

基于尾流激光雷达的能量对消式大动态接收技术*

梁善勇[†] 王江安 张峰 石晟玮 马治国 刘涛 王雨虹

(海军工程大学电子工程学院, 武汉 430033)

(2011年8月28日收到; 2011年10月6日收到修改稿)

水下尾流激光雷达在近场就已开始与水体发生了激光的多次散射, 很容易导致接收系统因动态范围不够而饱和, 其反向恢复时间一般长达 10^2 ns 级, 影响远场信号接收. 本文针对此问题分析了激光水体后向光散射强度衰减规律, 自主研发了一种能量对消式水下激光雷达前端接收系统. 该系统通过近场强信号尖峰上叠加一个高速反向瞬态对消电流抑制接收系统饱和, 之后将两信号融合, 还原真实回波信号波形. 分析了技术难点并给出了解决方案, 讨论了瞬态对消电流的生成时刻对强度的影响规律. 经实测与分析, 该系统对消电流脉宽为 5 ns, 幅度控制步进为 122 nA, 幅度调节范围为 135—360 μ A, 成功实现了对近场强散射的抑制. 该系统完全可以满足尾流激光雷达大动态探测的需要.

关键词: 激光雷达, 气泡, 能量对消, 动态范围

PACS: 07.60.-j, 29.40.-n, 07.50.Ek, 29.40.Mc

1 引言

舰船在航行过程中, 由于螺旋桨的空化、船体本身水动力等原因, 会在舰船尾迹中长时间残留空化气泡^[1]. 研究表明, 当舰船驶过较远距离后, 气泡尾流在尺度谱上主要以 160 μ m 以下的小尺度、低密度气泡为主^[1]. 传统声自导鱼雷很难对其进行探测, 而水下激光雷达利用激光的超短波、高灵敏特性可对其实现高精度的探测^[2,3], 该技术应用于新型激光自导鱼雷, 可实现更远距离的跟踪和制导. 另外, 尾流激光雷达还具有对抗能力强, 受海洋环境影响小, 同时具备反舰反潜性能等诸多优点, 具有很强的军事应用价值. 目前, 国外主要从舰船气泡尾流特性^[4,5]和气泡尾流光散射理论^[2,3,6,7]两方面进行研究. 国内方面起步较晚, 从 2000 年开始相继开展了研究^[8-10]. 目前, 国内外对尾流光散射理论的研究已较为完善, 但在尾流激光雷达样机的研制方面遇到较大困难, 主要是尾流后向光散射信号的动态变化极大, 易导致前端接收系统的核心放大器件深度饱和, 亟需一种大动态信号的接收技术.

根据国内外报道, 在这一研究领域, 文献^[11-14]的成果比较有代表性, 分别采用偏振滤波、空间滤波、对数放大和光电倍增管 (PMT) 时变增益的方案压缩信号动态范围, 这些方案被成功应用于大气探测、机载激光海洋测深等领域. 但是由于这些方案只适用于对远距离目标区域的探测, 因此在近距离、强衰减和强散射的水下应用背景下使用起来困难较大. 到目前为止, 没有适用于水下激光雷达的成熟的大动态范围接收技术解决方案. 鱼雷设计的探测距离非常短, 一般为 0—30 m, 再加上水中激光脉冲传播非常快 (2.25×10^8 m/s), 使回波信号的持续时间一般小于 200 ns. 短距离探测使回波信号信息量极其有限, 因此需要前端接收系统能够充分挖掘 0—30 m 距离内各断层上的后向散射信息. 这不仅要求接收系统具有大动态范围信号接收能力, 而且在技术上对接收系统提出了更高的要求, 主要包括三个方面: 1) 要求接收系统能够获取探测距离 (0—30 m) 内全部的后向散射信号, 以获得信息量的最大化, 而不像激光测海深那样只关注指定距离处目标的有无, 而文献^[11-14]的方案都在一定程度上损失了信息量; 2) 从导致

* 装备预研基金 (批准号: 9140A26030110JB11) 资助的课题.

[†] E-mail: laser_ocean@yeah.net

接收器饱和的近场水体强散射到远场弱散射的回波信号都需要尽可能的保留或还原,而空间滤波和 PMT 时变方案却舍去了信号中的近场水体强散射部分^[13]; 3) 要求接收系统对近场强后向散射的抑制动作速度小于 10 ns, 传统 PMT 时变增益^[13]的方案无法响应如此快的速度.

解决尾流激光雷达大动态信号接收难题的关键在于如何在设法提高尾流激光雷达接收系统动态范围的同时, 满足以上三方面要求.

在核心光接收器件的选择上, 文献[11—14]较多地采用 PMT 作为实验室实验的光接收器件, 但其不适于野外样机的研制. 由于野外水质的多样性, 混浊水很容易造成 PMT 饱和和疲劳甚至烧毁. 另外, PMT 存在着响应时间慢、有后脉冲、对周围磁场、振动、湿度、环境氦气等因素敏感等问题^[15]. 而采用雪崩光电二极管 (APD) 作为样机的光接收器件, 虽然后续电路较复杂 (放大和温控偏压电路), 但可有效克服以上缺点, 响应时间快至 ps 量级, 无后脉冲, 环境要求低, 更适合用于设计该探测系统样机.

目前, 针对雪崩光电二极管的动态范围提高技术尚未见报道. 本文针对 APD 研制了一种能量对消式大动态前端接收系统. 研究了该模拟前端对消电流的生成时刻对其强度造成的影响及规律. 给出了水下激光雷达的联机实测结果.



图1 舰船尾流激光雷达系统样机 左: 水下探测器; 右: 水上数据处理系统

2 尾流激光雷达简介

本单位于 2009 年完成了舰船尾流激光雷达系统样机的研制任务, 图 1 为样机实物图. 该样机分水下探测器和水上数据处理系统两部分. 前者位于海水中, 利用其内置的脉冲激光器、接收器、同轴光学系统和高速采集卡等模块, 接收激光与气泡尾

流发生散射产生的富含尾流信息的后向散射光, 从而实现尾流的高精度探测. 后者位于测量船甲板上, 用于对尾流激光回波信号进行实时数据处理及监控水下探测器工作状态. 尾流激光雷达系统样机的设计探测距离为 30 m, 激光波长为 532 nm, 脉宽为 10 ns, 探测精度为 0.281 m, 锂电池持续供电时间为 3 h.

3 水下激光后向光散射衰减规律

尾流激光雷达典型回波信号如图 2 所示. 从图 2 可以看出, 近场水体后向散射强度远大于远场尾流后向散射强度. 因为海水中含有大量的气泡、气核、微生物、叶绿素等微粒^[16], 它们与激光发生散射形成了近场强信号尖峰. 而散射造成了激光束的衰减, 使远场尾流信号的强度变得非常微弱.

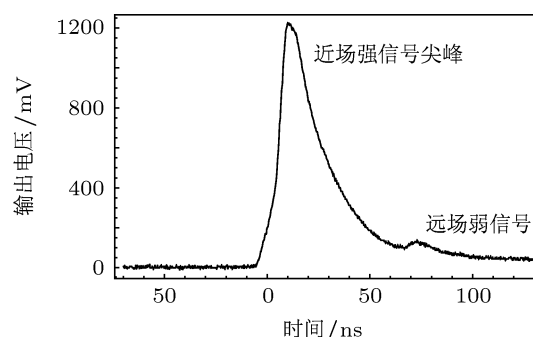


图2 尾流激光雷达典型回波信号

基于 Monte Carlo 仿真, 分析了不同探测距离水体后向散射强度的衰减规律, 结果如图 3 所示. 从图 3 可以看到, 水体后向光散射信号强度随探测距离的增加呈指数型衰减, 回波信号动态范围非常大.

这一衰减规律也可用激光雷达方程进行理论解释. 水下目标的后向散射信号接收功率可由如下激光雷达方程表示:

$$P(L) = P_0 (c\tau/2) (A/L^2) \beta(\pi) \exp(-2\mu L), \quad (1)$$

式中 τ 为发射激光脉宽, $\beta(\pi)$ 为目标的 180° 后向散射系数, A 为接收器接收截面的面积, L 为探测距离, μ 为水的体衰减系数, c 为光速, P_0 为发射光功率. 模拟结果如图 3 中曲线.

以上 Monte Carlo 仿真和激光雷达方程模拟结果表明, 尾流回波信号动态变化极大, 近场信号往往比远场信号大几个数量级, 容易导致接收器核

心放大器件深度饱和. 器件的反向恢复时间一般长达 10^2 ns 以上, 将影响对后续到达的远场弱信号接收, 亟需一种针对大动态范围信号接收技术.

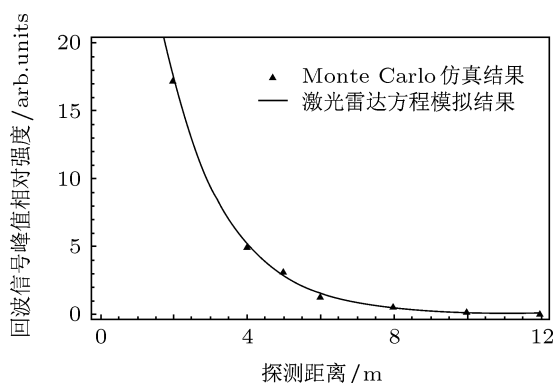


图3 不同探测距离水体后向散射强度衰减规律

4 能量对消式前端接收电路设计

4.1 基本原理和技术难点

能量对消式前端接收系统的基本原理为, 由于 APD 以光导模式工作时, 其输出的信号电流为单方向, 因此可在信号近场部分的强尖峰上叠加一个高速反向瞬态对消电流 I_{δ} , 抵消强尖峰引起的接收系统饱和, 然后将瞬态对消电流和对消后的回波信号融合, 最终还原原始的大动态回波信号.

本文设计的能量对消式前端接收系统如图 4 所示, 该系统由三部分组成, 即瞬态对消电流产生电路 TEC、雪崩光电二极管低噪声跨阻放大

器 TIA 和数字信号处理器 DSP.

数模转换器和电流镜在 DSP 的控制下对瞬态对消电流 I_{δ} 的强度进行自适应调节, 保证对消后的信号近场部分的强尖峰不出现正向或负向饱和. 触发器和可编程延时器在 DSP 的控制下对瞬态对消电流生成时刻进行自适应调节, 保证时域上对近场强信号尖峰的对消精度. 固定延时器用于设定瞬态对消电流 I_{δ} 的脉冲宽度.

本电路的技术难点在于: 1) 瞬态对消电流的生成时刻需要与近场强信号尖峰在时间上严格同步 (误差应小于 10 ns), 否则可能因抵消不完全而导致接收系统仍然饱和或影响了后续远场回波信号的接收; 2) 瞬态对消电流的波形需要严格规整, 确保电路在超高速情况下无振铃和过冲; 3) 要求瞬态对消电流的脉宽小于 15 ns, 过长的脉宽将影响系统对后续远场弱信号的接收; 4) 要求系统具有足够平坦的模拟带宽 (大于 75 MHz). 整个电路工作在 ns 级超高速宽带条件下, 因此设计中必须充分考虑电路寄生参数的影响 [17] 并进行良好的阻抗匹配 [18-20], 设计难度非常大.

本电路的工作过程为: 在某次探测之前, DSP 向数模转换器和可编程延时器分别写入本次探测将使用的瞬态对消电流 I_{δ} 的强度和生成时刻 T_{QD} 的控制字, 这两个控制字是由 DSP 根据多次探测得到的回波信号通过自适应计算得到的最优控制字. 当脉冲激光器在 DSP 控制下出光后, 瞬态对消电流 I_{δ} 与近场强信号尖峰在时域上和强度上精确对消, 抑制近场强信号尖峰引起的放大芯片饱和.

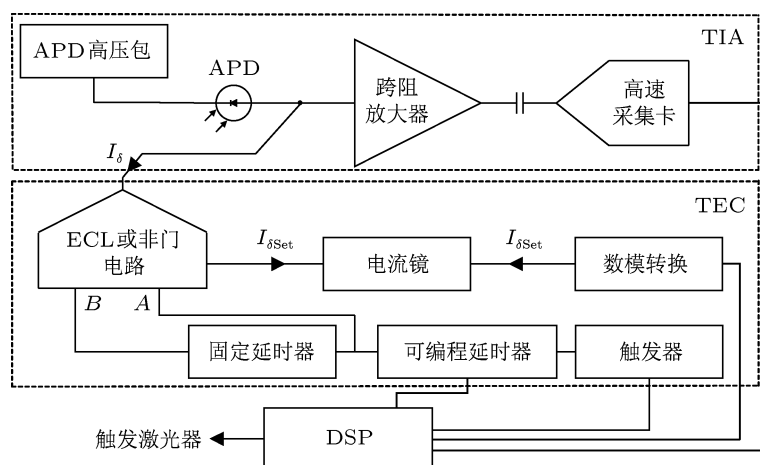


图4 能量对消式前端接收系统结构框图

4.2 核心电路设计及理论分析

图 5 为能量对消式前端接收系统电路原理图。 V_Q 和 $V_{\bar{Q}}$ 分别表示可编程延时器 M5 的正相和反相输出电压, V_{QD} 表示 V_Q 经固定延时器 M4 后的输出电压. 发射极耦合逻辑 (emitter couple logic, ECL) 或非门电路 M3 的作用是产生瞬态对消电流 I_δ . I_δ 强度由直流电流 $I_{\delta\text{Set}}$ 决定; I_δ 生成时刻 T_{QD} 由可编程延时器 M5 调节; I_δ 脉宽由固定延时器 M4 的延时量决定. 由于 ECL 或非门电路的逻辑功能为 $I_\delta = A\bar{B}$, 因此当可编程延时器的 V_Q 触发 A 端子时, I_δ 将开始产生, 当 V_Q 经固定延时器延时后的输出电压 V_{QD} 触发 B 端子时, I_δ 开始消失. 为了得到小于 10 ns 且波形规整的瞬态对消电流 I_δ , 这里 Q_1, Q_2 和 Q_3 电路设计采用了电流模式^[21]工作的 ECL 结构, 由于 Q_1, Q_2 和 Q_3 极间电容工作在低阻抗节点上, 使电压摆幅和时间常数极小, 因此具有频带宽、速度快、非线性失真小^[22]的特点.

数模转换电路 M1 的作用是产生受控于 DSP 的电流 $I_{\delta\text{Set}}$, $I_{\delta\text{Set}}$ 经电流镜 M2 等幅反向复制后提供给 ECL 或非门电路 M3, 进而控制对消电流 I_δ 强度. $I_{\delta\text{Set}}$ 由 DSP 通过 D/A 转换器 MAX536 和高精度运算放大器 OP07 来调节, 可调节范围为 -5 — 4.99 V, 实际使用范围为 -1.1 — 3.4 V. 其提供给级

联电流镜的输入电流可表示为

$$I_{\delta\text{Set}} = \frac{(V_{DA} - V_{BEQ_6} - V_{BEQ_8} + 5.2)}{R_{\delta\text{Set}} + R_{12}} \approx \frac{(V_{DA} + 3.8)}{20000}, \quad (2)$$

其中 V_{DA} 为数模转换器 M1 的输出电压, V_{BEQ_6} 和 V_{BEQ_7} 分别为 Q_6 和 Q_7 基极导通电压, 约为 0.7 V, $R_{\delta\text{Set}}$ 为设定电阻, 用于设定 $I_{\delta\text{Set}}$ 的可变范围. 一般级联电流镜的反馈电阻通常比较小, 即 $R_{12} \ll R_{\delta\text{Set}}$, 故 R_{12} 可忽略. 当取 $R_{\delta\text{Set}} = 20$ k Ω 时, $I_{\delta\text{Set}}$ 的可调整范围为 135—360 μ A. 模数转换器型号为 MAX536, 采样精度 12 bit, 对 $I_{\delta\text{Set}}$ 的调整步进为 122 nA.

双极型晶体管 Q_4 和 Q_5 组成了两级射随器, 实现对 V_Q 的延迟得到 V_{QD} , V_Q 与 V_{QD} 边沿的时间差决定 I_δ 的脉宽. 延迟原理是因为 Q_4 和 Q_5 的势垒电容、扩散电容和电路板分布电容一起与 R_8 形成了一级 RC 移相电路, 因此 V_{QD} 的上升速度慢于 V_Q , 又因为 ECL 或非门电路 M3 的输入端 B 导通电平恒定, 从而实现了对 I_δ 脉宽的控制.

可编程延时器 M5 采用高精度数控延时芯片 AD9500, 精度为 10 ps, 最大延时范围可通过外置电阻 R_{EXT} 和电容 C_{EXT} 设定, 延时量可表示为

$$T_D = 6.4 \text{ ns} + \left(\frac{N_D}{256}\right) R_{\text{EXT}} (C_{\text{EXT}} + 10 \text{ pF}), \quad (3)$$

式中 N_D 为 DSP 提供的 I_δ 生成时刻控制字.

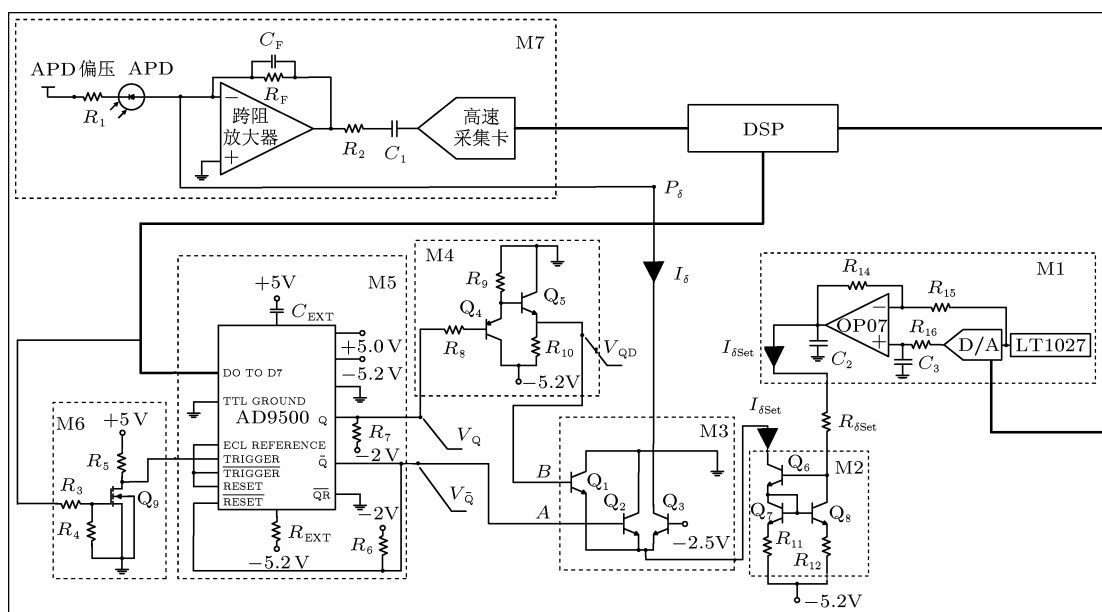


图 5 能量对消式前端接收系统电路原理图

级联电流镜 M2 的作用是将数模转换电路输出的电流 $I_{\delta\text{Set}}$ 等幅反向复制后提供给 ECL 或非门电路. 其利用闭环负反馈技术来减小输入输出误差, 提高了本设计的电流控制精度^[22]. 级联电流镜 M2 的输入电流与输出电流的函数关系及输出电阻可分别表示为

$$\frac{I_{\delta\text{Set}}}{I_{\text{CQ}_8}} = \frac{1}{1 + 2/(\beta^2 + 2\beta)}, \quad (4)$$

$$r_o = r_{\text{CEQ}_6} \left(1 + \frac{\beta r_{\text{CEQ}_7}}{r_{\text{CEQ}_6} + r_{\text{CEQ}_7}} \right) \approx r_{\text{CEQ}_6} \cdot \beta, \quad (5)$$

式中, I_{CQ_8} 为晶体管 Q_8 的集电极电流, r_{CEQ_6} 和 r_{CEQ_7} 分别为晶体管 Q_6 和 Q_7 的集电极与发射极间电阻, β 为双极型晶体管 Q_6 的直流增益. 实际上 Q_6 的直流增益 β 通常大于 100, 由 (4) 和 (5) 式可看出, 较大的 β 对电流传输比的影响更小, 并可得到更大的输出电阻.

4.3 瞬态对消电流 I_δ 的产生过程

图 6 为瞬态对消电流 I_δ 的产生逻辑时序图. 图 6 中 $T_1—T_4$ 表示时刻点.

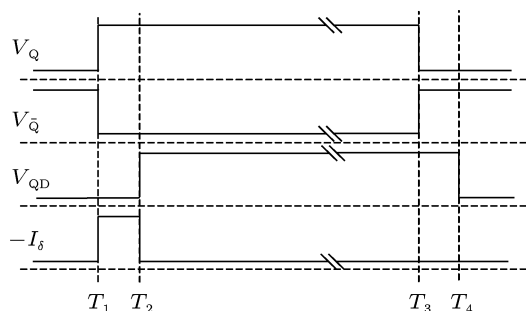


图 6 瞬态对消电流 I_δ 的产生逻辑时序图

将可编程延时器 M5 的正相输出电压 V_Q 翻转至高电平的时刻点称为 T_1 , 此时 $V_{\bar{Q}}$ 同步翻转为低电平. 由于固定延时器 M4 对 V_Q 翻转的延时作用, V_{QD} 并没有立即翻转为高电平, 而是延迟到 T_2 时刻才翻转. 因此, 在 $T_1—T_2$ 时间段内 Q_1 和 Q_2 截止, Q_3 导通, 产生瞬态对消电流 I_δ , I_δ 用于抑制近场水体强信号尖峰造成的光放大电路饱和.

在 T_2 时刻点上, Q_1 导通, Q_2 和 Q_3 截止, I_δ 瞬间消失. 在探测间歇内的某时刻, 系统需要恢复成初始状态以备下次探测. 恢复过程如下: 在探测间歇某时刻点 T_3 上, 可编程延时器 M5 的正相输出电压 V_Q 恢复为低电平, $V_{\bar{Q}}$ 同步恢复成高电平. 由

于固定延时器 M4 对 V_Q 的延时作用, V_{QD} 并没有立即恢复为低电平, 而是延迟到时刻点 T_4 才翻转. 在 $T_3—T_4$ 时间段内 Q_1 和 Q_2 导通, Q_3 截止. T_4 时刻点上, 经固定延时器 M4 延时后的输出电压 V_{QD} 恢复为低电平, Q_2 导通, Q_1 和 Q_3 截止. 由于在 T_3 之后的时间段上, Q_1 和 Q_2 至少有一个管子导通, 而 Q_3 自始至终均保持截止, 因此在探测间歇时间段内发生的系统恢复动作不会在节点 P_δ 上产生多余的毛刺电流, 而是保持对消电流 I_δ 始终为 0.

综上所述, 在 $T_1—T_2$ 时间段内节点 P_δ 上产生了瞬态对消电流 I_δ , 用于抵消近场强后向散射尖峰, 防止跨阻放大芯片发生饱和.

5 实验结果分析

对上文所述系统的性能测试, 所用激光器为主动调 Q 半导体抽运 Nd:YAG 脉冲激光器, 脉宽为 7 ns, 输出能量为 8 mJ. APD 为激光设备 (laser components) 公司生产的 SAE500VS3 型激光器, 响应时间为 450 ps, 波长为 532 nm、增益为 100 时的响应度为 27 A/W. 示波器为安捷伦科技有限公司 (Agilent) 的 MOS7104A 型激光器, 模拟带宽为 1 GHz, 每秒最高 4 G 个采样点.

5.1 实验结果

图 7(a) 是普通接收系统回波信号, 可以看出, 混浊水体中杂质引起的后向光散射极强, 导致接收系统核心放大器件在 $-70—0$ ns 时间段内深度饱和, 此时放大芯片内部工作点发生异常. 图 7(a) 中信号削平电压是放大芯片 50Ω 负载时的最大电压, 输出摆幅为 $+1.8$ V. 在 0 ns 后的时间段内, 放大芯片处于饱和后的反向恢复状态, 产生了长达 10^2 ns 以上的随机信号, 影响了对后续 0 ns 后到达的远场弱信号的接收.

图 7(b) 中“对消后的信号”为采用本文设计的接收系统对相同能量回波信号接收后得到的输出波形. 可见瞬态对消电流 I_δ 与近场强散射信号尖峰在 5—20 ns 时间段内实现了高精度对消, 将近场强散射信号尖峰幅度压低到放大芯片 50Ω 负载时的最大电压输出摆幅 $+1.8$ V 以下, 有效抑制了接收系统饱和. 同时远场 47 ns 处的尾流信号被有效探测. 最后, 经融合后的原始回波信号如图 7(b) 所示.

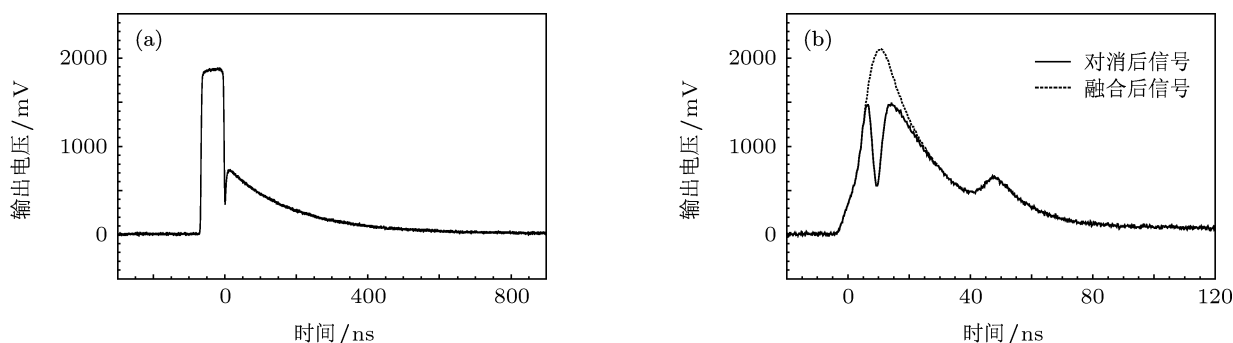


图7 本文设计的前端接收系统与普通接收系统对比接收系统回波信号波形图 (a) 普通前端接收系统回波信号波形图; (b) 能量对消式前端接收系统回波信号波形图

5.2 对消电流的生成时刻 T_{QD} 对其强度的影响及规律

瞬态对消电流 I_δ 的生成时刻 T_{QD} 由可编程延时器在 DSP 控制下进行调节, 理论上可编程延时器的延时量 T_{QD} 不应与 I_δ 的强度有任何关系. 但实测数据表明, 在 $I_{\delta Set}$ 固定的情况下, I_δ 的强度仍受到 T_{QD} 的微弱影响, 表现为弱增长. 图 8 为模数转换器设定 $I_{\delta Set} = 195 \mu A$ 时, AD9500 在 $R_{EXT} = 1 k\Omega$, $C_{EXT} = 5 pF$ 设置下, I_δ 与 AD9500 延时量的关系曲线. 通过对实测数据拟合, 得到模数转换器设定 $I_{\delta Set} = 195 \mu A$ 情况下, I_δ 与 T_{QD} 的关系为

$$I_\delta = 229.11534 - 8.64155T_{QD} + 0.77634T_{QD}^2 - 0.03018T_{QD}^3 + 0.00043T_{QD}^4. \quad (6)$$

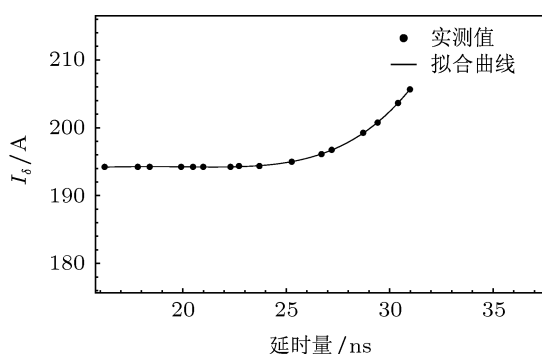


图8 瞬态对消电流的生成时刻对其强度的影响

产生这种现象的原因可能是, 可编程延时器的核心器件 AD9500 内部为 ECL 结构, 与晶体管-晶体管逻辑电路 (transistor-transistor-logic, TTL) 不同, 其基本门电路工作在非饱和区, ECL 电路表示逻辑“1”时其内部晶体管工作在放大区 (TTL 电路表示逻辑“1”时工作在饱和区), 因此 ECL 电路

表示逻辑“1”时的输出电平可能与晶体管工作状态及输入电平有关. AD9500 的主要功能是高精度数字延时, 因此原则上只需保证输出信号 Q 和 \bar{Q} 第一个翻转边沿的时域精度即可, 无须关注幅度, 即牺牲信号幅度性能换取信号触发边沿时域精度, 如图 9 所示. 然而本应用中 AD9500 的信号幅度在一定程度上影响 Q_1 和 Q_2 的基极电流, 从而影响 I_δ 的强度. 可参照图 9 详细分析该问题, 图 9 中 $Q(T_{QD-min})$ 和 $Q(T_{QD-max})$, $\bar{Q}(T_{QD-min})$ 和 $\bar{Q}(T_{QD-max})$ 分别表示当可编程延时器设定为最短和最长 T_{QD} 时, Q 和 \bar{Q} 的翻转波形. 为方便比较 Q 和 \bar{Q} 第一个翻转边沿的时域精度, 图中调整了时间坐标的相对位置, 使 $Q(T_{QD-min})$ 和 $Q(T_{QD-max})$, $\bar{Q}(T_{QD-min})$ 和 $\bar{Q}(T_{QD-max})$ 的第一个翻转边沿重合. 从图 9 可看出, Q 和 \bar{Q} 第一个翻转的边沿完全重合, 边沿形状与所设置的 T_{QD} 无关, 说明该器件能够实现高精度的数字延时. 然而, 翻转后的恢复时间, 即脉冲持续时间是长短不一的, 幅度也不同, 其持续时间和幅度在一定程度上将影响 Q_1 和 Q_2 的基极电流, 最终影响 I_δ 的强度.

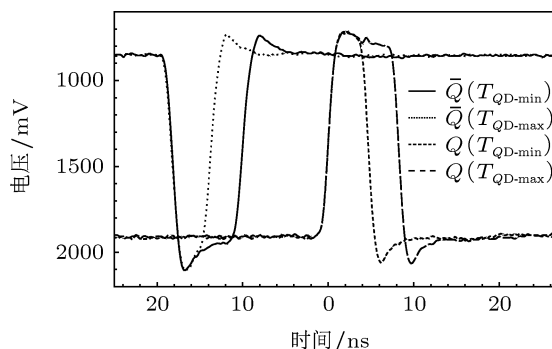


图9 可编程延时器的输出信号波形

6 结论

针对水下尾流激光雷达信号动态范围大、信号近场部分易导致接收系统饱和的难题,自主研发了一种能量对消式水下激光雷达前端接收系统.该系统产生的瞬态对消电流幅度控制精度可达 122 nA,脉宽可达 5 ns,对消电流幅度可调整范

围可达 135—360 μA ,到达时间可调整范围为 15—32 ns.分析发现,瞬态对消电流的生成时刻与其强度成弱增长规律,并给出了拟和模型.经实测与分析得出,本系统完全可以满足尾流激光雷达大动态范围探测的需要.

本设计可广泛应用于舰船尾流探测、高精度绘图、远程测距、环境监测及各种后向散射式脉冲激光探测领域.

- [1] Stanic S, Caruthers J W, Goodman R R, Kennedy E, Brown R A 2009 *IEEE J. Oceanic Eng.* **34** 83
- [2] Ulloa O, Sathyendranath S, Platt T 1994 *Appl. Opt.* **33** 7070
- [3] Zhang X D, Lewis M, Johnson B 1998 *Appl. Opt.* **37** 6525
- [4] Carrica P M 1999 *Int. J. Multiphase Flow* **25** 257
- [5] Trevorrow M V, Vagle S, Farmer D M 1994 *J. Acoust. Soc. Am.* **95** 1922
- [6] Qiu H H 2003 *J. Opt. Soc. Am. A* **20** 690
- [7] Kokhanovsky A A 2003 *J. Opt. A: Pure Appl. Opt.* **5** 47
- [8] Zhang J S 2001 *Ph. D. Dissertation* (Xi'an: Xi'an Institute of Optics and Fine Mechanics of Chinese Academy) (in Chinese) [张建新 2001 博士学位论文 (西安:中国科学院西安光学精密机械研究所)]
- [9] Shi S W, Wang J A, Jiang X Z, Ma Z G, Yu Y 2008 *Acta Opt. Sin.* **28** 1861 (in Chinese) [石晟玮,王江安,蒋兴舟,马治国,余扬 2008 光学学报 **28** 1861]
- [10] Gu J N, Zhang Z H, Zhang X H 2007 *Acta Phot. Sin.* **36** 1504 (in Chinese) [顾建农,张志宏,张晓晖 2007 光子学报 **36** 1504]
- [11] Cariou J, Jeune B L, Lotrian J, Guern Y 1990 *Appl. Opt.* **29** 1689
- [12] Yang K C, Zhu X, Li Z G 2001 *Chin. J. Lasers* **28** 74 (in Chinese) [杨克成,朱晓,李再光 2001 中国激光 **28** 74]
- [13] Zhu X, Yang K C, Li Z G 1999 *Laser Technol.* **23** 209 (in Chinese) [朱晓,杨克成,李再光 1999 激光技术 **23** 209]
- [14] Chen W G, Huang T X, Lu Y M, Xiong Z F 1995 *Journal of Huazhong University of Science and Technology* **23** 52 (in Chinese) [陈文革,黄铁侠,卢益民,熊兆飞 1995 华中理工大学学报 **23** 52]
- [15] Jiu M Y H 1995 *Fundamentals and Application of PMT* (Binbei: Institute of Digital Publishing and Printing of Bin Song) p82
- [16] Reynolds R A, Stramski D, Wright V M, Wozniak S B 2010 *J. G. R.* **115** 8024
- [17] Johnson H, Graham M 1993 *High-Speed Digital Design: A Handbook of Black Magic* (USA: Prentice Hall PTR) p295
- [18] Wang J D, Wu Z H, Zhang B, Wei Z J, Liao C J, Liu S H 2008 *Acta Phys. Sin.* **57** 5620 (in Chinese) [王金东,吴祖恒,张兵,魏正军,廖常俊,刘颂豪 2008 物理学报 **57** 5620]
- [19] Cheng N, Huang G F, Wang J D, Wei Z J, Guo J P, Liao C J, Liu S H 2010 *Acta Phys. Sin.* **59** 5338 (in Chinese) [程楠,黄刚锋,王金东,魏正军,郭健平,廖常俊,刘颂豪 2010 物理学报 **59** 5338]
- [20] Sun Z B, Ma H Q, Lei M, Yang H D, Wu L A, Zhai G J, Feng J 2007 *Acta Phys. Sin.* **56** 5790 (in Chinese) [孙志斌,马海强,雷鸣,杨捍东,吴令安,翟光杰,冯稷 2007 物理学报 **56** 5790]
- [21] Toumazou C, Lidgey F J, Haigh D 1993 *Analogue IC Design: the Current-Mode Approach* (London: Peter Peregrinus Ltd.) p93
- [22] Zhao Y S, Zhou Y Q, Wang P 2001 *Current Mode Circuit* (Tianjin: Tianjin University Press) p25 (in Chinese) [赵玉山,周跃庆,王萍 2001 电流模式电子电路 (天津:天津大学出版社) 第 25 页]

Large dynamic range receiving technology with energy consumption based on wake lidar*

Liang Shan-Yong[†] Wang Jiang-An Zhang Feng Shi Sheng-Wei
Ma Zhi-Guo Liu Tao Wang Yu-Hong

(*Electronic Engineering College, Naval University of Engineering, Wuhan 430033, China*)

(Received 28 August 2011; revised manuscript received 6 October 2011)

Abstract

The multiple scattering of underwater lidar for wake happens in the near field, which leads ordinary receiving system to be saturated due to lack of dynamic range. The receiving system recovery time is usually up to several nanoseconds, which affects the receiving of the far-field signal. For this problem, the attenuation law of laser back-scattering intensity by water is analyzed and a front-end receiver of underwater lidar with energy consumption is developed. A high-speed reverse transient cancellation current is superimposed on the strong peak of near-field part signal to prevent the receiving system from being saturated, thereby restoring the two signals to integrated returned signal waveform. The technical difficulties are analyzed and the solutions are presented. The influence of generation time of transient cancellation current on intensity is discussed. The results of measurement and analysis prove that the transient cancellation current is 5 ns in pulse width, its adjustable step of 122 nA and the adjustable range is 135–360 μ A. The system suppresses the near-field strong scattering signal successfully and can meet the requirement for the underwater large dynamic range lidar for wake.

Keywords: lidar, bubble, energy consumption, dynamic range

PACS: 07.60.-j, 29.40.-n, 07.50.Ek, 29.40.Mc

* Project supported by the Advanced Research Program of Weapon Equipment, China (Grant No. 9140A26030110JB11).

[†] E-mail: laser_ocean@yeah.net