

基于符号调整的 OFDM 系统载波间干扰抑制方法^①杨 曾^② 刘广宇 卜智勇

(中科院上海微系统与信息技术研究所 上海 200050)

摘 要 基于组合优化理论,提出了一种通过调整子载波调制符号的正负来抑制正交频分复用(OFDM)系统载波间干扰(ICI)的方法。首先推导出了加性高斯白噪声(AWGN)信道下的最优符号选择算法,并给出了降低其复杂度的简化算法;然后给出了二进制相移键控(BPSK)调制下减少算法码率损失的改进算法,而且在频率选择性衰落信道下对以上算法进行了推广。仿真结果证实,提出方法的误码率低于基于选择映射的载波间干扰抑制方法。

关键词 正交频分复用(OFDM),载波间干扰(ICI),符号调整,组合优化,频率选择性衰落

0 引言

当前高速宽带无线接入系统的发展方向是正交频分复用(OFDM)技术、多天线技术和闭环技术的有机结合^[1]。OFDM 技术以其频谱效率高,抗多径性能优越,实现方便等显著优点受到广泛关注。然而 OFDM 对发送、接收端晶振频率不匹配,或者对多普勒频移造成的载波频偏敏感,这是其主要缺陷。另外,载波频偏(carrier frequency offset, CFO)会使子载波间正交特性被打破,造成载波间干扰(inter-carrier interference, ICI)。对 OFDM 的 ICI 问题已有大量的研究,出现了频域均衡技术^[2]、时域 Nyquist 加窗技术^[3]和发送端预处理技术^[4-8]等主要技术,但这些技术都有缺陷。从现有的发送端预处理技术看,文献[4]通过选择映射(selective mapping, SLM)和部分传输序列(partial transmit sequence, PTS)方法降低了峰值干扰载波比(peak interference-to-carrier ratio, PIR),但是需要向接收机传送辅助信息,并且在频率选择性衰落信道下不适用;文献[5,6]的干扰抵消技术能显著地提高载波干扰比(carrier-to-interference ratio, CIR),然而造成的码率损失较大;文献[7,8]通过采用类似时域部分响应编码降低定时误差敏感度的方法提出了一种频域部分响应编码,降低了 ICI 对系统的影响,但这种方法减小了接收星座图的判决距离,故误码率性能并不一定能够得到提升^[9]。

符号调整方法已被应用于解决 OFDM 峰均功率

比(peak-to-average power ratio, PAPR)问题^[10-12]。从 ICI 和 PAPR 类似的数学形式出发,本文将符号调整方法应用到 ICI 抑制中。其主要思想是利用对称星座图一半的冗余带来的自由度,通过组合优化的方法来选择每个子载波的正负调整符号,从而降低 ICI。本文首先在加性高斯白噪声(AWGN)信道下推导出了最优的符号选择算法,并针对其复杂度给出了简化算法,然后针对二进制相移键控(binary phase shift keying, BPSK)调制下算法码率损失的问题给出改进算法;在频率选择性衰落信道下,假设知道完整信道条件,对以上算法进行了推广;最后通过仿真证明基于符号调整的方法能够比文献[4]的 SLM 方法更进一步降低 ICI,简化接收机的设计,并且在频率选择性衰落信道下也能稳定工作。

1 定义和问题描述

1.1 OFDM 信号与载波间干扰

OFDM 系统当存在载波频偏(CFO)时,接收端接收到的第 k 个子载波的信号会受到其它子载波的信号的干扰,即载波间干扰(ICI),可以写为

$$y_k = c_k S_0 + \sum_{l=1, l \neq k}^N S_{l-k} c_l + n_k \quad k = 1, \dots, N \quad (1)$$

其中 c_k 为数据符号, n_k 为高斯白噪声。上式右边第二项即为 CFO 造成的 ICI,序列 S_{l-k} 为 ICI 系数,其物理意义为当存在频偏时,第 l 个子载波对第 k 个子载波的 ICI 的贡献,可表示为^[4,5]

① 863 计划(2006AA01Z280)资助项目。

② 男,1981 年生,博士生;研究方向:宽带无线通信技术;联系人, E-mail: zaneyang2003@hotmail.com (收稿日期:2007-11-27)

$$S_k = \frac{\sin\pi(k + \varepsilon)}{N \sin \frac{\pi}{N}(k + \varepsilon)} \exp\left[j\pi\left(1 - \frac{1}{N}\right)(k + \varepsilon)\right] \quad (2)$$

其中 ε 为归一化的载波频偏,定义为载波频偏与子载波间距的比值。于是,第 k 个子载波上的 ICI 项可表示为

$$I_k = \sum_{l=1, l \neq k}^N S_{l-k} c_l, \quad 1 \leq k \leq N \quad (3)$$

1.2 问题描述

本文采用文献[4]中定义的峰值干扰载波比(PICR)作为 ICI 影响的度量,衡量的是峰值 ICI 干扰能量与信号能量的比值,如式

$$\text{PICR}(c, \varepsilon) = \max_{1 \leq k \leq N} \left\{ \frac{|I_k|^2}{|S_0 c_k|^2} \right\} \quad (4)$$

所示。文献[4]中给出了误比特率(bit error rate, BER)的上限,表示为 PICR 的函数,并得出了降低 PICR 即能够降低 BER 的结论。必须指出的是,文献[4]中给出的上界不够紧致^[13],PICR 可以用来衡量 ICI 抑制的效果,但需要用 BER 的仿真曲线验证误码率得到了切实的提升。

(4)式的定义与 OFDM 的 PAPR 问题具有相似的数学形式。受到文献[10-12]降低 PAPR 方法的启发,同时注意到 PICR 同时是调制星座图符号序列和载波频偏的函数,本文期望通过为每一个调制星座图符号选择一个符号调整因子(+1, -1),使得(4)式最小。通过使用符号调整因子,每个子载波上的调制星座图符号可以在对称于所选星座图纵轴对称的两个星座图符号中选择,即以两个星座图符号来映射一个子载波上的数据符号,这多出的冗余度可被用于自适应地选择每个子载波上的调制星座图符号,从而降低 PICR。这个冗余度会使可用星座图符号变成原来的一半,带来的码率损失将在 2.3 节中分析。

于是,以上组合优化问题可以描述为:对于复矢量 $\mathbf{c} = (c_1, \dots, c_N)$, 其中 $c_i \in \mathbb{Q}$, $\mathbb{Q}$ 为某一对称星座图,并且有 $|c_i| \leq \sqrt{E_{\max}}$, $\mathbf{P} = (P_1, \dots, P_N)$ 为符号调整序列,其中 $P_i \in \{+1, -1\}$, 考虑以下的最小最大问题

$$\min_P \max_{1 \leq k \leq N} \left\{ \frac{|I_{k,CO}|}{|S_0 c_k|} \right\} \quad (5)$$

其中

$$I_{k,CO} = \sum_{l=1, l \neq k}^N P_l S_{l-k} c_l, \quad 1 \leq k \leq N \quad (6)$$

下面将求解这个优化问题,并给出各种符号选择算法。

2 符号选择算法

下面给出各种符号选择算法、码率损失比较和频率选择性衰落信道下的情况。

2.1 最优符号选择算法

文献[4]中提出的选择映射方法其实是(5)式的优化问题的一种符号选择的随机算法(random algorithm)。组合优化(combinatorial optimization)中经常采用随机算法的解随机化(de-randomization)方法^[14]来给出解决这类问题的确定性算法。下面沿用文献[9]中的推导思路给出解决(5)式的确定性算法。

首先有

$$|I_{k,CO}| = \sqrt{\left| \sum_{l=1, l \neq k}^N P_l \text{Re}\{S_{l-k} c_l\} \right|^2 + \left| \sum_{l=1, l \neq k}^N P_l \text{Im}\{S_{l-k} c_l\} \right|^2} \quad (7)$$

于是(5)式可以转化为下面 $2N$ 个和式的最小最大问题:

$$\min_P \max_{1 \leq p \leq 2N} \left| \sum_{l=1, l \neq k}^N P_l a_{pl} \right| \quad (8)$$

其中 a_{pl} 定义为

$$a_{pl} = \begin{cases} \text{Re}\{S_{l-k} c_l\} & 1 \leq k \leq N, 1 \leq p \leq N \\ \text{Im}\{S_{l-k} c_l\} & 1 \leq k \leq N, N+1 \leq p \leq 2N \end{cases} \quad (9)$$

定义 A_p^λ 为事件 $\left\{ \left| \sum_{l=1, l \neq k}^N P_l a_{pl} \right| > \lambda \right\}$, 如果能够选择一个 λ 使得

$$\sum_{p=1}^{2N} \Pr\{A_p^\lambda\} < 1 \quad (10)$$

即(8)中所有 $2N$ 个和式都大于 λ 的概率小于 1, 那么反过来就存在序列 $\mathbf{P}$, 使得(8)式中 $2N$ 个和式每个都小于 λ 。于是问题转化为选择 $\mathbf{P}$ 使得 λ 最小, 而所选的 λ 即为(8)式的结果。如果考虑归一化的星座图, 原问题(4)式的结果为 $(2\lambda^2)/|S_0|^2$ 。

下面考虑两个问题, 一是最优序列 $\mathbf{P}$ 的确定方法, 这将给出最优符号选择算法; 二是最优的 λ 的取法, 这将给出 PICR 的上限。

假设 $P_1^*, P_2^*, \dots, P_{j-1}^*$ 已选定(*表示最优), 则 P_j^* 按照式

$$\begin{aligned} & \sum_{p=1}^{2N} \Pr\{A_p^\lambda \mid P_1^*, \dots, P_{j-1}^*, P_j^*\} \\ &= \min \left\{ \sum_{p=1}^{2N} \Pr\{A_p^\lambda \mid P_1^*, \dots, P_{j-1}^*, P_j = +1\}, \right. \\ & \quad \left. \sum_{p=1}^{2N} \Pr\{A_p^\lambda \mid P_1^*, \dots, P_{j-1}^*, P_j = -1\} \right\} \quad (11) \end{aligned}$$

来确定^[13],即选择 P_j 为使得(11)式最小的 +1 或 -1,如此顺序运行,直到所有子载波的最优符号调整因子确定为止。

通过对(11)式的推导(附录 1),可以得到下面的最优符号选择算法:

算法 1 (最优符号选择算法):

1. 初始化: $P_1^* = +1$

2. 递归: $j = 2, \dots, N$

$$P_j^* = -\text{sign} \left\{ \sum_{p=1}^{2N} \left[\sinh \left(\gamma^* \sum_{r=1, r \neq k}^{j-1} P_r^* a_{pr} \right) \sinh(\gamma^* a_{pj}) \prod_{r=j+1, r \neq k}^N \cosh(\gamma^* a_{pr}) \right] \right\} \quad (12)$$

其中 $\gamma^* = \frac{\lambda}{E_{\max}(1 - |S_0|^2)}$, a_{pl} 由(9)式定义。

最后得出 λ 最优值(附录 2)为

$$\lambda^* = \sqrt{2E_{\max}(1 - |S_0|^2)\ln(4N)} \quad (13)$$

2.2 简化算法

算法 1 递归公式复杂,计算量较大。通过观察(2)式,ICI 项的大小随着子载波距离 k 的增大而以 $1/N$ 的趋势减小,故 ICI 项(6)可以用有限的几项求和来近似。在 $\epsilon = 0.1, N = 64$ 时, $|S_0|/|S_1| \sim 9, |S_0|/|S_2| \sim 19, |S_0|/|S_3| \sim 29$ 。综合考虑近似的准确度与复杂度折衷,采用 4 项求和得到 ICI 项的较好的近似,即

$$I_k = P_{k-2}S_{-2}c_{k-2} + P_{k-1}S_{-1}c_{k-1} + P_{k+1}S_1c_{k+1} + P_{k+2}S_2c_{k+2} \quad (14)$$

根据这个结果,提出以下的算法,选择符号 $\mathbf{P} = (P_1, \dots, P_N)$ 使得(5)成立

算法 2 (简化的符号选择算法):

1. 初始化:随机选择 $P_1^*, \dots, P_4^*$

2. 递归: $j = 5, \dots, N$

$$P_j^* = -\text{sign} \{ |P_{j-4}^*S_{-2}c_{j-4} + P_{j-3}^*S_{-1}c_{j-3} + P_{j-1}^*S_1c_{j-1} + S_2c_j| - |P_{j-4}^*S_{-2}c_{j-4} + P_{j-3}^*S_{-1}c_{j-3} + P_{j-1}^*S_1c_{j-1} - S_2c_j| \} \quad (15)$$

2.3 码率损失比较与 BPSK 情况下的改进算法

上述选择符号以减小 ICI 的算法并不增加接收端的复杂度,接收端只需简单地忽略接收调制符号的正负号即可。但这样对于 q-ary 对称星座图来说码率损失为 $\log_2 2$,比文献[4]的 SLM 方法要大。但考虑到 SLM 的辅助信息对于接收端来说非常重要,如果需要额外保护开销的话,码率损失还会进一步加大,同时接收端需要相应的操作解映射,增加了复杂度。干扰抵消技术^[5]尽管性能十分优越,但是其

码率损失也是最大,达到 1/2;在使用高于正交相移键控(QPSK)的调制方式后,在码率损失上本文提出的算法有较大优势。

本文中提出的算法在采用 BPSK 调制时会造成完全损失。在这种情况下,考虑只给一部分子载波选择符号调整^[12],这样没有调整符号的子载波就能传输数据。在下面的改进算法中,只给一半的子载波选择调整符号,于是,BPSK 情况下码率损失可以降到 1/2。

算法 3 (BPSK 下的改进算法)

1. 初始化:随机选择 P_1^*, P_3^*

2. 递归: $j = 5, 7, 9, \dots, 2\lceil N/2 \rceil - 1$ ($\lceil \cdot \rceil$ 为上取整)

$$P_j^* = -\text{sign} \{ |P_{j-4}^*S_{-2}c_{j-4} + S_{-1}c_{j-3} + S_1c_{j-1} + S_2c_j| - |P_{j-4}^*S_{-2}c_{j-4} + S_{-1}c_{j-3} + S_1c_{j-1} - S_2c_j| \} \quad (16)$$

2.4 频率选择性衰落信道下的情况

算法 1-3 适用于 AWGN 及频率非选择性衰落信道。在频率选择性衰落信道下,从(6)式的形式很容易看出,如果知道发送端信道信息,算法 1-3 可以推广得到下面的算法 4-6。

算法 4 (频选信道下的算法 1)假设频域信道信息已知为 $\mathbf{H} = (H_1, \dots, H_N)$

1. 初始化: $P_1^* = +1$

2. 递归: $j = 2, \dots, N, P_j^*$ 由(12)式决定

对应的(12)式中, $\gamma^* = \frac{\lambda}{E_{\max}E_{\text{Chan}}(1 - |S_0|^2)}$ (附录 3), E_{Chan} 为信道总能量, a_{pl} 由下式定义

$$a_{pl} = \begin{cases} \text{Re}\{S_{l-k}H_l c_l\} & 1 \leq k \leq N, 1 \leq p \leq N \\ \text{Im}\{S_{l-k}H_l c_l\} & 1 \leq k \leq N, N+1 \leq p \leq 2N \end{cases} \quad (17)$$

算法 5 (频选信道下的算法 2)假设频域信道信息已知为 $\mathbf{H} = (H_1, \dots, H_N)$

1. 初始化:随机选择 $P_1^*, \dots, P_4^*$

2. 递归: $j = 5, \dots, N$

$$P_j^* = -\text{sign} \{ |P_{j-4}^*S_{-2}H_{j-4}c_{j-4} + P_{j-3}^*S_{-1}H_{j-3}c_{j-3} + P_{j-1}^*S_1H_{j-1}c_{j-1} + S_2H_jc_j| - |P_{j-4}^*S_{-2}H_{j-4}c_{j-4} + P_{j-3}^*S_{-1}H_{j-3}c_{j-3} + P_{j-1}^*S_1H_{j-1}c_{j-1} - S_2H_jc_j| \} \quad (18)$$

算法 6 (频选信道下的算法 3)假设频域信道信息已知为 $\mathbf{H} = (H_1, \dots, H_N)$

1. 初始化:随机选择 P_1^*, P_3^*

2. 递归: $j = 5, 7, 9, \dots, 2\lceil N/2 \rceil - 1$

$$P_j^* = -\text{sign}\{|P_{j-4}^* S_{-2} H_{j-4} c_{j-4} + S_{-1} H_{j-3} c_{j-3} + S_1 H_{j-1} c_{j-1} + S_2 H_j c_j| - |P_{j-4}^* S_{-2} H_{j-4} c_{j-4} + S_{-1} H_{j-3} c_{j-3} + S_1 H_{j-1} c_{j-1} - S_2 H_j c_j|\} \quad (19)$$

3 仿真结果

下面给出本文提出的算法在 AWGN 和衰落信道下的一些仿真结果。衰落信道使用的是 ITU-R M.1225^[15]定义的 Vehicular B 信道。仿真采用 64 个子载波,固定子载波间距 11kHz,1/4 循环前缀,未编码 QPSK 调制,归一化载波频偏选为 0.1。

图 1 比较了不同载波间干扰抑制方法对 PICR 的抑制效果,以 PICR 的互补累积分布函数(complementary cumulative distribution function, CCDF)表示。其中 Orig 代表未采用 PICR 抑制方法;SLM-4、SLM-16 分别表示文献[4]中选择 4 和 16 个随机序列的随机映射 PICR 抑制方法;SIGN、RATE、OPT 分别代表本文中提出的简化算法(算法 2)、BPSK 下算法(算法 3)和最优算法(算法 1)。图中可以看到,最优算法使 10^4 个 OFDM 符号中仅有一个 PICR 超过 11.9dB,而 SLM-16 使 10^4 个 OFDM 符号中仅有一个 PICR 超过 9.4dB,相当于 2.5dB 的 PICR 抑制性能提升。

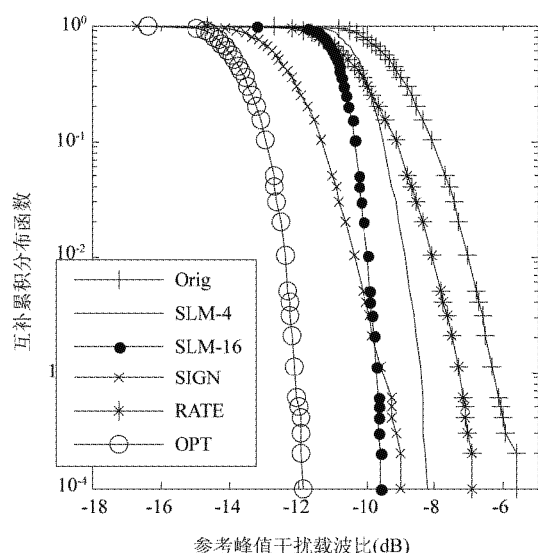


图 1 PICR 的 CCDF 图

本文第 1 节中曾指出,PICR 作为 BER 性能的度量并不是一个很紧的上限,图 1 中可以看出 SIGN 算法的 PICR 在大多数情况下比 SLM-16 要低,但还是有少数情况,SIGN 的 PICR 比 SLM-16 要高。考虑到对 BER 的影响,SIGN 算法总体上显然应该优于 SLM-16,图 2 的 AWGN 下的 BER 性能比较证实了这

一点。在误码率 10^{-4} 下 SIGN 比 SLM-16 有近 2.5dB 的提升,而最优算法比 SLM-16 有近 4dB 的性能提升。

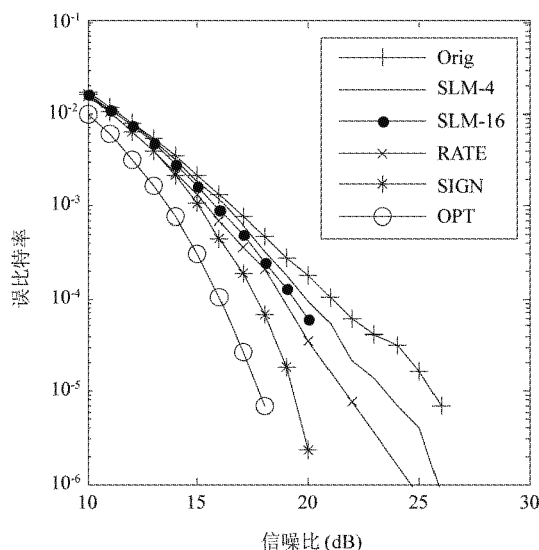


图 2 AWGN 下的 BER 性能

图 3 是频率选择性衰落信道下的 BER 性能曲线。图中可以看出,在高信噪比下,本文提出的算法能有效地降低错误平台,SIGN 算法比 SLM-16 算法提高近 5dB 的性能。最优算法比 SIGN 算法还有近 1dB 的增益。由此可见,简化算法获得了最优算法大部分的性能增益,但是复杂度大大减小,因此在复杂度和性能之间获得了较好的折衷。

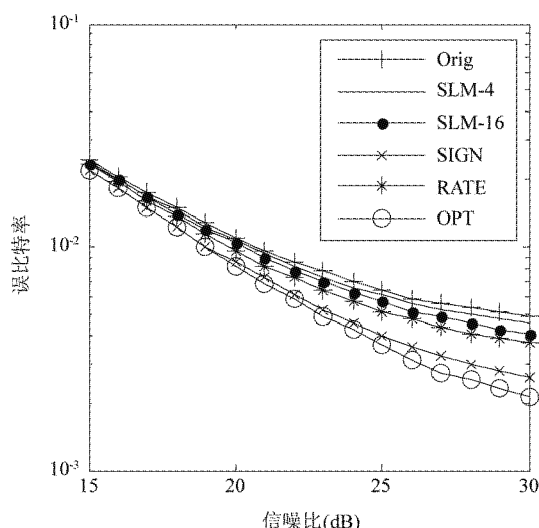


图 3 衰落信道下的 BER 性能

本文在频率选择性衰落信道下的算法描述中,假设拥有完整频域信道信息。利用 OFDM 系统中子载波之间的相关性,假设相邻若干子载波的频域信

道响应近似不变,上述完整频域信道信息的假设即可取消。这种情况下的系统性能可以在今后的研究中进一步地验证。

图 4 比较了不同子载波数下 PICR 的抑制效果,由图上可以看出,未抑制的 PICR 随子载波数增加而增大,本文提出的 PICR 抑制算法有效地将 PICR 控制在了一定的上限内,对子载波数变化不敏感。PICR 抑制算法的这一特性使其在实际系统中更具鲁棒性。

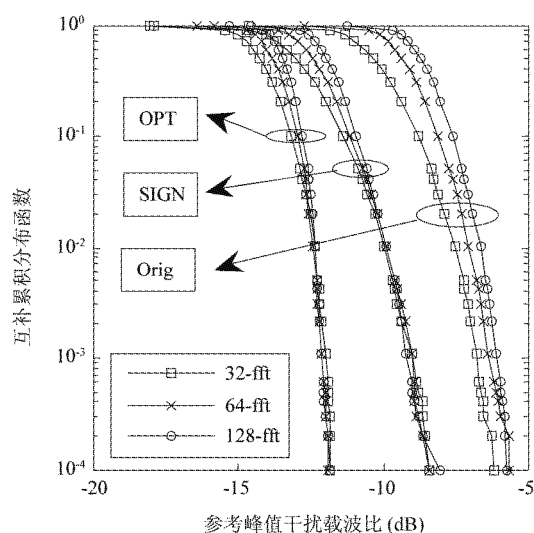


图 4 不同子载波数下 PICR 比较

4 结 论

本文利用组合优化理论,提出了一种 OFDM 系统中通过调整子载波调制符号的正负号从而抑制子载波间干扰的算法。这种算法对于 q -ary 对称星座图码率损失为 $\log_2$,但是在 AWGN 和衰落信道高信噪比下,能够得到比不用载波间干扰抑制算法多近 8dB 的增益,并且误码率性能比已有的干扰抑制算法更好。针对最优算法的复杂度高的不足,本文提出的简化算法能够进一步获得误码率性能与复杂度之间的折衷。符号调整算法在接收端的解调只需忽略接收星座图的正负符号即可,不用改变接收端的结构,故能很方便地集成到现有的系统中去。进一步的仿真还证实了算法的鲁棒性,适用于不同的系统的实现。

附录 1

根据文献[9]中(29)式,本文中的条件概率 $\Pr\{A_i^\lambda | P_1, \dots, P_{j-1}, P_j\}$ 的切诺夫限 (Chernoff's Bound) 为

$$\begin{aligned} \Pr\{A_i^\lambda | P_1, \dots, P_{j-1}, P_j\} &= \Pr\left\{\left|\sum_{l=0, l \neq k}^{N-1} P_l a_{pl}\right| > \lambda \mid P_1, \dots, P_{j-1}, P_j\right\} \\ &\leq 2e^{-\gamma\lambda} \cosh\left\{\gamma \sum_{r=1, r \neq k}^j P_r a_{pr}\right\} \prod_{r=j+1, r \neq k}^N \cosh(\gamma a_{pr}) \\ &= F_p^\lambda(P_1, \dots, P_j) \end{aligned} \quad (20)$$

其中 γ 为切诺夫限系数,为满足(11)式,有

$$\begin{aligned} \sum_{i=1}^{2N} F_i^\lambda &= \sum_{i=1}^{2N} 2e^{-\gamma\lambda} \prod_{r=1, r \neq k}^N \cosh(\gamma a_{pr}) \\ &< \sum_{i=1}^{2N} 2e^{-\gamma\lambda} \prod_{r=1, r \neq k}^N e^{\gamma^2 a_{pr}^2 / 2} \\ &= \sum_{i=1}^{2N} 2e^{-\gamma\lambda} e^{(\gamma^2/2) \sum_{r=1, r \neq k}^N a_{pr}^2} < 1 \end{aligned} \quad (21)$$

这里用了 $\cosh x < e^{x^2/2}$, 又因为

$$\begin{aligned} \sum_{r=1, r \neq k}^N a_{pr}^2 &\leq \sum_{r=1, r \neq k}^N |S_{r-k}|^2 |c_r|^2 \\ &\leq E_{\max} \sum_{r=1, r \neq k}^N |S_{r-k}|^2 \\ &= E_{\max}(1 - |S_0|^2) \end{aligned} \quad (22)$$

(22)式变为

$$\sum_{i=1}^{2N} F_i^\lambda < \sum_{i=1}^{2N} 2e^{-\gamma\lambda} e^{(\gamma^2/2) E_{\max}(1 - |S_0|^2)} < 1 \quad (23)$$

为得到紧的切诺夫上限,上式中间项对 γ 进行优化,有

$$\gamma^* = \frac{\lambda}{E_{\max}(1 - |S_0|^2)} \quad (24)$$

根据(12)式,可以得到本文中的算法 1。

附录 2

(24)式变为

$$\sum_{i=1}^{2N} F_i^\lambda < \sum_{i=1}^{2N} 2e^{-\lambda^2/[2E_{\max}(1 - |S_0|^2)]} < 1 \quad (25)$$

上式中间项取得越接近 1,就能取到越紧的上限 λ ,故得到最优的 λ 为

$$\lambda^* = \sqrt{2E_{\max}(1 - |S_0|^2)\ln(4N)} \quad (26)$$

附录 3

(23)式变为

$$\begin{aligned} \sum_{r=1, r \neq k}^N a_{pr}^2 &\leq \sum_{r=1, r \neq k}^N |S_{r-k}|^2 |H_r|^2 |c_r|^2 \\ &\leq E_{\max} \sum_{r=1, r \neq k}^N |S_{r-k}|^2 \sum_{s=1, s \neq k}^N |H_s|^2 \\ &\leq E_{\max} E_{\text{Chan}}(1 - |S_0|^2) \end{aligned} \quad (27)$$

类似附录 1 中,得到优化的 γ^* 为

$$\gamma^* = \frac{\lambda}{E_{\max} E_{\text{Chan}} (1 - |S_0|^2)} \quad (28)$$

参考文献

- [1] Yu F, Tellambura C, Krzymie' W A. Transmitter precoding for ICI reduction in closed-loop MIMO OFDM systems. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2007, 56(1): 115-125
- [2] Schniter P. Low-complexity equalization of OFDM in doubly selective channels. *IEEE Transactions on signal processing*, 2004, 52(4): 1002-1011
- [3] Müller-Weinfurter S H. Optimum nyquist windowing in OFDM receivers. *IEEE Transactions on communications*, 2001, 49(3): 417-420
- [4] Sathananthan K, Tellambura C. Partial transmit sequence and selected mapping schemes to reduce ICI in OFDM systems. *IEEE Communications Letters*, 2002, 6(8): 313-315
- [5] Zhao Y P, Häggman S G. Inter-carrier interference self-cancellation scheme for OFDM mobile communication systems. *IEEE Transactions on communications*, 2001, 49(7): 1185-1191
- [6] 刘解华, 杨东凯, 常青等. 基于差分编码的 OFDM 系统 ICI 消除方法的研究. *电子与信息学报*, 2007, 29(7): 1529-1532
- [7] Zhang H, Li Y. Optimum frequency-domain partial response encoding in OFDM system. *IEEE Transactions on communi-*
- cations*, 2003, 51(7): 1064-1068
- [8] Zhao Y P, Leclercq J D, Häggman S G. Inter-carrier interference compression in OFDM communication systems by using correlative coding. *IEEE Communications Letters*, 1998, 2(8): 214-216
- [9] Beaulieu N C, Tan P. On the use of correlative coding for OFDM. In: *Proceedings of 2007 IEEE International Conference on Communications, ICC' 07. Glasgow, Scotland. 2007. 24-28*
- [10] Sharif M, Hassibi B. Existence of codes with constant PMEPR and related design. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2004, 52(10): 2836-2846
- [11] Sharif M, Florens C, Fazel M, et al. Amplitude and sign adjustment for peak-to-average-power reduction. *IEEE Transactions on Communications*, 2005, 53(8): 1243-1247
- [12] Sharif M, Hassibi B. High-rate codes with bounded PMEPR for BPSK and other symmetric constellations. *IEEE Transactions on Communications*, 2006, 54(7): 1160-1163
- [13] Zhao Y P, Häggman S G. BER analysis of OFDM communication systems with inter-carrier interference. In: *International Conference on Communication Technology, ICCT' 98. Beijing, China, 1998*
- [14] Alon N, Spencer J H. *The Probabilistic Method*. Second Edition. New York: John Wiley, 2000. 249-258
- [15] International Telecommunication Union, *Guidelines for evaluation of radio transmission technologies for IMT-2000*. Recommendation ITU-RM. 1225, Geneva, Switzerland, 1997

Inter-carrier interference reduction based on sign adjustment in OFDM systems

Yang Zeng, Liu Guangyu, Bu Zhiyong

(Shanghai Microsystem and Information Technology Institute of Chinese Academy of Sciences, Shanghai 200050)

Abstract

This paper proposes a scheme to reduce the effect of inter-carrier interference in orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) systems by adjustment of subcarrier signs based on the theory of combinatorial optimization. First the optimum sign selection algorithm for additive white Gaussian noise (AWGN) channels is deduced and a simplified suboptimal algorithm for reduction of complexity is given. Then the algorithms are extended to the binary phase shift keying (BPSK) modulation channel and the frequency selective fading channel. The simulation results confirm that the proposed algorithms work better than the interference reduction scheme based on selective mapping.

Key words: orthogonal frequency division multiplexing (OFDM), inter-carrier interference (ICI), sign adjustment, combinatorial optimization, frequency selective fading