



基于 Hilbert 成型波形变换的基带 DSSS 调制方法

康家方^{1*}, 王红星^{1,2}, 钟佩琳¹, 刘传辉¹

(1. 海军航空大学航空通信教研室 山东 烟台 264001; 2. 海军航空大学信号与信息处理山东省重点实验室 山东 烟台 264001)

【摘要】针对传统直接序列扩频调制系统传输速率和频谱效率低的问题, 基于扩频码、扩频调制信号和希尔伯特(Hilbert)变换的优良特性, 对原基带成型函数进行 Hilbert 变换, 得到新的成型函数。利用两个基带成型函数并行传输两路基带信息, 提出了基于 Hilbert 成型波形变换的基带直接序列扩频调制方法, 并对调制信号支路间、码间干扰特性进行了理论分析和仿真实验。结果表明: 加性高斯白噪声信道条件下, 该方法在不降低系统传输性能、不扩展系统传输带宽、不增大单位比特信息发射功率的前提下, 将基于单一扩频码的直接序列扩频调制系统的传输速率提高到原来的 2 倍。

关键词 频谱效率; 直接序列扩频; 希尔伯特变换; 码间干扰

中图分类号 TN911.3 文献标志码 A doi:10.12178/1001-0548.2018306

Baseband DSSS Modulation Method Based on Hilbert Transform

KANG Jia-fang^{1*}, WANG Hong-xing^{1,2}, ZHONG Pei-lin¹, and LIU Chuan-hui¹

(1. Department of Aeronautical Communication, Naval Aviation University Yantai Shandong 264001;

2. Key Laboratory on Signal & Information Processing of Shandong Province, Naval Aviation University Yantai Shandong 264001)

Abstract As the transmission rate and bandwidth efficiency of tradition direct sequence spread spectrum (DSSS) system are relatively low. Based on the basic characteristics of spread sequences, DSSS modulated signals and the theories of Hilbert transformation, a novel DSSS baseband modulation method is proposed. Theoretical analysis and simulation experiments are carried out on the characteristics of inter branch and intersymbol interference of modulated signal. Results show that under additive white Gaussian noise (AWGN) channel, compared with tradition DSSS system based on a single pseudo-random code, the novel method doubled the transmission rate without decreasing the BER performance or increasing the transmission bandwidth or increasing the signal power per bit.

Key words bandwidth efficiency; direct sequence spread spectrum (DSSS); Hilbert transform; intersymbol interference

直接序列扩频技术在军事通信电台、数据链系统、卫星导航系统中有广泛的应用。在直接序列扩频通信系统中, 扩频码的特性与系统的抗干扰、抗截获等能力有直接关系, 扩频码的码片周期和扩频码的自相关特性也直接决定已调扩频信号的带宽。从频谱效率的角度, 直接序列扩频系统的频谱效率极低。

直接序列扩频通信系统可采用幅度、相位或频率的联合高阶调制来提高频谱效率, 也可在码域利用不同扩频码的互相关特性进行多进制正交码扩频调制、或利用码的自相关特性采用扩频码循环移位

方式提高扩频系统的传输速率^[1-2]。多进制正交码扩频调制技术利用时域正交或准正交的扩频码序列集传输信息, 提高了直接序列扩频通信系统的传输速率, 但该技术以扩频码序列集良好的互相关特性为基础^[3], 对扩频码序列集提出了较高的要求, 且会降低系统的抗截获能力。扩频码循环移位键控技术将扩频与编码相结合, 将多个信息比特映射到一个循环移位的扩频码上, 有效提高了扩频系统的传输速率。近年来, 扩频通信技术的研究主要集中调制解调技术在不同领域的应用研究和抗干扰技术方面^[4-11], 少有新的高效扩频调制解调方法提出。

收稿日期: 2018-11-27; 修回日期: 2019-10-28

基金项目: 国家自然科学基金(61701518); 山东省“泰山学者”建设工程专项经费项目

作者简介: 康家方(1987-), 男, 博士, 主要从事扩频通信、卫星导航信号设计方面的研究. E-mail: 13791201919@163.com

众所周知,在不扩展信号传输带宽的前提下,增大调制信号空间维度,利用不同维度信号之间的正交性可以实现多维调制信号的无干扰解调,进而成倍提高系统的传输速率^[12]。希尔伯特变换技术具有诸多优良特性,并得到了广泛应用^[13-15],它可以在不扩展信号带宽的前提下得到与一个原信号相互正交的信号,且不改变信号的功率谱,这一特性为扩展基于单一扩频码的直接序列扩频系统的信号空间维度提供了一种可能。

本文从扩频码的基础特性出发,利用希尔伯特变换理论的性质,对扩频系统的基带成型函数进行希尔伯特变换,得到与原成型函数互为希尔伯特变换的成型函数,再利用两个相互正交的成型函数分别进行直接序列扩频调制,并对系统的误码率、抗干扰特性及传输效率进行了分析。

1 基于 Hilbert 变换的基带直接序列扩频调制解调模型

为了增大调制信号频域能量集中度、提高频带利用率、降低邻道干扰,通常对基带数字信号进行基带成型处理。假设基带成型为升余弦函数 $h(t)$,对其进行希尔伯特变换,即可得到成型函数为:

$$\hat{h}(t) = H\{h(t)\} \quad (1)$$

式中, H 表示希尔伯特变换算子。

由希尔伯特变换的性质可知: $\hat{h}(t)$ 为奇函数,其功率谱特性与 $h(t)$ 相同。滚降系数为 0.25 的升余弦函数及其希尔伯特变换的时域波形如图 1 所示。

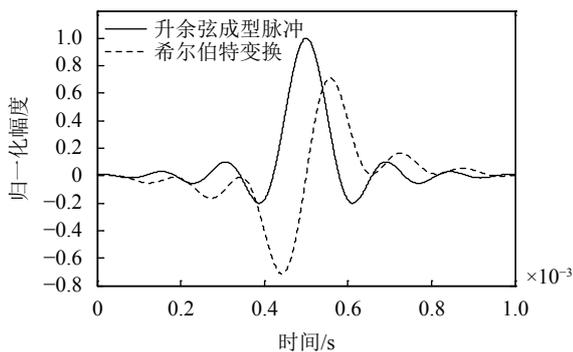


图 1 升余弦函数及其希尔伯特变换时域波形

基于成型函数 $h(t)$ 和 $\hat{h}(t)$,结合直接序列扩频调制系统的基本模型,分别对同一扩频码扩频得到的两路直接序列扩频调制信号进行基带成型,再将得到的两支路信号进行合并,由此构建得到基带 2 维直接序列扩频调制解调系统模型,总体结构流程如图 2 所示。

图 2 中, c 为直接序列扩频调制采用的扩频码; a_n 、 b_n 分别为两条支路的数字调制信息序列; $H(\omega)$ 和 $\hat{H}(\omega)$ 分别表示升余弦成型函数 $h(t)$ 及其希尔伯特变换 $\hat{h}(t)$ 对应的频域响应; $s(t)$ 为调制基带扩频调制信号; $n(t)$ 为加性高斯白噪声; a'_n 、 b'_n 分别表示接收端两支路恢复的数字调制信息序列。

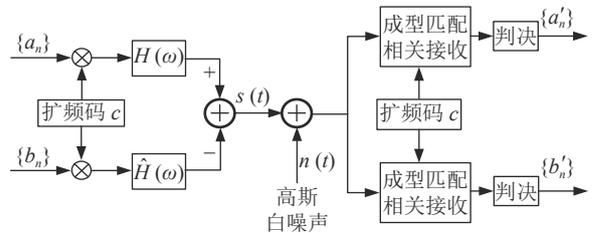


图 2 基带 2 维直接序列扩频调制解调流程

接收端的成型匹配相关接收表示与调制端两支路基带成型相对应的成型和匹配滤波接收。与传统直接序列扩频调制解调系统的不同之处在于:

1) 调制端,包含两支路基带扩频调制信号(将 a_n 支路称为第 1 支路、 b_n 支路称为第 2 支路),第 1 支路信号与传统直接序列扩频调制信号相同,第 2 支路信号采用的成型函数是第 1 支路信号成型函数的希尔伯特变换,两路信号叠加得到调制信号 $s(t)$;

2) 接收端,第 1 支路解调检测过程与传统直接序列扩频调制信号的解调检测相同,第 2 支路解调检测采用的匹配函数与调制端的成型函数 $\hat{h}(t)$ 相同。

显然,成型函数 $\hat{h}(t)$ 不满足奈奎斯特无码间干扰传输准则,两条支路信号直接叠加后必然会产生相互干扰,下节将就两条支路信号的干扰特性进行研究。

2 调制信号干扰特性分析

假设扩频码的长度为 K ,即在一个扩频调制码元内包含 K 个码片,将第 1 支路基带成型后的扩频码元波形定义为 $g(t)$,能量 $E = \int g^2(t)dt = 1$ (单个码片的能量为 $1/K$)。基于希尔伯特变换的时移性质,第 2 支路成型后的扩频码元波形表示为 $\hat{g}(t)$ ($g(t)$ 的希尔伯特变换形式), $\int \hat{g}(t)^2 dt = \int g^2(t) dt = 1$ 。下面的分析围绕码元和码片展开,两支路信号经基带成型和 Hilbert 变换后,形成基带扩频调制信号,一个扩频调制码元周期内,调制信号的时域波形示意图如图 3 所示。

图 3 中实线代表第 1 支路,虚线代表第 2 支路; T_s 为扩频调制码元周期, T_c 为扩频码码片周期,

二者满足: $T_s = KT_c$; T_g 为基带成型之后扩频调制码元的时域扩展 (码元前后各 $T_g/2$, 满足 $T_g \ll T_s$)。

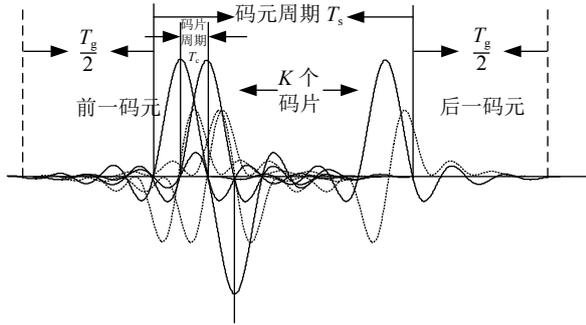


图3 扩频调制码元符号示意图

2.1 单个调制码元情况

单一调制码元的情况下, 不存在前后码元之间的干扰, 调制码元信号可表示为:

$$s_s(t) = a_0g(t) - b_0\hat{g}(t) \quad t \in [0, T_s + T_g] \quad (2)$$

式中, a_0 、 b_0 分别表示第 1、2 支路的调制信息。不考虑噪声的情况下, 第 1、2 支路相关解调输出分别为:

$$\begin{cases} \int_0^{T_s+T_g} s_s(t)g(t)dt = a_0 \\ \int_0^{T_s+T_g} \hat{s}_s(t)g(t)dt = b_0 \end{cases} \quad (3)$$

显然, 这种情况下, 两条支路信号之间不存在相互干扰。

2.2 连续调制码元情况

连续调制码元情况下, 调制信号可表示为:

$$s(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} a_i g(t - iT_s) - b_i \hat{g}(t - iT_s) \quad (4)$$

不失一般性, 考虑 a_0 、 b_0 解调的情况, 对第 1 支路信号 a_0 进行解调时, 可以得到解调输出为:

$$\begin{aligned} D_{a_0} &= \int_0^{T_s+T_g} s(t)g(t)dt = \\ &\int_0^{T_g/2} [a_{-1}g(t+T_s) - b_{-1}\hat{g}(t+T_s)]g(t)dt + \\ &\int_0^{T_s+T_g} [a_0g(t) - b_0\hat{g}(t)]g(t)dt + \\ &\int_{T_s+T_g/2}^{T_s+T_g} [a_1g(t-T_s) - b_1\hat{g}(t-T_s)]g(t)dt \end{aligned} \quad (5)$$

进一步, 由于 $g(t)$ 与 $\hat{g}(t)$ 在区间 $[0, T_s + T_g]$ 内正交、 a_i 支路内部满足无码间干扰传输, 可得:

$$\int_0^{T_s+T_g} b_0\hat{g}(t)g(t)dt = 0 \quad (6)$$

$$\int_0^{T_g/2} a_{-1}g(t+T_s)g(t)dt = 0 \quad (7)$$

$$\int_{T_s+T_g/2}^{T_s+T_g} a_{+1}g(t-T_s)g(t)dt = 0 \quad (8)$$

将式 (6)~(8) 代入式 (5) 可得:

$$\begin{aligned} D_{a_0} &= \int_0^{T_s+T_g} a_0g(t)g(t)dt - \int_0^{T_g/2} b_{-1}\hat{g}(t+T_s)g(t)dt - \\ &\int_{T_s+T_g/2}^{T_s+T_g} b_1\hat{g}(t-T_s)g(t)dt = a_0 - D_{-1} - D_1 = a_0 - D_{\pm 1} \end{aligned} \quad (9)$$

式中, $D_{\pm 1} = D_{-1} + D_1$; $D_{-1} = \int_0^{T_g/2} b_{-1}\hat{g}(t+T_s)g(t)dt$ 表示前一码元的干扰; $D_1 = \int_{T_s+T_g/2}^{T_s+T_g} b_1\hat{g}(t-T_s)g(t)dt$ 表示后一码元的干扰。

干扰值 D_{-1} 、 D_1 与第 2 支路码元调制信息 b_{-1} 、 b_1 有直接关系。BPSK 调制中, 调制信息服从均值为 0、标准差为 1 的等概均匀分布, D_{-1} 、 D_1 的均值也为 0, 标准差与具体采用的扩频码有关。

BPSK 直接序列扩频调制下, 以 m 序列作为扩频码, 采用截断的 sinc 函数作为基带成型脉冲, 通过数值计算的方法, 给出了干扰值 $D_{\pm 1}$ 的标准差和对系统信噪比造成的损失, 具体数值如表 1 所示。

表 1 不同长度伪随机序列干扰值标准差及对应信噪比损失

参数	数值				
m 序列长度 K	15	31	63	127	255
归一化标准差	0.045 6	0.034 7	0.014 6	0.006 9	0.003 9
信噪比损失/dB	0.202 8	0.153 5	0.064 1	0.030 1	0.016 9

从表 1 中可以看出, 干扰值 $D_{\pm 1}$ 造成的信噪比损失随着扩频因子 K (m 序列长度) 的增大而减小, 当扩频因子为 127 时, 信噪比损失仅为 0.03 dB, 几乎可以忽略。

与对第 1 支路解调的分析相同, 对第 2 支路信号 b_0 进行解调时, 可以得到:

$$D_{b_0} = \int_0^{T_s+T_g} \hat{s}(t)g(t)dt = b_0 - \hat{D}_{\pm 1} \quad (10)$$

式中, $\hat{D}_{\pm 1} = \hat{D}_{-1} + \hat{D}_1$; $\hat{D}_{-1} = \int_0^{T_g/2} a_{-1}\hat{g}(t+T_s)g(t)dt$ 表示前一码元的干扰; $\hat{D}_1 = \int_{T_s+T_g/2}^{T_s+T_g} a_1\hat{g}(t-T_s)g(t)dt$ 表示后一码元的干扰。

实际直接序列扩频系统中, 扩频码的长度通常达几十、上百甚至上千, 此时满足:

$$\begin{cases} D_{\pm 1} \ll 1 \\ \hat{D}_{\pm 1} \ll 1 \end{cases} \quad (11)$$

解调端 a_0 、 b_0 的检测量满足:

$$\begin{cases} D_{a_0} \approx a_0 \\ D_{b_0} \approx b_0 \end{cases} \quad (12)$$

显然, 连续调制码元情况下, 存在码间干扰, 但相对于整个解调码元能量来说, 码间干扰值可以忽略。

综合以上分析可以看出, 直接序列扩频调制情况下, 扩频调制码元之间虽存在相互干扰, 但得益于扩频码的特性, 码间干扰值几乎可以忽略。所以, 直接序列扩频调制时, 可以用匹配滤波的方法对两支路调制信号直接进行解调, 无需对信号进行均衡和其他处理。这一基带调制方式将基带直接序列扩频调制的信号空间维度由 1 变为 2, 传输速率也将提高到原来的 2 倍。

3 误码性能与传输效率分析

3.1 误码率下限分析与仿真验证

不失一般性, 考察 a_0 、 b_0 的解调, 两条支路均采用 BPSK 的调制方式, 假设系统处于理想同步状态。加性高斯白噪声信道条件下, 接收信号为:

$$r(t) = s(t) + n(t) \quad (13)$$

式中, $n(t)$ 为均值为 0, 双边功率谱密度为 $N_0/2$ 的高斯白噪声。

根据解调原理, 可以得到第 1、2 支路接收信号的检测量为:

$$\begin{cases} D_{a_0} = a_0 + D_{\pm 1} + n_{a_0} \\ D_{b_0} = b_0 + \hat{D}_{\pm 1} + n_{b_0} \end{cases} \quad (14)$$

式中, n_{a_0} 、 n_{b_0} 分别表示噪声引起的干扰。由高斯白噪声的性质可知, D_{a_0} 、 D_{b_0} 服从均值分别为 $a_0 + D_{\pm 1}$ 、 $b_0 + \hat{D}_{\pm 1}$, 方差为 $N_0/2$ 的高斯分布。

由于干扰 $D_{\pm 1}$ 和 $\hat{D}_{\pm 1}$ 几乎可以忽略, 所以考虑一种极限情况, 假设 $D_{\pm 1} = \hat{D}_{\pm 1} = 0$, 此时, 系统的误码性能最佳, 与传统的直接序列扩频 BPSK 调制性能相同, 误码率为:

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{E_b/N_0}) \quad (15)$$

采用蒙特卡洛仿真实验的方式, 以比特信噪比 E_b/N_0 为参考, 对系统的误码性能进行仿真验证。具体仿真条件及参数如下:

调制方式: 基带 BPSK 直接序列扩频; 伪随机序列: m 序列 (长度 127, 本原多项式 $x^7 + x^3 + 1$); 基带成型: 升余弦函数 (滚降系数: 0.25, 过采样率: 8); 信道条件: 加性高斯白噪声; 仿真次数: 最大为 5×10^6 (随信噪比的提高而增大)。

理论误码率下限和仿真得到的两条支路误码率曲线如图 4 所示。

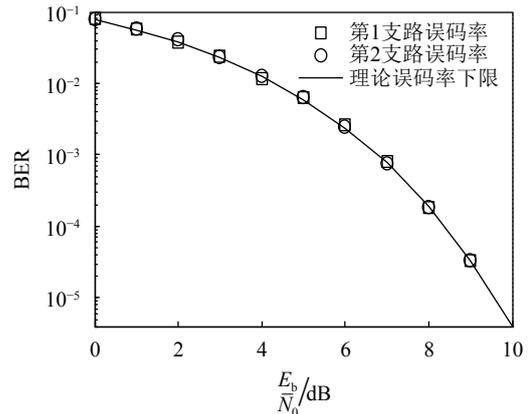


图 4 仿真和理论误码率曲线

从误码率仿真结果中可以看出, 第 1 支路和第 2 支路的误码率几乎完全相同, 同时二者几乎与理论误码率下限完全一致。

3.2 抗干扰特性仿真分析

调制系统参数设置与 3.1 节仿真相同, 分别仿真计算干扰为窄带 BPSK 调制信号、宽带 BPSK 调制信号、其他直接序列扩频调制信号条件下的误码率。其中, 3 类干扰信号的功率与调制信号相同。仿真得到的误码率曲线如图 5 所示。

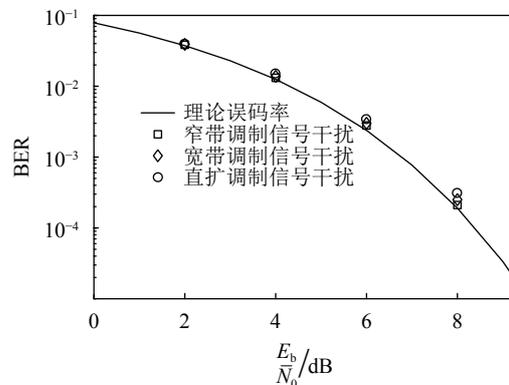


图 5 不同类型干扰下的误码率仿真曲线

从图 5 误码率仿真计算结果中可以看出, 3 种干扰都降低了系统的误码性能。误码率为 10^{-4} 时, 直扩调制信号干扰使误码性能下降约 0.6 dB, 其他两种干扰对误码性能的影响略小。这一结果反映了基带 2 维直接序列扩频系统具有良好的对抗窄带、宽带和其他扩频干扰的能力, 保持了传统直接序列扩频通信系统的优良特性, 该结果对其应用研究具有一定的指导意义。

4 结束语

本文基于希尔伯特变换理论和扩频码的良好特

性,在传统直接序列扩频调制解调技术的基础上,利用 Hilbert 变换得到新的成型函数,提出了一种基于 Hilbert 成型波形变换的基带 2 维直接序列扩频调制与解调方法,并对其误码性能、抗干扰特性及传输效率进行了分析。理论和仿真分析结果表明:加性高斯白噪声信道下,该方法可以在不降低系统传输性能、不扩展系统传输带宽、不增大单位比特信息发射功率的前提下,将系统传输容量提高到传统直接序列扩频调制系统的 2 倍,并可有效对抗窄带、宽带、扩频干扰,保持了直接序列扩频通信系统良好的抗干扰特性。

以本文提出的基于 Hilbert 成型波形变换的基带直接序列扩频调制方法为基础,利用正交双通道上下变频,可将该基带直接序列扩频调制解调方法扩展到带通,实现同相、正交两个通道共 4 路直接序列扩频信号的并行传输。

参 考 文 献

- [1] YAO Yin-di, XU Peng, ZENG Zhi-bin. Algorithm on improved M-ary spread-spectrum communication[C]//International Conference on Electronic and Mechanical Engineering and Information Technology, EMEIT 2011. Harbin: IEEE, 2011: 10.1109/EMEIT.2011.6024118.
- [2] TSAI Y R. M-ary spreading-code-phase-shift-keying modulation for DSSS multiple access systems[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2009, 57(11): 3220-3224.
- [3] TANG Xiao-hu, MOW W H. A new systematic construction of zero correlation zone sequences based on interleaved perfect sequences[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2008, 54(12): 5729-5734.
- [4] LAKSHMI M L S N, NIRANJANPRASAD A K. Analysis of DSSS performance under communication-jamming environment[C]//International Conference on Electronics & Communication Systems. Coimbatore, India: IEEE, 2014: 1-8.
- [5] WANG Shuai, AN Jian-ping, REN Yan-yang, et al. Compressed receiver for multipath DSSS signals[J]. *Communications Letters*, 2014, 18(8): 1359-1362.
- [6] LIU Song-zuo, QIAO Gang, ISMAIL A, et al. Covert underwater acoustic communication using whale noise masking on DSSS signal[C]//2013 MTS/IEEE OCEANS. Bergen, Norway: IEEE, 2013: 1-6.
- [7] WANG Ying-hui, WANG Ling, ZHANG Zhao-lin, et al. Robust beamforming for motional interference mitigation in DSSS[C]//Wireless and Microwave Technology Conference (WAMICON), 2013 IEEE 14th Annual. Orlando, FL, USA: IEEE, 2013: 1-4.
- [8] POPPER C, STRASSER M, CAPKUN S. Anti-jamming broadcast communication using uncoordinated spread spectrum techniques[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2010, 28(5): 703-715.
- [9] 于洋,周锋,乔钢. 正交码元移位键控扩频水声通信[J]. *物理学报*, 2013, 62(6): 297-304.
YU Yang, ZHOU Feng, QIAO Gang. Orthogonal code shift keying spread spectrum underwater acoustic communication[J]. *Acta Physica Sinica*, 2013, 62(6): 297-304.
- [10] YAO Zhen, GUO Fu, MA Jun-jie. Orthogonality-based generalized multicarrier constant envelope multiplexing for DSSS signals[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2017, 53(4): 1685-1698.
- [11] MASMOUDI A, BELLILI F, AFFES S, et al. Maximum likelihood time delay estimation from single- and multi-carrier DSSS multipath MIMO transmissions for future 5G networks[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2017, 16(8): 4851-4865.
- [12] GOLDSMITH A. *Wireless communications*[M]. London, U.K: Cambridge University Press, 2005.
- [13] URBINA-SALAS I, RAZO-HERNANDEZ J R, GRANADOS-LIEBERMAN D. Instantaneous power quality indices based on single-sideband modulation and wavelet packet-Hilbert transform[J]. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2017, 66(5): 1021-1031.
- [14] DIONELIS N, BROOKES M. Speech enhancement based on modulation domain processing using coherent harmonic demodulation technique[J]. *Electronics Letters*, 2017, 53(24): 1611-1613.
- [15] HAN Yi-shi, ZHANG Wei-feng, ZHANG Jie-jun, et al. Two microwave vector signal transmission on a single optical carrier based on PM-IM conversion using an on-chip optical Hilbert transformer[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2018, 36(3): 682-688.

编辑 漆蓉