



Cayley 差分酉空时码在多输入多输出电力线通信中的应用

丁家昕¹, 倪梁方², 王熠², 戴慧洁²

(1. 国家无线电监测中心, 北京 100037;

2. 安徽工业大学电气与信息工程学院, 安徽 马鞍山 243032)

摘要: 提出了将 Cayley 差分酉空时码应用于多输入多输出电力线通信系统的方案。发射端, 首先将待编码的所有子流映射为斜 Hermit 矩阵, 然后将复斜 Hermit 矩阵张成的线性空间映射为高度非线性 Stiefel 流形表征的各向同性的酉矩阵星座, 并借此以差分模式通过一个分块衰落的多输入多输出电力线信道传输信号; 接收端, 基于表征数据流的 Cauchy 随机变量的无约束解, 诱导出发送信号的近似线性最大似然估计。仿真结果表明, 在高信噪比的条件下, 本文提出的方案可实现高速率电力线数据通信。

关键词: 多输入多输出电力线通信; 差分空时码; 酉星座; Cayley 变换

中图分类号: TN913

文献标识码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-0801.2019194

Application of cayley differential unitary space-time code in multiple-input multiple-output power line communication

DING Jiaxin¹, NI Liangfang², WANG Yi², DAI Huijie²

1. The State Radio Monitoring Center, Beijing 100037, China

2. School of Electrical and Information Engineering, Anhui University of Technology, Maanshan 243032, China

Abstract: The application of Cayley differential unitary space-time code in MIMO power line communication system was studied. The linear space of complex skew-Hermitian matrices was mapped to isotropic unitary matrix constellations represented by highly non-linear Stiefel manifolds, by which signals were transmitted through a block fading multiple input multiple output power line channel with in a differential mode. Finally, based on the unconstrained solution of the Cauchy random by which data streams were represented, the approximate linear maximum likelihood estimation of the transmitted signal was induced. Simulation results show that although the performance of the proposed scheme is slightly lower than that of the system based on orthogonal differential space-time code in terms of bit error rate and diversity gain, it can ensure high-speed and reliable communication at higher signal-to-noise ratios, and is suitable for multi-input multi-output power line communication systems requiring high-speed data transmission.

Key words: multiple input multiple output power line communication, differential space-time code, unitary constellation, Cayley transform

收稿日期: 2019-05-29; 修回日期: 2019-07-23

通信作者: 倪梁方, nilf@njupt.edu.cn

基金项目: 安徽省高等学校自然科学研究重点项目 (No.KJ2015A011); 安徽省教育科学研究重点项目

Foundation Items: The Key Programs of the Natural Science Research of Universities of Anhui Province (No.KJ2015A011), The Key Programs of the Educational Science Research of Anhui Province



1 引言

智能电网^[1]的发展离不开先进的通信与信息控制技术,其诸多功能都需要实时操作控制来实现^[2-3],所以智能电网中各个终端模块间快速而可靠的数据传输是其成功的关键要素之一。

智能电网中的通信,主要有电力线通信(power line communication, PLC)、以太网通信和无线通信 3 种方式。其中,PLC 可以借助原有的电力网基础设施实现电力网络的全覆盖,所以相比于其他通信系统来说更具优势^[4]。

目前,研究者主要从信道模型^[5]、系统模型^[6]、业务模型^[7]3 个方面探索 PLC 可靠通信的技术方案。基于分层空时编码的多输入多输出电力线通信(multiple input multiple output-power line communication, MIMO-PLC)系统^[8]结构简单、频谱利用率高,理论上通信容量可以逼近信道容量的下界,且借助实球解码信号检测算法^[9]可使分集增益接近发射端口数。但是,由于这种空时编码方案只有空间复用增益,没有编码增益,系统无法达到分集增益折中的界^[10]。Yoo 等^[3]研究的空时(频)分组码虽兼具空间复用增益和编码增益,但因需要采用训练序列进行信道估计,大大降低频带利用率,并且在完成信

道估计前,信道状态信息(channel state information, CSI)可能已发生变化,从而导致接收端的空时译码完全失效。显然,若要借助 CSI 比无线信道更为复杂的电力线信道实时、高速、可靠地传输信息,空时编码方案的性能有待进一步改进。在 MIMO-PLC 系统中,如果采用差分酉空时码,并在接收端利用无需预知 CSI 的差分译码,就可以既提高数据传输的可靠性,又增加频带利用率,并可获得 MIMO 系统的分集增益。为此,本文提出将 Cayley 差分酉空时码^[11]应用于 MIMO-PLC 系统的方案。

2 MIMO-PLC 系统中的 Cayley 差分酉空时码

基于 Cayley 差分酉空时码的 MIMO-PLC 系统如图 1 所示。信源信息 $s_0, \dots, s_{Q-1}$ 经 Cayley 差分酉空时编码后,由数模转换器将编码后的数字信号转换为模拟信号,然后,信号借助滤波和放大,耦合到多个不同的电力线输入端口;这些信号通过由信道传递函数 $H(f)$ 表征的 MIMO-PLC 信道后,多个电力线输出端口对接收到的模拟信号进行耦合、放大、模/数变换和滤波后,借助 Cayley 差分酉空时译码得到信源信息的估计值 $\hat{s}_0, \dots, \hat{s}_{Q-1}$ 。在该系统上传输信号时, Cayley 差分

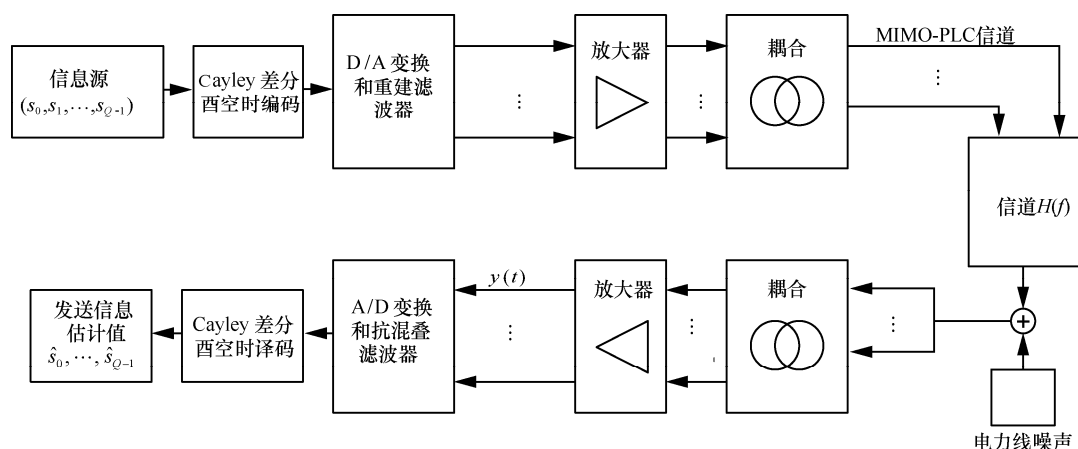


图 1 基于 Cayley 差分酉空时码的 MIMO-PLC 系统

酉空时码的编译码原理如下所述。

首先, 将发送数据流分为 Q 个子流。每个子流根据自身关于复 Hermit 基矩阵的投影距离确定一个与之对应的单位圆上的点 α_i , $\alpha_i \in A_r = \{\alpha_i | \alpha_i \in A_r, i=1, \dots, r, r \in N\}$, 即:

$$\alpha_i = -j \frac{1 - e^{j \frac{(2i-1)\pi}{r}}}{1 + e^{j \frac{(2i-1)\pi}{r}}} = -\tan\left(\frac{(2i-1)\pi}{2r}\right) \quad (1)$$

其中, A_r 是连续 Cauchy 随机变量的 r 点离散化集合, α_i 是第 i 个元素。

其次, 随机复 Hermit 矩阵表征的 Cayley 码星座 $\mathbf{A} = \sum_{q=1}^Q \alpha_q \mathbf{A}_q$ 的概率密度函数服从广义矩阵

Cauchy 分布, 且成对差错概率最低意味着酉矩阵星座 $\mathbf{V}$ 和 $\mathbf{V}'$ 之间的平均距离最大化^[11], 即:

$$\arg \max_{\mathbf{A}_q = \mathbf{A}_q^*, q=1, \dots, Q} \xi(\mathbf{v}) = \frac{1}{M} E \ln \det(\mathbf{V} - \mathbf{V}')(\mathbf{V} - \mathbf{V}')^* = \frac{2}{M} E \ln |\det(\mathbf{V} - \mathbf{V}')| \quad (2)$$

其中, M 是输入端口数。

为此, 用与降低成对差错概率相关的原理诱导 Q 个 $M \times M$ 维的复 Hermit 基矩阵 $\mathbf{A}_1, \dots, \mathbf{A}_Q$,

从而将待编码的所有子流映射为斜 Hermit 矩阵 $\mathbf{jA}$ 。进而, 利用 Cayley 变换, 将复斜 Hermit 矩阵张成的线性空间映射为高度非线性 Stiefel 流形表征的各向同性的酉矩阵星座 $\mathbf{V}$, 即:

$$\mathbf{V} = (\mathbf{I} + \mathbf{jA})^{-1} (\mathbf{I} - \mathbf{jA})^{-1} \quad (3)$$

其中, 矩阵 $\mathbf{A}$ 是复 Hermit 矩阵, $\mathbf{jA}$ 是斜 Hermit 矩阵, $\mathbf{I}$ 是 $\mathbf{A}$ 同维的单位矩阵。因为基矩阵数量 Q 的自由度越大, 酉矩阵星座越丰富, 所以, Q 与输入和输出端口数 M 和 N 间满足如下约束:

$$Q = K(2M - K), K = \min(M, N) \quad (4)$$

当且仅当斜 Hermit 矩阵经 Cayley 变换后满

集时, 其对应的酉矩阵星座满分集, 且:

$$\mathbf{A}' - \mathbf{A} = \sum_{q=1}^Q \mathbf{A}_q (\alpha'_q - \alpha_q) \quad (5)$$

即: $\mathbf{A}$ 和 $\mathbf{A}'$ 不同是因为基矩阵的加权系数 (α_q, α'_q 源于相同的集合 A_r) 不同, 而 α_q, α'_q 不同仅是在集合 A_r 取了不同的元素, 所以, 为保证获取满分集酉矩阵星座, 矩阵 $\mathbf{A}_1, \dots, \mathbf{A}_Q$ 必须 (不充分) 为非奇异矩阵。

当一个有 M 个输入端、 N 个输出端的多输入多输出电力线通信系统以差分模式通过一个分块衰落信道传输信号时, 第 t 个分组的发送矩阵与酉矩阵星座的关系可表示为:

$$\mathbf{S}_t = \mathbf{V}_{z_t} \mathbf{S}_{t-1} \quad (6)$$

其中, $z_t \in \{0, \dots, L-1\}$ 表示要发送的数据, 且 $\mathbf{S}_0 = \mathbf{I}$ 。因为用 M 个信道传输了 L 个数据, 所以传输速率为 $R = (1/M) \lg L$ 。若表征 MIMO-PLC 分块衰落的信道特性的信道传递函数 $H(f)$ ^[12] 在连续两个分块内近似不变, 则接收端收到的第 t 个分组信号是发射信号和噪声的叠加。

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}_t &= \mathbf{S}_t \mathbf{H}(f)^T + \mathbf{n}_t = \\ \mathbf{V}_{z_t} \mathbf{S}_{t-1} \mathbf{H}(f)^T + \mathbf{n}_t &= \mathbf{V}_{z_t} (\mathbf{Y}_{t-1} - \mathbf{n}_{t-1}) + \mathbf{n}_t \end{aligned} \quad (7)$$

其中, $\mathbf{Y}_t = [y_{t,1}, \dots, y_{t,N}]$ 是 $1 \times N$ 维接收信号矢量, $\mathbf{S}_t = [s_{t,1}, \dots, s_{t,M}]$ 是 $1 \times M$ 维发射信号矢量, $H(f)$ 为 $N \times M$ 的电力线信道矩阵, $\mathbf{n}_t = [n_{t,1}, \dots, n_{t,N}]$ 为 $1 \times M$ 维 Middleton A 类非高斯噪声矢量。Cayley 变换和式 (7) 表明: 无需借助信道传递函数 $H(f)$ 即可在发射星座和接收信号间构建如下的差分方程:

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}_t &= \mathbf{V}_{z_t} \mathbf{Y}_{t-1} + \mathbf{n}_t - \mathbf{V}_{z_t} \mathbf{n}_{t-1} = \\ (\mathbf{I} + \mathbf{jA})^{-1} (\mathbf{I} - \mathbf{jA}) \mathbf{Y}_{t-1} + \mathbf{n}_t &- (\mathbf{I} + \mathbf{jA})^{-1} (\mathbf{I} - \mathbf{jA}) \mathbf{n}_{t-1} = \\ (\mathbf{I} + \mathbf{jA})^{-1} (\mathbf{I} - \mathbf{jA}) \mathbf{Y}_{t-1} + \mathbf{n}'_t \end{aligned} \quad (8)$$

由于式 (8) 所示的加性噪声 $\mathbf{n}'_t$ 各列独立且方



差为 $2(\mathbf{I} + \mathbf{A}^2)$ ，所以表征调制信号投影距离的 Cauchy 随机变量 α_i 的最大似然 (maximum likelihood, ML) 估计为：

$$\hat{\alpha}_i = \arg \min_{\{\alpha_q\}} \left\| \left(\mathbf{I} + i \sum_q \alpha_q \mathbf{A}_q \right)^{-1} \cdot \left(\mathbf{Y}_t - \mathbf{Y}_{t-1} - \frac{1}{i} \sum_q \alpha_q \mathbf{A}_q (\mathbf{Y}_t + \mathbf{Y}_{t-1}) \right) \right\|^2 \quad (9)$$

由式 (9) 可知， α_i 的最大似然估计并非 $\{\alpha_q\}$ 的二次型，所以，很难求得全局最优解。若忽略加性噪声 $\mathbf{n}'_t$ 的协方差且假设其为白噪声，则由 $\{\alpha_q\}$ 无约束解诱导的 α_i 的近似线性最大似然估计为：

$$\hat{\alpha}_i = \arg \min_{\{\alpha_q\}} \left\| \left(\mathbf{Y}_t - \mathbf{Y}_{t-1} - \frac{1}{i} \sum_q \alpha_q \mathbf{A}_q (\mathbf{Y}_t + \mathbf{Y}_{t-1}) \right) \right\|^2 \quad (10)$$

由于 $\hat{\alpha}_i$ 是 $\{\alpha_q\}$ 的二次型，所以，接收端可以采用零化和干扰抵消的方法从选定的星座中求 α_i 的近似全局最优解。

3 仿真结果和性能分析

利用蒙特卡罗方法，基于 MATLAB 软件，本文仿真了提出的基于 Cayley 差分酉空时码 (Cayley differential unitary space time code, CDUSTC) 的 MIMO-PLC 系统的性能，并比较分析了 CDUSTC 和正交差分空时码 (orthogonal differential space-time code, ODSTC) [13] 的误比特率 (bit error rate, BER) 和分集增益 (diversity gain) 与 Middleton A 类非高斯噪声的关系。

参照 CENELEC (European Committee for Electrotechnical Standardization) 标准 [4] 设定频带范围为 3~148.5 kHz，仿真环境为 M 个发射端、 N 个接收端的窄带室内多输入多输出电力线通信系统，信道衰落特性服从参考文献 [12] 提出的统计模型，其信道传递函数可用一个 4×3 的信道矩阵表示：

$$\mathbf{H}(f) = \begin{bmatrix} H_{R_{X1}, T_{X1}}(f) & H_{R_{X1}, T_{X2}}(f) & H_{R_{X1}, T_{X3}}(f) \\ H_{R_{X2}, T_{X1}}(f) & H_{R_{X2}, T_{X2}}(f) & H_{R_{X2}, T_{X3}}(f) \\ H_{R_{X3}, T_{X1}}(f) & H_{R_{X3}, T_{X2}}(f) & H_{R_{X3}, T_{X3}}(f) \\ H_{R_{X4}, T_{X1}}(f) & H_{R_{X4}, T_{X2}}(f) & H_{R_{X4}, T_{X3}}(f) \end{bmatrix} \quad (11)$$

其中，发射端数目 M 最大为 3，分别用 T_{X1} 、 T_{X2} 、 T_{X3} 表示；接收端数目 N 最大为 4，分别用 R_{X1} 、 R_{X2} 、 R_{X3} 、 R_{X4} 表示；接收端、发射端与对应相线、中性线、保护地的关系见表 1。

表 1 接收端、发射端与对应的相线、中性线、保护地的关系

	发射端	接收端
P-N (相线-中性线)	T_{X1}	R_{X1}
P-PE (相线-保护地)	T_{X2}	R_{X2}
N-PE (中性线-保护地)	T_{X3}	R_{X3}
C_M (共模)	/	R_{X4}

假设信道传递函数变化足够缓慢，且在两个分组数据间隔内信道衰落特性保持不变，接收端的干扰以加性噪声居主导地位，且在两个分组数据间隔内服从 Middleton A 类分布。

3.1 CDUSTC 和 ODSTC 的 BER 与非高斯噪声的关系

当 MIMO-PLC 的发射端采用 T_{X1} 、 T_{X2} ，接收端采用 R_{X1} 、 R_{X2} ，数据传输速率为 $R=6$ bit/信道，酉星座数目 $Q=4$ ，星座点距离 $\zeta(v)=-1.46$ ，基矩阵 $[\mathbf{A}_1, \dots, \mathbf{A}_4]$ 为：

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_1 &= \begin{bmatrix} 0.1785 & 0.0510 + 0.1340i \\ 0.0510 - 0.1340i & 0.0321 \end{bmatrix} \\ \mathbf{A}_2 &= \begin{bmatrix} -0.1902 & 0.1230 + 0.0495i \\ 0.1230 - 0.049i & -0.0512 \end{bmatrix} \\ \mathbf{A}_3 &= \begin{bmatrix} -0.2350 & 0.0515 - 0.0139i \\ 0.0515 + 0.139i & 0.1142 \end{bmatrix} \\ \mathbf{A}_4 &= \begin{bmatrix} 0.0208 & 0.1143 - 0.1532i \\ 0.143 + 0.1532i & 0.0220 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (12)$$

并且基矩阵投影距离为： $\alpha_i \in A_8 = \{\alpha_i \mid \alpha_i \in A, i=1, \dots, 8\} = \{-0.50273, -1.4966, -0.6682, -0.1989, 0.1989, 0.6682, 1.4966, 5.0273\}$ 时，CDUSTC 的

性能随 Middleton A 类非高斯噪声幅值 ($\alpha = 0.05, 0.10, 0.30$) 变化的关系曲线如图 2 所示。由图 2 可知, 当电力线脉冲噪声幅值增大时, 对应的系统误码率随之降低。当 $\alpha = 0.1$, 信噪比 (signal to noise ratio, SNR) 为 30 dB 时, 相应的 MIMO-PLC 系统误码率大约为 9.2×10^{-2} 。

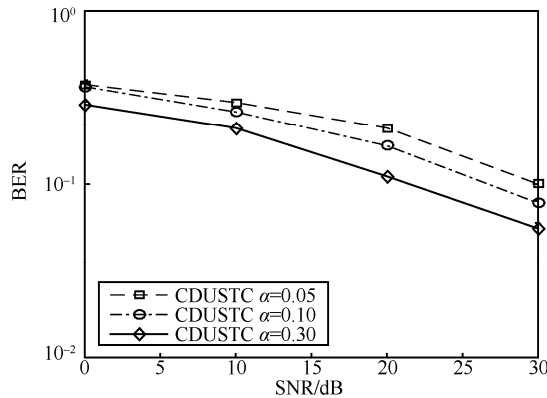


图 2 $R=6$ 时不同脉冲噪声幅值下 CDUSTC 误码率与信噪比关系曲线

当 MIMO-PLC 的发射端采用 T_{X1} 、 T_{X2} , 接收端采用 R_{X1} 、 R_{X2} , 数据传输速率 $R=1$ bit/信道时, 分集积为 $\zeta = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0.7071$, 正交星座矩阵 V 为^[13]:

$$\begin{aligned} V_1 &= \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix}, \quad V_2 = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} -1 & 1 \\ -1 & -1 \end{bmatrix} \\ V_3 &= \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}, \quad V_4 = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} -1 & -1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (13)$$

此时, ODSTC 的性能随 Middleton A 类非高斯噪声幅值变化的关系曲线如图 3 所示。由图 3 可知, 在低信噪比 (即信噪比 < 10 dB) 的条件下, α 值的变化对该系统的性能影响并不明显, 表现为 3 种幅值下的电力线信道的误码率之间的差别较小。在高信噪比条件下, 当 α 增大时, 系统误码率有明显的降低。当信噪比 > 20 dB 时, 对比 $\alpha = 0.05$ 与 $\alpha = 0.1$ 的两组曲线可知, 当脉冲噪声幅值 α 值相差 0.05 个单位时, 系统误码率明显降低。此外, 当 $\alpha = 0.1$ 、信噪比为 30 dB 时, 对应的系统误码率大约为 1.2×10^{-2} 。

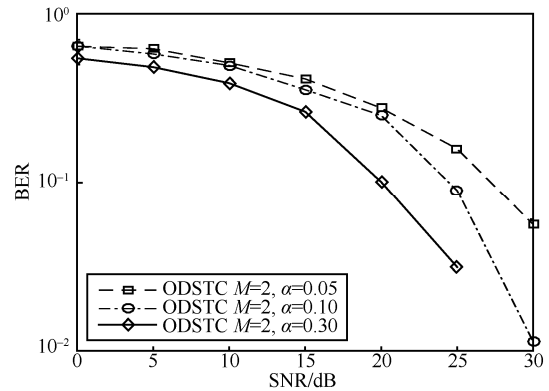


图 3 $R=1$ 时不同脉冲噪声幅值下 ODSTC 误码率与信噪比关系曲线

对比图 2 与图 3 可知: 在相同高信噪比条件下, 前者误码率要高出后者一个数量级别左右。这与本文构造的 Cayley 差分酉空时码需在高信噪比条件下才会发挥更好的性能优势相符合。一般情况下, 为保证接收端误码率在可接受的范围内, 要求通信环境具有较高的信噪比。然而, 根据上文分析可知, CDUSTC 的西星座数目为 $Q=4$, 基矩阵投影距离集合 A_r 的元素个数为 $r=8$, 发射端口数为 $M=2$, 所以, 数据传输速率为 $R = \frac{Q}{M} \log_2 r = 6$ bit/信道, 即信道一次可传输 6 bit; 而 ODSTC 的数据传输速率 $R=1$ bit/信道, 即信道一次只能传输 1 bit^[13]。显然, 就传输速率而言, 基于 CDUSTC 的 MIMO-PLC 系统要比基于 ODSTC 的 MIMO-PLC 系统高得多。这意味着 CDUSTC 更适用于需在高信噪比条件下高速传输数据的 MIMO-PLC 系统。

3.2 CDUSTC 和 ODSTC 的分集增益与非高斯噪声变化的关系

与无线通信一样, MIMO-PLC 系统的分集增益^[10]定义为:

$$\text{Diversity} = \lim_{\text{SNR} \rightarrow \infty} - \frac{\log \text{BER}(\text{SNR})}{\log(\text{SNR})} \quad (14)$$

其中, $\text{BER}(\text{SNR})$ 表示信噪比为 SNR 时 MIMO-PLC 系统的误比特率。

当 MIMO-PLC 的发射端采用 T_{X1} 、 T_{X2} , 接收



端采用 R_{X1} 、 R_{X2} ，基于 CDUSTC 的 MIMO-PLC 系统的分集增益随 Middleton A 类非高斯噪声幅值变化的关系曲线如图 4 所示。由图 4 可知，当脉冲噪声幅值增大时，系统分集增益得到提高。当脉冲噪声幅值 $\alpha=0.1$ ，信噪比为 30 dB 时，MIMO-PLC 系统的分集增益为 0.84 左右。

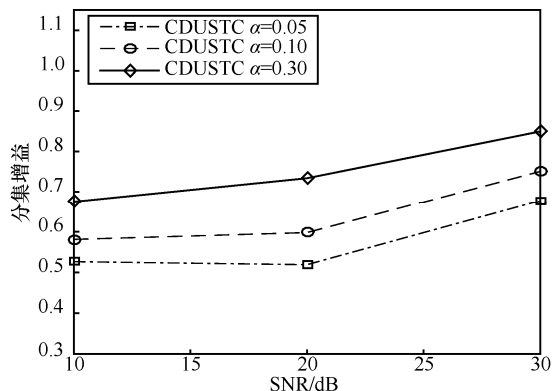


图 4 $R=6$ 时不同脉冲噪声幅值下 CDUSTC 分集增益与信噪比关系

当 MIMO-PLC 的发射端采用 T_{X1} 、 T_{X2} ，接收端采用 R_{X1} 、 R_{X2} ，基于 ODSTC 的 MIMO-PLC 系统的分集增益随 Middleton A 类非高斯噪声幅值变化的关系曲线如图 5 所示。由图 5 可知：随着脉冲噪声幅值的增大，系统分集增益明显得到提高。并且，对比 $\alpha=0.05$ 与 $\alpha=0.1$ 的两组曲线可知，当脉冲噪声幅值 α 值相差 0.05 个单位时，系统分集增益明显得到提高。同样地，当脉冲噪声幅值 $\alpha=0.1$ 、信噪比为 30 dB 时，相应的 MIMO-PLC 系统的分集增益为 1.34 左右。对比图 4 与图 5 不难看出：基于 CDUSTC 的 MIMO-PLC 系统的分集增益性能稍逊于 ODSTC 的 MIMO-PLC 系统的分集增益性能。在相同的信道环境下，在信噪比为 30 dB 时，前者对应的分集增益低于后者 0.5 左右。这与上述两种编码误码率性能分析一致。

从图 4 和图 5 中可以看出，两种方案的分集增益都随 SNR 增加而增大。另外，本文所研究的西空时编码的构造方案能保证西星座的距离，即

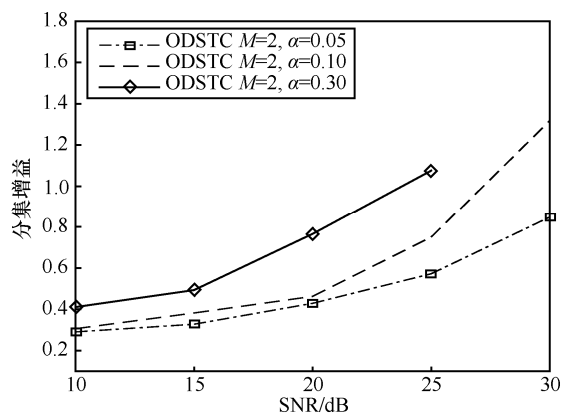


图 5 $R=1$ 时不同脉冲噪声幅值下 ODSTC 分集增益与信噪比关系

$\det[(V_l - V_m)^H (V_l - V_m)] \neq 0 (0 \leq l \neq m \leq L)$ ，根据参考文献[14]的理论，分析可知，本方案的分集增益为 $2\left(1 - \frac{\ln \ln P}{p}\right)$ ， P 是所有发射端的总发射

功率，所以，当总发射功率很大时，本方案的分集增益接近分集界 2，也就是说，当信噪比很大，但无需达到无穷大时，本文所研究的方案的分集增益就会接近这个界。

综上所述，基于 CDUSTC 的 MIMO-PLC 系统相比基于 ODSTC 的 MIMO-PLC 系统，尽管系统误码率在在一定程度上会有所提高，分集增益也略有下降。然而，由于其在信噪比较高的情况下，仍可保证系统高质量的通信，且能显著提高系统的数据传输速率，所以本文提出的方案对于需要高速传输数据的 MIMO-PLC 系统显得尤为重要。

4 结束语

本文针对基于 MIMO-PLC 系统的差分西空时码数据传输速率受限问题，提出将 Cayley 差分西空时码应用于 MIMO-PLC 系统以实现高速率通信的优化方案。通过计算机仿真，从不同的 MIMO-PLC 系统的脉冲噪声幅值角度出发，探讨了该编码方案下的系统性能，并与正交差分空时分组码做了对比。结果表明，该方案虽然要求较高的信噪比，但由于其可实现高速率电力线数据

通信, 所以对于数据传输速率要求较高的 MIMO-PLC 系统, 其优越性依然较为显著。

参考文献:

- [1] YOON S G, JANG S W, KIM Y H, et al. Opportunistic routing for smart grid with power line communication access networks[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2014, 5(1): 303-311.
- [2] 王勇峰, 姜春娇, 刘润宾. 智能光纤监测技术在电力光通信中的应用[J]. 电信科学, 2017, 33(3): 148-155.
WANG Y F, LOU C J, LIU R B. Application of intelligent optical fiber monitoring technology in power optical communication[J]. Telecommunications Science, 2017, 33(3): 148-155.
- [3] YOO J, CHOE S. Performance of space-time-frequency coding over indoor power line channels[J]. IEEE Transactions on Communications, 2014, 62(9): 3326-3335.
- [4] 于浩, 王伟, 柏思瑶. 宽带电力线 MIMO 通信物理层安全传输方法[J]. 电力信息与通信技术, 2017, 15(1): 94-97.
YU H, WANG W, BAI S Y. A physical layer security transmission method in broadband power line MIMO communication system[J]. Electric Power Information and Communication Technology, 2017, 15(1): 94-97.
- [5] 曹旺斌, 尹成群, 谢志远, 等. 多输入多输出宽带电力线载波通信信道模型研究[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(4): 1136-1141.
CAO W B, YIN C Q, XIE Z Y, et al. Research on multi-input and multi-output broadband power line carrier communication channel model[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(4): 1136-1141.
- [6] 陈智雄, 韩东升, 邱丽君. 室内无线和电力线双媒质协作通信系统性能研究[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(9): 2589-2598.
CHEN Z X, HAN D S, QIU L J. Research on performance of indoor wireless and power line dual media cooperative communication system[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(9): 2589-2598.
- [7] 梁栋, 张保会, 牛东文, 等. 适用于宽带电力线通信的 OFDM 信噪比估计方法[J]. 电力自动化设备, 2013, 33(12): 105-110.
LIANG D, ZHANG B H, NIU D W, et al. SNR estimation in OFDM for broadband power line communication[J]. Electric Power Automation Equipment, 2013, 33(12): 105-110.
- [8] BERGER L T, SCHWAGER A, PAGANI P, et al. MIMO power line communications[J]. IEEE Communications on Surveys & Tutorials, 2015, 17(1): 106-124.
- [9] 沙正川, 倪梁方, 陶晶, 等. 多输入多输出电力线通信中的实球解码信号检测算法[J]. 安徽工业大学学报(自然科学版), 2018, 35(3): 249-255.

SHA Z C, NI L F, TAO J, et al. Real sphere decoder algorithm for signal detection in multiple-input multiple-output power line communication[J]. Journal of Anhui University of Technology(Natural Science), 2018, 35(3): 249-255.

- [10] ZHENG L, TSE D N C. Diversity and multiplexing: a fundamental tradeoff in multiple-antenna channels[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2003, 49(5): 1073-1096.
- [11] HASSIBI B, HOCHWALD B M. Cayley differential unitary space-time codes[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2002, 48(6): 1485-1503.
- [12] PAGANI P, SCHWAGER A. A statistical model of the in-home MIMO PLC channel based on European field measurements[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2016, 34(7): 2033-2044.
- [13] TAROKH V, JAFARKHANI H. A differential detection scheme for transmit diversity[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2000, 18(3): 1169-1174.
- [14] JING Y, HASSIBI B. Distributed space-time coding in wireless relay networks[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2006, 5(12): 3524-3536.

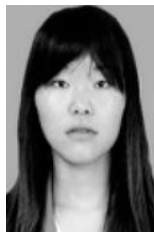
[作者简介]



丁家昕(1975—), 男, 博士, 国家无线电监测中心高级工程师, 享受国务院政府特殊津贴, 主要研究方向为频谱工程、频谱管理等。



倪梁方(1965—), 男, 博士, 安徽工业大学电气与信息工程学院教授, 主要研究方向为基于 MIMO-OFDM 和无线 Ad Hoc 网络的网络编码、空时编码、信号检测算法和量子进化算法。



王熠(1990—), 女, 安徽工业大学电气与信息工程学院工程师, 主要研究方向为空时编码、通信信号处理。

戴慧洁(1979—), 女, 安徽工业大学电气与信息工程学院讲师, 主要研究方向为网络编码、通信信号处理。