

正交频分复用系统中的一种部分频带干扰抑制方法

张国梅, 朱世华, 王绍鹏

(西安交通大学电子与信息工程学院, 710049, 西安)

摘要: 针对传统正交频分复用系统对部分频带干扰敏感的问题,提出了一种结合线性星座预编码的部分频带干扰抑制方法.该方法通过估计受到强干扰影响的子载波位置并将该类子载波接收信号置零来构造不含强干扰分量的判决统计量.利用线性星座预编码优异的分集特性,将该统计量用于检测可恢复发送数据且消除强干扰的影响.相对于已有的编码正交频分复用及载波干涉正交频分复用两种干扰抑制方案,该方法对部分频带干扰有更好的鲁棒性,在强干扰下没有误码率底限.仿真结果表明,当信干比为 -10 dB时,该方法的误码率随信噪比增加迅速减小,在信噪比达到 20 dB时误码率可降至 10^{-3} .

关键词: 正交频分复用;线性星座预编码;部分频带干扰

中图分类号: TN911.5 **文献标识码:** A **文章编号:** 0253-987X(2007)10-1188-05

A Partial-Band Jamming Rejection Method for Orthogonal Frequency Division Multiplexing Systems

Zhang Guomei, Zhu Shihua, Wang Shaopeng

(School of Electronics and Information Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

Abstract: Aiming at the drawback of sensitivity to partial-band jamming in conventional orthogonal frequency division multiplexing systems, a partial-band jamming rejection method combined with linear constellation precoding was proposed. A new decision statistic excluding high-power interference was build through setting the signals from the severely jammed sub-carriers to zeros after estimating the indices of these sub-carriers. Then the new decision statistic was adopted to recover the transmitted data thanks to the remarkable diversity of linear constellation precoding. The effect of the strong jamming was also eliminated. Compared to the existing anti-jamming schemes, coded orthogonal frequency division multiplexing and carrier interferometry orthogonal frequency division multiplexing, the proposed method demonstrated better robustness to partial-band jamming and the floor of bit error rate under strong jamming was removed. Simulation results showed that, the bit error rate curve of the proposed method has a waterfall shape when signal-interference-ratio is -10 dB. The bit error rate could achieve 10^{-3} while signal-noise-ratio is 20 dB.

Keywords: orthogonal frequency division multiplexing; linear constellation precoding; partial-band jamming

正交频分复用(OFDM)是军事无线通信中的一
项关键技术^[1],但传统的 OFDM 系统对军事无线通

信中存在的部分频带干扰^[2] (Partial-Band Jam-
ming, PBJ)比较敏感^[1,3].

收稿日期: 2007-04-06. 作者简介: 张国梅(1978~),女,讲师,在职博士生;朱世华(联系人),男,教授,博士生导师.
基金项目: 国家高技术研究发展计划资助项目(2006AA01Z262);国家自然科学基金资助项目(60372055);教育部高等学校博士学科点专项科研基金资助项目(20030698027).

目前,常用的抗部分频带干扰方法主要分为两类:结合交织的信道编码方案^[4]及将每路数据扩展到多个子载波上传输以获取频率分集增益来对抗干扰的方案^[1,3,5-6].但是有研究表明,这些方案均存在强干扰环境下误码率底限高的缺点.

本文提出了一种结合分组线性星座预编码^[7] (Grouped Linear Constellation Precoding, GLCP) 的 OFDM 系统部分频带干扰抑制方法.该方法通过估计受到强干扰影响的子载波位置并将该类子载波接收信号置零来构造不含强干扰分量的判决统计量,并利用线性星座预编码在多径信道下优异的分集特性,将该统计量用于检测来恢复发送数据并完全消除强干扰的影响.仿真结果表明,本文方法在强干扰下没有误码率底限.

1 系统描述

系统子载波数为 N , 分成 M 组, 每组有 K 个子载波, 若多径信道数为 L , 则取 $K \geq L$. 分组方法是每隔 M 个子载波取出一个来构成一组^[7], 即交织分组. 比特信息流经星座映射及串并转换后形成发送符号向量 $\mathbf{s} = [s_1, s_2, \dots, s_N]^T$, 交织分组后对各组数据进行预编码, 预编码矩阵 Φ 满足 $\mathbf{R}_\Phi = \Phi\Phi^H$ 的迹为 K . 编码后形成新的发送符号向量 $\mathbf{x} = [x_1, x_2, \dots, x_N]^T$, 通过传统 OFDM 调制解调后得到接收符号向量 $\mathbf{y} = [y_1, y_2, \dots, y_N]^T$. 对 $\mathbf{y}$ 分组后进行最大似然 (ML) 译码, 得到判决向量 $\mathbf{r} = [r_1, r_2, \dots, r_N]^T$. ML 译码在各分组上分别进行, 搜索集合大小为 $|A_s|^K$ ($|A_s|$ 为调制星座的大小), 远小于不分组时的 $|A_s|^N$, 极大降低了系统的实现复杂度.

假设 L 径信道向量为 $\mathbf{h} = [h(0), \dots, h(L-1)]^T$, $h(l)$ 是相互独立的零均值复高斯随机过程, 且各径功率和为 1, 复高斯白噪声 $\mathbf{z}_n$ 的均值为 0、方差为 N_0 , 部分频带干扰 $\mathbf{z}_j$ 服从零均值复高斯分布, 且干扰频带内干扰功率均匀分布, 功率谱密度为 N_j , 循环前缀 (CP) 长度大于第 $L-1$ 径时延, 则接收符号向量为

$$\mathbf{y} = \mathbf{D}_H \mathbf{x} + \mathbf{F}_N \mathbf{z}_n + \mathbf{F}_N \mathbf{z}_j \quad (1)$$

式中: $\mathbf{D}_H = \text{diag}[H(0), \dots, H(N-1)]$, 其中 $H(n)$ 为第 n 个子载波的信道频域响应; $\mathbf{F}_N$ 为 $N \times N$ 的快速傅里叶变换矩阵. 图 1 为 GLCP-OFDM 系统结构框图.

由图 1 可知各子载波组的编译码过程相同, 设第 m 组子载波的接收信号为

$$\mathbf{Y}_m = \mathbf{D}_{H,m} \mathbf{X}_m + \mathbf{I}_m + \mathbf{J}_m \quad (2)$$

式中: $\mathbf{X}_m = \Phi \mathbf{S}_m$ 为第 m 组子载波发送符号 $\mathbf{S}_m$ 预编码后的结果; $\mathbf{D}_{H,m}$ 是由第 m 组子载波的信道衰落构成的对角阵; $\mathbf{I}_m$ 为第 m 组子载波上的白噪声; $\mathbf{J}_m$ 为第 m 组子载波受到的干扰.

假设接收机已知信道状态信息, 采用 ML 检测. 设第 m 组子载波传输的成对错误概率为 $P(\mathbf{S}_m, \mathbf{S}'_m)$, 由于 Φ 恒定, 因此 $P(\mathbf{S}_m, \mathbf{S}'_m) = P(\mathbf{X}_m, \mathbf{X}'_m)$. 进行 ML 检测时若下式成立则发生成对错误^[8]

$$\sum_{k=1}^K 2\text{Re}\left\{[\mathbf{I}_m(k) + \mathbf{J}_m(k)]^* \sum_{j=1}^K \left\{ \left[\mathbf{D}_{H,m}(k, j)(\mathbf{X}'_m(j) - \mathbf{X}_m(j)) \right] \right\} \right\} \geq \sum_{k=1}^K \left| \sum_{j=1}^K \mathbf{D}_{H,m}(k, j)[\mathbf{X}'_m(j) - \mathbf{X}_m(j)] \right|^2 \quad (3)$$

式中: $(\cdot)^*$ 为取共轭.

假设干扰信号频谱连续, 干扰带宽与系统带宽之比为 η , 且 $\eta < 1$, 则交织分组后每组内仍只有 η 比例的子载波被干扰. 例如, 假设部分频带干扰覆盖最后 M 个子载波, 则 $\eta = M/N = 1/K$. 交织分组后每组最后一个子载波被干扰覆盖, 则每组内受到干扰的子载波比例为 $\eta' = 1/K = \eta$. 实际中, 每组内具体哪些子载波被干扰是随机的, 可认为各子载波受干扰的概率为 η 且相互独立. 这里引入一组离散随机变量 $\{C_1, C_2, \dots, C_K\}$, $C_k = 1$ 表示第 k 个子载波受到干扰, $C_k = 0$ 表示该子载波不受干扰, 各 C_k 独立同分布, 且 $p(C_k = 1) = \eta$, $p(C_k = 0) = 1 - \eta$, 则式 (3) 中 $\mathbf{I}_m(k) + \mathbf{J}_m(k)$ 的方差为 $N_0 + C_k^2 N_j$, 因此可推导基于 $\mathbf{D}_{H,m}$ 的条件成对错误概率为

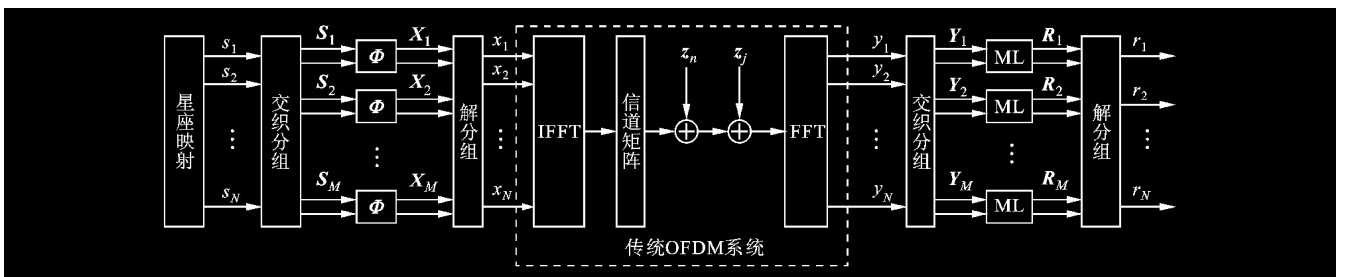


图1 GLCP-OFDM 系统结构框图

$$P(\mathbf{X}_m, \mathbf{X}'_m | \mathbf{D}_{H,m}) = Q\left(\frac{d_{H,m}^2(\mathbf{X}_m, \mathbf{X}'_m)}{2(N_0 + \eta N_J)}\right)^{1/2} \quad (4)$$

式中: $d_{H,m}^2(\mathbf{X}_m, \mathbf{X}'_m)$ 为式(3)右边部分, 即两个预编码码字 $\mathbf{X}_m$ 和 $\mathbf{X}'_m$ 的修正欧式距离。

当 $K \geq L$ 且 Φ 取文献[7]的结果, 则系统可获得的最大频率分集增益和编码增益分别为 $G_{d,\max} = L$ 和 $G_{c,\max} = \det(\mathbf{R}_h)^{1/L} \Delta_{\min}^2$, 其中 $\mathbf{R}_h$ 为信道 h 的自相关矩阵, $\Delta_{\min}$ 为星座集中星座点间的最小欧式距离。由于具有较大的分集和编码增益, 因此当干扰不强 (ηN_J 较小) 时系统仍有较好的性能, 而当 ηN_J 增大时, 成对错误概率将趋近于 1/2, 系统性能将严重恶化。本文仅讨论某固定 η 值下干扰功率 N_J 变化的情况。

2 部分频带干扰抑制方法

由上述分析可知, 用于检测的接收符号 $\mathbf{Y}_m$ 中含有强干扰 (N_J 较大) 分量是系统性能恶化的主要原因。若使用一个仅含有全部发送符号信息而不含强干扰的新检测量来进行 ML 检测, 则可能改善系统在部分频带干扰环境下的性能。因此本文提出以下干扰抑制接收方法, 删除接收符号 $\mathbf{Y}_m$ 中含有强干扰信号的分量后构造新的检测向量。由于发送端进行了预编码, $\mathbf{Y}_m$ 的每个分量均含有全部的发送符号信息, 因此可以期待从删除 ηK 个分量后的新检测向量中恢复原发送数据。显然, 为完成以上处理需要估计哪些子载波受到干扰影响。

2.1 受干扰子载波的标号估计

实际系统中可认为发送信号、噪声和干扰相互独立, 则受干扰子载波的平均接收信号功率应大于未受干扰的子载波^[9], 由此可以判定哪些子载波受到干扰。

在信息数据前插入 P 个 OFDM 训练符号, 由星座点 α 构成。由式(1)可知, 第 p 个接收符号第 u 个子载波的接收信号为 $y_u^{(p)} = H^{(p)}(u)\alpha + i_u^{(p)} + j_u^{(p)}$, 其中 $i_u^{(p)}$ 和 $j_u^{(p)}$ 分别为对应子载波上的白噪声和干扰。可见接收信号功率不仅与噪声和干扰功率有关, 还受到信道系数 $H^{(p)}(u)$ 的影响。为了消除信道衰落对干扰估计的影响, 需对 $H^{(p)}(u)$ 进行估计。

采用最小平方估计并在时域上平均, 得到第 u 个子载波信道系数估计值为 $\hat{H}(u) = \frac{1}{P} \sum_{p=0}^{P-1} y_u^{(p)} / \alpha$, 则该子载波上噪声与干扰和的平均功率(时域平均)为 $\sigma_i^2(u) = \frac{1}{P} \sum_{p=0}^{P-1} |y_u^{(p)} - \hat{H}(u)\alpha|^2$ 。为提高估计精

度, 在频域上平均得到 $\sigma_i^2(u) = \left[\sum_{q=-Q}^Q \sigma_i^2((u+q) \bmod N) \right] / (2Q+1)$, 窗长应小于信道相关带宽。

以下基于 $\sigma_i^2(u)$ 来判定哪些子载波被干扰覆盖。首先计算总平均功率 $\sigma_{\text{ave}}^2 = (\sum_{u=0}^{N-1} \sigma_i^2(u)) / N$ 。然后找出满足 $\sigma_i^2(u) < \sigma_{\text{ave}}^2$ 条件的子载波, 初步认为它们没有受到干扰, 并对 $\sigma_i^2(u)$ 进行平均得到 $\bar{\sigma}_n^2$, 该值近似等于白噪声功率。再计算判决门限 $\bar{\sigma}_{\text{th}}^2 = \bar{\sigma}_n^2 + 4$, 其中 4 dB 余量是为了减少虚警发生而选用的经验值^[10]。若 $\sigma_i^2(u) > \bar{\sigma}_{\text{th}}^2$, 则判定第 u 个子载波受到干扰。最后应消除频域窗平均所造成的虚警, 将已找出的受扰子载波范围中位于两边缘上的 Q 个子载波去掉。

由判决门限计算式可知, 仅当干扰功率比噪声功率大 4 dB 以上时, 该估计方法才可能准确定位所有受干扰的子载波, 否则将发生漏检。实际上当干扰与噪声强度相当时, 干扰已不再是影响系统性能的突出因素, 可与噪声同等对待。

选取训练符号数 P 以及训练符号间隔时, 应考虑在保证估计准确度的同时不过多降低系统的频谱效率。由于宽带 OFDM 系统的带宽常在 20 MHz 以上, 如 802.11a 无线局域网标准中的帧长一般小于 10 ms, 可假设干扰频率在连续若干帧内保持不变^[9], 则每隔若干帧插入一段训练符号。若取 $P=20$, 且子载波数为 64, 则训练符号持续时间约为 0.064 ms, 系统频谱效率损失不大。

2.2 干扰抑制接收方法

假设估计得到第 m 组中只有第 k 个子载波受到干扰, 则 $\eta=1/K$ 。令 $K \times K$ 的归一化 Walsh Hadamard 矩阵 Θ 的第 k 列为 0, 并用 Θ 对接收符号 $\mathbf{Y}_m$ 进行处理, 得到

$$\mathbf{Y}'_m = \Theta \mathbf{D}_{H,m} \Phi \mathbf{S}_m + \Theta \mathbf{I}_m + \Theta \mathbf{J}_m = \mathbf{H}_{m,\Theta} \Phi \mathbf{S}_m + \mathbf{I}'_m + \mathbf{J}'_m \quad (5)$$

显然式(5)中 $\mathbf{J}'_m$ 的功率为 0, 用 $\mathbf{Y}'_m$ 进行 ML 检测, 条件成对错误概率不再与干扰功率有关, 干扰影响被消除, 但同时也注意到, 由于第 k 个子载波的接收信号不参与检测, 系统的频率分集增益将减小。

3 仿真结果及分析

仿真中, 系统子载波数为 64, CP 长度为 16, 调制方式为 QPSK。无线信道为功率延迟谱服从负指

数分布的4径瑞利信道,因此分组组长取为4.干扰带宽因子 $\eta=25\%$,覆盖范围较大.用来做性能对比的编码OFDM系统采用卷积编码和Viterbi译码.

首先对2.1节给出的受干扰子载波标号估计方法进行重复实验.本实验中进行了信道系数估计,训练符号数取为20,共估计2 000次.表1为2 000次实验中估计出错的次数所占的比率(R_{err}),其中漏检比率为 R_{mis} ,虚警比率为 R_{fal} , $R_{\text{err}}=R_{\text{mis}}+R_{\text{fal}}$.表1中,信干比为符号能量与部分频带干扰的功率谱密度之比.

由表1可知,当干扰强度远大于噪声强度时可以准确定位所有被PBJ覆盖的子载波,反之将发生漏检而出错,与2.1节分析结果一致.然而,随着信噪比增加,由信道估计误差产生的干扰分量的强度将比噪声强度大,如不增加判决门限则虚警概率会变大,此时再进行2.2节的干扰抑制,将造成无谓的分集增益和编码增益损失,但若增加判决门限,则在干扰强度不是很大(信干比为10 dB)时漏检概率将增加.可见本估计方法更适用于强干扰情况.

图2至图4为系统仿真得到的误码率信噪比曲线,本系统仿真中假设接收机已知信道状态信息.

由图2可知,无PBJ时原GLCP-OFDM^[7]性能优于传统的OFDM,有PBJ时,GLCP-OFDM性能急剧下降,在高信噪比下出现明显的误差底限.由于

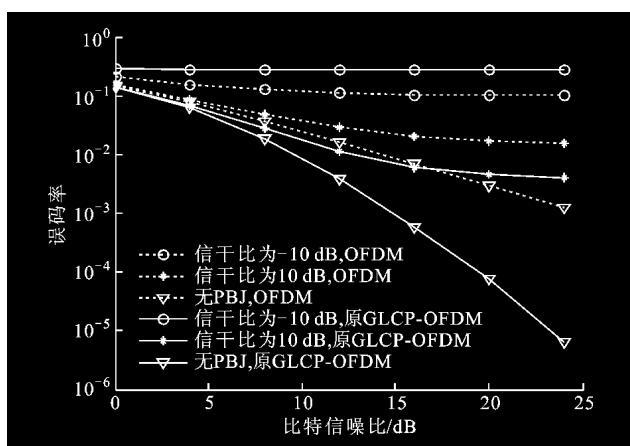
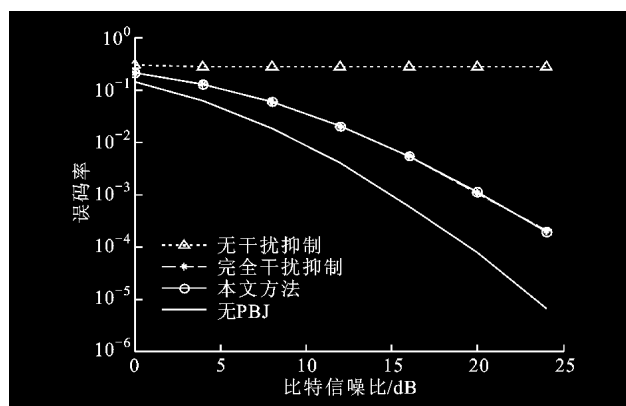
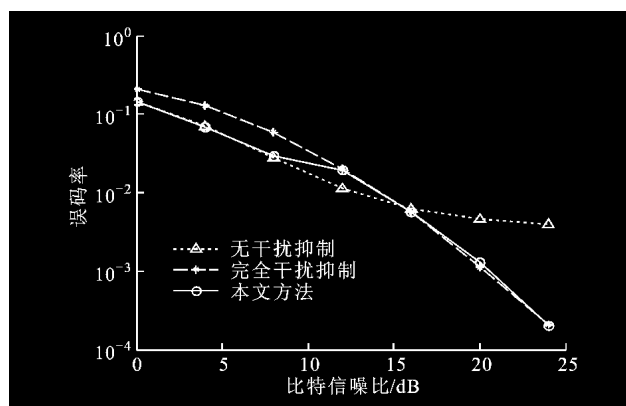


图2 传统OFDM与原GLCP-OFDM的性能比较

GLCP-OFDM具有分集特性,因此在信干比较高时性能仍优于传统的OFDM,有一定的抗干扰能力,



(a)信干比为-10 dB



(b)信干比为10 dB

图3 PBJ环境下3种接收方法的误码性能

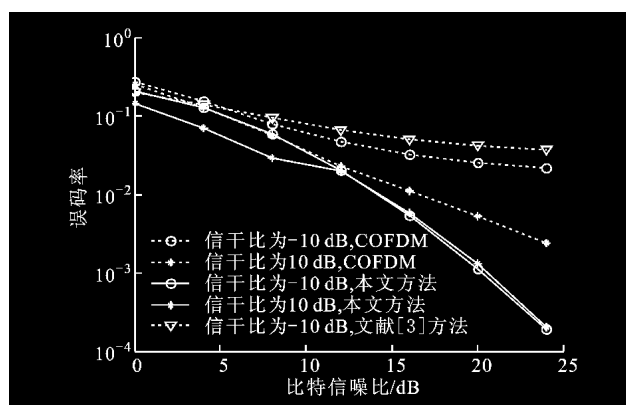


图4 本文方法与已有干扰抑制方法的性能比较

表1 受干扰子载波标号估计重复实验中估计出错的比率

信干比 /dB	R_{err}					R_{mis}					R_{fal}				
	比特信噪比/dB					比特信噪比/dB					比特信噪比/dB				
	8	12	16	20	24	8	12	16	20	24	8	12	16	20	24
-10	0	0	0	0	0.001	0	0	0	0	0.001	0	0	0	0	0.001
10	1	1	0.849	0.013	0.017	1	1	0.849	0.011	0	0	0	0	0.003	0.017

但随干扰功率进一步增大, GLCP-OFDM 性能将劣于传统 OFDM, 因为交织分组使得所有子载波组都受到强干扰, 系统性能恶化严重。

图 3a 给出了信干比为 -10 dB(强干扰) 时, 无干扰抑制以及无论干扰强弱均对其进行抑制的完全干扰抑制与本文方法(估计后抑制)的性能对比曲线。可见, 不进行干扰抑制则系统无法正常工作, 而本文方法与完全干扰抑制都具有较好的性能且性能相同, 因为此时干扰估计能正确地找出所有被干扰覆盖的子载波。另外, 相比于无 PBI 的情况, 进行干扰抑制后系统的分集增益减小, 与 2.2 节的分析结果一致。在抑制干扰的同时将损失部分有用信号功率, 编码增益也有所下降, 因此在估计受扰子载波标号时要尽量避免虚警发生, 以减小分集增益和编码增益的无谓损失。

由图 3b 可以看出, 在干扰功率相对噪声较小时(比特信噪比小于 10 dB), 本文方法优于完全干扰抑制, 因为根据本文给出的干扰估计方法, 此时受到干扰的子载波接收信号被保留, 也保留了系统原有的分集和编码增益。反之当干扰功率相对较大时, 受到干扰的子载波被忽略, 消除了强干扰对系统性能的影响。

由图 4 可以看出, 本文方法比采用卷积编码和 Viterbi 译码的 COFDM 系统及文献[3]的载波干涉 OFDM 系统具有更好的抗干扰性能, 在强干扰下没有后两者中明显的误码率底限, 而且本文方法不需要文献[3]所要求的干扰功率估计, 相比 COFDM 具有更高的频谱利用率。

综上所述, 本文方法适用于干扰覆盖范围有限(如 $\eta=25\%$) 而干扰功率 N_J 较大的情况, 此时干扰估计的准确度高, 且不会发生由于绝大部分子载波都不参与检测而接收端无法正确译码的现象。对于 η 很大而 N_J 较小的情况, 本文方法将把干扰视为普通噪声而不做任何处理, 仅依靠 GLCP-OFDM 系统原有的分集和编码增益来保证系统性能。

4 结 论

本文提出了一种 OFDM 系统的部分频带干扰抑制方法。该方法结合了分组线性星座预编码技术及干扰抑制接收技术, 可在不过多损失系统频谱效率的前提下获得比已有方法更好的抗干扰性能。采用 2.1 节提出的受干扰子载波标号估计方法, 系统可根据干扰强弱自适应地消除强干扰影响, 避免了

完全干扰抑制带来的高信干比条件下的性能损失。

参考文献:

- [1] Best A J, Natarajan B. The effect of jamming on the performance of carrier interferometry OFDM[C] // Proceedings of IEEE International Conference on Wireless and Mobile Computing, Networking and Communications. Piscataway, USA: IEEE, 2005:66-70.
- [2] Ali A A. Worst-case partial-band noise jamming of rician fading channels [J]. IEEE Transactions on Communications, 1996, 44(6):660-662.
- [3] Wu Zhiqiang, Nassar C R. Narrowband interference rejection in OFDM via carrier interferometry spreading codes [J]. IEEE Transactions on Wireless Communication, 2005, 4(4):1491-1505.
- [4] Ormondroyd R F, Al-Susa E. Impact of multipath fading and partial-band interference on the performance of a COFDM/CDMA modulation scheme for robust wireless communications [C] // Proc IEEE Military Communications Conference. Piscataway, USA: IEEE, 1998:673-678.
- [5] Gerakoulis D, Salmi P. An interference suppressing OFDM system for wireless communications [C] // Proc IEEE Communications Conference. Piscataway, USA: IEEE, 2002:480-484.
- [6] Kim S W, Yoon K H, Jung R G, et al. Adaptive frequency diversity OFDM (AFD-OFDM) communication system in the narrow-band interference channel [C] // Proceedings APCC/MDMC'2004. Piscataway, USA: IEEE, 2004:834-838.
- [7] Liu Zhiqiang, Xin Yan, Giannakis G B. Linear constellation precoding for OFDM with maximum multipath diversity and coding gains [J]. IEEE Transactions on Communications, 2003, 51(3):416-427.
- [8] Vucetic B, Yuan Jinhong. 空时编码技术[M]. 王晓海, 黄开枝, 杨旻, 等译. 北京: 机械工业出版社, 2004.
- [9] Zhang Dan, Fan Pingyi, Cao Zhigang. Interference cancellation for OFDM systems in presence of overlapped narrow band transmission system [J]. IEEE Transactions on Consumer Electronics, 2004, 50(1): 108-114.
- [10] Darbyshire E P. Narrowband interference identification and rejection applied to baseband radio signals [C] // Proceedings of the Fifth International Conference on Radio Receivers and Associated Systems. London: IEE, 1990:217-221.

(编辑 刘杨)