

DOI: 10.7652/xjtuxb201912019

衰落信道下的天线选择空时编码方案

汪玲波, 李光球, 钱辉, 陈浩椅, 包建荣
(杭州电子科技大学通信工程学院, 310018, 杭州)

摘要: 针对衰落信道下发射天线选择空时编码方案由于存在反馈延时而导致其误码性能变差的问题,提出了一种非线性高功率放大器下采用最小均方误差信道预测和功率回退法的空时编码方案。首先基于预测信道矩阵和接收端信噪比最大化准则选定发射天线;然后将经过矩形正交幅度调制的信号进行空时编码,编码后的信号再通过非线性高功率放大器放大并由选定的天线发射出去;最后在接收端进行最大比合并、最大似然译码和矩形正交幅度调制的解调后恢复出原始信息。数值计算与仿真结果表明:当功率回退值为 3 dB、归一化延时为 0.02 时,所提方案的编码增益比延时发射天线选择空时编码方案的多约 6.4 dB;当平均误符号率为 10^{-4} 时,采用软包络限幅的功率放大器比固态功率放大器和行波管功率放大器的信噪比分别改善了约 2.3 dB 和 4.5 dB。

关键词: 空时编码;天线选择;衰落信道;信道预测;高功率放大器;平均误符号率

中图分类号: TN911 **文献标志码:** A **文章编号:** 0253-987X(2019)12-0146-07

Space-Time Coding Schemes with Antenna Selection over Fading Channels

WANG Lingbo, LI Guangqiu, QIAN Hui, CHEN Haoyi, BAO Jianrong
(School of Communication Engineering, Hangzhou Dianzi University, Hangzhou 310018, China)

Abstract: Aiming at the problem that the feedback delay can deteriorate the error performance of the space-time coding schemes with transmit antenna selection (TAS) over fading channels, space-time coding schemes with nonlinear high power amplifier are proposed by using minimum mean square error channel predictor and input power back-off technology. Firstly, the transmit antennas are selected based on the predictive channel matrix and the maximization criterion of the signal-to-noise ratio (SNR) at the receiver. Then, the space-time codes are used to encode the signal which is modulated by rectangular quadrature amplitude modulation, and the output of the space-time encoder is amplified by a nonlinear high power amplifier and transmitted by the selected antennas. Finally, the original information is recovered after maximum ratio combination, maximum likelihood decoding, and rectangular quadrature amplitude demodulation at the receiver. Numerical and simulation results show that when the value of input power back-off is 3 dB and the normalized delay is 0.02, the proposed scheme can achieve about 6.4 dB coding gain compared with the space-time coding schemes with delayed TAS, and when average symbol error rate is 10^{-4} , the proposed scheme which uses power amplifier with soft envelope limitation can improve SNR by about 2.3 dB and 4.5 dB compared with the proposed schemes that use the solid-state power amplifier and the traveling wave tube power amplifier, respectively.

Keywords: space-time code; antenna selection; fading channel; channel prediction; high power amplifier; average symbol error rate

正交空时分组码(OSTBC)可以提高多输入多输出(MIMO)无线通信系统的传输可靠性^[1-2],采用组合发射天线选择(TAS)^[3]和 OSTBC 方法^[4-8]可以进一步提高在 MIMO 衰落信道下的误码性能。文献[4-7]分别研究了 TAS-OSTBC 在瑞利衰落信道下的容量,在正交幅度调制(QAM)、矩形 QAM(RQAM)调制下的误码性能,以及在无线传感网中的性能,发现 TAS-OSTBC 获得优异性能的前提是发送端需知晓接收端的即时信道状态信息(CSI)。然而,由于接收机的 CSI 从接收机传输到发射机需要时间,同时发射机和接收机的信号处理过程也需要时间,因此在设计 TAS-OSTBC 无线系统时需要考虑反馈延时对其性能的影响^[8-14]。此外,接收机的 CSI 通常是通过在发送信号帧结构中插入正交导频来进行信道估计后得到的,但信道估计也存在误差^[11-14]。文献[8]研究了采用延时发射天线选择(TASD)的 OSTBC 编码无线通信系统的误码性能;文献[9-10]分别研究了瑞利衰落信道和 Nakagami 衰落信道下存在反馈延时和信道估计误差的 TASD-OSTBC 编码无线通信系统的误码性能,结果表明信道延时或/和信道估计误差会恶化其误码性能。

最小均方误差(MMSE)维纳信道预测器是一种改善 MIMO 时间选择性衰落信道中反馈延时影响的有效措施^[11],文献[12-14]将 MMSE 信道预测器应用于预测 TAS(TASP)/接收最大比(MRC)无线系统以及 TASP-OSTBC 之中,研究结果表明上述设计达到了预期的目标。

OSTBC 编码器的输出通常要经过非线性高功率放大器放大后由发射天线发射出去,但是高功率放大器的非线性失真会恶化其性能^[11-12]。常用的高功率放大器有采用理想预失真的软包络限幅器(SEL)、固态功率放大器(SSPA)和行波管放大器(TWTA)这 3 种^[15-16]。同时,为了满足日益增长的无线业务

需求,采用频谱利用率高的 RQAM 调制^[17]。

本文采用输入功率回退法改善高功率放大器的非线性失真,采用 MMSE 信道预测器改善反馈延时对 TASP-OSTBC 无线系统误码性能的影响;推导了 TASP-OSTBC 无线系统在 RQAM 调制下的精确平均误符号率(ASER)表达式,并通过分析其在高信噪比(SNR)下的渐近表达式得到了编码增益和分集增益,研究了收发天线数、信道预测器长度、高功率放大器的输入功率回退值等参数对 ASER 性能的影响。

1 系统模型

1.1 系统描述

考虑如图 1 所示的独立、同分布、时间选择性 MIMO 瑞利块衰落信道下采用 MMSE 信道预测器的 TASP-OSTBC 编码无线系统,其中发射天线数、接收天线数分别为 N_t 和 N_r ,输入信号先经符号周期为 T_s 的 RQAM 调制,然后进行码率为 R_s 的 OSTBC 编码并按块(帧)传输,帧长为 $N_c = N_t + L_Q T$,其中 L_Q 为正整数, T 为 OSTBC 的编码周期。系统的传输帧结构如图 2 所示,图中前 N_t 个符号为按正交设计^[11]、符号能量为 E_p 的导频信号 $S_1, \dots, S_{N_t}$,用于实现信道的估计和预测,后 $(N_c - N_t)$ 个符号为经 OSTBC 编码后的输出信号,OSTBC 编码矩阵的元素为 RQAM 符号及其共轭的线性组合。高功率放大器对编码后的信号进行放大,放大后的信号由选定的 N 根天线发射出去。发射天线选择方案将在 1.3 节中详述。

SEL、SSPA 与 TAWA 这 3 种非线性高功率放大器的幅度调制(AM)/AM 的变换表达式分别由式(1)~式(3)^[16]给出

$$F(r) = \begin{cases} |r|, & |r| \leq A_{\text{sat}} \\ A_{\text{sat}}, & \text{其他} \end{cases} \tag{1}$$

$$F(r) = |r| [1 + (|r|/A_{\text{sat}})^{2u}]^{-0.5/u} \tag{2}$$

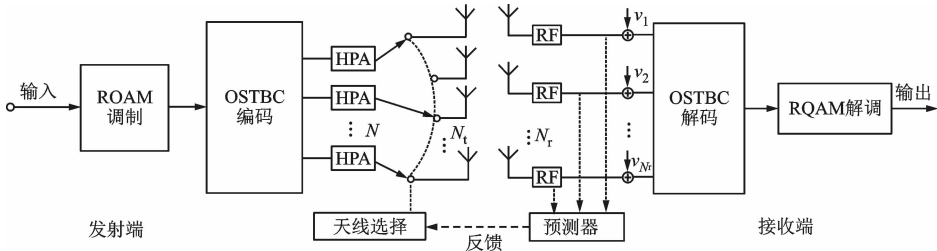


图 1 TASP-OSTBC 无线系统方框图

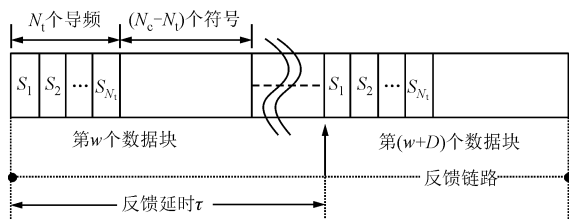


图2 TASP-OSTBC 无线系统的传输帧结构

$$F(r) = A_{\text{sat}}^2 |r| / (|r|^2 + A_{\text{sat}}^2) \quad (3)$$

式中: $F(r)$ 、 r 分别为非线性高功率放大器的输出信号与输入信号的包络; A_{sat} 为 SEL 的输入饱和幅度; u 是 SSPA 中的控制线性区到饱和区转换的平滑因子。

功率回退法是改善高功率放大器非线性失真的一种有效方法,其输入功率回退值由 $I = A_{\text{sat}}^2 / P_{\text{in}}$ 来度量,其中 $P_{\text{in}} = E[r^2]$ 为非线性高功率放大器输入信号的平均功率, $E[\cdot]$ 表示求数学期望。使用 Bussgang 的高功率放大器的线性化分析理论,非线性高功率放大器的输出信号 $\hat{x}$ 与其输入信号 x 的关系可建模为 $\hat{x} = K_0 x + d^{[16]}$, 其中 K_0 为与 x 有关的线性特性参数, d 为与 x 无关的非线性特性参数,服从均值为 0、方差为 σ_d^2 的复高斯分布,记为 $\text{CN}(0, \sigma_d^2)$, $\sigma_d^2 = E[F^2(r)] - |K_0|^2 E[r^2]$, $E[F^2(r)] = \sigma_d^2 + |K_0|^2 E[r^2]$ 为非线性高功率放大器的输出信号功率。在上述 3 种非线性高功率放大器中, K_0 和 d 的参数值由文献[16]中的式(17)~式(19)给出。

接收端经 MRC 合并、最大似然译码和逐 RQAM 符号检测后,恢复出原始输入数据的估值。上述 TASP-OSTBC 无线系统简记为 $(N_t, N; N_r)$ 。

1.2 信道模型与信道预测

本文采用文献[11-12]中的 Jakes 信道模型, $\hat{h}_{li}(\omega)$ 为第 i 根发射天线和第 l 根接收天线之间的信道增益, $l=1, \dots, N_r$, $i=1, \dots, N_t$, 彼此相互独立且均服从 $\text{CN}(0, 1)$ 分布, 则 $E[\hat{h}_{li}(\omega) \hat{h}_{li}^*(\omega - \tau)] = J_0(2\pi f_D \tau)$, 其中 $(\cdot)^*$ 表示复共轭, f_D 为多普勒频移; $\tau = DN_c T_s$ 为反馈延时, D 为正整数, $J_0(\cdot)$ 是第一类零阶 Bessel 函数, 与第 w 个数据块对应的实际信道矩阵为 $\tilde{\mathbf{H}}(w) = [\hat{h}_{li}(w)]$ 。假定每根接收线上的加性白高斯噪声(AWGN)均相互独立, 且服从 $\text{CN}(0, N_0)$ 分布。

采用文献[14]中的预测长度为 L_p 的 MMSE 维纳信道预测器来完成对信道的预测以减轻反馈延时对 TASP-OSTBC 无线系统误码性能的影响, 则第 $(w+D)$ 个数据块的实际信道系数 $\tilde{h}_{li}(w+D)$ 为预测信道系数 $\hat{h}_{li}(w+D)$ 与信道估计误差之和, 信道

预测器的性能指标之一为实际信道增益和预测信道增益的归一化功率相关系数 $\rho = \mathbf{r}^H [\mathbf{R}]^{-1} \mathbf{r}$, $L_p \times 1$ 维矢量 $\mathbf{r}$ 和 $\mathbf{R}$ 的各元素值可由文献[11]的式(10)和式(11)给出。

1.3 基于信道预测的发射天线选择与编码

基于信道预测矩阵 $\hat{\mathbf{H}}(w+D)$ 的发射天线选择和正交空时编码过程如下: 计算 $\hat{\mathbf{H}}(w+D)$ 各列的 Frobenius 范数, 并按从大到小进行排序, 得到经重新排序后的预测信道矩阵 $\mathbf{H}_p$, 保留 $\mathbf{H}_p$ 的前 N 列、删除其后 $N_t - N$ 列, 选择与 $\mathbf{H}_p$ 的前 N 列相对应的 N 根发射天线进行码率为 R_s 的正交空时分组编码, 其输出加至各非线性高功率放大器的输入端。假定与 $\mathbf{H}_p$ 对应的实际信道矩阵为 $\mathbf{H}$ 。

1.4 等效系统模型和矩生成函数

假定 OSTBC 编码器的输入总功率为 P , 则图 1 所示系统可等效为以下单输入单输出系统^[15]

$$y = \hat{\eta} \|\mathbf{H}\|_F^2 \hat{x} + v \quad (4)$$

式中 $\hat{x}$ 为高功率放大器放大后的输出信号, $\hat{\eta}$ 为与 OSTBC 有关的常数, $\|\cdot\|_F^2$ 表示 Frobenius 范数, 噪声 v 服从 $\text{CN}(0, \hat{\eta} \|\mathbf{H}\|_F^2 N_0)$ 分布。令 $c = 1/(R_s N)$, 则接收端 MRC 合并器输出信噪比 $\gamma_g = \|\mathbf{H}\|_F^2 \bar{\gamma}_A$, 其中 $\bar{\gamma}_A = E[F^2(r)]/N_0 = c(|K_0|^2 + \sigma_d^2/P)\gamma$, $\bar{\gamma} = P/N_0$ 。

令 $M = N_r N$, 利用 γ_g 的矩生成函数(MGF)与预测信噪比的 MGF 之间的关系, 并采用与文献[14](或文献[9])中相似的推导过程以及文献[18]中的次序统计特性, 可推得 γ_g 的 MGF 表达式为

$$\Phi(s) = \sum_{i,k} f_1(N_t, N, N_r) \frac{(i_N)!}{N^{i_N+1}} \phi_s(M, \bar{\gamma}_A) + \sum_{i,k,j,n} f_2(N_t, N, N_r) \left(\sum_{m=1}^{r_N} P_m \phi_s(m, \bar{\gamma}_A) + \sum_{\vartheta=1}^{c_N} D_{\vartheta} \phi_s(\vartheta, \eta_j) \right) \quad (5)$$

其中, P_m 和 D_{ϑ} 的表达式为

$$P_m = \frac{(\bar{\gamma}_A)^{-r_N}}{(r_N - m)!} \frac{\partial^{r_N - m}}{\partial s} \left[\frac{(1 + s(1 - \rho)\bar{\gamma}_A)^{c_{nj}}}{(1 + \eta_j s)^{c_N}} \right]_{s = -\frac{1}{\bar{\gamma}_A}} \quad (6)$$

$$D_{\vartheta} = \frac{(\eta_j)^{-c_N}}{(c_N - \vartheta)!} \frac{\partial^{c_N - \vartheta}}{\partial s} \left[\frac{(1 + s(1 - \rho)\bar{\gamma}_A)^{c_{nj}}}{(1 + s\bar{\gamma}_A)^{r_N}} \right]_{s = -\frac{1}{\eta_j}} \quad (7)$$

$$\phi_s(L, \mu) = (1 + s\mu)^{-L} \quad (8)$$

$$\sum_{i,k} f_1(N_t, N, N_r) = \binom{N_t}{N} \frac{N}{(\Gamma(N_r))^N} \sum_i a(N_r, i) \prod_{k=1}^{N-1} \frac{i_k!}{k^k} \quad (9)$$

$$\sum_{i,k,j,n} f_2(N_t, N, N_r) = \sum_{i,k} f_1(N_t, N, N_r) \sum_{j=1}^{N_t-N} \binom{N_t-N}{j} \cdot (-1)^j \sum_{n \in \Omega} \frac{j!}{n_0! \cdots n_{N_r-1}!} \frac{(c_{nj} + i_N)!}{(N+j)^{c_N} A_{nj}} \quad (10)$$

式中: $\eta_i = [N+j(1-\rho)]\bar{\gamma}_A/(N+j)$; $a(N_r, i)$ 为多项式 $(x_1 + x_2 + \cdots + x_N)^{N_r-1} \cdots x_N^{N_r-1}$ 中 $x_1^{i_1} x_2^{i_2} \cdots x_N^{i_N}$ 的系数; $i = (i_1, i_2, \cdots, i_N)$; Ω 表示非负整数 $n_0, n_1, \cdots, n_{N_r-1}$ 满足 $\sum_{k=1}^{N_r-1} n_k = j$ 所有组合的集合; $c_N = c_{Nj} + i_N + 1$; $c_{nj} = \sum_{k=1}^{N_r-1} kn_k$; $r_N = t + N - 1$, $t = \sum_{k=1}^{N-1} i_k$; $A_{nj} = \prod_{k=1}^{N_r-1} (k!)^{n_k}$.

下面考虑 2 种特殊情形: ① 令 $K_0 = 1, \sigma_d^2 = 0, \rho = J_0^2(2\pi f_d \tau)$, 则式(5)可以退变为文献[9]中采用 TASP-OSTBC 编码时 γ_g 的 MGF, 且与文献[9]中式(17)的结果一致; ② 对于情形①中的场景, 若再令反馈延时为 0, 即 $\tau = 0$, 此时 $\rho = 1$, 式(4)可以退变为文献[5]中理想 CSI 下采用 TAS-OSTBC 编码时 γ_g 的 MGF, 且与文献[5]中的式(5)一致。

2 精确误码性能

在 AWGN 信道下采用相干检测的 $M_1 \times M_Q$ 矩形 RQAM 调制的条件误符号率表达式为^[17]

$$P_s(e | \gamma) = 2p_1 Q(a_1 \sqrt{\gamma}) + 2p_2 Q(a_2 \sqrt{\gamma}) - 4p_1 p_2 Q(a_1 \sqrt{\gamma}) Q(a_2 \sqrt{\gamma}) \quad (11)$$

式中: $a_1 = \sqrt{6/((M_1^2-1)+(M_Q^2-1)\eta^2)}$; $p_1 = 1 - 1/M_1$; $p_2 = 1 - 1/M_Q$; $a_2 = \eta a_1$. 设 d_1 和 d_Q 分别是同相和正交信号分量之间的最小欧式距离, 则 $\eta = d_Q/d_1$.

令 $\delta_1 = \arctan(a_1/a_2)$, $\delta_2 = \arctan(a_2/a_1)$, 利用 MGF 法和文献[17]中的式(8)~式(10), 可推得瑞利衰落信道下采用非线性高功率放大器的 TASP-OSTBC 无线系统的 ASER 为

$$P_s(e) = \frac{2}{\pi} \sum_{q=1}^2 \left(p_q \int_0^{\pi/2} \Phi(f_q(\theta)) d\theta - p_1 p_2 \int_0^{\delta_q} \Phi(f_q(\theta)) d\theta \right) \quad (12)$$

式中: $f_q(\theta) = a_q^2/(2\sin^2\theta)$; $q = 1, 2$.

利用文献[17]中的式(11)(12)(13)和式(15)并令衰落系数为 1, 由式(12)可推得

$$P_s(e) = \sum_{i,k} f_1(N_t, N, N_r) \frac{(i_N)!}{N^{i_N+1}} G(M, \bar{\gamma}_A) + \sum_{i,k,j,n} f_2(N_t, N, N_r) \left(\sum_{m=1}^{r_N} P_m G(m, \bar{\gamma}_A) + \sum_{\vartheta=1}^{c_N} D_{\vartheta} G(\vartheta, \eta_j) \right) \quad (13)$$

式中

$$G(L, \mu) = \frac{\Gamma(L+0.5)}{L!} \left\{ \frac{p_1}{\sqrt{\pi}} z_{12}^L F_1(0.5, L; L+1; z_1) + \frac{p_2}{\sqrt{\pi}} z_{22}^L F_1(0.5, L; L+1; z_2) \right\} - \frac{p_1 p_2 a_1 a_2}{\pi R(L+0.5)} \cdot (1+0.5\mu R)^{-L} \{ F_1(1, L, 1; L+1.5; w_1, R_1) + F_1(1, L, 1; L+1.5; w_2, R_2) \} \quad (14)$$

式中: $R = a_1^2 + a_2^2$; $z_p = 2/(2 + a_p^2 \mu)$; $R_p = a_p^2/R$; $w_p = (2 + a_p^2 \mu)/(2 + \mu R)$; $p = 1, 2$; $F_1(\cdot)$ 为高斯超几何函数; $F_1(\cdot)$ 为 Apell 超几何函数^[19].

若令 $K_0 = 1, \sigma_d^2 = 0$, 即采用线性高功率放大器, 此时 $\bar{\gamma}_A = c\bar{\gamma}$, 于是式(13)可以退变为采用线性高功率放大器的 TASP-OSTBC 编码无线系统的 ASER 解析表达式。此外, 式(13)还适用于采用非线性高功率放大器应用场景, 可见本文的结果更具一般性, 且尚未见有研究文献报道。

3 渐近误码性能

式(13)虽然可以对采用非线性高功率放大器的 TASP-OSTBC 编码无线系统的误码性能进行评估, 但其表达式过于复杂。为了明确收发天线数、反馈延时、非线性高功率放大器输入功率回退值以及 MMSE 信道预测器的预测长度等参数对 TASP-OSTBC 无线系统的误码性能、分集增益及编码增益的影响, 下面推导其在高信噪比下的渐近 ASER 性能。

令 $B_p = (1-\rho)^{N_r(N_t-N)}/(\rho)^{N_t N_r}$, 利用文献[20]中的式(21)、式(22)并令衰落系数为 1, 可得预测信噪比的概率密度函数和累积分布函数的近似表达式, 然后采用与推导式(5)相同的步骤, 由近似表达式可推得接收端 MRC 合并器输出符号信噪比 γ_g 在高信噪比下的渐近 MGF 表达式为

$$\Phi_{\gamma_g}^{\infty}(s) = \sum_{i,k} f_3(N_t, N, N_r) B_p (s\bar{\gamma}_A)^{-M} + o(s^{-M}) \quad (15)$$

式中

$$\sum_{i,k} f_3(N_t, N, N_r) = \binom{N_t}{N} \frac{N_r^N}{(N_r!)^{N_t}} \sum_i \left[a(N_r, i) \cdot \right]$$

$$\prod_{k=1}^{N-1} \frac{i_k!}{k^{i_k}} \frac{[N_r(N_t - N) + i_N!]}{N^{N_r(N_t - N) + i_N}} \quad (16)$$

作变量代换 $z = \cos^2 \theta$, 并利用文献[19]中的公式推得

$$\int_0^{\pi/2} \sin^{2\mu} \theta d\theta = \frac{1}{2} B\left(\frac{1}{2}, \mu + \frac{1}{2}\right) \quad (17)$$

式中: $B(\cdot)$ 为 Beta 函数^[19]。

作变量代换 $z = 1 - (\tan^2 \theta)/(a_1/a_2)^2$, 并利用文献[19]的公式推得

$$J(a_1, a_2, L) = \int_0^{\arctan(a_1/a_2)} \sin^{2L} \theta d\theta = 0.5 R_1^{L+1/2} R_2^{1/2} F_1(L+1, 1; L+1.5; R_1)/(L+0.5) \quad (18)$$

利用上式的结果可得

$$J(a_2, a_1, L) = \int_0^{\arctan(a_2/a_1)} \sin^{2L} \theta d\theta = 0.5 R_2^{L+1/2} R_1^{1/2} F_1(L+1, 1; L+1.5; R_2)/(L+0.5) \quad (19)$$

式(18)(19)中的 R_1, R_2 由式(14)给出。

利用 MGF 法并将式(14)代入式(12)中, 可以推得瑞利快衰落信道下采用非线性高功率放大器的 TASP-OSTBC 编码无线系统的渐近 ASER 表达式为

$$P_s^\infty(e) = (G_c \bar{\gamma})^{-M} + o(\bar{\gamma}^{-M}) \quad (20)$$

式中: 编码增益 $G_c = \Lambda_c^{-1/M}$, 且有

$$\Lambda_c = \left[\sum_{i,k} f_3(N_t, N, N_r) \right] B_\rho(c(|K_0|^2 + \sigma_d^2/P))^{-M} \left\{ K(M) \left[\sum_{b=1}^2 \frac{p_b}{\pi} (r_b)^{-M} \right] - \frac{2p_1 p_2}{\pi} \cdot [r_1^{-M} J(a_1, a_2, M) + r_2^{-M} J(a_2, a_1, M)] \right\} \quad (21)$$

其中 $r_b = a_b^2/2, b=1, 2$ 。

由式(21)可知: 在 TASP-OSTBC 编码无线系统的分集增益为 $M = N_r N$, 小于其理想 CSI 场景下的 $N_r N_t$; 编码增益 G_c 受到 N_t, N, N_r, ρ_p 和高功率放大器的 K_0, σ_d^2 等参数的影响。

对于理想 CSI 场景, 令 $\rho_p = 1$, 采用与推导式(21)相同的步骤, 可推得采用非线性高功率放大器的 TASP-OSTBC 编码无线系统的分集增益为 $\bar{M} = N_t N_r$, 此时 Λ_c 变为

$$\hat{\Lambda}_c = \left[\sum_{i,k} f_3(N_t, N, N_r) \right] (c(|K_0|^2 + \sigma_d^2/P))^{-\bar{M}} \cdot \left\{ K(\bar{M}) \left[\sum_{b=1}^2 \frac{p_b}{\pi} (r_b)^{-\bar{M}} \right] - \frac{2p_1 p_2}{\pi} \cdot [r_1^{-\bar{M}} J(a_1, a_2, \bar{M}) + r_2^{-\bar{M}} J(a_2, a_1, \bar{M})] \right\} \quad (22)$$

由式(22)可知: 理想 CSI 下采用非线性高功率放大器的 TASP-OSTBC 无线系统的编码增益 $G_c =$

$\hat{\Lambda}_c^{-1/\bar{M}}$ 受到 $N_t, N_r, K_0, \sigma_d^2$ 等的影响。

4 数值计算与仿真结果

采用与文献[12]相同的参数, 假定 $f_d = 100$ Hz, $T_s = 10^{-6}$ s, 块长 $N_c = 1/(100 f_d T_s)$, $E_p/N_0 = 30$ dB。如未作特殊说明, 非线性高功率放大器均采用 SEL, $I = 10$ dB, 预测长度 $L_p = 5$ 。利用式(13)和式(20)来分析采用 MMSE 信道预测器和 RQAM 调制的 TASP-OSTBC 无线通信系统的精确 ASER 和渐近 ASER 性能, 结果如图 3~图 5 所示。

图 3 给出了不同归一化延时下采用 4×2 QAM 调制的 TASP-OSTBC 无线系统的编码增益数值计算结果, 其中 $(N_t, N, N_r) = (4, 2, 1)$ 。由图 3 可知: ①当归一化延时为 0.02, $L_p = 3, 5, 7$ 时, 线性高功率放大器下 TASP-OSTBC 无线通信系统的编码增益值分别为 12.8 dB、16.1 dB、17.8 dB; ②高功率放大器的非线性失真恶化了 TASP-OSTBC 无线系统的编码增益, 如当归一化延时为 0.02, $L_p = 5$ 时, 非线性失真使编码增益值较对应的线性失真恶化了约 0.9 dB; ③MMSE 信道预测器是通过增大编码增益来改善非线性高功率放大器下天线选择空时分组码在低归一化时延下的误码性能的, 如当归一化延时为 0.02, $I = 3$ dB 时, 较未采用信道预测器的 TASP-OSTBC 编码方案有约 6.4 dB 的编码增益。

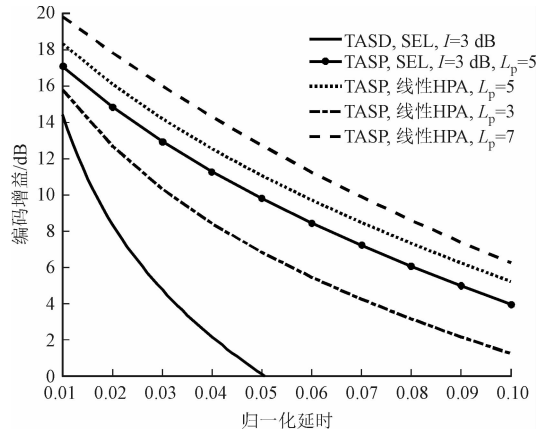


图 3 编码增益随归一化延时的变化曲线

图 4 给出了存在反馈延时场景下采用 4×2 QAM 调制的 TASP-OSTBC 无线系统的误码性能, 其中归一化延时为 0.1, $N = 3$ 时采用 H_3 码。由图 4 可知: ①在高信噪比下, 渐近 ASER 曲线能很好地接近其精确 ASER 曲线; ②采用天线选择能有效改善其误码性能, 如当 ASER 为 10^{-6} 时, $(4, 2; 1)$ TASP-OSTBC 无线系统所需信噪比要比相应的 $(2, 2; 1)$ 低约 12.5 dB; ③ TASP-OSTBC 无线通信

系统的分集增益为 $N_t N_r$, 且与 N_t 无关, 如 (4, 2; 1) TASP-OSTBC 的分集增益为 2; ④当 N_t 和 N_r 一定时, 增大 N_r , 可以增加接收分集增益, 其误码性能随之得到改善。

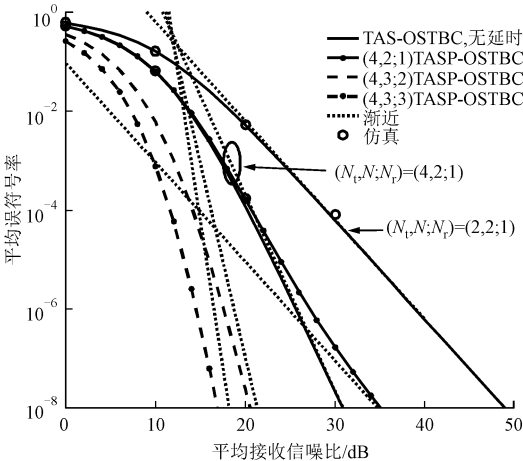


图 4 TASP-OSTBC 编码的 4×2QAM 误码性能

图 5 给出了不同输入功率回退值 I 和不同非线性高功率放大器下采用 TASP-OSTBC 编码的 ASER 性能曲线, 其中 $(N_t, N_r, N_p) = (4, 2; 1)$, 归一化延时为 0.02。由图 5 可知: ①输入功率回退 I 越大, 系统的误码性能越好, 如当采用 SEL 且 ASER 为 10^{-4} 时, $I=3$ dB 的 $\bar{\gamma}$ 要比 $I=1$ dB 的 $\bar{\gamma}$ 改善约 0.9 dB; ②在相同条件下 SEL 对系统的 ASER 影响最小, 相比 SEL 采用 SSPA 和 TWTA 时的误码性能更差。如当 ASER 为 10^{-4} 且 $I=3$ dB 时, SSPA 和 TWTA 模型所需的 $\bar{\gamma}$ 要比 SEL 恶化约 2.3 dB 和 4.5 dB。

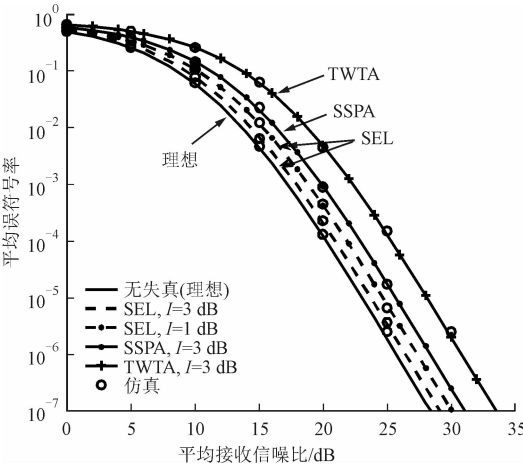


图 5 3 种非线性高功率放大器下 4×2QAM 的 ASER 性能

由图 4、图 5 可知: 非线性高功率放大器下采用 RQAM 调制的 TASP-OSTBC 无线系统的 ASER

的精确理论计算结果与仿真结果相吻合, 其渐近 ASER 结果在高信噪比下接近精确值, 从而验证了精确理论分析的正确性和渐近理论分析的准确性。

5 结 论

本文推导了瑞利快衰落信道下采用非线性高功率放大器的 TASP-OSTBC 无线系统的精确及渐近 ASER 表达式, 并分析了不同收发天线数、反馈延时、输入功率回退值以及 MMSE 信道预测器的预测长度等对其误码性能的影响。理论和仿真结果均表明: ①反馈延时的存在使得采用 TASP-OSTBC 编码的无线通信系统的分集增益降低, 但信道预测器能够提高编码增益从而改善其误码性能; ②高功率放大器的非线性失真恶化了采用 TASP-OSTBC 编码的无线通信系统的编码增益, 从而导致了其误码性能恶化; ③在 3 种非线性高功率放大器中 SEL 对 TASP-OSTBC 编码的误码性能影响最小。本文研究结果可为设计采用非线性高功率放大器的 TASP-OSTBC 编码无线系统提供理论依据。

参考文献:

[1] 拉森·艾里克·G, 斯托卡·彼得. 无线通信中的空时分组编码 [M]. 任品毅, 译. 西安: 西安交通大学出版社, 2006: 80-81.

[2] 蒋涉权, 王晶, 彭超. MIMO 系统中空时编码性能仿真和分析 [J]. 电信科学, 2015, 31(2): 1-8.

JIANG Shequan, WANG Jing, PENG Chao. Simulation and analysis on performance of spacetime coding in MIMO [J]. Telecommunications Science, 2015, 31(2): 1-8.

[3] 李晓峰, 王磊, 张晓阳. 获得天线选择分集的空移键控调制算法 [J]. 西安交通大学学报, 2013, 47(8): 98-103.

LI Xiaofeng, WANG Lei, ZHANG Xiaoyang. A space shift keying modulation for antenna selection diversity [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2013, 47(8): 98-103.

[4] KAVIANI S, TELLAMBURA C. Closed-form BER analysis for antenna selection using orthogonal space-time block codes [J]. IEEE Communications Letters, 2006, 10(10): 704-706.

[5] PHAN K T, TELLAMBURA C. Capacity analysis for transmit antenna selection using orthogonal space-time block codes [J]. IEEE Communications Letters, 2007, 11(5): 423-425.

[6] 李光球, 江林超. 发射天线选择空时分组码的误符号

- 率分析 [J]. 电波科学学报, 2010, 25(2): 291-296.
- LI Guangqiu, JIANG Linchao. Symbol error probability analysis for transmit antenna selection using orthogonal spacetime block codes [J]. Chinese Journal of Radio Science, 2010, 25(2): 291-296.
- [7] 徐凌伟, 张浩, 吴春雷, 等. 基于 TAS/STBC 方案的无线传感器网络系统的性能分析 [J]. 传感技术学报, 2014, 27(2): 948-955.
- XU Lingwei, ZHANG Hao, WU Chunlei, et al. Performance analysis of wireless sensor network systems based on TAS/STBC scheme [J]. Chinese Journal of Sensors and Actuators, 2014 27(2): 948-955.
- [8] CHAUHAN S S, KUMAR S. Performance analysis of multiuser diversity on OSTBC MIMO systems with antenna selection in the presence of feedback delay CSI [J]. Wireless Personal Communications, 2017, 92(2): 695-710.
- [9] YU X, XIA X, LEUNG S, et al. Performance analysis of MIMO systems with arbitrary number transmit antenna selection and OSTBC in the presence of imperfect CSI [J]. Science China: Information Sciences, 2016, 59(8): 1-16.
- [10] YU X, XU W, LEUNG S H. Unified performance analysis of transmit antenna selection with OSTBC and imperfect CSI over Nakagami-m fading channels [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2018, 67(1): 494-508.
- [11] ZHOU S, GIANNAKIS G B. How accurate channel prediction needs to be for transmit-beamforming with adaptive modulation over Rayleigh MIMO channels? [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2004, 3(4): 1285-1294.
- [12] PRAKASH S, MCLOUGHLIN I. Effects of channel prediction for transmit antenna selection with maximal-ratio combining in Rayleigh fading [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2011, 60(6): 2555-2568.
- [13] 李光球, 王思婷. 信道预测联合收发分集的正交信号误码性能 [J]. 电信科学, 2017, 33(5): 29-38.
- LI Guangqiu, WANG Siting. Performance analysis of orthogonal signals with TASP/MRC diversity [J]. Telecommunications Science, 2017, 33(5): 29-38.
- [14] 汪玲波, 李光球, 钱辉. 信道预测和天线选择的空时码 DE-QPSK 误码性能分析 [J]. 通信技术, 2018, 51(8): 1791-1796.
- WANG Lingbo, LI Guangqiu, QIAN Hui. Symbol error rate performance of DE-QPSK with predictive transmit antenna selection and orthogonal space-time block code [J]. Communications Technology, 2018, 51(8): 1791-1796.
- [15] QI J, AISSA S. Analysis and compensation of power amplifier nonlinearity in MIMO Transmit diversity systems [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2010, 59(6): 2921-2931.
- [16] BALTI E, GUIZANI M. Impact of non-linear high power amplifiers on cooperative relaying systems [J]. IEEE Transactions on Communications, 2017, 65(10): 4163-4175.
- [17] LEI X, FAN P, HAO L. Exact symbol error probability of general order rectangular QAM with MRC diversity reception over Nakagami-m fading channels [J]. IEEE Communications Letters, 2007, 11(12): 958-960.
- [18] MA Y, CHAI C C. Unified error probability analysis for generalized selection combining in Nakagami fading channels [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2000, 18(11): 2198-2210.
- [19] JEFFERY A, ZWILLONGER D. Table of integrals, series, and products [M]. Pittsburgh, PA, USA: Academic Press, 2007: 340.
- [20] YILMAZ A, KUCUR O. Performances of transmit antenna selection, receive antenna selection and maximal ratio combining based hybrid techniques in the presence of feedback errors [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2014, 63(4): 1976-1982.

(编辑 刘杨)