

光学学报

灵敏度增强的非重复瞬态弱信号光学感知

卢冰^{1,2*}, 付方格¹, 张晓霞², 严相雷³, 郭晓金¹

¹重庆邮电大学通信与信息工程学院, 重庆 430065;

²电子科技大学光电科学与工程学院, 四川 成都 611731;

³西南交通大学信息科学与技术学院, 四川 成都 611756

摘要 提出了一种噪声下非重复瞬态弱信号感知灵敏度增强方法。在双相干光频率梳(OFC)频谱克隆接收系统的基础上,利用声光频移器和光耦合器分别对本振 OFC 和信号 OFC 进行多路复制,使得瞬态弱信号频谱被分割的子信道成倍增加。在接收端灵敏度范围内,各子信道频谱被下变频至同一中频,并在频域中同步累加,累加后瞬态信号的感知信噪比(SNR)以倍数增加。利用梳齿个数为 9 的频谱克隆接收机对带宽为 18 GHz 的瞬态噪声信号进行感知,当本振 OFC 和信号 OFC 进行 1、2、3 路复制时,瞬态信号的感知灵敏度增益分别提升至 12.63 dB、14.04 dB、15.43 dB。与双相干 OFC 频谱克隆接收结果相比,所提结构的 SNR 提升了 3.0 dB、4.5 dB、5.9 dB,并进一步讨论了分路损耗对 SNR 改善比的影响。所提方案基本上不增加 OFC 生成模块的复杂度和频谱覆盖范围,实现了 SNR 倍增式增强。

关键词 光电子学; 微波光子; 瞬态弱信号; 频谱克隆接收机; 声光频移器; 探测灵敏度

中图分类号 TN29

文献标志码 A

DOI: 10.3788/AOS222007

1 引言

非重复瞬态弱信号广泛存在于天文学^[1]、生物医学^[2]和通信技术^[3]等领域中,由于具有持续时间短、瞬时带宽大、到达时间未知和功率低等特点,故在对其进行感知和分析方面面临着巨大的挑战^[4-6]。一方面,当接收到的瞬态信号的持续时间为皮秒量级时,需要利用高速检测模块才能完成对瞬态信号的接收和处理。另一方面,当接收到的非重复瞬态信号功率微弱,且信噪比(SNR)较低时,伴随的随机噪声会对瞬态信号的感知与分析造成极大干扰。受限于高频损耗和电子瓶颈等问题,传统的弱微波信号检测技术和方法,如窄带滤波、锁定放大、时域相关和取样积分等,仅对窄带、特定环境下的弱微波信号具备一定的感知能力,难以对宽带、瞬变、未知和强噪声背景下脉冲弱微波信号进行快速感知与分析^[7-9]。

微波光子学作为融合微波技术和光子技术的新交叉学科,具有大带宽、低损耗和抗干扰等优势,为宽带弱微波信号的检测和分析提供了新的思路^[10-24]。近年来,国内外研究人员提出了构建精细的微波光子滤波器^[10-11]、光电振荡器窄带滤波放大^[12]和基于微环谐振腔的高电光转换效率^[13]等方法来实现弱信号感知,并

实现了优异的探测性能。然而,这些方法主要针对已知频段的窄带连续信号。对于到达时间未知、瞬态变化的宽带脉冲信号,通常需要采用扫描方法^[14-15]覆盖整个测量频段,不具备实时性,从而导致猝发的脉冲微波信号被遗漏。另一方面,虽然这些方案能够有效抑制带外噪声,但是对附加在信号上的带内噪声无能为力。为了进一步实现宽带瞬态弱微波信号感知,Ataie 等^[19-21]采用了双相干光学频率梳(OFC)结构,让其中一个 OFC 对随机、瞬态发生的噪声信号频谱进行复制(类似频谱克隆),产生多个噪声信号频谱副本。同时,进一步利用双相干 OFC 间的重复频率之差和 I/Q 解调模块将接收到的噪声信号频谱下变频为一系列相同频段的窄带子信号。随后,将各子信道的频谱进行同步累加,与单信道信号相比,探测增益提升了 $10\lg S$ dB (S 为信道数),实验中利用 300 个子信道相干叠加实现了探测增益 23.8 dB 的增长。由于探测增益与有效光梳齿个数(信道数)紧密相关,故为提高信噪比(SNR),需要多梳齿、宽间隔、包络平坦和稳定相干的 OFC。虽然现在有很多产生 OFC 的方法^[22-23],但是此类 OFC 产生系统需要复杂的系统结构和精确的系统控制。此外,如此大规模的梳齿也会受到可利用光频谱范围的限制。最近,Yan 等^[24]提出了

收稿日期: 2022-11-16; 修回日期: 2022-12-12; 录用日期: 2022-12-19; 网络首发日期: 2023-01-06

基金项目: 国家自然科学基金(62001072, 12104078)、国家自然科学基金区域联合基金(U22A2018)、国家重点研发计划(2020YFB220903)、雷达成像与微波光子教育部实验室开放项目(RIMP2019002)

通信作者: *lubing@cqupt.edu.cn

一种基于单个、小梳齿间隔的 OFC 实现隐蔽无线通信深度去噪的方案,利用 1024 条梳线实现了 29 dB 的 SNIR,但该方案针对隐蔽通信应用场景,需要提前知道通信信号的特点以设计合适的 OFC,并不适用于到达时间未知、波形未知的瞬态信号感知。

因此,本文提出了一种新型灵敏度增强的宽带瞬态弱信号光学感知系统。基于双相干 OFC 的频谱克隆接收机^[19-21],分别利用声光频移器(AOFS)和光耦合器对本振 OFC 和信号 OFC 进行多路复制(或者克隆),使得瞬态弱信号频谱被分割的子信道以倍数增加,且 OFC 覆盖频谱范围几乎不变。在接收端灵敏度允许范围内,对各子信道频谱相干累加可以大幅提高对瞬态弱信号的探测灵敏度。为验证所提方案的性能,利用有效梳齿个数为 9 的双相干 OFC 微波光子信道化结构对宽带为 18 GHz 的瞬态噪声信号进行感知,通过对本振 OFC 和信号 OFC 进行 1、2、3 路复制,使得同步累加信道从 9 个增加为 18 个、27 个和 36 个,探测增益分别达到 12.63 dB、14.04 dB 和 15.43 dB。与传统的 OFC 频谱克隆接收结构^[19]相比,此方案有效拓展了 OFC 组数,在 OFC 有效梳齿个数一定的情况下可大幅提升对瞬态弱信号的感知灵敏度。此外,进一步验证了不同输入 SNR 情况下的瞬态信号 SNIR 情况,得到的探测增益与理论值基本一致,验证了所提方案的可行性。

2 基本原理

2.1 频移多本振光频梳的频谱克隆接收原理

频移多本振 OFC 的频谱克隆接收原理如图 1 所示

示,其中 D 为探测器。当待测宽带信号(带宽为 ΔF)被电光调制器接收后,信号 OFC(重复频率为 F_1 、梳齿数量为 N)作为 N 个中心频率不同光载波的集合,将接收到的宽带待测频谱调制到光域并复制 N 份,随后被均匀分成 M 路信号。本振 OFC(重复频率为 F_2 、梳齿数量为 N)经过多路光频移器(频移量以 δf 为步进)实现 $m\delta f$ ($m=0, 1, 2, \dots, M-1$)的频移,从而生成 M 路具有不同中心频率的本振 OFC。原始的本振 OFC 经多路频移复制后,有效梳齿个数从 N 扩展为 $N \times M$ 。随后,上路的 M 路信号与下路的 M 路本振 OFC 一一对应,构成 M 路处理单元,分别进行信道划分和下变频处理。在每个支路中,利用波分复用器(WDM)将调制到信号 OFC 的各复制信号与其对应的本振 OFC 梳齿输入到相干探测模块中。利用信号 OFC 和本振 OFC 的重复频率之差($F_2 - F_1 = M\delta f$),基于游标效应,将宽带瞬态信号频谱划分为一系列频谱大小相同的子信道。值得注意的是,子信道带宽大小与瞬态信号谱宽和有效梳齿个数有关,子信道数量越多, δf 越小。在双相干 OFC 的光谱克隆接收机^[19]中, N 根本振梳齿只能使用带宽为 $M\delta f$ 的子信道才能对接收宽带信号频谱进行全覆盖式下变频,得到 N 个带宽为 $M\delta f$ 的窄带子信号。然而,使用所提方案时,由于多个本振 OFC 的初始频率(第一个梳齿的频率)以 δf 为步进依次递增,带宽为 $M\delta f$ 的子带信号被进一步划分为 M 个带宽为 δf 的子信号[$\delta f = \Delta F / (N \times M)$],故瞬态信号的频谱 ΔF 最终被划分为 $M \times N$ 个带宽为 δf 的子带信号。

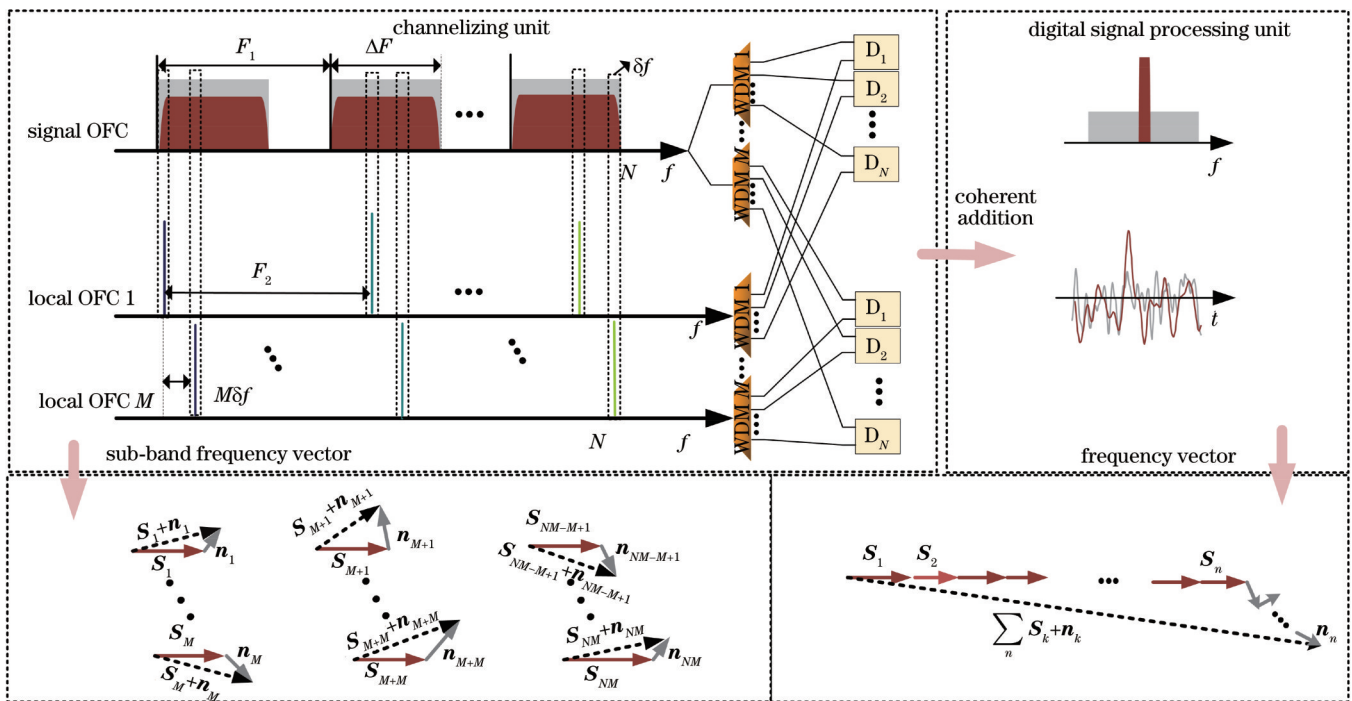


图 1 频移多本振 OFC 的频谱克隆接收原理框图

Fig. 1 Schematic diagram of spectral cloning receiver based on frequency-shifted multiple local OFC

基于图 1 所示的原理,利用声光调制器(AOFS)搭建了图 2 所示的频谱克隆接收系统。一个激光二极管(LD)产生一个连续的光波经过光耦合器(OC1)被等分为上下两路。上路光载波经过双平行马赫-曾德尔调制器(DPMZM)产生信号 OFC,信号 OFC 经掺铒光纤放大器(EDFA)放大后利用载波抑制双边带(CS-DSB)模式将 MZM 接收到的瞬态信号频谱调制到光域上并生成 N 个频谱副本,其经过 OC 3 后被均匀分成 M 路信号。利用电光强度调制器(IM)和光滤波器(OBPF)组成的光频移模块(OFS)对下支路光载波进

行频移处理,目的是将宽带信号频谱划分的各个窄带信号下变频到同一中频,实现同中频接收。其中,频率为 f_d 的单音信号经过 IM 后,其正一阶边带被 OBPF 滤出,相当于将光载波向右频移 f_d 。频移之后的光载波经过 DPMZM 2 生成本振 OFC,并被 OC 2 分成 M 路。使用多个 AOFS 对本振 OFC 进行频移复制,且频移量以步进增加。上支路的 M 路信号与下支路的 M 路本振 OFC 一一对应,共同组成 M 路处理单元。在每一路中,利用 WDM 将调制成信号 OFC 的复制信号和与其对应的本振 OFC 的梳齿滤出后输入到 I/Q 解调模块中。

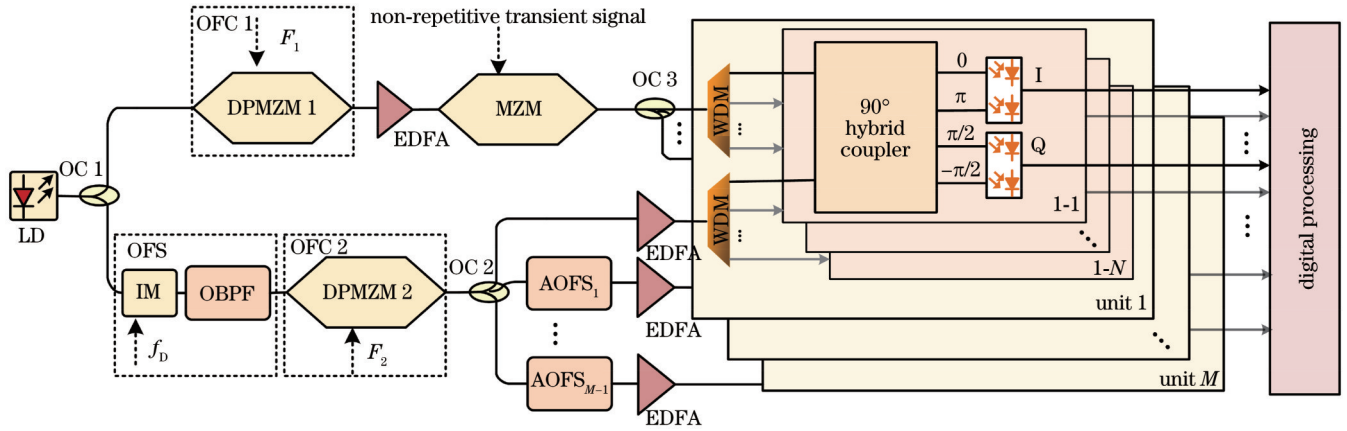


图 2 基于频移本振 OFC 的频谱克隆接收机结构框图

Fig. 2 Architecture of spectral cloning receiver based on frequency-shifted local OFC

输入到 I/Q 解调模块的信号中,第 n 根信号 OFC 的梳齿频率可以表示为

$$f_{\text{sig}}(n) = f_{\text{sig}}(1) + (n - 1)F_1, \quad (1)$$

式中: $f_{\text{sig}}(1)$ 表示信号 OFC 第 1 根梳齿的频率; n 表示 OFC 的梳齿数量。第 m 个平行本振 OFC 中第 n 根梳齿的频率可表示为

$$f_{\text{lo}}^{(m)}(n) = f_{\text{lo}}(1) + (m - 1)\delta f + (n - 1)F_2, \quad (2)$$

式中: $f_{\text{lo}}(1)$ 表示本振 OFC 第 1 根梳齿的频率; m 表示平行本振 OFC 的数量。令 $F_2 - F_1 = M\delta f$, 则第 n 个上变频分量的频率为

$$f_{\text{sig mod}}(n) = f_{\text{sig}}(1) + (n - 1)F_1 + f_{\text{RF}}, \quad (3)$$

式中: f_{RF} 为接收到的宽带信号频率。第 $m \times n$ 信道的中心频率为

$$f_{\text{center}}^{(mn)} = f_{\text{lo}}^{(m)}(n) - f_{\text{sig}}(n) = f_{\text{lo}}(1) - f_{\text{sig}}(1) + (m - 1)\delta f + M(n - 1)\delta f, \quad (4)$$

第 $m \times n$ 信道接收的信号频率为

$$f_{\text{IF}}^{(mn)} = f_{\text{center}}^{(mn)} - f_{\text{RF}}. \quad (5)$$

将经过 WDM 滤出的光信号与对应的本振梳齿一同输入到相干探测器模块中,可以实现各信道频谱的下变频。当频移量为 $\delta f = \Delta F / (M \times N)$ 时,可以实现射频信号所有频段都下变频到同一中频处。其中,相干探测模块由光混频器和两个平衡探测器(BPD)组成,经过 BPD 后的 I 路和 Q 路电流信号可以表示为

$$\begin{cases} i_I(t) \propto \cos\{2\pi [f_{\text{center}}^{(mn)} - f_{\text{RF}}]\}t \\ i_Q(t) \propto \sin\{2\pi [f_{\text{center}}^{(mn)} - f_{\text{RF}}]\}t \end{cases} \quad (6)$$

经过平衡探测后,二阶交调失真和直流项 DC 均被消除,在数字信号处理(DSP)中将 I 路和 Q 路信号整合成 $I + jQ$ 复数形式,最终可以得到 $M \times N$ 组复数信号。当瞬态信号进入到该频谱克隆接收系统中时,光纤波导中缓慢路径长度变化会对输出复数信号造成一个随机且缓慢的相位变化,同时产生的脉冲到达时间的延迟也会对输出信号产生一个线性的相位旋转。前者可以通过多信道的相干叠加进行消除。针对后者,可以利用最大似然算法追踪相位变化^[20-21],得到脉冲到达的准确时间,进而实现同步累加。

2.2 感知灵敏度增强原理

对于非周期信号而言,不能采用传统的时间相关性来提高 SNR,但可以利用信号频谱分量之间的相关性和噪声频谱分量之间的随机性将信号从噪声中分离出来。当对一个变换极限脉冲信号进行傅里叶变换时,其谱相位不随频率变换。因此,当宽带信号各频段被频移到同一频段时,信号谱之间会同相叠加,而噪声谱之间会随机叠加,此时信号谱会从噪声谱中突显出来。假设一个带宽为 ΔF 的信号被连续且无损的带宽为 δf 的滤波器划分为 N 份,则宽带信号可以用不同频段频谱累加表示,其表达式为

$$S(\omega) = A(\omega) \exp[j\varphi(\omega)], \quad (7)$$

式中: ω 为频率, 其取值范围为 $(\omega_0, \omega_0 + N\delta f)$, 其中 ω_0 为宽带信号的初始频率; $A(\omega)$ 为振幅; $\varphi(\omega)$ 为相位。当宽带信号被划分为 N 个频段并被频移到同一频段时, 信号表达式为

$$F(\omega) = \sum_{i=0}^{N-1} A_i(\omega) \exp[j\varphi_i(\omega)], \quad (8)$$

此时 ω 的取值范围为 $(\omega_0, \omega_0 + \delta f)$, 假设宽带信号频谱平坦(振幅为常数值 A_0)且变换极限信号的每段频谱相位满足频谱变换规律[取值为 $\varphi_0(\omega)$], 则 N 个信道同相叠加过程可以表示为

$$F(\omega) = NA_0 \exp[j\varphi_0(\omega)], \quad (9)$$

与单信道相比, 频谱幅度增长了 N 倍。同时, 在窄带信号同相叠加的过程中, 由于噪声信号的频谱相位随机, 故噪声频谱幅度仅增长了 \sqrt{N} 倍。相干叠加后 SNR 相对单个信道而言增长了 N 倍。

然而, 在电域中模数转换器的速率受限, 较难实现对瞬态宽带信号的全采样和数字信道化。可采用微波光子域的双 OFC 信道化结构对瞬态信号进行无失真频谱复制和无损频谱切片。如原理图图 1 所示, 瞬态弱信号被设计的频移本振 OFC 频谱克隆接收机划分为 $M \times N$ 个带宽为 δf 的窄带子信号, 通过该物理结构实现了频谱切片。划分的第 k 个窄带信号可由信号频谱和噪声频谱构造的向量公式 $R_k(f) = S_k(f) + n_k(f)$ 表示, 并用向量图更直观地表示, 如图 1(c) 所示。由于信号频谱分量的相关性, 故当频谱分量相干叠加时, 信号频谱之间是同相共线叠加的。当接收到噪声时, 相关性失效, 噪声谱分量之间会随机叠加。当带宽为 ΔF 的信号频谱分解的 $M \times N$ 个子信号叠加时, 如图 1(d) 向量叠加图所示, 信号频谱叠加的幅度增长 $M \times N$ 倍, 而噪声谱叠加的幅度增长 $\sqrt{M \times N}$ 倍, 从而在时频域将信号和噪声分离。因此, 相对于单个子信道, SNR 提升了 $M \times N$ 倍。

3 分析与讨论

为了验证所提方案的可行性, 利用光学仿真软件 VPI 结合 MATLAB 对所提的频谱克隆接收机进行仿真验证, 先以参数 $M=2$ 和 $N=9$ 进行仿真实验。LD 发出波长为 1550 nm、功率为 10 dBm 的光载波, 经过一个 50:50 的 OC 1 后被分成两支路。在上支路中, 为使 DPMZM 1 产生 9 根平坦的 OFC, DPMZM 中上下两臂的 MZM 的半波电压均设为 5 V, 消光比为 35 dB。上臂 MZM 工作在最大偏置点(MATP)处, 设置直流偏置电压为 0 V。下臂 MZM 工作在最小偏置点(MITP)处, 设置直流偏置电压为 2.5 V。由于 OFC 的重复频率与已加的射频频率有关, 将频率为 50 GHz、幅度为 6.67 V 的射频信号调制到上臂 MZM

上, 从而可产生 5 线平坦 OFC。下臂信号与上臂信号的频率相同, 并将幅度设置为 4.86 V, 从而可产生 4 线平坦 OFC。将上下路的 OFC 耦合在一起, 从而产生 9 梳线、重复频率为 50 GHz 的高平坦度的 OFC。接收到的噪声瞬态信号经 CS-DSB 调制后被加载到信号 OFC 上, 经过 OC 3 后被等分为两路。该瞬态信号为一个带宽为 18 GHz、中心频率为 9.5 GHz 的升余弦脉冲信号(滚降因子为 0.1), 且脉冲重复周期为 $T_s=12$ ns。设置周期脉冲是为了一次验证多个脉冲信号, 更准确地观察系统的探测性能。此时观察到的输入信号的功率谱和相位谱如图 3 所示。

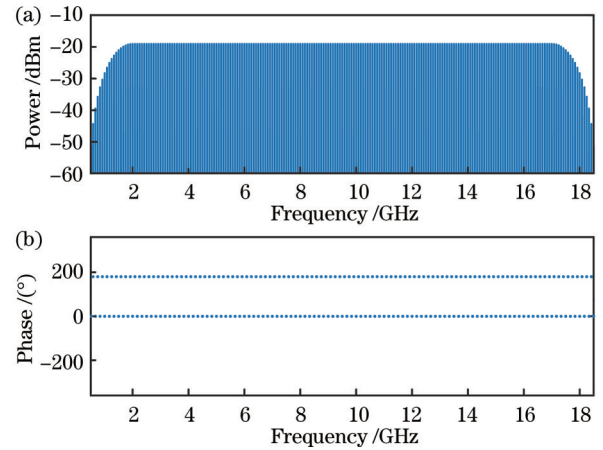


图 3 瞬态脉冲信号的功率谱和相位谱。(a)功率谱;(b)相位谱
Fig. 3 Power spectrum and phase spectrum of transient pulse signal. (a) Power spectrum; (b) phase spectrum

由图 3(b)可以看出, 输入信号相位的频率周期为 $2/T_s$, 故在信道化的过程中, 子带间隔要设置为 $2/T_s$ 的倍数, 这样多个子带信号频谱才能实现同相叠加。在下支路中, 光载波经 OFS 后被一个频率为 9 GHz 的单音信号调制, 输出信号相对光载波向高频频移 9 GHz。将频移后的光载波输入到 DPMZM 2 中产生本振 OFC, 其中 DPMZM 2 的参数设置与 DPMZM 1 参数设置相同, 但将调制信号的频率设置为 52 GHz, 从而生成有效梳齿个数为 9、重复频率为 52 GHz 的高平坦度的本振 OFC。该本振 OFC 经过 OC 2 后被等分为两路, 其中一路本振 OFC 经过 AOFS 后中心频点整体向右偏移 1 GHz。两路本振 OFC 的对照结果如图 4 所示。可以看出, 利用 DPMZM 产生的 OFC 的平坦度为 0.97 dB, 边带抑制比为 18.7 dB。频移后的 OFC 是原始 OFC 的频移复制, 故其与原始 OFC 具有同样的性能。携带有宽带射频信号的信号 OFC 和本振 OFC 分别被输入到一个 9 信道、信道间隔为 52 GHz 的 WDM 中, 从而实现 OFC 的分离。将滤出的调制信号的复制波与其对应的本振 OFC 滤出的本振频率信号输入到 90° 光混频器和两个平衡探测器中。由于信号 OFC 和本振 OFC 的重复频率差为 2 GHz, 而频移克隆的 OFC 的中心频率相对于原 OFC 有 1 GHz 的频率差, 故可以

将接收到带宽为 18 GHz 的瞬态信号频谱划分到 18 个带宽为 1 GHz 的子信道中, 并将其下变频到基带中进行数字信号处理。在数字域中, 利用 I/Q 两路信道可构建完整复信号, 每一组复信号都含有当个频段所有的幅度和相位信息。

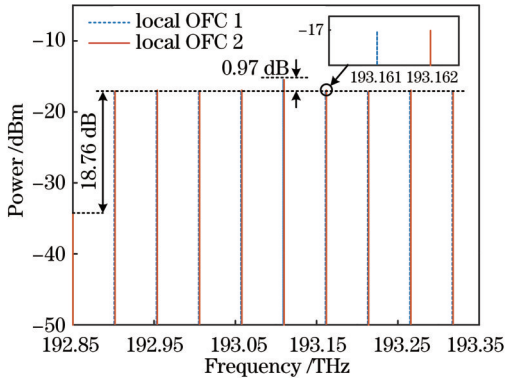


图 4 原始本振 OFC 和频移本振 OFC 仿真结果对比
Fig. 4 Comparison of simulation results of original local OFC and shifted local OFC

为验证系统对瞬态弱信号的探测能力, 改变输入信号的 SNR, 因划分的子带带宽 δf 与时域观察长度 $1/\delta f$ 相对应, 故输入 SNR 可定义为在观察时间范围内 $[t_0 \pm 1/(2\delta f)]$ 信号功率和噪声功率的比值, 其中 t_0 为脉冲出现的初始时刻。将经过信道化的多个窄带信号输入到数字域中, 进行数字处理。使用最大似然算法来预测每个观测窗口脉冲到达的时间, 预测的线性相位被补偿后, 各个子信道的输出复信号可以实现同步相干叠加, 并每隔 6 ns 在一个观察时间范围内进行取值, 可得到 200 个观测点, 这些观测点包含所有子带相干叠加后的幅度和相位信息。其中, 100 组包含脉冲出现情况下的信息, 另外 100 组包含只有噪声存在情况下的信息。如图 5 所示, 利用散点图表示获得的数据, 每个散点图都有两个云图, 分别表示噪声和信号。两个云图越接近, 表示混叠越严重, 此时信号探测的难度越高。两个云图的距离越远, 探测难度越低。用 R_{out} 来量化信号与噪声的分离程度, 即信号云团距离中心点的距离平方的均值和噪声云团方差之间的比值。图 5 展示了在只使用一个 AOFS 对本振 OFC 进行频移复制时, 不同 SNR 下单个子信道的输出 SNR 和 18 个子信道相干叠加后的输出 SNR 结果图。其中, 单信道的性能相当于带宽为 1 GHz 的普通接收机。

从图 5 所示的散点图可以看出, 所提频移频谱克隆接收机信号与噪声分离程度比相同带宽的普通接收机大很多。对于不同输入 SNR 的信号, 经过频谱克隆和相干叠加后都会存在一个清晰的阈值来辨别噪声中的信号, 而普通的接收机的阈值会模糊很多。从量化输出的 SNR 可以看出, 在不同的输入 SNR 下, 经频移

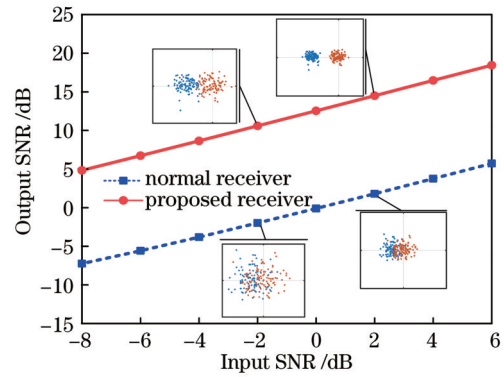


图 5 普通接收机和所提频移克隆接收机的探测灵敏度对比
Fig. 5 Comparison of detection sensitivity between normal receiver and proposed frequency shifting cloning receiver

频谱克隆接收的探测增益相对于普通接收机有很大的提升。图 6 统计了不同输入 SNR 情况下信号相干叠加后的探测增益。可以看出, 不同输入 SNR 下探测增益均与理论值 (12.56 dB) 基本吻合, 且平均探测增益可以达到 12.63 dB。由于信号探测中的噪声是随机分布的, 故探测的增益会在理论值附近上下波动, 如图 6 所示。上述的结果清晰表明, 与传统的双 OFC 频谱克隆接收机相比, 所提方案不需要复杂的模块来产生 OFC, 仅使用简单的 AOFS 器件就能在 OFC 有效梳齿个数一定的情况下, 获得更大的探测增益。

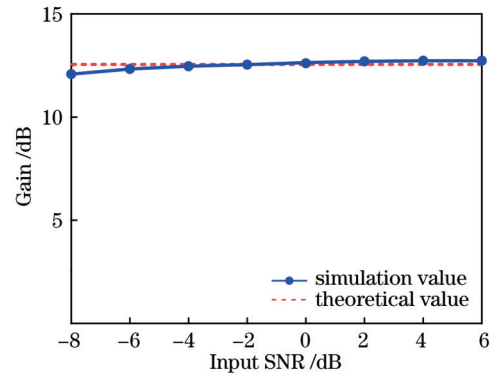


图 6 频移克隆接收机测量灵敏度增益与理论增益对比
Fig. 6 Comparison between measured sensitivity gain of frequency shifting cloning receiver and theoretical gain value

为更加全面地验证频移光频梳的次数对探测灵敏度的影响, 分别使用 1、2、3 个 AOFS 将接收到的带宽为 18 GHz 的宽带信号划分为 18、27、36 个窄带子信号。观察在不同输入 SNR 情况下探测灵敏度的变化, 结果如图 7 所示。不同数量的 AOFS 意味着使用不同数量的本振 OFC 对瞬态频谱进行复制。在接收端灵敏度允许的范围, 复制的次数越多, 相干叠加后的探测灵敏度增益越大。当相干叠加的子信号数量为 18、27 和 36 时, 平均的灵敏度增益为 12.63 dB、14.04 dB、15.43 dB, 该测量结果与理论的灵敏度增益 (12.56 dB、14.31 dB、15.56 dB) 相吻合。与已提出的

双相干 OFC 频谱克隆接收机结果相比,所提结构可以使输出 SNR 提升 3.0 dB、4.5 dB、5.9 dB,与理论结果基本一致。

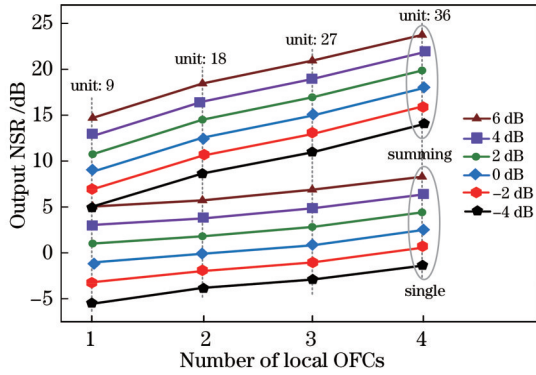


图7 不同本振 OFC 数量下探测灵敏度测量结果

Fig. 7 Measured result of detection sensitivity under different numbers of local OFCs

上述的分析建立在系统灵敏度允许的范围内。实际上,克隆到 OFC 上的宽带瞬时信号经 OC 进行 M 分路复制后功率会降为原来的 $1/M$,进而引起到达接收端的功率降低。在接收端灵敏度一定的情况, M 过大会导致均分后的光信号难以被探测器探测到,从而系统会失去瞬态信号探测能力。虽然 EDFA 放大可以在一定范围内补偿分路带来的功率损失,但是 EDFA 引入的噪声会降低系统的探测增益。因此,需要根据实际链路特性(如 EDFA 噪声系数、探测器的灵敏度)选择合适的分路数量。

4 结 论

设计并验证了一种灵敏度增强的非重复瞬态弱信号光学感知方法。相比于原有的基于双 OFC 的信道化接收机,利用 AOFS 对本振 OFC 进行频移复制,将接收的瞬态信号频谱以倍数子信道分割,经过同步相干累加,大幅度提升了瞬态弱信号感知灵敏度。利用有效梳齿个数为 9 的双 OFC 频谱克隆结构对带宽为 18 GHz 的瞬态噪声信号进行感知,通过对本振 OFC 和信号 OFC 进行 1、2、3 路复制,瞬态信号的感知灵敏度增益分别提升至 12.63 dB、14.04 dB、15.43 dB。与双相干 OFC 的频谱克隆接收结果相比,所提结构的 SNR 提升了 3.0 dB、4.5 dB、5.9 dB。所提方案在接收端灵敏度接受范围内,OFC 有效梳齿个数一定且频谱范围基本不变的情况下,可以有效拓展 OFC 组数,大幅度提升了瞬态弱信号感知灵敏度。

参 考 文 献

[1] Thornton D, Stappers B, Bailes M, et al. A population of fast radio bursts at cosmological distances[J]. *Science*, 2013, 341(6141): 53-56.
 [2] Ouzounov D G, Wang T Y, Wang M R, et al. *In vivo* three-photon imaging of activity of GCaMP6-labeled neurons deep in

intact mouse brain[J]. *Nature Methods*, 2017, 14(4): 388-390.

[3] Behroozpour B, Sandborn P A M, Wu M C, et al. Lidar system architectures and circuits[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2017, 55(10): 135-142.
 [4] Lin F J, Mak P I, Martins R P. Wideband receivers: design challenges, tradeoffs and state-of-the-art[J]. *IEEE Circuits and Systems Magazine*, 2015, 15(1): 12-24.
 [5] Zou X H, Bai W L, Chen W, et al. Microwave photonics for featured applications in high-speed railways: communications, detection, and sensing[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2018, 36(19): 4337-4346.
 [6] Hu X P, Zhu D, Li L, et al. Photonics-based adaptive RF self-interference cancellation and frequency downconversion[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2022, 40(7): 1989-1999.
 [7] 董磊,王斌,刘欣悦.基于光学相干和微弱信号检测的干涉探测技术[J]. *光学学报*, 2017, 37(2): 0212001.
 Dong L, Wang B, Liu X Y. Interferometric detection technique based on optical coherence and weak signal detection[J]. *Acta Optica Sinica*, 2017, 37(2): 0212001.
 [8] Li S H, Bi G A. Time domain averaging and correlation-based improved spectrum sensing method for cognitive radio[J]. *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, 2014, 2014(1): 1-6.
 [9] 方斌,陈家益.去除脉冲噪声的小波阈值去噪算法[J]. *激光与光电子学进展*, 2021, 58(22): 2210016.
 Fang B, Chen J Y. Wavelet threshold denoising algorithm for impulse noise removal[J]. *Laser & Optoelectronics Progress*, 2021, 58(22): 2210016.
 [10] Choudhary A, Liu Y, Marpaung D, et al. On-chip Brillouin filtering of RF and optical signals[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, 2018, 24(6): 7600211.
 [11] Li P X, Zou X H, Pan W, et al. Tunable photonic radio-frequency filter with a record high out-of-band rejection[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2017, 65(11): 4502-4512.
 [12] Wang X Y, Wu R H, Li B, et al. High-gain narrowband radio frequency signal amplifier based on a dual-loop optoelectronic oscillator[J]. *Optics Express*, 2022, 30(9): 13994-14001.
 [13] He Q S, Zhang Z J, Zhao Y. Photonics-assisted frequency-coded signal receiver with ultra low minimum detectable power [J]. *Optics Express*, 2020, 28(20): 29122-29131.
 [14] Onori D, Scotti F, Laghezza F, et al. A photonically enabled compact 0.5-28.5 GHz RF scanning receiver[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2018, 36(10): 1831-1839.
 [15] Wang X, Zhou F, Gao D S, et al. Wideband adaptive microwave frequency identification using an integrated silicon photonic scanning filter[J]. *Photonics Research*, 2019, 7(2): 172-181.
 [16] Zou X H, Lu B, Pan W, et al. Photonics for microwave measurements[J]. *Laser & Photonics Reviews*, 2016, 10(5): 700.
 [17] Yao J P. Microwave photonic systems [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2022, 40(20): 6595-6607.
 [18] Crockett B, Romero Cortés L, Konatham S R, et al. Full recovery of ultrafast waveforms lost under noise[J]. *Nature Communications*, 2021, 12: 2402.
 [19] Ataie V, Esman D, Kuo B P P, et al. Sub-noise detection of a fast random event[J]. *Science*, 2015, 350(6266): 1343-1346.
 [20] Esman D J, Ataie V, Kuo B P P, et al. Detection of fast transient events in a noisy background[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2016, 34(24): 5669-5674.
 [21] Esman D, Ataie V, Kuo B P P, et al. Subnoise signal detection and communication[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2016, 34(22): 5214-5219.
 [22] 张馨,张江华,李仪茗,等.高平坦大带宽可调谐电光光频梳光源[J]. *中国激光*, 2021, 48(1): 0116002.
 Zhang X, Zhang J H, Li Y M, et al. High bandwidth tunable

- electro-optical comb light source[J]. Chinese Journal of Lasers, 2021, 48(1): 0116002.
- [23] 董群锋, 陈博. 基于光信号偏振复用的微波光子信道化接收机[J]. 激光与光电子学进展, 2022, 59(21): 2106004.
Dong Q F, Chen B. Microwave photonic channelized receiver based on polarization multiplexing of optical signals[J]. Laser & Optoelectronics Progress, 2022, 59(21): 2106004.
- [24] Yan X L, Zou X H, Li P X, et al. Covert wireless communication using massive optical comb channels for deep denoising[J]. Photonics Research, 2021, 9(6): 1124-1133.

Photonics-Assisted Sensing of Non-Repetitive Transient Weak Signal with Sensitivity Enhancement

Lu Bing^{1,2*}, Fu Fangge¹, Zhang Xiaoxia², Yan Xianglei³, Guo Xiaojin¹

¹*School of Communication and Information Engineering, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 430065, China;*

²*School of Optoelectronic Science and Engineering, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 611731, Sichuan, China;*

³*School of Information Science and Technology, Southwest Jiaotong University, Chengdu 611756, Sichuan, China*

Abstract

Objective The non-repetitive transient weak signal exists in diverse fields, such as astronomy, spectroscopy, and biology, and it is difficult to be perceived and analyzed due to its short duration, large instantaneous bandwidth, unexpected arrival time, and low power. Over the past years, photonic technology has witnessed remarkable progress in the wideband and weak signal loss in the noise. For example, the signal stands out from the noise by using the Talbot effect to redistribute the energy of repetitive waveforms into fewer replicas for noiseless intensity amplification and avoiding digital post-processing. However, it is only valid for repetitive waveforms. A spectral cloning receiver based on coherent dual optical frequency combs (OFCs) is proposed to detect a random non-repetitive signal hidden in the noise. In this proposal, the spectrum of the received signal is sliced into a series of sub-bands (or channels) due to the difference in the free spectrum ranges (FSRs) of two combs. Then, coherent in-phase summation of these sub-bands can lead to a signal-to-noise ratio (SNR) increase ($10\lg S$) linearly proportional to the cloning count or the available sub-bands, which is associated with the effective comb line of the coherent dual OFCs (S). In order to achieve a large SNR improvement, considerable comb lines of the OFCs must be required. However, generating massive comb lines not only needs high input radio frequencies (RFs) and laser powers but also needs superior optoelectronic hardware, which makes the system complex and costly. In addition, the comb channel number is also constrained by the available wavelength range. Therefore, a novel method using a single comb-based scheme for deep denoising in covert wireless communication is proposed. However, it also faces the problem that the system is difficult to further increase the number of comb lines. At this time, a method is urgently needed to effectively solve the problems of the above methods.

Methods To this end, a novel photonic approach to enhance the sensing sensitivity of non-repetitive transient weak signals in a noisy background is proposed. Based on a coherent dual OFCs-assisted spectral cloning receiver, the transient signal is firstly multicast by N -line signal OFCs and then split equally into M copies, while the local OFC is replicated to multiple replicas by multiple acousto-optic frequency shifters (AOFSs). Therefore, the spectrum of the received transient signal is decomposed into $N \times M$ sub-bands. Subsequently, different spectral slices are extracted and down-converted to the same intermediate frequency by an I/Q demodulator. Finally, all the sub-band signals are processed in digital signal processing (DSP) and positively superimposed in the frequency domain. Since the phase characteristics of the spectrum in each sub-channel are in-phase, but the noise frequency spectrum is random, the collinear superposition of the signal spectral vector will be realized, while the noise is randomly superimposed, which leads to a multiplied SNR enhancement of $N \times M$ for the transient signal sensing.

Results and Discussions A spectral cloning receiving scheme based on the dual coherent OFCs with nine comb lines is used to perceive a transient signal. The performance of the system is characterized by an 18-GHz wide pulse at various noise levels. As the scatter diagram shows, the separation degree of signal cloud and noise cloud is greater than that of the single channel after 18 channels are superimposed in phase with one AOFS used ($N=9$ and $M=2$). Compared with that of a single channel, the detection sensitivity increases by 3 dB after spectral cloning, which is consistent with the theoretical value (Fig. 5). The local OFC and signal OFC are replicated 1, 2, and 3 times, and the detection gain is improved by

3.0 dB, 4.5 dB, and 5.9 dB, reaching to 12.63 dB, 14.04 dB, and 15.43 dB, respectively, which accord well with the theoretical value (Fig. 7). In this proposal, the complexity of the OFC generation module and the spectral coverage do not increase basically, but a multiplied SNR rise is achieved. In addition, the splitting loss induced by the optical couplers (OCs) will cause a faint power at the detectors so that the system cannot detect the optical signals. Although Erbium-doped fiber amplifiers (EDFAs) can compensate for the loss, the spontaneous emission noise introduced by EDFAs will greatly influence the detection gain of the system. Therefore, it is necessary to select the appropriate splitting number according to the actual link characteristics, such as EDFA's noise and detector sensitivity.

Conclusions A simplified and low-cost spectral cloning receiver using multiple AOFSSs for large SNR enhancement is proposed and demonstrated. Based on the dual OFC channelization scheme, multiple AOFSSs and OCs are used to replicate the local OFC and modulated signal so that the spectrum of the received transient signal is divided into multiple sub-bands. After the collinear superposition of the sub-band signal spectrum and the random superposition of the noise spectrum, the detection sensitivity of the transient weak signal is greatly improved. The dual-OFCs spectral cloning receiver with nine lines is used to detect the sub-noise transient signal with a bandwidth of 18 GHz. The detection sensitivity gain is increased to 12.63 dB, 14.04 dB, and 15.43 dB under varying noise power conditions by replicating the local OFC 1, 2, and 3 times. Compared with the previous scheme, the proposed scheme requires fewer optical frequency comb lines and a smaller available wavelength range to achieve the same SNR improvement under the available sensitivity of the receiving unit.

Key words optoelectronics; microwave photonic; transient weak signal; spectral cloning receiver; acousto-optic frequency shifter; detection sensitivity