的非负性,需要额外加上合适的直流偏置,即:

$$\bar{y}_{dco,n} = y_{dco,n} + I_{DC}, \quad (6)$$

式中, $n=0, 1, 2, \dots, N/2-1$, I_{DC} 表示直流偏置电流. 受到 LED 的非线性传输特性限制,直流偏置不能设置过大,否则会使发送信号出现饱和或截断失真,处理后的 DCO-OFDM 分支信号可以表示为

$\lfloor \bar{y}_{dco,n} \rfloor_c$, 其中 $\lfloor \bar{y}_{dco,n} \rfloor_c$ 依然满足周期性.

在发送端将相互独立的 ACO-OFDM 信号和 DCO-OFDM 信号进行时域叠加,即可得到混合调制 ADO-OFDM 信号,表示为

$$z_n = \lfloor x_{aco,n} \rfloor_c + \lfloor \bar{y}_{dco,n} \rfloor_c. \quad (7)$$

在接收端,采用 ThorLabs 公司提供的 PIN 光电二极管把检测到的光信号转换成电信号,并用示波器进行模数转换. 传输过程中,环境噪声和热噪声干扰可以被归纳为高斯白噪声,因而接收信号可以表示为

$$r_n = h \otimes z_n + w_n, \quad (8)$$

式中, h 表示信道的冲击响应, \otimes 表示卷积操作, w_n 表示高斯白噪声.

2 ADO-OFDM 实验设计

2.1 传统的 ADO-OFDM 接收机

传统的 ADO-OFDM 接收机如图 2 所示^[12]. 从图 2 可知,接收信号 r_n 经过 N 点的快速傅里叶变换(Fast Fourier Transform, FFT)后得到对应的频域数据. 由频域特性可知,ACO-OFDM 分支的裁剪失真会落在偶载波上,并不会对奇载波携带的数据信息造成干扰. 同时,调制在偶载波的 DCO-OFDM 分支也不会对奇载波造成干扰. 因此,可直接提取 ACO-OFDM 分支的频域子载波数据,并采用最大似然估计法对 ACO-OFDM

信号解调,即可准确获得 ACO-OFDM 分支所携带的数据信息.然后,对解调数据进行 IFFT、负裁剪和 FFT 操作,进一步估计其对偶载波造成的裁剪失真量.最后,通过剔除 ADO-OFDM 频域偶载波数据中的 ACO-OFDM 裁剪失真量,即可获得偶载波上的 DCO-OFDM 频域成分,结合最大似然估计即可正确地解调出 DCO-OFDM 分支所携带的数据信息.

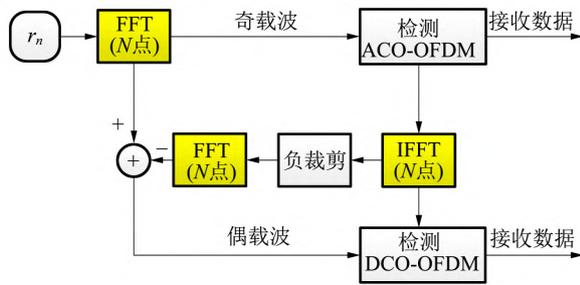


图 2 传统的 ADO-OFDM 接收机框图

2.2 低复杂度接收机的设计

由于传统的接收机在频域进行叠加数据的分离和提取,需要 2 次 N 点的 FFT 和 1 次 N 点的 IFFT 变换,带来较高的系统计算复杂度,也间接地提升了系统的硬件设计成本,因而限制了其在高速通信场景中的应用.为此,本文根据 ADO-OFDM 分支信号的时域反对称和周期特性,从时域的角度实现了对发送叠加信号的正确分离和解调,有效地降低了系统接收机的复杂度,本文设计的接收机框图如图 3 所示.

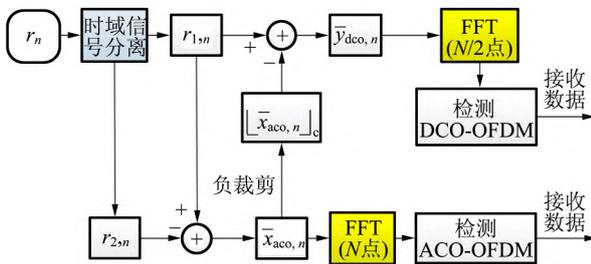


图 3 ADO-OFDM 的低复杂度接收机

由于 ADO-OFDM 中的 ACO-OFDM 分支具有时域反对称性,而 DCO-OFDM 分支具有时域周期性,因而接收的 ADO-OFDM 信号可表示为:

$$\begin{cases} r_{1,n} = r_n = \lfloor x_{aco,n} \rfloor_c + \bar{y}_{dco,n} + \omega_{1,n} \\ r_{2,n} = r_{n+N/2} = \lfloor -x_{aco,n} \rfloor_c + \bar{y}_{dco,n} + \omega_{2,n} \end{cases}, \quad (9)$$

式中, $\omega_{1,n} = \omega_n, \omega_{2,n} = \omega_{n+N/2}$. 根据式(9),通过对接收的 ADO-OFDM 信号进行前后半帧相减操作,可以得到完整的前半帧未裁剪的双极性 ACO-OFDM 时域信号为

$$\vec{x}_{aco,n} = r_{1,n} - r_{2,n} = x_{aco,n} + \omega_{3,n}, \quad (10)$$

式中, \vec{x} 表示接收信号, $\omega_{3,n}$ 表示影响 ACO-OFDM 分支信号的噪声总和.通过对 $\vec{x}_{aco,n}$ 做 N 点 FFT 操作即可无损地提取出奇载波上的 ACO-OFDM 分支信号.结合标准的最大似然解调过程,即可得到 ACO-OFDM 分支所携带的发送数据信息.

接下来,通过对双极性的 $\vec{x}_{aco,n}$ 做负裁剪,可获得单极性的前半帧 ACO-OFDM 信号为

$$\lfloor \vec{x}_{aco,n} \rfloor_c = \lfloor x_{aco,n} + \omega_{3,n} \rfloor_c = \lfloor x_{aco,n} \rfloor_c + \omega_{4,n}, \quad (11)$$

式中, $\omega_{4,n}$ 表示裁剪噪声.因此,从前半帧接收信号 r_n 中减去单极性的 ACO-OFDM 分量,即可获得前半帧 DCO-OFDM 信号:

$$\bar{y}_{dco,n} = r_{1,n} - \lfloor \vec{x}_{aco,n} \rfloor_c = \bar{y}_{dco,n} + \omega_{5,n}, \quad (12)$$

式中, $\omega_{5,n}$ 表示 DCO-OFDM 分支信号的噪声干扰.由于 DCO-OFDM 分支具有时域周期性,因而只需 $N/2$ 点 FFT 处理,即可获得 DCO-OFDM 分支所携带的完整发送数据信息.

2.3 接收机的复杂度分析

经典的室内可见光通信系统的传输距离一般为 3~5 m,因而在视距链路(line of sight, LOS)下的传输延迟可忽略.此时,系统接收机的处理速度将制约其在高速通信场景中的应用.对于 ADO-OFDM 接收机,其计算复杂度主要取决于 FFT 和 IFFT 的使用次数^[13].参照参考文献[12],定义 N 点的复数 IFFT 和实数 FFT 运算的计算复杂度分别为 $O(N \log_2 N)$ 和 $O\left(\frac{N}{2} \log_2 N\right)$.

由于传统接收机的解调算法需要 2 次 N 点的 FFT 操作和 1 次 N 点的 IFFT 操作,因而其计算复杂度为

$$\begin{aligned} O(\text{Conv.}) &= 2O\left(\frac{N}{2} \log_2 N\right) + O(N \log_2 N) = \\ &= 2O(N \log_2 N). \end{aligned} \quad (13)$$

对于本文提出的接收机,解调算法仅需要 1 次 N 点的 FFT 操作和 1 次 $N/2$ 点的 FFT 操作,因而其计算复杂度为

$$O(\text{Prop.}) = O\left(\frac{N}{2} \log_2 N\right) + O\left[\frac{N}{4} \log_2 \left(\frac{N}{2}\right)\right] =$$

$$\frac{1}{2}O(N\log_2 N) + \frac{1}{4}O\left[N\log_2\left(\frac{N}{2}\right)\right]. \quad (14)$$

为对比 2 种接收机的计算复杂度,给出了计算复杂度增加比(Computation complexity increase ratio, CCIR)函数^[14],其定义为

$$R_{\text{CCIR}} = 1 - \frac{O(\text{Prop.})}{O(\text{Conv.})}. \quad (15)$$

以子载波数为 256 的 ADO-OFDM 系统为例,本文所提出的时域接收机相较于传统的频域接收机,能够获得高达 64.1%的复杂度降低。

3 学生实验范例

为进一步验证低复杂度接收机的整体性能,从实验平台、实验原理、数据分析和仿真验证几个方面,来系统分析和验证设计成效^[15]. 选取有代表性的部分实验数据,展示了 2 种接收机在相同条件下的误码率和计算时间对比. 图 4 为原理性验证试验所使用的半实物仿真平台. 在发送端,先将 Matlab 生成的 ADO-OFDM 数据载入到任意信号发生器,再结合 T 型偏置器,实现对飞利浦商业 LED 的驱动. 在接收端,利用是德科技的示波器实现对光电探测器转换的电信号的采集和储存,并通过 Matlab 离线处理的方式实现对接收信号的离线解调.

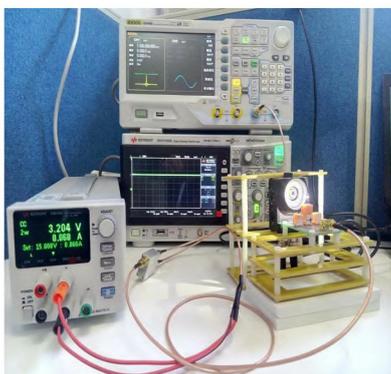


图 4 ADO-OFDM 的半实物仿真平台

为不失一般性,4&4-QAM、16&4-QAM 和 16&16-QAM 的 ACO-OFDM 和 DCO-OFDM 的调制组合被选为误码率仿真实验的对比对象. 图 5~7 给出了 ACO-OFDM 分支、DCO-OFDM 分支和 ADO-OFDM 的误码率 R_{BER} 仿真结果,其中 DCO-OFDM 分支的直流偏置量设为 7 dB.

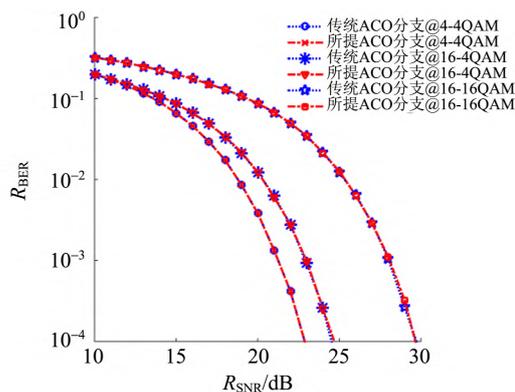


图 5 2 种接收机的 ACO-OFDM 分支的误码率对比

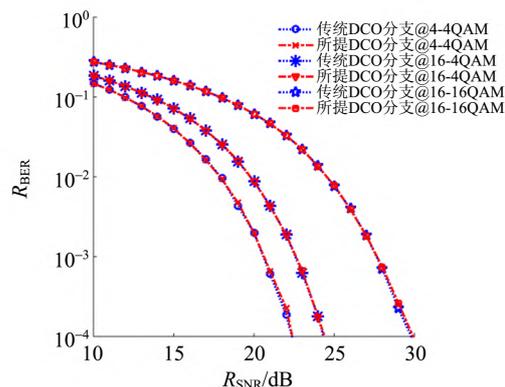


图 6 2 种接收机的 DCO-OFDM 分支的误码率对比

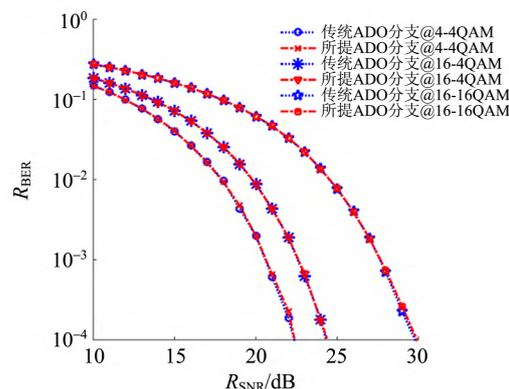


图 7 2 种接收机的 ADO-OFDM 总体误码率对比

从图 5~7 的仿真结果可以得出,2 种接收机的 ACO-OFDM 分支、DCO-OFDM 分支和总的 ADO-OFDM 误码率曲线都具有较好的一致性,说明本文提出的低复杂度时域接收机具有和传统频域接收机相同的误码率性能。

此外,鉴于单纯的 FFT 和 IFFT 的复杂度统

计不能完全代表 2 种接收机的所有数学运算。为此,从半实物仿真的角度,记录了相同和不同发送数目下,不同调制组合的 ADO-OFDM 信号,在不同接收机下的离线处理时间作为进一步对比依据如表 1 所示。

表 1 2 种接收机数据处理时间对比

ACO 和 DCO 调制组合	发送符号 数目	t_{Rx}/s		$\Delta t/s$
		传统	本文	
4&4-QAM	1.905×10^3	17.30	17.28	0.02
4&4-QAM	1.905×10^4	171.52	170.12	1.40
16&16-QAM	1.905×10^3	28.96	28.91	0.05
16&16-QAM	1.905×10^4	289.22	287.74	1.48

从表 1 可知,不同调制阶数下,传输符号数越多,2 种接收机的时间差越大;相同调制阶数和相同符号数下,本文提出的接收机的传输时间更短,并且低复杂度接收机的优势也会随着调制阶数和符号数的增加而变得更加明显。2 种接收机的时间差异主要来源于不同的接收机设计理念。本文提出的时域接收机,采用了时域的信号分离和提取技术,省去频域接收机中额外的 IFFT 和 FFT 运算,降低了系统的复杂度,同时还有效地降低了接收机电路设计的硬件成本。因此,从误码率和计算复杂度的角度综合分析,本文提出的低复杂度接收机具有一定的优越性。

4 结束语

为有效拓展本科“信号与系统”和“通信原理”课程的理论知识,设计了基于时域信号分离技术替代传统频域信号分离方法的低复杂度混合调制接收机,降低了 ADO-OFDM 可见光通信系统的接收机计算复杂度。同时借助本科生科研立项和教学知识拓展,展示了现代信号处理和通信技术在科研实践中的应用,完整的实验设计过程不仅加深了学生对理论知识的理解,还增加了其科研兴趣,为教学和科研的有机结合提供了借鉴。

参考文献:

[1] Ghassemlooy Z, Arnon S, Uysal M, et al. Emerging optical wireless communications—advances and challenges [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2015,33(9):1738-1749.
[2] Matheus L, Vieira A, Vieira L, et al. Visible light

communication: Concepts, applications and challenges [J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2019,21(4):3204-3237.
[3] Yang Y, Yamagami Y, Yu X, et al. Terahertz topological photonics for on-chip communication [J]. Nature Photonics, 2020,14(7):446-451.
[4] Ji H, Zhang T, Qiao S, et al. Joint dimming control and optimal power allocation for THO-OFDM visible light communications [J]. IEEE Transactions on Communications, 2021,69(8):5352-5366.
[5] 迟楠,陈慧. 高速可见光通信的前沿研究进展[J]. 光电工程,2020,47(3):6-17.
[6] 郭树旭,臧玲玲,韩明珠,等. 可见光通信的间隔多脉冲位置调制[J]. 光学精密工程,2014,22(7):1760-1765.
[7] 朱义君,付红双,蔡文炳. 可见光通信中低复杂度自适应广义空间调制算法[J]. 吉林大学学报(工学版),2015,45(6):349-353.
[8] Zhang T, Zou Y, Sun J, et al. Design of PAM-DMT-Based hybrid optical OFDM for visible light communications [J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2019,8(1):265-268.
[9] Zhang M, Zhang Z. An optimum DC-biasing for DCO-OFDM system [J]. IEEE Communications Letters, 2014,8(18):1351-1354.
[10] Ranjha B, Kavehrad M. Hybrid asymmetrically clipped OFDM based IM/DD optical wireless system [J]. IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking, 2014,6(4):387-396.
[11] Dissanayake S D, Panta K, Armstrong J. A novel technique to simultaneously transmit ACO-OFDM and DCO-OFDM in IM/DD systems [C]//Houston: IEEE Global Communications Workshops, 2011:782-786.
[12] 薛家豪,李琪,徐胜男,等. 室内 LED 可见光通信的分集接收系统[J]. 物理实验,2016,36(9):15-18.
[13] Islim M S, Haas H. Augmenting the spectral efficiency of enhanced PAM-DMT-based optical wireless communications [J]. Optics Express, 2016,11(24):111932-111949.
[14] Zhang T, Sun L F, Zhao C Y, et al. Low-complexity receiver for HACO-OFDM in optical wireless communications [J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2021,10(3):572-575.
[15] 李智浩,蒲小年,劳健涛,等. 基于幅度调制的可见光通信演示仪[J]. 物理实验,2018,38(4):38-42.

Hybrid modulation receiver for visible light communications

DANG Tian-tian, ZHOU Qian, LI Jin-ze, QI Yi-hong,
SONG Ding, ZHANG Tian

(School of Physics, Northeast Normal University, Changchun 130024, China)

Abstract: The low-complexity design of an existing hybrid modulation receiver in the time domain was realized by using the time-domain antisymmetric and periodic properties of the asymmetric trimmed DC-biased optical orthogonal frequency division multiplexing (ADO-OFDM) modulated branch signal, combining with the fast Fourier transform algorithm. The complete demodulation process of optical communication technology was better demonstrated to students. The organic combination of teaching and scientific research was realized and could be seen as a good example for the application of modern signal processing and communication technology.

Key words: visible light communications; hybrid modulation; computational complexity; bit error rate

[责任编辑:郭 伟]

(上接 48 页)

Effect of rotational inertia on the natural frequency of loaded tuning fork

ZHANG Yue-jian, LIU Yue, LIU Ke-wei, BAI Zai-qiao

(Department of Physics, Beijing Normal University, Beijing 100875, China)

Abstract: When calculating the natural frequency of a loaded tuning fork, the load is usually considered as an additional mass attached to the spring oscillator, and this model can better describe the dependence of the tuning fork resonant frequency on the load mass. However, it is found that the load moment of inertia also has a slight effect on the resonant frequency of the tuning fork. Starting from Virial theorem and taking into account the rotational kinetic energy of the load, a generalized formula for the calculation of the natural frequency was obtained, which could better describe the laws of the measured data than the simple spring oscillator model.

Key words: tuning fork; load; natural frequency; moment of inertia

[责任编辑:郭 伟]