

doi:10.13756/j.gtxyj.2022.02.013

无线通信技术

基于搜索算法的前传 Delta-Sigma 调制器优化设计

吴自强,钟林晟,谭大勇,杨 奇

(华中科技大学 光学与电子信息学院, 武汉 430074)

摘要:针对目前移动前传中使用的通用公共无线电接口(CPRI)技术频谱效率不高的问题,文章提出使用 Delta-Sigma 调制(DSM)技术作为一种新的前传接口。另外,针对高阶稳定 Delta-Sigma 调制器参数搜寻中计算复杂度过高问题,使用遗传算法对所使用的四阶 Delta-Sigma 调制器的结构参数进行了搜索优化,并将该优化结构参数下的仿真结果与原结构参数下的仿真结果进行了比较。在 1 bit 量化的情况下,使用优化参数的 Delta-Sigma 调制器增大系统传输容量的同时,平均误差向量幅度(EVM)从 0.031 下降到 0.028;在 2 bit 量化的情况下,平均 EVM 从 0.013 下降到 0.011。

关键词:遗传算法;Delta-Sigma 调制器;移动前传

中图分类号:TN929

文献标志码:A

文章编号:1005-8788(2022)02-0061-08

Optimal Design of Mobile Fronthaul Delta-Sigma Modulator based on Search Algorithm

WU Zi-qiang, ZHONG Lin-sheng, TAN Da-yong, YANG Qi

(School of Optical and Electronic Information, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, China)

Abstract: The Common Public Radio Interface (CPRI) used in mobile fronthaul has low spectrum efficiency. In this paper, we propose to use Delta-Sigma Modulation (DSM) technology as a new fronthaul interface. In addition, to solve the problem of high computational complexity in the parameter searching of high-order stable Delta-Sigma modulator, Genetic Algorithm (GA) is used to search and optimize the structural parameters of the fourth-order Delta-Sigma modulator. The simulation results under the optimized structural parameters are compared with those under the original structural parameters. Under the condition of 1 bit quantization, the Delta-Sigma modulator with optimized parameters increases the transmission capacity of the system while the average Error Vector Magnitude (EVM) decreases from 0.031 to 0.028. In the case of 2 bit quantization, the average EVM decreases from 0.013 to 0.011.

Key words: genetic algorithm;Delta-Sigma modulator;mobile fronthaul

0 引 言

移动前传通常定义为基带单元(BaseBand Unit, BBU)和远端射频单元(Remote Radio Header, RRH)之间的传输段。按照所传输的信号形式,移动前传可以分为模拟前传和数字前传。

模拟前传具有很高的频谱效率,但其以模拟信号通过光纤链路传输,因此信号很容易因为噪声和失真而受到损伤^[1-3]。数字前传则是以数字信号在光纤链路中传输,调制格式以开关键控(On-Off Keying, OOK)和脉冲幅度调制(Pulse Amplitude Modulation, PAM)为主,相比于模拟前传,数字前传对噪声及非线性等信道损伤的容忍性更好。通常而言,数字前传在移动前传中被认为是频谱效率不高的,但如果考虑到光信道的信噪比(Signal to Noise Ratio, SNR)和模拟信号的失真,数字前传也可能达到与模拟前传相当的频谱效率^[4]。

当前使用的前传接口是通用公共无线电接口(Common Public Radio Interface, CPRI),这种接口

使用 16 个比特位对信号进行量化编码,所需的带宽较大,因此,这种接口不适用于大容量的第五代移动通信技术(5th Generation Mobile Networks, 5G)移动服务^[1]。2017 年,佐治亚理工学院的 Wang J 等人首次使用 Delta-Sigma 调制(Delta-Sigma Modulation, DSM)技术替代了传统 CPRI 的功能^[5]。

本文提出通过遗传算法对 Delta-Sigma 调制器结构参数进行搜索优化,得到一组新的参数。与文献[5]相比,本文所提方法提高了系统整体传输容量,同时降低了系统平均误差向量幅度(Error Vector Magnitude, EVM)。

1 DSM 原理与设计

DSM 一般被当作是一种模数转换(Analog to Digital Converter, ADC)的方案,其输入是待调制的模拟波形,值得注意的是,调制过程是对输入信号调制格式透明的,因此作为 ADC 的关键技术是广泛适用的。近年来,得益于工艺的提升和较大规模的电路设计技术的改进,Delta-Sigma ADC 在技术上

收稿日期:2021-06-04

作者简介:吴自强(1995—),男,湖北黄冈人。硕士,主要研究方向为光通信及光纤无线前传。

通信作者:杨奇,教授。E-mail:yangqi@hust.edu.cn

实现了一定的突破,可以实现更高的输入信号带宽和较高分辨率,并在无线和有线通信应用中得到广泛部署^[6]。

DSM 的基本原理如图 1 所示,在调制过程中,首先对输入模拟波形进行采样,得到与时间相关的

离散的电平值,与常用的奈奎斯特 ADC 不同,此处使用的采样速率远高于奈奎斯特第一定律所要求的采样速率,以此增加量化噪声分布的频带,在量化噪声总功率一定的情况下,采样率越高,信号频带范围内的噪声功率越低,SNR 也就越高。

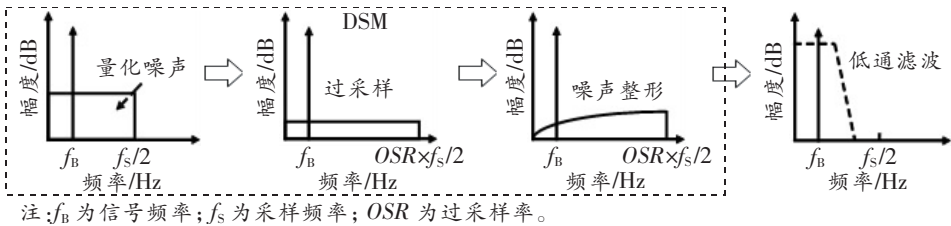


图 1 DSM 工作原理

在调制过程中,噪声整形也是提高 SNR 的重要手段。对于奈奎斯特采样后的频谱,量化噪声是均匀分布在整個频带范围内的,而 DSM 带有噪声整形的效果,量化噪声的分布不是平坦的,而是具有特定形状的,由此降低信号带宽范围内的噪声功率。噪声整形的效果是由 Delta-Sigma 调制器的结构及参数确定的,通过改变调制器的结构(阶数和反馈环路)以及调制器中反馈环路的参数,可以改变量化噪声分布的位置,包括噪声最低点对应的频点位置,以及频谱中噪声功率变化的快慢,所以 Delta-Sigma 调制器设计中的一个重点是选取合适的结构和参数。在实际的设计中,一般先根据输入信号的频谱分布确定 Delta-Sigma 调制器的类型(低通或带通),并确定噪声最低点的位置,然后根据系统稳定性条件等要求来确定阶数以及其他参数。

DSM 的整个过程可以描述如下:首先通过较高的采样率将模拟波形转换成离散的电平值,每一次采样得到的电平值经过 Delta-Sigma 调制器中的反馈等运算,再经过量化器输出对应的值。例如,1 bit 量化的情况下输出 1 或 -1,通过这种方式将输入的模拟波形转换成由 ± 1 构成的比特流。观察对应的频谱图,原始信号的频率分布没有改变。而量化噪声的分布与调制器的噪声传递函数(Noise Transfer Function, NTF)相一致。接收端可以通过接收到的强度信息进行判决,得到发送的原始比特信息,再经过滤波器滤除量化噪声,保留信号的频率成分即可恢复出原始的模拟波形。从这个过程中可以看到,Delta-Sigma 调制器的功能是将模拟波形通过量化的方式转换成数字信息,提高了信号的抗噪声能力,同时恢复原始模拟信号时不需要使用数模转换(Digital to Analog Converter, DAC),用低通或带通滤波器即可恢复,简化了器件的要求。

对于 Delta-Sigma 调制器而言,一阶和二阶结构往往是稳定的,一旦到了三阶甚至更高阶结构时,Delta-Sigma 调制器就很难找到一个稳定的结构参数,常用的判断高阶 Delta-Sigma 调制器稳定性的判据有一个“Lee 判据”,但是此判据既不是充分条件,也不是必要条件,仅仅是一个经验判据,供设计时参考^[7]。目前 Delta-Sigma 的设计主要通过相关 Delta-Sigma 设计库来完成,但这些设计库只能设计出指定阶数和指定过采样率的结构,而不能设计出指定中心频率和带宽的 Delta-Sigma 结构,这使得不能根据给定信号设计最合适的 Delta-Sigma 结构参数,并且还存在着自由度不高的缺点。对此,本文提出使用遗传算法来对 Delta-Sigma 调制器进行优化设计。

遗传算法是一种适用于解决复杂系统优化的自适应概率优化技术,其基本流程如图 2 所示。

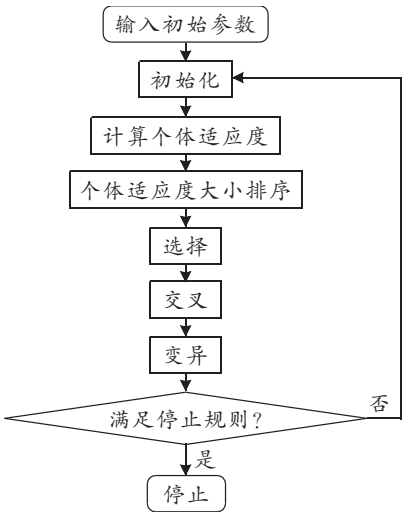
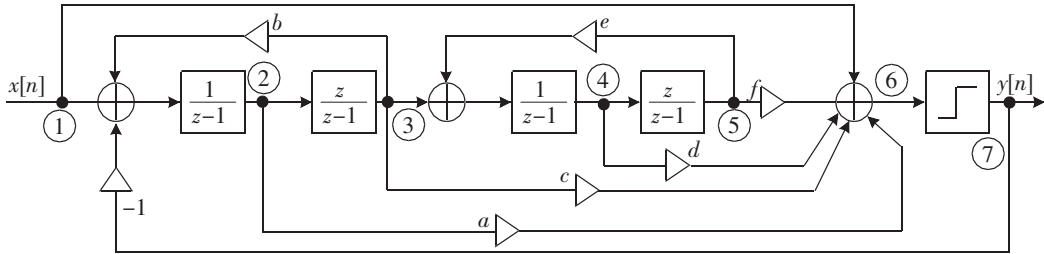


图 2 遗传算法流程图

Delta-Sigma 调制器的设计主要是积分器个数和前馈反馈参数的设计,积分器个数决定了调制器

的阶数,参数的数值影响了调制器的稳定性和实用性,本文计划设计一个四阶前馈 Delta-Sigma 调制器结构,如图 3 所示,Delta-Sigma 调制器对应的

NTF 决定了噪声整形性能,即输出信号中的量化噪声分布情况,因此,Delta-Sigma 调制器的设计可以简化成其对应的 NTF 的设计。



注: $x[n]$ 为输入信号; $y[n]$ 为输出信号; a, b, c, d, e 和 f 为结构参数;①、②、③、④、⑤、⑥和⑦为节点参数。

图 3 一种四阶 Delta-Sigma 调制器的 Z 域简化结构

在数字信号处理 (Digital Signal Processor, DSP) 的 Z 域中,图 3 所示 Delta-Sigma 调制器的

NTF 可以由下式表示:

$$NTF = \frac{(z^2 - 2z - bz + 1)(z^2 - 2z - ez + 1)}{(z^2 - 2z - bz + 1)(z^2 - 2z - ez + 1) + [(a + c)z - a](z^2 - 2z - ez + 1) + dz^2 - dz + fz^2},$$

式中, a, b, c, d, e 和 f 控制着整个传递函数的性质,可使其为高通、低通或带通。

结构实现了移动前传的实验,本文在他的基础上使用遗传算法对结构参数进行优化,进一步降低 EVM,提升 SNR,因此可以支持更高的调制格式。为方便比较,本文采用文献[5]中的信号评价方式,如表 1 所示。

表 1 EVM 的要求

调制格式	QPSK	16QAM	64QAM	256QAM	1 024QAM
EVM (%)	17.5	12.5	8.0	3.5	1.0

注:QPSK 为正交相移键控;QAM 为正交幅度调制;1 024QAM 的 EVM 要求在文献[5]中为 1%,实际第三代合作伙伴项目中的要求为 2.5%。

需要注意的是,这些 EVM 规范是从 BBU 到 RRH 的移动前传链路的性能标准,不包括信号的无线空气传输。两种 Delta-Sigma 调制器的结构参数比较如表 2 所示。

表 2 两种 Delta-Sigma 调制器的结构参数比较

参数	文献[5]	本文
a	0.711 2	0.737 2
b	-0.019 6	-0.015 6
c	0.372 8	0.398 8
d	0.068 6	0.094 6
e	-0.118 9	-0.117 9
f	-0.019 7	-0.003 7

2 实验设置

针对上述方案设计仿真实验,前传的整体设计主要由发射端、光纤链路和接收端构成,在实际的无线接入网架构中,RRH 接收到前传链路的信息之后,便在天线处完成无线信号的发送。在发射端,32 路载波完成聚合,其中每路载波单元(Component Carrier, CC)的带宽为 20 MHz,然后经过 8 倍过采样率采样,通过 Delta-Sigma 调制器完成调制,经过

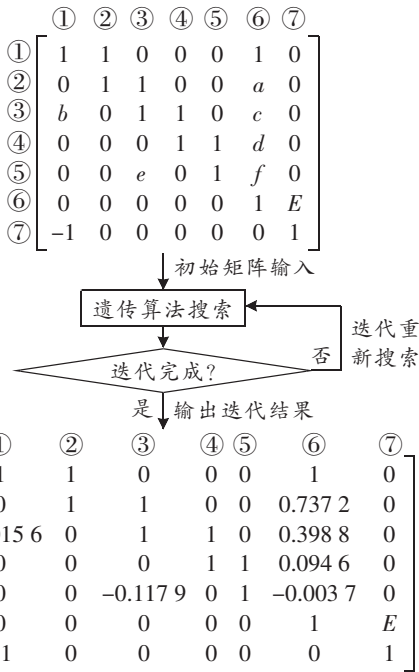


图 4 四阶 Delta-Sigma 系数矩阵的搜索优化

在文献[5]中,Wang J 团队使用了上述 DSM

1 或 2 bit 量化器后,此时的输出便是由两电平/四电平组成的数据流,如图 5 所示。然后使用马赫—曾德调制器(Mach-Zehnder Modulator,MZM)完成光/电转换,以 OOK/PAM4 的形式在光纤链路中传输。

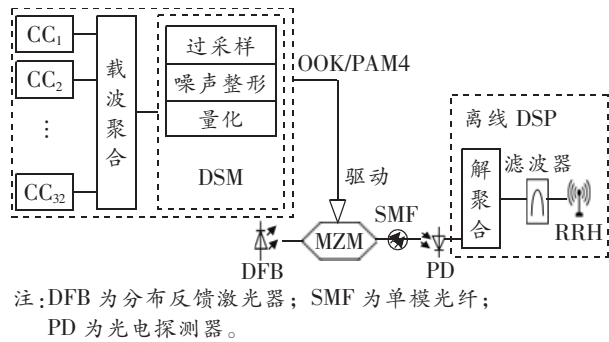


图 5 基于 DSM 的前传仿真实验装置图

在接收端使用 PD 完成信号的探测,然后经过 DSP,包括解聚合等步骤,恢复信号,并计算其 EVM,将其作为信道传输质量的指标。

使用 Matlab 软件仿真时,取消了光纤链路部分,采取电学背靠背的方式进行基于 DSM 的前传设计仿真。

3 实验结果

对于实验 I 和 III,本文使用了文献[5]的四阶 Delta-Sigma 调制器,分别以 1 和 2 bit 量化,演示了 32 个宽度为 20 MHz 的 QAM 信号的数字化。在不同 CC 中存在不均匀的量化噪声,这是由于在这些频率上存在较大的量化噪声。为了提高高频信号的性能,需要对高频信号的功率进行预加重。本文设计了一种新的四阶 Delta-Sigma 调制器,该调制器通过优化结构参数,降低了信号带内量化噪声。为了与文献[5]形成直观的对比,实验 II 和 IV 使用本文设计的 Delta-Sigma 调制器,分别用 1 和 2 bit 量化。图 6 所示为文献[5]和本文所提结构的零极点图和 NTF 曲线。表 3 所示为所设计的 4 个仿真实

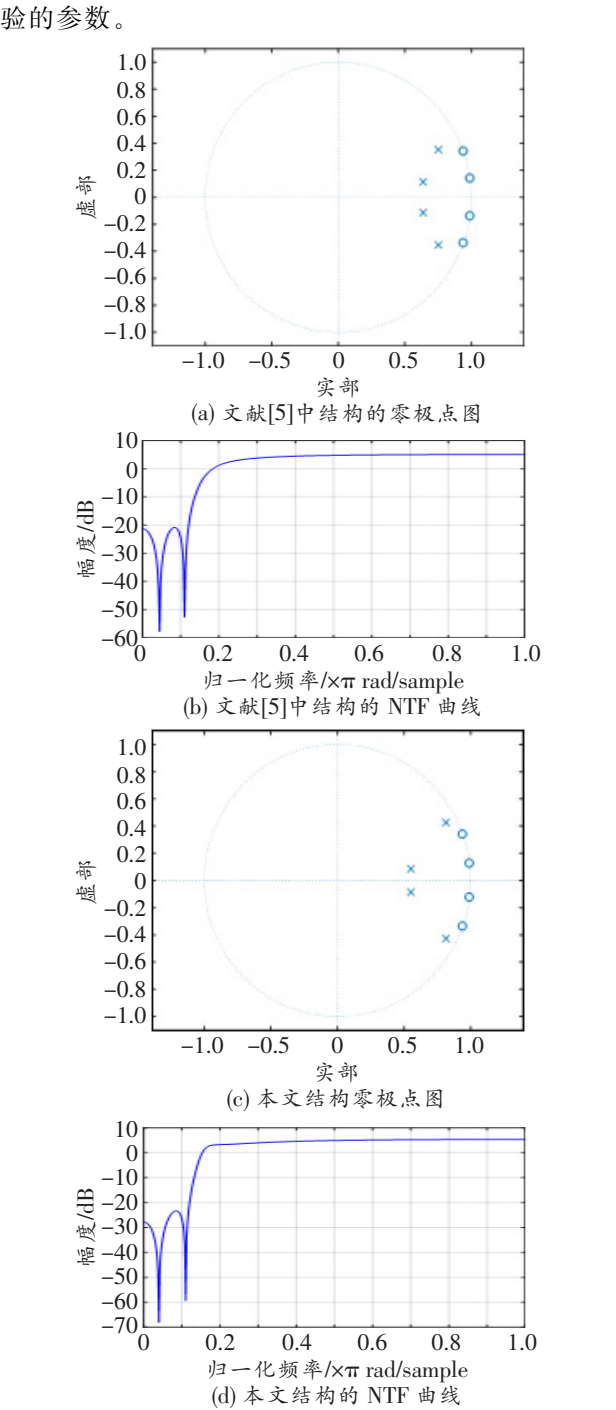


图 6 文献[5]和本文所提结构的零极点图和 NTF 曲线

表 3 基于 DSM 的数字移动前传实验设计

实验	阶数	NTF	比特数	量化波形	信号
I	4	$\frac{z^4 - 3.861\ 5z^3 + 5.725z^2 - 3.861\ 5z + 1}{z^4 - 2.777\ 5z^3 + 3.023\ 9z^2 - 1.508\ 3z + 0.288\ 8}$	1	OOK	32 CC (256QAM×16,64QAM×16)
II	4	$\frac{z^4 - 3.866\ 5z^3 + 5.734\ 8z^2 - 3.866\ 5z + 1}{z^4 - 2.730\ 5z^3 + 2.950\ 5z^2 - 1.437\ 6z + 0.262\ 8}$	1	OOK	32 CC (256QAM×21,64QAM×11)
III	4	$\frac{z^4 - 3.861\ 5z^3 + 5.725z^2 - 3.861\ 5z + 1}{z^4 - 2.777\ 5z^3 + 3.023\ 9z^2 - 1.508\ 3z + 0.288\ 8}$	2	PAM4	32 CC (1 024QAM×10,256QAM×22)
IV	4	$\frac{z^4 - 3.866\ 5z^3 + 5.734\ 8z^2 - 3.866\ 5z + 1}{z^4 - 2.730\ 5z^3 + 2.950\ 5z^2 - 1.437\ 6z + 0.262\ 8}$	2	PAM4	32 CC (1 024QAM×14,256QAM×18)

(1) 实验 I

实验 I 的实验结果如图 7 所示。32 个 CC 聚合, 经过 DSM 后形成一个 OOK 链路, 16 个 CC 携带 64QAM 信号, 16 个 CC 携带 256QAM 信号。DSM 后信号的电频谱如图 7(a) 所示, CC 聚集在低频端, 量化噪声被推到高频端。每个 CC 具有 20 MHz 带宽。由于数字化, 32 个 CC 可以紧密聚

合, 没有严重的载波间干扰。所有 32 个 CC 的 EVM 如图 7(b) 所示, 其中 16 个 CC 的 $EVM < 8.0\%$, 满足 64QAM 信号传输, 其余 16 个 CC 的 $EVM < 3.5\%$, 满足 256QAM 信号传输, 平均 EVM 为 0.031。CC₆、CC₂₃、CC₁₂ 和 CC₇ 的星座如图 7(c) 所示, 分别对应 64QAM 和 256QAM 的最佳和最差情况。

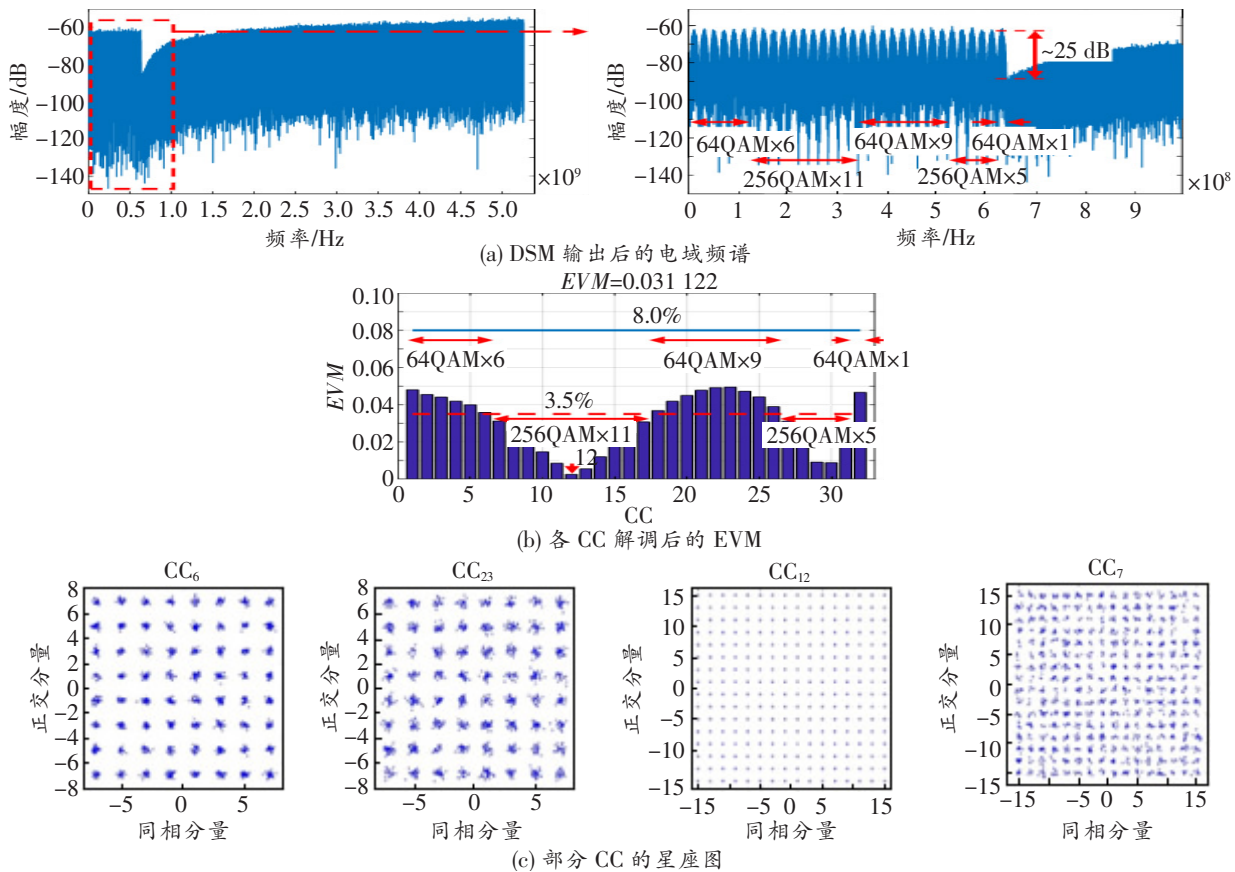


图 7 实验 I 结果图

(2) 实验 II

实验 II 使用本文所提出的参数进行实验, 依旧是 1 bit 量化。实验结果如图 8 所示, 32 个载波中, 有 11 个 CC 的 $EVM < 8.0\%$, 满足 64QAM 信号传输; 21 个 CC 的 $EVM < 3.5\%$, 满足 256QAM 信号传输, 平均 EVM 为 0.028。CC₁₈、CC₃₂、CC₁₁ 和 CC₁₇ 的星座如图 8(c) 所示, 分别对应 64QAM 和 256QAM 的最佳和最差情况。

(3) 实验 III

对于 Delta-Sigma 调制器而言, 在阶数确定的情况下, 过采样率以及量化位数能直接影响到输出信号的 SNR, 而移动前传中, 由于带宽的要求, 过采样率不是很好改变。因此, 在实验 III 中, 将量化位数从 1 bit 改变为 2 bit, 此时 Delta-Sigma 调制器输出

的信号就从 OOK 信号变为 PAM4 信号, 其余条件与实验 I 相同。实验结果如图 9 所示, 32 个 CC 中, 有 22 个 CC 的 $EVM < 3.5\%$, 满足 256QAM 信号传输, 10 个 CC 的 $EVM < 1.0\%$, 满足 1024QAM 信号传输, 平均 EVM 为 0.013。CC₁₆、CC₂₃、CC₁₂ 和 CC₂₈ 的星座如图 9(c) 所示, 分别对应 256QAM 和 1024QAM 的最佳和最差情况。

(4) 实验 IV

实验 IV 使用本文所提出的参数进行实验, 为了对比, 使用 2 bit 量化。实验结果如图 10 所示, 32 个 CC 中, 有 18 个 CC 的 $EVM < 3.5\%$, 满足 256QAM 信号传输, 14 个 CC 的 $EVM < 1.0\%$, 满足 1024QAM 信号传输, 平均 EVM 为 0.011。CC₄、CC₃₂、CC₁₁ 和 CC₂₈ 的星座如图 10(c) 所示, 分别对应

256QAM 和 1 024QAM 的最佳和最差情况。

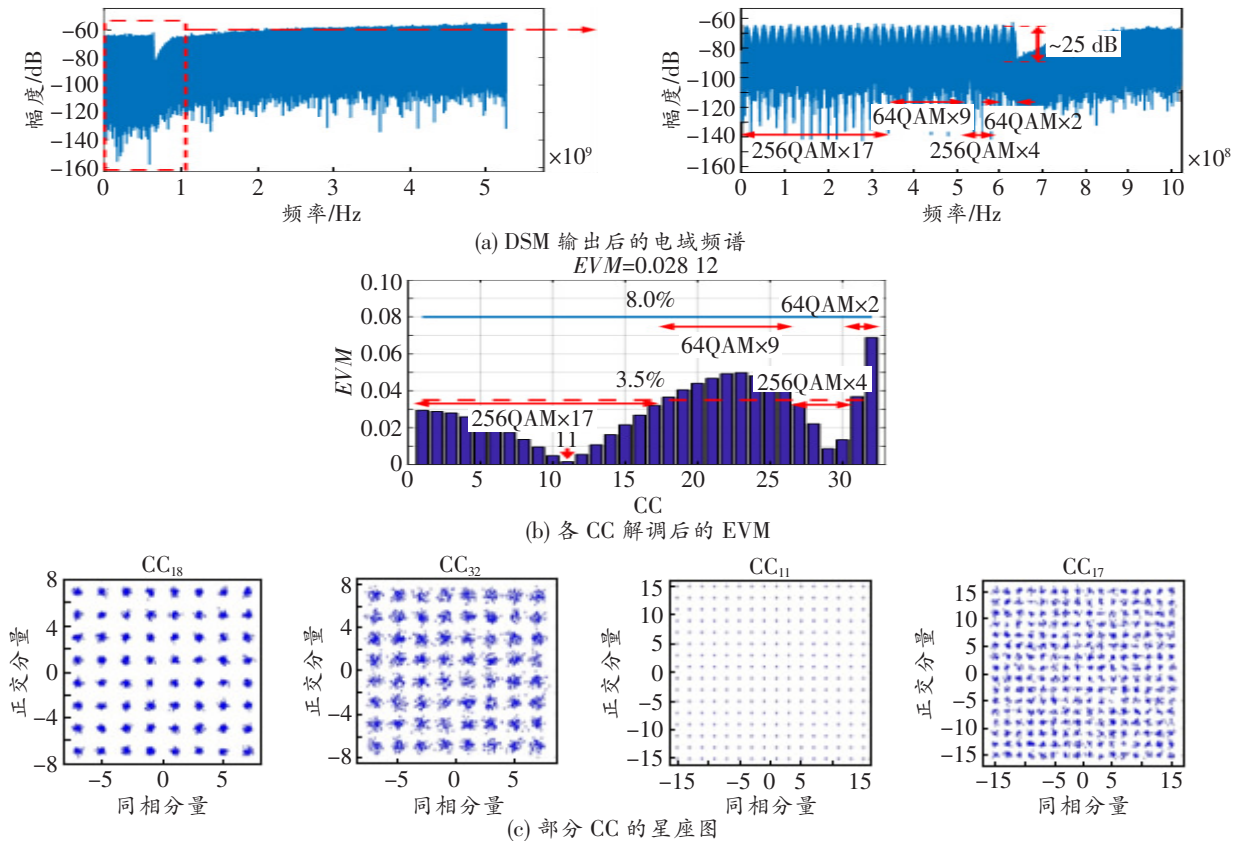


图 8 实验 II 结果图

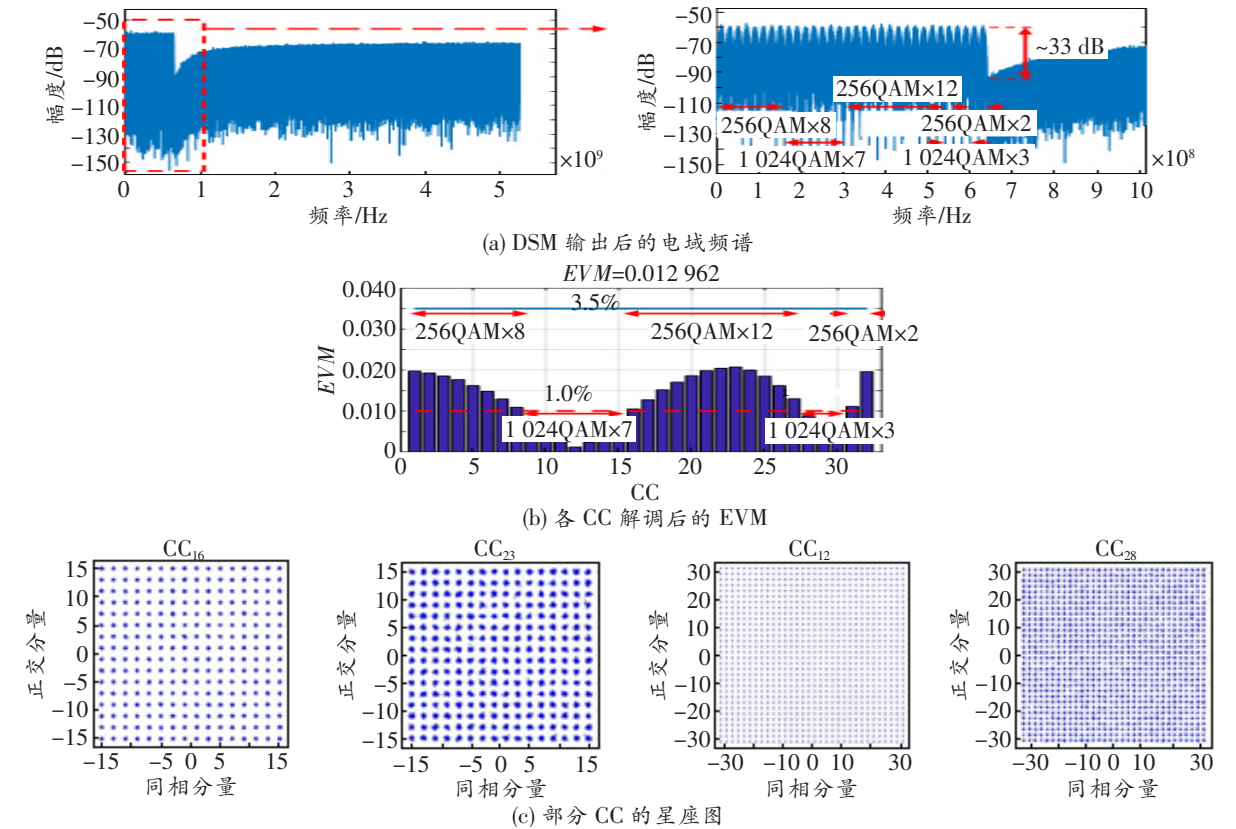


图 9 实验 III 结果图

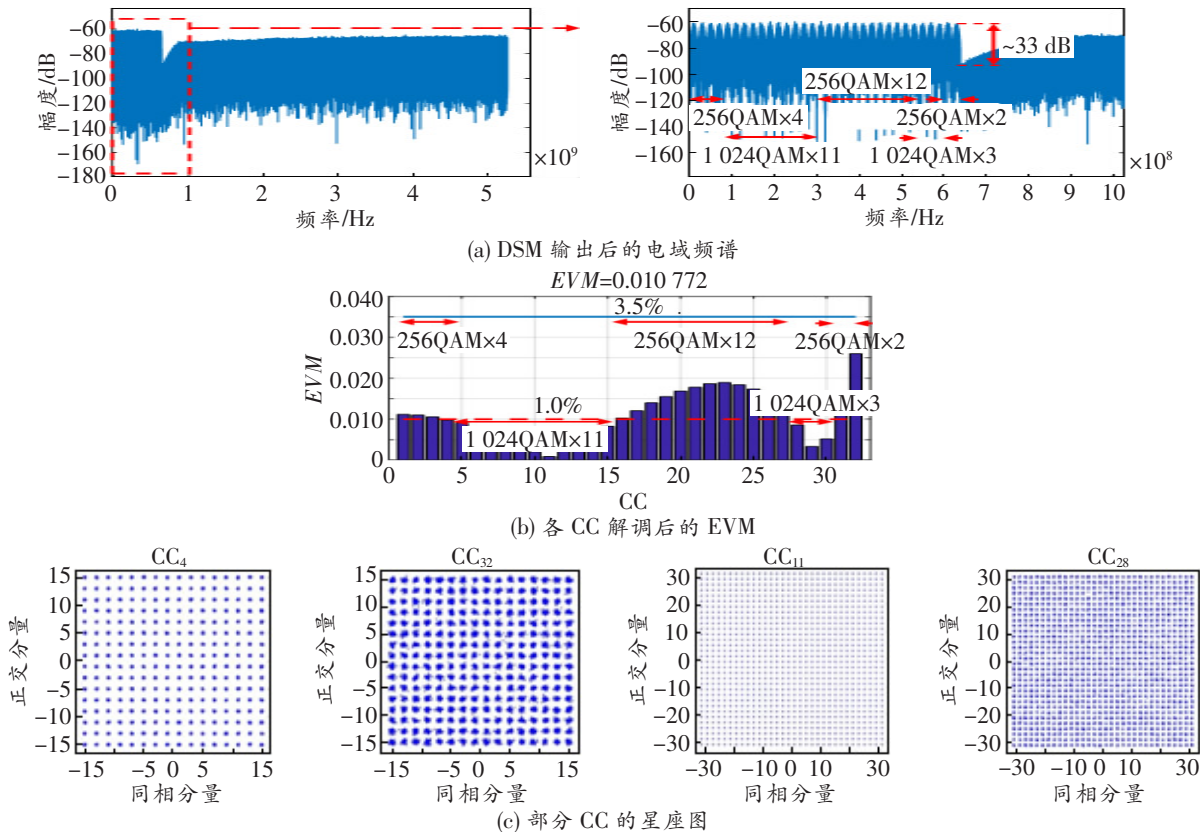


图 10 实验 IV 结果图

4 结束语

本文提出使用遗传算法来对 Delta-Sigma 调制器的结构参数进行搜索优化,并且在移动前传网中使用所优化的 Delta-Sigma 调制器作为一种数字化接口代替 CPRI,用 Matlab 软件对 1 和 2 bit 量化的情况分别进行了仿真。实现了 32 路载波聚合,经过 DSM 后成为数字信号。与原结构参数相比,在 1 bit 量化情况下,传输容量从 16 路 64QAM 信号加 16 路 256QAM 信号增大到 11 路 64QAM 信号加 21 路 256QAM 信号,并且平均 EVM 从 0.031 下降到 0.028;在 2 bit 量化情况下,传输容量从 22 路 256QAM 信号加 10 路 1 024QAM 信号增加到 18 路 256QAM 信号加 14 路 1 024QAM 信号,平均 EVM 从 0.013 下降到 0.011。结果表明,在数字移动前传中,DSM 技术能够有效替代 CPRI 技术,使用遗传算法可以对 Delta-Sigma 调制器的结构参数进行有效的搜索优化。

对于稳定的高阶 Delta-Sigma 调制器,其结构参数很难确定。本文使用遗传算法对四阶 Delta-Sigma 调制器的结构参数进行了搜索优化,针对更高阶 Delta-Sigma 调制器的结构搜索,还可以进一

步优化所使用的遗传算法,或者寻找更佳的搜索算法,甚至使用神经网络等最新的手段。

参考文献:

[1] Chung H S, Cho S H, Han C G, et al. Design of RoF based Mobile Fronthaul Link with Multi-IF Carrier for LTE/LTE-A Signal Transmission [C]//Microwave Photonics (MWP) and the 2014 9th Asia-Pacific Microwave Photonics Conference (APMP) 2014 International Topical Meeting on. Hokkaido, Japan: IEEE, 2014:303—306.

[2] Wake D, Nkansah A, Gomes N J. Radio over Fiber Link Design for Next Generation Wireless Systems [J]. Journal of Lightwave Technology, 2010, 28(16): 2456—2464.

[3] Xu M, Lu F, Wang J, et al. Key Technologies for Next-Generation Digital RoF Mobile Fronthaul with Statistical Data Compression and Multiband Modulation [J]. Journal of Lightwave Technology, 2017, 35(17):3671—3679.

[4] Ji H, Sun C, Shieh W. On the Bandwidth Efficiency of Analog and Digital RoF for Mobile Fronthaul Transmission Link[C]//45th European Conference on Optical Communication (ECOC 2019). Dublin, Ire-

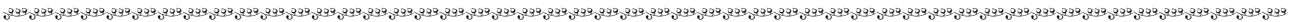
land: IET, 2019:1—3.

[5] Wang J, Yu Z, Ying K, et al. Digital Mobile Fronthaul based on Delta-Sigma Modulation for 32 LTE Carrier Aggregation and FBMC Signals[J]. Journal of Optical Communications and Networking, 2017, 9(2): A233—A244.

[6] Yan S, Sánchez-Sinencio E. A Continuous-Time Sigma-

Delta Modulator with 88 dB Dynamic Range and 1.1 MHz Signal Bandwidth[J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2004, 39(1): 75—86.

[7] Arnaldi I. Design of Sigma-Delta Converters in MATLAB®/Simulink[M]. Cham, Switzerland: Springer, 2019.



(上接第 39 页)

3 结束语

各激发源对比,重锤信号特征比高频微型震源信号易识别,且振幅更强;不同区域地形下的背景噪声中,架空区与地下水噪声较为复杂,难以去除;表层地质松软会影响激发信号的向下传播,应选择土质凝实处激发。

平原地区激发后的信号清晰干脆,振幅值处在 0.30~0.50 之间;农田区采集的信号与表层地质结构密切相关,振幅值处在 0.02~0.20 之间;河流区激发的信号周围存在一定的水流背景干扰,振幅值处在 0.50~2.00 之间;架空区域背景噪声受大风影响剧烈,振幅值处在 0.20~0.50 之间。

通过采集和处理不同的光缆接收信号,一方面可以检测光缆的工作状态,另一方面能够储备管道光缆线路上各个位置的常态数据,为以后搭建预警系统提供可靠的参考数据,分不同区域设定阈值用于光缆的安全预警。

参考文献:

[1] 蔡永军,杨士梅,李妍,等. 基于光纤传感的管道线路复杂状态监测技术[J]. 油气储运, 2020, 39(4): 434—440.

[2] 李超. 石油运输管道检测技术的研究和应用现状[J]. 中国石油和化工标准与质量, 2019, 39(20):36—37.

[3] 邹永胜,李双琴,高建章,等. 天地联合的区域山地管道地质灾害监测预警体系研究[J]. 中国管理信息化, 2020, 23(15):192—196.

[4] 沈光霁,李青春,庞笑,等. 油气管道通信光缆的定位检测方法[J]. 油气储运, 2015, 34(7):764—767.

[5] 吴文婧. 基于分布式光纤监测的管道结构状态识别方法研究[D]. 大连: 大连理工大学, 2018.

[6] 张昕,申雅峰,薛景峰. 基于瑞利散射的分布式光纤传感器的研究现状[J]. 光学仪器, 2014(4):184—188.

[7] Shentu G L, Sun Q C, Jiang X, et al. 217 km Long Distance Photon-Counting Optical Time-Domain Reflectometry based on Ultra-Low Noise up-Conversion

Single Photon Detector [J]. Optics Express, 2013, 21(21):24674—24679.

[8] Li B, Zhou Q, Zhang R, et al. Cost-effective High-spatial-resolution Photon-counting Optical Time-domain Reflectometry at 850 nm [J]. Applied Optics, 2018, 57(30):8824—8828.

[9] Zhao Q, Xia L, Wan C, et al. Long-haul and High-resolution Optical Time Domain Reflectometry Using Superconducting Nanowire Single-photon Detectors [J]. Scientific Reports, 2015, 5(1):2112—2115.

[10] Nikles M. Long-distance Fiber Optic Sensing Solutions for Pipeline Leakage, Intrusion, and Ground Movement Detection [C]//Fiber Optic Sensors and Applications VI. Orlando, FL, US:SPIE, 2009:731602.

[11] 李苏. 油气管道监测技术发展现状[J]. 油气储运, 2014, 33(2):129—134.

[12] 常飞,朱宇琛. 光缆监测系统在石油管道通信传输中的应用[J]. 电信技术, 2014(7):84—87.

[13] 郑洪龙,黄维和. 油气管道及储运设施安全保障技术发展现状及展望[J]. 油气储运, 2017, 36(1):1—7.

[14] 杨洋,封皓,王宗和,等. 光纤传感技术在管道检测中的应用与发展[J]. 光电技术应用, 2016, 31(6):1—9.

[15] 张在宣,金尚忠,王剑锋,等. 分布式光纤拉曼光子温度传感器的研究进展[J]. 中国激光, 2010, 37(11): 2749—2761.

[16] 佟敬阔,靳宝全,王东,等. 面向管道安全监测的 R-OTDR 分布式光纤测温系统[J]. 传感技术学报, 2018, 31(1):158—162.

[17] 冯新,张宇,刘洪飞,等. 基于分布式光纤传感器的埋地管道结构状态监测方法[J]. 油气储运, 2017, 36(11):1251—1257.

[18] 庞洪晨,范锋,孙奇北,等. 基于分布式光纤声波传感的油气管道侵入事件判断方法[J]. 石油工程建设, 2020(2):54—58.

[19] 王青山,王伟杰,郭旭,等. 分布式拉曼光纤温度传感器的误差修正方法[J]. 激光与光电子学进展, 2020, 57(17):170602.

[20] 罗丹,李银燕,关贵兴,等. 油气管道清管作业安全技术[J]. 当代化工, 2014, 43(9): 1813—1815.