

基于过采样的线性调频匹配滤波器的研制

钟俊龙, 邱健*, 骆开庆, 李榕, 彭力, 刘冬梅, 韩鹏

华南师范大学物理与电信工程学院, 广东 广州 510006

摘要 针对可见光定位的信源在空间传输中抗干扰能力差、易失真,且接收信号的信噪比(SNR)会随传输距离的增加而显著降低等问题,设计了一款线性调频(LFM)信号同步检测的时域匹配滤波器。该匹配滤波器的特点是结合了过采样与互相关正交算法,将它应用在 LFM 信号的可见光定位中,可以有效地提高信号传输的距离。基于现场可编程门阵列器件完成了 LFM 时域匹配滤波器的逻辑设计与集成。在长距离可见光通信的同步检测实验中,在 6 m 通信距离内,该匹配滤波器同步检测的正确率超过 99%,这为将来采用 LFM 信号进行可见光定位的应用奠定了基础。

关键词 光纤光学; 可见光定位; 低信噪比; 匹配滤波器; 现场可编程门阵列

中图分类号 TN929.1

文献标志码 A

doi: 10.3788/LOP57.190602

Development of Linear Frequency Modulation Matched Filter Using Oversampling

Zhong Junlong, Qiu Jian*, Luo Kaiqing, Li Rong, Peng Li, Liu Dongmei, Han Peng

School of Physics and Telecommunications Engineering, South China Normal University,

Guangzhou, Guangdong 510006, China

Abstract This paper presents a time-domain matched filter for synchronous detection of linear frequency modulation (LFM) signals to consider the influence of poor anti-interference ability and distortion of visible light location source in space transmission and the signal to noise ratio (SNR). The SNR of a received signal decreases significantly with the increase in transmission distance. The matched filter is characterized by a combination of oversampling and a cross-correlation orthogonal algorithm. The application of the proposed filter to the visible light location of the LFM signal effectively improves the signal transmission distance. The logic design and integration of the LFM time-domain matched filter are completed using a field programmable gate array. In the synchronous detection experiment of long-distance visible light communication, the accuracy of synchronous detection of the matched filter is more than 99% at a communication distance of 6 m, which lays a foundation for the application of the LFM signal in the visible light location in the future.

Key words fiber optics; visible light location; low signal to noise ratio; matched filter; field programmable gate array

OCIS codes 060.4510; 230.3670; 230.5160

1 引言

近年来,室内定位技术受到广泛关注,室内定位包括大型仓库里的产品定位、大型场所(飞机场、购物中心、停车场)内部的导航等,这些需求极大地激

励了室内定位技术的发展。全球定位导航系统(GPS)在室外有较好的定位效果,但是在室内 GPS 信号受到房屋墙壁等障碍物的阻挡而大大衰减,定位精度较低,并且大多数基于无线通信的定位系统会受到电磁波的影响,信号被屏蔽而导致定位失败。

收稿日期: 2020-01-13; 修回日期: 2020-03-08; 录用日期: 2020-03-25

基金项目: 国家自然科学基金(61975058)、广东省自然科学基金(2019A1515011401)、广州市科技计划重点项目(201707010485)、广州市科技项目(201704020137)、华南师大物电学院蓝盾信息安全技术联合实验室课题项目(LD20170208)

* E-mail: qiuji@sncu.edu.cn

为弥补这些不足,室内定位技术是当前研究的热点问题之一。其中,关于用可见光通信(VLC)进行室内定位,解决定位最后“一公里”的科学应用研究引起了国内外许多专家的关注。VLC技术是一种将信息加载到发光二极管(LED)光源上的新型无线数据传输技术。相比于传统无线电室内定位技术,该定位技术^[1-3]具有定位精度高、无电磁干扰、保密性好、兼顾通信与照明^[4]等优点。

当前,国内外已有许多关于室内可见光定位^[5-9]的研究。2016年,关伟鹏等^[10-11]提出一种基于码分多址(CDMA)调制的室内可见光定位技术,该技术根据CDMA调制,可以分离时域和频域重叠的信号,从而克服光源间的干扰,但硬件实现困难,只停留在实验仿真阶段。2017年,吴兴邦等^[12]提出一种室内可见光高精度三维定位系统,该系统在CDMA调制的基础上实现了三维定位,但由于噪声对LED与接收机空间距离的影响,测量高度只有85 cm。2019年,李锦等^[13]提出一种基于视觉信息的室内可见光定位方法,在理想的环境下,该方法能实现高度为2.8 m的定位测量,但没有考虑背景光和噪声的影响。2019年,杨世权等^[14]提出一种利用照明LED发光强度实现室内定位的方法,并对定位设计方案进行了测试,但测试空间(80 cm×80 cm×80 cm)较小。根据上述的研究成果可以发现,当前的室内定位研究仍然存在着传输距离受限的情况,这与信号传输过程中的干扰、信噪比会随传输距离的增加而显著降低有关。室内VLC系统的抗干扰方法仍然是一个需要持续研究的热点问题,不解决这个问题,可见光室内定位技术的实际应用会受到诸多限制。

为实现信号的远距离通信,通常需要对信号进行幅度、频率或相位的调制。其中,线性调频(LFM)方式具有很强的抗干扰性^[15],被广泛应用在

雷达与声纳探测等应用领域中。尽管深空探测器和深海探测器所接收到的LFM信号的信噪比都较低,为-38 dB~-33 dB^[16],但是通过脉冲压缩技术^[17]仍可实现对LFM信号的检测。在雷达通信的应用中,主要通过脉冲压缩技术对LFM信号进行检测,该技术通过对接收信号与本地序列进行互相关运算,根据相关值的大小来实现LFM信号的同步检测。

综上所述,本文尝试将LFM信号应用于室内可见光定位应用中,达到提高室内可见光定位距离的目的。为此,提出一种基于过采样技术互相关正交算法的匹配滤波器。该匹配滤波器具有抗噪能力强、同步检测速度快等优点。它使用过采样^[18]提高本地同步信号编码(0、1)的分布密度,消除互相关运算所造成的本地信号累积运算的时延,实现LFM光信号快速、实时、可靠的同步匹配。最后,进行了匹配滤波器的性能测试实验。实验结果表明,对于微弱的LFM信号,该正交匹配滤波器仍然可以快速、准确、稳定地输出同步信号。

2 LFM 正交匹配滤波原理

2.1 LFM 脉冲压缩原理

LFM信号是指瞬时频率随时间呈线性变化的信号。为了实现LFM信号的同步检测,通常采用脉冲压缩技术。脉冲压缩技术在发射端发射大脉宽、大带宽信号,而在接收端,通过匹配滤波器可将宽脉冲信号压缩为窄脉冲信号。对于大时间带宽积信号,脉冲压缩也可以称为匹配滤波。匹配滤波器是一种输出端的信号瞬时功率与噪声平均功率比值最大的线性滤波器。LFM信号的匹配滤波输出波形如图1所示,当输入的信号为LFM宽脉冲信号,经过匹配滤波器后,则输出窄脉冲信号。

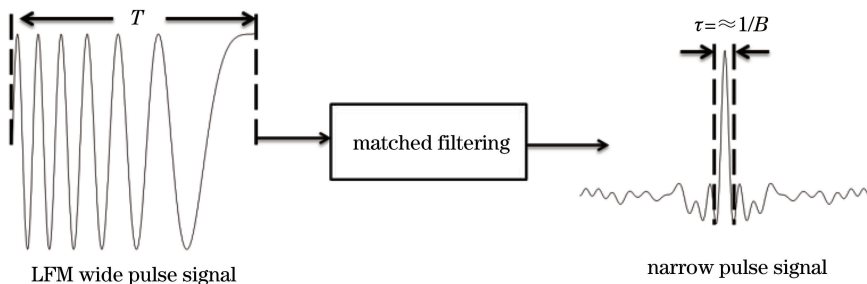


图1 LFM匹配滤波的输出波形

Fig. 1 Output waveform of LFM matched filtering

初始相位为0,假设LFM信号时域表达式为

$$s(t) = A \times \text{rect}(t/T) \cos(2\pi f_0 t + \pi k t^2), \quad (1)$$

式中: t 为时间变量; A 为信号振幅; f_0 为中心频率; k 为调制斜率, $k = B/T > 0$, T 为发射脉冲的脉

宽, B 为发射脉冲的带宽; 脉冲压缩后的主瓣宽度 $\tau = 1/B$; 脉冲宽度比 $D = BT = T/\tau$, D 也称发射脉冲的时宽带宽积。用 $s_{ri}(t)$ 表示接收到的第 i 个调

制光源到接收器的信号, Δt_i 表示延迟时间, 则接收到的信号除了信源还包含随机噪声 $n(t)$ 。 $s_{ri}(t)$ 的表达式为

$$s_{ri}(t) = A_i \times \text{rect}[(t - \Delta t_i)/T] \cos[2\pi f_0(t - \Delta t_i) + \pi k(t - \Delta t_i)^2] + n(t)。 \quad (2)$$

根据匹配滤波器的原理, 对接收信号与滤波器传输系数进行时域卷积, 当匹配滤波系统的传递函数是接收信号的共轭函数时, 匹配滤波器的脉压效果达到最佳, 同时输出信号的信噪比达到最大。设 $h(t)$ 为时域响应函数, 通过卷积运算, 得到匹配滤波器的输出为

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} s_{ri}(t - \tau)h(\tau)d\tau。 \quad (3)$$

2.2 LFM 正交解调原理

为了避免接收信号的随机相位影响, 一般采用同相和正交(I/Q)双通道处理技术, 根据最大信噪比, 令 $h(t) = s(t_0 - t)$, 则同相 I 路匹配滤波器的输出为

$$y_1(t) = \int_{-\infty}^{\infty} s_{ri}(t - \tau)h(\tau)d\tau = KR(t - t_0)。 \quad (4)$$

同理, 令 $h(t) = -s(t_0 - t)$, 则正交 Q 路匹配滤波器的输出为

$$y_Q(t) = - \int_{-\infty}^{\infty} s_{ri}(t - \tau)h(\tau)d\tau = -KR(t - t_0)。 \quad (5)$$

则可得到

$$\sqrt{y_1^2(t) + y_Q^2(t)} = \sqrt{2}KR(t - t_0), \quad (6)$$

式中: K 为幅度归一化常数; t_0 为对参考信号 $s(t)$ 时延的时刻; $R(\cdot)$ 为互相关函数。 t 的有限长度由发射脉冲的带宽 B 、脉宽 T 及采样频率决定。输出的最大相关幅度值为 $\sqrt{2}K$ 。对同相和正交两路相关输出进行平方后相加, 再将开方结果与捕获门限比较, 当大于捕获门限时, 则判定为同步捕获成功, 反之, 继续捕获。

2.3 过采样技术提高信号识别率实验分析

当接收端与发射端的距离变远, 噪声 $n(t)$ 会将有效信号完全覆盖, (6) 式输出的结果就会无法得到。假设发射脉冲设计参数分别为 $T = 20 \mu\text{s}$, $B = 500 \text{ KHz}$, 中心频率为 250 KHz , 则接收端与发射端相距 4 m 、 6 m 的接收波形如图 2 所示。观察发现, 光电转换器接收的 LFM 信号基本淹没在白噪声里, 没有明显的信号信息, 需要对接收信号进行匹配滤波处理。

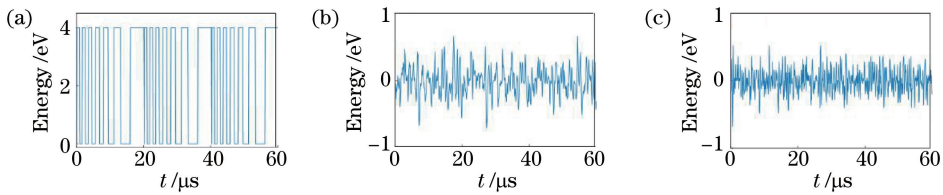


图 2 发射信号与接收信号。(a) LFM 脉冲发射信号; (b) 相距 4 m 的接收信号; (c) 相距 6 m 的接收信号

Fig. 2 Transmitting signal and receiving signal. (a) Transmitting signal of LFM pulse; (b) receiving signal at distance of 4 m ; (c) receiving signal at distance of 6 m

使用 10 MHz 采样频率, 通过接收端采集信号, 并对采集信号进行信号处理。图 3 为 10 MHz 采样

频率下 LFM 信号匹配滤波输出的波形。经过 10 MHz 采样频率的匹配滤波处理后, 相距 4 m 的

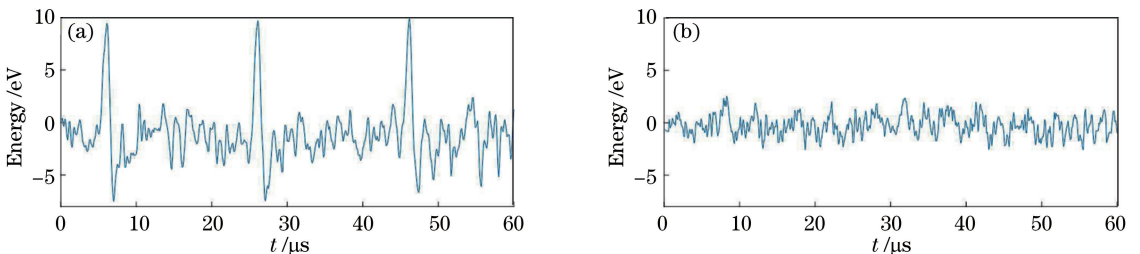


图 3 10 MHz 采样频率下不同距离匹配滤波的输出波形。(a) 4 m ; (b) 6 m

Fig. 3 Output waveform of matched filter at different distances under sampling frequency of 10 MHz . (a) 4 m ; (b) 6 m

输出结果有明显的峰值信息,能清晰地提取出信号的有效信息;然而对相距 6 m 的接收信号进行相同的匹配滤波处理后,无法得到同步信号。

实验验证随着光信号传输距离的增大,有效信息的提取难度就越大。面对微弱光信号的采样过程,还可以通过增大采样精度的方法来提高信号识别率^[18],即通过过采样技术来提高模数(AD)转换器的分辨率。它的工作原理是通过减小输入信号在基带范围内的量化噪声功率来提高信噪比。在理想采样信号功率不变的情况下,过采样率 R_{os} 与分辨率增量 ΔN 的关系^[19]可表示为

$$R_{os} = \frac{f_s}{2 \cdot f_m} = 4^{\Delta N}, \quad (7)$$

式中: f_s 为采样频率; f_m 为输入信号的最高频率,每 4 倍过采样率就增加 1 位分辨率。根据信噪比定

义,则改善的信噪比 R_{sn} 与分辨率增量 ΔN 的关系^[19]可表示为

$$R_{sn} = 6.02 \times \Delta N. \quad (8)$$

对于传统 AD 转换器来说,有限的 AD 转换位数可使 AD 转换的分辨率成为有限值,这给模拟信号的量化带来了量化噪声。由发射脉冲设计参数可知,当 f_m 为 500 KHz,采样频率为 10 MHz 时,由(7)式可得分辨率增量 ΔN 为 $\log_4 10$,将得到的分辨率增量代入(8)式可得改善的信噪比 R_{sn} 为 9.99 dB;提高采样频率到 50 MHz,则由(7)式可得分辨率增量 ΔN 为 $\log_4 50$,将得到的分辨率增量代入(8)式可得改善的信噪比 R_{sn} 为 16.99 dB。信噪比提高了 7 dB,从而达到提高信噪比进而提高信号识别率的目的。图 4 为 50 MHz 采样频率下的 LFM 信号匹配滤波后的波形。

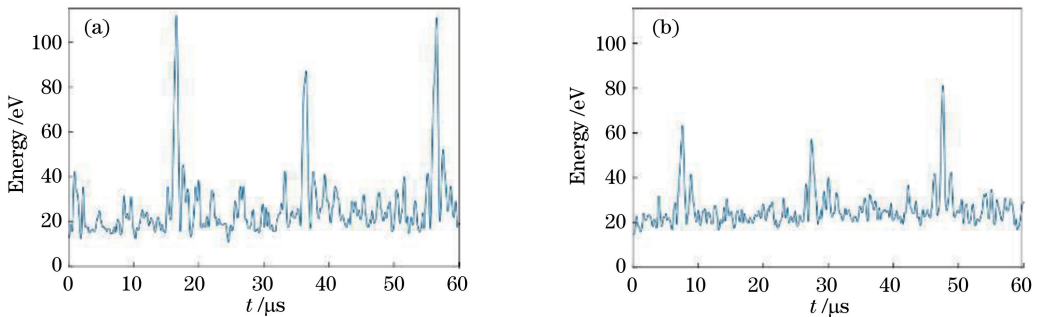


图 4 50 MHz 采样频率下不同距离匹配滤波的输出波形。(a) 4 m; (b) 6 m

Fig. 4 Output waveform of matched filter at different distances under sampling frequency of 50 MHz. (a) 4 m; (b) 6 m

从图 4 可以发现,在相距 4 m 和 6 m 时,50 MHz 采样频率下接收信号经过匹配滤波后都有明显的峰值信息,很容易提取信号的有效信息。对比在 10 MHz 和 50 MHz 采样频率下对微弱光信号进行匹配滤波的结果,基于过采样技术的匹配滤波器可以在极低信噪比的条件下检测到有效信号,提高了同步信号检测的准确性与可靠性。

3 匹配滤波设计与现场可编程门阵列(FPGA)实现

根据匹配滤波原理,需要对离散的 LFM 数字信号进行时域卷积运算。目前时域数字卷积^[20]主要通过含有 N (N 为采样长度)阶有限长单位冲激响应(FIR)结构的滤波器实现。若采用过采样技术进行信号采集,随着采样频率的提高,数据卷积的运算量陡增。实现一次长度为 N 的卷积运算需要 $4N$ 次乘法器和 $4N-1$ 次加法器。根据 LFM 信号脉宽(20 μ s)与采样频率(50 MHz)的关系, N 的取值为 1000,完成一次时域卷积运算就需要 4000 个

乘法单元同时运行。然而现有的 FPGA 乘法器硬件资源无法满足这样的需求。

3.1 LFM 互相关算法的实现

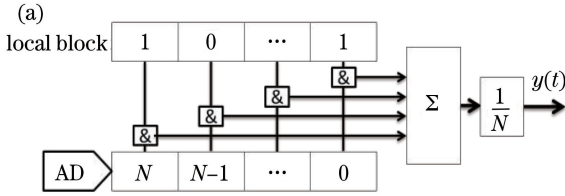
在考虑实际成本和不降低运算速度的情况下,过采样匹配滤波器可将复杂的乘法运算转换为“与”运算。换句话说,在对信号过采样的前提下,该匹配滤波器的互相关运算是利用与运算的方式代替卷积运算中的乘法运算,可以将复杂的信号表示为一个数与单比特数字的运算。一方面,该处理方法在过采样频率的前提下,提高了本地同步信号编码(0、1)分布的密度,保证了匹配滤波计算的准确度;另一方面,与运算的改进设计减小了计算的复杂度,可以很好地解决高阶滤波器设计受限于硬件乘法器资源不足的情况。并且所设计的过采样匹配滤波器具有大大消除卷积运算的时间延迟、提高同步精度的显著优点。

3.2 LFM 匹配滤波器的设计

匹配滤波器的设计方案是对 A/D 输出的数据和本地同步信号编码(0、1)进行滑动相关处理,取得不同码字相位的相关能量。其原理如图 5(a)所示。

当串行输入 $x(t-n)$ 和本地同步信号编码 $h(N-n)$ 相位一致时,滤波器输出最大值。(3)式匹配滤波函数 $y(t)$ 的离散化表达式为

$$y(t) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(t-n)h(N-n), \quad (9)$$



式中: n 为采样点数。正交解调匹配滤波器原理如图 5(b)所示,接收器输出的模拟信号被 AD 转换成数字信号后,分别输入到 I 和 Q 解调器。正交解调器的两路输出需要经过模值计算,才能得到匹配滤波的模值信号。

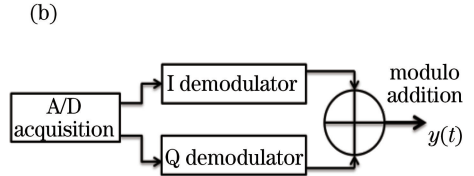


图 5 正交匹配滤波器设计原理。(a)LFM 匹配滤波器;(b)正交解调匹配滤波器

Fig. 5 Design principle of orthogonal matched filter. (a) LFM matched filter; (b) orthogonal demodulation matched filter

但是,传统求模方法需要用到乘法和开方运算,运算复杂且延时高。为降低模值信号求取的时间延迟,使用差分估计法。该方法的公式为

$$Y(t) = \begin{cases} y_I - y_Q = 2KR(t - t_0), & y_I > y_Q \\ y_Q - y_I = 2KR(t - t_0), & y_Q > y_I \end{cases}, \quad (10)$$

式中: $Y(t)$ 为输出模值。差分估计法使正交解调输出的最大相关幅度值为 $2K$ 。当模值 Y 大于理论捕获门限 $\sqrt{2}K$ 时,则判定为同步脉冲捕获成功,反之,继续捕获。在判决阈值的算法方面,还采用了二次判决算法,该算法可以进一步准确捕捉峰值信号,使定时精度达到纳秒级。二次判决算法的流程如图 6 所示。其中阈值捕获门限为第一次判断;如果数值大于阈值,就进行二次判断。二次判断的流程是:将大于阈值的数值分别与前一时刻和后一时刻的数值进行比较;当此刻点的值大于前一时刻的数值,且小于等于后一时刻的数值,则该数值被判定为峰值,它所对应的时刻会被捕获;否则,继续寻峰捕获。

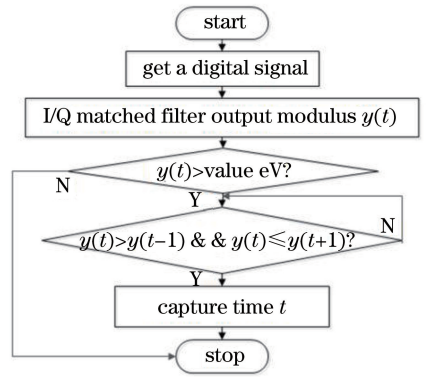


图 6 基于二次判决的同步检测流程图

Fig. 6 Flow chart of synchronous detection based on secondary decision

综上所述,整个设计只用到寄存器和加法器资

源,弥补了传统匹配滤波器受限于硬件乘法器和加法器的不足,有利于设计出长度更长的匹配滤波器。利用 Matlab 对上述过程进行理论仿真,波形如图 7 所示。图 7(a)是周期为 $20 \mu\text{s}$ 的 LFM 信号经过正交两路匹配滤波器输出的结果,可以发现, I 路在 $19.98 \mu\text{s}$ 和 $39.98 \mu\text{s}$ 时有最大相关幅值输出,其值为 500 eV ; Q 路在相同时刻有最大相关幅值输出,

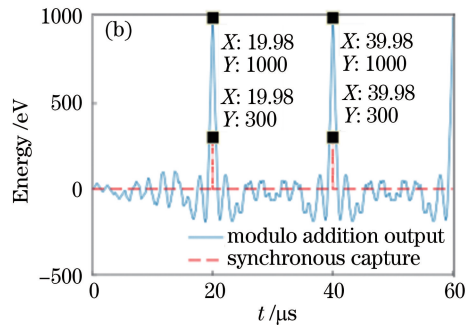
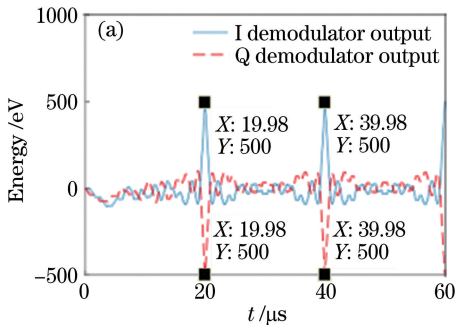


图 7 解调输出的仿真波形。(a) I/Q 匹配滤波的输出波形;(b)二次判决同步检测

Fig. 7 Simulated waveform of demodulation output. (a) Output waveform of I/Q matched filtering; (b) secondary decision synchronous detection

其值为 -500 eV 。利用差分估计法对 I/Q 两路输出的结果进行处理后,在相同的时刻有最大相关幅值输出,其值为 1000 eV 。

图 7(b)为正交解调输出模值波形图,波形的最大相关幅度值为 1000 eV 。同时采用二次判决算法检测同步信号,捕获的同步时间分别为 $19.98\ \mu\text{s}$ 、 $39.98\ \mu\text{s}$,测得输入 LFM 的周期为 $20\ \mu\text{s}$,这与输入 LFM 信号周期一致。

发送端与接收端各自使用独立的时钟信号,因此发送端与接收端之间的时钟偏差会使发送端与接收端之间存在抽样时钟偏差。抽样时钟偏差会使采样信号出现偏离它的正确抽样时间,这个偏差会随样本数量的增大而不断累积。当偏差大于一定范围时,匹配滤波由于输出信号峰值错位而检测失效。

为测量抽样时钟频率偏差对同步检测的影响,设计了测量抽样时钟偏差的仿真实验。仿真条件为:发射端的时钟频率为 50 MHz ,接收端的时钟频率为 $44\sim 57\text{ MHz}$,步进频率为 1 KHz ,正交匹配滤波输出的最大幅值为 1000 eV 。仿真结果如图 8 所示,其中, X 轴是抽样时钟偏差,横坐标的“0”表示与实际时钟频率 50 MHz 的偏差为 0; Y 轴是正交匹配滤波输出的最大幅值。在上述条件下,判决电路的捕获门限幅值为 $500\sqrt{2}\text{ eV}$,即大于 707 eV 就可以进行信号的匹配滤波。从图 8 可以发现,当匹配滤波输出的最大相关幅值为 710 eV 时, A 点表示此时接收端相对于发射端的时钟偏差为 -3.775 MHz , B 点表示接收端相对于发射端的时钟偏差为 5.15 MHz 。因此,当发射端频率为 50 MHz ,接收端相对于发射端的时钟频率偏差为 $-3.775\sim 5.15\text{ MHz}$ 时,匹配滤波器仍然可以对信号进行准确匹配。

除此之外,由于所设计的匹配滤波器主要应用于

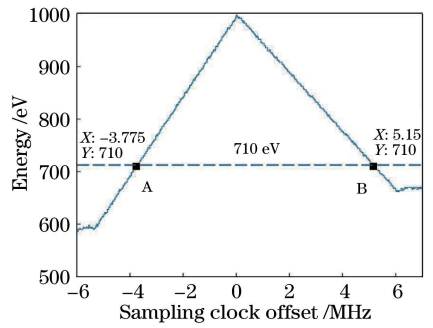


图 8 不同时钟频率偏差下匹配滤波器的输出幅值
Fig. 8 Output amplitude of matched filter under different clock frequency deviation

可见光室内定位的场景中。每一盏 LED 光源发送的信息是长度有限的 LED 光源编码,因此接收端匹配滤波器输出的信号长度也是有限的,故发射端与接收端的时钟偏差所带来的误差不会出现长时间的堆积。

3.3 基于 FPGA 设计匹配滤波器

采用 FPGA 器件 (EP4CE15F23C8N, ALTERA 公司)进行匹配滤波器的设计集成。图 9 是利用 FPGA 实现正交匹配滤波器的设计结构图。正交匹配滤波器主要由 AD 采样模块、ROM_shift_I 模块及 ROM_shift_Q 模块组成。ROM_shift 存储接收信号经采样、保持、量化、编码处理后的 12 位数字信号,在系统时钟 (CLK) 的控制下,ROM_shift 每串行输入一个数据,ROM 里的所有数据依次逐位右移并并行输出所有的数据。将所有输出的数据与参考信号数据依次相“与”,然后将所有相“与”的结果通过加法树求和,得到图 9(a)中 dout_I 和 dout_Q 的值。图 9(b)是正交解调模块与测试验证模块,其中 max 模块是根据 (10) 式设计的求模电路,通过比较器和加法器对 dout_I 和 dout_Q 输入的数据进行差分比较输出,由 max_out[17:0] 输出匹配滤波后的近似模值。对近似模值进行二次判决

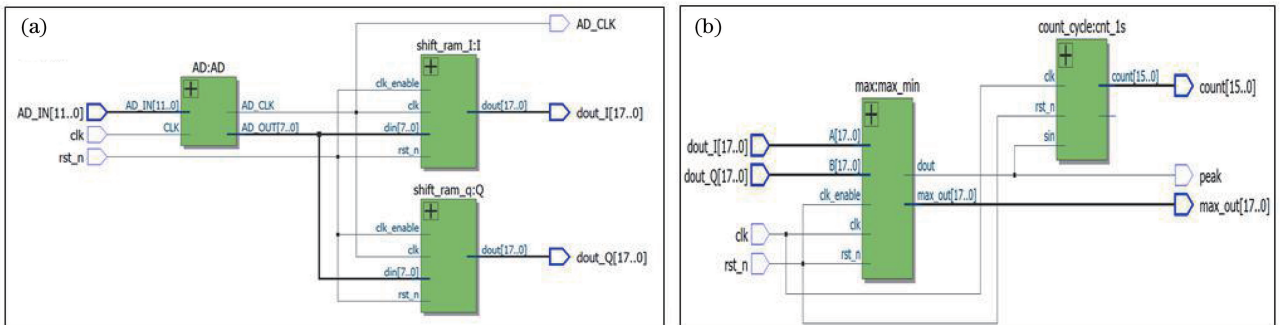


图 9 正交匹配滤波器的设计结构。(a)匹配滤波器设计结构;(b)正交解调模块和测试验证模块

Fig. 9 Design structure of orthogonal matched filter. (a) Design structure of matched filter; (b) modules of orthogonal demodulation and test verification

峰峰值检测,当检测到峰峰值时,将峰峰值对应的时刻捕获并通过 peak 输出。至此基于 FPGA 匹配滤波器的整体硬件电路设计已经完成。

为验证数据的准确性,在该模块中还设计了 1 s 计数器 cnt_1s,用来统计 1 s 内检测同步信号个数的计数器,用于验证检测到的脉冲个数与实际个数的误差。

4 实验与结果分析

为了测试所提正交匹配滤波器对微弱光的检测

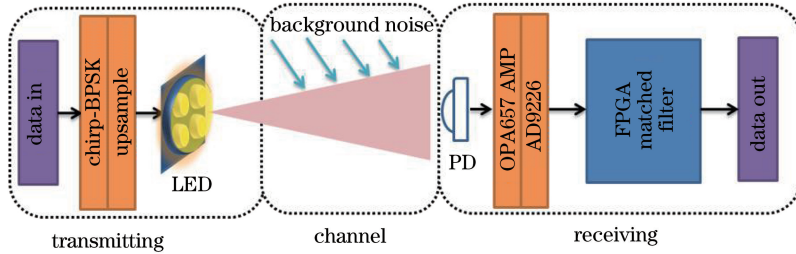


图 10 实验装置图

Fig. 10 Schematic of experimental apparatus

可见光检测系统的参数设计:脉宽 $T=20\ \mu\text{s}$, 带宽 $B=500\ \text{KHz}$, 中心频率为 $300\ \text{KHz}$, 白炽灯功率为 $30\ \text{W}$ 。通过任意信号发生器产生周期为 $20\ \mu\text{s}$ 的 LFM 信号,同时在距离为 $1\sim 6\ \text{m}$, 采样频率为 $50\ \text{MHz}$ 时,通过接收端接收测试信号。为了检测整个电路是否满足要求,使用 SignalTap 逻辑分析仪实时接收 LED 发送的 LFM 信号,在线 I/Q 解调同步信号通过显示器实时显示。图 11 为分别在 $4\ \text{m}$ 和 $6\ \text{m}$ 时接收测试波形经正交匹配滤波后

性能,进行实验验证,实验装置原理如图 10 所示。在发送端,通过任意信号发生器产生 LFM 调制信号并直接驱动照明用 LED(型号为 CREE XPE 3W);在接收端,PD(型号为 S6968)检测光信号经过两级跨阻放大电路(型号为 OPA657)放大后,由高速 AD(型号为 AD9226)采样并由 FPGA(型号为 EP4CE15F23C8N)进行匹配滤波,最后由 FPGA 将同步信号输出到示波器进行显示,同时将 1 s 计数器的同步测试结果输出到上位机进行显示。

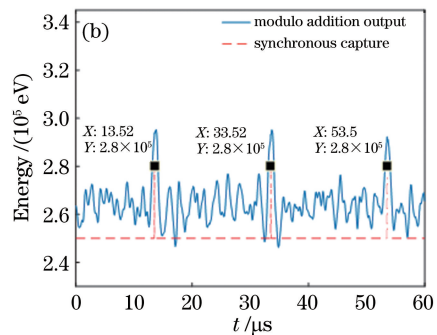
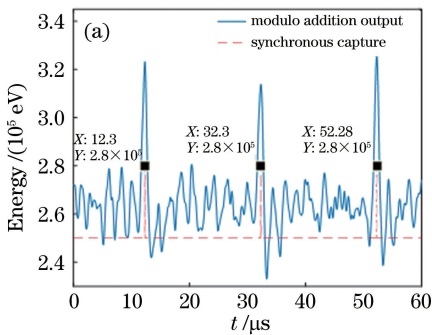


图 11 不同距离下 I/Q 匹配滤波的输出波形。(a) 4 m; (b) 6 m

Fig. 11 Output waveform of I/Q matched filter at different distances. (a) 4 m; (b) 6 m

正交匹配滤波后的二次判决同步检测结果如表 1 所示,分别捕获了 8 个(0~7)时刻,前后同步脉冲的时间间隔与实际周期(20 μs)的最大偏差为 0.02 μs。由于使用 50 MHz 的时钟频率去采样,故最小延时单位为 0.02 μs,并且二次判决同步检测算法能将误差控制在 0.02 μs 内,使得该匹配滤波器

的结果,该结果由 FPGA 设计的数字滤波器 max_out[17:0]直接输出。观察发现,测试信号经正交匹配滤波后的波形有明显的峰值信号。为验证二次判决同步检测算法的准确性,连续捕获多个同步时间,以第一个同步捕获的时间为原点,多次计算前后两个同步时间之差与实际 20 μs(周期)的误差。分别检测相距 4 m 和 6 m 时经过二次判决同步捕获的时间,最后通过 SignalTap 逻辑分析仪将数据导出到 Matlab 并进行定点分析。

对 LFM 信号的检测具有较好的准确性。

图 12 从上至下,展示了探测器接收到的原始信号波形,发送端发送的参考信号波形及通过二次判决后的同步脉冲波形。其中,右上角方框的数值为前后同步检测的时间差,为 20 μs(与发送信号周期一致)。在接收波形噪声较大的情况下,LFM 信号

完全被覆盖,难以有效地提取。尽管微弱光信号的信噪比低,但通过使用 50 MHz 的采样频率依然可

以实现微弱光信号的精准识别,并且在采样频率为 50 MHz 时,得到的定时误差为 ± 20 ns。

表 1 不同距离下同步捕获误差

Table 1 Errors are captured synchronously at different distances

unit: μ s

Capture No.	Distance is 4 m			Distance is 6 m		
	Capture time	Capture time difference	Error	Capture time	Capture time difference	Error
0	12.30			13.52		
1	32.30	20.00	0.00	33.52	20	0.00
2	52.28	19.98	0.02	53.50	19.98	0.02
3	72.30	20.02	0.02	73.52	20.02	0.02
4	92.32	20.02	0.02	93.50	19.98	0.02
5	112.30	19.98	0.02	113.52	20.02	0.02
6	132.30	20.00	0.00	133.52	20.00	0.00
7	152.28	19.98	0.02	153.50	19.98	0.02

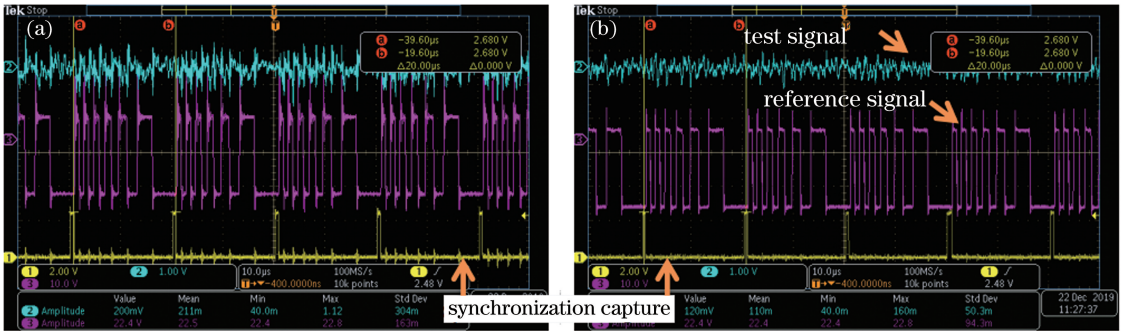


图 12 不同距离下实际测试结果。(a) 4 m; (b) 6 m

Fig. 12 Actual test results at different distances. (a) 4 m; (c) 6 m

多次统计 1 s 内不同采样频率下不同测量距离 (1~6 m) LFM 同步信号的检测个数(理论有 50000 个),检测误差结果如表 2 所示。可知,当采样频率为 10 MHz,通信距离超过 4 m 时,不能检测到同步信号;而当采样频率为 50 MHz,通信距离在 6 m 内

时,LFM 同步信号识别正确率超过了 99%。结果表明,基于 50 MHz 采样频率、1000 阶过采样技术的互相关正交算法的匹配滤波器可以在信噪比很低的情况下,快速、准确地识别出纳秒量级的同步信号。

表 2 不同采样频率下同步检测的准确率

Table 2 Accuracy of synchronous detection at different sampling frequencies

Distance /m	Sampling frequency is 10 MHz		Sampling frequency is 50 MHz	
	Number of synchronizing signal	Accuracy /%	Number of synchronizing signal	Accuracy /%
1	50000	100	50000	100
2	49782	99.56	50000	100
3	25364	50.73	50000	100
4			50000	100
5			49880	99.76
6			49590	99.16

5 结 论

实现了一款基于过采样技术和互相关正交算法的匹配滤波器,并将其应用于 LFM 可见光信号的快速同步检测。该匹配滤波器不但使用过采样技

术,提高了本地伪码(0、1)分布的密度,而且采用“与”运算代替乘法运算,打破了高阶匹配滤波器受 FPGA 乘法器资源的限制。在随后的远距离通信实验中,在不同采样频率和不同距离条件下,计算匹配滤波器检测出的同步信号的正确率,验证了匹配滤

波器对微弱 LFM 可见光信号具有很高的识别能力。在采样频率为 50 MHz 时,4 m 以内检测的正确率为 100%,6 m 以内仍超过了 99%,同步时间误差控制在 ± 20 ns。实验结果表明,所提匹配滤波器对 LFM 信号的同步检测是可行和有效的,这为后面实现基于 LFM 信号的室内可见光定位奠定了基础。该设计方案也为提升室内可见光信号的远距离传输能力提供了有益的参考。

参 考 文 献

- [1] Afzalan M, Jazizadeh F. Indoor positioning based on visible light communication: a performance-based survey of real-world prototypes[J]. *ACM Computing Surveys*, 2019, 52(2): 35.
- [2] Bai L, Yang Y, Guo C L, et al. Camera assisted received signal strength ratio algorithm for indoor visible light positioning [J]. *IEEE Communications Letters*, 2019, 23(11): 2022-2025.
- [3] Huang L, Wang P, Liu Z Y, et al. Indoor three-dimensional high-precision positioning system with bat algorithm based on visible light communication [J]. *Applied Optics*, 2019, 58(9): 2226-2234.
- [4] Cao Y P, Li X J, Hu Y Y. Visible light fingerprint-based high-accuracy indoor positioning method [J]. *Laser & Optoelectronics Progress*, 2019, 56(16): 160601.
曹燕平, 李晓记, 胡云云. 基于可见光指纹的室内高精度定位方法 [J]. *激光与光电子学进展*, 2019, 56(16): 160601.
- [5] Jose D, Sebastian S. Taylor series method in TDOA approach for indoor positioning system [J]. *International Journal of Electrical and Computer Engineering*, 2019, 9(5): 3927-3933.
- [6] Ye Z W, Xue Q, Ye H Y, et al. A linearly attenuated lighting for visible light positioning system based on RSSI [J]. *Optics Communications*, 2019, 432: 32-38.
- [7] Dong W J, Wang X D, Wu N. A hybrid RSS/AOA algorithm for indoor visible light positioning [J]. *Laser & Optoelectronics Progress*, 2018, 55(5): 050603.
董文杰, 王旭东, 吴楠. 基于 RSS/AOA 混合的室内可见光定位算法 [J]. *激光与光电子学进展*, 2018, 55(5): 050603.
- [8] Sun X Q, Duan J Y, Zou Y G, et al. Impact of multipath effects on theoretical accuracy of TOA-based indoor VLC positioning system [J]. *Photonics Research*, 2015, 3(6): 296-299.
- [9] Li Y W, Ghassemlooy Z, Tang X, et al. A VLC smartphone camera based indoor positioning system [J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2018, 30(13): 1171-1174.
- [10] Guan W P, Wu Y X, Wen S S, et al. Indoor positioning technology of visible light communication based on CDMA modulation [J]. *Acta Optica Sinica*, 2016, 36(11): 1106006.
关伟鹏, 吴玉香, 文尚胜, 等. 基于 CDMA 调制的可见光通信室内定位技术的研究 [J]. *光学学报*, 2016, 36(11): 1106006.
- [11] Wang P F, Guan W P, Wen S S, et al. High precision indoor visible three-dimensional positioning system based on immune algorithm [J]. *Acta Optica Sinica*, 2018, 38(10): 1006007.
王鹏飞, 关伟鹏, 文尚胜, 等. 基于免疫算法的高精度室内可见光三维定位系统 [J]. *光学学报*, 2018, 38(10): 1006007.
- [12] Wu X B, Wen S S, Hu J. High precision 3D positioning system design using visible light communication on ant colony algorithm [J]. *Acta Photonica Sinica*, 2017, 46(12): 1206004.
吴兴邦, 文尚胜, 华珺. 基于蚁群算法的室内可见光高精度三维定位系统 [J]. *光子学报*, 2017, 46(12): 1206004.
- [13] Li J, Mo J M, Fang J J, et al. Visible light indoor parking lot positioning navigation system based on LED lighting [J]. *Journal of Applied Optics*, 2019, 40(5): 746-750.
李锦, 莫巨明, 方俊键, 等. 基于 LED 照明灯光的可见光室内停车场定位导航系统 [J]. *应用光学*, 2019, 40(5): 746-750.
- [14] Yang S Q, Zhang Q S, Hu Y. Design of indoor LED visible light positioning system based on PWM [J]. *Journal of Chongqing University of Science and Technology (Natural Sciences Edition)*, 2019, 21(5): 66-71.
杨世权, 张谦述, 胡玥. 基于 PWM 的室内 LED 可见光定位系统设计 [J]. *重庆科技学院学报(自然科学版)*, 2019, 21(5): 66-71.
- [15] Chen Y L, Guo L H, Gong Z X. Bearing estimation of low SNR linear frequency-modulated signal [J]. *Acta Acustica*, 2017, 42(4): 411-420.
陈艳丽, 郭良浩, 宫在晓. 低信噪比线性调频信号目标的方位估计 [J]. *声学学报*, 2017, 42(4): 411-420.
- [16] Han M F, Wang Y Q, Wu S L, et al. A fast

- algorithm on parameter estimation of LFM signals under low SNR [J]. Journal of Beijing Institute of Technology (Natural Science Edition), 2009, 29(2): 147-151.
- 韩孟飞, 王永庆, 吴嗣亮, 等. 一种低信噪比下 LFM 信号参数快速估计算法 [J]. 北京理工大学学报, 2009, 29(2): 147-151.
- [17] Xie R H, Qiao S, Qiu W, et al. Design of ultra-low sidelobe pulse compression filter for LFM signal [J]. Proceedings of SPIE, 2019, 1107: 1107105.
- [18] Li G, Tang H Y, Lin L. Employment of oversampling and shaped function for improving detection sensitivity [J]. Journal of Tianjin University, 2010(10): 901-905.
- 李刚, 汤宏颖, 林凌. 运用过采样与成形信号技术提高检测灵敏度 [J]. 天津大学学报, 2010(10): 901-905.
- [19] Yu G P, Zhang X. Research on over-sampling method and improving ADC resolution [J]. Journal of Shenyang University of Technology, 2006, 28(2): 137-139.
- 于光平, 张昕. 过采样方法与提高 ADC 分辨率的研究 [J]. 沈阳工业大学学报, 2006, 28(2): 137-139.
- [20] Lu C, Huang J H, Yang W M, et al. Time domain implementation of LFM pulse compression by FPGA [J]. Computer Measurement & Control, 2018, 26(5): 271-274.
- 陆聪, 黄敬华, 杨维明, 等. LFM 脉冲压缩的 FPGA 时域实现 [J]. 计算机测量与控制, 2018, 26(5): 271-274.