

基于 DFT-SV-OFDM 的自适应多速率 DFT 加扰矢量码分多址系统研究

周杲, 范平志, 郝莉

(西南交通大学信息科学与技术学院信息编码与传输四川省重点实验室, 四川 成都 610031)

摘 要: 为解决多速率多载波扩频多址系统存在的信道衰落条件下性能下降以及频谱效率相对较低的问题, 利用矩阵置换原理和 r 循环信道矩阵的分解特性, 提出一种自适应多速率 DFT 加扰矢量多载波码分多址接入 (AMR-DFT-VMC-CDMA) 系统模型。在理论分析的基础上, 综合考虑一定信道利用率条件下, 信道误码率与发送信号帧长的相互制约关系, 提出自适应参数调整算法以确保足够长的传输帧长。仿真结果表明, 该系统在衰落信道下相比传统的多速率多载波扩频系统具有更好的性能, 且通过调整参数, 既满足了一定信道利用率下对帧长的要求, 保证了频谱效率提高, 又可以灵活完成多速率多用户的信息传输。

关键词: 正交频分复用; 矢量正交频分复用; 多载波直接序列码分多址; 多载波码分多址

中图分类号: TN 92

文献标识码: A

DFT-SV-OFDM based adaptive multi-rate DFT scrambling vector code division multiple access

ZHOU Gao, FAN Ping-zhi, HAO Li

(Sichuan Provincial Key Lab of Information Coding & Transmission School of Information Science and Technology, Southwest Jiaotong University, Chengdu 610031, China)

Abstract: Multipath interference would degrade the performance of multi-rate systems based on OFDM and CDMA, which spectrum efficiency was also lower relatively. To improve the performance and spectrum efficiency, a novel adaptive multi-rate DFT scrambling vector multi-carrier CDMA (AMR-DFT-VMC-CDMA) was proposed based on the theory of matrix permutation and r -cyclical matrix decomposition characteristics. Meanwhile, by theoretical analysis, the parameters of the system could be adaptively adjusted to ensure frame length long enough to break the restriction between channel bit error rate and data frame length on a certain channel utilization condition. The simulation results show that compared with the traditional multi-rate, multi-subcarrier and spreading system, the new system could achieve multi-rate and multi-user information transmission flexibly with better performance and better spectrum efficiency in fading channels. Moreover, it can satisfy the requirement of frame length under certain channel utilization by adjusting the parameters.

Key words: OFDM, V-OFDM, MC-DS-CDMA, MC-CDMA

1 引言

随着信息化的发展, 为满足日益增长的无线业务的需要, 无线通信技术由 3G 到 4G, 并进一步向

5G 发展。在 3G 时代, 具有高系统容量、高小区复用度等优点的码分多址 (CDMA) 技术被广泛采用。随后, 正交频分复用 (OFDM) 因其无码间干扰、占用带宽小和抗信道衰落等特点, 在应用研究中从

收稿日期: 2016-10-31; 修回日期: 2017-06-27

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.61032002, No.60872014); 高校学科创新引智计划 (“111” 计划) 基金资助项目 (No.111-2-14)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (No.61032002, No.60872014), The Innovative Intelligence Base of the Disciplines of Universities (111 Program) (No.111-2-14)

调制方式深入到宽带无线数据传输,并最终取代 CDMA 被确定为 4G 的主流技术。与已经商用的 4G 系统相比,未来的 5G 对频谱效率提出了更高的要求。目前,提出的一些主要技术包括:对多载波技术进行改进后形成的基于偏移正交幅度调制(OQAM)的滤波器组多载波技术(FBMC, filter bank based multicarrier)^[1,2];或将码分多址与多载波技术相结合的方案,如华为公司提出的稀疏码分多址技术(SCMA, sparse code multiple access)^[3,4]。前者相对于 OFDM 可以有效抵御频偏影响,并通过多相网络(PPN, polyphase network)的应用,去掉了循环前缀,提高了频谱效率;后者的基本思路来源于多载波码分多址(MC-CDMA)和多载波直接序列码分多址(MC-DS-CDMA)^[5-8],可以充分利用现有设备,并提供自然的小区多址。事实上,由于 5G 的架构还未最终确定,与 5G 相关的各个层面的关键技术都非常值得研究,多速率数据传输方案即是其中之一。

多速率数据传输方案用于满足无线通信所需的多种业务模式对传输速率的不同要求。其方案与多址接入的方式密切相关。在 CDMA 通信系统中,主要提供了 3 种对应的解决方案^[9-11]:多码 CDMA 方案、可变处理增益方案、可变占空比方案。但 CDMA 在高速数据传输中,易受信道衰落的影响。在 4G 中,基于多载波的单载波正交频分多址(SC-FDMA)和正交频分多址(OFDMA)^[12,13]通过将并行的多载波分组可以很容易地达到多速率的目标。然而这类基于 OFDM 的技术无法实现自然的小区间多址。

结合 5G 通信系统,目前从提出的主要技术来看,FBMC 可自然地利用子载波分组来实现多速率的数据传输。而 SCMA 这类多载波码分多址系统则因为集成了 CDMA 和 OFDM 的各自特性,在系统优化以及相关的多速率传输方案上,存在着进一步研究的必要。首先,这类系统由于采用了 OFDM,对载波的相位抖动敏感,一旦在某些子载波上出现深度衰落,将损伤系统的性能,而循环前缀也会降低频谱效率。传统解决方案是采用子载波选择技术,剔除受影响的子载波,或通过设置恰当的扩频长度,使子信道上的带宽小于相关带宽,从而保持非频率选择性衰落。对于前者来说,多速率限制了各组所能进行选择的子载波个数;后者则影响到所能支持的用户个数,并且两者都没有解决频谱效率

的问题。为了解决这些问题,2001 年, Xia^[14]提出了矢量正交频分复用(V-OFDM)系统,通过对传输信号的重新排列,改善个别子载波处于深度衰落时,系统传输信号的性能,并提升了系统的频谱效率。但该系统必须加入星座旋转矢量才能充分实现多径分集增益^[15],并且在多径信道中存在接收机复杂度、PAPR 高等问题。2011 年, Zhou 等^[16]在发射端引入了傅里叶变换以及加扰前缀,降低了系统峰平比和接收机复杂度,形成了 DFT 加扰 V-OFDM(DFT-SV-OFDM)系统,然而并未深入研究其多速率数据传输方案。

基于上述研究背景,本文首先建立了基于 DFT-SV-OFDM 的多速率码分多址系统模型,然后从信道利用率与帧长和误码率的关系出发,对基于 DFT-SV-OFDM 的多载波码分多址的多速率方案进行了研究。在分析了系统误码率与帧长和信道利用率的关系,以及其对系统性能影响的基础上,提出了一种自适应多速率 DFT 加扰矢量码分多址(AMR-DFT-VMC-CDMA)系统,该系统可以根据信道条件和多媒体业务的要求,在确保一定的信道利用率的基础上,通过设置子载波数、扩频长度、数据传输块长度,来适合无线多媒体通信的对帧长的要求,确保较高的频谱利用率和抗子载波衰落能力,并通过仿真分析验证了该方案。

2 多载波扩频系统模型与问题描述

在多载波扩频系统中,发送的信号首先进行扩频,然后送入不同的正交载波组发送。典型的如 MC-CDMA 和 MC-DS-CDMA,前者主要为下行链路提供服务,后者则适用于上行链路^[17,18],如图 1 和图 2 所示。其中,符号 x_j^k 表示第 $k(0 \leq k \leq K-1)$ 个用户的第 j 个基带信号, a_f^k 为扩频序列 a^k 的第 $f(0 \leq f \leq F-1)$ 个码片, d_{jf}^k 表示第 j 个基带信号经扩频后形成的第 f 路码片序列, \hat{X} 为经 N 路傅里叶反变换后形成的发送信号, \hat{r}_j 为混合 K 个用户的接收信号, \hat{x}_j^k 为经解扩后形成的第 k 个用户接收码片,并合成形成该用户接收端基带信号 r_j^k 。

在图 1 中, MC-CDMA 系统将传输信道划分成 N 个窄带子载波,将待传输的符号在频域进行扩展,每一个子载波都传输原始符号经过“1”或“-1”调制过的信号。其中,“1”和“-1”由该用户的扩频码决定,如 Walsh-Hadamard 码。在这

里, 子载波个数 N 等于扩频码的长度 F 或是其的倍数 (此时每个用户只使用总频谱的一部分)。而 MC-DS-CDMA 系统则先将待传输的符号通过串并变换分配到每个子载波上, 再对其进行时域内的扩频, 然后调制输出。因此, 如果令 MC-DS-CDMA 系统中的子载波数为 1, 就可以看成是一个传统单载波的 DS-CDMA 系统。接收端则与发射端相反, 利用快速离散傅里叶变换来实现多载波解调, 然后将载波组上的数据解扩后分别送往用户。

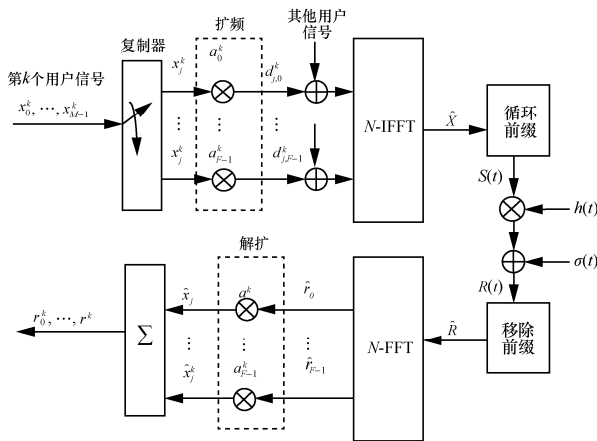


图 1 MC-CDMA 系统模型

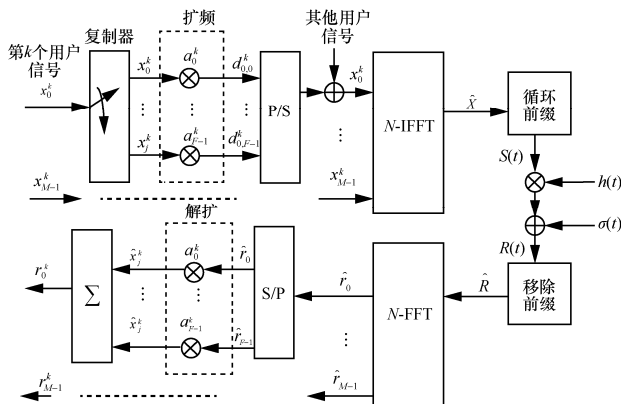


图 2 MC-DS-CDMA 系统模型

令第 k 个用户的 M 个基带信号分别为 $x_0^k, x_1^k, \dots, x_{M-1}^k$, 而 $x_n^k(n)$ 表示第 n 个子载波上的基带信号, T_c 为码片周期。则 2 个系统的发射信号可分别表示为

$$S(t) = \text{Re} \left\{ \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{f=0}^{F-1} \sqrt{2E} x_{\lfloor \frac{i}{F} \rfloor}^k a_f^k \cdot \text{Rect} \left(\frac{t - iT_c}{T_c} \right) e^{j2\pi(f_0 + \frac{f}{T_c})t} \right\} \quad (1)$$

$$S(t) = \text{Re} \left\{ \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{f=0}^{F-1} \sqrt{2E} x_{\lfloor \frac{i}{F} \rfloor}^k a_f^k \cdot \text{Rect} \left(\frac{t - fT_c - iT_c}{T_c} \right) e^{j2\pi(f_0 + \frac{n}{T_c})t} \right\} \quad (2)$$

其中, f_0 是第 0 个子载波的载波频率, E 为符号的平均发送功率, 矩形函数 $\text{Rect}(t)=1, |t| \leq \frac{T_c}{2}$ 。

用带下标 x_j, x_f 的表示将发射的由 K 个用户合并构成的符号向量, j, f 分别为发送的第 j 或 f 个符号, $()^T$ 表示矩阵转置, 式(3)和式(4)分别表示它们各自在进行 IFFT 前的信号组成形式

$$x_j = \sum_{k=0}^{K-1} (x_j^k a_0^k, x_j^k a_1^k, \dots, x_j^k a_f^k, \dots, x_j^k a_{F-1}^k)^T \quad (3)$$

$$x_f = \sum_{k=0}^{K-1} (x_0^k a_f^k, x_1^k a_f^k, \dots, x_j^k a_f^k, \dots, x_{M-1}^k a_f^k)^T \quad (4)$$

显然, 在这些系统中, 基于 CDMA 和基于 OFDMA 的多速率数据传输方案都可使用。然而, 上述信号的传输都要通过一组正交子载波, 一旦信道因为多径传输而出现频率选择性衰落时, 处于深衰落处的子载波将受到影响, 其携带的信息被破坏, 使系统总误码率升高。通常的解决方案 (如子载波选择技术, 减少扩频长度等) 难以实施或对多速率系统总的性能限制较大。因此, 本文通过将扩频以后的信号重新排列, 引入 DFT-SV-OFDM, 提升子载波的传输性能, 并针对子载波分组的多速率方案, 建立对应的多速率数据传输方案。

3 AMR-DFT-VMC-CDMA 多址接入技术

3.1 系统模型

为了便于描述该系统原理, 本文利用类似式(3)和式(4)的向量来描述信号发送的过程, 并采用最简单的子载波分组方案来实现多速率的传输。首先定义一个 N 维的逆傅里叶变换 (IDFT) 矩阵^[19], 令

$$f_n = \frac{1}{N} (W_N^{00}, W_N^{-1n}, W_N^{-2n}, \dots, W_N^{-(N-1)n}) \quad (5)$$

其中, $W_N^{ij} = e^{2\pi j \frac{ij}{N}}$ 。这样 IDFT 矩阵可以表示为

$$F_N^{-1} = (f_0, f_1, \dots, f_n, \dots, f_{N-1})^T \quad (6)$$

假设数据传输的基本速率为 R 。数据传输速率为 n 的用户的数据通过多路复用被分给 n 个不同的

基本速率为 R 的子信道，即 n 路子载波。同时，低数据传输率的用户将使用系统中剩余的子载波。如果扩频因子为 F ，子载波个数为 N ，每路子载波一次传输 M 个数据，则来自不同数据速率的所有子数据流形成 $N \times MF$ 码片数据块。

为方便讨论，假定第 k 个用户速率为 n 的业务数据使用 n 个载波，剩余业务使用 $N-n$ 个载波。则高速数据流的 n 个数据经扩频后，将和其他业务的 $N-n$ 个数据形成 N 个待发送的码片向量 $\mathbf{d}_0^k, \mathbf{d}_1^k, \dots, \mathbf{d}_{N-1}^k$ 。

$$\begin{cases} \mathbf{d}_0^k = (x_0^k a_0^k, x_0^k a_1^k, \dots, x_0^k a_{F-1}^k) \\ \mathbf{d}_1^k = (x_1^k a_0^k, x_1^k a_1^k, \dots, x_1^k a_{F-1}^k) \\ \vdots \\ \mathbf{d}_n^k = (x_n^k a_0^k, x_n^k a_1^k, \dots, x_n^k a_{F-1}^k) \\ \vdots \\ \mathbf{d}_{N-1}^k = (x_{N-1}^k a_0^k, x_{N-1}^k a_1^k, \dots, x_{N-1}^k a_{F-1}^k) \end{cases} \quad (7)$$

然后，来自所有用户的并行码片流被混合，即通过码分复用，形成总数为 K 个用户的扩频码片流。由于每路子载波一次传输 M 个数据，令 $\mathbf{d}_{n,m}^k$ 表示用户 k 发送的第 n 个子载波上的第 m 个码片向量，则 n 路子载波上 K 个用户一次传输的码片序列为

$$\mathbf{d}_n = \sum_{k=0}^{K-1} \sqrt{2E} (\mathbf{d}_{n,0}^k, \dots, \mathbf{d}_{n,M-1}^k) \quad (8)$$

为了抗子载波衰落，需要利用矩阵置换原理对发射信号进行重新排列。这里，利用 Kronecker 乘将码片流按 V-OFDM 的方式重新排列分配到 N 个正交载波构成的子信道中，但这种分配方案会改变信道矩阵，使均衡器复杂，因此，在进行矩阵置换前，对每路并行的码片流进行 MF 点的 FFT 变换，再乘上扰码 \mathbf{A}^{-1} ，则有

$$\hat{\mathbf{d}}_n = \mathbf{d}_n \mathbf{F}_{MF} \mathbf{A}^{-1} = (\hat{\mathbf{d}}_{n,0}, \hat{\mathbf{d}}_{n,1}, \dots, \hat{\mathbf{d}}_{n,MF-1}) \quad (9)$$

其中， $\mathbf{A} = \text{diag}[1, w^1, w^2, \dots, w^{M-1}]$ ，而 $w = W_N^{\frac{nM}{F}}$ 。此后，再进行 Kronecker 变换，则有

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_n &= \mathbf{f}_n \otimes \hat{\mathbf{d}}_n = \frac{1}{N} (\hat{\mathbf{d}}_{n,0} W_N^{00}, \hat{\mathbf{d}}_{n,1} W_N^{00}, \dots, \hat{\mathbf{d}}_{n,MF-1} W_N^{00}, \\ &\quad \hat{\mathbf{d}}_{n,0} W_N^{-1n}, \hat{\mathbf{d}}_{n,1} W_N^{-1n}, \dots, \hat{\mathbf{d}}_{n,MF-1} W_N^{-1n}, \\ &\quad \vdots \\ &\quad \hat{\mathbf{d}}_{n,0} W_N^{-(N-1)n}, \dots, \hat{\mathbf{d}}_{n,MF-1} W_N^{-(N-1)n}) \end{aligned} \quad (10)$$

很明显，通过矩阵置换形成的 \mathbf{X}_n 是一个长度为

NMF 的行向量，并且可以证明，任意 2 个向量之间是循环正交的。于是发射机可以插入一个长度大于信道多径延迟的循环前缀发射出去，且其发射信号如图 3 所示。

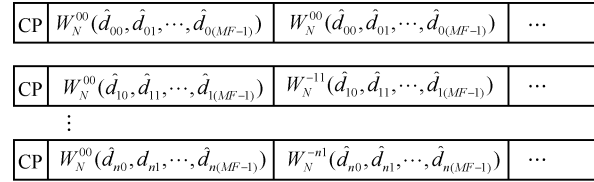


图 3 AMR-DFT-VMC-CDMA 系统发射信号结构

在接收端，对接收信号按理想间隔进行采样，然后去除循环前缀，送入匹配滤波器进行滤波，该滤波原理为

$$\mathbf{f}_n^{-1} \otimes \mathbf{I}_N = (W_N^{00}, 0, \dots, 0, W_N^{1n}, 0, \dots, 0, W_N^{(N-1)n}, 0, \dots, 0) \quad (11)$$

其中， $\mathbf{I}_N = \{N, 0, \dots, 0\}$ ，包含一个 N 和 $MF-1$ 个 0。由此，可以得到总系统结构如图 4 所示。

假设信道为多径衰落信道，信号既受加性噪声的影响，又受多径的影响。为方便讨论，令多径信道的最大径数 $\Gamma \leq MF$ ，每径信道信息参数为 h_i ，则经滤波之后，中间的 MF 个码片就是 $\hat{\mathbf{d}}_n$ 。此后，再乘以扰码 \mathbf{A} 以及进行 MF 点 IFFT 变换后，则接收到的信号可以写为

$$\mathbf{r}'_n = \mathbf{d}_n \bar{\mathbf{h}} + \hat{\sigma}_n \quad (12)$$

其中，

$$\bar{\mathbf{h}} = \text{diag} \left(\sum_{i=0}^{MF-1} w^i h_i W_{MF}^{00}, \sum_{i=0}^{MF-1} w^i h_i W_{MF}^{i \times 1}, \dots, \sum_{i=0}^{MF-1} w^i h_i W_{MF}^{i(MF-1)} \right) \quad (13)$$

而 $\hat{\sigma}_n = \sigma_n \mathbf{A} \mathbf{F}_{MF}^{-1}$ 是一个相互独立的高斯随机变量组成的向量，其均值为 0，方差为 $\frac{N_0}{2}$ 。

为了得到更好的通信效果，系统应使用 ZF 均衡器或 MMSE 均衡器。如果每个子载波信道上的信道衰落相同，且每个传输的码片都编码为 ± 1 ，则对于 ZF 均衡器，其权值为

$$\mathbf{w}_n^{\text{ZF}} = \frac{1}{|\bar{\mathbf{h}}|^2} \bar{\mathbf{h}}^T \quad (14)$$

MMSE 均衡器的权值为

$$\mathbf{w}_n^{\text{MMSE}} = \frac{\bar{\mathbf{h}}^T}{|\bar{\mathbf{h}}|^2 + \frac{F}{K} \left(\frac{E_s}{N_0} \right)^{-1}} \mathbf{I}_F \quad (15)$$

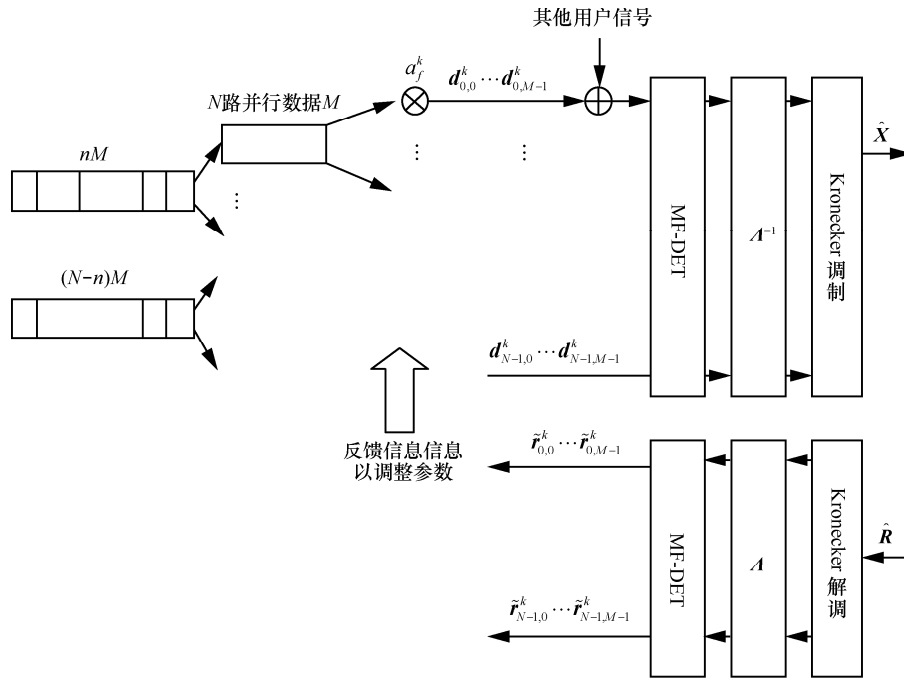


图 4 AMR-DFT-VMC-CDMA 系统模型

其中， $\frac{E_s}{N_0}$ 表示每数据码元接收到的平均信号功率与高斯白噪声功率谱密度的比值。均衡之后，来自于用户 k 的接收信号经过适当的解扩频后可以表示为

$$\tilde{x}_n^k = \frac{1}{F} \sum_{f=0}^{F-1} r_n' w_n a_f^k \quad (16)$$

其中， \tilde{x}_n^k 是接收信号的估计值。

3.2 信道利用率与帧长和误码率的关系

由上述的系统描述可知，由于利用了 Kronecker 乘积对信号进行重新排列，每 $N \times FM$ 个数据块需要一个保护间隔 N_{GI} 。假定无循环前缀时系统的带宽利用率为 β ，则实际利用率为

$$\beta' = NF \frac{M\beta}{NFM + N_{GI}} \quad (17)$$

对比 OFDM，每 N 个数据需要一个保护间隔，其实际利用率为 $\frac{N\beta}{N + N_{GI}}$ 。可见该矩阵置换方法也

提升了系统的频谱利用率，理论上，如果 FM 足够长，其频谱效率应该等效于 FBMC 系统。因此，对这类系统，一次发送的信号块越长越好。然而，无线通信的信道通常都处在不稳定的环境中，起伏噪声和突发噪声将引起数据帧的传输错误。在数据链路层，要达到不同的信道利用率，对传输的分组帧长有不同的限制。对传统的 CDMA、OFDM 系统或

FBMC 系统，该限制可以忽略不计，但对于以数据块形式进行信息传输的系统，则会影响到其所能得到的频谱效率，特别是采用了扩频，要求一次发送的数据块较长的 AMR-DFT-VMC-CDMA 系统。

根据信道利用率的定义^[20]，假设不考虑信道的传输时延、处理时延和协议开销，对于点对点数据链路层，信道利用率的近似式为

$$U = \frac{\alpha L_f}{H_f + L_f} (1 - P_b)^{H_f + L_f} (1 - P_b)^{H_f} \quad (18)$$

其中， H_f 为帧头长度， L_f 为帧长， P_b 为信道的误比特率， α 为信道特征不同时的补偿因子，为研究方便，令 $\alpha=1$ 。

由式(18)可知，在一定的 H_f 与 P_b 的条件下，可以得到一个合适的帧长，使信道利用率达到最大。然而，信道利用率与用户体验成反比，利用率越高，用户越容易觉得拥堵掉线，过低则会浪费信道资源。因此，假设信道利用率为 50%，则有

$$P_b \approx 1 - \left(\frac{H_f + L_f}{2L_f} \right)^{\frac{1}{2H_f + L_f}} \quad (19)$$

分别定义 H_f 与 L_f 的比例为 10% 或 20%，帧长与误码率的关系曲线如图 5 所示。

如图 5 所示，当信道利用率一定时，误码率受帧头影响较小，受帧长影响较大。此外，帧长越长，

要求的信道误码率越低；当误码率降低到某一个较低水平时，对帧长的影响处于平台区。所以，如果能将误码率控制在较低水平，例如图 5 中 10^{-4} 以下，则系统对帧长的长度不再有较强限制。因此，为了减少保护间隔，增加频谱利用率，可以通过抑制系统的误码率使数据块形成尽可能长的传输帧长。

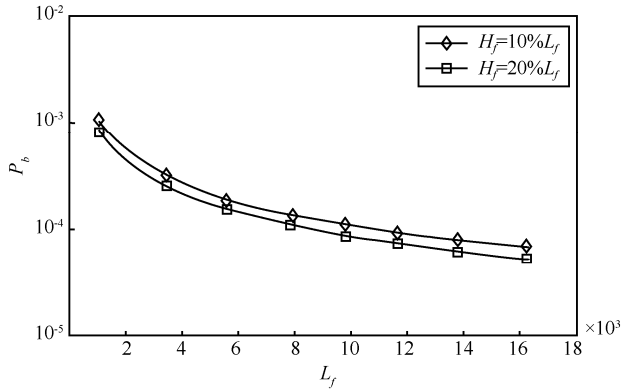


图 5 P_b 与 L_f 的关系

3.3 自适应调整算法

3.3.1 参数设置

根据上述 AMR-DFT-VMC-CDMA 系统的特点，通过性能分析，设置恰当参数，使系统在传输过程中保持一定的误码率，从而满足数据块传输长度的要求是本文自适应算法的基本思路。考虑选择子载波个数、扩频长度以及每个子载波上的向量长度作为调整的参数来适应信道传输条件，不失一般性，假设在一个无线多媒体通信系统里，数据帧被分为子数据块进行传输，每块包含 $N \times M$ 个码片，扩频长度为 F ，并由 N 个子载波传输，即每块共 NMF 个传输码片， N 、 M 和 F 调整的原则和效果讨论如下。

为了便于推导，假定系统采用 ZF 均衡，设输入信号为随机信号，则对于接收到的有用信号，经 ZF 均衡后，其方差可表示为

$$\mathbf{Z} = \text{Cov}(\mathbf{r}'_n, \mathbf{r}'_n) = \text{E}[\text{Cov}(\mathbf{d}_n, \mathbf{d}_n) + \bar{\mathbf{h}}^T \mathbf{F}_{MF} \mathbf{A}^T \frac{2N_0}{T_c} \mathbf{A} \mathbf{F}_{MF}^T \bar{\mathbf{h}}] \quad (20)$$

假设信道为 0 均值，独立同分布的高斯变量，其方差为 $\frac{1}{\Gamma}$ ，又构造一个由 $MN \times MN$ 的 FFT 矩阵 \mathbf{Q} 通过排列得到的偏微商矩阵 $\mathbf{Q}_n \in \mathbb{C}^{M \times \Gamma}$ 。其构造方法为以 N 为间隔，提取 $MN \times MN$ 的 FFT 矩阵 \mathbf{Q} 的前 Γ 列以及 M 个连续的行 $\{n, n+N, \dots, n+(M-1)N\}$ ，则

信道矩阵可以表示为

$$\bar{\mathbf{h}} = \text{diag}(\mathbf{Q}_n \mathbf{h}) \quad (21)$$

其中， $\mathbf{h}=[h_0, h_1, \dots, h_{\Gamma-1}, \dots]^T$ 是由 Γ 径的信道参数构成的长度为 MF 的向量。若 $\Gamma < MF$ ，则补 0。则

$$\mathbf{Z} \approx \text{Cov}(\mathbf{d}_n, \mathbf{d}_n) + \frac{2N_0}{T_c} \left(\sum_{\gamma=0}^{MF-1} |h_\gamma|^2 \right)^{-1} \mathbf{I} \quad (22)$$

假设用户数为 1，又令 μ_n^k 表示第 k 路数据上对 \mathbf{d}_n^k 的全部干扰，既包含噪声也包括多用户干扰，于是系统的条件下界 SINR 为

$$\begin{aligned} S_{\text{SINR}} &= \frac{\text{E}[|d_n^k|^2]}{\frac{1}{2} \text{E}[|\mu_n^k|^2]} \\ &\approx \frac{2E_s}{N_0} \left(\frac{F}{N} \right)^2 \sum_{\gamma=0}^{MF-1} |h_\gamma|^2 \end{aligned} \quad (23)$$

由式(23)可见，该系统传输误码率是 N 、 M 、 F 的函数，并且与 F 成正比，与 N 成反比，而 M 主要通过信道参数来影响性能，即 M 主要影响系统的多径分集增益。因此通过调整这些参数可以降低误码率。此外，由式(23)中信道部分可知，要充分获得多径的分集增益，需要 $MF \geq \Gamma$ 。但 MF 过大，反过来又会导致帧长过长，即应满足 $NMF \leq L_f$ ，此时误码率必须降低到平台区，使帧长的增加对系统没有多大影响。

3.3.2 算法描述

基于上述分析，在 AMR-DFT-VMC-CDMA 系统中，信号在多径瑞利衰落信道中传输时，在接收端，可以按信道误码率的情况，告知发射端调整 N 、 M 和 F 参数，在数据传输块长度和系统性能之间进行权衡，如图 6 所示。算法描述如下。

步骤 1 对于设定的信道利用率和帧长，计算所需的最大信道误码率，然后根据帧长和用户各自所需的传输速率，对子载波组进行分配。

步骤 2 在传输过程中，检测信道利用率与信道误码率，如果信道利用率下降并伴随着信道误码率的上升，则首先减少子载波个数。此时，由于子载波数减少会使用户所能分配的子信道数减少，为保证传输速率，应增加子信道块一次传输的符号数，即增大 M ，使用户传输速率不变。

步骤 3 若无法通过步骤 2 中减少子载波个数进行调整，则可采用正交可变扩频因子 (OVSE, orthogonal variable spreading factor) 进行扩频，并适当增加 F 。由于增加了扩频长度，此时，可容纳的用户个数增加，但帧长也变长，需重新计算所需

误码率，并检测该值，直到误码率低于所需值。而增加扩频长度后，会引起速率下降，应配合多码方案，增加用户所用扩频通道数，确保速率稳定。

步骤 4 当无法实施步骤 3 中增加扩频长度的方法时，可以选择增加 M 参数来进行调整。同样，由于 M 的增加会使帧长变长，此时，需重新计算所需误码率，并检测随 M 的增加所带来的误码率的下降，直到满足要求。此时，不需调整用户的数据传输速率。

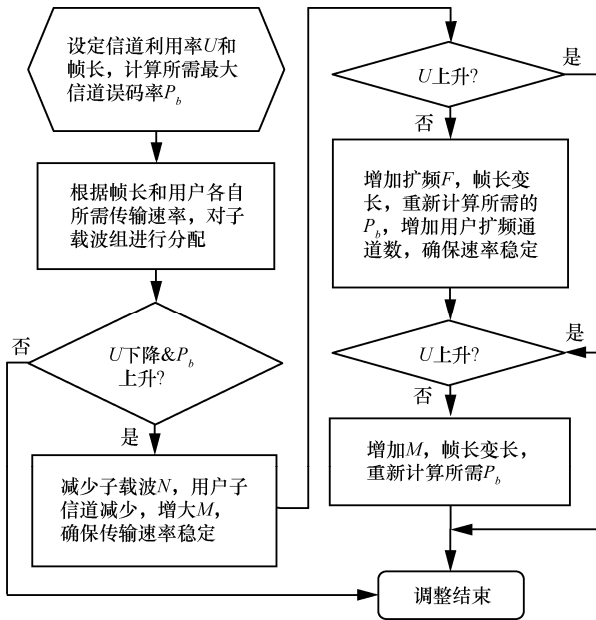


图 6 自适应参数调整流程

本文算法的基本前提是通过参数的调整可以将信道的误码率控制在一定的范围内。假如信道条件恶劣，无法达到理想的误码率，则可能导致算法失效，此时可以如 SCMA 系统，通过引入 Turbo 码等纠错编码方法，来确保信道利用率在规定的范围内。由于 SCMA 系统采用了层叠的非正交扩频码，若将本方案引入 SCMA，则在多速率传输中应去掉算法中的步骤 3，即应保持扩频码长度不变，以减少计算的复杂性。

综上，该算法利用传输信息的重新排列，同时利用反馈信息对数据块参数进行自适应调整，达到提升系统性能的效果，但也应注意控制数据块总长，使其满足数据链路层的帧长要求，以免增加时延，并降低在发射端和接收端引入的 MF 点傅里叶变换造成的系统复杂度增加。

4 仿真分析

假设每个用户传输的信息都是均匀分布的二

进制信号 ± 1 ，采用 QPSK 调制，且每个用户的信号都经一组独立的频率选择性瑞利多径信道传输。信道的多径功率延迟分布均匀，总的径数为 Γ ，并且第 γ 径信道的时间延迟假设为 $\tau_\gamma = \gamma T_c$ ， $\gamma = 0 \sim \Gamma - 1$ ，而系统信号间的保护间隔为 $T_{CP} = 12T_c$ 。此外，为便于评估实际系统中的性能，均使用了 ZF 均衡，且用于均衡的信道参数是理想估计，扩频码均采用 OVSF 码。

图 7~图 9 分析了 AMR-DFT-VMC-CDMA 系统各参数对其性能的影响。在图 7 中，令 $M=2, F=32$ 。如图 7 所示，随着子载波个数增加，系统性能降低。因此当信道条件不利时，可以降低子载波个数。在图 8 中，给出了不同的扩频因子 F 对系统性能的影响，此时子载波 $N=64, M$ 为 3，用户个数和其扩频长度相等。如图 8 可见，当固定 M 以后， F 更大，系统的性能更好，则系统在传输中可以获得更充分的扩频增益。图 9 中则固定多径数为 6，子载波数 $N=64$ ，扩频长度分别为 2 和 4。仿真结果显示，增大 M 可以提升系统的性能，特别是在高信噪比下。

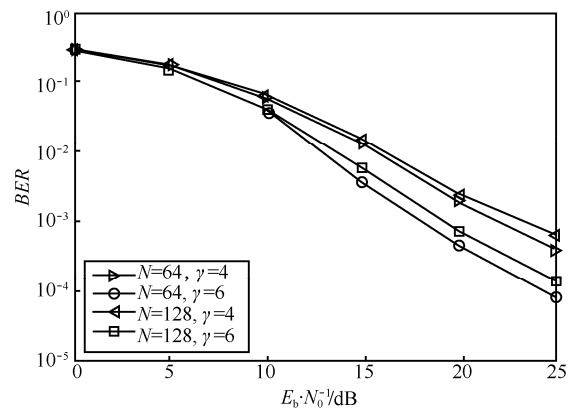


图 7 参数 N 对系统性能的影响

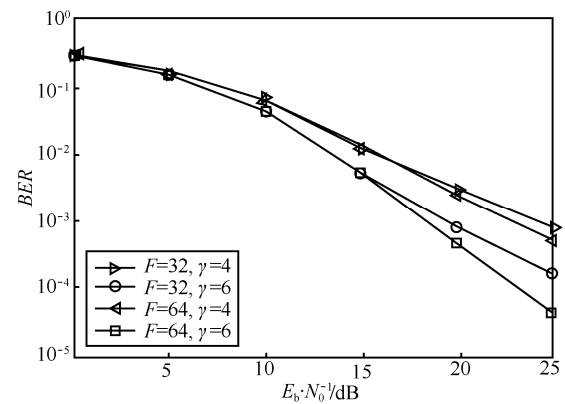


图 8 参数 F 对系统性能的影响

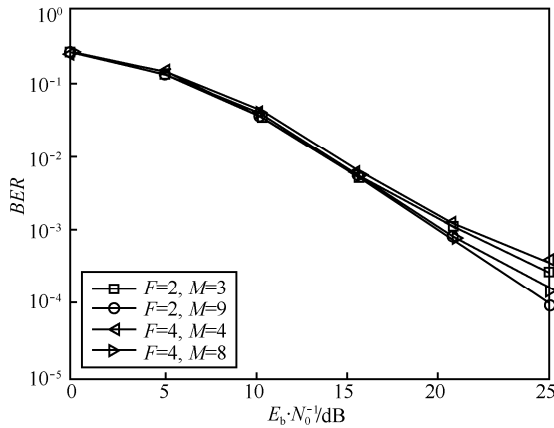


图9 参数 M 对系统性能的影响

设定系统信道利用率为 50%，信道多径为 6， $H_f=10\%L_f$ ，图 10 给出了图 7~图 9 中当信噪比为 25 dB 时，参数调整所对应的帧长变化（图 10 中取 $F=4$ ）。如图 10 可见，当 N 减小 5%， F 增大 1 倍或 M 增大 1 倍时，帧长有 1 倍以上的提升。其中，调整参数 F 对改善帧长效果最好，而调整 N 虽然效果最差，但 N 与帧长呈反比，对其调整有利于减少帧长。

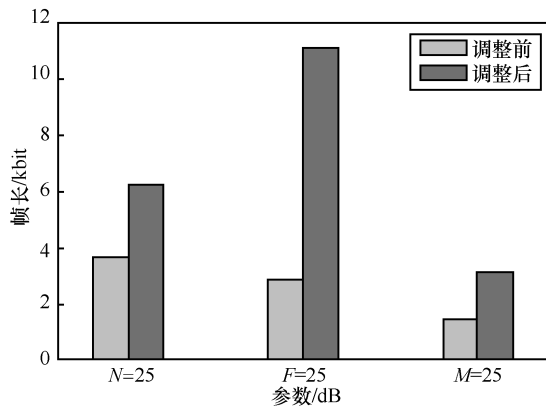


图 10 参数对帧长的影响

图 11 进一步对比了 3 种多速率系统的误码率仿真结果，分别是 MC-CDMA 系统、MC-DS-CDMA 系统和 AMR-DFT-VMC-CDMA 系统。扩频码为 64 bit OVSF 码，用户个数为 64。数据的传输使用了 2 种传输率。MC-DS-CDMA 系统和 AMR-DFT-VMC-CDMA 系统使用载波分组方式，高速率采用 4 路子载波。为便于仿真，设定 12 路高速数据流，16 路低速数据流，意味着一共有 64 路有效子信道，即 $N=64$ 。此外，为方便对比，令 $M=1$ ，则每个子载波码片长度为 64。在 MC-CDMA 中，由于扩频长度和子载波数一样，因此采用多码方案，分 2 种用户，即高速用户使用 4 个不同的扩频码，共 12 个高速用户，

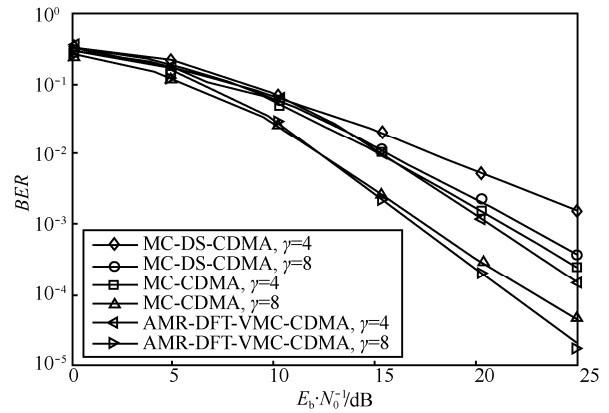


图 11 3 种系统性能对比

16 个低速用户，但都使用 64 路子信道。

如图 11 所示，AMR-DFT-VMC-CDMA 系统的误码率性能在同样的信道衰落条件下，远远优于 MC-DS-CDMA 系统，并和 MC-CDMA 系统性能大致相同，充分利用了多径分集增益，有效抑制了子载波深度衰落的影响。而对比频谱效率，此时，AMR-DFT-VMC-CDMA 的频谱效率为 0.99β ，而后 2 种系统为 0.84β 。可见，本文所提系统在频谱效率上远高于传统的多载波扩频系统。

5 结束语

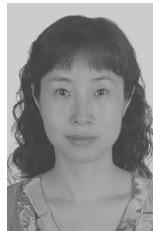
为了解决基于多载波码分多址的多速率系统在信道衰落条件下性能下降的问题，本文结合傅里叶扩展，前缀加扰以及信号重置，提出了 AMR-DFT-VMC-CDMA 系统，改善了传统多载波扩频系统在子载波深度衰落下的性能，并结合理论分析，研究了系统中子载波数、扩频长度和载波上单次传输数据个数对系统性能的影响，进一步解决了在一定信道利用率下，该系统的频谱效率与帧长之间的制约问题。仿真结果表明，该方案一方面提高了系统抗子载波深度衰落的能力，另一方面，通过对参数的调整，可进一步适应衰落信道条件下，系统传输帧长的限制，充分利用频谱效率。

参考文献：

- [1] KOZEK W, MOLISCH A F. Non-orthogonal pulse shapes for multi-carrier communication in doubly dispersive channels[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 1998, 16(8):1579-1589.
- [2] SIOHAN P, SICLET C, LACAILLE N. Analysis and design of OFDM/OQAM systems based on filterbank theory[J]. IEEE Trans on Signal Processing, 2002, 50(5):1170-1183.
- [3] NIKOPOUR H, BALIGH H. Sparse code multiple access[C]//2013 IEEE 24th International Symposium on Personal Indoor and Mobile

- Radio Communications (PIMRC). 2003:332-336.
- [4] LU L, CHEN Y, GUO W T, et al. Prototype for 5G new air interface technology SCMA and performance evaluation[J]. China Communications, 2015, 12(Supplement):38-48.
- [5] LIU T T, YANG C Y. Equivalent signal-alignment-based frequency-domain equalization for MC-CDMA two-way relay systems[J]. IEEE Transaction on Vehicular Technology, 2012, 61(1): 237-248.
- [6] DEVELI I, AKDAGLI A. Approximate expression of bit error rate in uplink MC-CDMA systems with equal gain combining[J]. Journal of Communications and Networks, 2013, 15(1):25-30.
- [7] AHMED J, HAMDI K A. Spectral efficiency of asynchronous MC-CDMA with frequency offset over correlated fading[J]. IEEE Transaction on Vehicular Technology, 2013, 62(7):3423-3429.
- [8] LIU Z L, GUAN Y L, UDAYA P. New complete complementary codes for peak-to-mean power control in multi-carrier CDMA[J]. IEEE Transaction on Communications, 2014, 62(3):1105-1113.
- [9] YEE N, LINNARTZ J P, FETTWEIS G. Multi-carrier CDMA in indoor wireless radio networks[C]//IEEE PIMRC'93. 1993: 109-103.
- [10] 谢俊松. 变长序列相关性与DS-SS性能分析[J]. 西南交通大学学报, 2003, 38: 223-226.
- XIE J S. Correlation of variable-length spreading sequences and its application in performance evaluation of DS-SS[J]. Journal of Southwest Jiaotong University, 2003, 38:223-226.
- [11] ZHU J K, ZHANG H B, GU Y C. Principle and performance of variable rate multi-code CDMA method[C]//1995 Fourth IEEE International Conference on Universal Personal Communications Record (ICUPC'95). 1995: 256-259.
- [12] IEEE Standards Association, IEEE Standard for Air Interface for Broadband Wireless Access Systems, IEEE Std 802.16-2012 (Revision of IEEE Std 802.16-2009)[S]. 1-2542, 2012.
- [13] IEEE Standards Association, IEEE Draft Standard for Air Interface for Broadband Wireless Access Systems Amendment: Enhancements to Support Machine-to-Machine Applications, IEEE P802.16p/D6[S]. 1-58, 2012.
- [14] XIA X G. Precoded and vector OFDM robust to channel spectral nulls and with reduced cyclic prefix length in single transmit antenna systems[J]. IEEE Transaction on Communications, 2001, 49:1363-1374.
- [15] HAN C G, HASHIMOTO T, SUEHIRO N. Constellation-rotated vector OFDM and its performance analysis over rayleigh fading channels[J]. IEEE Transaction on Wireless Communications, 2010, 58(3):828-838.
- [16] ZHOU G, FAN P Z, HAO L, SUEHIRO N. DFT scrambling vector OFDM and its performance analysis[C]//2011 Third International Conference on Communications and Mobile Computing (CMC). 2011: 381-384.
- [17] YEE N, LINNARTZ J P, FETTWEIS G. Multi-carrier CDMA in Indoor wireless radio networks[C]//IEEE PIMRC '93. 1993:109-103.
- [18] DASILVA V, SOUSA E S. Performance of orthogonal CDMA codes for quasi-synchronous communication systems[C]//IEEE International Conference on Universal Personal Communications (ICUPC'93). 1993: 995-999.
- [19] SUEHIRO N, JIN R Z. Performance of very efficient wireless frequency usage system using kronecker product with rows of DFT Matrix[C]//2006 IEEE Information Theory Workshop (ITW'06). 2006: 526-529.
- [20] STALLIONS W. Data & computer communication(5th edition)[M]. New York: Prentice Hall Inc, 2000.

作者简介:



周泉 (1973-), 女, 浙江定海人, 西南交通大学讲师, 主要研究方向为正交频分复用、多址接入、无线通信传输技术等。



范平志 (1955-), 男, 四川广汉人, 博士, 西南交通大学教授、博士生导师, 主要研究方向为编码理论、无线通信、高移动性通信技术等。



郝莉 (1971-), 女, 北京人, 博士, 西南交通大学教授、博士生导师, 主要研究方向为 MIMO 预编码与检测、协作通信、多址接入等。