

多天线预均衡时间反转安全传输系统中预均衡器的优化

雷维嘉^{1,2}, 张维翰^{1,2}, 谢显中³, 雷宏江^{1,2}

(1. 重庆邮电大学通信与信息工程学院, 重庆 400065; 2. 移动通信技术重庆市重点实验室, 重庆 400065;
3. 重庆邮电大学光电工程学院, 重庆 400065)

摘要: 时间反转传输技术通过利用多径传输实现信号能量在空间和时间上的聚集, 具有天然的抗窃听特性. 本文在多输入单输出(Mingle-Input Single-Output, MISO)时间反转物理层安全传输系统中, 在常规的发送预滤波器前增加一个所有天线共用的预均衡器, 并针对保密速率最大化进行优化. 相比较联合优化所有预滤波器的方案, 优化预均衡器的复杂度明显更低. 仿真结果表明, 针对安全传输优化的预均衡时间反转系统, 在配备4根发送天线、上采样因子为1时高发送功率下的可达保密速率比常规时间反转传输系统约高2倍, 且天线数目越多, 上采样因子越大, 性能优势越明显.

关键词: 物理层安全; 时间反转; 预均衡; 多输入单输出

中图分类号: TN918

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112(2021)09-1736-10

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.12263/DZXB.20200585

Optimization of Pre-equalizer in Multiple Antenna Pre-equalized Time Reversal Secure Transmission System

LEI Wei-jia^{1,2}, ZHANG Wei-han^{1,2}, XIE Xian-zhong³, LEI Hong-jiang^{1,2}

(1. School of Communication and Information Engineering, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China;

2. Chongqing Key Laboratory of Mobile Communications Technology, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China;

3. School of Optoelectronic Engineering, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China)

Abstract: By using the multi-path of wireless channels, time reversal (TR) transmission technology can focus the signal energy in a desired spatial and temporal point, so it has natural anti-eavesdropping capability. In this paper, a pre-equalizer shared by all antennas is added in front of the conventional pre-filters at the transmitter for a TR multiple-input single-output system. The optimization of the pre-equalizer is carried out for the maximization of secrecy rate. Compared with the joint optimization for the all pre-filters, the complexity of optimization for the pre-equalizer is significantly lower. The simulation results show that the security rate of the pre-equalized TR system optimized for secure transmission is about two times higher than that of the conventional TR transmission system at high transmission power with four transmitting antennas and one up sampling factor. And the more the number of antennas, the larger the up sampling factor, the more obvious the performance advantage.

Key words: physical layer security; time reversal; pre-equalization; mingle-input single-output

1 引言

在无线通信系统中, 发送信号经过不同的路径到达接收端, 造成信号的时延扩展, 产生符号间干扰(Inter Symbol Interference, ISI). RAKE接收和接收均衡可

消除或减轻ISI, 并能聚集各径传输信号的能量增强接收信号的强度. 对于处理能力和功耗限制较大的接收机, 如物联网中的节点, 常不能采用较为复杂的接收均衡器或RAKE接收. 时间反转(Time Reversal, TR)

传输是一种在发送端对发送信号进行预处理,实现对无线信道中的多径传输进行利用的技术. TR 传输一般分为两步:首先接收端发送一个信道探测脉冲信号给发送端,发送端根据接收到的脉冲信号估计得到多径信道的脉冲响应(Channel Impulse Response, CIR),然后发送端将 CIR 进行时间反转和共轭运算后作为 TR 预滤波器的抽头系数;最后发送信号经过 TR 预滤波器滤波后发送到信道上. TR 传输系统中处理主要在发送端,接收端的复杂度很低. TR 预滤波器和多径信道互为匹配滤波器,信号经过 TR 滤波和信道传输后,在特定时刻会在期望接收机处出现明显的能量峰值,而在偏离峰值的时刻能量有明显的衰减. 在其他不同位置上的接收端,由于信道特性不同,预滤波器与信道不是匹配滤波关系,接收信号的能量峰值明显低于期望接收机. 该特性称为 TR 传输的空域和时域聚焦特性. TR 传输早期的研究主要针对水声通信^[1],近年来在无线通信中的应用也受到了关注. 文献[2]验证了 TR 的时空聚焦性,证明 TR 通信系统中射频能量的泄露更少,对非期望接收机的干扰更低. TR 传输的时间聚焦性能在一定程度上减弱 ISI,但 ISI 仍然存在,在时延扩展较大的情况下仍然会对信号接收带来较为严重的影响. 在不采用接收均衡的情况下,可以采用对发送信号进行上采样的方式增大发送符号间隔减轻 ISI,但会造成频谱效率下降;也可以针对最小化 ISI 的要求或最大化信干噪比(Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio, SINR)的要求对 TR 预滤波器的抽头系数进行优化. 文献[3]推导了 TR 系统中接收端信噪比(Signal-to-Noise Ratio, SNR)的概率密度函数和累积分布函数,分析了遍历容量、中断概率和 BPSK 调制下误码率,并说明了 ISI 随着上采样因子的增加而减少. 文献[4]将均衡准则应用在 TR 滤波器的设计中,通过实际测试表明,相比较采用常规匹配预滤波器,采用所提方案设计的 TR 滤波器能获得更低的误码率. 文献[5]研究了 TR 系统的 ISI 对准,根据发送符号和 CIR 对每个发送符号设计单独的预失真波形,使 ISI 相位与期望接收符号相位对准,增强接收信号能量,最后通过仿真验证了所提出方案的误码率要低于常规匹配预滤波的 TR 方案.

无线通信的开放性和信道的广播性使得在无线网络中信息的传输过程易受到攻击. 物理层安全利用无线信道的特性,采用物理层上的技术提高合法接收端相对窃听端的接收信号质量差异,进而应用安全信道编码实现信息传输的安全. 多天线技术是物理层安全中最有效的技术手段之一. 发送端配备多天线时拥有更高的空间自由度,可采用波束赋形将信号指向合法接收端,并将波束零陷对准窃听端,抑制窃听端的

信号强度^[6],从而提高合法者和窃听者的接收信号强度差异,提高保密传输能力和安全性. 很多物理层安全的方案都是以多天线技术为基础,结合使用其他方案来提升系统的物理层安全性能. 文献[7]针对多输入多输出(Mingle-Input Mingle-Output, MIMO)同频全双工通信系统,利用多天线的空间自由度结合人工噪声技术来提升系统的物理层安全性能,仿真结果表明所提方案能获得较高的保密速率. 但在受到体积、功耗等限制的节点上,由于只能配备单根天线,物理层安全传输性能的提升受到了很大的制约. TR 传输的空时聚焦特性会让期望接收端的接收信号强度明显高于非期望接收端,这使得 TR 传输在具有抵抗多用户干扰的同时,也具有抗窃听的能力,非常适合应用到物理层安全传输中. 文献[8]研究了分布式 TR 系统中目标接收机和非期望接收机的 SNR,说明采用 TR 能够提升系统的安全性能. 文献[9]推导了 TR 系统中合法接收端和窃听端的 SNR 的概率密度函数和分布函数,并在此基础上推导了合法信道和窃听信道的容量、可达保密速率,以及合法接收端和窃听端的解调错误概率,最后通过仿真验证了合法信道能达到比窃听信道更高的传输速率和更低的误码率. 采用常规的 TR 滤波器进行预处理,虽然能使期望接收端的信号能量极大化,但从安全传输的角度来看不是最优的,保密速率并没有极大化. 文献[10]研究了多输入单输出(Mingle-Input Single-Output, MISO)TR 传输系统中可达保密速率最大化的 TR 预滤波器设计,提出了在保密性能方面优于常规 TR 的预处理滤波器的设计方案. 文献[11]在 TR 单输入单输出系统(Single-Input Single-Output, SISO)传输系统中针对窃听信道状态信息(Channel State Information, CSI)是否已知两种条件,提出 3 种联合优化 TR 预滤波器和人工噪声的安全传输方案,并通过仿真验证了所提出方案的安全性能优于采用常规匹配预滤波的 TR 方案.

采用多发送天线可有效提高系统的性能,对于 TR 传输系统而言,采用多天线同样能明显提高系统性能. 多天线 TR 系统中,每个天线都对应有一个 TR 预滤波器. 如要获得更优的性能,需要对所有的 TR 预滤波器进行联合优化,当天线和多径数量较多时,优化的复杂度非常高. 预均衡时间反转(Pre-equalized Time Reversal, ETR)传输是在 TR 传输的基础上,在 TR 预滤波器前设置一个所有天线共享的预均衡器. ETR 中的 TR 预滤波器一般采用常规匹配预滤波器,可根据各发送天线对应的 CIR 得到. 而其预均衡器根据要求可采用不同方案进行设计,如 ISI 迫零准则、最小均方误差准则等. 文献[12,13]分别研究了 ETR-MISO 系统中,采用迫零准则和最小均方误差准则的预均衡器

的设计问题. 文献[14]针对单用户多输入单输出(Single User Mingle Input Single Output, SU-MISO)TR 传输系统,在接收端期望信号峰值功率的约束下,对预均衡器进行优化,最小化 ISI. 文献[12~14]的仿真结果都表明,采用 ETR 传输可获得相较常规 TR 系统更低的误码率. 在多天线物理层安全传输系统中,采用 TR 传输可进一步提高安全传输性能. 如果能以安全传输性能为目标对各 TR 预滤波器进行优化,则还能更明显地提高安全性能. 但由于安全传输性能与合法信道和窃听信道都有关,TR 预滤波器的优化需同时考虑合法接收者和窃听者的接收情况,多天线下多个 TR 预滤波器的联合优化复杂度非常高. 而若采用 ETR 传输,可仅对一个预均衡器进行优化,复杂度大大降低. 虽然性能会有所降低,但仍能获得比采用常规 TR 预滤波器时更优的性能.

根据我们文献检索的情况,目前还没有对针对物理层安全传输的要求对 ETR 系统进行优化的文献. 本文针对存在窃听者的 ETR-MISO 系统,以增强物理层安全性能为目标,对预均衡器进行优化设计,并通过仿真对其性能进行验证. 本文的主要创新有:(1) 本文在 TR 预滤波器前增加一个所有天线共用的预均衡器,并以保密传输速率最大化对其进行优化. 相比较于多天线 TR 系统需要对所有 TR 滤波器进行联合优化,ETR 系统中只需要对预均衡器进行优化,复杂度更低,同时性能相比较常规 TR 系统有明显提高;(2) 原始优化问题是一个非凸问题,求解很困难. 本文将最优预均衡器抽头系数的求解问题转换成寻找矩阵最大特征值及其特征向量的求解问题,并通过迭代方法求解,相比较采用对优化问题转换后采用 cvx 工具箱求解的方法,复杂度更低.

2 系统模型

在移动和无线通信系统中,终端设备受到体积、功耗限制,很多情况下只能配置单天线,本文针对终端用户配备单天线的 TR 传输系统进行研究. 系统中包括的两个接收端都是系统中的用户. 发送端向其中一个接收端传输信息时,不希望另一个接收端获得传输的信息,即两个用户的信息需要相互保密. 我们将信息传输的目标接收端称为合法接收端,而另一个接收端称为窃听端. 发送端可以获得两个信道的 CSI. 系统模型如图 1 所示. 发送端 Alice 配置 N 根天线,合法接收端 Bob 和窃听端 Eve 配置单根天线. 信道为频率选择性衰落信道,发送端第 i 根天线到合法接收端的信道脉冲响应表示为 $h_{B,i}[l]$,到窃听端的信道脉冲响应表示为 $h_{E,i}[l]$, $i=1, \dots, N$. 为了表述方便,本文假设发送端到合法接收端和窃听端的信道脉冲响应的长度都为 L . TR 预滤波

器采用常规的匹配滤波器,其抽头数为信道路径数 L ,抽头系数为合法信道脉冲响应的时域共轭,第 i 根天线的预滤波器脉冲响应就为 $g_i[l]=h_{B,i}^*[L-1-l]$, $i=1, \dots, N$, $l=0, \dots, L-1$. TR 预滤波器和多径信道级联的等效信道脉冲响应的长度为 $2L-1$,预均衡器的抽头数与等效信道脉冲响应长度相同,也为 $2L-1$. 用 $g_{pre}[l]$, $l=0, \dots, 2L-2$ 表示与 TR 预滤波器级联的预均衡器的抽头系数. 信道和预滤波器的脉冲响应可用矢量形式表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{h}_{B,i} &= [h_{B,i}[0], h_{B,i}[1], \dots, h_{B,i}[L-1]]^T \\ \mathbf{h}_{E,i} &= [h_{E,i}[0], h_{E,i}[1], \dots, h_{E,i}[L-1]]^T \\ \mathbf{g}_i &= [h_{B,i}^*[L-1], h_{B,i}^*[L-2], \dots, h_{B,i}^*[0]]^T \\ \mathbf{g}_{pre} &= [g_{pre}[0], g_{pre}[1], \dots, g_{pre}[2L-2]]^T \end{aligned} \quad (1)$$

发送端的发送符号序列记为 $\{X[n]\}_{n=0}^{M-1}$, M 为符号长度,发送功率为 P_s . 对 $X[n]$ 进行上采样,目的是降低 ISI,上采样因子为 D ,为采样率和波特率的比值. 经过上采样后的样值序列为

$$x[n] = \begin{cases} X\left[\frac{n}{D}\right], & n = kD \\ 0, & n \neq kD \end{cases} \quad (2)$$

上式中, k 为正整数. $x[n]$ 经过预均衡器和 TR 预滤波器后由天线发送出去. 合法接收端 Bob 接收信号为

$$y_B[n] = x[n] \otimes g_{pre}[n] \otimes \left(\sum_{i=1}^N g_i[n] \otimes h_{B,i}[n] \right) + z_B[n] \quad (3)$$

其中 $z_B[n]$ 是复高斯信道噪声, \otimes 表示卷积. 令

$$h_{B,tr}[n] = \sum_{i=1}^N g_i[n] \otimes h_{B,i}[n], \text{ 将式(3)改写为}$$

$$y_B[n] = x[n] \otimes g_{pre}[n] \otimes h_{B,tr}[n] + z_B[n] \quad (4)$$

包括预均衡器、TR 预滤波器和信道在内的等效信道脉冲响应的长度为 $4L-3$,等效信道的延迟量为 $2L-2$ 个采样周期,也就是符号发送后经过 $2L-2$ 个采样周期在接收端出现对应符号的峰值. 在合法接收端收到信号后进行下采样,下采样间隔为 D . 符号的采样序列可以表示为式(5).

$$\begin{aligned} Y_B[n] &= y_B[2L-2+Dn] \\ &= \sum_{i=0}^{4L-4} (g_{pre} \otimes h_{B,tr})[i] \times x[i-(2L-2)-Dn] + z_B[Dn] \\ &= \sum_{k=-\lfloor(2L-2)/D\rfloor, k \neq 0}^{\lfloor(2L-2)/D\rfloor} (g_{pre} \otimes h_{B,tr})[2L-2+Dk] \times X[n+k] \\ &\quad + (g_{pre} \otimes h_{B,tr})[2L-2] \times X[n] + Z_B[n] \end{aligned} \quad (5)$$

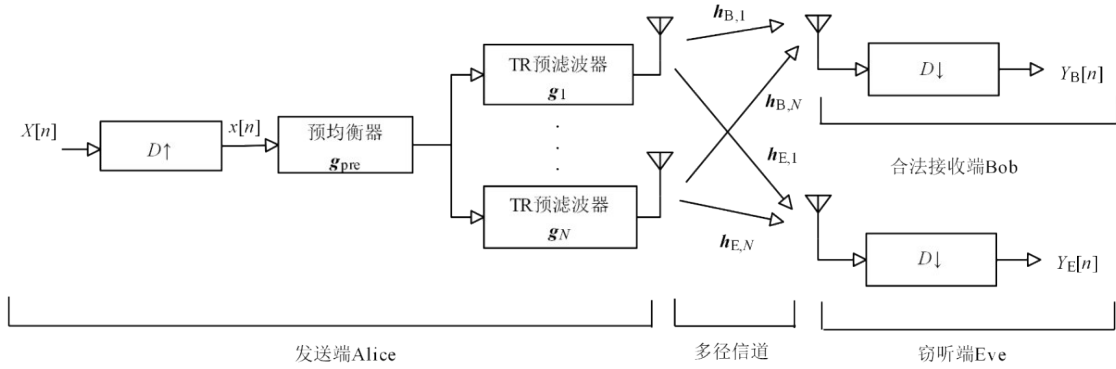


图1 系统模型

上式中最后一个式子的第一部分为 ISI, 第二部分为期望接收信号, 第三部分为复高斯信道噪声, 方差为 σ_B^2 . 定义 $(4L-3) \times (2L-1)$ 的 Toeplitz 矩阵 $\tilde{\mathbf{H}}_B$:

$$\tilde{\mathbf{H}}_B = \begin{bmatrix} h_{B, \text{tr}}[0] & 0 & & 0 \\ h_{B, \text{tr}}[1] & h_{B, \text{tr}}[0] & \ddots & \vdots \\ \vdots & h_{B, \text{tr}}[1] & \ddots & \vdots \\ h_{B, \text{tr}}[2L-2] & \vdots & \ddots & h_{B, \text{tr}}[0] \\ \vdots & h_{B, \text{tr}}[2L-2] & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & & h_{B, \text{tr}}[2L-3] \\ 0 & 0 & & h_{B, \text{tr}}[2L-2] \end{bmatrix} \quad (6)$$

同时定义等效信道矩阵 $\hat{\mathbf{H}}_B = \sum_{l=-q_L+1}^{q_L} \tilde{\mathbf{e}}_{q_L+l} \mathbf{e}_{2L-1+l}^T \tilde{\mathbf{H}}_B$, 其中 $\tilde{\mathbf{e}}_{q_L+l}$ 是 $(2q_L-1) \times (2q_L-1)$ 的单位矩阵的第 q_L+l 列, \mathbf{e}_{2L-1+l} 是 $(4L-3) \times (4L-3)$ 的单位矩阵的第 $2L-1+l$ 列. 用 $\tilde{\mathbf{h}}_B^{(q_L)}$ 、 $\tilde{\mathbf{h}}_B^{(q_L+l)}$ 分别表示 $\hat{\mathbf{H}}_B$ 的第 q_L 、 q_L+l 行的转置, $q_L = \lfloor (2L-2)/D \rfloor + 1$, 则可将式(5)用矢量形式表示为

$$Y_B[n] = \underbrace{\sum_{l=-q_L+1}^{q_L+1} \left[\tilde{\mathbf{h}}_B^{(q_L+l)} \right]^T \mathbf{g}_{\text{pre}} X[n+l]}_{\text{ISI}} + \underbrace{\left[\tilde{\mathbf{h}}_B^{(q_L)} \right]^T \mathbf{g}_{\text{pre}} X[n]}_{\text{desired signal}} + \underbrace{Z_B[n]}_{\text{noise}} \quad (7)$$

合法接收端的 SINR 为

$$\gamma_B = \frac{P_s \times \mathbf{g}_{\text{pre}}^H \mathbf{R}_B^{(0)} \mathbf{g}_{\text{pre}}}{P_s \times \mathbf{g}_{\text{pre}}^H \mathbf{R}_B^{(0)} \mathbf{g}_{\text{pre}} + \sigma_B^2} \quad (8)$$

其中 $\mathbf{R}_B^{(0)} = \tilde{\mathbf{h}}_B^{(q_L)} \left(\tilde{\mathbf{h}}_B^{(q_L)} \right)^H$, $\mathbf{R}_B^{(0)} = \hat{\mathbf{H}}_B^H \hat{\mathbf{H}}_B - \mathbf{R}_B^{(1)}$, $\mathbf{R}_B = \hat{\mathbf{H}}_B^H \hat{\mathbf{H}}_B$, $(\mathbf{X})^H$ 表示矩阵或向量 \mathbf{X} 的共轭转置.

对于窃听端, 定义 $(4L-3) \times (2L-1)$ 维的 Toeplitz 矩阵 $\tilde{\mathbf{H}}_E$:

$$\tilde{\mathbf{H}}_E = \begin{bmatrix} h_{E, \text{tr}}[0] & 0 & & 0 \\ h_{E, \text{tr}}[1] & h_{E, \text{tr}}[0] & \ddots & \vdots \\ \vdots & h_{E, \text{tr}}[1] & \ddots & \vdots \\ h_{E, \text{tr}}[2L-2] & \vdots & \ddots & h_{E, \text{tr}}[0] \\ \vdots & h_{E, \text{tr}}[2L-2] & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & & h_{E, \text{tr}}[2L-3] \\ 0 & 0 & & h_{E, \text{tr}}[2L-2] \end{bmatrix} \quad (9)$$

其中 $h_{E, \text{tr}}[n] = \sum_{i=1}^N g_i[n] \otimes h_{E, i}[n]$. 再定义

$$\hat{\mathbf{H}}_E = \sum_{l=-q_L+1}^{q_L} \tilde{\mathbf{e}}_{q_L+l} \mathbf{e}_{2L-1+l}^T \tilde{\mathbf{H}}_E$$

并用 $\tilde{\mathbf{h}}_E^{(q_L)}$ 表示 $\hat{\mathbf{H}}_E$ 的第 q_L 行的转置. 通过与合法接收端类似的分析, 可得到窃听端接收信号的 SINR 为

$$\gamma_E = \frac{P_s \times \mathbf{g}_{\text{pre}}^H \mathbf{R}_E^{(0)} \mathbf{g}_{\text{pre}}}{P_s \times \mathbf{g}_{\text{pre}}^H \mathbf{R}_E^{(0)} \mathbf{g}_{\text{pre}} + \sigma_E^2} \quad (10)$$

其中 σ_E^2 是窃听信道的复高斯噪声的方差,

$$\mathbf{R}_E^{(0)} = \tilde{\mathbf{h}}_E^{(q_L)} \left(\tilde{\mathbf{h}}_E^{(q_L)} \right)^H, \mathbf{R}_E^{(0)} = \hat{\mathbf{H}}_E^H \hat{\mathbf{H}}_E - \mathbf{R}_E^{(1)}, \mathbf{R}_E = \hat{\mathbf{H}}_E^H \hat{\mathbf{H}}_E.$$

3 优化问题描述与求解

物理层安全通信中, 描述安全传输性能的常用指标是可达保密传输速率, 为合法接收端速率和窃听端速率的差. 要提高性能安全传输性能, 需要在提高合法接收端速率的同时, 抑制窃听速率. 当发送端能获得合法信道和窃听信道的状态信息时, 最大化保密传输速率可有效地提高安全传输性能. 当系统的带宽为 B 、上采样因子为 D 时, 本文系统模型下的可达保密速率为

$$R_s = \left[\frac{B}{D} \log_2(1+\gamma_B) - \frac{B}{D} \log_2(1+\gamma_E) \right]^+ \quad (11)$$

其中 $[x]^+$ 表示取 0 和 x 两者中的最大值.

预均衡器的优化过程中, 为保证发送功率不变, 预均衡器和 TR 预滤波器的级联系统的功率增益应归一

化,即 $\sum_{i=1}^N \sum_{n=0}^{3L-2} |g_{\text{pre}}[n] \otimes g_i[n]|^2 = 1$, 其矩阵形式为

$$\sum_{i=1}^N \mathbf{g}_{\text{pre}}^H \mathbf{H}_i^H \mathbf{H}_i \mathbf{g}_{\text{pre}} = 1 \quad (12)$$

其中 \mathbf{H}_i 为 $(3L-2) \times (2L-1)$ 的 Toeplitz 矩阵:

$$\mathbf{H}_i = \begin{bmatrix} g_i[0] & 0 & \cdots & 0 \\ g_i[1] & g_i[0] & \cdots & \vdots \\ \vdots & g_i[1] & \cdots & \vdots \\ g_i[L-1] & \vdots & \cdots & g_i[0] \\ \vdots & g_i[L-1] & \cdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & & g_i[L-2] \\ 0 & 0 & & g_i[L-1] \end{bmatrix} \quad (13)$$

将式(12)中累加中的相同部分提出,令 $\mathbf{A} = \sum_{i=1}^N \mathbf{H}_i^H \mathbf{H}_i$ 可得

$$\mathbf{g}_{\text{pre}}^H \mathbf{A} \mathbf{g}_{\text{pre}} = 1 \quad (14)$$

观察式(13),易知当且仅当 g_i 为全零矢量时, \mathbf{H}_i 的秩为0,其他情况下 \mathbf{H}_i 的秩均为 $2L-1$,即列满秩矩阵. 由于TR预滤波器的抽头系数为信道CIR的共轭反转, g_i 为全零矢量就意味着信道CIR为0,显然是不会出现的. 因此, \mathbf{H}_i 为列满秩矩阵. 对于任意的非全零复矢量 $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^n$, 有 $\mathbf{x}^H \mathbf{H}_i^H \mathbf{H}_i \mathbf{x} > 0$, 即 $\mathbf{H}_i^H \mathbf{H}_i$ 为共轭对称正定矩阵, $\mathbf{A} = \sum_{i=1}^N \mathbf{H}_i^H \mathbf{H}_i$ 也为共轭对称正定矩阵.

在预处理滤波器的功率增益为1的约束下,最大化系统保密速率的优化问题就可表示为

$$\begin{aligned} \max_{\mathbf{g}_{\text{pre}}} R_s \\ \text{s.t. } \mathbf{g}_{\text{pre}}^H \mathbf{A} \mathbf{g}_{\text{pre}} = 1 \end{aligned} \quad (15)$$

将式(8)和式(10)代入式(11)中可得 R_s 的表达式为

$$R_s = \left[\frac{B}{D} \cdot \log_2 \left(\frac{P_s \cdot \mathbf{g}_{\text{pre}}^H \mathbf{R}_B \mathbf{g}_{\text{pre}} + \sigma_B^2}{P_s \cdot \mathbf{g}_{\text{pre}}^H \mathbf{R}_B^{(0)} \mathbf{g}_{\text{pre}} + \sigma_B^2} \cdot \frac{P_s \cdot \mathbf{g}_{\text{pre}}^H \mathbf{R}_E^{(0)} \mathbf{g}_{\text{pre}} + \sigma_E^2}{P_s \cdot \mathbf{g}_{\text{pre}}^H \mathbf{R}_E \mathbf{g}_{\text{pre}} + \sigma_E^2} \right) \right]^+ \quad (16)$$

问题式(15)是一个非凸问题,不容易求解,先对其进行转换. 对问题式(15)中的矩阵 \mathbf{A} 进行特征值分解得到 $\mathbf{A} = \mathbf{U}^H \mathbf{\Sigma} \mathbf{U}$, 其中 \mathbf{U} 为 \mathbf{A} 的特征向量矩阵, $\mathbf{\Sigma} = \text{diag}(\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_i, \dots, \lambda_{2L-1})$, λ_i 是 \mathbf{A} 的特征值均为正实数. 将 $\mathbf{\Sigma}$ 分解为 $\mathbf{\Sigma}^{\frac{1}{2}} \mathbf{\Sigma}^{\frac{1}{2}}$, 其中 $\mathbf{\Sigma}^{\frac{1}{2}} \triangleq \text{diag}(\sqrt{\lambda_1}, \sqrt{\lambda_2}, \dots, \sqrt{\lambda_{2L-1}})$, \mathbf{A} 可进一步分解为 $\mathbf{A} = (\mathbf{\Sigma}^{\frac{1}{2}} \mathbf{U})^H (\mathbf{\Sigma}^{\frac{1}{2}} \mathbf{U}) = \tilde{\mathbf{A}}^H \tilde{\mathbf{A}}$, 其中 $\tilde{\mathbf{A}} = \mathbf{\Sigma}^{\frac{1}{2}} \mathbf{U}$, 是一个非奇异矩阵. 将 $\mathbf{A} = \tilde{\mathbf{A}}^H \tilde{\mathbf{A}}$ 代入式(15), 并记 $\tilde{\mathbf{g}}_{\text{pre}} = \tilde{\mathbf{A}} \mathbf{g}_{\text{pre}}$, 有 $\mathbf{g}_{\text{pre}} = \tilde{\mathbf{A}}^{-1} \tilde{\mathbf{g}}_{\text{pre}}$, 进一步将约束条件和优化目标 R_s 的表达式分别改写为

$$\tilde{\mathbf{g}}_{\text{pre}}^H \tilde{\mathbf{g}}_{\text{pre}} = 1 \quad (17)$$

$$R_s = \frac{B}{D} \cdot \log_2 \left(\frac{\tilde{\mathbf{g}}_{\text{pre}}^H \left((\tilde{\mathbf{A}}^{-1})^H \mathbf{R}_B \tilde{\mathbf{A}}^{-1} + \frac{\sigma_B^2}{P_s} \mathbf{I}_{(2L-1) \times (2L-1)} \right) \tilde{\mathbf{g}}_{\text{pre}}}{\tilde{\mathbf{g}}_{\text{pre}}^H \left((\tilde{\mathbf{A}}^{-1})^H \mathbf{R}_B^{(0)} \tilde{\mathbf{A}}^{-1} + \frac{\sigma_B^2}{P_s} \mathbf{I}_{(2L-1) \times (2L-1)} \right) \tilde{\mathbf{g}}_{\text{pre}}} \cdot \frac{\tilde{\mathbf{g}}_{\text{pre}}^H \left((\tilde{\mathbf{A}}^{-1})^H \mathbf{R}_E^{(0)} \tilde{\mathbf{A}}^{-1} + \frac{\sigma_E^2}{P_s} \mathbf{I}_{(2L-1) \times (2L-1)} \right) \tilde{\mathbf{g}}_{\text{pre}}}{\tilde{\mathbf{g}}_{\text{pre}}^H \left((\tilde{\mathbf{A}}^{-1})^H \mathbf{R}_E \tilde{\mathbf{A}}^{-1} + \frac{\sigma_E^2}{P_s} \mathbf{I}_{(2L-1) \times (2L-1)} \right) \tilde{\mathbf{g}}_{\text{pre}}} \right) \quad (18)$$

式(18)中 B, D 为正常数,可从优化目标函数中去掉. 进一步,因为 $\log_2 x$ 是单调递增函数, $\log_2 x$ 的最大化与 x 的最大化等价,显然最大化 x 比最大化 $\log_2 x$ 的复杂度更低. 因此将优化目标函数简记为

$$f(\tilde{\mathbf{g}}_{\text{pre}}) = \frac{\tilde{\mathbf{g}}_{\text{pre}}^H \mathbf{G}_B \tilde{\mathbf{g}}_{\text{pre}}}{\tilde{\mathbf{g}}_{\text{pre}}^H \mathbf{D}_B \tilde{\mathbf{g}}_{\text{pre}}} \cdot \frac{\tilde{\mathbf{g}}_{\text{pre}}^H \mathbf{G}_E \tilde{\mathbf{g}}_{\text{pre}}}{\tilde{\mathbf{g}}_{\text{pre}}^H \mathbf{D}_E \tilde{\mathbf{g}}_{\text{pre}}} \quad (19)$$

其中 $\mathbf{G}_B = (\tilde{\mathbf{A}}^{-1})^H \mathbf{R}_B \tilde{\mathbf{A}}^{-1} + \frac{\sigma_B^2}{P_s} \mathbf{I}_{(2L-1) \times (2L-1)}$, $\mathbf{D}_B = (\tilde{\mathbf{A}}^{-1})^H \mathbf{R}_B^{(0)} \tilde{\mathbf{A}}^{-1} + \frac{\sigma_B^2}{P_s} \mathbf{I}_{(2L-1) \times (2L-1)}$, $\mathbf{D}_E = (\tilde{\mathbf{A}}^{-1})^H \mathbf{R}_E \tilde{\mathbf{A}}^{-1} + \frac{\sigma_E^2}{P_s} \mathbf{I}_{(2L-1) \times (2L-1)}$, $\mathbf{G}_E = (\tilde{\mathbf{A}}^{-1})^H \mathbf{R}_E^{(0)} \tilde{\mathbf{A}}^{-1} + \frac{\sigma_E^2}{P_s} \mathbf{I}_{(2L-1) \times (2L-1)}$. 优化问题可改写为

$$\begin{aligned} \max_{\tilde{\mathbf{g}}_{\text{pre}}} f(\tilde{\mathbf{g}}_{\text{pre}}) \\ \text{s.t. } \tilde{\mathbf{g}}_{\text{pre}}^H \tilde{\mathbf{g}}_{\text{pre}} = 1 \end{aligned} \quad (20)$$

这里已将优化变量由 \mathbf{g}_{pre} 改为 $\tilde{\mathbf{g}}_{\text{pre}}$, 得到最优的 $\tilde{\mathbf{g}}_{\text{pre}}^*$ 后利用 $\mathbf{g}_{\text{pre}} = \tilde{\mathbf{A}}^{-1} \tilde{\mathbf{g}}_{\text{pre}}^*$ 就可得到最优的 $\mathbf{g}_{\text{pre}}^*$. 另外,问题式(20)中的约束条件已转换为 $\tilde{\mathbf{g}}_{\text{pre}}^H \tilde{\mathbf{g}}_{\text{pre}} = 1$, 这比原问题更容易满足. 问题式(20)的局部最优解 $\tilde{\mathbf{g}}_{\text{pre}}^{\text{opt}}$ 满足的一阶 Karush-Kuhn-Tucher(KKT)必要条件为 $\nabla f(\tilde{\mathbf{g}}_{\text{pre}}^{\text{opt}}) = 0$, 即

$$\begin{aligned} & \left((\tilde{\mathbf{g}}_{\text{pre}}^{\text{opt}})^H \mathbf{D}_B \tilde{\mathbf{g}}_{\text{pre}}^{\text{opt}} (\tilde{\mathbf{g}}_{\text{pre}}^{\text{opt}})^H \mathbf{D}_E \tilde{\mathbf{g}}_{\text{pre}}^{\text{opt}} \right) \\ & \times \left(2 \left((\tilde{\mathbf{g}}_{\text{pre}}^{\text{opt}})^H \mathbf{G}_B \tilde{\mathbf{g}}_{\text{pre}}^{\text{opt}} \right) \mathbf{G}_E + 2 \left((\tilde{\mathbf{g}}_{\text{pre}}^{\text{opt}})^H \mathbf{G}_E \tilde{\mathbf{g}}_{\text{pre}}^{\text{opt}} \right) \mathbf{G}_B \right) \tilde{\mathbf{g}}_{\text{pre}}^{\text{opt}} \\ & = \left((\tilde{\mathbf{g}}_{\text{pre}}^{\text{opt}})^H \mathbf{G}_B \tilde{\mathbf{g}}_{\text{pre}}^{\text{opt}} (\tilde{\mathbf{g}}_{\text{pre}}^{\text{opt}})^H \mathbf{G}_E \tilde{\mathbf{g}}_{\text{pre}}^{\text{opt}} \right) \end{aligned} \quad (21)$$

$\times \left(2 \left((\tilde{\mathbf{g}}_{\text{pre}}^{\text{opt}})^H \mathbf{D}_B \tilde{\mathbf{g}}_{\text{pre}}^{\text{opt}} \right) \mathbf{D}_E + 2 \left((\tilde{\mathbf{g}}_{\text{pre}}^{\text{opt}})^H \mathbf{D}_E \tilde{\mathbf{g}}_{\text{pre}}^{\text{opt}} \right) \mathbf{D}_B \right) \tilde{\mathbf{g}}_{\text{pre}}^{\text{opt}}$
 令 $\mathbf{V} = \left((\tilde{\mathbf{g}}_{\text{pre}}^{\text{opt}})^H \mathbf{G}_B \tilde{\mathbf{g}}_{\text{pre}}^{\text{opt}} \right) \mathbf{G}_E + \left((\tilde{\mathbf{g}}_{\text{pre}}^{\text{opt}})^H \mathbf{G}_E \tilde{\mathbf{g}}_{\text{pre}}^{\text{opt}} \right) \mathbf{G}_B$, $\mathbf{Q} = \left((\tilde{\mathbf{g}}_{\text{pre}}^{\text{opt}})^H \mathbf{D}_B \tilde{\mathbf{g}}_{\text{pre}}^{\text{opt}} \right) \mathbf{D}_E + \left((\tilde{\mathbf{g}}_{\text{pre}}^{\text{opt}})^H \mathbf{D}_E \tilde{\mathbf{g}}_{\text{pre}}^{\text{opt}} \right) \mathbf{D}_B$, 一阶 KKT 必要条件就改写为

$$\mathbf{Q}^{-1} \mathbf{V} \tilde{\mathbf{g}}_{\text{pre}}^{\text{opt}} = f(\tilde{\mathbf{g}}_{\text{pre}}^{\text{opt}}) \tilde{\mathbf{g}}_{\text{pre}}^{\text{opt}} \quad (22)$$

如将式(22)看成特征值和特征向量的关系式,则 $\tilde{\mathbf{g}}_{\text{pre}}^{\text{opt}}$ 就是矩阵 $\mathbf{Q}^{-1}\mathbf{V}$ 的特征向量, $f(\tilde{\mathbf{g}}_{\text{pre}}^{\text{opt}})$ 就是矩阵 $\mathbf{Q}^{-1}\mathbf{V}$ 对应特征向量 $\tilde{\mathbf{g}}_{\text{pre}}^{\text{opt}}$ 的特征值. 因此,使目标函数 $f(\tilde{\mathbf{g}}_{\text{pre}}^{\text{opt}})$ 最大的解 $\tilde{\mathbf{g}}_{\text{pre}}^{\text{opt}}$ 就是矩阵 $\mathbf{Q}^{-1}\mathbf{V}$ 的最大特征值对应的特征向量. 但是矩阵 \mathbf{Q} 和 \mathbf{V} 中包含有待求的 $\tilde{\mathbf{g}}_{\text{pre}}^{\text{opt}}$, 不能用一般的特征值分解的方法求解. 这里采用与文献[15]中类似的迭代算法进行求解. 首先为 $\tilde{\mathbf{g}}_{\text{pre}}^{\text{opt}}$ 赋一个初始值 $\tilde{\mathbf{g}}_{\text{pre}}^{(0)}$, 通过这个初始值得到 \mathbf{Q} 和 \mathbf{V} , 再对 $\mathbf{Q}^{-1}\mathbf{V}$ 进行特征值分解, 得到其最大的特征值 $\lambda^{(1)}$ 和对应的归一化特征向量 $\tilde{\mathbf{g}}_{\text{pre}}^{(1)}$. 然后用 $\tilde{\mathbf{g}}_{\text{pre}}^{(1)}$ 替换 $\tilde{\mathbf{g}}_{\text{pre}}^{(0)}$, 得到新的 \mathbf{Q} 和 \mathbf{V} , 再对 $\mathbf{Q}^{-1}\mathbf{V}$ 进行特征值分解得到 $\lambda^{(2)}$ 和 $\tilde{\mathbf{g}}_{\text{pre}}^{(2)}$. 重复上述过程, 直到连续两次迭代得到的特征值的相对差值小于预先设定的值或者达到预定的迭代次数为止. 得到 $\tilde{\mathbf{g}}_{\text{pre}}^{\text{opt}}$ 后, 代入 $\mathbf{g}_{\text{pre}}^{\text{opt}} = \tilde{\mathbf{A}}^{-1} \tilde{\mathbf{g}}_{\text{pre}}^{\text{opt}}$ 就可求得优化后的 $\mathbf{g}_{\text{pre}}^{\text{opt}}$. 在每次迭代中, 都先对 $\mathbf{Q}^{-1}\mathbf{V}$ 进行特征值分解, 然后用其最大特征值对应的特征向量去更新矩阵 $\mathbf{Q}^{-1}\mathbf{V}$, 作为下一轮迭代中进行特征值分解的矩阵. 由于用的是最大特征值对应的特征向量对 $\mathbf{Q}^{-1}\mathbf{V}$ 进行更新, 更新后的矩阵 $\mathbf{Q}^{-1}\mathbf{V}$ 都会更接近最优 $\tilde{\mathbf{g}}_{\text{pre}}^{\text{opt}}$ 对应的 $\mathbf{Q}^{-1}\mathbf{V}$, 在下一次迭代时对更新后的 $\mathbf{Q}^{-1}\mathbf{V}$ 进行特征值分解得到的最大特征值一定大于(至少不会低于)上一轮迭代中得到的最大特征值. 随着迭代的进行, 得到的最大特征值对应的特征向量会逐渐逼近最优解. 具体的迭代算法如算法 1 所示, 其中 ε 为控制迭代结束的特征值的相对差值.

算法 1 问题式(15)的迭代求解

- (1) $k=0$, 设置初始点 $\tilde{\mathbf{g}}_{\text{pre}}^{(0)}$.
- (2) Loop:
- (3) $k=k+1$.
- (4) 根据 $\tilde{\mathbf{g}}_{\text{pre}}^{(k-1)}$ 计算矩阵 \mathbf{V} 和 \mathbf{Q} .
- (5) 求解 $\mathbf{Q}^{-1}\mathbf{V}$ 的最大特征值 $\lambda^{(k)}$ 以及对应的归一化特征向量 $\tilde{\mathbf{g}}_{\text{pre}}^{(k)}$.
- (6) 判断 $\left| (\lambda^{(k)} - \lambda^{(k-1)}) / \lambda^{(k)} \right| \leq \varepsilon$ 是否满足, 或者是否达到迭代次数, 是跳出循环, 否则继续迭代.
- (7) end
- (8) 输出优化问题解 $\tilde{\mathbf{g}}_{\text{pre}}^{\text{opt}} = \tilde{\mathbf{g}}_{\text{pre}}^{(k)}$.
- (9) $\tilde{\mathbf{g}}_{\text{pre}}^{\text{opt}}$ 代入 $\mathbf{g}_{\text{pre}}^{\text{opt}} = \tilde{\mathbf{A}}^{-1} \tilde{\mathbf{g}}_{\text{pre}}^{\text{opt}}$ 得到 $\mathbf{g}_{\text{pre}}^{\text{opt}}$.

本算法假设了信道是慢衰落信道, 信道系数在算法过程中是定值, 因此每当信道发生变化时, 就需要重新对系统进行优化. 每次优化需要先计算相关的矩阵, 然后开始表 1 中的迭代算法. 下面对整个优化过程的复杂度进行分析.

假设基本数学运算(加减乘除等)的时间复杂度为 $O(1)$, 那么只要计算出优化过程中的基本数学运算次数就可估算到时间复杂度. 求解 n 阶矩阵的逆和 n 阶矩阵特征值分解的复杂度都为 $O(n^3)$. 在迭代优化算法前需

要根据信道系数计算矩阵 \mathbf{R}_B 、 $\mathbf{R}_B^{(0)}$ 、 \mathbf{R}_E 、 $\mathbf{R}_E^{(0)}$ 和 \mathbf{A} , 其中 \mathbf{R}_B 和 \mathbf{R}_E 的基本运算次数为 $8q_L L^2 - 4L^2 - 8q_L L + 2q_L - 1$, $\mathbf{R}_B^{(0)}$ 和 $\mathbf{R}_E^{(0)}$ 为 $8q_L L^2 - 8q_L L - 4L + 2q_L + 1$, \mathbf{A} 为 $N(12L^3 - 8L^2 - L - 2)$. 然后对 \mathbf{A} 进行特征值分解, 再由分解后的特征值对角矩阵和特征向量矩阵求得矩阵 $\tilde{\mathbf{A}}$, 最后对其求逆得到 $\tilde{\mathbf{A}}^{-1}$, 这一过程的复杂度为 $O(L^3)$. 求得上述矩阵后再计算矩阵 \mathbf{G}_B 、 \mathbf{D}_B 、 \mathbf{D}_E 和 \mathbf{G}_E , 需要的运算次数都为 $16L^3 - 24L^2 + 14L - 3$. 上面所有步骤的复杂度为 $O(NL^3)$. 计算完上述矩阵后, 就开始进入迭代算法. 在每次迭代中根据 \mathbf{G}_B 、 \mathbf{D}_B 、 \mathbf{D}_E 和 \mathbf{G}_E 和当前的 $\tilde{\mathbf{g}}_{\text{pre}}^{(k)}$ 计算 \mathbf{Q} 和 \mathbf{V} , 两个计算的运算次数都为 $20L^2 - 16L + 3$. 然后计算 $\mathbf{Q}^{-1}\mathbf{V}$, 再进行特征值分解, 找到最大特征值对应的特征向量, 这步的复杂度为 $O(L^3)$. 完成迭代后, 就可根据 $\mathbf{g}_{\text{pre}}^{\text{opt}} = \tilde{\mathbf{A}}^{-1} \tilde{\mathbf{g}}_{\text{pre}}^{\text{opt}}$ 求出最优的解, 这步的运算次数为 $4L^2 - 4L + 1$. 因此, 当迭代次数为 n_{iter} 时, 迭代算法的复杂度为 $O(n_{\text{iter}} L^3)$, 整个优化过程的复杂度为 $O(\max(n_{\text{iter}} L^3, NL^3))$, 是多项式时间内可解的. 文献[4]在常规 TR 系统中, 采用迫零准则设计了 TR 预滤波器, 其求解的算法复杂度为 $O((NL)^3)$. 文献[12]在 ETR 传输系统中, 同样采用迫零准则设计预均衡器, 其求解的算法复杂度为 $O(NL^3)$. 可以看出在天线数目很大时, 本文算法的复杂度是常规 TR 下采用迫零准则设计滤波器的复杂度的 $1/N^2$. 虽然本文复杂度要高于采用迫零准则下的 ETR 传输, 但考虑到本文是针对安全传输进行优化, 优化问题的复杂度和难度远大于常规传输, 同时仿真的结果表明本文迭代算法收敛很快, 因此本文算法复杂度相比较文献[12]并不高.

4 仿真

本节对本文提出的算法进行仿真验证. 仿真中, 信道为瑞利衰落信道, 信道可分辨路径数 $L=10$, 信道带宽 $B=1\text{MHz}$, 信道脉冲响应系数服从均值为零的复高斯随机分布. 窃听信道和合法信道的方差分别为

$$E\left[|h_{E,i}[l]|^2\right] = \eta_E e^{-\frac{lT_s}{\sigma_T}} \quad E\left[|h_{B,i}[l]|^2\right] = \eta_B e^{-\frac{lT_s}{\sigma_T}}$$

其中 $\sigma_T = 10/B$ 为路径的均方根延迟, $T_s = 1/B$ 为采样周期, 下标 i 是天线序号. $\eta_E = \eta_0 (d_E/d_0)^{-c}$ 、 $\eta_B = \eta_0 (d_B/d_0)^{-c}$ 分别为窃听信道和合法信道的大尺度衰落系数. 其中, $c=4$ 为路径损耗指数, η_0 为参考距离处的传输损耗, $d_0=10\text{m}$ 为参考距离, d_E 和 d_B 分别为发送端与窃听端和合法端的距离. 在本节的仿真中, 设定 $\eta_0 = 10^{-5}$, 窃听信道和合法信道的噪声功率设为 $1 \times 10^{-11}\text{W}$. 求解最大特征值的迭代算法中最大迭代次数设为 50, $\varepsilon = 1 \times 10^{-5}$.

图 2 是 6 组随机信道实现下, 迭代算法收敛性的仿

真结果. 采样因子 $D=2$, 天线数目 $N=2$, 发送功率为 20dBm. 可以看到, 经过 4~6 次迭代后最大特征值基本就不再增长, 算法即收敛.

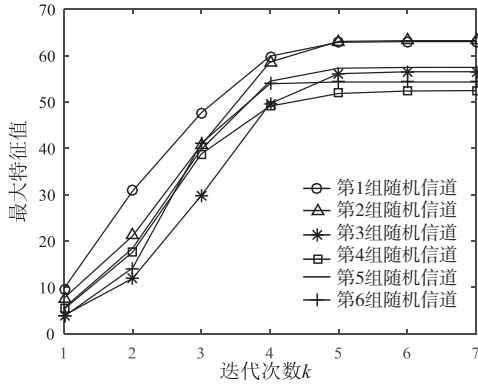


图2 最大特征值的收敛性

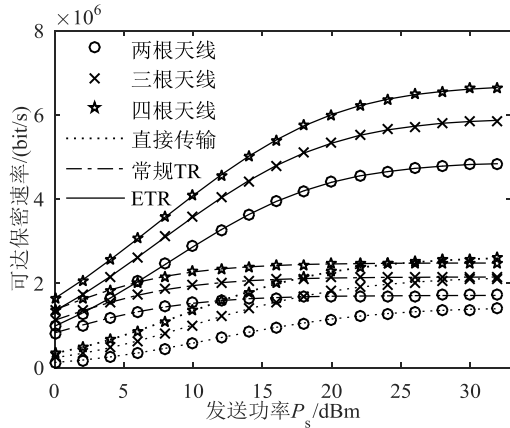
图3是在不同发射天线数目下系统可达保密速率、合法信道容量和窃听信道容量的仿真结果, 上采样因子 $D=1$, 合法接收端和窃听端与发送端的距离都是 100m. 同时给出未使用预均衡器的常规 TR 和直接传输的仿真结果. 常规 TR 系统中没有预均衡器, TR 预滤波器的脉冲响应为信道 CIR 的共轭反转, 即 $g_i^{\text{TR}}[l] = \frac{h_{B,i}^*[L-1-l]}{\sqrt{N h_{B,i}^H h_{B,i}}}$, $i=1, \dots, N$. 直接传输是指发送

端根据多径信道的第 1 径对发送信号进行最大比传输处理, 多天线上发送信号为 $\tilde{\mathbf{x}}[n] = \frac{\tilde{\mathbf{h}}^H}{\sqrt{\tilde{\mathbf{h}}^H \tilde{\mathbf{h}}}} \mathbf{x}[n]$, 其

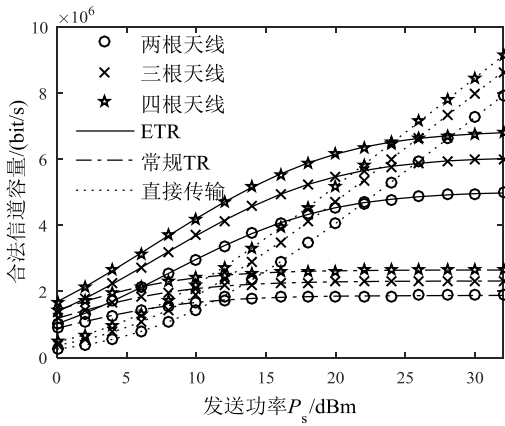
中 $\tilde{\mathbf{h}} = [h_{B,1}[0], h_{B,2}[0], \dots, h_{B,N}[0]]$, 而合法接收端和窃听端可完美消除 ISI, 将第 1 径传输的信号作为接收信号. 从图 3(a) 中可以看出, 在较低发送功率时, 针对保密速率优化的 ETR 传输和常规 TR 传输的保密速率都比直接传输高, 其中 ETR 最高, 且随发送功率的增加而增加. 在高功率时常规 TR 传输和直接传输的保密速率很接近, ETR 传输的保密速率仍然是最高的, 天线数目为 4 时, ETR 传输的保密速率约为常规 TR 传输和直接传输的保密速率的 3 倍. ETR 和 TR 都利用了信道的多径, 将多径传输的能量聚集在合法接收端, 而直接传输只利用了多径中的一径, 因此 ETR 和 TR 传输系统合法接收端的接收信号功率高于直接传输. 在发送功率较低时, ISI 功率相对于噪声功率较小, ETR 和 TR 传输系统合法接收端的 SINR 能随发送功率的增加而增加, 信道容量也相应增加. 随着发送功率的增加, ISI 功率同步增加, ISI 功率在干扰噪声总功率中的比重越来越大, 合法接收端 SINR 随发送功率增加的速率越来越低, 最终达到一个上限, 相应 ETR 和 TR 传输系统中合法信道容量的增速也逐渐降低,

最终趋近于一个定值. ETR 方案中, TR 预滤波器前还有一个预均衡器, 相当于针对所有发送天线对应的信道又进行了一次联合处理, 能获得更好的传输性能, 因此能获得比常规 TR 更高的信道容量, 容量的上限也更高. 对于直接传输方式, 仿真中假设在合法接收端和窃听端都能完美地消除掉 ISI, 因此合法信道容量和窃听信道容量都能随发送功率的增加而持续增加. 由于 TR 传输的空间聚焦特性, TR 和 ETR 传输中窃听端的信号功率明显低于合法接收端, 因此窃听信道容量明显低于合法信道容量, 并且随着发送功率增加的速度很低, 并很快趋于一个定值. 最终反映在保密传输特性上看, ETR 传输的保密速率明显高于常规 TR 和直接传输, 而常规 TR 在低发送功率时的保密速率要优于直接传输, 说明针对保密速率进行预均衡优化效果明显. 而高发送功率时直接传输的保密速率与常规 TR 相近, 这是由于仿真中假设直接传输时接收端完美消除 ISI. 由于 ETR、常规 TR 和直接传输三种方式都针对合法信道对经过多个天线发送的信号进行了预处理, 因此发送天线数目增加可明显提高合法信道容量. 对于窃听端而言, 各个发送天线发送的信号到达其接收天线时相位随机, 在发送总功率不变的情况下, 天线数增多并不能提高接收信号 SINR, 因此窃听信道容量不随发送天线数的增加而增加. 最终反映在保密速率能随发送天线增加而明显提高, 说明增加发送天线数能明显改善物理层安全性能.

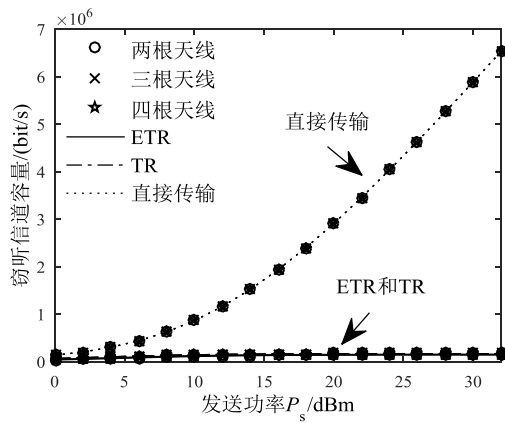
图4是不同上采样因子下, ETR 和 TR 传输系统保密速率、窃听信道容量、合法信道容量随发送功率变化的仿真结果, 图5是不同上采样因子下合法端 SINR 平均值随发送功率变化的仿真结果. 仿真中, 发送天线数 $N=2$. 观察图 5 合法接收端 SINR 的仿真结果, ETR 和 TR 系统的 SINR 随 D 的增大而增大, 说明通过增大上采样因子可减少 ISI. ETR 系统的 SINR 要高于 TR 系统, 说明通过预均衡器处理后 ISI 有了明显的下降. $D=1$ 时, ETR 系统 SINR 的增长速率随着发送功率的增加逐渐降低, SINR 很快达到上限, 说明 ISI 较为严重. 而 $D=2$ 和 3 时, 在仿真的功率范围内, SINR 能随着发送功率的增加而同步增加, 说明 ISI 得到了很好的抑制. $D=3$ 时 SINR 增长的速度比 $D=2$ 时稍快, 但差距很小. D 增加, SINR 增加, 每个符号上传输的信息量增加, 但在相同带宽下符号速率减小, 因此 D 增加时合法信道容量不一定增加. 对于 TR 系统, D 增加后 ISI 的减小不能弥补符号速率下降带来的损失, 所以信道容量反而减小. 对于 ETR 系统, D 增加后 ISI 的减小较为明显, SINR 能随发送功率增加而以较快的速度增长. 因此 $D=2$ 和 3 时合法信道容量能随发送功率的增长而较快增长, 虽然在低功率时低于 $D=1$ 时, 但在高功率时更高, 且发送功率越大,



(a) 保密速率



(b) 合法信道容量

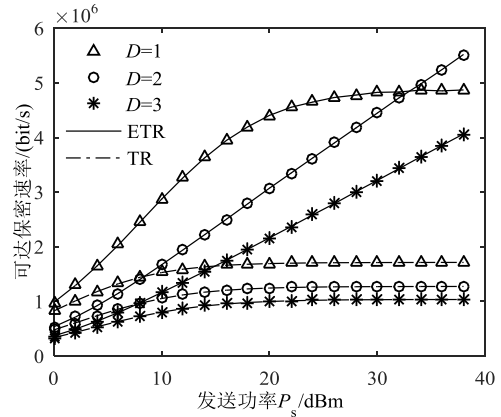


(c) 窃听信道容量

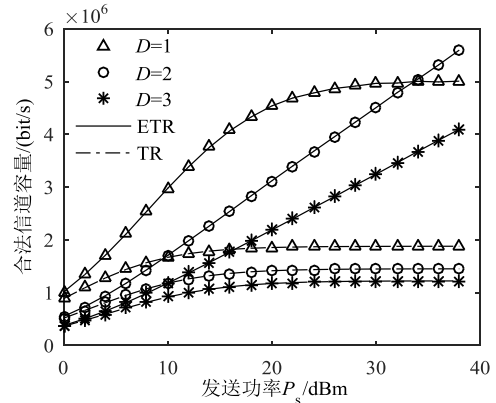
图3 天线数目对系统的影响

优势越明显. $D=3$ 时,虽然SINR更高,但由于符号速率下降过多,合法信道容量反而不如当 $D=2$ 时的系统. 对于窃听端, D 的增加同样能在一定程度降低ISI,提高SINR,但由于符号速率降低,窃听信道容量并不会相应增加. 最终反映在保密速率上,ETR系统在 D 增加时,

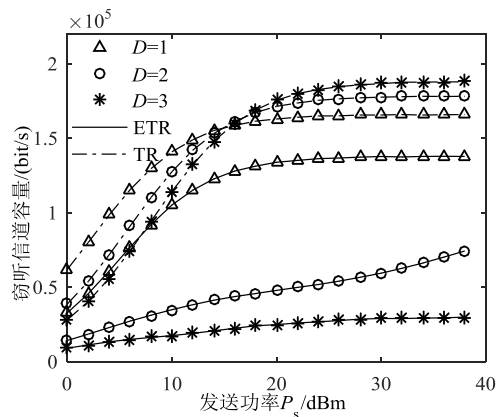
保密速率在发送功率增加时的增长速度会相应的增加,在 $D=2$ 和3时,在仿真的功率范围内没有出现饱和的情况, $D=2$ 时更高. 而 $D=1$ 时的ETR系统,以及TR系统都存在保密速率的上限. 仿真结果说明本文通过优化预均衡器后明显降低了合法接收端ISI,从而能获得更好的物理层安全传输性能,同时也应合理地选择上采样因子.



(a) 保密速率



(b) 合法信道容量



(c) 窃听信道容量

图4 采样因子对ETR系统的影响

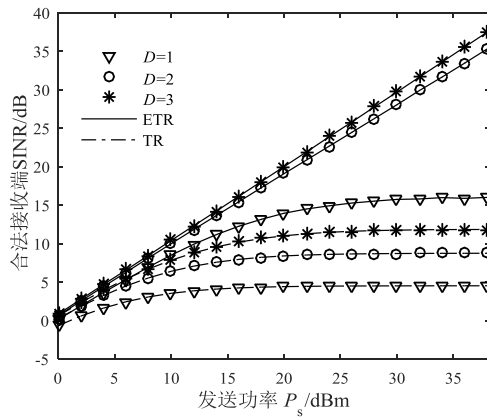


图5 采样因子对合法接收端 SINR 的影响

5 结论

本文针对存在窃听者的单用户 MISO 时间反转传输系统,以物理层安全传输性能为优化目标对预均衡器进行优化.系统中,各天线的 TR 预滤波器为常规的匹配预滤波器.相比较对多个 TR 预滤波器进行联合优化的方案,本文方案中只需要对一个预均衡器进行优化,优化的复杂度明显降低.预均衡器优化的目标是使系统的保密速率最大化,优化问题通过寻找满足 KKT 一阶必要条件的解的方式求解,可转换为求解矩阵的最大特征值,并最终通过迭代算法求解.通过与常规 TR 方案和直接传输方案的仿真对比,表明优化后的 ETR 方案能获得更高的保密传输速率.相较于常规 TR 方案,优化后的 ETR 方案中合法接收端的 ISI 更小,在较小的采样因子下($D=2$)保密速率就能随发送功率而持续增长,在高功率下的安全传输性能优势更加明显.本文只考虑了窃听端信道信息已知的情况,当窃听信道未知时,就无法针对保密速率进行系统设计,此时可采用人工噪声辅助的方案,确保系统的安全传输性能.另外,当系统为 MIMO 系统时,发送端每根天线就需要增加 TR 滤波器,增加的数量是接收天线的数目.这时 MIMO 系统中 TR 预滤波器、发送多天线、信道和接收多天线级联形成的等效信道与 MISO 中的等效信道的形式是相同的,所以本文中的方案可以扩展到 MIMO 系统中.

参考文献

- [1] Rouseff D, Jackson D R, Fox W L J, et al. Underwater acoustic communication by passive-phase conjugation: Theory and experimental results[J]. IEEE Journal of Oceanic Engineering, 2001, 26(4): 821 – 831.
- [2] Wang B B, Wu Y L, Han F, et al. Green wireless communications: A time-reversal paradigm[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2011, 29(8): 1698 – 1710.
- [3] Lei W J, Yao L. Performance analysis of time reversal communication systems[J]. IEEE Communications Letters, 2019, 23(4): 680 – 683.
- [4] Kyritsi P, Stoica P, Papanicolaou G, et al. Time reversal and zero-forcing equalization for fixed wireless access channels[A]. Conference Record of the Thirty-Ninth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, 2005 [C]. Pacific Grove, CA, USA: IEEE, 2005. 1297 – 1301.
- [5] Yoon E, Kim S Y, Yun U. A time-reversal-based transmission using predistortion for intersymbol interference alignment[J]. IEEE Transactions on Communications, 2015, 63(2): 455 – 465.
- [6] Chen X M, Ng D W K, Gerstacker W H, et al. A survey on multiple-antenna techniques for physical layer security[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2017, 19(2): 1027 – 1053.
- [7] 雷维嘉, 周洋. MIMO 全双工双向通信系统平均保密和速率的优化[J]. 电子学报, 2020, 48(6): 1041 – 1051. Lei W J, Zhou Y. The optimization of average secrecy sum rate for MIMO full duplex two-way communication systems[J]. Acta Electronica Sinica, 2020, 48(6): 1041 – 1051. (in Chinese).
- [8] Wang L, Li R G, Cao C Y, et al. SNR analysis of time reversal signaling on target and unintended receivers in distributed transmission[J]. IEEE Transactions on Communications, 2016, 64(5): 2176 – 2191.
- [9] Lei W J, Yang M M, Yao L, et al. Physical layer security performance analysis of the time reversal transmission system[J]. IET Communications, 2020, 14(4): 635 – 645.
- [10] Cao W, Lei J, Hu W D, et al. Secrecy capacity achievable time reversal pre-filter in MISO communication system and the unequal secrecy protection application[J]. Wireless Personal Communications, 2017, 97(4): 5427 – 5437.
- [11] Xu Q, Ren P Y, Du Q H, et al. Security-aware waveform and artificial noise design for time-reversal-based transmission[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2018, 67(6): 5486 – 5490.
- [12] Viteri-Mera C A, Teixeira F L. Equalized time reversal beamforming for frequency-selective indoor MISO channels[J]. IEEE Access, 2017, 5: 3944 – 3957.
- [13] Nguyen H, Zhao Z, Zheng F, et al. Preequalizer design for spatial multiplexing SIMO-UWB TR systems[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2010, 59(8): 3798 – 3805.
- [14] Yoon M, Lee C. A TR-MISI serial prefilter for robustness

to ISI and noise in indoor wireless communication system [J]. IEEE Signal Processing Letters, 2014, 21(4): 386 – 389.

[15] Lee N, Yang H J, and Chun J. Achievable sum-rate maxi-

mizing AF relay beamforming scheme in two-way relay channels[A]. ICC Workshops - 2008 IEEE International Conference on Communications Workshops[C]. Beijing, China: IEEE, 2008. 300 – 305.

作者简介



雷维嘉 男, 1969年出生, 云南元谋人, 博士, 教授, 主要从事无线和移动通信技术的研究.
E-mail:leiwj@cqupt.edu.cn



谢显中 男, 1966年出生, 四川通江人, 博士, 教授, 主要从事无线和移动通信技术的研究.
E-mail:xiexzh@cqupt.edu.cn



张维翰 男, 1995年出生, 重庆奉节人, 硕士研究生, 主要从事物理层安全的研究.
E-mail:15025437683@163.com



雷宏江 男, 1975年出生, 陕西合阳人, 博士, 教授, 主要从事无线通信系统建模与分析、物理层安全的研究.
E-mail:leihj@cqupt.edu.cn