

采用强度调制标记信道的改进级联全光量化方案

邓韦^{1,2*}, 康哲²

¹南京信息职业技术学院通信学院, 江苏 南京 210023;

²香港理工大学电子及资讯工程学系, 香港 999077

摘要 提出了一种改进的级联全光量化方案,以提高全光模数转换器的量化分辨率。通过使用一路附加的被强度调制器调制的标记通道,可实现对超宽带信号的 8 bit 以上高量化分辨率。利用所提出的方案对 20 GHz 射频信号实现了数字化,仿真结果表明,其无杂散动态范围可高达 53.76 dBc,有效量化分辨率为 8.18 bit。

关键词 光通信; 全光模数转换器; 级联全光量化; 无杂散动态范围; 有效量化分辨率

中图分类号 TN29

文献标识码 A

doi: 10.3788/CJL201946.1106003

An Improved Cascade All-Optical Quantizing Scheme Based on Intensity-Modulated Label Channel

Deng Wei^{1,2*}, Kang Zhe²

¹Communication Department, Nanjing College of Information Technology, Nanjing, Jiangsu 210023, China;

²Department of Electronics and Information Engineering, The Hong Kong Polytechnic University, Hong Kong 999077, China

Abstract We propose an improved cascade all-optical quantizing scheme for the resolution enhancement of all-optical analog-to-digital converter. Employing an additional intensity-modulated label channel, remarkable quantization resolution over 8 bit is feasible for an ultra-wideband signal. Simulation results show that a 20 GHz radio frequency signal is digitalized using the proposed scheme with the spur-free dynamic range of 53.76 dBc and effective-number-of-bits of 8.18 bit.

Key words optical communications; all-optical analog-to-digital converter; cascade all-optical quantizing; spur-free dynamic range; effective-number-of-bits

OCIS codes 060.2360; 230.0250; 070.1170

1 引言

高性能模数转换器(ADC)是数字系统中关键的前端接口器件,在超高速光纤通信系统、超宽带雷达系统和实时信号监控系统等领域有着广泛应用。传统电子 ADC 由于采样时钟抖动和比较器不稳定等固有缺陷,难以兼顾高量化分辨率、宽带宽的实时数字化需求^[1-2]。光子 ADC 以光子技术数字化模拟信号,可有效克服电子器件瓶颈,是实现超宽带数字化的潜力技术^[1-4]。光子 ADC 利用锁模脉冲光源作为采样源,其光脉冲时间抖动比电时钟小 3~

4 个数量级,可以实现稳定的高速光采样,提供数百 GSa/s 的采样率^[5-6]。为实现高量化分辨率,人们提出了许多改进的光量化方案^[7-22]。在这些方案中,两级级联量化方法相对于其他方案可以显著提高量化分辨率。例如, Miyoshi 等^[17]提出的具有多周期传递函数的非线性光纤环境结合多个电子 ADC 的量化方法以及 Wang 等^[18]提出的基于偏振干涉的移相光量化(PSOQ)的改进方案。然而,他们在第二级量化中均采用电子 ADC,这限制了输入模拟电信号的频率。因为电子 ADC 的采样保持电路带宽只有为模拟信号频率的 3~5 倍,才能以最小振幅误

收稿日期: 2019-06-26; 修回日期: 2019-08-08; 录用日期: 2019-09-06

基金项目: 2018 年江苏省高校优秀中青年骨干教师和校长境外研修项目、江苏省高校品牌专业建设工程资助项目 (PPZY2015A092)

* E-mail: dengwei@njcit.cn

差捕获模拟信号。比如,数字化 20 GHz 的模拟信号,需要 60~100 GHz 带宽的电子 ADC 作为第二级量化器,这在现实中很难实现。本课题组在之前的工作中提出了全光级联量化方案以解决此带宽受限问题^[23],但第一级量化中使用的 PSOQ 只能工作在一个相位周期内,量化分辨率依然受限。

本文提出了一种基于改进的两级级联光量化(COQ)方案的新型全光 ADC,能显著提高量化分辨率。这种新型全光 ADC 的第一级量化采用内嵌相位调制器(PM)的 Sagnac 环路结构的 PSOQ、第二级量化采用具有特殊分光比设计的串联分光器,以及额外一路被强度调制器(IM)调制的标记信道。通过此附加的标记信道,可将第一级 PSOQ 工作于多相位周期时所产生的重复信息进行区分标定,从而有效提高量化分辨率。以 20 GHz 正弦波模拟电信号为例,利用所提出的方案实现了 8 bit 以上量化分辨率的数字化,并对仿真结果进行了分析和讨论。

2 方案原理

如图 1 所示,改进后的 COQ-ADC 由两个量化模块 1 和 2 级联组成(图中虚线框内)。多波长采样光脉冲序列被送入量化模块 1,量化模块 1 由一个传统多信道 PSOQ(内嵌铌酸锂行波 PM 调制的 Sagnac 光环路)和一路 IM 调制的标记信道组成。标记信道的作用是区分最后编码结果中的重复码。利用光可调谐延迟线(OTDL)使标记信道与其他量化信道同步,或对判决结果进行软件同步。内嵌式 Sagnac 环路的功率传递函数可表示为^[7]

$$P = P_0 \{1 - \cos[\Delta\varphi_m(t) + \Delta\varphi_i(\lambda)]\} / 2, \quad (1)$$

式中: P_0 为输入采样光脉冲串的峰值功率;固定相位差 $\Delta\varphi_m(t)$ 为环路中顺时针($\varphi_{m,cw}$)和逆时针($\varphi_{m,ccw}$)运行光场的调制相位之差,表示为

$$\Delta\varphi_m(t) = \varphi_{m,cw} - \varphi_{m,ccw} = \pi \frac{V(t)}{V_\pi} \left[1 - \frac{\sin(2\pi f\tau)}{2\pi f\tau} \right]. \quad (2)$$

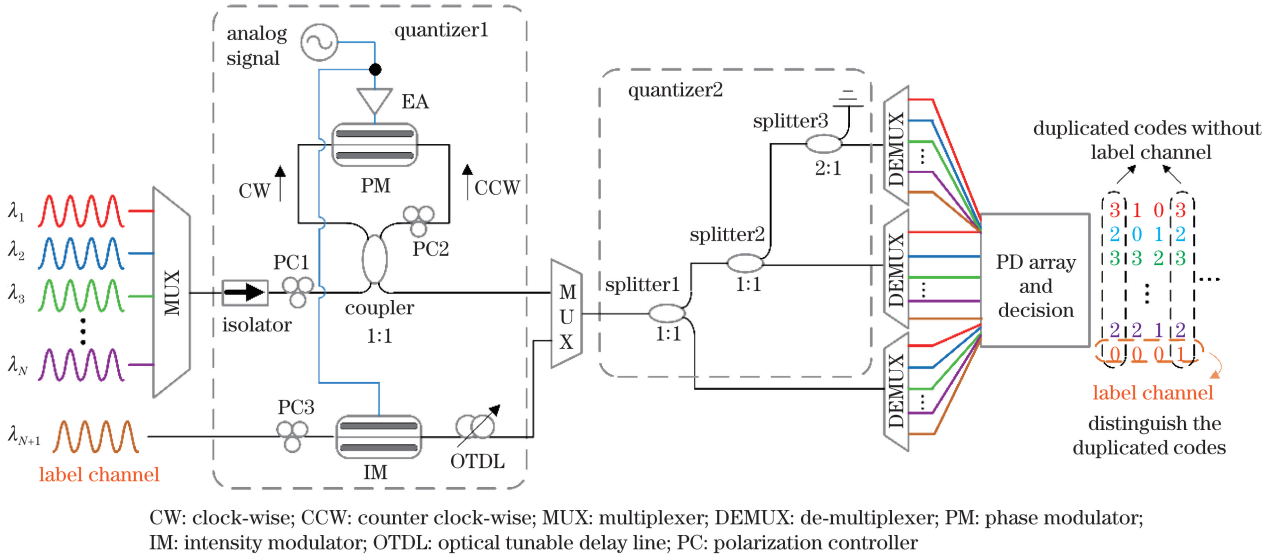


图 1 改进的 COQ-ADC 原理图

Fig. 1 Schematic of the improved COQ-ADC

额外相位差 $\Delta\varphi_i(\lambda)$ 为由 PM 色散效应引起的与光信号波长相关的相位差,表示为

$$\Delta\varphi_i(\lambda) = \Delta\varphi(\lambda_i) - \Delta\varphi(\lambda_0) = 2\pi L \left\{ \left[\frac{n_o(\lambda_i) - n_e(\lambda_i)}{\lambda_i} \right] - \left[\frac{n_o(\lambda_0) - n_e(\lambda_0)}{\lambda_0} \right] \right\}, \quad (3)$$

式中: V_π 为 PM 正向半波电压, $V(t)$ 和 f 分别为电模拟信号的幅值和频率, τ 为 PM 中的传输时间,当 $f\tau$ 足够大时, $\sin(2\pi f\tau)/2\pi f\tau$ 趋于 0, $\varphi_{m,ccw}$ 可以忽略; λ_0 和 λ_i 为参考波长和第 i 个波长, L 是铌酸锂

波导的长度, n_o 和 n_e 分别为垂直于 o 光和平行于 e 光光轴的光场的折射率,可以使用 Sellmeier 方程计算得出^[24]。因为 Sagnac 环路和铌酸锂调制器均对偏振敏感,所以实际操作中需要使用偏振控制器(PC)对光场进行偏振控制。根据(3)式,适当选择 N 个特定波长,使不同波长信道的功率传递函数产生相移 $\Delta\varphi_i(\lambda) = 2k\pi + i\pi/N$ ($k, i = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$)。使用此相移功率传递函数和二进制判决,即可实现量化分辨率为 $\text{lb}(2N)$ 的传统 PSOQ。

方案中不直接对量化模块 1 的输出信号进行二

进制判决,而是用第二级分辨率为 M 的量化模块 2 对量化模块 1 的输出功率进一步精细量化,这样就可以实现量化分辨率为 $\text{lb}[2N(2^M - 1)]$ 的 COQ-ADC。在此基础上,将第一级 PSOQ 的功率传递函数的周期进行倍增扩展。图 2(a) 的上半部分举例展示了扩展周期 $T=4$ 时的 4 波长信道功率传递函数和相应的数字编码,由图可见,在电信号的幅度范围 $(0 \sim V_{pp})$ 内,4 个波长信道均产生 4 个周期的功

率传递函数,且相互间具有固定的相位差。对于每一个单独周期,量化器作为 COQ-ADC 工作^[23],其分辨率为 $\text{lb}[2 \times 4 \times (2^M - 1)]$ (图 2(a) 为 $M=2$ 的情况,因此量化步长分为 24 段)。由图可见,当传递函数多于一个周期后,不同周期内的编码结果重复。本方案通过额外增加一个标记信道,将重复出现的编码区分开来,如图 2(a) 的下部分插图所示。这种线性功率传递函数可用 IM 实现,例如电吸收调制器。

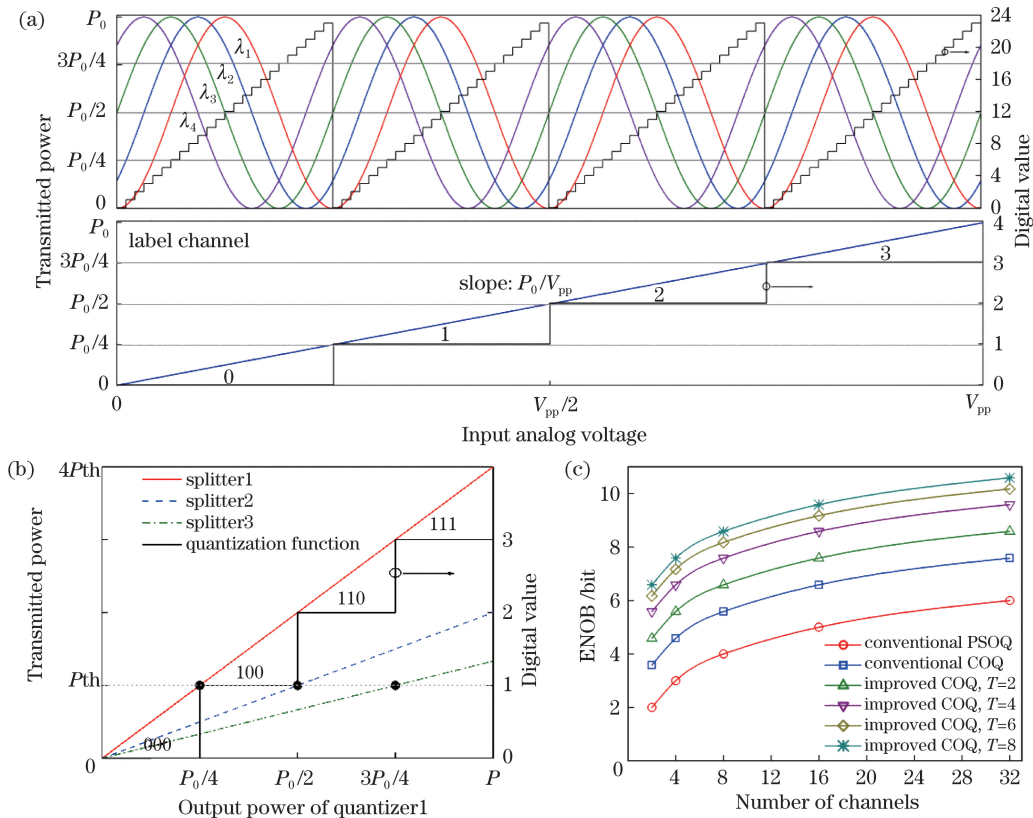


图 2 改进的 COQ-ADC 的量化分辨率提升效果案例。(a) 第一级量化模块的功率传递函数及编码结果 ($N=4, M=2, T=4$); (b) 第二级量化模块的功率传递函数 ($M=2$); (c) 量化分辨率提升情况

Fig. 2 Examples of the quantizing resolution enhancement for the improved COQ-ADC. (a) Transfer functions and codes of quantizer1 ($N=4, M=2$, and $T=4$); (b) transfer functions and codes of quantizer2 ($M=2$); (c) performance of resolution enhancement

当第二级量化模块满足分辨率 $2^M = T$ 时,标记信道的透射功率恰好可被量化成 T 段,用以对 T 个周期的重复编码进行区分,实现的量化分辨率为 $\text{lb}[2N(2^M - 1) \times T]$,这比普通 COQ-ADC 的分辨率提升了 $\text{lb} T$ 。需要指出,当 $M > 2$ 时,由于正弦型功率传递函数曲线本身不是线性变化的,二级量化细化后的量化步长无法恒定为常数,故会引入量化噪声。同时考虑到其他量化噪声,此问题会导致有效量化分辨率(ENOB, $x\text{ENOB}$)的劣化。因此本文采用 $M=2$ 的第二级量化以确保均匀的初始量化步长。此 2 bit 的第二级量化模块由三个级联的分

光器构成,分光比分别为 $1:1, 1:1$ 和 $2:1$ 。假设量化模块 2 的输入功率为 P_{in} (也就是第一级量化模块 1 的输出光功率),根据分光比,图 1 中分光器结构的三个输出端口功率分别为 $P_{in}/2, P_{in}/4$ 、和 $P_{in}/6$ 。图 2(b) 显示了量化模块 2 的功率传递函数和相应的编码。很明显可以看出,量化模块 1 的输出功率被进一步分为 4 个等步长的量化级,其编码结果依次对应“000”,“100”,“110”和“111”。例如,设置判定阈值 $P_{th} = P_0/8$,当 $P_0/4 \leq P_{in} \leq P_0/2$ 时,分光器 1, 2 和 3 输出端口功率对应的编码分别为“1”、“0”和“0”。本方案改进的 COQ-ADC 的量化分辨

率随信道数 N 的变化如图 2(c) 所示。当 $N=16$ 和 $T=4$ 时, 本方案的分辨率可达 8.59 bit, 而传统 COQ-ADC 和 PSOQ-ADC 方案则分别仅为 6.59 bit 和 5.00 bit。

3 仿真分析

以 20 GHz 的模拟正弦型电信号为例, 仿真分析了本方案的数字化性能。为在模拟电信号的一个周期内展现尽量多的采样点, 以方便后续观察量化和编码性能, 仿真中 16 个量化信道和 1 个标记信道均使用脉宽为 0.5 ps、峰值功率为 8 W、重复频率为 640 GHz 的高斯型脉冲作为采样光脉冲序列。此类高重复频率的锁模脉冲源已有报道^[6,25]。对于几

百飞秒的光脉冲(区别于连续光)而言, 8 W 的峰值功率很容易获得。通过估算光纤和铌酸锂波导的非线性长度 $L_{NL} = 1/\gamma P_0$ (γ 为非线性系数) 可得, 8 W 峰值功率激发非线性效应所需传播长度均超过 100 m, 显然实际中不需要如此长的光纤链路和铌酸锂调制器, 因此非线性效应可忽略。需要指出的是, 本仿真中使用的重复频率和峰值功率并不是特定的, 实际操作中, 如此高的采样频率不是必须的, 可根据模拟信号的特性和采样技术选择适合的采样光脉冲。

模拟正弦波电信号被均分成两路, 分别驱动 PM 和 IM。仿真中采用 16 个波长信道, 信道间的额外相位差为 $\Delta\varphi(\lambda) = \pi/16$, 具体的取值可由 (3) 式计算得到, 结果如表 1 所示。

表 1 16 个量化信道的额外相位差及对应的中心波长

Table 1 Additional phase difference and corresponding central wavelengths of the 16 quantization channels

$\Delta\varphi_i(\lambda)$	0	$\pi/16$	$2\pi/16$	$3\pi/16$	$4\pi/16$	$5\pi/16$	$6\pi/16$	$7\pi/16$
λ_i/nm	1550	1553.91	1557.84	1561.79	1565.76	1569.74	1573.75	1577.77
$\Delta\varphi_i(\lambda)$	$8\pi/16$	$9\pi/16$	$10\pi/16$	$11\pi/16$	$12\pi/16$	$13\pi/16$	$14\pi/16$	$15\pi/16$
λ_i/nm	1581.82	1585.89	1589.98	1594.10	1598.23	1602.39	1606.89	1610.76

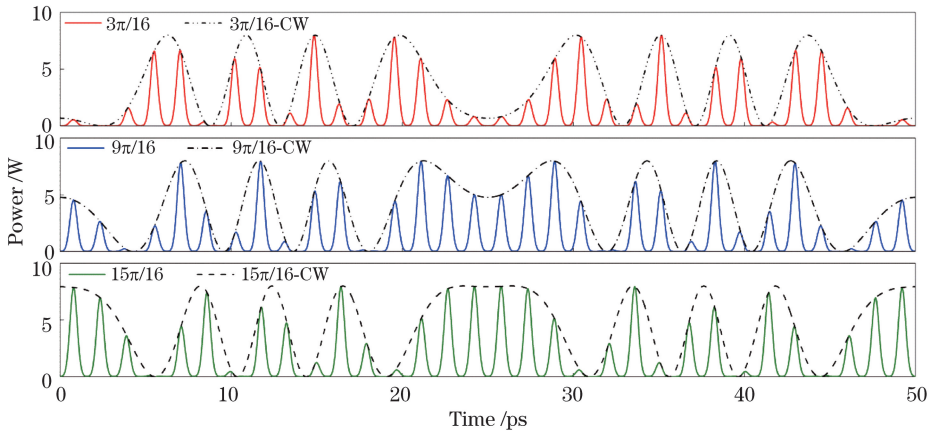


图 3 PSOQ 中相位差为 $3\pi/16$, $9\pi/16$, 和 $15\pi/16$ 的信道输出光脉冲信号的时域变化

Fig. 3 Temporal profiles of the output optical pulse signals of the channels with the phase different of $3\pi/16$, $9\pi/16$, and $15\pi/16$, respectively, that output from the PSOQ module

以相位差为 $3\pi/16$ 、 $9\pi/16$ 和 $15\pi/16$ 的信道为例, 图 3 中显示了 PSOQ 模块 Sagnac 环路的输出光信号时域变化, 可以看到, 在 50 ps 的操作时间内, 光采样已通过调制实现, 20 GHz 的模拟正弦电信号的幅度变化被映射为光脉冲的强度变化, 因为采样率被设定为 640 GSa/s, 所以在电信号持续的 50 ps 操作时间内可以获得 32 个采样后的光脉冲, 其峰值功率即对应于 50 ps 操作时间内的 32 个采样点的值。采样后光脉冲的峰值功率呈现为 PSOQ 特有的“M”型曲线变化, 由于仿真中将 Sagnac 环路的功率传递函数的周期扩展到 4 个周期, 因此“M”

型曲线呈现多周期变化趋势。图中的包络线(虚线)为假设采用连续光源时所能获得的调制结果, 可以反映出输出信号功率的完整时域变化。

图 4(a) 显示了波长设定为 1546 nm 的标记信道的输出光信号时域变化。同样地, 模拟电信号幅度的变化通过强度调制被转换为光采样脉冲峰值功率的变化, 其包络即为电模拟信号的强度变化原貌。标记信道的输出光信号随后与 Sagnac 环路输出的多波长光信号一起被送入 2 bit 量化模块 2 中再次进行功率量化。由于采样光脉冲的峰值功率尚未达到非线性效应阈值, 因此处于不同波长的标记信道

和其他采样信道之间不存在信道间非线性耦合,可实现互无干扰地并行传输。以第 15 个信道 $\lambda_{15}(\Delta\varphi_i(\lambda)=15\pi/16)$ 为例,量化模块 2 的三个分光器的输出功率变化和相应的编码结果如图 4(b) 所

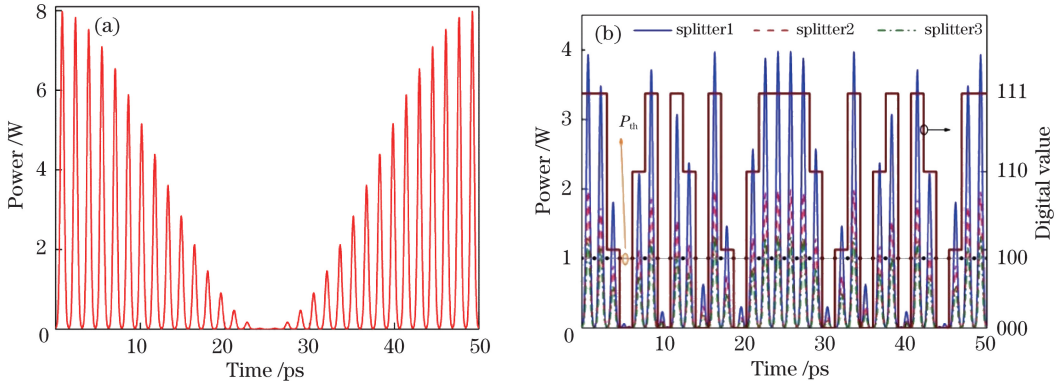


图 4 1546 nm 标记信道的输出光信号时域变化及功率量化结果。(a)经强度调制后输出光信号时域变化;(b)量化模块 2 的三个分光器输出端口的光脉冲时域变化和相应编码结果(右侧坐标轴)

Fig. 4 Output temporal profiles and power quantization results for 1546 nm label channel. (a) Output temporal profiles after intensity modulation; (b) output temporal profiles and codes (right axis) of the three quantization ports of quantizer 2

量化模块 2 的输出光信号经过探测和判决后,合并各个信道的结果所得到的最终数字化结果如图 5(a) 所示。仿真中考虑了光电探测器的噪声影响。可以看到 32 个采样点的强度被量化和编码成不同的数字值,实线为其正弦拟合结果。根据量化和拟合的结果,信噪失真比(SINAD)和 ENOB 的计算结果分

别为 336.5 dB 和 8.18 bit,其计算方法参考文献[26-28]。与理论量化分辨率 8.59 bit 相比,ENOB 损失仅为 0.41bit。此外,对拟合结果进行快速傅里叶变换(FFT)后得到的频谱如图 5(b) 所示。可以看到,本文所提出的改进的 COQ-ADC 方案的无杂散动态范围(SFDR)高达 53.76 dBc,表明其较好的数字化性能。

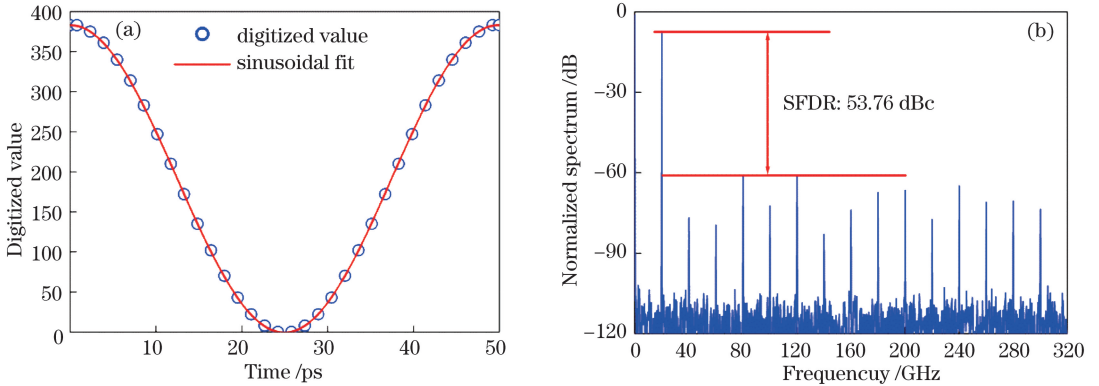


图 5 数字化结果。(a)数字化结果和正弦拟合结果;(b)数字化结果 FFT 后的频谱图

Fig. 5 Digital results. (a) Digital values and sinusoidal fit values; (b) calculated FFT spectrum of the digital results

4 可行性分析

实际应用中,需要考虑量化噪声对量化性能的影响。使用信噪比(SNR, R_{SN})代替 SINAD 进行简化分析,这意味着不考虑输入正弦信号的频率从而忽略谐波失真的影响。本方案量化噪声主要来源于量化模块 1 的相位抖动和量化模块 2 的分光比误

差,将它们分别定义为 $\delta\theta$ 和 m 。如图 6 所示,量化噪声可能导致相应的量化误差。

量化模块 1 中,采样光脉冲的波长抖动会直接影响额外相位差,引起相位抖动 $\delta\theta$ 。这样 N 个不同信道的功率传递函数之间的相位差就无法保证为理想的 π/N ,从而导致功率传递函数横向偏移。此偏移会导致量化步长(量化级的代码宽度)不均匀而

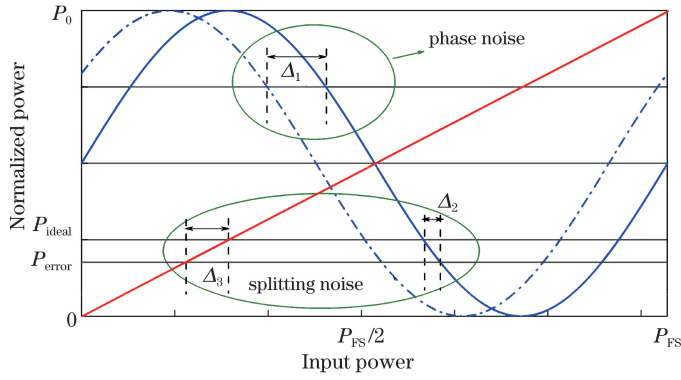
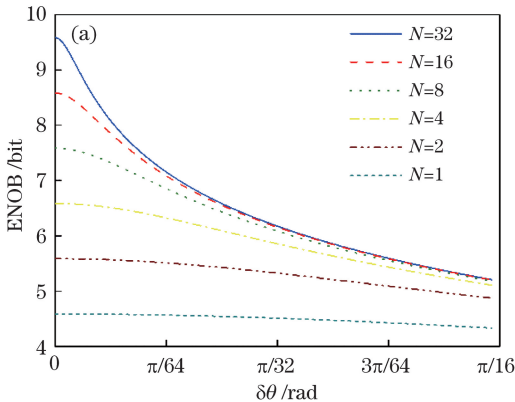


图 6 相位噪声和分光比噪声可导致的量化误差示意图(实曲线:没有相位抖动时的功率传递函数;虚曲线:有相位抖动时的传递函数;实直线:强度调制器的传递函数)

Fig. 6 Schematic of the phase and splitting noises induced quantization errors. (solid curve) transfer function of the loop without phase jitter, (dashed curve) transfer function of the loop with phase jitter, and (solid line) transfer function of the IM 产生量化误差。将此量化误差定义为 Δ_1 , 其大小可通过 $\Delta_1 = \delta\theta \times P_{FS} / (2\pi T)$ 计算得到^[23]。这里, $P_{FS} = 3 \times 2N \times T \times \Delta$ 为模拟信号的满量程功率, 其中 Δ 为最低有效位 (LSB) 的量化步长的大小。在本方案中, 由于一个传递函数的相位抖动会产生 $2 \times 3 \times T$ 的量化误差, 因此 ENOB 与 $\delta\theta$ 的关系可以表示为

$$x_{\text{ENOB}} = \frac{R_{\text{SN}} - 1.76}{6.02} = \frac{10 \ln \left\{ \frac{\left(\frac{P_{\text{FS}}}{2\sqrt{2}} \right)^2}{\frac{1}{P_{\text{FS}}} \left[\sum_{i=1}^N 2 \times 3 \times T \times \left(\int_0^{\Delta/2+\Delta_{1_i}} p^2 dp + \int_{\Delta/2+\Delta_{1_i}}^{\Delta} (p-\Delta)^2 dp \right) \right]} \right\} - 1.76}{6.02} \quad (4)$$

这里 Δ_{1_i} 是第 i 个信道的量化误差。图 7(a) 给出了 ENOB 随 $\delta\theta$ 的变化, 可以看出 ENOB 随着相位抖动的增加首先显著降低, 然后变化趋于缓慢。当 $\delta\theta$ 为零时, ENOB 等于理论量化分辨率。并且, 信道数越多 (理论量化分辨率越大) 时, ENOB 对 $\delta\theta$ 的变化越敏感, 这是因为在相同的模拟信号幅度范围内, 量化步长数量增多, 其步长宽度变得更窄, 较



小的变化即可导致明显的量化误差。

量化模块 2 中, 由于制备工艺缺陷引起的分光器的分光比误差也会导致量化步长不均匀, 从而产生量化噪声。此量化噪声可以等同于判决阈值的偏移, 如图 6 中所量量化模块 2 的第一级量化步长由理想的 P_{ideal} 变为有误差时的 P_{error} 。定义分光器 1 的分光比误差为 m , 则分光器 1 的两路输出的比值

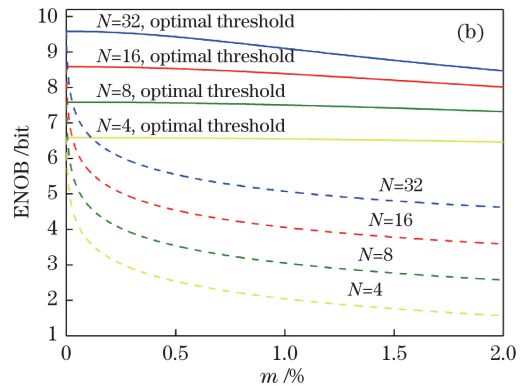


图 7 不同信道数量下 ENOB 随相位抖动和分光比误差的变化。(a) 随相位抖动的变化; (b) ENOB 随分光比误差的变化

Fig. 7 Variation of ENOB with the phase jitter and the splitting ratio error in cases of different number of channels.

(a) Variation with the phase jitter; (b) variation with the splitting ratio error

由 1:1 变为 $(1/2+m):(1/2-m)$ 。为简化分析,仅考虑分光器 1 的分光比误差,因为分光器 2 和 3 的误差变化仅为分光器 1 误差变化的 1/2 和 1/3,当 m 不大时可以忽略。由图 2(a) 和 (b) 可知 $P_{\text{ideal}} = P_0/4 = 2P_{\text{th}}$ 。存在分光比误差 m 时,图 2(b) 实直线斜率变为 $(1/2+m)$ 。如果仍以原 P_{th} 作为量化模块 2 的阈值,则 P_{ideal} 变为 $P_{\text{error}} = P_0/8(1/2+m)$ 。这会在 PSOQ 中 N 个不同波长信道中产生量化误差 Δ_2 ,也会在标记信道中产生量化误差 Δ_3 。根据 P_{ideal} 和 P_{error} 的值以及正弦型功率传递函数,可反求出理想状态时和存在误差时所分别对应的相位值,然后利用该相位值之差占传递函数相位周期的百分比与总量化量程相乘,即可得到 $\Delta_2 = |\arcsin[1/(2+4\times m)] - \arcsin(-1/2)| \times P_{\text{FS}}/(2\pi)$ 。同样利用 P_{ideal} 、 P_{error} 和 IM 的传递函数(图 6 中实直线,斜率为 1),可直接求得 $\Delta_3 = P_{\text{FS}}\{1/4 - 1/[8 \times (1/2+m)]\}$ 。与上文中相位抖动的计算方法相同,可得 ENOB 随 m 的变化如图 7(b) 所示。

随着 m 的增加,ENOB 快速劣化,这主要是由数字化编码后的电平跳跃所致。例如,如图 2(a) 中所示,第 24 个代码将变为与第 48 个代码相同的值,这是因为标记信道的第 24 个代码受分光比误差的影响从“0”被误判为“1”。这个问题可以通过以下两种方法解决:1) 使用最优阈值来判决标记信道;2) 每隔传递函数的半周期就变化一次标记信道的编码,即 $2^M = 2T$ 。对于第二种方法,标记信道和其他多波长量化信道无法使用同一量化模块 2。例如,对于标记信道的第二级量化需采用 3 bit 分辨率的量化模块 2,而对于其他多波长 PSOQ 信道的第二级量化仍需使用 2 bit 的量化模块 2。对于第一种方法,应该使用三个最优的判决阈值而不是用统一的阈值(本文中的 P_{th}) 进行标记信道的判决。可以预先对分光器进行测量,根据测量得到的分光比误差值 m (同样,为简化分析只假设分光器 1 存在误差) 计算最优阈值,也就是计算入射功率为 $P_0/4$ 、 $P_0/2$ 和 $3P_0/4$ 时分光器 1、2 和 3 分别对应的输出功率,即为其各自的最优阈值。计算方法如下:首先,利用误差 m 可以计算得到分光器 1 的功率传递函数曲线[图 2(b) 实直线]的斜率由 1/2 变为 $(1/2+m)$,然后计算当入射功率为 $P_0/4$ 时,分光器 1 的输出由 $P_0/8$ 变为 $P_{\text{th1}} = P_0(1/2+m)/4$,此为分光器 1 的最优判决阈值。相应地,当入射功率为 $P_0/2$ 时,分光器 2 的输入功率变为 $P_0/2 - P_0(1/2+m)/2$,因为假设分光器 2 不存在误差,其分光比仍为 1:1,

可得分光器 2 的最优阈值为 $P_{\text{th2}} = P_0(1/2-m)/4$ 。当入射为 $3P_0/4$ 时,分光器 3 的输入功率为 $3P_0(1/2-m)/4/2$,其分光比仍为 1:2,可得最优阈值为 $P_{\text{th3}} = P_0(1/2-m)/4$ 。通过使用最优阈值, Δ_3 可以消除。很明显,当使用最优阈值时,分光比误差对 ENOB 影响很小。对于现实中完全可实现的低于 2% 的分光比误差,采用最优阈值的结果只需要付出小于 0.38 bit 的 ENOB 代价。但是,对于其他多波长信道的判决无需采用最优阈值,因为这将导致 ADC 的复杂度极大增加。

5 结 论

提出了一种改进的 COQ-ADC 方案以提高全光 ADC 的量化分辨率,解决了全光 ADC 的大带宽和高分辨率并存的难题。通过使用一路额外的标记信道,可以实现超过 8 bit 的高量化分辨率。标记信道仅需一个 IM 即可实现,结构非常简单。与一般的 COQ-ADC 方案相比,通过将功率传递函数倍增至 T 倍,分辨率理论上可以提升 $\ln T$ 。以 20 GHz 模拟信号为例仿真验证本方案的数字化性能,在考虑探测器噪声的情况下实现了 8.18 bit 的 ENOB 和 53.76 dBc 的 SFDR,数字化性能突出。此外,进一步分析了相位抖动和分光比误差对量化结果的影响,验证了本方案的实际可行性。本方案中所使用的子器件均可由硅基波导器件实现,因此具备单片集成的潜力。综上,所提方案在前沿光通信、光网络和光信号处理系统中将具有重要的应用前景。

参 考 文 献

- [1] Walden R H. Analog-to-digital converter survey and analysis [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 1999, 17(4): 539-550.
- [2] Valley G C. Photonic analog-to-digital converters[J]. Optics Express, 2007, 15(5): 1955-1982.
- [3] Khilo A, Spector S J, Grein M E, *et al.* Photonic ADC: overcoming the bottleneck of electronic jitter [J]. Optics Express, 2012, 20(4): 4454-4469.
- [4] Han Y, Jalali B. Photonic time-stretched analog-to-digital converter: fundamental concepts and practical considerations[J]. Journal of Lightwave Technology, 2003, 21(12): 3085-3103.
- [5] Hou L P, Avrutin E A, Haji M, *et al.* 160 GHz passively mode-locked AlGaInAs 1.55 μm strained quantum-well lasers with deeply etched intracavity mirrors [J]. IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics, 2013, 19(4): 1100409.

- [6] Schröder J, Vo T D, Eggleton B J. Repetition-rate-selective, wavelength-tunable mode-locked laser at up to 640 GHz[J]. *Optics Letters*, 2009, 34(24): 3902-3904.
- [7] Xu K, Niu J, Dai Y T, *et al.* All-optical analog-to-digital conversion scheme based on Sagnac loop and balanced receivers [J]. *Applied Optics*, 2011, 50(14): 1995-2000.
- [8] Satoh T, Takahashi K, Matsui H, *et al.* 10-GS/s 5-bit real-time optical quantization for photonic analog-to-digital conversion[J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2012, 24(10): 830-832.
- [9] Guo Y, Li P, Guo Y Q, *et al.* Real-time and high-speed all-optical quantization by slicing supercontinuum spectrum [J]. *Laser & Optoelectronics Progress*, 2018, 55(10): 100701.
郭亚, 李璞, 郭龔强, 等. 切割超连续谱实现实时、高速全光量化[J]. *激光与光电子学进展*, 2018, 55(10): 100701.
- [10] Takahashi K, Matsui H, Nagashima T, *et al.* Resolution upgrade toward 6-bit optical quantization using power-to-wavelength conversion for photonic analog-to-digital conversion [J]. *Optics Letters*, 2013, 38(22): 4864-4867.
- [11] Miyoshi Y, Takagi S, Namiki S, *et al.* Multiperiod PM-NOLM with dynamic counter-propagating effects compensation for 5-bit all-optical analog-to-digital conversion and its performance evaluations [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2010, 28(4): 415-422.
- [12] Kang Z, Yuan J H, Li S, *et al.* Six-bit all-optical quantization using photonic crystal fiber with soliton self-frequency shift and pre-chirp spectral compression techniques [J]. *Chinese Physics B*, 2013, 22(11): 114211.
- [13] Kang Z, Yuan J H, Wu Q, *et al.* Lumped time-delay compensation scheme for coding synchronization in the nonlinear spectral quantization-based all-optical analog-to-digital conversion [J]. *IEEE Photonics Journal*, 2013, 5(6): 7201109.
- [14] Ng W, Rockwood T D, Seifler G A, *et al.* Demonstration of a large stretch-ratio ($M = 41$) photonic analog-to-digital converter with 8 ENOB for an input signal bandwidth of 10 GHz [J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2012, 24(14): 1185-1187.
- [15] Yang S N, Shi Z G, Chi H, *et al.* Photonic analog-to-digital conversion using multiple comparators and Mach-Zehnder modulators with identical half-wave voltages[J]. *Optics Communications*, 2009, 282(4): 504-507.
- [16] Yang S N, Wang C, Chi H, *et al.* Photonic analog-to-digital converter using Mach-Zehnder modulators having identical half-wave voltages with improved bit resolution[J]. *Applied Optics*, 2009, 48(22): 4458-4467.
- [17] Miyoshi Y, Namiki S, Kitayama K I. Performance evaluation of resolution-enhanced ADC using optical multiperiod transfer functions of NOLMs[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, 2012, 18(2): 779-784.
- [18] Wang Y, Zhang H M, Dou Y J, *et al.* Experimental evaluation of resolution enhancement of a phase-shifted all optical analog-to-digital converter using an electrical analog-to-digital converter array [J]. *Chinese Optics Letters*, 2013, 11(8): 082301.
- [19] Wang H X, Pan L M, Lu F F, *et al.* All-optical multi-level phase quantization based on phase-sensitive amplification with low-order harmonics[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2018, 36(24): 5833-5840.
- [20] Tian Y, Qiu J F, Huang Z L, *et al.* On-chip integratable all-optical quantizer using cascaded step-size MMI[J]. *Optics Express*, 2018, 26(3): 2453-2461.
- [21] Wang J D, Chen Y, Chen X N. Photonic time-stretched analog-to-digital converter system based on complementary dual Mach-Zehnder modulator structure[J]. *Chinese Journal of Lasers*, 2017, 44(12): 1206001.
王俊达, 陈颖, 陈向宁. 基于互补型双MZM结构的光子时间拉伸模数转换器系统[J]. *中国激光*, 2017, 44(12): 1206001.
- [22] Nagashima T, Hasegawa M, Konishi T. 40 GSample/s all-optical analog to digital conversion with resolution degradation prevention [J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2017, 29(1): 74-77.
- [23] Kang Z, Zhang X T, Yuan J H, *et al.* Resolution-enhanced all-optical analog-to-digital converter employing cascade optical quantization operation[J]. *Optics Express*, 2014, 22(18): 21441-21453.
- [24] Smith D S, Riccius H D, Edwin R P. Refractive indices of lithium niobate [J]. *Optics Communications*, 1976, 17(3): 332-335.
- [25] Hou L P, Haji M, Marsh J H. Mode locking at terahertz frequencies using a distributed Bragg reflector laser with a sampled grating [J]. *Optics Letters*, 2013, 38(7): 1113-1115.
- [26] Institute of electrical and electronics engineers. IEEE standard for terminology and test methods for analog-to-digital converters: 1241-2010 [S]. New York: IEEE, 2011.

- [27] Institute of electrical and electronics engineers. IEEE standard for digitizing waveform recorders: 1057-2017[S]. New York: IEEE, 2018.
- [28] Ye L, Wu G L, Su F R, *et al*. Amplitude correction method of time-wavelength interleaved photonic analog-to-digital conversion [J]. Chinese Journal of Lasers, 2016, 43(5): 0505001.
- 叶雷, 吴龟灵, 苏斐然, 等. 时间波长交织光模数转换幅度校正方法 [J]. 中国激光, 2016, 43(5): 0505001.