

并联两用户干扰信道(IC)在发射端网间认知下的自由度研究

覃闻铭^{1,2} 王晓峰¹ 刘 锋¹

(上海海事大学信息工程学院 上海 201306)¹ (台州职业技术学院电气信息学院 台州 318000)²

摘 要 研究了主网络和次网络都为单用户并联 IC 的并存时自由度。采用了干扰对齐、干扰中和以及感知网络相结合的干扰管理策略研究方法;对 11 种情况进行研究,并对每一种情况的干扰管理策略做了遍历分析,得出第 11 种情况自由度内界相对四用户 IC 有所增大;最终得出结论:并联两用户 IC 网间认知情况下自由度内界最大值为 3。

关键词 干扰信道,感知网络,自由度,干扰对齐,干扰中和

中图分类号 TP393.17, TN929.5 **文献标识码** A **DOI** 10.11896/j.issn.1002-137X.2016.11.035

Research on Degrees of Freedom of Interference Channel (IC) of Two Parallel Users in Cognition between Transmitting End Nets

QIN Wen-ming^{1,2} WANG Xiao-feng¹ LIU Feng¹

(College of Information Engineering, Shanghai Maritime University, Shanghai 201306, China)¹

(College of Electric Information, Taizhou Vocational & Technical College, Taizhou 318000, China)²

Abstract This paper, applying a strategic research method combining interference alignment, interference neutralization and perception network together, studies the freedom degrees of IC when it is respectively paralleled with the main network and the sub-network, considering the cognition between the main network and the sub-network. It summarizes all the 11 cases in the related studies, makes an ergodic analysis of the interference management strategy of every case, and finally finds that, the IC of the inner bound freedoms in Case 11 have increased compared with 4 users. The final conclusion is that the inner bound freedom-degree maximum is 3 under the condition of IC inter-network cognition of two parallel users.

Keywords Interference channel, Cognitive network, Degrees of freedom, Interference alignment, Interference neutralization

求信道容量的极限已成为近些年全球学术界追求的一个圣杯^[1]。容量是衡量信道传输能力的重要指标,自由度(DoF)是表征容量线性增长能力的主要因子。在高信噪比下,通信网络的容量是由自由度决定的^[2]。

认知网络的相关研究也越来越受到重视,认知网络中有主网络和次网络,次网络能在不影响主网络传输的情况下利用主网络剩余空间资源,使空间资源得到更有效的利用^[3]。

干扰问题是影响网络容量的重要因素之一。如何应对干扰或干扰的管理策略将是提高网络容量的一个途径。目前,较为有效的方法有干扰对齐和干扰中和。干扰对齐的思想^[4]是:在每个接收端,将所有的干扰信号对齐在一个较小的信号维度内,同时要保持干扰信号与期望信号的相互独立,使得期望信号能够被解析出来。近期,干扰对齐被广泛研究^[5-7]。线性干扰对齐^[8]是所有干扰对齐形式中最简单的一个形式,它是基于线性预编码(波束成型)方案的信号空间对齐。由于波束成型方案在现存的多入多出(MIMO)点对点信道(PTP)、广播信道(BC)、多址接入信道(MAC)中非常普遍,因此从实

践角度出发,线性干扰对齐也是最容易实现的方法。干扰中和^[9]指的是在满足一定的条件下,在接收端可以将干扰信号进行中和,以达到消除干扰的目的。

对于 PTP、BC、MAC、IC 等简单信道,其自由度已经获知^[10];但对于更复杂的信道,例如本文研究的两个或多个简单信道共存构成的复合信道,其自由度研究仅有少量的进展。文献[11,12]推导了两个 IC 并存时的自由度,通过比较发现,用干扰对齐的方法比前者用迫零方法得到的自由度要大。文献[13]用干扰对齐的方法分析了两个 MAC 共存的自由度。干扰对齐在复杂网络中的应用越来越广泛,但是将干扰对齐与感知网络相结合的研究相对较少。近些年,基于信号空间共享的感知网络技术被关注,其基本思想是:次网络发送端或者接收端与主网络建立感知与合作,在同一频谱资源范围内共享信号空间,通过先进的干扰管理策略来增加自由度,从而提高整个系统的容量。感知干扰网络是最基本的感知网络,文献[14]推导出在不同的消息感知时,两个 PTP 共存时的自由度。文献[15]从信息论角度分析了 MAC 感知网络和 PTP

到稿日期:2015-10-07 返修日期:2015-12-21 本文受国家自然科学基金项目:具有块对角消息拓扑的无线分层网络自由度研究(61271283),浙江省人力资源和社会保障厅课题项目(L2011C002),上海海事大学科研基金项目:新型无线船舶通信技术研究(20120107)资助。

覃闻铭(1979—),男,博士生,讲师,主要研究方向为无线网络应用研究, E-mail: 5587804@qq.com; 王晓峰(1958—),男,教授,主要研究方向为复杂网络及知识系统; 刘 锋(1976—),男,博士,讲师,主要研究方向为无线通信与网络。

共存时整个系统的自由度,发现自由度有所改善。

本文主要承接前人研究,得出并联两用户 IC 网间不同认知下自由度内界最大值为 3 的结论。本文采用了干扰对齐、干扰中和以及在发送端增加认知消息的干扰管理策略,该研究方法有一定的研究价值和用途。本文首先介绍了研究背景;第 1 节介绍自由度定义及本文研究的系统模型;第 2 节用于干扰对齐和消除的方法,根据认知条件的逐渐增加遍历 11 种 Case 的自由度内界,找到最终有改善的 Case11;第 3 节给出了自由度的外界;最后总结自由度区域,对本文进行总结。

1 自由度定义及研究模型

DoF 的定义为:

$$\eta = \lim_{\rho \rightarrow \infty} \frac{C(\rho)}{\log(\rho)}$$

其中, $C(\rho)$ 为高信噪比 (SNR) ρ 下的信道容量, η 为自由度,可以理解为一一般 MIMO 系统的最大复用增益,期望信号空间的维度。

并联两用户 IC 在发射端网间采用不同的认知,网间是在主网络和次网络之间,本研究系统模型如图 1 所示。

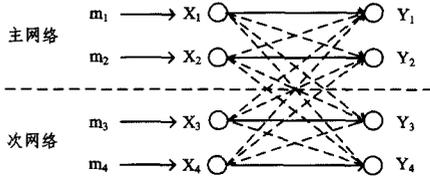


图 1 系统模型图

由于主网络和次网络都是两用户单天线高斯干扰信道的两个网络并存,可以将其看作一个四用户单天线干扰信道。 m_1, m_2, m_3, m_4 分别是发送端 $T_{X_1}, T_{X_2}, T_{X_3}, T_{X_4}$ 的消息,接收端 $R_{X_1}, R_{X_2}, R_{X_3}, R_{X_4}$ 分别想要解码得到消息 m_1, m_2, m_3, m_4 。消息 m_k 取自一个独立同分布集合 $M_k = \{1, 2, \dots, 2^{nR_k}\}$,被编码成码长为 n 的码字 $X_k^n, k \in \{1, 2, 3, 4\}$ 。由于主、次网络发送端可以互相感知消息,因此发送端的信号是所有消息的集合,记作 $X_i = v_i^1 m_1 + v_i^2 m_2 + v_i^3 m_3 + v_i^4 m_4, v_i^1, v_i^2, v_i^3, v_i^4$ 是各消息对应的预编码向量,可以为 $\emptyset, i \in \{1, 2, 3, 4\}$ 。发送端信号满足功率约束关系: $E\{|X_i|^2\} \leq P$ 。接收端 j 输出信号记作 $Y_j = \sum_{i=1}^4 h_{ji} X_i + Z_j$,其中 X_i 是发送端 i 的输出信号, Y_j 是接收端 j 的输出信号, h_{ji} 是发送端 i 到接收端 j 的信道系数,取自一个连续分布函数, Z_j 是接收端 j 的加性高斯白噪声,假设所有的噪声是独立同分布的,均值为 0,方差为 1。将系统平均差错概率记作 p_e ,码率 (R_1, R_2, R_3, R_4) 是可达的,指存在一系列编码 $(n, 2^{nR_1}, 2^{nR_2}, 2^{nR_3}, 2^{nR_4})$,当 $n \rightarrow \infty$,使得平均差错概率 $p_e \rightarrow 0$ 。该网络总的自由度记作 d_Σ ,定义 $d_\Sigma = \lim_{P \rightarrow \infty} \frac{C_\Sigma(P)}{\log(P)}$,其中 $C_\Sigma(P) = \max_{(R_1, R_2, R_3, R_4) \in c} (R_1 + R_2 + R_3 + R_4)$ 。 $d_\Sigma = d_1 + d_2 + d_3 + d_4, d_i$ 代表消息 m_i 的自由度。

2 自由度内界

先从次网络认知主网络开始,再从主网络认知次网络,逐渐增加发送端认知消息,分析其自由度有无改善。两用户并联 IC(干扰信道)在发射端网间的不同认知情况可以归纳为 11 种实例。表 1 是根据图 1 系统模型罗列出的各种实例的不同认知条件。表 1 的物理意义可参考 Comp 技术。

表 1 根据图 1 系统模型的不同认知实例

实例(case)	发送端 X_1	X_2	X_3	X_4
1	0	0	m_1	0
2	0	0	m_1	m_1
3	0	0	m_1, m_2	0
4	0	0	m_1	m_2
5	0	0	m_1	m_1, m_2
6	0	0	m_1, m_2	m_1, m_2
7	m_1	0	m_1, m_2	m_1, m_2
8	m_3	m_3	m_1, m_2	m_1, m_2
9	m_3, m_4	m_3	m_1, m_2	m_1, m_2
10	m_3	m_3, m_4	m_1, m_2	m_1, m_2
11	m_3, m_4	m_3, m_4	m_1, m_2	m_1, m_2

通过大量的研究,采用不同的干扰管理策略,最终发现 Case1 至 Case10 的自由度内界并没有改善,而 Case11 有所改善,以下对 Case11 做详细说明。

Case 11: 当用户 3 和用户 4 的发送端认知用户 1 和用户 2 发送端的消息;当用户 1 和用户 2 的发送端认知用户 3 和用户 4 发送端的消息。Case11 的认知图解如图 2 所示。

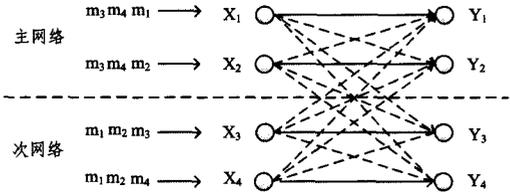


图 2 Case11 的认知图解

根据系统模型展开接收端 Y 的通式如下:

$$Y_j = (h_{j1} v_1^1 + h_{j3} v_3^1 + h_{j4} v_4^1) m_1 + (h_{j2} v_2^2 + h_{j3} v_3^2 + h_{j4} v_4^2) m_2 + (h_{j1} v_1^3 + h_{j2} v_2^3 + h_{j3} v_3^3) m_3 + (h_{j1} v_1^4 + h_{j2} v_2^4 + h_{j4} v_4^4) m_4 + Z_j \quad (1)$$

注: $v_i^j, v_i^k, v_i^l, v_i^m$ 是要设计的预编码, $i, j \in \{1, 2, 3, 4\}$, X 是发送端, Y 是接收端, h 是信道矩阵, v 是预编码向量, Z 是接收端高斯信道噪声。

$$Y_1 = (h_{11} v_1^1 + h_{13} v_3^1 + h_{14} v_4^1) m_1 + (h_{12} v_2^2 + h_{13} v_3^2 + h_{14} v_4^2) m_2 + (h_{11} v_1^3 + h_{12} v_2^3 + h_{13} v_3^3) m_3 + (h_{11} v_1^4 + h_{12} v_2^4 + h_{14} v_4^4) m_4 + Z_1 \quad (2)$$

引用干扰处理方案,在 R_{X_1} 端将 m_2, m_3, m_4 的信息干扰消除,得:

$$h_{12} v_2^2 + h_{13} v_3^2 + h_{14} v_4^2 = 0 \quad (3)$$

$$h_{11} v_1^3 + h_{12} v_2^3 + h_{13} v_3^3 = 0 \quad (4)$$

$$h_{11} v_1^4 + h_{12} v_2^4 + h_{14} v_4^4 = 0 \quad (5)$$

联立式(2)一式(5),得:

$$Y_1 = (h_{11} v_1^1 + h_{13} v_3^1 + h_{14} v_4^1) m_1 + Z_1 \quad (6)$$

由式(6)得, Y_1 端自由度满足关系:

$$0 \leq d_1 \leq 1 \quad (7)$$

$$Y_2 = (h_{21} v_1^1 + h_{23} v_3^1 + h_{24} v_4^1) m_1 + (h_{22} v_2^2 + h_{23} v_3^2 + h_{24} v_4^2) m_2 + (h_{21} v_1^3 + h_{22} v_2^3 + h_{23} v_3^3) m_3 + (h_{21} v_1^4 + h_{22} v_2^4 + h_{24} v_4^4) m_4 + Z_2 \quad (8)$$

在 R_{X_2} 端将 m_1, m_3, m_4 的信息干扰消除。

$$h_{21} v_1^1 + h_{23} v_3^1 + h_{24} v_4^1 = 0 \quad (9)$$

得:

$$h_{21} v_1^3 + h_{22} v_2^3 + h_{23} v_3^3 = h_{21} v_1^4 + h_{22} v_2^4 + h_{24} v_4^4 = 0 \quad (10)$$

得:

$$Y_2 = (h_{22}v_2^2 + h_{23}v_3^2 + h_{24}v_4^2)m_2 + Z_2 \quad (11)$$

由式(11)得自由度满足以下条件:

$$0 \leq d_2 \leq 1 \quad (12)$$

$$Y_3 = (h_{31}v_1^3 + h_{33}v_3^3 + h_{34}v_4^3)m_1 + (h_{32}v_2^3 + h_{33}v_3^3 + h_{34}v_4^3)m_2 + (h_{31}v_1^3 + h_{32}v_2^3 + h_{33}v_3^3)m_3 + (h_{31}v_1^3 + h_{32}v_2^3 + h_{34}v_4^3)m_4 + Z_3 \quad (13)$$

在 R_{X_3} 端将 m_1, m_2 的消息干扰消除,得:

$$h_{31}v_1^3 + h_{33}v_3^3 + h_{34}v_4^3 = h_{32}v_2^3 + h_{33}v_3^3 + h_{34}v_4^3 = 0 \quad (14)$$

$$Y_3 = (h_{31}v_1^3 + h_{32}v_2^3 + h_{33}v_3^3)m_3 + (h_{31}v_1^3 + h_{32}v_2^3 + h_{34}v_4^3)m_4 + Z_3 \quad (15)$$

由式(15)得:

$$0 \leq d_3 + d_4 \leq 1 \quad (16)$$

$$Y_4 = (h_{41}v_1^4 + h_{43}v_3^4 + h_{44}v_4^4)m_1 + (h_{42}v_2^4 + h_{43}v_3^4 + h_{44}v_4^4)m_2 + (h_{41}v_1^4 + h_{42}v_2^4 + h_{43}v_3^4)m_3 + (h_{41}v_1^4 + h_{42}v_2^4 + h_{44}v_4^4)m_4 + Z_4 \quad (17)$$

在 R_{X_4} 端将 m_1, m_2, m_3 做干扰对齐,得:

$$h_{41}v_1^4 + h_{43}v_3^4 + h_{44}v_4^4 = h_{42}v_2^4 + h_{43}v_3^4 + h_{44}v_4^4 \\ = h_{41}v_1^4 + h_{42}v_2^4 + h_{43}v_3^4 \quad (18)$$

得:

$$Y_4 = (h_{41}v_1^4 + h_{44}v_4^4)m_4 + |\tilde{h}|(m_1 + m_2 + m_3) + Z_4 \quad (19)$$

注: $|\tilde{h}|$ 为 m_1, m_2, m_3 消息的信道矩阵的模。

由式(19),得:

$$0 \leq d_4 + \max(d_1, d_2, d_3) \leq 1 \quad (20)$$

通过式(3)~式(5),式(9)、式(10)、式(14),可知消除消息 m_1, m_2, m_3, m_4 分别需满足以下约束关系:

$$\begin{bmatrix} h_{21} & h_{23} & h_{24} \\ h_{31} & h_{33} & h_{34} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1^1 \\ v_3^1 \\ v_4^1 \end{bmatrix} = 0 \quad (21)$$

$$\begin{bmatrix} h_{12} & h_{13} & h_{14} \\ h_{32} & h_{33} & h_{34} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_2^2 \\ v_3^2 \\ v_4^2 \end{bmatrix} = 0 \quad (22)$$

$$\begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & h_{13} \\ h_{21} & h_{22} & h_{23} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1^3 \\ v_2^3 \\ v_3^3 \end{bmatrix} = 0 \quad (23)$$

$$\begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & h_{14} \\ h_{21} & h_{22} & h_{24} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1^4 \\ v_2^4 \\ v_4^4 \end{bmatrix} = 0 \quad (24)$$

求解:

$$v_4^1 = \frac{h_{21}(h_{33}h_{21} - h_{23}h_{31})}{h_{12}(h_{33}h_{12} - h_{13}h_{32})} \frac{[h_{42}(h_{13}h_{34}h_{12} - h_{13}h_{14}h_{32} - h_{14}h_{33}h_{12} - h_{14}h_{13}h_{32}) + h_{12}(h_{43}h_{14}h_{32} - h_{43}h_{34}h_{12} + h_{44}h_{33}h_{12} - h_{44}h_{13}h_{32})]}{[h_{41}(h_{23}h_{34}h_{21} - h_{23}h_{24}h_{31} - h_{24}h_{33}h_{21} + h_{24}h_{23}h_{31}) + h_{21}(h_{43}h_{24}h_{31} - h_{43}h_{34}h_{21} + h_{44}h_{33}h_{21} - h_{44}h_{23}h_{31})]} v_4^1$$

$$v_4^1 = \frac{h_{21}(h_{33}h_{21} - h_{23}h_{31})}{h_{11}(h_{22}h_{11} - h_{12}h_{21})} \frac{[h_{41}(h_{12}h_{23}h_{11} - h_{12}h_{13}h_{21} - h_{13}h_{22}h_{11} + h_{13}h_{12}h_{21}) + h_{11}(h_{42}h_{13}h_{21} - h_{42}h_{23}h_{11} + h_{43}h_{22}h_{11} - h_{43}h_{12}h_{21})]}{[h_{41}(h_{23}h_{34}h_{21} - h_{23}h_{24}h_{31} - h_{24}h_{33}h_{21} + h_{24}h_{23}h_{31}) + h_{21}(h_{43}h_{24}h_{31} - h_{43}h_{34}h_{21} + h_{44}h_{33}h_{21} - h_{44}h_{23}h_{31})]} v_4^1$$

联立式(7)、式(12)、式(16)、式(20),得:

$$\begin{cases} 0 \leq d_1 \leq 1 \\ 0 \leq d_2 \leq 1 \\ 0 \leq d_1 + d_4 \leq 1 \\ 0 \leq d_2 + d_4 \leq 1 \\ 0 \leq d_3 + d_4 \leq 1 \end{cases}$$

综上,有一种情况,当 $d_1=0, d_2=1, d_3=1, d_4=1$ 满足自由度总和最大,得:

$$0 \leq d_1 + d_2 + d_3 + d_4 \leq 3$$

这是根据多种干扰策略处理后,筛选得出的唯一最大自

$$\begin{bmatrix} h_{21} & h_{23} & h_{24} \\ h_{31} & h_{33} & h_{34} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1^1 \\ v_3^1 \\ v_4^1 \end{bmatrix} = 0$$

$$v_3^1 = \frac{h_{24}h_{31} - h_{34}h_{21}}{h_{33}h_{21} - h_{23}h_{31}} v_4^1 \quad (25)$$

$$v_1^1 = \frac{h_{23}h_{34}h_{21} - h_{23}h_{24}h_{31} - h_{24}h_{33}h_{21} + h_{24}h_{23}h_{31}}{h_{21}(h_{33}h_{21} - h_{23}h_{31})} v_4^1 \quad (26)$$

$$\begin{bmatrix} h_{12} & h_{13} & h_{14} \\ h_{32} & h_{33} & h_{34} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_2^2 \\ v_3^2 \\ v_4^2 \end{bmatrix} = 0$$

$$v_3^2 = \frac{h_{14}h_{32} - h_{34}h_{12}}{h_{33}h_{12} - h_{13}h_{32}} v_4^2 \quad (27)$$

$$v_2^2 = \frac{h_{13}h_{34}h_{12} - h_{13}h_{14}h_{32} - h_{14}h_{33}h_{12} - h_{14}h_{13}h_{32}}{h_{12}(h_{33}h_{12} - h_{13}h_{32})} v_4^2 \quad (28)$$

$$\begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & h_{13} \\ h_{21} & h_{22} & h_{23} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1^3 \\ v_2^3 \\ v_3^3 \end{bmatrix} = 0$$

$$v_2^3 = \frac{h_{13}h_{21} - h_{23}h_{11}}{h_{22}h_{11} - h_{12}h_{21}} v_3^3 \quad (29)$$

$$v_1^3 = \frac{h_{12}h_{23}h_{11} - h_{12}h_{13}h_{21} - h_{13}h_{22}h_{11} + h_{13}h_{12}h_{21}}{h_{11}(h_{22}h_{11} - h_{12}h_{21})} v_3^3 \quad (30)$$

$$\begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & h_{14} \\ h_{21} & h_{22} & h_{24} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1^4 \\ v_2^4 \\ v_4^4 \end{bmatrix} = 0$$

$$v_2^4 = \frac{h_{14}h_{21} - h_{24}h_{11}}{h_{22}h_{11} - h_{12}h_{21}} v_4^4 \quad (31)$$

$$v_1^4 = \frac{h_{12}h_{24}h_{11} - h_{12}h_{14}h_{21} - h_{14}h_{22}h_{11} + h_{14}h_{12}h_{21}}{h_{11}(h_{22}h_{11} - h_{12}h_{21})} v_4^4 \quad (32)$$

由式(18)得到以下约束关系:

$$h_{41}v_1^4 + h_{43}v_3^4 + h_{44}v_4^4 = h_{42}v_2^4 + h_{43}v_3^4 + h_{44}v_4^4 \quad (33)$$

$$h_{41}v_1^4 + h_{43}v_3^4 + h_{44}v_4^4 = h_{41}v_1^4 + h_{42}v_2^4 + h_{43}v_3^4 \quad (34)$$

把式(25)~式(30)代入式(33)、式(34),得:

$$v_4^1 = \frac{A}{B} v_4^2 \quad (35)$$

$$v_4^1 = \frac{C}{D} v_3^3 \quad (36)$$

$$\text{取 } v_4^1 = \begin{bmatrix} \lambda_1 \\ \vdots \\ \lambda_n \end{bmatrix}, v_4^2 = \begin{bmatrix} \beta_1 \\ \vdots \\ \beta_n \end{bmatrix}, \lambda_i \text{ 和 } \beta_i \text{ 取自于一个连续的随机}$$

分布。

A/B 和 C/D 分别对应如下:

由度值,从而在此条件下的自由度内界得到改善,其最大值达到 3。

3 自由度外界

文献[16]总结了两用户对称感知高斯干扰信道的自由度:当只有一个发送端(或者只有一个接收端,或者只有一个对应的发送接收端)是感知消息时,总的自由度为 M , M 表示每个结点的天线数。当两个发送端(或者两个接收端或者交叉的发送接收端)是感知消息时,总的自由度为 $2M$ 。文献[17]推导了两用户多人多出感知高斯干扰信道自由度:

$$d_{\Sigma} = \min\{M_1 + M_2, N_1 + N_2, (1 - 1_{T2})\{(1 - 1_{R2}) \max(M_1, N_2) + 1_{R2}(M_1 + M_2)\} + 1_{T2}(M_1 + M_2), (1 - 1_{T1})\{(1 - 1_{R1}) \max(M_2, N_1) + 1_{R1}(M_1 + M_2)\} + 1_{T1}(M_1 + M_2)\} \quad (37)$$

其中, $1_{T_i} = 1(0)$ 表示发送端 T_i 是(不是)感知发送端, $1_{R_i} = 1(0)$ 表示接收端 R_i 是(不是)感知接收端。 M_1, M_2, N_1, N_2 分别是发送端 1, 2, 接收端 1, 2 的天线数目。根据以上结论可推导出各 Case 的自由度外界。

根据各推导过程归纳各 Case 自由度内外界及分析结果, 如表 2 所列。

表 2 不同认知条件下的自由度分析

序号	场景 (Case)	自由度 d		紧密性	相对四用户 IC 的自由度
		内界	外界		
1	1-3	2	2	紧密	无改善
2	4-6	2	2.5	非紧密	无改善
3	7,8	2	3	非紧密	无改善
4	9,10	2	4	非紧密	无改善
5	11	3	4	非紧密	改善

4 自由度区域

综上所述, 由表 2 可知自由度是趋紧的。本文 Case11 感知情形下的自由度区域如图 3 所示。根据时间共享 (time-sharing)^[18] 的原理, 得到主网络的自由度为 2, 第一象限中 (0, 1)、(3, 1)、(3, 0) 连接构成的自由度区域是可达的。次网络的自由度均为 1, 第一象限中两个截点 (1, 0)、(0, 1) 连线构成的自由度区域是可达的。可以发现两网共存时最大可达自由度等于这两个网络单独存在时自由度的和值。

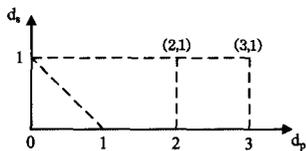


图 3 不同感知情形的自由度区域

结束语 本文研究主网络和次网络都为单用户并联 IC 并存时的自由度, 采用干扰对齐和干扰中和相结合的方法来进行干扰管理, 在发射端从次网络认知主网络开始分析, 逐渐增加认知消息, 发现其自由度并无改善, 具体在 Case1—Case6; 再从主网络认知次网络, 逐渐增加认知消息, 具体在 Case7—Case11。对每一种 Case 做各种干扰策略的遍历, 最终发现 Case11 中有一种干扰策略自由度有所改善, 得到其自由度最大值为 3。另外文中也给出了各种 Case 的外界, 分析了内外界的紧密性, 为后续研究提供了基础。相信后续研究能在自由度内外界紧密性方面取得更大的突破和更好的研究结论。

参考文献

[1] Toumpis S, Goldsmith A J. Capacity regions for wireless ad hoc networks[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2003, 2(4): 736-748

[2] Vaze C S, Varanasi M K. On completing the degrees of freedom characterization of MIMO interference networks with CSIT[C]// IEEE International Symposium on Information Theory Proceedings. 2011

[3] Haykin S. Cognitive radio; brain-empowered wireless communications [J]. IEEE J. Sel. Areas Commun., 2005, 23(2): 201-202

[4] Cadambe V R, Jafar S A. Interference Alignment and Spatial Degrees of Freedom for the K User Interference Channel[C]// ICC. 2008: 971-975

[5] Cadambe V R, Jafar S A. Interference alignment and degrees of freedom of the k-user interference channel[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2008, 54(8): 3425-3441

[6] Sharma S K, Chatzinotas S, Ottersten B. Cognitive Interference Alignment for Spectral Coexistence[M]// Cognitive Radio and Networking for Heterogeneous Wireless Networks. Springer International Publishing, 2015: 37-65

[7] Bazzi S, Dietl G, Utschick W. Large system analysis of interference alignment achievable rates for the MIMO interference channel[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2015, 63(6): 1490-1499

[8] Ning H, Ling C, Leung K K. Feasibility condition for interference alignment with diversity[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2011, 57(5): 2902-2912

[9] Gou T, Jafar S A, Wang C, et al. Aligned interference neutralization and the degrees of freedom of the $2 \times 2 \times 2$ interference channel[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2012, 58(7): 4381-4395

[10] Zhou L N, Liu F, Zeng L S. Influence of CSIT on degree of freedom of wireless MIMO networks[J]. Application Research of Computers, 2014, 31(12): 3813-3817 (in Chinese)

周璐娜, 刘锋, 曾连荪. CSIT 对无线 MIMO 网络自由度的影响 [J]. 计算机应用研究, 2014, 31(12): 3813-3817

[11] Guo S, Zhang H, Yuan D, et al. A novel interference alignment scheme for two-cell MIMO downlink channels[C]// 2014 Sixth International Conf on Ubiquitous and Future Networks (ICUFN). IEEE, 2014: 371-375

[12] Shin W, Lee N, Lim J B, et al. On the design of interference alignment scheme for two-cell MIMO interfering broadcast channels[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2011, 10(2): 437-442

[13] Lee N, Shin W, Heath R W, et al. Interference alignment with limited feedback for two-cell interfering MIMO-MAC[C]// International Symposium on Wireless Communication Systems (ISWCS), 2012. IEEE, 2012: 566-570

[14] Zhou L N, Liu F, Zeng L S. Research on degree of freedom of two PTP networks Coexistence[J]. Computer Science, 2015, 42(1): 110-125 (in Chinese)

周璐娜, 刘锋, 曾连荪. 两个点对点 (PTP) 网络并存时的自由度研究 [J]. 计算机科学, 2015, 42(1): 110-125

[15] Shu Y, Wang Q, Shao D, et al. Interference Neutralization and Alignment in Cognitive Relay Assisted 3-User Interference Channels[C]// 2014 IEEE 80th Vehicular Technology Conference (VTC Fall). IEEE, 2014: 1-5

[16] Jafar S A, Shamai S. Degrees of freedom region of the MIMO X channel[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2008, 54(1): 151-170

[17] Ghauch H, Kim T, Bengtsson M, et al. Distributed Low-Overhead Schemes for Multi-Stream MIMO Interference Channels [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2015, 63(7): 1737-1749

[18] Onwuchekwa C N, Kwasinski A. A modified-time-sharing switching technique for multiple-input DC-DC converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(11): 4492-4502