

基于 OFDM-IM 的认知无线电协作中继性能分析

马千里^① 李志明^① 杨平^{*①} 肖悦^{①②}

^①(电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室 成都 611731)

^②(东南大学移动通信国家重点实验室 南京 210096)

摘要: 该文针对协作认知无线网络场景, 提出一种基于索引调制正交频分复用(OFDM-IM)的新型协作中继设计方法。该方法将 OFDM-IM 技术应用于从用户发送端, 将从用户的传输空间划分为信号空间和索引空间。从用户在其信号空间上转发主用户的信息, 同时在索引空间传输从用户信息。通过这种方式, 主、从用户之间不存在相互干扰。针对此模型, 该文分析了主、从用户的误码率, 理论推导了相关表达式, 并讨论了从用户的位置对主、从用户性能的影响。仿真结果表明, 该文所提设计方法能够同时提升主、从用户的误码率性能, 且均优于传统的基于 OFDM 的协作中继方式。

关键词: 认知无线电; 协作中继; 正交频分复用; 索引调制

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2017)08-1796-08

DOI: 10.11999/JEIT161265

Performance Analysis of OFDM-IM-based Cooperative Relaying Protocol for Cognitive Radio Networks

MA Qianli^① LI Zhiming^① YANG Ping^① XIAO Yue^{①②}

^①(National Key Laboratory of Science and Technology on Communications, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 611731, China)

^②(National Mobile Communications Research Laboratory, Southeast University, Nanjing 210096, China)

Abstract: A novel two time slots Orthogonal Frequency Division Multiplexing-Index Modulation (OFDM-IM)-aided cooperative relaying protocol is proposed for Cooperative Cognitive Radio Networks (CCRN). In the proposed scheme, OFDM-IM technique is used at the Secondary User (SU) to split the transmission space into the signal constellation domain and the index domain. Specifically, the Secondary Transmitter (ST) of SU acts as a Decode-and-Forward (DF) relay to transmit the information of the Primary User (PU) in the signal constellation domain, while the information bits of SU are carried by the index domain. Through this design concept, the mutual interference between the PU and SU can be avoided. Upper bounds on the Bit Error Probabilities (BEPs) of the PU and SU are analytically derived. The influence of ST's location to the BER performance of PU and SU is also analysed. Several numerical results and discussions are provided to substantiate the theoretical analysis, and it is shown that the proposed protocol is a viable candidate for OFDM-based CR networks since it can enhance the BER performances of both PU and SU.

Key words: Cognitive Radio (CR); Cooperative relaying; Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM); Index Modulation (IM)

1 引言

随着无线通信技术的迅猛发展, 频谱资源稀缺和频谱使用率低的矛盾日益突出, 如何提高频谱利

用率始终是一个亟待解决的核心问题。认知无线电作为一种能够提高频谱利用率的技术^[1,2], 被认为是下一代无线通信(5G)的核心技术之一^[3]。然而, 在传统认知无线网络中^[4-6], 主用户(Primary Users, PUs)的通信质量具有最高优先级, 使得从用户(Secondary Users, SUs)的发送功率受到了严格的限制, 导致从用户的传输性能并不理想。近年来, 认知无线电与协作通信相结合的协作认知无线网络(Cooperative Cognitive Radio Network, CCRN)^[7,8], 使得认知技术得到进一步的发展。在这一技术中,

收稿日期: 2016-11-24; 改回日期: 2017-02-26; 网络出版: 2017-05-02

*通信作者: 杨平 yang.ping@uestc.edu.cn

基金项目: 国家重点基础研究发展计划(2013CB329001), 国家自然科学基金(61501095)

Foundation Items: The National Basic Research Program of China (2013CB329001), The National Natural Science Foundation of China (61501095)

从用户为了得到通信机会，消耗一部分资源帮助主用户转发信息，以此获得主用户给予的一部分资源，可用于从用户自身进行数据传输。

正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)，作为一种关键的物理层技术，因其具有高传输速率及良好的抗多径性能，而被广泛应用于认知无线网络中。例如，文献[9]提出了一种基于 OFDM 的协作认知无线网络传输方案。该文献将从用户的部分子载波用于主用户的信息传输，作为交换，从用户在其剩余的子载波上可以进行自身的信息传输。从用户可以通过资源分配技术灵活地分配子载波给主用户或者从用户，从而按照系统要求分别达到主用户或从用户对性能的不同要求。此外，文献[10]还进一步分析了该设计方法的中断概率，并得到该方法的中断概率低于传统设计方法的结论。然而，这种基于 OFDM 的协作方案均需要使得主、从用户使用的子载波正交，来使得它们之间不存在干扰。为了达到这一要求，需要牺牲一定的系统性能，如系统的传输速率等。

基于索引调制的 OFDM(OFDM-Index Modulation, OFDM-IM)^[11-14]是一种新型的多载波传输技术，它将空间调制的思想应用到多载波系统中来。OFDM-IM 技术选择一部分激活的子载波携带数字调制信息，而激活子载波索引同样携带信息。这种设计方法能够比传统 OFDM 系统获得更高的可达速率和更好的误码率性能。然而，OFDM-IM 的优势并未被用于认知无线网络中。

综合以上文献特点，本文提出了一种基于 OFDM-IM 技术的协作认知无线电传输方案。本文将 OFDM-IM 技术应用于从用户的传输端，利用激活子载波索引来携带从用户需要传输的信息，同时，利用激活的子载波来传输主用户信息，通过这样的传输方案，可以在不引起主从用户干扰的情况下，提升主用户和从用户的性能。在此基础上，本文给出了瑞利信道下主、从用户的误码率分析，并讨论了从用户的位置对主、从用户性能的影响。

2 系统模型

如图 1 所示，本文研究的模型由一个主用户发送机(Primary Transmitter, PT)，一个主用户接收机(Primary Receiver, PR)，一个从用户发送机(Secondary Transmitter, ST)和一个从用户接收机(Secondary Receiver, SR)构成的两时隙协作认知无线网络。在第 1 个时隙(实线连接部分)，PT 将主用户信息通过 OFDM 符号传送给 PR 和 ST，我们可以用 PT → PR 和 PT → ST 简化表示。在第二个时隙(虚线连接部分)，ST 将主用户信息解调并

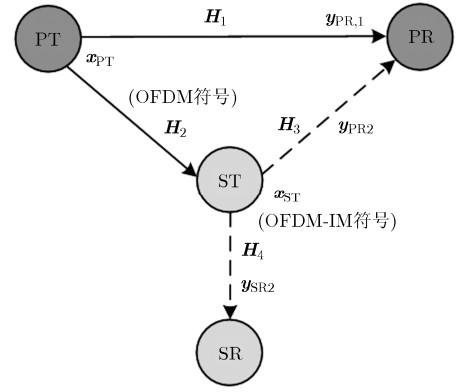


图 1 基于 OFDM-IM 的协作中继设计方法系统模型

重新调制为星座点符号，形成 OFDM-IM 符号进行发送，PR 和 SR 均将接收到 ST 发送的信息，这里同样可以用 ST → PR 和 ST → SR 来简化表示这一过程。为了后续讨论方便，这里使用 H_1, H_2, H_3, H_4 分别表示 PT → PR, PT → ST, ST → PR 和 ST → SR 之间的信道系数向量。信道系数向量中每个元素均服从零均值、单位方差的复高斯分布，方差满足 $\sigma_i^2 = d_i^{-\lambda}, i = 1, 2, 3, 4$ ，其中 λ 是路径损耗。 d_i 为路径的归一化距离，即将最长的路径归一化距离为 1，即 $d_1=1$ ，其他路径的归一化距离为该路径的实际距离与最长路径的比值。

根据以上叙述，在第 1 个时隙，PT 传输子载波个数为 N 的 OFDM 符号，每个子载波上携带调制阶数为 M 的数字调制符号。因此，PR 和 ST 接收到的信号可以表示为

$$y_{PR1}(n) = h_1(n)x_{PT}(n) + w_{PR1}(n) \quad (1)$$

$$y_{ST1}(n) = h_2(n)x_{PT}(n) + w_{ST1}(n) \quad (2)$$

其中， $x_{PT}(n) \in \mathcal{S}_{PT}$ 是第 n 个子载波上传输的星座符号， $n = 1, 2, \dots, N$ ， \mathcal{S}_{PT} 是所有星座符号点的集合。 w_{PR1} 与 w_{ST1} 是 PR 与 ST 接收到的高斯噪声，其分布分别满足 $w_{PR1} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_{PR}^2)$ ， $w_{ST1} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_{ST}^2)$ 。

在第 2 个时隙，ST 使用 OFDM-IM 的方式来传输主用户信息和从用户自身的的信息，如图 2 所示。OFDM-IM 的具体流程如下所示。

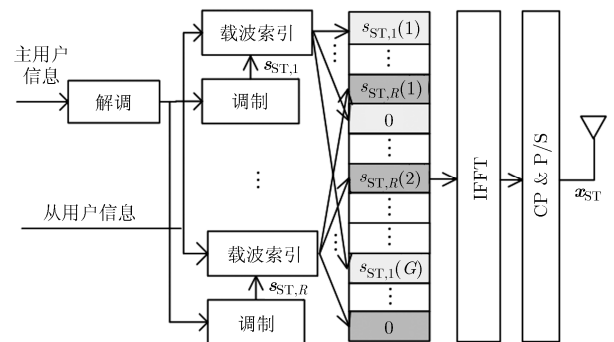


图 2 第 2 个时隙从用户 OFDM-IM 处理过程

步骤 1 从用户将其 N 个子载波连续地分为 R 个 OFDM-IM 子块, 每个子块包含 $G = N/R$ 个子载波。一个 OFDM-IM 子块可以表示为

$$\mathbf{x}_{\text{ST},r} = [x_{\text{ST},r}(1) \ x_{\text{ST},r}(2) \ \cdots \ x_{\text{ST},r}(G)]^T \quad (3)$$

在 $\mathbf{x}_{\text{ST},r}$ 的所有 G 个子载波中, 其中的 V 个子载波用于携带调制星座点信息, 其他未被激活的 $(G - V)$ 个子载波保持静默。

步骤 2 从用户将接收到的主用户信息 $y_{\text{ST}}(n)$ 解调成比特流, 并将这些比特流重新调制成阶数为 M' 的数字调制符号, 然后将这些生成的调制符号划分为 R 个子块, 每个子块包括 V 个调制符号, 对应了一个 OFDM-IM 子块所携带的调制星座点信息。我们将一个子块的调制符号向量表示为 $\mathbf{s}_{\text{ST},r} = [s_{\text{ST},r}(1), s_{\text{ST},r}(2), \dots, s_{\text{ST},r}(V)]^T \in \mathcal{S}_{\text{ST}}^V$, 其中 $s_{\text{ST},r}(v) \in \mathcal{S}_{\text{ST}}$ 是从用户所携带的重新调制的 M' 星座点, 而 \mathcal{S}_{ST} 则表示了包含了所有星座点可能性的集合。

步骤 3 从用户将其自身需要传输的比特信息分成 R 个子块, 每个子块可以携带 $\lfloor \log_2 C(G, V) \rfloor$ 个从用户比特。每个子块的比特对应了一个 OFDM-IM 子块的子载波激活信息。由步骤 1 可知, 一个 OFDM-IM 子块一共有 $C(G, V)$ 种不同的子载波激活方式组合, 而这些组合可以用 $\lfloor \log_2 C(G, V) \rfloor$ 个比特来携带。我们使用 $\Phi_r = [\phi_r(1), \phi_r(2), \dots, \phi_r(G)]^T$ 来表示 OFDM-IM 子块中的子载波激活状态, 其中, 如果 $\phi_r(g) = 1$ 则表示第 g 个子载波激活, 相反, 如果 $\phi_r(g) = 0$ 则表示第 g 个子载波静默。 Ψ 表示所有种激活状态的集合, 即 $\Phi_r \in \Psi$, 具体地, 对于一个给定的 Φ_r 有

$$\left. \begin{aligned} x_{\text{ST},r}(g) &= s_{\text{ST},r}(v), \quad \phi_r(g) = 1 \\ x_{\text{ST},r}(g) &= 0, \quad \phi_r(g) = 0 \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

步骤 4 根据从用户信息提供的子载波激活位置, 将步骤 2 中产生的每个子块的星座信息根据预先决定好的查找表(look-up table)映射表格放置到每个 OFDM-IM 子块相应的子载波上, 具体映射方式可以参考文献[11]。

步骤 5 在完成每个子块的子载波映射之后, 将每个子块的子载波交织放置到 N 个子载波中。如图 2 所示, 这样做是为了使得系统获得更高的编码增益[12]。

通过以上步骤可知每个 OFDM-IM 子块可以携带 $M'V$ 个主用户比特和 $\lfloor \log_2 C(G, V) \rfloor$ 个从用户比特。

以一个 OFDM-IM 子块为一个传输单元, 则第 2 个时隙的主用户和从用户接收的信号可以表示为

$$\mathbf{y}_{\text{PR},2,r} = \mathbf{H}_{3,r} \mathbf{x}_{\text{ST},r} + \mathbf{w}_{\text{PR},2,r} \quad (5)$$

$$\mathbf{y}_{\text{SR},2,r} = \mathbf{H}_{4,r} \mathbf{x}_{\text{ST},r} + \mathbf{w}_{\text{SR},2,r} \quad (6)$$

其中, $\mathbf{H}_{3,r} = \text{diag}(h_{3,r}(1), h_{3,r}(2), \dots, h_{3,r}(G))$, $\mathbf{H}_{4,r} = \text{diag}(h_{4,r}(1), h_{4,r}(2), \dots, h_{4,r}(G))$ 是 ST \rightarrow PR 和 ST \rightarrow SR 在第 r 个 OFDM-IM 子块的信道系数, $\mathbf{w}_{\text{PR},2,r}$ 和 $\mathbf{w}_{\text{SR},2,r}$ 分别是 PR 端和 SR 端的高斯噪声向量。

为了方便后面的讨论, 我们也将主用户所发送的信息表示为子块的形式, 即每个主用户的子块与从用户的一个 OFDM-IM 子块携带相同的主用户信息。因此, 一个主用户子块可以表示为

$$\bar{\mathbf{x}}_{\text{PT},r} = [x_{\text{PT},r}(1), x_{\text{PT},r}(2), \dots, x_{\text{PT},r}(U)]^T \quad (7)$$

其中, $U = M'V/M$, 以子块为单位, 主用户信号可以表示为

$$\mathbf{x}_{\text{PT}} = [\bar{\mathbf{x}}_{\text{PT},1}, \bar{\mathbf{x}}_{\text{PT},2}, \dots, \bar{\mathbf{x}}_{\text{PT},N/U}]^T \quad (8)$$

那么, 式(1)可以重新表示为

$$\bar{\mathbf{y}}_{\text{PR},1,r} = \bar{\mathbf{H}}_{1,r} \bar{\mathbf{x}}_{\text{PT},r} + \bar{\mathbf{w}}_{\text{PT},1,r} \quad (9)$$

在 PR 端, 两个时隙所接受到的信息 $\mathbf{y}_{A,r} = [\bar{\mathbf{y}}_{\text{PR},1,r}, \mathbf{y}_{\text{PR},2,r}]^T$ 被联合检测以获得最大的最大比合并(Maximum Ratio Combination, MRC)增益。最大似然(Maximum Likelihood, ML)检测可以表示为

$$\hat{\mathbf{x}}_{A,r} = \arg \min \left(\left\| \mathbf{y}_{A,r} - \mathbf{H}_{A,r} \mathbf{x}_{A,r} \right\|^2 \right) \quad (10)$$

其中, $\mathbf{H}_{A,r} = [\bar{\mathbf{H}}_{1,r}, \mathbf{H}_{3,r}]^T$, $\mathbf{x}_{A,r} = [\bar{\mathbf{x}}_{\text{PT},r}, \mathbf{x}_{\text{ST},r}]^T$ 分别为两个时隙的信道系数和发送端信息。

而在 SR 端, 由于从用户信息仅仅由子载波索引状态所携带, 从用户接收机的最大似然检测可以表示为

$$\hat{\Phi}_r = \arg \min_{\mathbf{x}_{\text{ST},r}, \Phi_r} \left(\left\| \mathbf{y}_{\text{SR},2,r} - \mathbf{H}_{4,r} \mathbf{x}_{\text{ST},r} \right\|^2 \right) \quad (11)$$

3 误码率分析

本节分别给出了主用户和从用户的平均误码概率(Average Bit Error Probability, ABEP)的闭合表达式。与上一节相类似, 由于不同子块之间是相互独立的, 因此每个子块的成对出错概率(Pairwise Error Probability, PEP)和其他子块并不相关。因此我们可以仅仅分析任意一个子块的误码情况。

3.1 从用户发送机的误判概率分析

根据第 2 个时隙的从用户发射机处理过程可知, 在第 2 个时隙, ST 首先需要到 PT 发送的数据进行解调, 然后将解调后的比特和从用户需待发射的数据共同形成 OFDM-IM 符号。在这一过程中, 即使 ST 端已知 PT \rightarrow ST 的信道信息, 但由于高斯噪声的影响, ST 也不能完全正确地解调所有的 PT 信息。而 ST 端使用错误检测的比特形成新的星座符号也会对 PR 的检测产生影响。因此, 我们首先

需要计算从用户发射机的误码情况。而 PT → ST 的过程是传统 OFDM 信号传输过程，因此，类似于文献[15]对于传统 OFDM 检测错误概率的分析，我们可得 PT → ST 的误比特率为

$$P_{b,PT \rightarrow ST} \cong \frac{1}{\max(\log_2 M)} \sum_{i=1}^{\max(M/4,1)} \left(1 - \sqrt{\frac{\mu_i}{1 + \mu_i}} \right) \quad (12)$$

其中，

$$\mu_i = \frac{E_b \log_2 M}{\sigma_{ST}^2} \sin^2 \frac{(2i-1)\pi}{M} \quad (13)$$

E_b 为主用户的发送功率。

因此，PT → ST 过程中一个主用户子块 $\bar{\mathbf{x}}_{PT,r}$ 出现错误的概率可以表示为

$$P_{S,PT \rightarrow ST} = 1 - (1 - P_{PT \rightarrow ST})^{MU} \quad (14)$$

3.2 主用户的误码率分析

根据式(10)可知，主用户接收端需要将两个时隙的接收信号进行联合检测以获得 MRC 增益。需要注意的是，由于从用户在转发主用户信息时，会出现误判情况，而当误判存在时，会使得重新调制后的星座符号所携带的信息与主用户发送的信息不相同。这会使得该块所携带的主用户信息误判概率大大增加。因此，由全概率公式可知，主用户的 ABEP 可以近似为

$$P_{b,PU} \approx (1 - P_{S,PT \rightarrow ST}) P_{PU}^1 + P_{S,PT \rightarrow ST} P_{PU}^2 \quad (15)$$

其中， P_{PU}^1 为当 PT → ST 过程中 $\bar{\mathbf{x}}_{PT,r}$ 不存在错误符号，即一个 OFDM-IM 子块中携带的主用户信息与主用户发送的信息完全相同时，主用户信息出现误码的平均成对错误概率 (Average PEP, APEP)；而 P_{PU}^2 表示当一个 OFDM-IM 子块中携带的主用户信息出现错误时，主用户信息出现误码的 APEP。下面，我们分别计算 P_{PU}^1 和 P_{PU}^2 。根据文献[11]， P_{PU}^1 和 P_{PU}^2 的 APEP 可以由式(16)得到

$$\left. \begin{aligned} P_{PU}^1 &\leq \frac{(U \log_2(M))^{-1}}{C(G,V)M^U} \\ &\cdot \sum_{\mathbf{x}_{A,r}} \sum_{\mathbf{x}'_{A,r}} P^1(\mathbf{x}_{A,r} \rightarrow \mathbf{x}'_{A,r}) e(\mathbf{x}_{A,r} \rightarrow \mathbf{x}'_{A,r}) \\ P_{PU}^2 &\leq \frac{(U \log_2(M))^{-1}}{C(G,V)M^U} \\ &\cdot \sum_{\mathbf{x}_{A,r}} \sum_{\mathbf{x}'_{A,r}} P^2(\mathbf{x}_{A,r} \rightarrow \mathbf{x}'_{A,r}) e(\mathbf{x}_{A,r} \rightarrow \mathbf{x}'_{A,r}) \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

其中， $P^1(\mathbf{x}_{A,r} \rightarrow \mathbf{x}'_{A,r})$ 为当 OFDM-IM 子块中携带的主用户信息完全正确的情况下，发送向量 $\mathbf{x}_{A,r}$ 判成 $\mathbf{x}'_{A,r}$ 的非条件成对错误概率 (Unconditional PEP, UPEP)， $P^2(\mathbf{x}_{A,r} \rightarrow \mathbf{x}'_{A,r})$ 为当 ST 误判了 PT 发送的信息时，发送向量 $\mathbf{x}_{A,r}$ 判成 $\mathbf{x}'_{A,r}$ 的 UPEP；而 $e(\mathbf{x}_{A,r} \rightarrow \mathbf{x}'_{A,r})$ 是当 $\mathbf{x}_{A,r}$ 判错成 $\mathbf{x}'_{A,r}$ 时错误比特的个

数。注意到主用户的误码只与星座符号的判错有关，与索引判错无关，因此式(16)中的 $\mathbf{x}'_{A,r}$ 并不包含只有索引判错，星座符号并未判错的情况，因此对于给定的 $\mathbf{x}_{A,r}$ ，需要遍历的 $\mathbf{x}'_{A,r}$ 一共有 $C(G,V)M^U - C(G,V)$ 种。

为了计算式(16)中的 $P^1(\mathbf{x}_{A,r} \rightarrow \mathbf{x}'_{A,r})$ 与 $P^2(\mathbf{x}_{A,r} \rightarrow \mathbf{x}'_{A,r})$ ，首先需要计算其对应的已知信道系数条件下的条件成对错误概率 (Conditional PEP, CPEP)，然后对信道系数积分以得到 $P^1(\mathbf{x}_{A,r} \rightarrow \mathbf{x}'_{A,r})$ 与 $P^2(\mathbf{x}_{A,r} \rightarrow \mathbf{x}'_{A,r})$ 。以 $P^1(\mathbf{x}_{A,r} \rightarrow \mathbf{x}'_{A,r})$ 为例，其 CPEP 可以表示为

$$P^1(\mathbf{x}_{A,r} \rightarrow \mathbf{x}'_{A,r} | \mathbf{H}_{A,r}) = P\left(D_{\mathbf{x}_{A,r}}^1 \geq D_{\mathbf{x}'_{A,r}}^1 | \mathbf{H}_{A,r}\right) \quad (17)$$

其中 $\mathbf{x}_{A,r}$ 是发送信号向量，而 $\mathbf{x}'_{A,r} = [\bar{\mathbf{x}}'_{PR1,r}, \mathbf{x}'_{ST,r}]^T$ 是检测发生错误的信号向量。 $D_{\mathbf{x}_{A,r}}^1$ 与 $D_{\mathbf{x}'_{A,r}}^1$ 分别表示为

$$\left. \begin{aligned} D_{\mathbf{x}_{A,r}}^1 &= \left\| \bar{\mathbf{y}}_{PT,r} - \bar{\mathbf{H}}_{1,r} \bar{\mathbf{x}}_{PT,r} \right\|^2 + \left\| \mathbf{y}_{PR2,r} - \mathbf{H}_{3,r} \mathbf{x}_{ST,r} \right\|^2 \\ D_{\mathbf{x}'_{A,r}}^1 &= \left\| \bar{\mathbf{y}}_{PT,r} - \bar{\mathbf{H}}_{1,r} \bar{\mathbf{x}}'_{PT,r} \right\|^2 + \left\| \mathbf{y}_{PR2,r} - \mathbf{H}_{3,r} \mathbf{x}'_{ST,r} \right\|^2 \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

在 P_{PU}^1 发生的情况下，第 1 个时隙和第 2 个时隙携带的主用户信息相同， $\bar{\mathbf{y}}_{PT,r}$ 与 $\mathbf{y}_{PR2,r}$ 可以分别用式(9)和式(5)表示。我们可以假设主用户发送向量 $\bar{\mathbf{x}}_{PT,r}$ 与错误检测向量 $\bar{\mathbf{x}}'_{PT,r}$ 存在 n_1 个不同的星座符号，这些不同的星座符号放置在向量 $\bar{\mathbf{x}}_{PT,r}$ 的子载波位置表示为 $\{l_0, l_1, \dots, l_{n_1}\}$ ， $0 < n_1 \leq U - 1$ ，同时，从用户发送向量 $\mathbf{x}_{ST,r}$ 与错误检测的向量 $\mathbf{x}'_{ST,r}$ 存在 n_2 个不同的星座符号，这些不同的星座符号放置在向量 $\mathbf{x}_{ST,r}$ 子载波位置为 $\{q_0, q_1, \dots, q_{n_2}\}$ ， $0 < n_2 \leq G - 1$ ，式(17)中的 $D_{\mathbf{x}_{A,r}}^1 \geq D_{\mathbf{x}'_{A,r}}^1$ 可以等价表示为 $\Omega^1 \geq 0$ 。其中

$$\begin{aligned} \Omega^1 &= D_{\mathbf{x}_{A,r}}^1 - D_{\mathbf{x}'_{A,r}}^1 = -\sum_{i=1}^{n_1} D_{l_i} - \sum_{i=1}^{n_2} D_{q_i} \\ &\quad - \sum_{i=1}^{n_1} 2\Re\left(w_{PT,r}^*(l_i) h_{1,r}(l_i) (x_{PT,r}(l_i) - x'_{PT,r}(l_i))\right) \\ &\quad - \sum_{i=1}^{n_2} 2\Re\left(w_{ST,r}^*(q_i) h_{3,r}(q_i) (x_{ST,r}(q_i) - x'_{ST,r}(q_i))\right) \end{aligned} \quad (19)$$

在式(19)中， $\Re(\cdot)$ 表示一个复数的实数部分， $(\cdot)^*$ 表示共轭； $D_{l_i} = |h_{1,r}(l_i) (x_{PT,r}(l_i) - x'_{PT,r}(l_i))|^2$ ， $D_{q_i} = |h_{3,r}(q_i) (x_{ST,r}(q_i) - x'_{ST,r}(q_i))|^2$ 。然后， Ω^1 的期望与方差可以表示为

$$\left. \begin{aligned} E(\Omega^1) &= -\left(\sum_{i=0}^{n_1} D_{l_i} + \sum_{i=0}^{n_2} D_{q_i} \right) \\ \text{Var}(\Omega^1) &= 2\sigma_{PR}^2 \left(\sum_{i=0}^{n_1} D_{l_i} + \sum_{i=0}^{n_2} D_{q_i} \right) \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

将式(19)代入式(17), 式(17)可以用 Q 函数表示为

$$P^1(\mathbf{x}_{A,r} \rightarrow \mathbf{x}'_{A,r} | \mathbf{H}_{A,r}) = Q\left(\sqrt{\frac{\sum_{i=0}^{n_1} D_{l_i} + \sum_{i=0}^{n_2} D_{q_i}}{2\sigma_{\text{PR}}^2}}\right) \quad (21)$$

然后, 对式(21)中的信道参数求期望, 可以进一步得到 $P^1(\mathbf{x}_{A,r} \rightarrow \mathbf{x}'_{A,r})$ 。根据文献[15], 为方便对式(21)求期望, 可以将其等效地表示为

$$P^1(\mathbf{x}_{A,r} \rightarrow \mathbf{x}'_{A,r} | \mathbf{H}_{A,r}) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \exp\left[-\frac{\sum_{i=0}^{n_1} D_{l_i} + \sum_{i=0}^{n_2} D_{q_i}}{4\sigma_{\text{PR}}^2 \sin^2 \theta}\right] d\theta \quad (22)$$

然后, 使用矩量母函数 (Moment Generating Function, MGF) 对式(22)求其期望, 可得到 $P^1(\mathbf{x}_{A,r} \rightarrow \mathbf{x}'_{A,r})$ 的表达式为

$$P^1(\mathbf{x}_{A,r} \rightarrow \mathbf{x}'_{A,r}) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} E_{\mathbf{H}}\left\{P^1(\mathbf{x}_{A,r} \rightarrow \mathbf{x}'_{A,r} | \mathbf{H}_{A,r})\right\} d\theta = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \prod_{i=0}^{n_1} \left(\frac{\sin^2 \theta}{\sin^2 \theta + c_{l_i} / 4\sigma_{\text{PR}}^2}\right) \cdot \prod_{i=0}^{n_2} \left(\frac{\sin^2 \theta}{\sin^2 \theta + c_{q_i} / 4\sigma_{\text{PR}}^2}\right) d\theta \quad (23)$$

其中, $c_{l_i} = d_1^{-\lambda} |x_{\text{PT},r}(l_i) - x'_{\text{PT},r}(l_i)|^2$, 而根据 OFDM-IM 数据判错的不同情况, c_{q_i} 可以分为以下 3 种情况表示。

$$c_{q_i} = \begin{cases} d_3^{-\lambda} |x_{\text{ST},r}(q_i) - x'_{\text{ST},r}(q_i)|^2, & \Phi_r(q_i) = 1 \text{ 且 } \Phi'_r(q_i) = 1 \\ d_3^{-\lambda} |x_{\text{ST},r}(q_i)|^2, & \Phi_r(q_i) = 1 \text{ 且 } \Phi'_r(q_i) = 0 \\ d_3^{-\lambda} |x'_{\text{ST},r}(q_i)|^2, & \Phi_r(q_i) = 0 \text{ 且 } \Phi'_r(q_i) = 1 \end{cases} \quad (24)$$

式(23)很容易由数值积分得到。

然后再计算 $P^2(\mathbf{x}_{A,r} \rightarrow \mathbf{x}'_{A,r})$ 。根据 P_{PU}^2 的定义, 当 ST 错误解调了 PT 发送的信息时, 从用户发送的星座点信息不同于它正确接收 PT 的信息时所携带的星座符号。为了简化计算 $P^2(\mathbf{x}_{A,r} \rightarrow \mathbf{x}'_{A,r})$, 首先可以对其做一个近似假设, 即当一个 OFDM-IM 子块中携带的主用户信息出现错误时, 会导致不多于一个重新调制的 M' 阶星座符号发生调制错误。这个假设是合理的, 因为出现连续判错的概率是近似假设情况的次方项, 远低于该近似假设情况下的判错概率。在此情况下, 第 1 个时隙的接收信号依然可以用式(9)表示, 而第 2 时隙的接收信号改写为

$$\begin{aligned} \mathbf{y}'_{\text{PR}2,r} &= \mathbf{H}_{3,r} \mathbf{x}_{\text{ST},r} + \mathbf{w}_{\text{PR}2,r} \\ &= \mathbf{H}_{3,r} \mathbf{x}_{\text{ST},r} + \mathbf{w}_{\text{PR}2,r} + D_{l_i} \end{aligned} \quad (25)$$

其中, $D_{l_i} = |h_{3,r}(t_i)(x_{\text{PT},r}(t_i) - x'_{\text{PT},r}(t_i))|^2$, t_i 为当 ST 错误解调 PT 信息后, 重新调制错误的星座符号的位置。将式(9)和式(25)代入到式(18), 可得到当 ST 误判了 PT 发送的信息的 CPEP。为了节约篇幅, 这里省略推导过程, 直接给出 P_{PU}^2 发生情况下的 CPEP 的 Q 函数表示为

$$P^2(\mathbf{x}_{A,r} \rightarrow \mathbf{x}'_{A,r} | \mathbf{H}_{A,r}) = Q\left(\sqrt{\frac{\sum_{i=0}^{n_1} D_{l_i} + \sum_{i=0}^{n_2} D_{q_i} - D_{l_i}}{2\sigma_{\text{PR}}^2}}\right) \quad (26)$$

随后, 对式(26)中的信道参数求期望, 可以得到

$$\begin{aligned} P^2(\mathbf{x}_{A,r} \rightarrow \mathbf{x}'_{A,r}) & \text{的表达式为} \\ P^2(\mathbf{x}_{A,r} \rightarrow \mathbf{x}'_{A,r}) &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} E_{\mathbf{H}}\left\{P^2(\mathbf{x}_{A,r} \rightarrow \mathbf{x}'_{A,r} | \mathbf{H}_{A,r})\right\} d\theta \\ &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \prod_{i=0}^{n_1} \left(\frac{\sin^2 \theta}{\sin^2 \theta + c_{l_i} / 4\sigma_{\text{PR}}^2}\right) \cdot \prod_{i=0}^{n_2} \left(\frac{\sin^2 \theta}{\sin^2 \theta + c_{q_i} / 4\sigma_{\text{PR}}^2}\right) \left(\frac{\sin^2 \theta}{\sin^2 \theta + c_{l_i} / 4\sigma_{\text{PR}}^2}\right) d\theta \end{aligned} \quad (27)$$

其中, $c_{l_i} = -d_3^{-\lambda} |x_{\text{ST},r}(l_i) - x'_{\text{ST},r}(l_i)|^2$, $c_{l_i} = d_1^{-\lambda} |x_{\text{PT},r}(l_i) - x'_{\text{PT},r}(l_i)|^2$, c_{q_i} 由式(24)给出。

将式(23)与式(27)分别代入到式(16), 则可以得到 P_{PU}^1 和 P_{PU}^2 。进一步将式(14)与式(16)代入到式(15)中, 即可以得到主用户的 ABEP。

3.3 从用户的误码率分析

根据式(11)可知, 从用户接收机 SR 通过对第 2 时隙的接收信号进行解调, 从而获得 OFDM-IM 的索引信息最终获得从用户的发送比特。在这一节, 我们只需要解调子载波的激活位置而并不关心子载波上携带的星座符号是否解调正确, 因为星座符号是否判错不会对子载波激活判断造成影响。这里, 我们可以直接假设从用户发送向量 $\mathbf{x}_{\text{ST},r}$ 的子载波索引状态 Φ_r 与错误判决情况下 $\mathbf{x}'_{\text{ST},r}$ 的子载波索引状态 Φ'_r 不同的星座点所在的子载波位置索引为 $\{p_0, p_1, \dots, p_{n_3}\}$, $0 < n_3 \leq G - 1$ 。此种情况下的错误概率类似于传统 OFDM-IM 的子载波判错情况。根据文献[16], 我们可以得到 Φ_r 判错成 Φ'_r 的 CPEP 为

$$P(\Phi_r \rightarrow \Phi'_r | \mathbf{H}_{4,r}) = Q\left(\frac{1}{2} \sqrt{\frac{\sum_{i=0}^{n_3} D_{p_i}}{\sigma_{\text{SR}}^2}}\right) \quad (28)$$

其中, $D_{p_i} = |h_{4,r}(p_i)x_{\text{ST},r}(p_i)|^2$, $i = 0, 1, \dots, n_3$ 。然后,

类似于 3.1 节中式(21)到式(24)的处理过程, 从用户的 APEP 也可以通过对信道系数积分而得到, 即

$$\begin{aligned} P(\Phi_r \rightarrow \Phi_r) &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} E_H \exp\left[-\sqrt{\sum_{i=0}^{n_3} D_{p_i}} / 4\sigma_{SR}^2\right] d\theta \\ &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \prod_{i=0}^{n_3} \left(\frac{\sin^2 \theta}{\sin^2 \theta + c_{p_i} / 8\sigma_{SR}^2} \right) d\theta \end{aligned} \quad (29)$$

对于 c_{p_i} , 我们有

$$c_{p_i} = \begin{cases} d_4^{-\lambda} |x_{ST,r}(p_i)|^2, \Phi_r(p_i) = 1 \\ d_4^{-\lambda} |x'_{ST,r}(p_i)|^2, \Phi_r(p_i) = 0 \end{cases} \quad (30)$$

因此, 从用户的 ABEP 可以表示为

$$P_{b,SU} = \frac{1}{C(G,V)} \sum_{\Phi_r} \sum_{\Phi_r'} \left(P(\Phi_r \rightarrow \Phi_r') e(\Phi_r \rightarrow \Phi_r') \right) \quad (31)$$

其中, $e(\Phi_r \rightarrow \Phi_r')$ 是激活状态 Φ_r 与错误判决的激活状态 Φ_r' 所对应的比特中不同的个数。

4 仿真结果

本节采用 MATLAB 仿真对所提设计方法的性能进行评估, 并验证所得误码率表达式的正确性。我们选取的仿真参数如下, $N = 1024$, 子载波间隔为 $\Delta f = 15$ kHz, CP 长度为 64。路径衰弱为 $\lambda = -4$, 我们假设 PT 到 PR 之间的距离为归一化单位距离, 即 $d_1=1$, 而从用户作为一个在 PT 到 PR 之间可移动的点, 类似于文献[17]中的假设, 可设 ST 到 PT 和 PR 的总距离保持不变, 即 $d_3=|1-d_2|$, $d_4=d_3$ 。此外, 假设主从用户接收端完全已知信道状态信息(Channel State Information, CSI), 而发送端未知 CSI 信息。

由于从用户的位置是移动的, 我们分别选取了两组 ST 和 PT、PR 的距离值 $d_2 = 0.3, 0.5$, 在图 3 中给出了主用户和从用户仿真结果和理论分析公式的对比。首先, 可以看到理论分析的曲线较为准确, 特别是在高信噪比区间与仿真结果是非常吻合的。其次, 可以看到当 d_2 不同时, 会给主用户和从用户带来不同的性能。从图 3 中可以看出, 对于主用户而言, $d_2 = 0.3$ 性能优于 $d_2 = 0.5$, 而对于从用户而言, $d_2 = 0.5$ 性能优于 $d_2 = 0.3$ 。这是由于 d_2 影响 PT \rightarrow ST, ST \rightarrow PR 的信道的特性, 从而影响 ST 对 PT 的判错概率和最终接收的误码率, 因此对主用户的影响较为复杂。对于从用户而言, d_2 只影响 ST \rightarrow SR 的信道的特性, 而从用户性能与 PT \rightarrow ST 的判错概率无关。

图 4 进一步比较了该方法基于 OFDM-IM 的误码率性能和传统基于 OFDM 的协作方法的误码率性能。在这个仿真中, 没有考虑文献[9]所提及的自适应技术, 即资源分配方法, 因为这种方法需要额外的反馈链路。因此, 本文考虑文献[9]中的算法 2 作为公平的对比算法, 即主用户的子载波与从用户的子载波随机地进行配对。此外, 在文献[9]中, 从用户用于协助主用户传输信息的子载波个数 K , 是灵活变化的, 以此来满足主用户或是从用户的不同需求。例如, 当 K 增加时, 从用户更多的子载波用于帮助主用户传输信息, 从而使得主用户获得更好的性能。但是同时, 当 K 增加时, 也意味着更少的从用户子载波用于传输从用户信息, 这会使得从用户的传输信息量下降或者误码率性能降低。为了公平地对比两种方法, 我们对文献[9]算法 2 使用两组特别的配置(1) $K = 15/16N, M' = 256$, 这种配置能

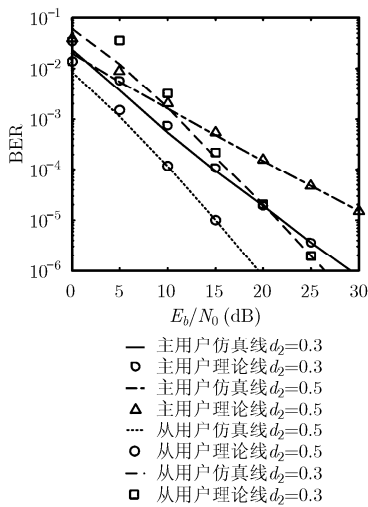


图 3 基于 OFDM-IM 的协作中继方法的误码率性能, $M = 2$

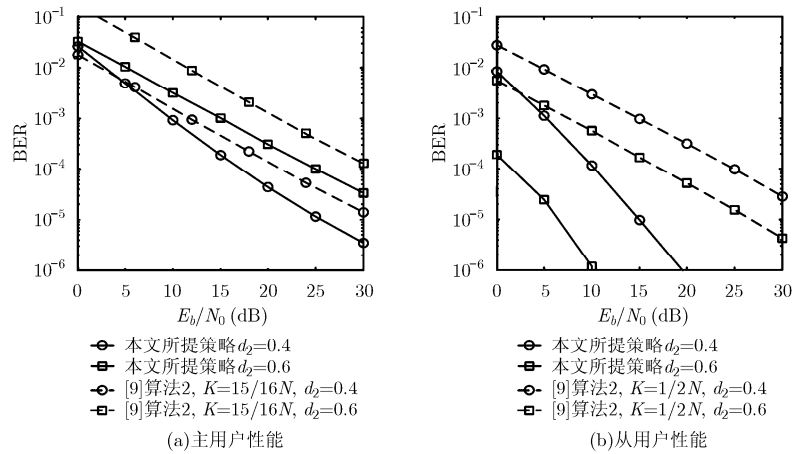


图 4 基于 OFDM-IM 的协作中继方法与传统方法的误码率性能比较, $M = 4$

使得在设置调制阶数不大于 256 情况下, 主用户能取得最好性能; (2) $K = 1/2N, M' = 2$, 这是调制阶数不小于 2(即 BPSK)情况下, 从用户能取得最好性能。图 4(a)给出了主用户的性能对比。这里采用文献[9]算法 2 的配置, 即最优主用户性能进行比较。可以看到本文方法当主用户在采用 QPSK 调制时在 $BER = 10^{-4}$ 处能够取得 5 dB 的增益。正如前文所分析, 与传统方法相比, 该方法能获得更高的 MRC 增益, 因为主用户的所有信息均在从用户处进行了转发, 并且并未对主从用户产生额外的干扰。

图 4(b)则给出了从用户的性能对比。本文方法的仿真参数与图 4(a)相同。而文献[9]算法 2 使用的参数为配置(2), $K = 1/2N, M' = 2$ 。可以看到的是, 该方法的从用户性能依然优于文献[9]算法 2 可达的从用户最优性能。例如主用户使用 QPSK 调制时, 该方法的从用户在 $BER = 10^{-4}$ 处能够取得 15 dB 的增益。可见本文方法的主从用户性能均优于传统方法。根据文献[12]的分析可知, 从用户的性能增益主要来源于索引技术所带来的编码增益。需要指出的是, 由于 OFDM-IM 的 ML 检测是基于 OFDM-IM 子块的, 因此其检测复杂度会略高于传统 OFDM 的 ML 检测复杂度。

此外, 为了进一步观察从用户的相对位置对性能的影响, 图 5(a), 5(b)分别给出了 d_2 对主、从用户误码率性能的变化趋势影响。从图 5(a)中可以看出,

d_2 对主用户的性能影响是非一致的, 且存在一个最佳的 d_2 使得主用户性能最优。这是假设 ST 到 PT 和 PR 的总距离保持不变, 即 $d_3 = |1 - d_2|$ 。当 d_2 变小, 即 ST 靠近 PT 时, $PT \rightarrow ST$ 的路径损耗变低而信道条件变好, 因此根据式(12)和式(14)可知 $P_{b,PT \rightarrow ST}$ 与 $P_{S,PT \rightarrow ST}$ 变小。但是同时, d_2 变小也会造成 d_3 变大, 即 $ST \rightarrow PR$ 的路径损耗变高。根据式(16), 式(21)和式(26), 我们可知 P_{PU}^1 与 P_{PU}^2 增大。根据式(15)可知主用户的总误码率是距离的凹函数, 因此会出现一个最佳距离使得主用户的总误码率最优。在不同的信噪比条件下, 获得最优性能所对应的相对的 d_2 不同。例如当 $E_b/N_0 = 5$ dB 时, $d_2 = 0.44$ 可以获得最优的主用户性能, 而当 $E_b/N_0 = 15$ dB 时, $d_2 = 0.22$ 可以获得最优的主用户性能。这是由于主用户的误码率与信噪比之间也非单纯的线性关系, 而是误码率是信噪比的凸函数。而从图 5(b)中可以看出, d_2 对从用户的性能影响是一致的, 即 ST 越靠近 PR, 从用户的性能越好。这是由于从用户的误码率性能与 $P_{b,PT \rightarrow ST}$ 的概率大小无关, 从用户的信息只携带于子载波激活信息中, 根据式(28)可知, 只要 $ST \rightarrow SR$ 的路径损耗降低, 从用户性能就会更好。由于此处假设了 $d_4 = d_3$, 因此 ST 越靠近 PR, $ST \rightarrow SR$ 的路径损耗越低, 从而有更好的从用户性能。

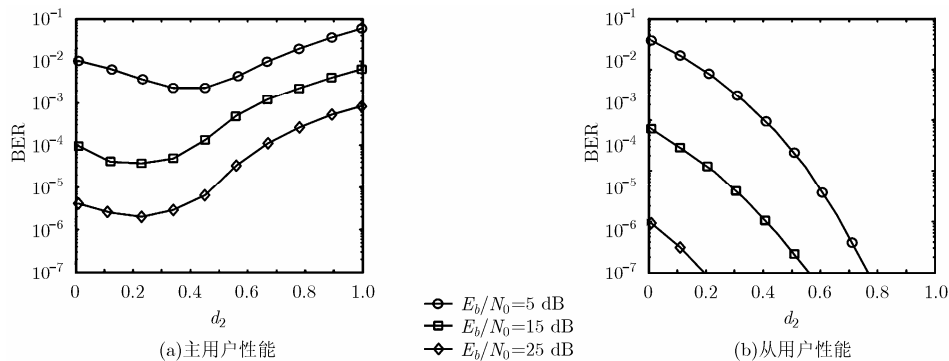


图 5 从用户的相对位置对主、从用户性能影响, $M = 2$

5 结束语

本文提出了一种新型的基于 OFDM-IM 的认知无线网络协作中继方法。该方法将 OFDM-IM 技术应用于从用户的发射机中, 将主用户的信息放置于数字调制域进行传输, 将从用户的信息放置于子载波索引域进行传输。通过这种方式, 主用户信息可以获得 MRC 增益, 而从用户信息可以获得编码增益。在此基础上, 本文还给出了该方法的主、从用户的误码率表达式, 并讨论了从用户的相对位置

对性能的影响。仿真也证明了该方法比传统基于 OFDM 方法可以获得更好的主、从用户性能。在下一步工作中, 将进一步考虑本系统的低复杂度检测算法, 以及考虑 OFDM-IM 在认知无线电全双工模型下的应用。

参考文献

- [1] AHMAD A, AHMAD S, REHMANI M H, *et al.* A survey on radio resource allocation in cognitive radio sensor networks[J]. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2015, 17(2):

- 888–917. doi: 10.1109/COMST.2015.2401597.
- [2] SHARMA S K, BOGALE T E, CHATZINOTAS S, *et al.* Cognitive radio techniques under practical imperfections: A survey[J]. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2015, 17(4): 1858–1884. doi: 10.1109/COMST.2015.2452414.
- [3] GUPTA A and JHA R K. A survey of 5G network: Architecture and emerging technologies[J]. *IEEE Access*, 2015, 3(2015): 1206–1232. doi: 10.1109/ACCESS.2015.2461602.
- [4] CELIK A and KAMAL A. Green cooperative spectrum sensing and scheduling in heterogeneous cognitive radio networks[J]. *IEEE Transactions on Cognitive Communications and Networking*, 2016, 2(3): 238–248. doi: 10.1109/TCCN.2016.2608337.
- [5] LE L B and HOSSAIN E. Resource allocation for spectrum underlay in cognitive radio networks[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2008, 7(12): 5306–5315. doi: 10.1109/TWC.2008.070890.
- [6] DUONG T Q, YEOH P L, BAO V N Q, *et al.* Cognitive relay networks with multiple primary transceivers under spectrum-sharing[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2012, 19(11): 741–744. doi: 10.1109/LSP.2012.2217327.
- [7] CHEN X, CHEN H, and MENG W. Cooperative communications for cognitive radio networks — From theory to applications[J]. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2014, 16(3): 1180–1192. doi: 10.1109/SURV.2014.021414.00066.
- [8] KALAMKAR S, JEYARAJ J P, BANERJEE A, *et al.* Resource allocation and fairness in wireless powered cooperative cognitive radio networks[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2016, 64(8): 3246–3261. doi: 10.1109/TCOMM.2016.2581162.
- [9] LU W D, GONG Y, TING S H, *et al.* Cooperative OFDM relaying for opportunistic spectrum sharing: Protocol design and resource allocation[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2012, 11(6): 2126–2135. doi: 10.1109/TWC.2012.032812.110524.
- [10] GUPTA N and BOHARA V A. A cognitive subcarriers sharing scheme for OFDM based decode and forward relaying system[C]. 10th International Conference CROWNCOM, Doha, Qatar, 2015: 334–345. doi: 10.1007/978-3-319-24540-927.
- [11] BASAR E, AYGOLU Ü, PANAYIRCI E, *et al.* Orthogonal frequency division multiplexing with index modulation[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2013, 61(22): 5536–5549. doi: 10.1109/TSP.2013.2279771.
- [12] WEN M, CHENG X, MA M, *et al.* On the achievable rate of OFDM with index modulation[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2016, 64(8): 1919–1932. doi: 10.1109/TSP.2015.2500880.
- [13] FAN R, YU Y J, and GUAN Y L. Generalization of orthogonal frequency division multiplexing with index modulation[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2015, 14(10): 5350–5359. doi: 10.1109/TWC.2015.2436925.
- [14] XIAO Y, WANG S, DAN L, *et al.* OFDM with interleaved subcarrier-index modulation[J]. *IEEE Communications Letters*, 2014, 18(8): 1447–1450. doi: 10.1109/LCOMM.2014.2332340.
- [15] GOLDSMITH A. *Wireless Communication*[M]. England, Cambridge University Press, 2005, 187–188.
- [16] KO Y. A tight upper bound on bit error rate of joint OFDM and multi-carrier index keying[J]. *IEEE Communications Letters*, 2014, 18(10): 1763–1766. doi: 10.1109/LCOMM.2014.2347280.
- [17] YANG P, ZHANG B, XIAO Y, *et al.* Detect-and-forward relaying aided cooperative spatial modulation for wireless networks[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2013, 61(11): 4500–4511. doi: 10.1109/TCOMM.2013.100913.130278.
- 马千里：男，1991年生，博士生，研究方向为 OFDM, LTE。
李志明：男，1993年生，硕士生，研究方向为 MIMO, 空间调制。
杨平：男，1983年生，讲师，研究方向为 MIMO, 空间调制。
肖悦：男，1979年生，教授，研究方向为 MIMO, OFDM。