文章编号:1671-4598(2026)10-0267-07 DOI:10.16526/j.cnki.11-4762/tp.2026.10.034 中图分类号:TN914.41 文献标识码:A

面向低空无人机测控的 GMSK-MIMO 分集方法

王天雄[1]，付 民[2]，王硕光[1]，纪金伟[1]
(1. 中国电子科技集团公司 第五十四研究所，石家庄 050081；
2. 中国人民解放军 94691 部队，福建 龙岩 366202)

摘要：针对低空无人机测控链路复杂多径环境下 GMSK 跳频体制信号结构与 Alamouti 空时分组码不兼容而难以引入 MIMO 分集增益的问题，提出一种基于 Laurent 分解与符号交替差分预编码联合映射的 GMSK-MIMO 分集方法；通过 Laurent 分解将 GMSK 信号映射至 PAM 表示域，利用伪符号序列的相位周期性与符号交替差分预编码的耦合效应，在 PAM 域构造满足 Alamouti 正交条件的等效符号矩阵，从而在保持 GMSK 连续相位和恒包络的前提下实现发射天线分集；理论分析与仿真验证表明，该联合预编码方法在 2×2 准静态瑞利衰落信道下可实现满四阶分集增益；与标准 QPSK 调制下 Alamouti 空时编码方案相比，编码增益损失约 0.4 dB，且具有良好的频谱保持性和较低的接收机复杂度。

关键词：GMSK；Laurent 分解；Alamouti 空时分组码；符号交替差分预编码；MIMO 发射分集

A GMSK-MIMO Diversity Method for Low-Altitude UAV TT&C

WANG Tianxiong[1], FU Min[2], WANG Shuoguang[1], JI Jinwei[1]
(1. The 54th Research Institute of China Electronics Technology Corporation, Shijiazhuang 050081, China;
2. People's Liberation Army (PLA) Unit 94691, Longyan 366202, China)

Abstract: To address the incompatibility between GMSK frequency-hopping signals and Alamouti space-time block codes, which prevents the introduction of MIMO transmit diversity gain in low-altitude UAV telemetry, tracking, and command links under complex multipath environments, a GMSK-MIMO diversity method based on Laurent decomposition and symbol-alternating differential precoding joint mapping is proposed. The GMSK signal is first transformed into the PAM representation domain via Laurent decomposition. By exploiting the coupling effect between the phase periodicity of pseudo-symbol sequences and thesymbol-alternating differential precoding, an equivalent symbol matrix satisfying the Alamouti orthogonality condition is constructed in the PAM domain, thereby achieving transmit antenna diversity while preserving the continuous phase and constant envelope properties of GMSK. Theoretical analysis and simulation results demonstrate that the proposed joint precoding scheme achieves full fourth-order diversity gain over a 2×2 quasi-static Rayleigh fading channel. Compared with the standard Alamouti space-time coded scheme employing QPSK modulation, the coding gain loss is approximately 0.4 dB, while maintaining favorable spectral containment and low receiver complexity.

Keywords: GMSK; Laurent decomposition; Alamouti space-time block code; symbol-alternating differential precoding; MIMO transmit diversity

0 引言

以无人机物流配送、低空巡检为代表的低空经济加速落地，对无人机测控链路的抗干扰能力提出了严苛要求。其中，遥控指令直接关乎飞行安全，在复杂电磁环境下确保指令的可靠传输是首要矛盾。跳频作为经典抗干扰手段已广泛应用于无人机测控链路中，而高斯最小频移键控（GMSK，Gaussian minimum shift keying）调

收稿日期:2026-08-23； **修回日期**:2026-09-14。
作者简介:王天雄(1986-),男,博士,高级工程师。
通讯作者:纪金伟(1986-),男,博士,高级工程师。
引用格式:王天雄,付 民,王硕光,等. 面向低空无人机测控的 GMSK-MIMO 分集方法[J]. 计算机测量与控制,2026,34(10):267-273.

制因恒包络、带外辐射低和功放效率高等特性，天然适配跳频系统[1]。然而传统单输入单输出（SISO，single-input single output）体制下受单天线制约，在强多径场景下仍面临可靠性瓶颈[2]，亟需将 GMSK 信号扩展至多输入多输出（MIMO，multiple-input multiple-output）M 体制以获得空间分集增益。

GMSK 调制隶属于连续相位调制[2]（CPM，continuous phase modulation）体系。文献［3］最早提出了基于 Laurent 分解[4]的相干接收机结构，采用多路匹配滤波器级联维特比译码器，通过调节匹配滤波器数量可在检测性能与实现复杂度之间灵活折中。文献［5］在此基础上引入了一种保持频谱特性的符号交替差分预编码方法，使得接收端的最优伪符号序列不再需要差分逆运算即可直接恢复数据。

Alamouti 空时分组码（STBC，space-time block coding）是 MIMO 领域最具代表性的发射分集方法，仅需简单的接收线性合并即可实现满分集增益。然而，将 GMSK 与 Alamouti STBC 相结合面临根本性困难：Alamouti 编码要求对发射符号独立相位操作，而 GMSK 的信息承载于连续相位轨迹 $s(t)=\exp[j\varphi(t)]$ 之中，在信号层面直接实施符号操作将无可避免地破坏相位连续性，导致信号频谱恶化[6-7]。

CPM 与空时编码相结合的研究已形成若干技术路线。文献［6］提出了正交空时编码 CPM（OST-CPM），要求信号在每一时刻满足瞬时正交条件，但该方法导致发射频谱明显展宽，文献［8］将其推广至任意天线数量系统。文献［9］将正交条件放松为积分 L2 正交，在保持满分集的同时有效抑制了频谱展宽。文献［10］研究了网格编码空时 CPM（TC-ST-CPM），但该方法需要在接收端实施最大似然序列估计（MLSE，maximum likelihood sequence estimation），接收机复杂度较高。文献［11］提出了 STBC-GMSK 方法，在 Laurent 主分量伪符号空间实施 Alamouti 空时编码，再以主脉冲线性叠加生成发射信号。文献［12］基于 Laurent 分解从误码理论上分析了 CPM 信号多天线分集传输的误码性能界。但上述方法均聚焦 MIMO 传输性能，在工程实现复杂度和 GMSK 频谱特性保持上研究较少。

1 系统模型

本节建立了 GMSK 调制的数学模型，给出了 Laurent 分解与主伪符号的定义，引入了符号交替差分预编码方法，并描述了 MIMO 信道模型，为后续联合预编码设计奠定理论基础。

1.1 GMSK 调制

GMSK 是调制指数 $h=0.5$ 的二进制连续相位调制经高斯预调制滤波的特例。其复基带信号[13]可表述为：

$$s(t)=\exp[j\varphi(t;\alpha)]$$

$$\varphi(t;\alpha)=\frac{\pi}{2}\sum_{k=-\infty}^{+\infty}\alpha_k q(t-kT) \tag{1}$$

其中：$\alpha_k\in\{\pm1\}$ 为待调制的二进制数据序列，T 为符号周期。相位脉冲函数 $q(t)=\int_{-\infty}^{t}g(\tau)\mathrm{d}\tau$，$g(t)$ 为高斯频率脉冲[13]，如公式（2）所示：

$$g(t)=\frac{1}{2T}\begin{bmatrix}Q\left(\frac{2\pi B}{\sqrt{\ln 2}}\left(t-\frac{T}{2}\right)\right)\\-Q\left(\frac{2\pi B}{\sqrt{\ln 2}}\left(t+\frac{T}{2}\right)\right)\end{bmatrix} \tag{2}$$

其中：B 为信号 3 dB 带宽，$Q(\cdot)$ 为高斯 Q 函数。在工程实现中，GMSK 调制通过数控振荡器（NCO，numerically controlled oscillator）或直接数字频率合成（DDS，direct digital synthesizer）直接生成连续相位轨迹[14-15]。

1.2 Laurent 分解与主伪符号

Laurent 证明，任意二进制 CPM 信号均可精确表示为有限个 PAM 分量的线性叠加[4]：

$$s(t)=\sum_{k=0}^{K-1}\sum_{n}c_{k,n}C_k(t-nT),K=2^{L-1} \tag{3}$$

其中：L 为相位脉冲持续的码元长度，n 为符号周期索引数，$C_k(t)$ 为第 k 个 Laurent 基脉冲，$c_{k,n}$ 为与输入比特序列相关的第 k 个加权系数，称为伪符号。对于 $BT=0.3$ 的 GMSK 信号，主脉冲 $C_0(t)$ 所携带的能量超过总能量的 99.5%，因此 GMSK 调制信号可使用主脉冲近似[4]表示为：

$$s(t)\approx\sum_{n}c_{0,n}C_0(t-nT) \tag{4}$$

定义累积相位状态：

$$S_n=\sum_{k=-\infty}^{n-1}\alpha_k(\mathrm{mod}\ 4) \tag{5}$$

则有：

$$c_{0,n}=j^{S_n}\cdot\alpha_n \tag{6}$$

由递推关系 $c_{0,n+1}=j^{\alpha_{n+1}}\cdot c_{0,n}$ 可知，相邻伪符号的相位差恒为 $\pm90°$。

1.3 符号交替差分预编码

文献［5］针对 GMSK 的脉冲幅度调制（PAM，pulse amplitude modulation）相干接收机提出了一种保持频谱特性的符号交替差分预编码方法。设原始数据 $d_n\in\{\pm1\}$ 为独立等概分布序列，则预编码规则如下：

$$\alpha_n=(-1)^n\cdot d_n\cdot d_{n-1},\alpha_0=d_0 \tag{7}$$

其核心思想是利用差分编码的相位累积特性配合符号交替操作，将 GMSK 的连续相位信息与原始二进制数据之间的映射关系进行重构。经此预编码后，接收端可以通过简单的符号级实部/虚部提取操作完成数据恢

复，避免了传统 GMSK 接收机中复杂的维特比序列检测。这一简化在 SISO 系统中有约 0.3～0.5 dB 的性能损失，但在 MIMO 系统中可以通过空间分集增益得到有效补偿。

符号交替差分预编码具有两项重要性质。

1）频谱保持性：预编码输出序列 α_n 与原始数据序列 d_n 服从完全相同的概率分布（等概±1），因此不改变发射信号的功率谱密度。

2）伪符号简并性：主脉冲伪符号的封闭如公式（8）所示：

$$c_{0,n}=\begin{cases}jd_n, & n=2k,k\in\mathbb{Z}\\ d_n, & n=2k+1,k\in\mathbb{Z}\end{cases}\tag{8}$$

该式的物理含义为：当 n 为偶数时 $c_{0,n}=jd_n$，伪符号位于复平面的虚轴上，其值等于 j 与原始数据的乘积；当 n 为奇数时 $c_{0,n}=d_n$，伪符号位于实轴上，其值等于原始数据。文献［5］进一步给出了接收端采用 $C_0(t)$ 和 $C_1(t)$ 两个基脉冲进行匹配滤波检测时 Viterbi 解调的分支度量为：

$$\lambda(n)=\begin{cases}\mathrm{Im}(r_{0,n})\cdot d_n-\\ \mathrm{Re}(r_{1,n})\cdot d_n d_{n-1}d_{n-2}, & n=2k,\\ & k\in\mathbb{Z}\\ \mathrm{Re}(r_{0,n})\cdot d_n-\\ \mathrm{Im}(r_{1,n})\cdot d_n d_{n-1}d_{n-2}, & n=2k+1,\\ & k\in\mathbb{Z}\end{cases}\tag{9}$$

式中，$r_{0,n}$ 为 $C_0(t)$ 基脉冲对应匹配滤波器的输出，$r_{1,n}$ 为 $C_1(t)$ 基脉冲对应匹配滤波器的输出，本文采用的简化方法，仅保留上式中的第一项：

$$\lambda(n)=\begin{cases}\mathrm{Im}(r_{0,n})\cdot d_n, & n=2k,k\in\mathbb{Z}\\ \mathrm{Re}(r_{0,n})\cdot d_n, & n=2k+1,k\in\mathbb{Z}\end{cases}\tag{10}$$

即对 $C_0(t)$ 基脉冲对应匹配滤波器的输出 $r_{0,n}$ 按符号的奇偶性分别提取虚部和实部。该简化以损失 Viterbi 累积增益为代价，但可通过 Alamouti 发射分集予以补偿。

1.4　MIMO 信道模型

低空中小型无人机一般飞行于距地面数十米至数千米级的近地空域，其测控链路的电波传播环境与常规蜂窝及高空平台场景存在明显差异。受地面起伏、建筑物、树木及水面等近地物的反射与散射作用，接收信号通常由视距（LoS，line of sight）直达分量与多条非视距（NLoS，non line of sight）多径分量叠加而成；无人机机体及旋翼的转动还会在近场引入附加散射，进一步加剧信号包络的随机起伏。当低空环境中存在明显遮挡或地面杂波较强、LoS 分量显著受抑时，信道幅度的统计特性可近似用瑞利分布刻画，为此本文以瑞利衰落作为低空无人机测控信道的基本统计模型。

与此同时，低空无人机执行测控任务时相对地面站存在机动与盘旋，收发端的相对运动将引入多普勒频移及展宽；而由于低空各反射路径距离较短、径间时延差较小，信道时延扩展通常远小于符号周期，在本文采用的窄带 GMSK 体制下可视为频率平坦衰落。综合考虑上述多径衰落与快时变特性，并为了聚焦发射分集方法的编码与检测性能分析，本文在基准场景中采用准静态平坦瑞利衰落信道模型，即信道系数在单个数据帧内保持不变、帧间独立变化。

2 发 2 收准静态频率平坦瑞利衰落 MIMO 系统．信道矩阵及接收信号可分别表示为：

$$\boldsymbol{H}=\begin{bmatrix}h_{11} & h_{12}\\ h_{21} & h_{22}\end{bmatrix},h_{ij}\sim CN(0,1)\tag{11}$$

$$\boldsymbol{r}_i^{(t)}=\sum_{j=1}^{2}h_{ij}s_j^{(t)}+n_i^{(t)}(t),i=1,2\tag{12}$$

其中：h_{ij} 为发射天线 j 到接收天线 i 的信道响应，$n_i^{(t)}$ 为噪声项。

在城市间低空无人机测控场景中，地面站与无人机之间的信道通常呈现频率平坦衰落特性[16]。然而，无人机的运动特性和低空复杂电磁环境使信道呈现快时变特性，信道系数在连续帧之间可能发生显著变化。接收端需通过导频符号获取信道状态信息[17-18]（CSI，channel state information）。为聚焦发射分集方法的编码与检测性能分析，本文假设接收端具有理想的 CSI 估计。

2　符号交替空时联合预编码

2.1　设计思路

第 1 节中的 SISO 符号交替差分预编码给出了独立的单天线编解码框架。在 2×2 MIMO 场景下，若两根天线在相同符号时隙独立发送各自数据，则接收端无法通过简单的符号提取直接分离两路信号。为获得空间分集增益，需在发射端引入空时编码，使各天线信号在接收端可通过线性合并正交分离[19-20]。

本文采用块级空时编码方法。将一个 $2N$ 符号的数据帧划分为前、后两个等长块，每块长度为 N。前块（块 1）中两根天线各自独立发送原始数据组；后块（块 2）对原始数据施加 Alamouti 正交重排后分别发送。接收端将两块中对应符号位置的提取值配对，经标准 Alamouti 线性合并恢复原始数据。

块 1 和块 2 的预编码相互独立，块 2 的预编码从零初始相位状态重新开始。这一设计使块间无需相位连续性约束，块 2 可独立选择任意预编码输入序列，且对每块长度 N 没有奇偶约束要求，为 STBC 编码提供了自由度。

2.2　块帧结构与 STBC 编码

设原始数据序列，长度为 $2N$。将其等分为两组：

$$A=\{\alpha_0,\alpha_1,\cdots,\alpha_{N-1}\}=\{d_0,d_1,\cdots,d_{N-1}\}$$

$$B=\{\beta_0,\beta_1,\cdots,\beta_{N-1}\}=\{d_N,d_{N+1},\cdots,d_{2N-1}\} \quad (13)$$

块 1 中两根天线分别发送 A 和 B 预编码后的数据。块 2 的发送数据由 A 和 B 经本文提出的空时编码后，再送入预编码得到。编码规则取决于块内符号位置的提取类型。由 2.3 节提取规则可知，偶数索引符号输出虚部，奇数索引符号输出实部。则块 2 的 STBC 编码映射如表 1 所示。

表 1 块帧结构下 STBC 编码映射

天线	编码输入	符号索引位置	编码输出
天线 1	β_k	偶数	β_k
		奇数	$-\beta_k$
天线 2	α_k	偶数	$-\alpha_k$
		奇数	α_k

表 1 中 STBC 编码映射的含义为，在块 2 中若符号索引为偶数，则天线 1 送入预编码的输入为 β_k，天线 2 送入预编码的输入为 $-\alpha_k$；若索引号为奇数，则天线 1 的预编码输入为 $-\beta_k$，天线 2 的预编码输入为 α_k。

2.3 Alamouti 正交性验证

块 1 和块 2 均采用从零计数开始的局部索引，因此相同位置 k 在两块中具有一致的奇偶性，伪符号位于同一轴向。

经 C_0 匹配滤波并按符号速率采样后，第 i 根接收天线在位置 k 的输出 $r_{i,k}$ 近似等于该位置伪符号的线性叠加。由伪符号简并性可知，奇、偶位置伪符号分别位于实轴和虚轴，故：

情况一：k 为奇数（实轴分布）

块 1 输出：

$$r_{i,k}^{(1)}=h_{i1}\cdot\alpha_k+h_{i2}\cdot\beta_k+n_{i,k} \quad (14)$$

块 2 输出：

$$r_{i,k}^{(2)}=h_{i1}\cdot(-\beta_k)+h_{i2}\cdot(\alpha_k)+n_{i,k} \quad (15)$$

情况二：k 为偶数（虚轴分布）

块 1 输出（j 为伪符号因子）：

$$r_{i,k}^{(1)}=j\cdot(h_{i1}\cdot\alpha_k+h_{i2}\cdot\beta_k)+n_{i,k} \quad (16)$$

块 2 输出（j 为伪符号因子）：

$$r_{i,k}^{(1)}=j\cdot(h_{i1}\cdot\beta_k-h_{i2}\cdot\alpha_k)+n_{i,k} \quad (17)$$

上述两种情况可写成统一形式：

$$\begin{bmatrix}r_{i,k}^{(1)}\\ r_{i,k}^{(2)}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}h_{i1} & h_{i2}\\ -h_{i2} & h_{i1}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\alpha_k\\ \beta_k\end{bmatrix}\cdot\gamma_k+\begin{bmatrix}n_{i,k}\\ \eta_{i,k}\end{bmatrix},$$

$$\gamma_k=\begin{cases}1 & k=2l+1,l\in\mathbb{Z}\\ j & k=2l,l\in\mathbb{Z}\end{cases} \quad (18)$$

在接收端可直接对匹配滤波输出 $r_{i,k}^{(1)}$ 和 $r_{i,k}^{(2)}$ 应用标准 Alamouti 线性合并：

$$\tilde{\alpha}_k=\sum_i\left[h_{i1}^*\cdot r_{i,k}^1+h_{i2}\cdot(r_{i,k}^2)^*\right]$$

$$\tilde{\beta}_k=\sum_i\left[h_{i2}^*\cdot r_{i,k}^1+h_{i1}\cdot(r_{i,k}^2)^*\right] \quad (19)$$

化简可得：

$$\tilde{\alpha}_k=(|h_{i1}|^2+|h_{i2}|^2)\cdot\gamma_k\cdot\alpha_k+n'_k$$

$$\tilde{\beta}_k=(|h_{i1}|^2+|h_{i2}|^2)\cdot\gamma_k\cdot\beta_k+\eta'_k \quad (20)$$

合并结果中，k 为奇数时 $\gamma_k=1$，合并值 $\tilde{\alpha}_k$ 和 $\tilde{\beta}_k$ 为实数；k 为偶数时 $\gamma_k=j$，合并值 $\tilde{\alpha}_k$ 和 $\tilde{\beta}_k$ 为纯虚数。因此只需在合并之后按位置奇偶性提取实部或虚部即可恢复原始数据：

$$\bar{\alpha}_k=\begin{cases}\mathrm{Re}(\tilde{\alpha}_k) & k=2l+1,l\in\mathbb{Z}\\ \mathrm{lm}(\tilde{\alpha}_k) & k=2l,l\in\mathbb{Z}\end{cases},$$

$$\bar{\beta}_k=\begin{cases}\mathrm{Re}(\tilde{\beta}_k) & k=2l+1,l\in\mathbb{Z}\\ \mathrm{lm}(\tilde{\beta}_k) & k=2l,l\in\mathbb{Z}\end{cases} \quad (21)$$

该方法的关键优势在于 Alamouti 合并方式与标准的正交相移键控（QPSK，quadrature phase shift keying）+Alamouti[21]方法完全一致，仅在合并后进一步按奇偶符号提取数据即可。上述推导表明，本文的核心创新在于利用伪符号的相位周期性与预编码的耦合效应，将原本在波形层实现的 Alamouti 正交条件巧妙地映射至 PAM 符号层。这一映射的数学等价性由 Laurent 分解的线性结构严格保证，不会引入额外的近似误差。相比在波形层强制施加瞬时正交条件导致频谱展宽的方法，本文方法本质上不改变 GMSK 调制器的连续相位生成过程，因此具有天然的频谱保持优势。

2.4 发射机关键流程

发射处理流程包含 3 步：

1）数据分组与 STBC 编码：将长度为 $2N$ 的原始数据序列等分为 A 和 B 两组。块 1 中天线 1 预编码器输入 A，天线 2 预编码器输入 B。块 2 按表 1 对 A 和 B 施加 STBC 编码后输入各天线的预编码器。其中长度 N 的选择需在分集增益与处理延迟之间权衡。较大的 N 有利于降低块间边界损失在整帧中的占比，但会增加发射端数据缓存需求和系统处理时延，同时在快变信道条件下可能影响帧内信道恒定性假设的准确性。

2）独立预编码：两路天线的完整数据序列（块 1 与块 2）分别送入独立的 SISO 符号交替差分预编码器。块 2 的预编码独立起始，以新序列的首元素为初始数据，从零初始相位状态开始递推。

3）GMSK 调制：两路预编码输出分别送入标准 GMSK 连续相位调制器，通过 NCO/DDS 生成连续相位基带信号。

2.5 接收机关键流程

接收机流程包含 4 个步骤。

1）C_0 匹配滤波：接收信号经 Laurent 主脉冲 $C_0(t)$ 对应的匹配滤波器后，按符号速率采样，得到 $r_{i,k}^1$ 和 $r_{i,k}^2$。

2）块间 Alamouti 合并：将两根天线在块 1 和块 2

对应位置 k 的 $r_{i,k}^1$ 和 $r_{i,k}^2$ 直接送入标准 Alamouti 线性合并器，利用信道估计值 h_{ij} 计算合并值 $\tilde{\alpha}_k$ 和 $\tilde{\beta}_k$。

3）奇偶符号提取：根据位置索引的奇偶性，从合并值中提取数据，k 为奇数时取实部，k 为偶数时取虚部。

4）硬判决：对提取值执行符号判决 $\mathrm{sign}(\tilde{\alpha}_k)$ 和 $\mathrm{sign}(\tilde{\beta}_k)$，恢复原始数据 d_k 和 d_{k+1}。

3　性能分析

3.1　编码增益损失分析

与理想采用 QPSK（单载波，无脉冲成形）方法相比，本文方法的编码增益损失来源于 3 个独立的因素。

1）Laurent 主分量近似损失：接收端仅采用 C_0 匹配滤波器，忽略了高阶 Laurent 分量所携带的能量。对于 $BT=0.3$ 的 GMSK 信号，C_0 的能量占比约为 99.5%，对应约 0.022 dB 的能量损失。其余高阶分量作为未匹配的残余干扰出现在匹配滤波器的输出中，其功率水平低于噪声功率，在高信噪比区域可能形成轻微的误码平层。

2）符号提取简化损失：文献［5］的最优接收方法采用 4 状态维特比译码器进行最大似然序列检测，利用 GMSK 的部分响应记忆特性获得序列级路径累积增益。本文方法将接收过程简化为逐符号硬判决，舍弃了维特比译码带来的序列检测增益。对于 $BT=0.3$，该简化导致约 0.3～0.5 dB 的增益损失，但该损失在 MIMO 场景下可通过分集增益予以弥补。

3）块间独立预编码损失：块 2 的预编码独立于块 1 重新起始，使得块 1 最后一符号与块 2 第一符号之间失去了相位连续性，破坏了伪符号简并性在块边界的延续。这导致块 2 第一符号的提取值存在瞬态偏差。通过选取较大的 N 值这一边界损失在帧中的占比可忽略不计。一般无人机测控跳频通信跳速要求在 5 000 跳/秒以上，而一个块对应一个跳频脉冲，因此单块持续时间约 200 μs，此时块长通常大于 400，满足较大取值条件。当传输速率过低，单块长度 N 较小（100 以下）时可将块间 L 个符号舍去不用，以规避该影响。其中 L 为 GMSK 调制的关联长度。

综合上述 3 项因素，对于 $BT=0.3$，关联长度 $L=5$ 时，本文方法的编码增益损失约为 0.3～0.6 dB，即在 $BER=10^{-4}$ 处本文方法所需信噪比较 QPSK＋Alamouti 方法提高约 0.3～0.6 dB。

3.2　频谱特性

本文方法中，发射端联合编码器的输出序列仍为等概±1 分布，经标准 GMSK 连续相位调制后生成恒包络信号。由于预编码仅对数据序列施加了符号交替与差分处理，改变了相邻符号间的顺序关系而未改变其统计分布，因此发射信号的功率谱密度与标准 GMSK 信号完全一致。文献［5］已证明该预编码方法具有频谱保持性，不会引起频谱展宽或带外辐射增加。作为对比，波形层操作方法［11］虽然可实现空时编码，但由于其直接使用主脉冲叠加操作，破坏了原有的相位轨迹连续性，导致了明显的频谱展宽和带外辐射增加；L2-OST-CPM 方法[9]虽通过放松正交约束抑制了部分展宽，但仍有有限的频谱退化。本文方法在频谱特性方面具有本质优势。

3.3　接收机复杂度分析

表 2 对比了多种方法在匹配滤波器数量、最大似然序列估计需求和合并计算量 3 个维度的接收机复杂度。本文方法在匹配滤波器方面与 SISO GMSK 维特比方法[5]相同（采用 Laurent 主脉冲 C_0 匹配滤波），但完全省去了维特比译码器，代之以标准的 Alamouti 线性合并。与 QPSK＋Alamouti 方法相比，仅匹配滤波器形式不同（Laurent 脉冲与根升余弦），而合并与判决部分完全一致。综合而言，本文方法的接收机复杂度介于传统 SISO GMSK 维特比检测与 QPSK＋Alamouti 方法之间，具有良好的工程实现可行性。

表 2　接收机复杂度对比

方法	匹配滤波	MLSE	合并
QPSK＋Alamouti	$O(L)$	—	$O(1)$
本文方法	$O(L)$	—	$O(1)$
TC-ST-CPM[10]	$O(L)$	$O(M^L)$	—
Xian 方法[11]	$O(L)$	$O(M^L)$	$O(1)$＋＋

上述复杂度对比建立在定时同步理想的条件上。当前工程上 GMSK 信号同步一般采用基于训练序列的时频同步方法，上述方法均采用相同训练序列结构和相同接收同步算法，处理复杂度一致。

4　性能仿真

本节通过 Monte Carlo 仿真对第 3 节的性能分析进行定量验证。仿真参数列于表 3，所有仿真均以准静态频率平坦瑞利衰落信道为基准场景，信道系数在每帧内保持不变、帧间独立变化。

表 3　仿真参数

项目	数值
调制方式	GMSK(BT=0.15、0.3、1.0)
天线配置	2 发 1 收，2 发 2 收
信道模型	准静态瑞利平坦衰落
接收方法	C_0 匹配滤波＋符号提取＋Alamouti 合并
蒙特卡洛	每 SNR 1×10^6 帧
E_b/N_0	−2～24 dB

图 1 仿真对比了 SISO GMSK（预编码＋维特比检测[5]）、QPSK＋Alamouti（2 发 2 收）、本文方法（2 发 1 收）、本文方法（2 发 2 收）在准静态平坦瑞利衰落信道下的接收性能。仿真中，每帧数据包含 500 个独立 GMSK 符号，Monte Carlo 仿真次数为 10^6 次。信道为准静态频率平坦瑞利衰落模型，每帧内信道系数保持不变，帧间独立变化。接收端假设具有理想的信道状态信息和符号定时同步。SISO GMSK 方法采用 4 状态维特比检测，QPSK＋Alamouti 方法采用根升余弦成型（滚降系数 $\alpha=0.35$），本文方法采用 Laurent 主脉冲匹配滤波与 Alamouti 线性合并。

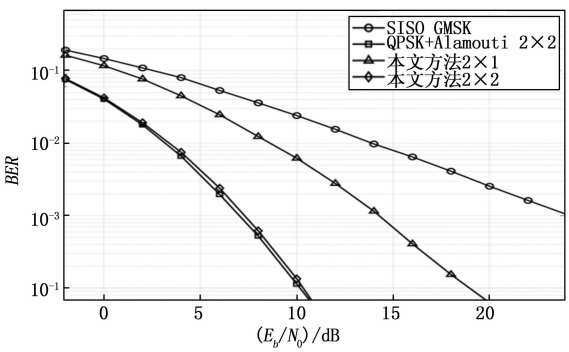


图 1 准静态瑞利衰落信道下 BER 性能对比

本文方法 2 发 2 收（对应分集阶数 4）的 *BER* 曲线斜率在高信噪比区域显著大于 SISO 方法。在 $BER=10^{-4}$ 处，与 QPSK＋Alamouti 基线的对比，性能差距约 0.4 dB，与 4.1 节的理论估计一致，说明了联合空时预编码的有效性。

如图 2 所示，在 $BT=0.15$、0.3 和 1.0 三个典型参数下对比本文方法（2 发 2 收）的 BER 性能，以评估 Laurent 主分量近似误差对系统的影响。BT 值增大意味着高斯预调制滤波的带宽更宽，频率脉冲 $g(t)$ 的时间拖尾缩短（L 减小），Laurent 分解中各 PAM 脉冲之间的时域重叠程度降低，C_0 主分量近似的精度随之提高。$BT=0.3$ 时，基于主分量的分集增益与 $BT=1.0$ 时几乎无差距，已趋近最大；随着 BT 值降低，基于主分量的分集增益显著下降，$BT=0.15$ 下降约 7 dB。此外，在不同 BT 值下，Laurent 主分量的能量占比也有所不同。当 $BT=0.5$ 时，主分量能量占比超过 99.8%，高阶分量的影响几乎可以忽略；当 $BT=0.25$ 时，主分量能量占比降至约 98.5%，高阶分量的贡献有所增大。在实际系统中选择 BT 值时需综合考虑频谱紧致性与检测精度。

图 3 仿真对比了本文方法（完整 GMSK 调制，$BT=0.3$），本文方法（完整 GMSK 调制，$BT=0.15$），Xian 方法[11]（C_0 脉冲线性叠加发射，$BT=0.3$），Xian 方法[11]（C_0 脉冲线性叠加发射，$BT=0.15$）以及 ST-BC QPSK 2 发 2 收（根升余弦成型，滚降系数 $\alpha=0.35$，参考基准）5 种方法在相同发射条件下的峰均比（PAPR，peak-to-average ratio）互补累积分布函数（CCDF，complementary cumulative distribution function）曲线。

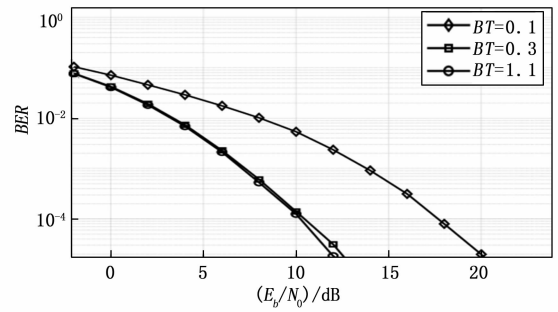


图 2 不同 BT 值下本文方法（2 发 2 收）的 *BER* 性能对比

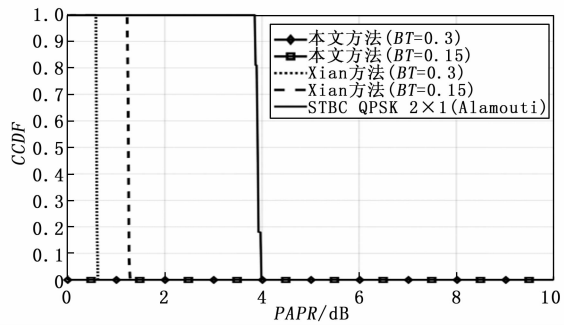


图 3 不同方法 PAPR 性能对比

本文方法（完整 GMSK 调制）在 $BT=0.3$ 和 $BT=0.15$ 两种参数下的 PAPR 均接近 0 dB，验证了该方法能够完整保持 GMSK 恒包络特性。两条曲线几乎重合，表明 BT 值的变化不影响本文方法的 PAPR 性能。Xian 方法[11]采用 C_0 脉冲线性叠加发射信号，其恒包络特性随 BT 值变化显著，在 $BT=0.15$ 时（C_0 能量占比约 95%），高阶 Laurent 分量的缺失导致信号幅度波动加剧，PAPR 增大至约 1.5 dB。这一结果表明，Xian 方法在窄带场景下面临明显的 PAPR 退化，而本文方法不受 BT 值影响。在实际工程应用中本文方法的 PAPR 优势可直接转化为发射功率效率的提升。

5 结束语

本文以 Tsai-Lui 符号交替差分预编码[5]为理论基础，将其扩展至 2×2 MIMO 场景并与 Alamouti 正交空时编码相融合。通过 Laurent 分解将 GMSK 信号映射至 PAM 表示域，利用伪符号的相位周期性与符号交替预编码的耦合关系，在 PAM 域构建了满足 Alamouti 正交条件的等效符号矩阵。发射端采用标准 GM-

SK 连续相位调制，接收端仅需 C_0 主脉冲匹配滤波、Alamouti 合并、符号提取和硬判决四步，无需最大似然序列估计。理论分析和仿真表明，本方法在准静态瑞利衰落信道下可获得满四阶分集增益，编码增益损失约为 0.4 dB，具有频谱和包络保持性，且接收机复杂度较低，有利于工程实现。未来可进一步研究全响应 CPM 和更高阶调制的 MIMO 场景下的联合空时预编码构建方法。

从工程实施层面看，发射端仅需增加一路预编码器与射频通道，接收端仅需在原有 GMSK 接收机基础上增加 Alamouti 合并处理模块，系统改动量小，风险可控。本方法为现有基于 GMSK 调制的无人机测控链路提供了一条渐进式的空间分集升级路径，可在不改变现有 GMSK 跳频设备架构的前提下灵活引入 MIMO 增益。

参考文献：

[1] 孙婉莹，罗　翔，王圆圆，等. 一种高速跳频无人机自组网终端设计与实现 [J]. 遥测遥控，2023，44 (6)：1 - 10.

[2] HAYKIN S. Communication systems [M]. 5th ed. Hoboken，NJ，USA：Wiley，2009.

[3] KALEH G K. Simple coherent receivers for partial response continuous phase modulation [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications，1989，7 (9)：1427 - 1436.

[4] LAURENT P A. Exact and approximate construction of digital phase modulations by superposition of amplitude modulated pulses (AMP) [J]. IEEE Transactions on Communications，1986，34 (2)：150 - 160.

[5] TSAI K，LUI G L. Binary GMSK：Characteristics and performance [C] // International Telemetering Conference (ITC)，Las Vegas：IFT，1999.

[6] WANG G，XIA X G. An orthogonal space-time coded CPM system with fast decoding for two transmit antennas [J]. IEEE Transactions on Information Theory，2004，50 (3)，486 - 493.

[7] LI Q，LUO S，YAN Q，et al. A space-time coding design for continuous phase modulation over the frequency selective fadingchannel [C] // 2012 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC). Paris：IEEE，2012：241 - 245.

[8] 陈沪东，林　科，赵民建，等. 任意天线下全响应 MIMO-CPM 正交空时码设计 [J]. 浙江大学学报 (工学版)，2009，43 (1)：99 - 102.

[9] HESSE M，LEBRUN J，DENEIRE L. L2 orthogonal space time code for continuous phase modulation [C] // 9th IEEE Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC). Recife：IEEE，2008：401 - 405.

[10] ZHANG X X，FITZ M P. Space-time code design with continuous phase modulation [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications，2003，21 (5)：783 - 792.

[11] XIAN L，PUNNOOSE R，LIU H. Space-time block coded GMSK with low-complexity linear receiver [C] // IEEE International Conference on Communications (ICC)，Istanbul：IEEE，2006：4876 - 4881.

[12] LEI G W，LIU Y A，XIAO X F. Evaluation of bit error probability for CPM MIMO systems in rayleigh channel [J]. Wireless Personal Communications，2015，85：585 - 595.

[13] AULIN T，RYDBECK N，SUNDBERG C E. Continuous phase modulation-part II：partial response signaling [J]. IEEE Transactions on Communications，1981，29 (3)：210 - 225.

[14] 滕　飞，李云涛，廖玉蓉. 一种改进的 GMSK 相干解调方法 [J]. 电讯技术，2020，60 (12)：1463 - 1468.

[15] 陈敬乔，尚春杰，王力男，等. 一种新的 GMSK 调制器的设计与实现方法 [J]. 无线电工程，2014，44 (7)：79 - 82.

[16] 刘海涛，顾新宇，方晓钰，等. 频率选择性衰落信道 DS-CDMA 无人机中继通信系统航迹规划 [J]. 航空学报，2019，40 (7)：322633.

[17] SIMON M K，ALOUINI M S. Digital communication over fading channels [M]. 2nd ed. Hoboken，NJ，USA：Wiley，2005.

[18] 纪金伟，高雷涛，周　云，等. 一种适用于低空多径环境的 MIMO-OFDM 信道估计新方法 [J]. 西安邮电大学学报，2025，30 (3)：11 - 19.

[19] ALAMOUTI S M. A simple transmit diversity technique for wireless communications [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications，1998，16 (8)：1451 - 1458.

[20] RAPPAPORT T S. Wireless communications：principles and practice [M]. 2nd ed. Upper Saddle River，NJ，USA：Prentice Hall，2002.

[21] TAROKH V，JAFARKHANI H，CALDERBANK A R. Space-time block codes from orthogonal designs [J]. IEEE Transactions on Information Theory，1999，45 (5)：1456 - 1467.