OFDM 中基于预加载的比特和功率分配算法

吴 限, 张 军, 柳重堪

(北京航空航天大学 电子信息工程学院, 100191 北京, wuxian@ee.buaa.edu.cn)

摘 要: 在总功率和比特数不变的情况下,针对误码率最小化 BM(Ber Minimum)的比特和功率联合分配算法计算量大的缺点,提出一种以最小总名义功率为目标、基于预加载的自适应比特和功率分配算法.论述了最小总名义功率的比特加载同误码率最小化的比特加载是同解的,并在最优比特加载结果的基础上求解了最优功率分配方案和次优分配方案.然后以最小总名义功率为目标,提出基于误码率门限比特预加载的比特和功率分配快速算法,减少了搜索最优解的迭代次数,从而提高算法的效率.仿真结果表明,所提出的方法在保证误码率性能前提下,提高了计算速度.

关键词: OFDM;功率分配;比特加载;名义功率

中图分类号: TN929.5 **文献标志码:** A **文章编号:** 0367-6234(2012)01-0132-06

Bit and power allocation algorithm based on preload in OFDM system

WU Xian, ZHANG Jun, LIU Zhong-kan

(School of Electronic Information Engineering, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 100191 Beijing, China, wuxian@ee.buaa.edu.cn)

Abstract: In OFDM system, a bit and power allocation method based on bit-preloading is proposed in order to achieve a result with minimum Bit Rate Error (BER) under the constraint of total transmission power and data rate within a shorter calculation time. It is proved that the bit-loading result of Minimum Total Virtual Power (MTVP) is the same as that of minimizing BER. Then an iteration method aiming at the MTVP is proposed, in which the preload of bit according to BER threshold is used to decrease the iteration times. The simulation shows that the proposed bit and power allocation method based on preload approaches the optimal solution as well as computes efficiently.

Key words: OFDM; power-allocation; bit-loading; virtual power

正交频分复用(OFDM)技术中的比特、功率自适应分配算法是在受到频率选择性衰落的信道中,以一定的准则选择合适的子信道进行比特、功率分配,以达到信息传输的有效性和可靠性.为利用各子信道传输能力,引入子信道状态信息(Channel State Information,CSI)反馈机制,使发射端根据接收端的各子信道的信道状态对比特、功率进行自适应分配.已有的自适应比特和功率联合分配目标包括以下3种:功率和总比特数不变时误码率最小化 BM(BER Minimum)的目标[1-3]、比特数和误码率上限不变时发送功率最小化 MA(Margin Adaptive)的目标[4-8]、功率和误码率上限不变时传输速率最大化 RA(Rate Adaptive)的目标[9-10].BM 目标则更适合于帧长固定宽带航空移动通信系统.

自适应比特和功率联合分配方法,通常使用遍历算法[2-3,6,9-10]以达到最优的结果,但是计算量大.为了改善遍历算法的性能,相关研究提出了包括基于查表的方法[4]、分组加载[7]、预加载方法[8]在内的快速算法,以减少运算量,提高效率.而且现有的快速算法都是针对 MA 和 RA 目标的,对于 BM 目标的快速算法缺少相关研究.

收稿日期: 2010-03-28.
基金项目: 国家创新研究群体科学基金资助项目(60921001),国家杰出青年科学基金资助项目(60625102),国家高技术研究发展计划资助项目(2006AA12A103).
作者简介: 吴 限(1976—),男,博士研究生;
张 军(1965—),男,教授,博士生导师;
柳重堪(1941—),男,教授,博士生导师.

本文针对适合于帧长固定宽带航空移动通信系统的 BM 目标，首先论述了最小总名义功率的比特加载同 BM 的比特加载是同解的，在此基础上，根据遍历算法可达到最优解的特点及基于误码率分配算法快速的特点，以最小名义功率为目标，提出一种基于误码率门限比特预加载的比特和功率分配快速算法，实现以较快的速度接近最优解. 本文假设 CSI 是及时而有效的[1-10].

1　问题与求解

1.1　限制条件下误码率最小化问题

在功率和总比特数不变的条件下，发送端在 OFDM 符号的各子载波间进行比特功率分配，使接收端收到的数据平均误码率最小化问题，可以抽象为限制条件下的优化问题. 设 OFDM 系统每个符号包含 N 个相互正交的子载波，每个子载波均受到功率为 σ^2 的等效白噪声干扰，第 n 个信道的增益为 H_n，符号的总功率为 P_T，所要传输的总比特为 R_T，分配到第 n 个子载波功率和比特分别为 P_n 和 R_n，则问题可以描述为

$$\min R_{\mathrm{BE}} = \sum_{n=1}^{N} R_{\mathrm{BE}n}/N = \sum_{n=1}^{N} ber(R_n, P_n, H_n)/N.$$

s. t.

$$\sum_{n=1}^{N} R_n = R_T, R_n \geqslant 0;$$

$$\sum_{n=1}^{N} P_n = P_T, P_n \geqslant 0.$$

式中：R_{BE} 为误码率，令 P/σ^2 为信噪比，R 为加载位数，H 为信道增益，误码率与它们之间的关系严格来讲是通过误差函数来描述的，但是由于误差函数的可计算性差，因此使用文献[11]中的近似公式来描述，如下式：

$$R_{\mathrm{BE}} \approx C_1 \exp\left[\frac{-C_2 |H|^2 P/\sigma^2}{2^{C_3 R} - C_4}\right].$$

其中 $C_1 \sim C_4$ 是非负常数，根据调制方式的不同而确定的，当调制方式为 MQAM 时，$C_1 \sim C_4$ 不随调制阶数变化. 于是，问题可以进一步具体描述为

$$\min R_{\mathrm{BE}} = \sum_{n=1}^{N} R_{\mathrm{BE}n}/N = \sum_{n=1}^{N} C_1 \exp\left[\frac{-C_2 |H_n|^2 P_n/\sigma^2}{2^{C_3 R_n} - C_4}\right]/N.$$

s. t.

$$\sum_{n=1}^{N} R_n = R_T, R_n \geqslant 0;$$

$$\sum_{n=1}^{N} P_n = P_T, P_n \geqslant 0. \tag{1}$$

1.2　问题求解

为求解方便，定义中间变量名义功率，第 n 个子载波上的名义功率如下式描述：

$$\tilde{P}_n = \sigma^2 (2^{C_3 R_n} - C_4)/|H_n|^2. \tag{2}$$

由名义功率定义得总名义功率为 $\tilde{P}(\vec{\boldsymbol{r}}) = \sigma^2 \sum_{n=1}^{N} (2^{C_3 r_n} - C_4)/|H_n|^2$，$\boldsymbol{r} = [r_1 \cdots r_n \cdots r_N]$ 为任意比特加载向量. 使用拉格朗日乘子法求解使 R_{BE} 最小的 P_n.

令 $J = R_{\mathrm{BE}} + \lambda\left(\sum_{n=1}^{N} P_n - P_T\right)$，满足 R_{BE} 最小的解为方程组 $\partial J/\partial P_n = 0, n \in [1, N]$ 的解. 解得 P_n 为

$$P_n = \tilde{P}_n \frac{P_T + \sum_{i=1}^{N} \tilde{P}_i \ln(\tilde{P}_i/\tilde{P}_j)/C_2}{\tilde{P}}. \tag{3}$$

把式(3)代入式(1)得

$$R_{\mathrm{BE}} = \sum_{n=1}^{N} C_1 \exp(-C_2 P_n/\tilde{P}_n)/N = C_1 \exp(-C_2 P_T/\tilde{P}) \sum_{n=1}^{N} \exp\left(C_2 \left(\sum_{i=1}^{N} \tilde{P}_i \ln(\tilde{P}_n/\tilde{P}_i)/C_2\right)/\tilde{P}\right)/N. \tag{4}$$

令 $p_M = \max(\tilde{P}_n)$，则有

$$\sum_{n=1}^{N} \exp\left(C_2 \sum_{i=1}^{N} \tilde{P}_i \ln(\tilde{P}_n/\tilde{P}_i)/C_2/\tilde{P}_m\right)/N \geqslant \sum_{n=1}^{N} \exp\left(C_2 \sum_{i=1}^{N} \tilde{P}_i \ln(\tilde{P}_n/p_M)/C_2/\tilde{P}_m\right)/N,$$

$$\sum_{n=1}^{N} \exp\left(C_2 \sum_{i=1}^{N} \tilde{P}_i \ln(\tilde{P}_n/p_M)/C_2/\tilde{P}_m\right)/N = \sum_{n=1}^{N} \exp\left(\ln(\tilde{P}_n/p_M) \sum_{i=1}^{N} \tilde{P}_i/\tilde{P}_m\right)/N = \sum_{n=1}^{N} \exp(\ln(\tilde{P}_n/p_M))/N = \sum_{n=1}^{N} (\tilde{P}_n/p_M)/N = \tilde{P}/(Np_M).$$

于是 $R_{\mathrm{BE}} \geqslant C_1 \tilde{P} \exp(-C_2 P_T/\tilde{P})/(Np_M)$.

设

$$\tilde{P} = \alpha p_M, f(\tilde{P}) = C_1 \alpha \exp(-C_2 P_T/\tilde{P})/N,$$

$$\frac{\mathrm{d}f(\tilde{P})}{\mathrm{d}\tilde{P}} = \frac{\mathrm{d}(C_1 \alpha \exp(-C_2 P_T/\tilde{P})/N)}{d\tilde{P}} = \frac{\alpha C_1 C_2 P_T}{N} \exp(-C_2 P_T/\tilde{P})/\tilde{P}^2 > 0. \tag{5}$$

所以 $f(\tilde{P})$ 是 $\tilde{P}$ 的单调递增函数，即只有当 $\tilde{P}$ 最小时，$f(\tilde{P})$ 才能取得最小值，即 R_{BE} 才能取得最小值. 因此，使总名义功率最小的比特加载结果即是使平均误码率最小的比特加载结果. 设此结果为 $R_{\mathrm{opt}} = [R_{o1} \cdots R_{on} \cdots R_{oN}]$，则第 n 个子载波的最优分配功率方案(Opt-MTVP)为

$$P_n = \tilde{P}_n \frac{P_T + \sum_{i=1}^{N} \tilde{P}_i \ln(\tilde{P}_n/\tilde{P}_i)/C_2}{\tilde{P}_{\min}}. \tag{6}$$

其中 $\tilde{P}_{\min}=\sigma^2\sum_{n=1}^{N}(2^{C_3R_{on}}-C_4)/|H_n|^2$，为最小总名义功率. 最小误码率如下式：

$$R_{\mathrm{BE}\min}=C_1\exp(-C_2P_T/\tilde{P}_{\min})\sum_{n=1}^{N}\exp(C_2(\sum_{i=1}^{N}\tilde{P}_i\ln(\tilde{P}_n/\tilde{P}_i)/C_2)/\tilde{P}_{\min})/N. \tag{7}$$

从式(6) 可以看出，最优的功率分配与按名义功率比例分配相差 1 个与实际传输功率无关的附加项，其只与各子载波的名义功率有关. 根据公式(2) 名义功率的定义可知，名义功率只与子信道加载比特数和增益有关，所以子信道增益分布对功率分配有一定的影响，并且实际传输功率 P_T 越小，受影响越大，反之则越小.

显然，$P_n=P_T\tilde{P}_n/\tilde{P}_{\min}$ 是公式(1) 的一组可行解，且计算量远小于最优解. 于是选择按名义功率比例分配功率为使平均误码率最小的次优方案(SO-MTVP)，其平均误码率为

$$R_{\mathrm{BE}}=\sum_{n=1}^{N}C_1\exp(-C_2P_n|H_n|^2/\sigma^2/(2^{C_3R_n}-C_4))/N=\sum_{n=1}^{N}C_1\exp(-C_2\alpha)/N=C_1\exp(-C_2P_T/\tilde{P}). \tag{8}$$

由式(7) 和(8) 可以得出，次优功率分配的误码率与最优功率分配的误码率之间仅相差 1 个与信道增益分布有关的系数

$$\sum_{n=1}^{N}\exp(C_2\sum_{i=1}^{N}\tilde{P}_i\ln(\tilde{P}_n/\tilde{P}_i)/C_2/\tilde{P}_{\min})/N,$$

而与传输功率无关.

2 算法描述

前述求解过程给出了功率分配最优解和次优解，但是比特分配结果仍需求解. 根据上节的内容知最小总名义功率与最小误码率有相同的比特加载解向量，所以设计以最小总名义功率为目标的迭代算法. 设可选调制阶数列表为 $Rate_List=\{rl_1,\cdots,rl_k,\cdots,rl_K\}$，共有 K 个备选值，且 $rl_1=0$，所需加载的总比特数为 R_T. 如果采用遍历算法逐个子载波进行加载，计算量大，效率低. 所以提出基于误码率门限预加载的比特和功率快速分配方法，步骤如下：

1) 对各子信道增益 $|H_n|$ 按升序进行排序，设排序结果为 $|H'_n|$；

2) 根据当前的信噪比 R_{SN} 和每子载波平均传输比特率 R_M，计算出误码率门限 R_{BEth}，其中 γ 为预加载功率系数.

$$R_{\mathrm{BEth}}=C_1\exp\left(-C_2\frac{\gamma R_{\mathrm{SN}}}{2^{C_3R_M}-C_4}\right)$$

3) 根据误码率门限 R_{BEth}，计算出 $Rate_List$ 中各调制阶数的信道增益上限为

$$H'_{\mathrm{th}_k}=\sqrt{-(2^{C_3R_k}-c_4)\ln(R_{\mathrm{BEth}}/C_1)/C_2/(\gamma R_{\mathrm{SN}})}.$$

4) 根据信道增益上限表和子信道的实际增益，计算各子载波的加载比特数，遍历各子载波，若 $H'_{\mathrm{th}_k}\leqslant|H'_n|<H'_{\mathrm{th}_k+1}$，则第 n 个子载波分配比特 rl_k，即 $R_n=rl_k$，使用式(2) 计算各子载波名义功率；

5) 计算剩余比特数，$R_L=R_T-\sum_{n=1}^{N}R_n$，计算 $RL_{\mathrm{sum}}=\sum_{k=1}^{K}rl_k$；

6) 计算比特加载步长，$L_{\mathrm{load}}=Floor(\lambda R_L/RL_{\mathrm{sum}})$，$\lambda=0.9$，$Floor(x)$ 为整数函数，取从 0 到 x 的最接近 x 的整数；

7) 若 $R_L>0$，则转至第 8)，若 $R_L<0$，则转至第 10)；

8) 按照平均名义功率增加量最小的原则进行位加载，选取使平均名义功率增加量最小的连续 L_{load} 个子载波的向量 $\boldsymbol{S}_L=\{s_i|s_i=sC_{n+i-1},i\in[1,L_{\mathrm{load}}]\}$，为减小计算量，使用名义功率最大和最小的子载波(即向量中的第 1 个和最后 1 个元素) 的平均增量来代替向量平均增量，

$$\Delta\tilde{P}_S=\min((\tilde{P}_{s_1}(rl_{k+1})-\tilde{P}_{s_1}(rl_k)+\tilde{P}_{s_{\mathrm{load}}}(rl_{k+1})-\tilde{P}_{s_{\mathrm{load}}}(rl_k))/(rl_{k+1}-rl_k)),$$

增加 S_L 中所有子载波的加载比特数，$R_{Si}=rl_{k+1}$，并更新 S_L 中子载波的名义功率，$\tilde{P}_{s_i}=\sigma^2(2^{C_3rl_{k+1}}-C_4)/|H_{s_i}|^2$；

9) 计算剩余比特数，$R_L=R_L-L_{\mathrm{load}}(r|_{k+1}-r|_k)$，若 $R_L=0$，则转至第 12)，否则更新步长 $L_{\mathrm{load}}=Floor(\lambda R_L/RL_{\mathrm{sum}})$，$\lambda=0.9$，转至第 7)；

10) 按照平均名义功率减小量最大的原则进行比特去载，选取使平均名义功率减小量最大的个子载波 s，即满足 $\Delta\tilde{P}_S=\max((\tilde{P}_n(rl_k)-\tilde{P}_n(rl_{k-1}))/(rl_k-rl_{k-1}))$ 的子载波，减小子载波 s 的加载比特数，$R_S=rl_{k-1}$，并更新子载波 s 的名义功率，$\tilde{P}_s=\sigma^2(2^{C_3rl_{k-1}}-C_4)/|H_s|^2$；

11) 计算剩余比特数，$R_L=R_L+(rl_k-rl_{k-1})$，若 $R_L=0$，则转至第 12)，否则更新步长 $L_{\mathrm{load}}=Floor(\lambda R_L/RL_{\mathrm{sum}})$，$\lambda=0.9$，转至第 10)；

12) 根据比特加载列表和信道增益排序表，计算相邻调制阶数间的信道增益上限，即如果 $R_n=rl_k$ 且 $R_{n+1}=rl_{k+1}$，则 $H_{th_k}=(|H'_n|+|H'_{n+1}|)/2$，$n\in[1,N]$.

13) 根据信道增益上限 $\{H_{\mathrm{th}_k}\}$ 对各子载波

进行比特加载并计算名义功率 $\tilde{P}_n$，方法同 4），然后按最优或次优进行功率分配.

3　仿真与结果分析

在航空信道模型[12]条件下，本节对所提出的基于误码率门限预加载的比特和功率分配快速算法的性能进行了数值仿真和分析. 信道模型为文献[12]中提出的航路信道模型，OFDM 系统参数是基于宽带航空移动通信系统参数设置的，具体参数见表 1.

表 1　OFDM 系统参数

子载波带宽/kHz	码元周期/μs	保护间隔/μs	主载波频率/MHz
2.083	480	70	120

其余参数根据仿真需要作出相应的调整. 可选调制阶数列表分为 2 种，一是长列表[0 2 4 6 8 10]，二是精简列表[0 4 6 8]. 长列表[0 2 4 6 8 10]对应的调制方式为空载波、4QAM、16QAM、64QAM、256QAM、1024QAM，精简列表的调制方式则为其对应的子集. 子载波数量涉及 64、128、256、384、512 五个不同的规模. 下面分别从平均误码率性能和计算速度 2 方面，对最优比特和功率分配方法（Opt-MTVP）、次优比特和功率分配方法（SO-MTVP）以及文献[1]中使用的方法（M1）进行仿真对比分析.

图 1 为误码率随信噪比变化的曲线图，由图可知，在 128 子载波、传输速率为平均每子载波 6 B条件下，比特和功率分配后的误码率随 SNR 的变化趋势，其中 R_{1f} 代表长列表，R_{14} 则为精简列表. 由图中曲线可知，长列表情况下的比特和功率分配结果的平均误码率都优于精简列表，而且在此情况下 3 种方法的误码率的差别可以忽略不计. 但是在短列表情况下，3 种方法的误码率则有明显差距，且随着 R_{SN} 的增大有加大的趋势. Opt-MTVP的性能最优，SO-MTVP 稍强于 M1. 图 2 说明了在精简列表条件下 3 种方法产生差距的原因. 如图 2（a）所示，子载波在 65 ~ 90 之间遇到极大的频率选择性衰落，图 2（b）、2（c）分别显示了此种衰落条件下本文提出的方法和 M1 方法不同的比特和功率分配结果. 由于使用的比特加载准则不同，M1 在深衰落区 80 左右选择了子载波数量较本文提出的方法多，以至于消耗较多的功率，而所提方法在 50 左右和 110 右侧的子载波上分配较少的功率承载同样的比特数量，从而在同样的功率条件下，获得更小的误码率. 对于 Opt-MTVP 和 SO-MTVP 的功率分配差别，从图 2（c）中可见差别很细微，Opt-MTVP 在增益较大的子载波上较 SO-MTVP 分配的功率少，而在增益较小的上分配的多，从而达到整体误码率最小的效果.

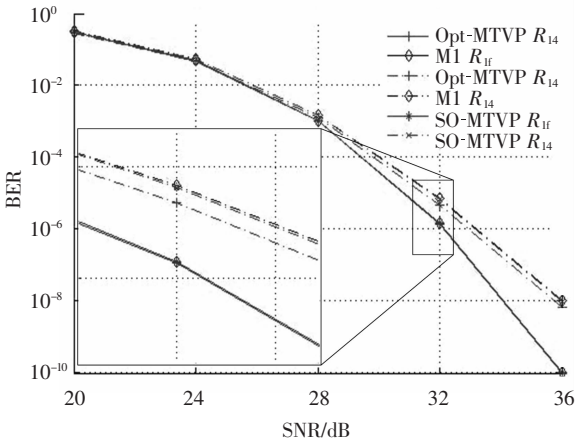
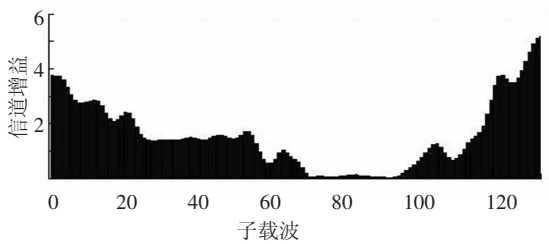
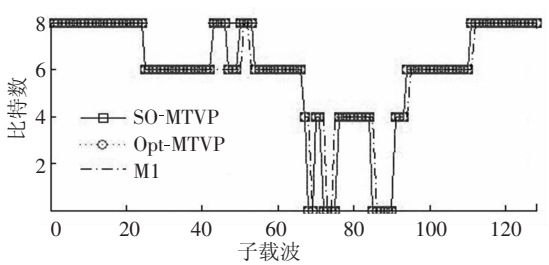


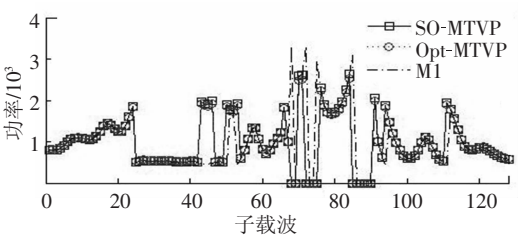
图 1　误码率随信噪比变化



（a）信道增益



（b）比特加载差异

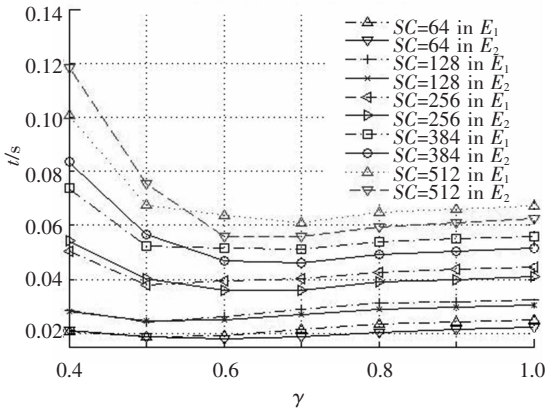


（c）功率分配差异

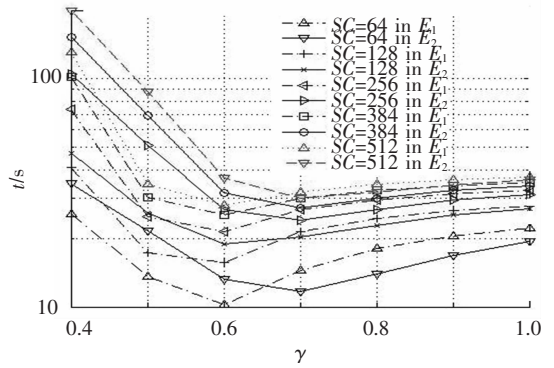
图 2　比特和功率分配的差异示例

在子载波分别为 64、128、256、384、512，且传输速率为平均每子载波 6 B 的条件下，预加载功率系数 γ 不同时，次优方法的计算量，如图 3 所示. 可以看出，迭代次数和时间都随着 γ 由小至大变化，先减小，后增大. 因为 γ 较小时，各调制阶数的门限值较低，所以各子载波预加载的比特总数

高于目标比特数,产生过载,需要减小各子载波的加载比特数,γ 越小过载越多,需要的循环次数越多,因此耗时多;同样,在 γ 较大时,各调制阶数的门限较高,预加载的比特数量小于目标比特数,需要增加各子载波的加载数量,γ 越大预加载数量越少,需要的循环次数越多,也越耗时. 只有在 γ 适中的情况下,预加载的比特数比较接近最终结果,只需较少的循环次数即可达到最终结果. 根据图 3 中显示的平均耗时和迭代次数情况,各曲线的最小值分布在 γ 值在 0.5 到 0.7 之间,根据信道状况和子载波规模不同而有所不同. 其中涉及 2 种典型航空信道:E_1 为 $K_{\text{rice}} = 2$ 的莱斯信道,E_2 为 $K_{\text{rice}} = 7$ 的莱斯信道.



(a)计算时间



(b)迭代次数

图 3 计算量随 γ 变化

图 4 显示的是 3 种方法的计算耗时随子载波规模的变化情况,传输速率为平均每子载波 6 B,其中 SO-MTVP 和 Opt-MTVP 是在 $\gamma = 0.7$ 条件下的结果. 可以看出,3 种方法的计算耗时基本上随子载波数量线性变化,M1 最慢,SO-MTVP 最快,而 Opt-MTVP 适中. 但是,Opt-MTVP 的耗时稍微呈现出非线性,是因为其附加的最优功率分配计算量与子载波的规模的二次方成正比. 而信道状况差别对 Opt-MTVP 和 SO-MTVP 的计算耗时影响并不明显.

图 5 显示了 SO-MTVP 方法在有预加载处理和无预加载处理时的计算耗时和迭代次数随子载波规模的变化情况. 可以看出,有预加载处理的算法的迭代次数明显少于没有预加载处理的,计算耗时上随 γ 不同而有所差别. 在 $\gamma = 0.5$ 时,计算耗时增加速度随子载波规模增加明显高于其他的. 在子载波数小于 320 情况下,γ 为 0.6 时迭代次数和计算时间最少;在子载波数大于 320 情况下,γ 为 0.7 时迭代次数和计算时间最少. 因此,可以根据具体的子载波数量,选择 1 个合适的预加载功率系数的值.

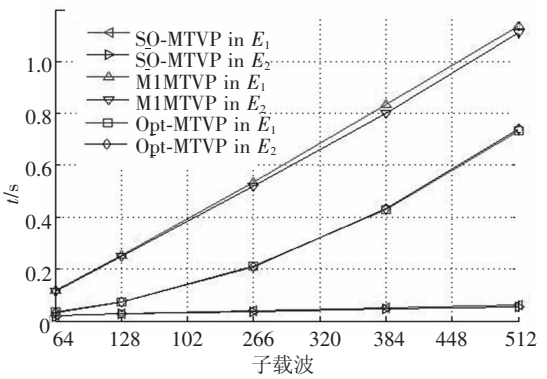
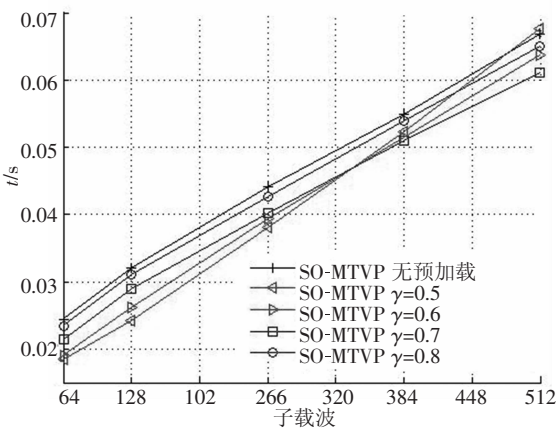
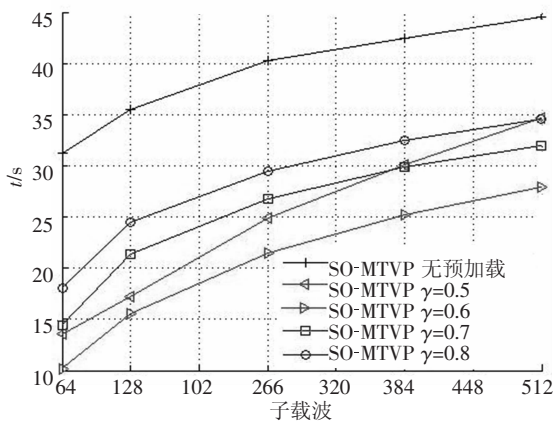


图 4 3 种方法计算耗时随子载波数量变化



(a)计算时间



(b)迭代次数

图 5 计算量随子载波数量变化

4　结　论

对于 OFDM 系统在功率和传输比特数不变的条件下平均误码率最小化问题，本文在阐述最小总名义功率的比特加载结果即是平均误码率最小的比特加载结果的基础上，提出一种以最小总名义功率为目标基于误码率门限比特预加载的比特和功率分配快速算法. 仿真结果表明，文中所提方法有 2 方面优势：一是由于在比特分配原则上的不同使误码率性能得到了改善，二是使用了预加载技术，提高了计算速度.

参考文献：

[1] 薛金银，焦秉立. 一种基于最小误码率的 OFDM 自适应比特及功率分配算法[J]. 电子与信息学报，2006，28(7)：1279 – 1281.

[2] CHOW P S，CIOFFI J M，BINGHAM J A C. A practical discrete multitone transceiver loading algorithm for data transmission over spectrally shaped channels[J]. IEEE Trans on Commun，1995，43(2/3/4)：773 – 775.

[3] FISCHER R F H，HUBER J B. A new loading algorithm for discrete multitone transmission[C]//IEEE Global Telecommunications Conf. London，U. K.：[s. n.]，1996：724 – 728.

[4] KRONGOLD B S，RAMCHANDRAN K，JONES D L. Computationally efficient optimal power allocation algorithms for multicarrier communication systems[C]// IEEE Global Telecommunications Conf. Piscataway：IEEE，1999：899 – 903.

[5] 王哲，张晓林. 多误码率固定速率 OFDM 自适应调制比特功率分配方法[J]. 信号处理，2009，25(8)：1261 – 1265.

[6] 丁乐，殷勤业，孟银阔. OFDM 系统中的快速发射功率分配算法[J]. 系统工程与电子技术，2007，29(1)：24 – 27.

[7] LEE S M，PARK Y S，PARK D J. Fast bit and power allocation algorithm for OFDM systems[C]//IEEE Vehicular Technology Conference. South Korea：[s. n.]，2004：503 – 506.

[8] HYEONMOK K，KISEOK L，SEOUNGYOUL O，*et al.* Fast optimal discrete bit-loading algorithms for OFDM-based systems[C]//Computer Communications and Networks. San Francisco：[s. n.]，2009：1 – 6.

[9] 余官定，张朝阳，仇佩亮. OFDM 系统功率和比特分配算法研究[J]. 电子与信息学报，2005，27(9)：1479 – 1482.

[10] WYGLINSKI A M，LABEAU F. Bit loading with BER-constraint for multicarrier systems[J]. IEEE Trans on WIRELESS Commun，2005，4(4)：1383 – 1387.

[11] CHUNG S T，GOLDSMITH A J. Degrees of freedom in adaptive modulation：a unified view[J]. IEEE Trans on Commun，2001，49(9)：1561 – 1571.

[12] ERIK H. Aeronautical channel modeling[J]. IEEE Trans Veh Technol，2002，51(2)：254 – 264.

（编辑　张　宏）