

认知无线电中基于 MIMO 波束成形的协同频谱接入设计

王梓斌 袁 福 袁继兵 郑林华

(国防科技大学电子科学与工程学院军事通信工程系, 长沙, 湖南 410073)

摘 要: 协同认知无线电技术由于其高效的频谱利用效率已经吸引越来越多的关注。在协同认知网络中, 当第一用户(Primary User, PU)之间的信道状况恶劣时, 特定的第二用户(Secondary User, SU)被选为中继协同 PU 完成信息传递, 作为回报, PU 分配一定的信道资源给 SU, 使其用于传输自己的信息。当 SU 系统中一个节点拥有多天线的时, 假设其可以很好的获悉其与 PU 之间的信道状态信息, 通过波束成形设计可以使其在中继 PU 信息的同时完成自身信息的发送, 而且使两者之间的信号互不干扰。这种频谱共享式的接入方式可以节约信道资源, 提高频谱利用率。本文对采用放大转发(Amplify and Forward, AF)中继协议的 SU 发射端分别采用最小化加权均方误差和准则(Minimizing Sum of Weighted Mean Square Errors, MSWMSE)和迫零准则(Zero Forcing, ZF)对波束成形参数进行设计。仿真结果表明, 两种设计方式都可以满足消除用户间干扰的要求; 另外, 由于基于 MSWMSE 准则的波束成形参数能够更好的平衡噪声和用户间干扰项对信号的损耗, 因而获得更优的性能表现, 而且通过调整加权系数可以满足 PU 用户不同的性能要求。

关键词: 协同认知网络; MIMO; 波束成形

中图分类号: TN919.3 **文献标识码:** A **文章编号:** 1003-0530(2012)03-0437-06

Cooperative Spectrum Access Based on MIMO Beamforming in Cognitive Radios

WANG Zi-bin YUAN Fu YUAN Ji-bing ZHENG Lin-hua

(School of Electronic Science and Engineering, National University of Defense Technology, Changsha, Hunan, 410073, China)

Abstract: Cooperative cognitive radio networks (CCRN) are attracting more and more attentions for its high spectrum efficiency. When the channel state between the primary users (PUs) is worse in the CCRNs, PUs can give out a dedicated portion of channel resource to some secondary users (SUs) in exchange for the SUs' helping them to complete their communications. Suppose the SUs can perfectly know the channel state information (CSI) between them and the PUs, and the SU source node is equipped with multiple antennas, beamforming technologies can be employed to provide SU the capability of accomplishing its own signal transmission and the assisting the PUs to transmit their messages at the same time without interfering with each other. By this way, the spectrum utilization efficiency is greatly improved. In this work, we design the beamforming parameters based on zero-forcing (ZF) and minimizing sum of weighted mean square errors (MSWMSE) at the source SU node, respectively. Simulation results show that both criteria can provide the co-channel interference (CCI) cancellation, and the MSWMSE has a much better performance in the average sum of mean square errors (ASMSE) of the PUs and SUs because it can optimally balance CCI and noise at the destinations. Moreover, different performance of the PUs link can be achieved by adjusting the weight factor.

Key words: Cooperative cognitive radio networks (CCRN); MIMO; Beamforming

1 引言

认知无线电由于能够动态的接入现有频谱增加系统容量而被认为是解决当前频谱紧张局面的一项关键技术[1]。在认知无线网络中存在两类用户:第一用户(Primary User, PU)和第二用户(Secondary User, SU)。PU是频谱资源的法定拥有者,一般指传统的无线通信系统中的通信终端设备;SU是拥有频谱感知能力的认知无线终端。频谱共享指的是SU通过与PU之间达成某种协议,在不干扰PU通信的同时取得PU用户的频谱接入权[2],协同认知网络(Cooperative Cognitive Radio Networks, CCRNs)就是在这种背景下提出来[3]。当PU用户之间信道恶劣无法直接通信时,协同认知则发挥出更大的优势。其基本思想是PU划分一定的信道资源给SU用户,SU担当PU用户的中继节点协同其完成信息传送,作为回报,SU也将获得传送自身信息的机会。

当前针对CCRN的研究一般都集中在时域范围内进行[4~6]。当SU是单天线终端时,以TDMA系统为例,将采用三个时隙完成一次协同信息传递。在第一个时隙中,PU将信息传送给所有的SU,第二个时隙中SU担任PU中继将信息传送到PU接收端。在完成中继功能后,第三个时隙单独划分给SU使其用于传送自身信息。采用如上描述的方法虽然PU和SU都有一定的受益,但是其频谱利用率却较低,这是因为在第三个时隙中PU必须让出全部频谱而自身保持静默。为了进一步提高频谱利用效率,考虑在某一个时隙中在PU与SU共同传输信号。在这种情况下,首先要考虑如何消除二者之间造成的用户间共信道干扰(Co-Channel Interference, CCI),多天线波束成形技术被认为是解决这一问题的有效手段。通常波束成形设计的准则有最大化信道容量和最小化信号干扰加噪声比(SINR)等[7]。文献[8]研究了当SU端拥有多天线时,在信道状态信息估计存在误差的情况下,一个SU与多个PU在同一个时隙共同传输信号时基于最大化SU服务概率的波束成形设计问题。将多输入多输出(Multiple Input Multiple Output, MIMO)技术引进认知协同通信后形成一种新的结构称之为MIMO-CCRN。文献[9]中假设所有SU都拥有多天线,通过在SU上进行适当的波束处理消除在传输SU本身信

号时对PU用户信息传递造成的CCI,从而进一步提高了频谱资源的利用效率。但是作者主要考虑了基于迫零准则(Zero Forcing, ZF)进行波束成形设计来消除用户间干扰,而且对于第一个时隙中SU用户的接收噪声并没有进行考虑。这种设计方法虽然简单,但是当用户终端的接收噪声较大时,对系统性能带来的损耗将是无法忽略的。

由于[9]中提出的系统模型中,所有SU用户都具有多天线的情况在认知协同网络中比较少见。在本文中,我们研究一个拥有多天线的SU基站(SU Base Station, SBS)与一个普通的单天线SU终端通过协同PU通信而完成自身信息传递过程中的波束成形设计问题。假设SBS可以准确的获得其与其他SU用户和PU用户发射端的信道状态信息(Channel State Information, CSI),受[10]中传统MIMO信道中的基于最小化加权均方误差和准则(Minimizing Sum of Weighted Mean Square Errors, MSWMSE)波束成形设计的启发,我们首先采用MSWMSE准则联合设计所有节点的全局最优的波束成形参数。其次,研究了基于ZF准则的简单CCI消除波束成形设计。仿真结果显示两种方法都能很好的消除CCI,当SNR较大时,ZF波束成形与MSWMSE波束成形性能相差不多,但是更简单。而前一种方法由于能更好的平衡CCI和噪声,因而在噪声影响较大的情况下获得了更好的性能。另外,通过调整SU用户与PU用户的加权系数,MSWMSE设计可以满足PU链路获得不同的性能。

2 信道模型

研究由一对PU用户(PU_T, PU_R)和一对SU用户(SU_T, SU_R)组成的典型认知协同模型,如图1所示。

在该模型中假设 PU_T 与 PU_R 之间由于障碍物阻挡或者其他原因而无直连信道,这样就为SU用户的接入创造了前提条件。该模型在军事通信系统中有其独特的应用前景,假设PU用户是已经存在的固定网络,当SU用户是临时部署的通信网络但需要借助PU用户占有的频谱进行临时通信时,该模型具有重要的研究意义。在该系统中 SU_T 是一个装配 M 根天线的SBS, $M \geq 2$,其他节点都只有单根天线。假设经过一定的协商过程后,PU用户允许SU用户对通过其拥有的

频段进行信息传递,但是 SU_T 要同时作为中继节点协助 PU 用户完成其信息传输且其自身传输对 PU 系统不造成严重干扰。该系统采用时分双工 (TDD, Time Division Duplex), 假设 SBS 节点已经获得了其与所有节点的信道状态信息 (Channel State Information, CSI), 且信道信息的变化频率远远小于噪声的变化频率, 因而使得估计到的信道信息可以在多个时隙的传输过程中保持不变。

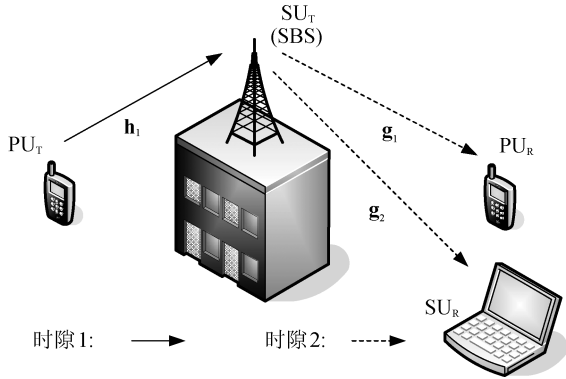


图1 AF 协同认知信道模型

Fig. 1 AF cognitive cooperative channel model

在第一个时隙中, PU_T 广播信号 s_1 至 SU_T , SU_T 的 M 根天线的接收的信号向量为

$$\mathbf{r} = \sqrt{P_1} \mathbf{h}_1 s_1 + \mathbf{n}_r \quad (1)$$

其中, P_1 是 PU_T 的发射功率, \mathbf{n}_r 是中继节点 SU_T 的加性复高斯白噪声, 且 $E(\mathbf{n}_r \mathbf{n}_r^H) = \sigma_r^2 \mathbf{I}_M$ 。 SU_T 将接收到信号进行接收滤波后得到对 s_1 的估计信号,

$$\hat{s}_1^{(r)} = \mathbf{d} \mathbf{r} \quad (2)$$

其中, \mathbf{d} 是 SU_T 在第一个时隙中的 $1 \times M$ 维的接收滤波向量。由于 SU_T 拥有多根天线, 可以同时发送多个数据流, 将 $\hat{s}_1^{(r)}$ 和自身要发送给 SU_R 的信号 s_2 形成一个 2×1 向量 $\mathbf{s}' = [\hat{s}_1^{(r)} \quad s_2]^T$, 在第二个时隙中, SU_T 应用 $M \times 2$ 阶波束成形矩阵 $\mathbf{F} = [\mathbf{f}_1 \quad \mathbf{f}_2]$ 对 \mathbf{s}' 进行处理后, 将得到的信号 $\mathbf{x}_r = \mathbf{F} \mathbf{s}'$ 广播至 PU_R 和 SU_R 。 PU_R 与 SU_R 接收到的信号分别是

$$y_{pu} = \mathbf{g}_1 \mathbf{x}_r + \mathbf{n}_{pu} \quad (3)$$

和

$$y_{su} = \mathbf{g}_2 \mathbf{x}_r + \mathbf{n}_{su} \quad (4)$$

其中 \mathbf{n}_{pu} 和 \mathbf{n}_{su} 分别是 PU_R 与 SU_R 端的加性复高斯白噪声, 且 $E(\mathbf{n}_{pu} \mathbf{n}_{pu}^*) = \sigma_1^2$, $E(\mathbf{n}_{su} \mathbf{n}_{su}^*) = \sigma_2^2$, \mathbf{n}_{pu}^* 表示 \mathbf{n}_{pu} 的复共轭。在 PU_R 与 SU_R 将接收到的信号分别与乘上一

个标量 α 和 β 进一步得到对期望信号 s_1 和 s_2 的估计值,

$$\hat{s}_1 = \alpha (\mathbf{g}_1 \mathbf{x}_r + \mathbf{n}_{pu}) \quad (5)$$

和

$$\hat{s}_2 = \beta (\mathbf{g}_2 \mathbf{x}_r + \mathbf{n}_{su}) \quad (6)$$

至此, 一次信息传递过程结束。在第一个时隙中, 统一采用基于最小均方误差的接收滤波向量 \mathbf{d} ,

$$\mathbf{d} = \left(\sqrt{P_1} \mathbf{h}_1 \right)^H \left[\left(\sqrt{P_1} \mathbf{h}_1 \right) \left(\sqrt{P_1} \mathbf{h}_1 \right)^H + \sigma_r^2 \mathbf{I}_M \right]^{-1} \quad (7)$$

我们的主要任务是通过一定的规则对所有的波束成形参数, \mathbf{F} , α 和 β 进行设计, 使得整个系统的性能达到设计的要求。

3 基于 MSWMSE 的波束成形设计

在本小节中, 我们将采用 MSWMSE 的方法对一系列的波束成形参数进行设计。首先我们将第二节中的整个过程用矩阵向量的形式重新描述。我们采用如下的记号 $\mathbf{s} = [s_1 \quad s_2]^T$, $\mathbf{\Gamma} = \text{diag}\{[\alpha \quad \beta]\}$, $\mathbf{G} = [\mathbf{g}_1^T \quad \mathbf{g}_2^T]^T$, $\mathbf{n} = [\mathbf{n}_{pu} \quad \mathbf{n}_{su}]^T$, $\tilde{\mathbf{n}} = [\mathbf{n}_r^T \quad 0]^T$, $\mathbf{D} = \begin{bmatrix} \mathbf{d} & 0 \\ \mathbf{0}_{1 \times M} & 1 \end{bmatrix}$, $\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_1 & \mathbf{0}_{M \times 1} \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$ 。则(5)和(6)可以下式代替

$$\hat{\mathbf{s}} = \mathbf{\Gamma} \mathbf{G} \mathbf{F} \mathbf{D} \mathbf{H} \mathbf{s} + \mathbf{\Gamma} \mathbf{G} \mathbf{F} \mathbf{D} \tilde{\mathbf{n}} + \mathbf{\Gamma} \mathbf{n} \quad (8)$$

其中 $\hat{\mathbf{s}} = [\hat{s}_1 \quad \hat{s}_2]^T$ 。整个系统的加权均方误差和可以定义如下,

$$J = E \left\| \mathbf{W}^{1/2} (\hat{\mathbf{s}} - \mathbf{s}) \right\|_2^2 \quad (9)$$

其中 $\mathbf{W}^{1/2}$ 是半正定对角矩阵 \mathbf{W} 的平方根矩阵, 且 $\mathbf{W} = \text{diag}\{[\theta \quad 1 - \theta]\}$, $0 \leq \theta \leq 1$ 。那么, 将整个问题可以表示成,

$$J = E \left\| \mathbf{W}^{1/2} (\hat{\mathbf{s}} - \mathbf{s}) \right\|_2^2, \quad \text{s.t.} \quad E \left\| \mathbf{s}' \right\|_2^2 \leq P_r \quad (10)$$

我们采用 Lagrange 最优化和 Karush-Kuhn-Tucker (KKT) 条件来对(10)式进行求解, 首先, 建立 Lagrange 方程如下,

$$L = E \left\| \mathbf{W}^{1/2} (\hat{\mathbf{s}} - \mathbf{s}) \right\|_2^2 + \lambda \left(E \left\| \mathbf{s}' \right\|_2^2 - P_r \right) \quad (11)$$

(11) 式的最优解需要下面的 KKT 条件,

$$\nabla_x L = 0 \quad (12)$$

其中 x 分别表示 \mathbf{F} , α , β 和 λ 。利用 $\left(\partial \text{tr}(\mathbf{A} \mathbf{X}^H \mathbf{B}) \right) / \left(\partial \mathbf{X} \right) = 0$ 和 $\left(\partial \text{tr}(\mathbf{A} \mathbf{X} \mathbf{B}) \right) / \left(\partial \mathbf{X} \right) = \mathbf{B} \mathbf{A}$, [11] 我们进一

步得到

$$\begin{aligned} & \left[(\mathbf{F}\mathbf{G})^H \mathbf{W} (\mathbf{F}\mathbf{G}) + \mathbf{A}_M \right] \mathbf{F} \left[(\mathbf{D}\mathbf{H}) \mathbf{R}_s (\mathbf{D}\mathbf{H})^H + \mathbf{D}\mathbf{R}_n \mathbf{D}^H \right] \\ & = (\mathbf{F}\mathbf{G})^H \mathbf{W} (\mathbf{D}\mathbf{H})^H \end{aligned} \quad (13)$$

$$\begin{aligned} \alpha & = \mathbf{a}\mathbf{R}_s (\mathbf{g}_1 \mathbf{F}\mathbf{D}\mathbf{H})^H \left[(\mathbf{g}_1 \mathbf{F}\mathbf{D}\mathbf{H}) \mathbf{R}_s (\mathbf{g}_1 \mathbf{F}\mathbf{D}\mathbf{H})^H + (\mathbf{g}_1 \mathbf{F}\mathbf{D}) \right. \\ & \quad \left. \mathbf{R}_n (\mathbf{g}_1 \mathbf{F}\mathbf{D})^H + \sigma_1^2 \right]^{-1} \end{aligned} \quad (14)$$

$$\begin{aligned} \beta & = \mathbf{b}\mathbf{R}_s (\mathbf{g}_2 \mathbf{F}\mathbf{D}\mathbf{H})^H \left[(\mathbf{g}_2 \mathbf{F}\mathbf{D}\mathbf{H}) \mathbf{R}_s (\mathbf{g}_2 \mathbf{F}\mathbf{D}\mathbf{H})^H + (\mathbf{g}_2 \mathbf{F}\mathbf{D}) \right. \\ & \quad \left. \mathbf{R}_n (\mathbf{g}_2 \mathbf{F}\mathbf{D})^H + \sigma_2^2 \right]^{-1} \end{aligned} \quad (15)$$

$$E \left\| \mathbf{s}' \right\|^2 - P_r = 0 \quad (16)$$

其中 $\mathbf{a} = [1 \ 0]$, $\mathbf{b} = [0 \ 1]$ 。观察发现, α 和 \mathbf{F} , β 和 \mathbf{F} 相互依赖, 我们给出如下迭代算法求最优解。

- 在 α, β 和 \mathbf{d} 给定的情况下将 (13) 式进一步写成如下形式,

$$\mathbf{F}(\lambda) = \Psi(\lambda)^{-1} \mathbf{V}\Phi^{-1} \quad (17)$$

其中, $\Psi(\lambda) = (\mathbf{F}\mathbf{G})^H \mathbf{W} (\mathbf{F}\mathbf{G}) + \mathbf{A}_M$, $\Phi = (\mathbf{D}\mathbf{H}) \mathbf{R}_s (\mathbf{D}\mathbf{H})^H + \mathbf{D}\mathbf{R}_n \mathbf{D}^H$, $\mathbf{V} = (\mathbf{F}\mathbf{G})^H \mathbf{W} (\mathbf{D}\mathbf{H})^H$ 。将 (17) 代入 (16), 采用数字搜索的方法可以获得最优 λ 。

- 在 \mathbf{F} 给定的条件下, 分别通过 (14) 和 (15) 式求 α 和 β 。

该算法的具体实施过程可以参考文献 [12] 或 [13]。

4 基于 ZF 的波束成形设计

基于 ZF 的波束成形设计只要求消除用户间干扰而忽略噪声项的影响。在图 1 所示的认知协同模型中, 第二个时隙中由于 SU_T 既要转发 PU 用户的信号又要发送自身信息, 当噪声功率较小时, 由无线信道的广播特性引起的 CCI 是影响信号判决的主要干扰。当 SU_T 拥有多天线时, 只要发送的数据流数目不超过其天线自由度 (Degree of Freedom, DoF), 则采用 ZF 波束成形可以很容易的消除 CCI 项。我们将 (3) 和 (4) 进一步详细展开如下,

$$y_{pu} = \mathbf{g}_1 \mathbf{f}_1 s_1^{(r)} + \mathbf{g}_1 \mathbf{f}_2 s_2 + \mathbf{n}_{pu} \quad (18)$$

$$y_{su} = \mathbf{g}_2 \mathbf{f}_1 s_1^{(r)} + \mathbf{g}_2 \mathbf{f}_2 s_2 + \mathbf{n}_{su} \quad (19)$$

从 (18) 和 (19) 式可以看出, $\mathbf{g}_1 \mathbf{f}_2 s_2$ 和 $\mathbf{g}_2 \mathbf{f}_1 s_1^{(r)}$ 项分别是 PU 用户和 SU 用户的 CCI 项, 采用 ZF 法则, 选取合适的非 0 向量 \mathbf{f}_1 和 \mathbf{f}_2 使得 $\mathbf{g}_1 \mathbf{f}_2 = 0$ 和 $\mathbf{g}_2 \mathbf{f}_1 = 0$, 可以分别得到关于 s_1 和 s_2 的估计值,

$$\tilde{s}_1 = \alpha (\mathbf{g}_1 \mathbf{f}_1 s_1^{(r)} + \mathbf{n}_{pu}) \quad (20)$$

$$\tilde{s}_2 = \beta (\mathbf{g}_2 \mathbf{f}_2 s_2 + \mathbf{n}_{su}) \quad (21)$$

5 仿真结果

在本节中, 我们将提供对所提出的基于 MSW MSE 和 ZF 准则的波束成形方案的仿真结果。在仿真过程中, 信道状态信息 h_1 , \mathbf{g}_1 和 \mathbf{g}_2 均通过独立同分布 (i. i. d) 均值为 0, 单位方差的复高斯随机过程产生。所有仿真数据均使用 BPSK 的调制模式, $P_1 = P_2 = 1$, 信噪比定义为 $\text{SNR} = P_1 / \sigma_1^2$ 。在每一 SNR 值下的平均值均来自于 1×10^6 个独立产生的 BPSK 符号。

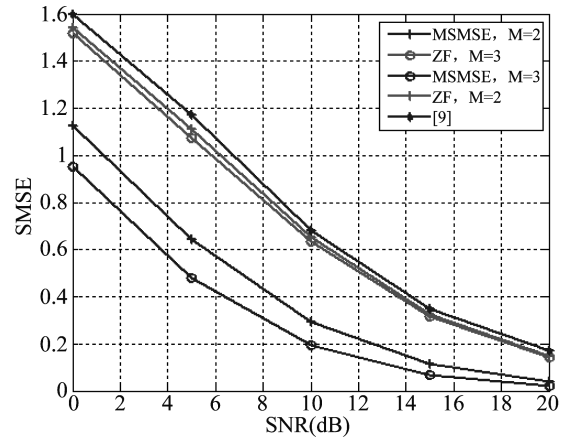


图2 不同天线数目下的两种方案的 ASMSE 比较

Fig. 2 Comparison of ASMSE of two schemes with different antenna number

图 2 比较了在不加权的情况下 (即 PU 与 SU 地位均等 $\mathbf{W} = \mathbf{I}_2$), 不同天线数目下 PU 链路和 SU 链路在 MSW MSE 方案和 ZF 方案下的平均均方误差和 (Average of Sum of Mean Square Errors, ASMSE) 性能。从图中可以看出, 由于忽略了在 SU 发射端和所有接收端的噪声, 因而 [9] 中的方案具有最差的性能表现。在低 SNR 范围内 ($\text{SNR} \leq 10\text{dB}$), 在相同 SNR 情况下, 基于 MSW MSE 准则的 ASME 性能明显要高于基于 ZF 准则的系统性能 ($M=2$, $\text{SMSE} = 0.4$ 时约差 4dB)。当 SNR 值增大时 ($\text{SNR} \geq 15\text{dB}$), 两种设计方案的差别逐渐减少。另外, 当天线数目增多时, 两种方案下的 ASMSE 性能都有不同程度的提升, 但是基于 MSMSE 准则的方案性能对天线数目的变化更敏感。

图 3 比较了不同加权系数 θ 下的 PU 链路的平均均方误差 (Average of Mean Square Errors, AMSE) 性能。

从图中可以看出,采用不同加权值时,PU系统性能有不同的表现。由于在认知无线网络中PU链路拥有频谱的主导权,因而在系统性能的划分上也拥有主动权。当 $\theta=1$ 时,SU完全作为PU的中继,其链路本身的传输将被忽略。在本图中,当 θ 值增大时(如 $\theta=0.8$),PU链路获得更好的性能,同时由于PU与SU链路在数学计算上的对称性,此时SU用户的系统性能必然会差。通过给定加权值设计出来的波束成形参数可以满足系统性能的不同要求。

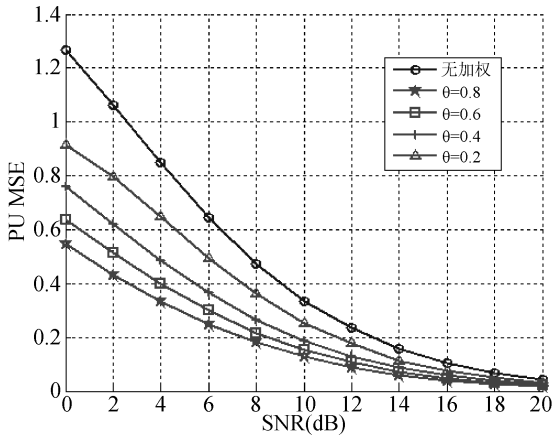


图3 M=3时不同 θ 下PU系统的平均MSE性能比较

Fig. 3 Comparison of the average MSE of PU with different θ when M=3

6 结论

本文研究了SU基站拥有多天线的模式下的基于波束成形设计的频谱共享技术。首先然后将PU和SU系统作为一个整体考虑,设计了基于MWSMSE准则的波束成形参数,并给出了具体解决方法。其次设计了基于ZF法则的波束成形,该设计方法简单易于使用。仿真结果表明,基于MWSMSE准则设计的波束成形参数比基于ZF准则的波束成形参数在系统性能方面有较大的提升。而且当天线数目增多时两种方案的系统性能都有不同程度的提升,但是基于MWSMSE准则设计的波束成形参数对系统性能的影响更大。另外,考虑到认知协同网络中PU系统的主导地位,通过设置不同的加权值可以在系统整体性能不变的情况下,实现PU系统和SU性能在不同的范围内波动。该系统的下一步研究可以考虑SBS负责多个SU接收终端的情况。

参考文献

- [1] Haykin S., Cognitive radio: brain-empowered wireless communications [J]. IEEE J. Sel. Areas Commun., Feb. 2005, 23(2): 201-220.
- [2] Ghasemi A. and E. S. Sousa, Fundamental limits of spectrum-sharing in fading environments [J]. IEEE Trans. Wireless Commun., Feb. 2007, 6(2): 649-658.
- [3] Simeone O., Stanojev I., Savazzi S., Bar-Ness Y., Spagnolini U., and Pichholtz R., Spectrum leasing to cooperating secondary ad hoc networks, [J]. IEEE JSAC, Jan. 2008, 26(1): 203-213.
- [4] Zhang J. and Zhang Q., Stackelberg game or utility-based cooperative cognitive radio networks [C] // Proc. of the 10th ACM International Symposium on Mobile Ad Hoc Networking and Computing (MobiHoc'09), New York, USA, 2009: 23-32.
- [5] Xu H. and Li B., "Efficient resource allocation with flexible channel cooperation in OFDMA cognitive radio networks," in Proc. IEEE INFOCOM 2010, San Diego, CA, 2010: 1-5.
- [6] Yi Y., Zhang J., Zhang Q., Jiang T., and Zhang J., Cooperative communication-aware spectrum leasing in cognitive radio networks, [C] // Proc. IEEE Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum (DySPAN, 2010), 2010: 1-11.
- [7] Zhang L., Liang Y. C., and Xin Y., Joint beamforming and power control for multiple access channels in cognitive radio networks, [J]. IEEE J. Sel. Areas Commun., Jan. 2008, 26(1): 38-51.
- [8] Zheng G., Ma S., Wong K. and Ng T., Robust beamforming in cognitive radio [J]. IEEE Trans. Wireless Commun., Feb. 2010, 9(2): 570-576.
- [9] Hua S., Liu H., Wu M., and Panwar S. S., Exploiting MIMO antennas in cooperative cognitive radio networks [C] // Proc. of INFOCOM 2011, 2011: 2714-2722.
- [10] Sampath H., Stoica P. and Paulraj A., Generalized linear precoder and decoder design for MIMO channels using the weighted MMSE criterion [J]. IEEE Trans. Commun., Dec. 2001, v 49(12): 2198-2206.
- [11] Lutkepohl H., Handbook of Matrices, [M]. New York: Wiley, 1996.

- [12] Jing Y. and Jafarkhani H. , Network beamforming using relays with perfect channel information[C]//IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, 2007 (ICASSP'07) , Apr. 2007, 3: 473 -476.
- [13] Lee N. , Park H. , and Chun J. , Linear precoder and decoder design for two-way AF MIMO relaying system[C]// Proc. IEEE Vehicular Technology Conference, 2008 (VTC'08 Spring) , May 2008:1221-1225.

作者简介



王梓斌(1982-),男,山东莱阳人,国防科技大学电子科学与工程学院博士生,研究方向为协作通信,认知无线电以及无线网络中的信号处理。

E-mail:wang_zibin@hotmail.com



袁福(1984-),男,云南曲靖人,汉族,在读博士,研究方向为认知无线电,协同通信。



袁继兵(1976-),男,湖南常德人,国防科技大学电子科学与工程学院讲师,博士。主要研究方向为协作通信,现代通信系统设计,飞行器测控,信号处理。

E-mail:mrjb_yuan@163.com



郑林华(1962-),男,湖南长沙人,国防科技大学电子科学与工程学院教授,博士生导师,中国电子学会、通信学会高级会员,研究方向为宽带无线通信、通信信号处理。

E-mail:lhzheng131@sohu.com