

X 信道中一种改进的干扰消除方法

田心记 逯 静

(河南理工大学计算机科学与技术学院 焦作 454000)

摘 要 对于每个用户配置 4 根天线的 X 信道,提出了一种改进的干扰消除方法。每个用户采用速率为 2 的空时分组码,通过在每个用户的发送信号中引入零元素,消除了接收端的非期望接收码字;通过对空时码字进行预编码使得每个接收端的期望接收码字正交传输,从而消除了期望接收码字间的干扰。与相同场景中的已有方案相比,所提方案在保持相同传输效率的同时,极大地减少了反馈量。仿真结果验证了所提方案的有效性。

关键词 X 信道,空时分组码,预编码,干扰消除,反馈量

中图法分类号 TN929.5 **文献标识码** A **DOI** 10.11896/j.issn.1002-137X.2015.5.031

Improved Interference Cancellation Method over X Channel

TIAN Xin-ji LU Jing

(School of Computer Science and Technology, Henan Polytechnic University, Jiaozuo 454000, China)

Abstract An interference cancellation method based on space-time code was proposed for X channel with four antennas at each user. Each user employs rate-2 space-time block code. The unwanted codewords are eliminated through the introduction of zero elements at each user's transmit signals. The wanted codewords from two users keep orthogonal through the pre-coding for each codeword, so the interference between wanted codewords is cancelled. Compared with the existing scheme for the same scene, our proposed scheme greatly reduces feedback amount, while keeping the same transmission efficiency. Simulation results demonstrate the validity of the proposed scheme.

Keywords X Channel, Space-time block code, Precoding, Interference cancellation, Feedback amount

MIMO 技术采用空时编码获得复用增益和分集增益^[1]。正交空时分组码和准正交空时分组码都获得了分集增益,但是都不能获得复用增益^[2,3]。完美空时分组码既获得了全分集增益又获得了复用增益^[4,5]。文献[6]提出的速率为 2 空时分组码(R2-STBC)是完美空时分组码的一种。

MIMO 技术分为单用户 MIMO 和多用户 MIMO^[7,8]。每个用户配置多根天线的 X 信道是一种常见的多用户 MIMO 系统^[9]。MIMO X 信道中的多个发送端不可以相互协作,接收端存在严重的多用户干扰,从而影响系统的可靠性^[10]。

干扰对齐可以使得每个接收端收到的有用信号和干扰信号分别落在不同的向量空间中,从而达到消除 MIMO X 信道中多用户干扰的目的^[11,12]。然而,若不与空时码相结合,干扰对齐方案的分集增益为 1^[13,14]。为了提高分集增益,近年来很多学者提出了采用干扰对齐和空时编码来消除 MIMO X 信道中多用户干扰的方法。比如,对于每个用户配置两根天线的 MIMO X 信道,文献[12]通过干扰对齐以及接收端的线性处理消除了多用户干扰。文献[15]将文献[12]的思想扩展到每个用户配置 3 根天线的 X 信道,分集增益为 3。Li Feng 将 4×4 的准正交空时分组编码及其预编码引入每个发送端配置多根天线的 X 信道,通过对空时码字的每列进行预编码,消除了多用户干扰,获得了空时编码带来的分集增

益^[16]。然而,该方法需要反馈信道状态信息或 16 个 $N \times 4$ 的预编码矩阵(N 是接收天线的个数),反馈量较高。

为了降低反馈量,本文提出了每个用户配置 4 根天线的 X 信道中一种基于空时编码的干扰消除方法。每个用户采用 R2-STBC,通过在每个用户的发送信号中引入零元素,消除了接收端的非期望接收码字,通过对空时码字进行预编码消除了期望接收码字间的干扰。与文献[16]相比,所提方案在保持相同传输效率的同时,极大地减少了反馈量。仿真结果显示,所提方案的可靠性不低于文献[16]的方案。

1 系统模型

所提方案的系统模型如图 1 所示,包含两个用户和两个接收端 $R_i (i=1,2)$,每个用户配置 4 根天线,每个接收端配置 N 根天线。 H_i 是用户 1 到 R_i 的信道矩阵, G_i 是用户 2 到 R_i 的信道矩阵,它们的阶数均为 $N \times 4$ 。假定信道矩阵的每个元素都服从独立的高斯分布。

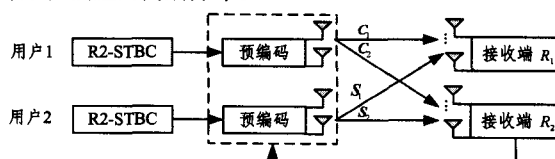


图 1 系统模型

到稿日期:2014-06-04 返修日期:2014-07-20 本文受国家自然科学基金:面向社区的协同检索方法研究(61202286),面向组合服务的智能化接入控制关键技术研究(61300124)资助。

田心记(1983—),女,博士,讲师,主要研究方向为 MIMO 技术、空时编码,E-mail: tianxinji. world@aliyun. com;逯 静(1980—),女,硕士,讲师,主要研究方向为空时编码、协作通信。

两个用户均采用 R2-STBC, 编码矩阵 C_i 和 S_i ($i=1,2$) 分别为

$$C_i = \begin{bmatrix} \alpha_1 C_{4i-3} - \beta_1 C_{4i-2} & \beta_1 C_{4i-1} + \alpha_1 C_{4i} \\ \alpha_2 C_{4i-1} - \beta_2 C_{4i} & \beta_2 C_{4i-3} + \alpha_2 C_{4i-2} \end{bmatrix}$$

$$S_i = \begin{bmatrix} \alpha_1 S_{4i-3} - \beta_1 S_{4i-2} & \beta_1 S_{4i-1} + \alpha_1 S_{4i} \\ \alpha_2 S_{4i-1} - \beta_2 S_{4i} & \beta_2 S_{4i-3} + \alpha_2 S_{4i-2} \end{bmatrix}$$

其中, c_i 和 s_i ($i=1,2,\dots,8$) 分别是用户 1 和用户 2 的调制信号; $\alpha_1, \alpha_2, \beta_1$ 和 β_2 是实数, 它们满足 $\alpha_1^2 + \beta_1^2 = 1$ 且 $\alpha_2^2 + \beta_2^2 = 1$ [6]。 C_1 和 S_1 是 R_1 的期望接收码字, C_2 和 S_2 是 R_1 的非期望接收码字; C_2 和 S_2 是 R_2 的期望接收码字, C_1 和 S_1 是 R_2 的非期望接收码字 ($i=1,2$)。 A_i 和 B_i 分别是 C_i 和 S_i 的预编码矩阵 ($i=1,2$), 它们的阶数均为 2×2 。

用户 1 对 C_i ($i=1,2$) 进行预编码, 得到 $A_i C_i$, 并且用 4 根天线将 $\begin{bmatrix} A_1 C_1 & 0 \\ 0 & A_2 C_2 \end{bmatrix}$ 发送到两个接收端; 与此同时, 用户 2 对 S_i 进行预编码, 得到 $B_i S_i$, 并且用 4 根天线将 $\begin{bmatrix} B_1 S_1 & 0 \\ 0 & B_2 S_2 \end{bmatrix}$ 发送到两个接收端, R_1 的接收信号 Y 和 R_2 的接收信号 Z 分别表示为

$$Y = \begin{bmatrix} H_{11} & H_{12} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_1 C_1 & 0 \\ 0 & A_2 C_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} G_{11} & G_{12} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} B_1 S_1 & 0 \\ 0 & B_2 S_2 \end{bmatrix} + N$$

$$= \begin{bmatrix} H_{11} A_1 C_1 & H_{12} A_2 C_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} G_{11} B_1 S_1 & G_{12} B_2 S_2 \end{bmatrix} + N \quad (1)$$

$$Z = \begin{bmatrix} H_{21} & H_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_1 C_1 & 0 \\ 0 & A_2 C_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} G_{21} & G_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} B_1 S_1 & 0 \\ 0 & B_2 S_2 \end{bmatrix} + W$$

$$= \begin{bmatrix} H_{21} A_1 C_1 & H_{22} A_2 C_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} G_{21} B_1 S_1 & G_{22} B_2 S_2 \end{bmatrix} + W \quad (2)$$

其中, $H_i = \begin{bmatrix} H_{i1} & H_{i2} \end{bmatrix}$, $G_i = \begin{bmatrix} G_{i1} & G_{i2} \end{bmatrix}$, H_m 和 G_m 的阶数均为 $N \times 2$ ($i, m=1,2$); N 和 W 是高斯噪声, 阶数均为 $N \times 4$ 。为了保证发射功率不变, $\|A_i\|^2 = \|B_i\|^2 = 1$, 其中 $\|\cdot\|$ 表示范数。 Y, Z, N 和 W 的阶数均为 $N \times 4$ 。

所提方案在 4 个时隙内传输了 16 个调制符号, 其传输效率与文献[16]方案的传输效率相同。

令 $Y = [Y_1 \ Y_2]$, $Z = [Z_1 \ Z_2]$, $N = [N_1 \ N_2]$, $W = [W_1 \ W_2]$, 则

$$Y_1 = H_{11} A_1 C_1 + G_{11} B_1 S_1 + N_1 \quad (3)$$

$$Z_2 = H_{22} A_2 C_2 + G_{22} B_2 S_2 + W_2 \quad (4)$$

Y_1 只包含 R_1 期望接收码字 C_1 和 S_1 , Z_2 只包含 R_2 期望接收码字 C_2 和 S_2 。因此, 通过在每个用户的发送信号中引入零元素, 消除了每个接收端的非期望接收码字。接下来, 以消除 C_i 和 S_i 之间的干扰为目标, 给出预编码矩阵 A_i 和 B_i 的设计方法 ($i=1,2$)。

2 预编码矩阵的设计

分别用 a_{im}^i 和 b_{im}^i 表示 A_i 和 B_i 的第 m 行第 n 列的元素 ($m, n, i=1,2$)。分别用 h_{im}^i 和 g_{im}^i 表示 H_i 和 G_i 的第 m 行第 n 列的元素 ($m=1,2,\dots,N, n, i=1,2$)。

假定 A_i 的第一列和第二列相同且 B_i 的第一列和第二列也相同, 则 $H_i A_i$ 的第一列和第二列相同, $G_i B_i$ 的第一列和

第二列也相同, 它们可以分别表示为

$$H_i A_i = \begin{bmatrix} h_{i1}^i & h_{i1}^i \\ \vdots & \vdots \\ h_{iN1}^i & h_{iN1}^i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{i1}^i a_{i1}^i + h_{i2}^i a_{i2}^i & h_{i1}^i a_{i1}^i + h_{i2}^i a_{i2}^i \\ \vdots & \vdots \\ h_{iN1}^i a_{i1}^i + h_{iN2}^i a_{i2}^i & h_{iN1}^i a_{i1}^i + h_{iN2}^i a_{i2}^i \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$G_i B_i = \begin{bmatrix} g_{i1}^i & g_{i1}^i \\ \vdots & \vdots \\ g_{iN1}^i & g_{iN1}^i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_{i1}^i b_{i1}^i + g_{i2}^i b_{i2}^i & g_{i1}^i b_{i1}^i + g_{i2}^i b_{i2}^i \\ \vdots & \vdots \\ g_{iN1}^i b_{i1}^i + g_{iN2}^i b_{i2}^i & g_{iN1}^i b_{i1}^i + g_{iN2}^i b_{i2}^i \end{bmatrix} \quad (6)$$

分别用 d_{mn} 和 e_{mn} 表示矩阵 $H_{11} A_1 C_1$ 和 $G_{11} B_1 S_1$ 的第 m 行第 n 列的元素, 则推导可得

$$\begin{bmatrix} d_{11} \\ d_{12}^* \\ \vdots \\ d_{N1} \\ d_{N2}^* \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \alpha_1 h_{11}^1 & -\beta_1 h_{11}^1 & \alpha_2 h_{11}^1 & -\beta_2 h_{11}^1 \\ \beta_2 h_{11}^{1*} & \alpha_2 h_{11}^{1*} & \beta_1 h_{11}^{1*} & \alpha_1 h_{11}^{1*} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \alpha_1 h_{N1}^1 & -\beta_1 h_{N1}^1 & \alpha_2 h_{N1}^1 & -\beta_2 h_{N1}^1 \\ \beta_2 h_{N1}^{1*} & \alpha_2 h_{N1}^{1*} & \beta_1 h_{N1}^{1*} & \alpha_1 h_{N1}^{1*} \end{bmatrix}}_{F_1} \underbrace{\begin{bmatrix} c_1 \\ c_2^* \\ c_3 \\ c_4^* \end{bmatrix}}_c \quad (7)$$

$$\begin{bmatrix} e_{11} \\ e_{12}^* \\ \vdots \\ e_{N1} \\ e_{N2}^* \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \alpha_1 g_{11}^1 & -\beta_1 g_{11}^1 & \alpha_2 g_{11}^1 & -\beta_2 g_{11}^1 \\ \beta_2 g_{11}^{1*} & \alpha_2 g_{11}^{1*} & \beta_1 g_{11}^{1*} & \alpha_1 g_{11}^{1*} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \alpha_1 g_{N1}^1 & -\beta_1 g_{N1}^1 & \alpha_2 g_{N1}^1 & -\beta_2 g_{N1}^1 \\ \beta_2 g_{N1}^{1*} & \alpha_2 g_{N1}^{1*} & \beta_1 g_{N1}^{1*} & \alpha_1 g_{N1}^{1*} \end{bmatrix}}_{F_2} \underbrace{\begin{bmatrix} s_1 \\ s_2^* \\ s_3 \\ s_4^* \end{bmatrix}}_s \quad (8)$$

F_1 和 F_2 的阶数均为 $2N \times 4$ 。

根据式(3)、式(7)和式(8)可以得出

$$y = \begin{bmatrix} F_1 & F_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c \\ s \end{bmatrix} + n \quad (9)$$

其中, $y = [y_{11}, y_{12}, \dots, y_{N1}, y_{N2}]^T$, $n = [n_{11}, n_{12}, \dots, n_{N1}, n_{N2}]^T$, y_{mn} 和 n_{mn} 表示矩阵 Y_1 和 N_1 的第 m 行第 n 列的元素 ($m=1,2,\dots,N, n=1,2$)。

用 f_m 表示 F_1 的各列 ($m=1,2,3,4$), 用 f_k 表示 F_2 的各列 ($k=5,6,7,8$)。计算可得, f_m 和 f_k 的内积满足式(10)一式(15):

$$\langle f_1, f_5 \rangle = \langle f_4, f_8 \rangle^* = \alpha_1^2 \sum_{i=1}^N h_{i1}^1 g_{i1}^{1*} + \beta_2^2 \sum_{i=1}^N h_{i1}^{1*} g_{i1}^{1*} \quad (10)$$

$$\langle f_1, f_6 \rangle = \langle f_2, f_5 \rangle = -\langle f_3, f_8 \rangle^* = -\langle f_4, f_7 \rangle^* = -\alpha_1 \beta_1 \sum_{i=1}^N h_{i1}^1 g_{i1}^{1*} + \alpha_2 \beta_2 \sum_{i=1}^N h_{i1}^{1*} g_{i1}^{1*} \quad (11)$$

$$\langle f_1, f_7 \rangle = \langle f_3, f_5 \rangle = \langle f_2, f_8 \rangle^* = \langle f_4, f_6 \rangle^* = \alpha_1 \alpha_2 \sum_{i=1}^N h_{i1}^1 g_{i1}^{1*} + \beta_1 \beta_2 \sum_{i=1}^N h_{i1}^{1*} g_{i1}^{1*} \quad (12)$$

$$\langle f_1, f_8 \rangle = \langle f_4, f_5 \rangle = -2\alpha_1 \beta_2 j \text{Im}(\sum_{i=1}^N h_{i1}^1 g_{i1}^{1*}) \quad (13)$$

$$\langle f_2, f_6 \rangle = \langle f_3, f_7 \rangle^* = \beta_1^2 \sum_{i=1}^N h_{i1}^1 g_{i1}^{1*} + \alpha_2^2 \sum_{i=1}^N h_{i1}^{1*} g_{i1}^{1*} \quad (14)$$

$$\langle f_3, f_6 \rangle = \langle f_2, f_7 \rangle = -2\alpha_2 \beta_1 j \text{Im}(\sum_{i=1}^N h_{i1}^1 g_{i1}^{1*}) \quad (15)$$

其中, $\langle \cdot, \cdot \rangle$ 表示两个向量的内积, $j = \sqrt{-1}$ 。

从式(10)一式(15)可看出, 若 $\sum_{i=1}^N h_{i1}^1 g_{i1}^{1*} = 0$, 可以得到 $\langle f_m,$

$f_k)=0$ 。此时,将式(9)两端分别乘以 $\begin{bmatrix} F_1^T \\ F_2^T \end{bmatrix}$,可得

$$\begin{bmatrix} F_1^T \\ F_2^T \end{bmatrix} y = \begin{bmatrix} F_1^T F_1 & 0 \\ 0 & F_2^T F_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c \\ s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} F_1^T \\ F_2^T \end{bmatrix} n \quad (16)$$

可见,对接收信号进行处理后分离了两个用户发送给 R_1 的信号,从而可以消除期望接收码字间的干扰。

由 $\sum_{i=1}^N h_{1i}^* g_{1i}^* = 0$ 以及 $\|A_1\|^2 = \|B_1\|^2 = 1$,可得到方程组(17)。由以上分析可知,预编码矩阵 A_1 和 B_1 的元素满足方程组(17)时, c 和 s 在传输过程中保持正交,从而可消除 C_1 和 S_1 之间的干扰。

$$\begin{cases} \sum_{i=1}^N (h_{1i}^* a_{1i} + h_{1i}^* a_{2i}^*) (g_{1i}^* b_{1i} + g_{1i}^* b_{2i}^*) = 0 \\ \|A_1\|^2 = 1 \\ \|B_1\|^2 = 1 \end{cases} \quad (17)$$

方程组(17)由于包含3个方程、4个未知量,必定有无数组解。

采用同样的方法可以得到, C_2 和 S_2 正交传输时预编码矩阵 A_2 和 B_2 需要满足方程组。

以上的推导表明,存在第一列和第二列相同的预编码矩阵,使得 C_i 和 S_i 互不干扰($i=1,2$),即消除了多用户干扰。所提方案中有4个 2×2 的预编码矩阵,并且预编码矩阵的第一列和第二列相同,因此,只需要反馈每个预编码矩阵的第一列的元素,即8个元素。而文献[16]的方案需要反馈4个 $N \times 4$ 的信道矩阵或16个 $N \times 4$ 的预编码矩阵,因此所提方案比文献[16]的方案极大地减少了反馈量。

3 译码方法

由式(16)可知

$$F_1^T y = F_1^T F_1 c + F_1^T n$$

$$F_2^T y = F_2^T F_2 s + F_2^T n$$

下面以 R_1 为例,给出具体的译码过程。

步骤1 得到接收信号 Y 的前两列 Y_1 ,然后得到 Y_1 的等效表达形式 y ;

步骤2 根据信道矩阵和预编码矩阵计算得到 $H_{11}A_1$ 和 $G_{11}B_1$,并由 $H_{11}A_1$ 和 $G_{11}B_1$ 的元素得到 F_1 和 F_2 ;

步骤3 处理 y ,得到 $F_1^T y$ 和 $F_2^T y$;

步骤4 以 $F_1^T y$ 作为等效接收信号,以 $F_1^T F_1$ 作为等效信道矩阵,译码 c ,即译码用户1发送给 R_1 的有用信号;

步骤5 以 $F_2^T y$ 作为等效接收信号,以 $F_2^T F_2$ 作为等效信道矩阵,译码 s ,即译码用户2发送给 R_1 的有用信号。

R_2 的译码过程与上述步骤类似。

步骤4和步骤5可采用文献[6]给出的译码方法,其译码复杂度与调制阶数的平方成正比。文献[16]中,接收端采用单个符号的最大似然译码,其译码复杂度与调制阶数成正比。所提方案的译码复杂度高于文献[16],这是所提方案的不足之处。

4 仿真结果

假定信道服从独立的瑞利分布,噪声为高斯白噪声, α_1 、 α_2 、 β_1 和 β_2 的取值有无数个,此处不妨假定它们的取值使得R2-STBC的编码增益达到最大值^[6],即 $\alpha_1 = \beta_2 = \sin(\arctan(2))$, $\alpha_2 = \beta_1 = \cos(\arctan(2))$ 。

图2和图3分别给出了调制方式为4QAM和16QAM

时两种方案的BER曲线。图中的横坐标表示每个用户的信噪比, M 是发送天线的个数, N 是接收天线的个数。文献[16]的方案中, $M=5$ 时要求 $N \geq 3$, $M=6$ 时要求 $N \geq 4$ 。为了使两种方案的发送天线的个数尽量接近,此处只仿真了文献[14]的方案中 $(M,N)=(5,3)$ 以及 $(M,N)=(6,4)$ 时的BER曲线。为了具有可比性,对于所提方案,仿真了 $(M,N)=(4,3)$ 以及 $(M,N)=(4,4)$ 时的BER曲线。从图中可以看出,接收天线的个数相同时,所提方案的BER曲线略低于文献[16]的方案,即所提方案的可靠性略高。

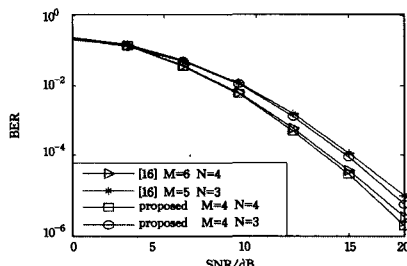


图2 调制方式为4QAM时两种方案的BER

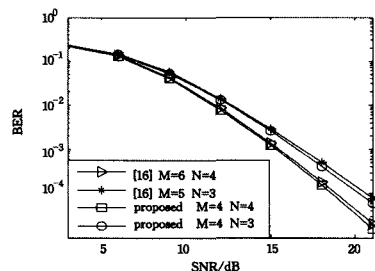


图3 调制方式为16QAM时两种方案的BER

结束语 对于每个用户均配置多根天线的X信道,已有的采用空时编码的干扰消除方案和所提方案都通过对空时码字进行预编码以及接收端的线性处理消除了多用户干扰,而所提方案在保持相同传输效率的情况下,极大地减少了反馈量,并且仿真结果显示,所提方案的可靠性不低于文献[16]的方案。

参考文献

- [1] Wang Jiu-teng. Maximum-minimum throughput for MIMO systems in cognitive radio networks[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2014, 63(1): 217-224
- [2] Gesbert D, Shafi M, Shiu D. From theory to practice: an overview of MIMO space-time coded wireless systems [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2003, 21(3): 281-302
- [3] Bhatnagar M, Hjrungnes A, Song L. Linear precoding of STBC over correlated rice MIMO channels[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2010, 9(6): 1832-1836
- [4] Oggier F, Rekaya G, Belfiore J C, et al. Perfect space-time block codes [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2006, 52(9): 3885-3902
- [5] Mroueh L, Stephanie R L, Belfiore J C. Application of perfect space time codes, PEP bounds and some practical insights [J]. IEEE Transactions on Communications, 2012, 60(3): 747-755
- [6] Sezginer S, Sari H. On high-rate full-diversity 2×2 space-time codes with low-complexity optimum detection[J]. IEEE Transactions on Communications, 2009, 57(5): 1532-1541

(下转第182页)

展示。选择 splay.js 中较为典型的函数进行测试,证实了经过压扁控制流算法混淆之后能有效地改变原先代码的流程结构,使得控制流结构更加复杂,增加破解者进行逆向分析的难度。具体结果如图 9—图 11 所示。

结束语 本文使用 Arnold cat 二维混沌映射函数来构造 N 态不透明谓词,提出并实现了基于混沌不透明谓词的压扁控制流算法,该算法是实现代码混淆的重要方法。通过开发一个基于此算法的 JavaScript 脚本混淆系统,并使用 Google 公司开发的基准测试套件 V8 Benchmark Suite version7 作为测试用例进行实验验证,借助圈复杂度统计工具 CCM 以及 Google Chrome 开发者工具对混淆前后的代码进行静态分析,证实了此混淆算法的正确性和有效性。然而,代码混淆的程度提高与性能往往是相互矛盾的,通过更加复杂地混淆能提高逆向分析的难度,但同时也降低了程序性能。因此,如何平衡混淆程度和代码性能将是以后的研究方向。

参考文献

- [1] Collberg C, Thomborson J, Low D. A Taxonomy of Obfuscating Transformations[R]. Department of Computer Science, The University of Auckland, 1997
 - [2] Wang Chen-xi. A security architecture for survivability mechanisms[D]. Charlottesville: University of Virginia, 2001
 - [3] Borello J M, Mé L. Code Obfuscation Techniques for Metamorphic Viruses[J]. Journal of Computer Virology, 2008, 4(3): 211-220
 - [4] Weaver N, Paxson V, Staniford S, et al. A Taxonomy of Computer Worms[C]//Proceedings of the 2003 ACM workshop on Rapid malware, Washington DC, USA, 2003. ACM Press, 2003: 11-18
 - [5] Collberg C, Nagra J. Surreptitious Software Obfuscation, Watermarking, and Tamperproofing for Software Protection[M]. Beijing: POST & TELECOM PRESS, 2012: 188-191
 - [6] 袁征, 冯雁, 温巧燕, 等. 构造一种新的混淆 Java 程序的不透明谓词[J]. 北京邮电大学学报, 2007, 30(6): 103-106
 - [7] Arboit G. A method for watermarking java programs via opaque predicates[C]//The Fifth International Conference on Electronic Commerce Research (ICECR-5). 2002: 102-110
 - [8] 苏庆, 吴伟民, 等. 混沌不透明谓词在代码混淆中的研究与应用[J]. 计算机科学, 2013, 40(6): 155-160
 - [9] Matthews R. On the derivation of a “chaotic” encryption algorithm[J]. Cryptologia, 1989, 13(1): 29-42
 - [10] Dawei Z, Guanrong C, Wenbo L. A chaos-based robust wavelet-domain watermarking algorithm[J]. Chaos, Solitons & Fractals, 2004, 22(1): 47-54
 - [11] 张健, 于晓洋, 任洪娥, 等. 一种改进的 Arnold Cat 变换图像置乱算法[J]. 计算机工程与应用, 2009, 45(35): 14-17
 - [12] Chow S, Gu Y, Johnson H, et al. An Approach to the Obfuscation of Control-flow of Sequential Computer Programs[C]//Proceedings of the 4th International Conference on Information Security, Malaga, Spain, 2001. Springer-Verlag, 2001, 2200: 144-155
 - [13] László T, Kiss A. Obfuscating C++ Programs via Control Flow Flattening[C]//Proc. of the 10th Symposium on Programming Languages and Software Tools, 2007
 - [14] Horwitz S, Reps T, Binkley D. Interprocedural slicing using dependence graphs[J]. ACM Transactions on Programming Languages and Systems (TOPLAS), 1990, 12(1): 26-60
 - [15] Udupa, Sharath K, Saumya K, Debray, and Matias Madou[C]//Deobfuscation: Reverse engineering obfuscated code. Reverse Engineering, 12th Working Conference on. IEEE, 2005
 - [16] Blanck J. cyclomatic complexity analyzer (CCM) [OL]. <http://www.blunck.info/ccm.html>, 2012
 - [17] 赵玉洁, 汤战勇, 王妮, 等. 代码混淆算法有效性评估[J]. 软件学报, 2012, 23(3): 700-711
-
- (上接第 159 页)
- [7] Jiang C L, Wang M M, Shu F. Multi-user MIMO with limited feedback using alternating codebooks [J]. IEEE Transactions on Communications, 2012, 60(2): 333-338
 - [8] Wang Jiu-teng. Joint MMSE equalization and power control for MIMO system under multi-user interference [J]. IEEE Communications Letters, 2012, 16(1): 54-56
 - [9] Maddah-Ali M, Motahari A, Khandani A. Communication over MIMO X channels: Interference alignment, decomposition, and performance analysis [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2008, 54(8): 3457-3470
 - [10] Rao Xiong-bin, Ruan Liang-zhong, Lan K N. CSI feedback reduction for mimo interference alignment[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2013, 61(18): 4428-4437
 - [11] 田心记, 倪水平. MIMO-MAC 中改进的空时码传输方案[J]. 北京邮电大学学报, 2013, 36(4): 95-98
 - [12] Li Liang-bin, Jafarkhani H, Jafar S A. When alamouti codes meet interference alignment: transmission schemes for two-user x channel [C]//IEEE International Symposium on Information Theory, Saint-Petersburg, 2011: 2577-2581
 - [13] Long Shi, Zhang Wei, Xia Xiang-gen. Space-Time Block Code Designs for Two-User MIMO X Channels[J]. IEEE Transactions on Communications, 2013, 61(9): 3806-3815
 - [14] Zaki A, Wang Chao, Rasmusse L K. Combining interference alignment and alamouti codes for the 3-user mimo interference channel[C]//IEEE Wireless Communications and Networking Conference, Shanghai, 2013: 3563-3567
 - [15] Ganesan A, Srajan B. Interference alignment with diversity for the 2×2 X network with three antennas [OL]. <http://arxiv.org/abs/1304.1432>, 2013. 4
 - [16] Li Feng, Jafarkhani H. Space-time processing for x channels using precoders [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2012, 60(4): 1849-1861