

分布式残余频偏信道中 STBC-OFDM 的发射功率优化

孙 科, 邵士海, 唐友喜

(电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室, 四川成都 611731)

摘 要: 在分布式残余频偏信道中, 考虑多径瑞利衰落, 针对采用判决反馈检测的两发射天线 STBC-OFDM 链路, 提出了一种发射功率优化方法: 根据平均信道功率增益、残余频偏方差以及噪声方差的大小, 以最小化平均误比特率下界为目标, 设置两分布发射天线的发射功率. 仿真结果表明: 相比于传统的各天线满功率发射方法, 所提方法能够在节省发射功率的同时提高链路的误比特率性能.

关键词: 无线通信; 空时分组码; 正交频分复用; 发射功率优化; 残余频偏

中图分类号: TN914 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2011) 11-2680-06

Transmit Power Optimization for STBC-OFDM Systems with Distributed Transmit Antennas in the Presence of Residual Frequency Offsets

SUN Ke, SHAO Shi-hai, TANG You-xi

(National Key Laboratory of Science and Technology on Communications, UESTC, Chengdu, Sichuan 611731, China)

Abstract: We propose a transmit power optimization method for distributed transmit antenna space-time block coded orthogonal frequency division multiplexing (STBC-OFDM) systems in multipath Rayleigh fading channels with multiple residual frequency offsets (RFOs). We assume that the transmitter is equipped with two distributed transmit antennas and the receiver uses the decision-feedback detector. The proposed method is designed to minimize the lower bound of the average bit error ratio (BER) and the optimal transmit power for each transmit antenna is calculated according to the average channel power gains, the RFOs variance, and the noise variance. Simulation results show that the proposed method can save the transmit power while enhancing the BER performance compared with the conventional full power transmit method.

Key words: wireless communication; space-time block code (STBC); orthogonal frequency division multiplexing (OFDM); transmit power optimization; residual frequency offsets

1 引言

在分布发射天线^[1]空时分组码 (STBC, space-time block code) 正交频分复用 (OFDM, orthogonal frequency division multiplexing) 链路中, 各分布发射天线使用独立的本地晶振, 导致各分布发射天线到接收机间具有不同的载波频偏, 造成子载波间干扰 (ICI, inter-carrier interference)^[2]. 为消除频偏, 文献[2~4]提出了基于均衡的频偏消除方法, 但这些方法存在频谱利用率过低或复杂度过高的不足. 因而, 工程中通常选择的频偏消除方法主要为^[5]: 接收机估计出各频率偏移量并反馈给发射机, 发射机根据反馈值调整对应发射天线的载频补偿频偏. 但由于频偏的时变特性以及反馈延迟, 频偏补偿后各分布发射天线到接收机间仍存在不同的残余频偏, 形成分布式残余频偏信道.

在分布式残余频偏信道中, STBC-OFDM 链路的每根分布发射天线到达接收机的信号可分为有用信号分量和 ICI 分量^[6]. 由于接收机中各有用信号分量和 ICI 分量的功率正比于对应分布天线的发射功率^[6], 这使得各分布天线的发射功率直接影响链路性能, 而目前尚无文献讨论如何设置各分布天线的发射功率以优化性能. 本文将研究这一问题, 考虑发射机装备两根分布天线、接收机使用判决反馈检测、信号经历多径瑞利衰落, 提出一种最小化残余频偏下 STBC-OFDM 平均误比特率下界的发射功率优化方法, 并通过仿真验证了其有效性.

2 系统模型

2.1 发射信号

考察一个配备 2 根分布发射天线, 1 根接收天线的 STBC-OFDM 链路, 并假设链路利用循环前缀避免了 OFDM 符号间干扰. 令 $a_i^k (i = 1, 2)$ 为子载波 $k (0 \leq k \leq K - 1)$

的待发射信息符号,其中 K 为 OFDM 子载波个数.对于子载波 k ,在第 1 个 OFDM 符号周期内,发射天线 1 和 2 分别发送 a_1^k 和 a_2^k ;在第 2 个 OFDM 符号周期内,发射天线 1 和 2 分别发送 $-a_2^{k*}$ 和 a_1^{k*} .由此可知,链路在两个 OFDM 符号周期内通过四个 OFDM 符号传输了 K 个 Alamouti 空时码块^[7].本文把这四个 OFDM 符号称为一个“传输块”.

2.2 残余频偏

由于两根分布发射天线使用独立的晶振,考虑它们到接收机之间存在不同的频偏.假设链路采用反馈方式补偿频偏^[5],考虑到频偏的时变特性以及反馈延迟,定义 ϵ_m 为频偏补偿后发射天线 m 到接收机之间的归一化残余频偏(真实残余频偏比上子载波间隔).参照文献^[8], ϵ_m 建模为方差为 σ_ϵ^2 的零均值独立同分布随机变量.此外,假设 ϵ_m 在传输块内保持不变,在块与块之间随机变化.

2.3 接收信号

考虑多径瑞利衰落,假设信道在空间上不相关、在传输块内保持不变,则子载波 k 上的频域接收信号为^[2]

$$\mathbf{r}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{a}_k + \mathbf{ICI}_k + \mathbf{n}_k \quad (1)$$

其中,

$$\mathbf{r}_k = [r_1^k, r_2^{k*}]^T,$$

$$\mathbf{H}_k = \begin{bmatrix} \sqrt{P_1} \Lambda_1^0 H_1^k & \sqrt{P_2} \Lambda_2^0 H_2^k \\ \theta_2^* \sqrt{P_2} \Lambda_2^{0*} H_2^{k*} & -\theta_1^* \sqrt{P_1} \Lambda_1^{0*} H_1^{k*} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{a}_k = [a_1^k, a_2^k]^T, \mathbf{ICI}_k = [I_1^k, I_2^{k*}]^T, \mathbf{n}_k = [n_1^k, n_2^{k*}]^T.$$

这里, H_m^k 为发射天线 m ($m=1,2$) 到接收机间第 k 个子载波的频域信道增益,且 H_m^k 是关于 m 独立的零均值复高斯随机变量,其方差为 ξ_m (ξ_m 为发射天线 m 到接收机间的平均信道功率增益); P_m 为发射天线 m 的发射功率; $\Lambda_m^k = \frac{\sin(\pi(k + \epsilon_m))}{K \sin(\pi(k + \epsilon_m)/K)} \exp\left(j\pi\left(\frac{K-1}{K}\right)(k + \epsilon_m)\right)$; $\theta_m = \exp(j2\pi\epsilon_m(K + K_g)/K)$ 为 ϵ_m 造成的相差^[2],这里 K_g 为 OFDM 循环前缀的长度; n_l^k 是方差为 σ_n^2 的零均值复高斯白噪声; I_l^k 为 ϵ_1 和 ϵ_2 在第 l ($l=1,2$) 个 OFDM 周期内的子载波 k 上造成的总 ICI,且

$$I_1^k = \sum_{m=1}^2 I_{m,1}^k, I_2^k = \sum_{m=1}^2 \theta_m I_{m,2}^k,$$

$$\text{其中 } I_{1,1}^k = \sum_{q=0, q \neq k}^{K-1} \sqrt{P_1} H_1^q \Lambda_1^{q-k} a_1^q,$$

$$I_{1,2}^k = \sum_{q=0, q \neq k}^{K-1} \sqrt{P_1} H_1^q \Lambda_1^{q-k} (-a_2^{q*}),$$

$$I_{2,1}^k = \sum_{q=0, q \neq k}^{K-1} \sqrt{P_2} H_2^q \Lambda_2^{q-k} a_2^q,$$

$$I_{2,2}^k = \sum_{q=0, q \neq k}^{K-1} \sqrt{P_2} H_2^q \Lambda_2^{q-k} a_1^{q*}.$$

2.4 ICI

假设 a_i^k 是方差为 1 的独立同分布零均值随机变量,

并注意 K 通常较大,结合中心极限定理, $I_{m,l}^k$ 可视为零均值复高斯噪声^[6].同时,由于 H_1^q 和 H_2^q 为相互独立的零均值随机变量,且 a_i^k 为独立同分布零均值随机变量,故总 ICI I_l^k 为关于 l 独立的零均值复高斯噪声,其基于 ϵ_1 和 ϵ_2 的条件方差为^[6]

$$E[|I_l^k|^2 | \epsilon_1, \epsilon_2] = \sum_{m=1}^2 \frac{\pi^2 \epsilon_m^2 P_m \xi_m}{3} \quad (2)$$

2.5 判决反馈检测

由式(1)知,残余频偏 ϵ_m 造成的相差 θ_m 破坏了 Alamouti 空时码的正交性^[2].此时使用极大似然准则检测接收信号需要对 \mathbf{a}_k 作二维搜索,其复杂度较高^[9],而判决反馈检测则在检测性能和复杂度上实现了良好的折中^[9].据此,本文考虑接收机采用判决反馈检测,其原理如下.

令 $\mathbf{C}_k = \mathbf{H}_k^H \mathbf{H}_k$,对 \mathbf{C}_k 作 Cholesky 分解^[9]

$$\mathbf{C}_k = \mathbf{G}_k^H \mathbf{G}_k \quad (3)$$

其中 $\mathbf{G}_k = \begin{bmatrix} h_1/h_2 & 0 \\ h_3/h_2 & h_2 \end{bmatrix}$,

$$h_1 = \sqrt{|\tilde{H}_1^k|^4 + |\tilde{H}_2^k|^4 + 2\cos(\theta) |\tilde{H}_1^k|^2 |\tilde{H}_2^k|^2},$$

$$h_2 = \sqrt{|\tilde{H}_1^k|^2 + |\tilde{H}_2^k|^2},$$

$$h_3 = \tilde{H}_1^k \tilde{H}_2^{k*} - \tilde{H}_1^k \tilde{H}_2^{k*} \theta_1 \theta_2^*,$$

$$\tilde{H}_1^k = \sqrt{P_1} H_1^k \Lambda_1^0,$$

$$\tilde{H}_2^k = \sqrt{P_2} H_2^k \Lambda_2^0,$$

$$\theta = 2\pi(\epsilon_2 - \epsilon_1)(K + K_g)/K.$$

将式(1)两边乘以 $(\mathbf{G}_k^H)^{-1} \mathbf{H}_k^H$ 有

$$\mathbf{y}_k = (\mathbf{G}_k^H)^{-1} \mathbf{H}_k^H \mathbf{r}_k = \mathbf{G}_k \mathbf{a}_k + \boldsymbol{\eta}_k \quad (4)$$

其中, $\boldsymbol{\eta}_k = (\mathbf{G}_k^H)^{-1} \mathbf{H}_k^H (\mathbf{ICI}_k + \mathbf{n}_k)$,且

$$E[\boldsymbol{\eta}_k] = \mathbf{0}, E[\boldsymbol{\eta}_k \boldsymbol{\eta}_k^H | \epsilon_1, \epsilon_2] = \sigma_w^2 \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix},$$

这里 $\sigma_w^2 = \sigma_n^2 + E[|I_l^k|^2 | \epsilon_1, \epsilon_2] = \sigma_n^2 + \sum_{m=1}^2 \frac{\pi^2 \epsilon_m^2 P_m \xi_m}{3}$.

判决反馈检测算法为^[9]

$$\begin{cases} \hat{a}_1^k = \arg \min_{a_1^k} |y_1^k - h_1 a_1^k / h_2|^2 \\ \hat{a}_2^k = \arg \min_{a_2^k} |y_2^k - h_3 \hat{a}_1^k / h_2 - h_2 a_2^k|^2 \end{cases} \quad (5)$$

其中,

$$\mathbf{y}_k = [y_1^k, y_2^k]^T = [h_1 a_1^k / h_2 + \eta_1^k, h_3 a_1^k / h_2 + h_2 a_2^k + \eta_2^k]^T,$$

$$\boldsymbol{\eta}_k = [\eta_1^k, \eta_2^k]^T.$$

3 发射功率优化

为了优化发射功率,一种直接的途径是以最小化平均误比特率为准则进行优化.但由于判决反馈检测的非线性导致平均误比特率分析困难,因而本文通过最小化

平均误比特率的下界优化发射功率.

3.1 平均误比特率下界

根据式(5), a_1^k 的条件误比特率为^[10]

$$P_{e1} = 0.2 \exp(-g\gamma_1) \quad (6)$$

其中, $\gamma_1 = h_1^2/(h_2^2\sigma_w^2)$ 为 γ_1^k 的瞬时信干噪比, $g(0 < g \leq 1)$ 是调制方式参数^[10] (例如, 对于 M -PSK, $g = \sin^2(\pi/M)$).

若 a_1^k 判决正确, 则 a_2^k 的条件误比特率为 $P_{e2} = 0.2 \exp(-g\gamma_2)$; 若 a_1^k 判决错误, 则 $P_{e2} > 0.2 \exp(-g\gamma_2)$, 其中 $\gamma_2 = h_2^2/\sigma_w^2$ 为 a_1^k 判决正确时 $\gamma_2^k - h_3\hat{a}_1^k/h_2$ 的瞬时信干噪比. 因此有 $P_{e2} \geq 0.2 \exp(-g\gamma_2)$. 由 h_1 和 h_2 的表达式知

$$h_1^2 = |\hat{H}_1^k|^4 + |\hat{H}_2^k|^4 + 2\cos(\theta) |\hat{H}_1^k|^2 |\hat{H}_2^k|^2 \leq h_2^4 \\ = (|\hat{H}_1^k|^2 + |\hat{H}_2^k|^2)^2 \quad (7)$$

将式(7)中各项除以 $h_2^2\sigma_w^2$, 可得 $h_1^2/(h_2^2\sigma_w^2) \leq h_2^2/\sigma_w^2$, 即 $\gamma_1 \leq \gamma_2$. 又因为 $0 < g \leq 1$, 所以 $P_{e1} = 0.2 \exp(-g\gamma_1) \geq 0.2 \exp(-g\gamma_2)$, 故 $0.2 \exp(-g\gamma_2)$ 为 P_{e1} 和 P_{e2} 的共同下界. 因此链路的平均误比特率下界为

$$\bar{P}_L = \int_0^\infty 0.2 \exp(-g\gamma_2) f_{\gamma_2}(\gamma_2) d\gamma_2 \quad (8)$$

其中 $f_{\gamma_2}(\gamma_2)$ 为 γ_2 的概率密度函数(PDF, probability density function).

$$\gamma_2 \text{ 可展开为 } \gamma_2 = \frac{\sum_{m=1}^2 P_m |\Lambda_m^0|^2 |H_m^k|^2}{\left(\sum_{m=1}^2 \frac{\pi^2 \epsilon_m^2 P_m \xi_m}{3} + \sigma_n^2 \right)}$$

$$\text{其中 } |\Lambda_m^0|^2 = \left(\frac{\sin(\pi \epsilon_m)}{K \sin(\pi \frac{\epsilon_m}{K})} \right)^2$$

通常 $K \gg \pi \epsilon_m$, 则 $K \sin(\pi \epsilon_m/K) \approx \pi \epsilon_m$, 故 $|\Lambda_m^0|^2 \approx (\sin(\pi \epsilon_m)/\pi \epsilon_m)^2$. 对 $(\sin(\pi \epsilon_m)/\pi \epsilon_m)^2$ 作二阶泰勒展开, 有 $(\sin(\pi \epsilon_m)/\pi \epsilon_m)^2 \approx 1 - \pi^2 \epsilon_m^2/3$. 于是 γ_2 可简化为

$$\gamma_2 \approx \left(\sum_{m=1}^2 P_m \left(1 - \frac{\pi^2 \epsilon_m^2}{3} \right) |H_m^k|^2 \right) / \left(\sum_{m=1}^2 \frac{P_m \xi_m \pi^2 \epsilon_m^2}{3} + \sigma_n^2 \right) \quad (9)$$

由于 ϵ_m 独立同分布, 结合式(8)和(9), \bar{P}_L 可表示为

$$\bar{P}_L = \iint \left[\int_0^\infty 0.2 \exp(-g\gamma_2) f_{\gamma_2}(\gamma_2 | \epsilon_1^2, \epsilon_2^2) d\gamma_2 \right] \\ \cdot f_{\epsilon_1^2}(\epsilon_1^2) f_{\epsilon_2^2}(\epsilon_2^2) d\epsilon_1^2 d\epsilon_2^2 \quad (10)$$

其中, $f_{\gamma_2}(\gamma_2 | \epsilon_1^2, \epsilon_2^2)$ 为 γ_2 基于 ϵ_1^2 和 ϵ_2^2 的条件 PDF, $f_{\epsilon_m^2}(\epsilon_m^2)$ 为 ϵ_m^2 的 PDF. 在实际中 $f_{\epsilon_m^2}(\epsilon_m^2)$ 获取困难, 为获得 \bar{P}_L 的闭合式, 类似于文献[11], 本文在式(10)中用 ϵ_m^2 的均值 $E[\epsilon_m^2] = \sigma_\epsilon^2$ 替代 $\left[\int_0^\infty 0.2 \exp(-g\gamma_2) f_{\gamma_2}(\gamma_2 | \epsilon_1^2, \epsilon_2^2) d\gamma_2 \right]$ 中的 ϵ_m^2 , 以此近似计算 \bar{P}_L

$$\bar{P}_L \approx \int_0^\infty 0.2 \exp(-g\hat{\gamma}) f_{\hat{\gamma}}(\hat{\gamma}) d\hat{\gamma} \quad (11)$$

其中:

$$\hat{\gamma} = \gamma_2 \Big|_{\epsilon_1^2 = \sigma_\epsilon^2, \epsilon_2^2 = \sigma_\epsilon^2} = \sum_{m=1}^2 P_m (1-s) |H_m^k|^2 / \left(\sum_{m=1}^2 P_m \xi_m s + \sigma_n^2 \right), \\ s = \frac{\pi^2 \sigma_\epsilon^2}{3}, f_{\hat{\gamma}}(\hat{\gamma}) \text{ 为 } \hat{\gamma} \text{ 的 PDF. 通常 } \sigma_\epsilon^2 \ll 1, \text{ 且 } \hat{\gamma} \text{ 应大于零, 故假设 } 1-s > 0.$$

$$\text{令 } \hat{\gamma} = \sum_{m=1}^2 \hat{\gamma}_m$$

其中 $\hat{\gamma}_m = P_m (1-s) |H_m^k|^2 / \left(\sum_{m=1}^2 P_m \xi_m s + \sigma_n^2 \right)$, 其 PDF 为^[11]

$$f_{\hat{\gamma}_m}(\hat{\gamma}_m) = \frac{1}{\bar{\gamma}_m} \exp(-\hat{\gamma}_m/\bar{\gamma}_m) \quad (12)$$

其中 $\bar{\gamma}_m = E[\hat{\gamma}_m] = P_m \xi_m (1-s) / \left(\sum_{m=1}^2 P_m \xi_m s + \sigma_n^2 \right)$.

由于 $\hat{\gamma}_1$ 与 $\hat{\gamma}_2$ 独立, 故式(11)可写为

$$\bar{P}_L \approx \int_0^\infty 0.2 \exp(-g\hat{\gamma}) f_{\hat{\gamma}}(\hat{\gamma}) d\hat{\gamma} \\ = 0.2 \int_0^\infty \exp(-g\hat{\gamma}_1) f_{\hat{\gamma}_1}(\hat{\gamma}_1) d\hat{\gamma}_1 \\ \cdot \int_0^\infty \exp(-g\hat{\gamma}_2) f_{\hat{\gamma}_2}(\hat{\gamma}_2) d\hat{\gamma}_2 \quad (13)$$

将式(12)代入式(13)有

$$\bar{P}_L \approx 0.2 \frac{(\sigma_n^2 + P_1 \xi_1 s + P_2 \xi_2 s)^2}{(\sigma_n^2 + P_1 \xi_1 c + P_2 \xi_2 s)(\sigma_n^2 + P_1 \xi_1 s + P_2 \xi_2 c)} \quad (14)$$

其中 $c = g + s(1-g)$.

3.2 最优发射功率

假设每根分布发射天线的发射功率分别受限于 P ^[12], 则最小化 \bar{P}_L 的发射功率优化问题可表达为

$$\begin{cases} (P_{1,opt}, P_{2,opt}) = \arg \min_{(P_1, P_2)} F(P_1, P_2) \\ \text{s.t. } 0 \leq P_1 \leq P \text{ and } 0 \leq P_2 \leq P \end{cases} \quad (15)$$

其中, $F(P_1, P_2) = \bar{P}_L$, $P_{m,opt}$ 为发射天线 m 的最优发射功率.

满足 $\partial F(P_1, P_2)/\partial P_1 = 0$ 的 P_1 为

$$P_{1,1}(P_2) = - (P_2 \xi_2 s + \sigma_n^2) / (\xi_1 s) \quad (16)$$

$$P_{1,2}(P_2) = \frac{(P_2 \xi_2 s + \sigma_n^2)(P_2 \xi_2 (c-s) + \sigma_n^2)}{(P_2 \xi_2 (c-s) - \sigma_n^2) \xi_1 s} \quad (17)$$

为求解式(15), 现给出如下 4 个结论.

结论 1 若 $P_2 \in A \cap B \cap C$ 且 $A \cap B \cap C \neq \emptyset$, 则

$$P_{1,opt} = P_{1,2}(P_{2,opt}), P_{2,opt} = \min\{(x + \sqrt{y})/z, P\}, \text{ 其中} \\ A = \left\{ p \mid p > \frac{\sigma_n^2}{\xi_2(c-s)} \right\}, B = \{p \mid 0 \leq p \leq P\}, C = \\ \left\{ p \mid \frac{x - \sqrt{y}}{z} \leq p \leq \frac{x + \sqrt{y}}{z}, y \geq 0 \right\}, x = P \xi_1 s (c-s) - \sigma_n^2, \\ y = P^2 \xi_1^2 s^2 (c-s)^2 - 2P \xi_1 s \sigma_n^2 (c+2s)(c-s) + (c-2s)^2$$

$$\cdot (\sigma_n^2)^2, z = 2s(c-s)\xi_2.$$

证明 因 $P_{1,1}(P_2) < 0$, 故 $P_{1,opt} \neq P_{1,1}(P_2)$; 对于某一 P_2 , 若 $P_{1,2}(P_2)$ 是发射天线 1 的最优发射功率, 则应有

$$\begin{cases} 0 \leq P_2 \leq P \\ 0 \leq P_{1,2}(P_2) \leq P \end{cases} \quad (18)$$

经计算, 式(18)的解为

$$P_2 \in A \cap B \cap C, A \cap B \cap C \neq \emptyset \quad (19)$$

将条件 $P_2 \in A \cap B \cap C, A \cap B \cap C \neq \emptyset$ 成立时任一给定的 P_2 计为 $P_{2,0}$. 当 $P_2 \in A \cap B \cap C$ 且 $A \cap B \cap C \neq \emptyset$ 时, 由于 $F(P_1, P_{2,0})$ 及 $dF(P_1, P_{2,0})/dP_1$ 在 $[0, P]$ 上连续, 且 $P_1 = P_{1,2}(P_{2,0})$ 是方程 $dF(P_1, P_{2,0})/dP_1 = 0$ 在 $[0, P]$ 上的唯一根, 故 $F(P_1, P_{2,0})$ 在 $[0, P_{1,2}(P_{2,0})]$ 和 $[P_{1,2}(P_{2,0}), P]$ 上分别单调. 又因

$$\begin{aligned} & F(0, P_{2,0}) - F(P_{1,2}(P_{2,0}), P_{2,0}) \\ &= 0.2 \frac{(P_{2,0}\xi_2 s + \sigma_n^2)(P_{2,0}\xi_2 c - P_{2,0}\xi_2 s + \sigma_n^2)^2}{(P_{2,0}\xi_2 c + \sigma_n^2)(P_{2,0}\xi_2 c + P_{2,0}\xi_2 s + \sigma_n^2)^2} \geq 0 \end{aligned} \quad (20)$$

故当 $P_2 \in A \cap B \cap C$ 且 $A \cap B \cap C \neq \emptyset$ 时, $F(P_1, P_{2,0})$ 在 $[0, P_{1,2}(P_{2,0})]$ 上单调递减. 同理可证, 当 $P_2 \in A \cap B \cap C$ 且 $A \cap B \cap C \neq \emptyset$ 时, $F(P_1, P_{2,0})$ 在 $[P_{1,2}(P_{2,0}), P]$ 上单调递增. 故对于条件 $P_2 \in A \cap B \cap C$ 且 $A \cap B \cap C \neq \emptyset$ 成立时的任一 P_2 , 发射天线 1 的最优发射功率为 $P_{1,2}(P_2)$.

由集合 A 知, 若 $P_2 \in A \cap B \cap C$ 且 $A \cap B \cap C \neq \emptyset$, 则 $P_2 \xi_2 (c-s) - \sigma_n^2 > 0$. 此时 $\frac{dF(P_{1,2}(P_2), P_2)}{dP_2} =$

$$\frac{-0.8\xi_2 s \sigma_n^2 (P_2 \xi_2 (c-s) - \sigma_n^2)}{(P_2 \xi_2 (c+s) + \sigma_n^2)^3} < 0, \text{ 即 } F(P_{1,2}(P_2), P_2)$$

关于 P_2 递减. 又由集合 B 和 C 知, 若 $P_2 \in A \cap B \cap C$ 且 $A \cap B \cap C \neq \emptyset$, 则 $P_2 \leq \min\{(x + \sqrt{y})/z, P\}$. 由此可得: 若 $P_2 \in A \cap B \cap C$ 且 $A \cap B \cap C \neq \emptyset$, 则 $P_{2,opt} = \min\{(x + \sqrt{y})/z, P\}, P_{1,opt} = P_{1,2}(P_{2,opt})$.

结论 1 得证.

结论 2 若 $P_2 \in \overline{A \cap B \cap C} \cap B$ 或 $A \cap B \cap C = \emptyset$, 则 $P_{1,opt} = 0$ 或 $P_{1,opt} = P$.

证明 将条件 $P_2 \in \overline{A \cap B \cap C} \cap B$ 或 $A \cap B \cap C = \emptyset$ 成立时任一给定的 P_2 计为 $P_{2,0}$. 由于 $P_2 \in \overline{A \cap B \cap C} \cap B$ 或 $A \cap B \cap C = \emptyset$ 是式(18)的解, 若 $P_2 \in \overline{A \cap B \cap C} \cap B$ 或 $A \cap B \cap C = \emptyset$, 则 $P_{1,2}(P_{2,0}) \notin [0, P]$, 此时 $dF(P_1, P_{2,0})/dP_1 = 0$ 在 $[0, P]$ 上无根. 又因为 $F(P_1, P_{2,0})$ 和 $dF(P_1, P_{2,0})/dP_1$ 在 $[0, P]$ 上连续, 故当 $P_2 \in \overline{A \cap B \cap C} \cap B$ 或 $A \cap B \cap C = \emptyset$ 时, $F(P_1, P_{2,0})$ 在 $[0, P]$ 上单调. 此时, 若 $F(0, P_{2,0}) \leq F(P, P_{2,0})$, 则 $P_{1,opt} =$

0; 若 $F(0, P_{2,0}) > F(P, P_{2,0})$, 则 $P_{1,opt} = P$.

结论 3 若 $P_{1,opt} = 0$, 则 $P_{2,opt} = P$.

证明 由于 $dF(0, P_2)/dP_2 = -0.2\xi_2\sigma_n^2g(1-s)/(P_2\xi_2c + \sigma_n^2) < 0$ (3.1 节假设 $1-s > 0$), 故 $F(0, P_2)$ 在 $[0, P]$ 上单调递减, 此时 $P_{2,opt} = P$.

结论 4 若 $P_{1,opt} = P$, 则 $P_{2,opt} = \beta$, 其中

$$\beta = \begin{cases} P_{2,2}, & P_{2,2} \in [0, P] \\ 0, & P_{2,2} \notin [0, P] \text{ and } F(P, 0) \leq F(P, P) \\ P, & P_{2,2} \notin [0, P] \text{ and } F(P, 0) > F(P, P) \end{cases} \quad (21)$$

并且

$$P_{2,2} = \frac{(P\xi_1 s + \sigma_n^2)(P\xi_1(c-s) + \sigma_n^2)}{(P\xi_1(c-s) - \sigma_n^2)\xi_2 s} \quad (22)$$

证明 方程 $dF(P, P_2)/dP_2 = 0$ 的根为

$$P_{2,1} = -(P\xi_1 s + \sigma_n^2)/\xi_2 s \quad (23)$$

$$P_{2,2} = \frac{(P\xi_1 s + \sigma_n^2)(P\xi_1(c-s) + \sigma_n^2)}{(P_1\xi_1(c-s) - \sigma_n^2)\xi_2 s} \quad (24)$$

当 $P_{2,2} \in [0, P]$ 时, 由于 $P_2 = P_{2,2}$ 是 $dF(P, P_2)/dP_2 = 0$ 在 $[0, P]$ 上的唯一根, 且 $F(P, P_2)$ 和 $dF(P, P_2)/dP_2$ 在 $[0, P]$ 上连续, 故 $F(P, P_2)$ 在 $[0, P_{2,2}]$ 和 $[P_{2,2}, P]$ 上单调. 又因

$$\begin{aligned} & F(P, 0) - F(P, P_{2,2}) \\ &= \frac{0.2(\sigma_n^2 + P\xi_1 s)(\sigma_n^2 + P\xi_1 g(1-s))}{(\sigma_n^2 + P\xi_1 c + P\xi_1 s)^2(\sigma_n^2 + P\xi_1 c)} > 0 \end{aligned} \quad (25)$$

故当 $P_{2,2} \in [0, P]$ 时, $F(P, P_2)$ 在 $[0, P_{2,2}]$ 上单调递减. 同理可证, 当 $P_{2,2} \in [0, P]$ 时, $F(P, P_2)$ 在 $[P_{2,2}, P]$ 上单调递增. 故若 $P_{2,2} \in [0, P]$, 则 $P_{2,opt} = P_{2,2}$.

当 $P_{2,2} \notin [0, P]$ 时, $dF(P, P_2)/dP_2 = 0$ 在 $[0, P]$ 上无根. 又因为 $F(P, P_2)$ 和 $dF(P, P_2)/dP_2$ 在 $[0, P]$ 上连续, 故当 $P_{2,2} \notin [0, P]$ 时, $F(P, P_2)$ 在 $[0, P]$ 上单调. 此时, 若 $F(P, 0) \leq F(P, P)$, 则 $P_{2,opt} = 0$; 若 $F(P, 0) > F(P, P)$, 则 $P_{2,opt} = P$.

结论 4 得证.

由结论 1 至 4 知, 发射功率优化方法为

$$\begin{cases} (P_{1,opt}, P_{2,opt}) = \arg \min_{(P_1, P_2)} F(P_1, P_2) \\ \text{s.t. } (P_1, P_2) \in \{(\lambda_1, \mu_1), (\lambda_2, \mu_2), (\lambda_3, \mu_3)\} \end{cases} \quad (26)$$

其中, $\lambda_1 = P_{1,2}(\mu_1), \lambda_2 = 0, \lambda_3 = P,$

$$\mu_1 = \min\{(x + \sqrt{y})/z, P\}, \mu_2 = P, \mu_3 = \beta.$$

4 仿真与分析

仿真参数如下: 2 发 1 收, BPSK 调制; OFDM 子载波数为 128, 循环前缀长为 32, 子载波间隔为 20kHz; 两收发天线对间的信道相互独立, 且均建模为两径等增益

瑞利信道,两径间隔 $1.5625\mu\text{s}$;两收发天线对的归一化残余频偏相互独立,且均匀分布于 $[-0.1, 0.1]$.此外,若无特别声明,仿真中信道和残余频偏在传输块内保持不变.

由于两发射天线分布于不同地理位置,导致它们到接收机之间具有不同的平均信道功率增益(即 $\xi_1 \neq \xi_2$).据此,图 1 在 $\xi_1 \neq \xi_2$ 时对比了所提方法和各天线满功率发射方法的性能.在分布式残余频偏信道中,当噪声功率一定时,误比特率取决于两分布发射天线各自到达接收机的有用信号分量与 *ICI* 分量的功率.满功率发射方法未对这些分量的功率作优化,而所提方法通过调整两发射天线的发射功率,协调接收机中各有用信号分量和 *ICI* 分量的功率使得误比特率下界最小,故从图 1 可看到,所提方法的性能优于满功率发射.

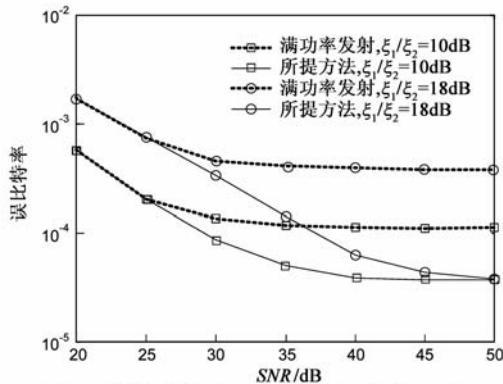


图1 所提方法和满功率发射方法的性能对比

图 2 在不同的 ξ_1/ξ_2 下对比了所提方法和满功率发射方法的性能,图 3 给出了 α 与 ξ_1/ξ_2 的关系,这里 $\alpha = (2P - (P_{1,opt} + P_{2,opt})) / (2P)$ 为所提方法相对于满功率发射的发射功率节省因子.由图 2 和图 3 知,相比于满功率发射,所提方法能够在节省发射功率的同时提高误比特率性能.

图 4 考察了信道和残余频偏在传输块内变化时所提方法和满功率发射方法的性能.令 $H_{m,l}^k$ 为传输块的第 l ($l = 1, 2$) 个 OFDM 周期内发射天线 m 到接收机间

第 k 个子载波的频域信道增益, $\epsilon_{m,l}$ 为第 l 个 OFDM 周期内发射天线 m 到接收机间的归一化残余频偏,并假设 $H_{m,1}^k$ 与 $H_{m,2}^k$ 以及 $\epsilon_{m,1}$ 与 $\epsilon_{m,2}$ 的相关系数均为 ρ .由图 4 知,当 ρ 减小时,所提方法相对于满功率发射的性能优势减弱,甚至差于满功率发射.这表明所提方法并不适用于信道和残余频偏在传输块的两个 OFDM 周期间变化较大的场景.

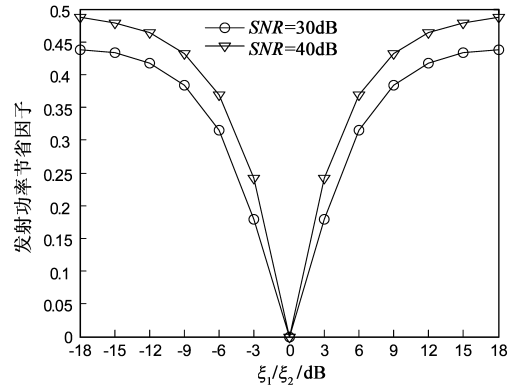


图3 发射功率节省因子 α 与 ξ_1/ξ_2 的关系

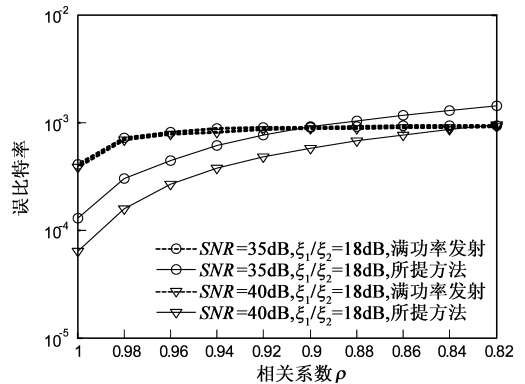


图4 相关系数 ρ 与误比特率的关系

5 结束语

研究了分布式残余频偏信道中 STBC-OFDM 的发射功率优化问题,在考虑发端配备两根分布天线、收端使用判决反馈检测、信号经历多径瑞利衰落、信道和残余频偏在传输块内保持不变的基础上,提出了一种最小化平均误比特率下界的发射功率优化方法.与传统的各天线满功率发射方法相比,所提方法可在节省发射功率的同时提高误比特率性能.

参考文献

[1] 孙德福,等.一种分布式 MIMO 差分检测方法[J].电子学报,2007,35(10):1980-1983.
Sun De-fu, et al. A differential detection scheme for distributed MIMO[J]. Acta Electronica Sinica, 2007, 35(10): 1980-1983. (in Chinese)
[2] Li Zheng, Xia Xiang-gen. An alamouti coded OFDM transmission for cooperative systems robust to both timing errors and

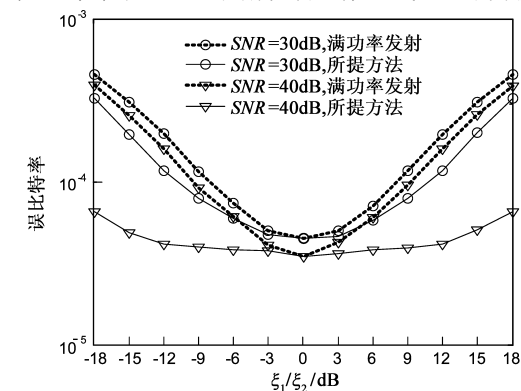


图2 所提方法和满功率发射方法在不同 ξ_1/ξ_2 下的性能对比

- frequency offsets[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2008, 7(5): 1839 – 1844.
- [3] Li X, et al. Carrier frequency offset mitigation in asynchronous cooperative OFDM transmissions [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2008, 56(2): 675 – 685.
- [4] Huang Q, et al. Data detection in cooperative STBC-OFDM systems with multiple frequency offsets[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2009, 16(7): 600 – 603.
- [5] Beek J J, Borjesson P O. A time and frequency synchronization scheme for multiuser OFDM[J]. IEEE Journal on Select Areas in Communications, 1999, 17(11): 1900 – 1914.
- [6] Cheon H, Hong D. Effect of channel estimation error in OFDM-based WLAN [J]. IEEE Communications Letters, 2002, 6(5): 190 – 192.
- [7] Alamouti S M. A simple transmit diversity technique for wireless communications[J]. IEEE Journal on Select Areas in Communications, 1998, 16(8): 1451 – 1458.
- [8] Zhang Zhong-shan, Zhang Wei. Robust OFDMA uplink synchronization by exploiting the variance of carrier frequency offsets[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2008, 57(5): 3028 – 3039.
- [9] Lin D, et al. Performance analysis of two-branch transmit diversity block-coded OFDM systems in time-varying multipath rayleigh-fading channels[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2005, 54(1): 136 – 148.
- [10] Zhou S, Giannakis G B. Adaptive modulation for multi-antenna transmissions with channel mean feedback[A]. Proc IEEE ICC 2003[C]. Anchorage, USA: IEEE, 2003. 2281 – 2285.
- [11] Simon M K, Alouini M. Digital Communication over Fading Channels[M]. New York: John Wiley & Sons, 2000. 259 – 448.
- [12] Dai M, Sung C W. A distributed on-off amplify-and-forward protocol for the fading parallel relay channel[J]. IEEE Communications Letters, 2009, 13(9): 643 – 645.

作者简介



孙 科 男, 1982 年 4 月生于重庆, 博士生, 研究方向为分布 MIMO.

E-mail: sunke@uestc.edu.cn



邵士海 男, 1980 年 7 月生于辽宁抚顺, 博士, 研究方向为分布 MIMO.