

α 稳定脉冲噪声下宽带电力线通信系统性能分析

杨帆*^① 贾辉^① 刘宝树^② 龙柯宇^②

^①(电子科技大学信息与通信工程学院 成都 611731))

^②(中国民用航空总局第二研究所 成都 610041)

摘要: 基于宽带电力线通信(PLC)中, 高斯分布的背景噪声往往不能如实反应人类日常用电活动产生的噪声特性, 为此, 该文提出用对称 α 稳定(S α S)分布对PLC背景噪声进行建模, 研究基于正交频分复用(OFDM)系统误符号率(SER)的解析性能, 并指出在S α S背景噪声的情况下, 对接收到的复基带S α S噪声样值进行快速傅里叶变换(FFT)后, 信号的实部和虚部仍然服从单变量的S α S分布, 且由于S α S背景噪声占用了整个OFDM系统的频带, 系统的误符号率性能随着FFT点数增加而产生恶化。

关键词: 电力线通信; 对称 α 稳定分布; 正交频分复用; 几何功率

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2019)06-1374-07

DOI: 10.11999/JEIT180261

Performance Analysis of Broadband Power-line Communications Systems Under the Alpha-stable Impulsive Noise

YANG Fan^① JIA Hui^① LIU Baoshu^② LONG Keyu^②

^①(School of Information and Communication Engineering, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 611731, China)

^②(The Second Research Institute of CAAC, Chengdu 610041, China)

Abstract: In broadband Power-Line Communications (PLC), the background noise commonly assumed as Gaussian may not truly depict the effect of the human activities on noise characteristics. Symmetric Alpha-Stable (S α S) process is used to model the PLC background noise, obtaining analytical expressions, and the analytical Symbol Error Rate (SER) performance is investigated for Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM)-based PLC systems. The analysis shows that the real or the imaginary component after the Fast Fourier Transform (FFT) of the received complex baseband S α S noise samples follows univariate S α S distribution. Due to the fact that the S α S background noise occupies the whole OFDM system bandwidth, the SER performance of the system decreases as the employed FFT size grows.

Key words: Symmetric Alpha-Stable (S α S) distribution; Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM); Power-Line Communication (PLC); Geometric power

1 引言

随着对互联网接入、家庭宽带网络等高速数据通信需求的日渐增长, 基于正交频分复用(Orthogonal Frequency-Division Multiplexing, OFDM)的宽带电力线通信(Power-Line Communication,

PLC)为人们广泛关注, 这主要归因于电力线在全球范围内的广覆盖、廉价的安装成本、高速数据传输的能力^[1]和PLC实现数据、语言、视频、电力“四网合一”的广阔应用前景^[2]。众所周知, 电力线通信噪声是损害传输信道和降低通信性能的一个关键因素, 通常人们将背景噪声假设为服从高斯分布, 而这种假设实际上不能反映人类日常用电活动对噪声特性的影响^[3], 因为这类噪声更趋近于脉冲形式。部分研究者将宽带PLC的背景噪声建模为 Middleton class A模型^[4]。文献^[5]指出 Middleton class A类模型并不能准确地描述PLC信道中的噪声。它通过对PLC系统的背景噪声和脉冲噪声进行实际测量, 提出了服从 α 稳定分布的背景噪声模型^[6]。

收稿日期: 2018-03-21; 改回日期: 2019-03-24; 网络出版: 2019-04-03

*通信作者: 杨帆 yangf_byr@uestc.edu.cn

基金项目: 民航联合研究基金(U1633129), 四川省科技计划项目(2019YFG0119), 中央高校基本科研业务费项目(ZYGX2016J009)

Foundation Items: The Civil Aviation Joint Research Fund (U1633129), The Sichuan Science and Technology Program (2019YFG0119), The Fundamental Research Funds for the Central Universities (ZYGX2016J009)

文献[7]在不同的测量环境中,采用 α 稳定分布的背景噪声模型来模拟人类用电活动对PLC的影响。文献[8]提出可根据极大似然估计等3种方法来估计 α 稳定分布模型的参数。文献[9]通过周期图等方法来估计Hurst参数,以评估随机过程的统计分形特征。文献[10]中的实际测量值表明对称 α 稳定(Symmetric Alpha-Stable, SaS)分布作为 α 稳定分布的一种特殊情况,不仅包含了高斯分布的情形(也即特征因子 $\alpha=2$),而且能够反映背景噪声的脉冲特性,满足广义中心极限定理[11],相比于高斯分布的假设,对PLC背景噪声的建模效果更好,但其仅在蒙特卡罗仿真层面给予了定性的描述,并未给出具体的解析表达式。本文在文献[10]提出的SaS分布的背景噪声模型基础上,通过性能推导分析得出PLC系统采用 M 进制数字调制基带OFDM系统误符号率(Symbol Error Rate, SER)性能的解析表达式。

本文余下部分的结构为:第2节建立系统模型并介绍几何功率,此处的几何功率主要用来对脉冲形态背景噪声的评估;第3节得出采用 M 进制调制的OFDM系统的SER解析表达式;第4节为SER解析表达式与蒙特卡罗仿真的对比;第5节为结束语。

2 系统模型

针对电力线载波通信,考虑一个具有 K 个子载波的OFDM系统。它采用 M 进制的数字调制方式将信息源比特流映射为调制符号,然后把每 N 个调制符号组成一个OFDM符号,并对每个OFDM符号进行 K 点快速傅里叶反变换(Inverse Fast Fourier Transform, IFFT)[12],得出频域发送数据。不失一般性,在后续的讨论中令 $K=N$,当 $K<N$ 的情况可以以此类推。分别令 n 和 k 代表时域和频域的序号,于是IFFT变换后,时域上的第 n 个样值可以表示为

$$x(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) \exp\left(j \frac{2\pi kn}{N}\right), \quad 0 \leq n \leq (N-1) \quad (1)$$

其中, $j = \sqrt{-1}$, $X(k)$ 表示对应于第 k 个子载波上的 M 进制调制数据符号, $1/\sqrt{N}$ 是归一化因子。

用服从SaS分布的复基带噪声 $\omega(n)$ 对PLC背景噪声进行建模,其中 $\omega(n)$ 的实部和虚部分别为 $\omega_R(n)$ 和 $\omega_I(n)$,并假设背景噪声占用了整个信号带宽。用 $S(\alpha, \gamma)$ 表示单变量的SaS分布[13],其中 α 是特征指数,决定分布拖尾的严重性,且 $\alpha \in (0, 2]$, γ 是控制传播分布的尺度参数,满足 $\gamma \in (0, \infty)$ 。

根据文献[11]可知,对于任何复基带SaS噪声样值 $\omega(n)$,如果带通信号的采样频率是载波频率

的4倍,且噪声样值的实部和虚部分量均服从单变量SaS分布,则 $\omega(n)$ 的实部和虚部分量是独立同分布的,即: $\omega_R(p) \stackrel{d}{=} \omega_I(q) \sim S(\alpha, \gamma)$,其中“ $\stackrel{d}{=}$ ”表示同分布。“ \sim ”表示服从。当 $\alpha=2$ 时, $S(2, \gamma)$ 等同于高斯分布,也即高斯分布是SaS分布的一种特殊情况。

假设在接收端可以实现理想同步,去掉循环前缀(Cyclic Prefix, CP)后,接收的基带OFDM符号可表示式为

$$y(n) = x(n) + \omega(n), \quad 0 \leq n \leq (N-1) \quad (2)$$

与高斯分布不同的是,当 $\alpha < 2$ 时,SaS分布的2阶矩是无限的,也即传统计算信噪比的方法无法对SaS噪声功率实现有效度量。为了解决这个问题,文献[14]采用几何功率来评估SaS噪声的强弱。几何功率是建立在零阶矩统计(Zero-Order Statistics, ZOS)理论的基础上,被定义为

$$S_0 \triangleq \exp(E\{\lg|\mathcal{V}|\}) = \gamma C_g^{\left(\frac{1}{\alpha}-1\right)} \quad (3)$$

其中, $\mathcal{V} \sim S(\alpha, \beta)$ 是一个对数阶变量,服从单变量的SaS分布[14], $E\{\cdot\}$ 表示求数学期望, $C_g \approx 1.78$ 是欧拉常量,且 S_0 在 $\alpha \in (0, 2]$ 内是一致连续的。根据文献[14]可进一步得知,在单变量SaS噪声下,几何信噪比(Geometric Signal-to-Noise Ratio, GSNR)可以借助几何功率的定义表示如式(4)

$$\varsigma \triangleq \frac{1}{2C_g} \left(\frac{A}{S_0}\right)^2 \quad (4)$$

其中, A 是传输信号幅值的均方根(Root Mean Square, RMS)值, $2C_g$ 是归一化常量,它可以使得SaS分布中的GSNR与高斯分布中的标准信噪比(standard Signal-to-Noise Ratio, SNR)相统一。相应地,每符号的信号能量 E_s 与噪声的功率谱密度 N_0 之比与GSNR的关系为

$$\frac{E_s}{N_0} = \frac{1}{2} \varsigma = \frac{A^2}{4\gamma^2 C_g^{\left(\frac{2}{\alpha}-1\right)}} \quad (5)$$

其中, $E_s = mE_b$, $m = \log_2 M$ 是每符号的信息比特数, E_b 是每比特的信号能量。

接着,对接收端的 $y(n)$ 信号进行快速傅里叶变换,得到 $y(n)$ 在频域上的表达式为

$$Y(k) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} y(n) \exp\left(-j \frac{2\pi nk}{N}\right) = X(k) + W(k), \quad 0 \leq k \leq (N-1) \quad (6)$$

式(6)中 $W(k) = 1/\sqrt{N} \sum_{n=0}^{N-1} \omega(n) \exp(-j2\pi nk/N)$ 表示样值序列 $\omega(n)$ 的频域形式。最后,符号估计可以根据最小欧几里德距离准则对 $Y(k)$ 进行解调。

3 S α S噪声下基于OFDM的PLC系统的SER性能分析

为分析方便,分别采用数学符号 $\bar{P}_{b,a}(E_b/N_0)$ 和 $\bar{P}_{M,a}(E_b/N_0)$ 来表示在S α S噪声下OFDM系统的误比特率和误符号率。

3.1 S α S噪声样值的快速傅里叶变换

根据文献[15],任一S α S变量 \mathcal{V} 可以表示为条件高斯分布的(或者亚高斯分布的)的形式

$$\mathcal{V} = \Lambda^{\frac{1}{2}} G \quad (7)$$

其中, $G \sim S(2, \gamma)$ 表示服从均值为零的高斯型随机变量分布, Λ 是服从 $\alpha/2$ 稳定分布的随机变量,且独立于 G 。由于复基带噪声样值 $\omega(n)$ 的实部和虚部变量彼此独立,且均服从单变量S α S分布,故可用式(8)对 $\omega(n)$ 进行描述

$$\omega(n) = \Lambda_R^{\frac{1}{2}} G_R(n) + j\Lambda_I^{\frac{1}{2}} G_I(n) \quad (8)$$

其中, $G_R(n) \stackrel{d}{=} G_I(n) \sim S(2, \gamma)$ 表示均值为零的高斯随机变量, $\Lambda_R^{1/2}(n)$ 和 $\Lambda_I^{1/2}(n)$ 分别独立于 $G_R(n)$ 和 $G_I(n)$ 。频域变量 $W(k)$ 可表示为

$$\begin{aligned} W(k) &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} \left[\Lambda_R^{\frac{1}{2}} G_R(n) + j\Lambda_I^{\frac{1}{2}} G_I(n) \right] \exp\left(-j\frac{2\pi nk}{N}\right) \\ &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} \left[\Lambda_R^{\frac{1}{2}} G'_R(n) + j\Lambda_I^{\frac{1}{2}} G'_I(n) \right] \\ &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} \omega(n) \end{aligned} \quad (9)$$

其中, $G'(n) = G(n) \exp(-j2\pi nk/N)$,表示均值为0的高斯型随机变量,由于高斯分布的各向同性特点,则 $G'(n) \stackrel{d}{=} G(n) \sim S(2, \gamma)$ 。

下面研究 $W(k)$ 的分布情况。令 $W_R(k)$ 和 $W_I(k)$ 的尺度参数值为 γ_0 。由于复噪声样值 $W(k)$ 是 N 个复S α S随机变量的和,且复噪声样值 $\omega(n)$, $n = 0, 1, \dots, (N-1)$ 是独立同分布的,加之 $W(k)$ 的实部 $W_R(k)$ 和虚部 $W_I(k)$ 相互独立并服从单变量的S α S分布,故可以用单变量的S α S分布分别描述 $W(k)$ 的每一个分量,其实部和虚部服从的分布为

$$W_R(k) \sim S(\alpha, \gamma_0) \quad (10)$$

和

$$W_I(k) \sim S(\alpha, \gamma_0) \quad (11)$$

根据文献[16]可得

$$\begin{aligned} \gamma_0 &= \frac{1}{\sqrt{N}} (\gamma^\alpha + \gamma^\alpha + \dots + \gamma^\alpha)^{\frac{1}{\alpha}} \\ &= \frac{1}{\sqrt{N}} (N\gamma^\alpha)^{\frac{1}{\alpha}} = N^{\left(\frac{1}{\alpha} - \frac{1}{2}\right)} \gamma \end{aligned} \quad (12)$$

在 α 一定时,频域噪声分量 $W_R(k)$ 的尺度参数(或几何功率)比时域噪声分量 $\omega_R(n)$ 的尺度参数(或几何功率)大,即 $\gamma_0 \geq \gamma$ 。这种关系对于 $W_I(k)$ 和 $\omega_I(n)$ 同样成立。

3.2 基于OFDM系统的M进制调制性能分析

对于OFDM系统,根据式(5)可知,对于FFT变换前有

$$\frac{A}{\gamma} = \sqrt{4C_g^{\left(\frac{2}{\alpha}-1\right)} \frac{E_s}{N_0}} \quad (13)$$

FFT变换后,根据式(12)和式(13)可得

$$\frac{A}{\gamma_0} = \frac{A}{N^{\left(\frac{1}{\alpha}-\frac{1}{2}\right)} \gamma} = \sqrt{4\left(\frac{C_g}{N}\right)^{\left(\frac{2}{\alpha}-1\right)} \frac{E_s}{N_0}} \quad (14)$$

在S α S噪声下,OFDM系统中BPSK信号的解析误符号率可以表示成如式(15)所示

$$\begin{aligned} \bar{P}_{M,\alpha}^{\text{BPSK}}\left(\frac{E_b}{N_0}\right) &= Q_s\left(\sqrt{4\left(\frac{C_g}{N}\right)^{\left(\frac{2}{\alpha}-1\right)} \frac{E_s}{N_0}}; \alpha\right) \\ &= Q_s\left(\sqrt{2}\sqrt{2\left(\frac{C_g}{N}\right)^{\left(\frac{2}{\alpha}-1\right)} \frac{E_b}{N_0}}; \alpha\right) \end{aligned} \quad (15)$$

其中, $Q_s(x; \alpha) \triangleq \int_x^{+\infty} f_0(v; \alpha) dv$, $f_0(v; \alpha)$ 是 $S(\alpha, \gamma)$ 分布的标准概率密度函数,其形式可参考文献[17]。

接下来分析OFDM系统中采用 M 进制方星座的正交幅度调制(M-ary Quadrature Amplitude Modulation, MQAM)或正交相移键控(Quadrature Phase Shift-Keying, QPSK)调制在S α S背景噪声下的SER系统性能。在星座映射上均采用格雷码,并利用传统的线性接收机根据最小欧几里德距离准则进行解调。根据式(5)和简单的线性代数运算,在S α S噪声下,基于OFDM系统MQAM和QPSK信号的误符号率解析表达式为

$$\begin{aligned} \bar{P}_{M,\alpha}^{\text{MQAM}}\left(\frac{E_b}{N_0}\right) &= \xi_1 Q_s\left(\sqrt{\frac{6m}{M-1}\left(\frac{C_g}{N}\right)^{\left(\frac{2}{\alpha}-1\right)} \frac{E_b}{N_0}}; \alpha\right) \\ &\quad - \xi_1 Q_s^2\left(\sqrt{\frac{6m}{M-1}\left(\frac{C_g}{N}\right)^{\left(\frac{2}{\alpha}-1\right)} \frac{E_b}{N_0}}; \alpha\right) \end{aligned} \quad (16)$$

和

$$\bar{P}_{M,\alpha}^{\text{QPSK}} \left(\frac{E_b}{N_0} \right) = 2Q_s \left(\sqrt{2m \left(\frac{C_g}{N} \right)^{\left(\frac{2}{\alpha} - 1 \right)} \frac{E_b}{N_0}; \alpha} \right) - Q_s^2 \left(\sqrt{2m \left(\frac{C_g}{N} \right)^{\left(\frac{2}{\alpha} - 1 \right)} \frac{E_b}{N_0}; \alpha} \right) \quad (17)$$

其中,

$$\left. \begin{aligned} \xi_1 &= 4 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) \\ \xi_2 &= 4 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right)^2 \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

4 数值仿真结果

本文选择系统带宽为10 kHz, 仿真和分析在 $S\alpha S$ 背景噪声下, OFDM系统采用格雷码和不同的数字调制方式以及FFT大小变化对系统SER性能的影响。在仿真每个 E_b/N_0 对应的SER时, 进行了 5×10^6 次独立仿真实验。在每次仿真中, 假设带通信号的采样频率是载波频率的4倍, 则对于复基带时域噪声, 可产生相互独立的 $\omega_R(n)$ 和 $\omega_I(n)$ 样值, 从而可以用服从1维 $S\alpha S$ 分布的单变量进行模拟。

首先, 本文用较为直观的方式来比较 $S\alpha S$ 背景噪声与高斯噪声在接收机执行FFT后的功率大小。如图1所示, 利用Welch归一化作图方法, 得出的5个子图是接收机通过FFT处理后 $S\alpha S$ 噪声和高斯噪声呈现的单次结果对比。其中, 信号均采用16QAM调制方式, 发送功率被归一化为1, $E_b/N_0 = 10$ dB。固定FFT=128, 观察图1(a)–图1(c)3个子图可知, $S\alpha S$ 噪声功率(点划线)随着 α 值的减小而增大。例如: 当 $\alpha=1.9$ 时, 点划线的范围(单位dB/Hz)集中于 $[-55, -40]$; 当 $\alpha=1.4$ 时, 点划线的范围集中于 $[-50, -35]$; 当 $\alpha=1.0$ 时, 点划线的范围集中于 $[-30, -20]$; 对于高斯噪声(对应 $\alpha=2.0$ 的 $S\alpha S$ 噪声), 圆圈线段的范围集中于 $[-60, -40]$ 的区间。换言之, 当 α 越趋近2时, $S\alpha S$ 噪声越接近高斯噪声的情形, 而当 α 越趋近0时, 越趋近于脉冲噪声, 噪声功率也会越大, 这也符合我们前面得出的结论。此外, 固定 $\alpha=1.0$, 观察图1(c)–图1(e)3个子图可知, 随着FFT点数的增加, $S\alpha S$ 噪声功率会逐渐增大。例如: 当 $N=64$ 时, 点划线的范围集中于 $[-50, -30]$; 当 $N=128$ 时, 点划线的范围集中于 $[-30, -20]$; 当 $N=512$ 时, 点划线的范围集中于 $[-25, -15]$ 。根据式(12)中 $\gamma_0 = N^{(1/\alpha - 1/2)} \gamma$ 可知, γ_0 是频域也即经过FFT处理后的 $S\alpha S$ 噪声对应的的尺

度参数, 它正比于噪声功率。并且, 当 $\alpha < 2.0$ 时有 $N^{(1/\alpha - 1/2)} > 1$, 因此随着 N 增大, γ_0 也随之增加, 从而噪声功率会变大。再观察图1(a)–图1(e),

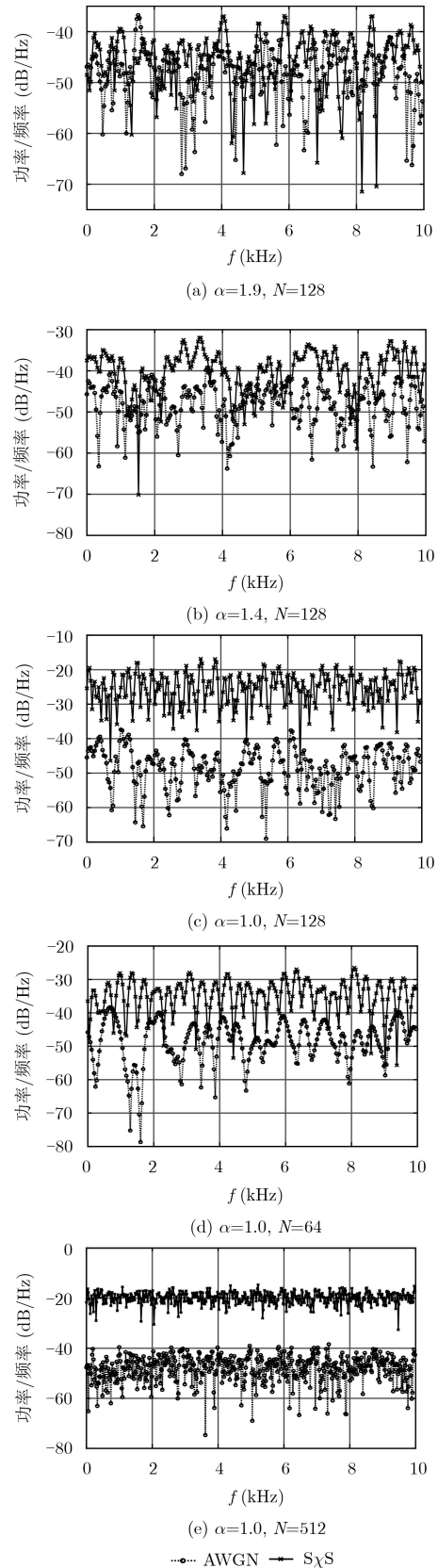


图1 $S\alpha S$ 背景噪声与高斯噪声功率对比

高斯噪声(圆圈线段)的范围不论 N 大小的变化,圆圈线段的范围始终集中于 $[-60, -40]$ 的范围,这是由于 $\alpha=2.0$ 使得 $N^{(1/\alpha-1/2)}=1$ 的缘故。

根据图1得出的直观认识,接下来对OFDM系统的SER性能进行评估。一方面,固定FFT的大小 $N=128$,针对不同的 α 值来比较由式(17)得出的解析解与蒙特卡罗仿真后的结果。如图2所示,仿真发送信号均采用QPSK编码,在SaS背景噪声下,基于OFDM的OPSK调制信号的SER性能对比。其中固定FFT参数 $N=128$, $\alpha=2.0$ 对应的是AWGN信道, α 值分别取2.0, 1.9, 1.5和1.0,对应的SaS噪声功率逐渐增大,其中 $\alpha=2.0$ 时对应高斯噪声。对于每组画圈的曲线总共包含两条曲线,分别是解析式得出的“解析”结果和蒙特卡罗得出的“仿真”结果。其一,对图2中任一曲线对应的 α 值,“仿真”和“解析”两条曲线几乎是重合的;其二,观察不同组的曲线,随着 α 值变小,对应的脉冲噪声的几何功率越大,从而导致SER性能的恶化。

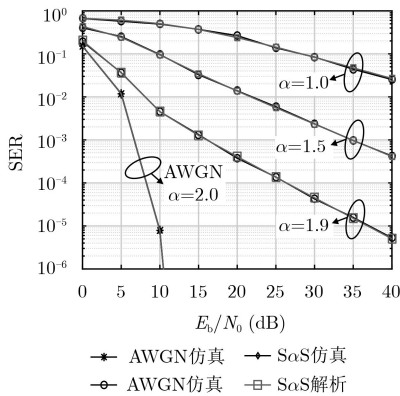


图2 QPSK信号在SaS噪声下的SER性能对比

另一方面,固定 $\alpha=1.9$ 和 $N=128$,来分析采用不同阶数的MQAM调制方式对性能的影响, M 阶数分别取4, 16和256,其中SER的解析表达式由式(16)得出, $\alpha=2.0$ 对应高斯噪声的情况。如图3所示, α 分别为:2.0和1.9的SaS噪声及加性高斯白噪声背景下,MQAM信号的SER性能对比。其中固定FFT参数 $N=128$, M 分别等于4, 16和256, $\alpha=2.0$ 对应的是AWGN信道。相同 M 阶数的每组曲线包含两条,分别是解析解得出的结果和蒙特卡罗仿真得出的值,对应于 $\alpha=1.9$ 和 $N=128$ 的曲线总共有3组,类似地, $\alpha=2.0$ 和 $N=128$ 的曲线同样也有3组。对于 $\alpha=1.9$ 和 $N=128$ 用黑色虚线椭圆包含的3组曲线,当 M 增大时,SER性能随之下降,这是因为当 M 增大时,星座图中相邻两点间的欧几里德距离变小导致,这也与高斯噪声

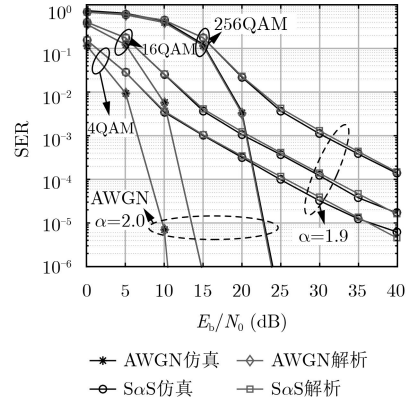


图3 MQAM信号在SaS噪声下的SER性能对比

($\alpha=2.0$ 和 $N=128$)对应的3组曲线表现出的趋势一致。例如:当 $\alpha=1.9$ 时,16QAM与256QAM信号在SER达到 10^{-3} 时所需信噪比分别为21 dB和31 dB,相差约10 dB;当 $\alpha=2.0$ 时,16QAM与256QAM信号在SER达到 10^{-3} 时所需信噪比分别为11 dB和21 dB,也大致相差约10 dB。

最后,比较FFT大小不同时采用16QAM调制的OFDM系统的SER性能,其中, $N=1$ 对应于单载波系统。如图4所示,当取FFT点数分别为 $N=512, 128$ 和1时($N=1$ 对应于单载波SC的情形),基于OFDM的系统的SER性能对比。其中 α 取值为1.7和1.0。对于 $\alpha=1.7$ 或 $\alpha=1.0$ 用黑色虚线椭圆包含的曲线总共有6条,包含单载波SC系统 $N=1$,OFDM系统 $N=128$,OFDM系统 $N=512$ 的3组曲线,每一组曲线内各自又包含“解析”和“仿真”2条曲线,其中的解析解是根据式(17)得出。从横向对比来看,固定 $\alpha=1.0$,OFDM采用 $N=128$ 和 $N=512$ 的SER性能较SC系统更差,可见随着FFT点数 N 的变大,OFDM系统的SER性能会产生恶化,主要还是由于经过FFT的处理, N 越大使得噪声在频域叠加后的功率越大导致,这也从印证了图1(c)–图1(e)和式(12)的正确性。从纵向对比来看,对于 $\alpha=1.7$ 且 $E_b/N_0 > 15$ dB,SC系统与

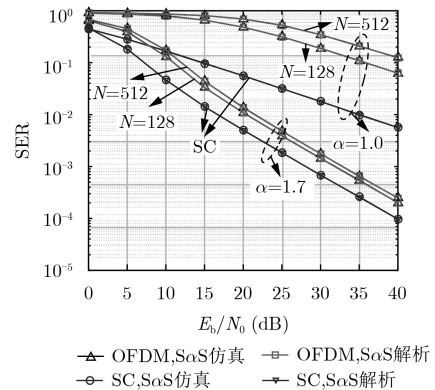


图4 不同FFT点数的OFDM系统SER性能对比

$N = 128$ 的OFDM系统性能差距约为3 dB; 而对于 $\alpha = 1.0$ 且 $E_b/N_0 > 15$ dB, SC系统与 $N = 128$ 的OFDM系统性能差距约为20 dB, 这种趋势仍然可以从 $N = 128$ 和 $N = 512$ 的OFDM系统的SER性能得出。从理论分析来看, 根据式(12), 可得 $\gamma_0 = N^{(1/\alpha - 1/2)}\gamma$, 设 N_1 和 N_2 对应FFT处理后的噪声尺度参数分别为 $\gamma_{0,1}$ 和 $\gamma_{0,2}$, 接下来定义噪声尺度参数的比率 $\rho(\alpha, N_1, N_2)$ 来量化分析采用不同FFT大小的两个OFDM系统性能的差异, 从而可得

$$\rho(\alpha, N_1, N_2) = \frac{\gamma_{0,2}}{\gamma_{0,1}} = \frac{N_2 \left(\frac{1}{\alpha} - \frac{1}{2}\right) \gamma}{N_1 \left(\frac{1}{\alpha} - \frac{1}{2}\right) \gamma} = \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^{\left(\frac{1}{\alpha} - \frac{1}{2}\right)} \quad (19)$$

由此可见, 在发射和接收其它条件不变的情况下, $\rho(\alpha, N_1, N_2)$ 的值越大, 则两个系统性能的差异就越大。当给定 N_1 和 N_2 的数值后, 函数 $\rho(\alpha, N_1, N_2)$ 随着 α 的减小而增大, 从而解释了 $\alpha = 1.0$ 时, OFDM采用 $N = 128$ 和 $N = 512$ 的SER性能差距较 $\alpha = 1.7$ 时大的原因。当 α 固定后, 式(19)中 (N_2/N_1) 的比值越大, 则两系统的性能差距越大。例如 $\alpha = 1.0$ 时 $\rho(1, 1, 128) = 11.3$, 而 $\rho(1, 128, 512) = 2$, 也即 $N = 128$ 的OFDM系统SC系统性能差距, 较 $N = 512$ 的OFDM系统与 $N = 128$ 的OFDM系统的性能差距要大。

5 结束语

本文采用SaS分布对背景噪声进行建模, 研究了基于OFDM的PLC系统的SER性能, 表明在频域内SaS噪声样值的实部和虚部分别服从单变量的SaS分布, 但经过FFT变换后SaS噪声频域样值的尺度参数比时域样值的尺度参数大。大量的模拟和数值分析表明, OFDM系统的SER性能比单载波系统的SER性能差, 这主要是因为接收端通过FFT运算, SaS背景噪声的时域形式增大了几何功率。就OFDM系统而言, 在脉冲PLC背景噪声下(脉冲PLC背景噪声分布在整个可用的信号带宽上), OFDM系统使用的FFT点数越多, 系统使用传统最小欧氏距离准则解调的SER性能越差。

参考文献

- [1] 张婷, 王祖良, 黄世奇. 基于OFDM的高速电力线载波通信系统设计[J]. 测控技术, 2017, 36(12): 39–42. doi: [10.19708/j.ckjs.2017.12.009](https://doi.org/10.19708/j.ckjs.2017.12.009).
ZHANG Ting, WANG Zuliang, and HUANG Shiqi. Design of high speed power line carrier communication system based on OFDM[J]. *Measurement & Control Technology*, 2017, 36(12): 39–42. doi: [10.19708/j.ckjs.2017.12.009](https://doi.org/10.19708/j.ckjs.2017.12.009).
- [2] 刘玉珍, 王化琳. 电力线载波通信的OFDM编码方案[J]. 计算机应用与软件, 2017, 34(4): 131–134. doi: [10.3969/j.issn.1000-386x.2017.04.023](https://doi.org/10.3969/j.issn.1000-386x.2017.04.023).
LIU Yuzhen and WANG Hualin. OFDM coding scheme for network and power line carrier communication[J]. *Computer Applications and Software*, 2017, 34(4): 131–134. doi: [10.3969/j.issn.1000-386x.2017.04.023](https://doi.org/10.3969/j.issn.1000-386x.2017.04.023).
- [3] PICORONE A A M, OLIVEIRA T R, and RIBEIRO M V. PLC channel estimation based on pilots signal for OFDM modulation: A review[J]. *IEEE Latin America Transactions*, 2014, 12(4): 580–589. doi: [10.1109/TLA.2014.6868858](https://doi.org/10.1109/TLA.2014.6868858).
- [4] MIDDLETON D. Statistical-physical models of electromagnetic interference[J]. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 1977, EMC-19(3): 106–127. doi: [10.1109/TEMC.1977.303527](https://doi.org/10.1109/TEMC.1977.303527).
- [5] ANDREADOU N and PAVLIDOU F N. Modeling the noise on the OFDM power-line communications system[J]. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2010, 25(1): 150–157. doi: [10.1109/TPWRD.2009.2035295](https://doi.org/10.1109/TPWRD.2009.2035295).
- [6] TRAN T H, DO D D, and HUYNH T H. PLC impulsive noise in industrial zone: Measurement and characterization[J]. *International Journal of Computer and Electrical Engineering*, 2013, 5(1): 48–51. doi: [10.7763/IJCEE.2013.V5.660](https://doi.org/10.7763/IJCEE.2013.V5.660).
- [7] BENAÏSSA A, ABDELMALEK A, and FEHAM M. Improved reliability of power line communication under alpha-stable noise[C]. Proceedings of 2017 International Conference on Electrical Engineering - Boumerdes, Boumerdes, Algeria, 2017: 1–5. doi: [10.1109/ICEE-B.2017.8192015](https://doi.org/10.1109/ICEE-B.2017.8192015).
- [8] GE Xiaohu, ZHU Guangxi, and ZHU Yaoting. An improved modeling for network traffic based on alpha-stable self-similar processes[J]. *Chinese Journal of Electronics*, 2003, 12(4): 494–498.
- [9] GE Xiaohu, QIU Yehong, CHEN Jiaqi, et al. Wireless fractal cellular networks[J]. *IEEE Wireless Communications*, 2016, 23(4): 110–119. doi: [10.1109/MWC.2016.7721749](https://doi.org/10.1109/MWC.2016.7721749).
- [10] LAGUNA-SANCHEZ G and LOPEZ-GUERRERO M. On the use of alpha-stable distributions in noise modeling for PLC[J]. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2015, 30(4): 1863–1870. doi: [10.1109/TPWRD.2015.2390134](https://doi.org/10.1109/TPWRD.2015.2390134).
- [11] MAHMOOD A and CHITRE M. Optimal and near-optimal detection in bursty impulsive noise[J]. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 2017, 42(3): 639–653. doi: [10.1109/JOE.2016.2603790](https://doi.org/10.1109/JOE.2016.2603790).
- [12] DEEPA T, RAO T R, MATHUR H, et al. Performance analysis of digitized multicarrier system for optical wireless

- communication[C]. Proceedings of 2017 Global Wireless Summit, Cape Town, South Africa, 2017: 29–33. doi: [10.1109/GWS.2017.8300293](https://doi.org/10.1109/GWS.2017.8300293).
- [13] ZOLOTAREV V M. One-dimensional Stable Distributions[M]. Providence, American Mathematical Society, 1986: 1–284.
- [14] GONZALEZ G J, PAREDES L J, and ARCE R G. Zero-order statistics: A mathematical framework for the processing and characterization of very impulsive signals[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2006, 54(10): 3839–3851. doi: [10.1109/TSP.2006.880306](https://doi.org/10.1109/TSP.2006.880306).
- [15] SAMORODNITSKY G and TAQQU M S. Stable Non-Gaussian Random Processes: Stochastic Models with Infinite Variance[M]. New York: Chapman & Hall/CRC, 1994: 1–632.
- [16] NOLAN J P. Stable Distributions: Models for Heavy Tailed Data[M]. New York: Springer, 2016.
- [17] NOLAN J P. Numerical calculation of stable densities and distribution functions[J]. *Communications in Statistics. Stochastic Models*, 1997, 13(4): 759–774. doi: [10.1080/15326349708807450](https://doi.org/10.1080/15326349708807450).
- 杨 帆: 男, 1982年生, 副教授, 硕士生导师, 研究方向为无线移动通信、电力线载波通信、5G关键技术等.
- 贾 辉: 男, 1988年生, 硕士生, 研究方向为无线移动通信.
- 刘宝树: 男, 1964年生, 副研究员, 研究方向为计算机应用技术.
- 龙柯宇: 男, 1981年生, 副研究员, 研究方向为信号与信息处理、高速数字信号处理.