

一种基于波形集设计的降低异步 DS-CDMA 系统多址干扰的新方法

郭黎利 李清伟* 董雪

(哈尔滨工程大学信息与通信工程学院 哈尔滨 150001)

摘 要: 已有研究指出, 在异步 DS-CDMA 系统中, 每个用户 chip 码元使用常规 7 种波形中的双波形(DW)可以有效地降低多址干扰。该文提出一种基于波形集(WS)设计降低多址干扰的新方法。对于任意多的用户, 均可以设计出由常规 7 种波形中 2 种或者 3 种波形构成的 WS。相对于 DW 方法, 每个用户只需要使用 WS 中的单一波形就可以进一步提升其输出端的信干噪比(SINR)和误码率(BER)性能。该文不仅给出了新方法中使用不同波形用户接收端的 SINR 计算公式, 同时给出了不同波形用户改进高斯近似 (IGA)下的 BER。理论推导和实验仿真证实了: IGA 与高斯近似 (GA)的 BER 相比, 具有与实际仿真曲线更好的重合度; 新方法 IGA 下 BER 推导的准确性; 基于 WS 的新方法相对于已有的 DW 方法可以进一步降低 MAI 以及提升多用户的 SINR 和 BER 性能。

关键词: 异步 DS-CDMA; 波形集; 信干噪比; 改进高斯近似; 误码率

中图分类号: TN914.53

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2017)07-1681-07

DOI: 10.11999/JEIT161055

A Novel Method to Reduce the Multi-address Interference for Asynchronous DS-CDMA System Based on Waveform-sets Designing

GUO Lili LI Qingwei DONG Xue

(Institute of Information and Communication Engineering, Harbin Engineering University, Harbin 150001, China)

Abstract: It is shown that the Multi-Address Interference (MAI) can be effectively reduced when Double Waveforms (DW) are used with chip code in the asynchronous DS-CDMA system. A novel method to reduce the MAI based on Waveform Sets (WS) is proposed. For any number of users, each user can choose single waveform from the WS that can be designed with only two or three kinds of seven conventional waveforms, and can obtain better Signal to Interference plus Noise Ratio (SINR) and Bit Error Rate (BER) performance than DW method. The analytical expression of SINR at the output of each correlation receiver for the proposed method is given. Besides, the BER by Improved Gaussian Approximation (IGA) over an additive white Gaussian noise channel is derived. Relative to the existing DW method, it is shown that the proposed method can further improve the SINR and BER performance through theoretical analysis and simulation results. The overlap between simulation curves and theoretical BER curves with IGA proves that the accuracy of BER with IGA outweighs BER with Gaussian approximation (GA).

Key words: Asynchronous DS-CDMA; Waveform Sets (WS); Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio (SINR); Improved Gaussian Approximation (IGA); Bit Error Rate (BER)

1 引言

CDMA 技术尽管已经被研究了很多年, 但是, CDMA 中的低截获率、多址特性、保密性好、抗多径能力强等特点, 在军用通信中仍扮演着重要的角色。另外, 随着通信的发展, 空间的电磁通信环境日益复杂, CDMA 凭借其多址和抗多径能力强等特

点, 通过和其它技术进行结合的方式, 从而获得新的性能, 进而应用于多种通信场合。例如, CDMA 跟 OFDM 结合起来的 OFDM-CDMA 技术^[1,2], CDMA 和 MIMO 结合起来 MIMO-CDMA 技术^[3,4], 多载波(MC)和 CDMA 结合起来的 MC-CDMA 技术^[5,6]。

在许多实际的 DS-CDMA 系统中, 一个重要的评价指标就是相关接收机输出端的信干噪比(SINR)^[7]。在二进制 DS-CDMA 系统中, 用户通过调制扩频信号来传输信息符号。每个用户的扩频信号是通过 chip 码元波形对扩频序列码元成型得到。文献[8,9]表明, 每个相干接收机输出端的 SINR 取

收稿日期: 2016-10-12; 改回日期: 2017-01-11; 网络出版: 2017-03-07

*通信作者: 李清伟 xinxishe@126.com

基金项目: 国家自然科学基金(61271263)

Foundation Item: The National Natural Science Foundation of China (61271263)

决于扩频序列和 chip 码元波形。近来, 在分析 DS-CDMA 系统时, 扩频序列采用了随机序列^[10,11]。当采用随机序列时, 平均 SINR 仅仅依赖于 chip 码元波形。文献[12]指出, 在通信最常用的 7 种波形中, 相对于 chip 码元采用其中的单一波形的办法, chip 码元采用两种波形(DW)时, 能够有效地降低异步 DS-CDMA 系统的多址干扰(MAI), 并且通过仿真给出了使得相干接收机输出端的 SINR 和系统 BER 性能达到最佳的波形组合, $g_4(t)$ 和 $g_7(t)$ 。相对于用户采用 DW 降低多址干扰的办法, 本文给出了一种基于波形集(WS)的设计来降低多址干扰的新方法。相对于 DW 方法来说, 本文方法中的每个用户只需要采用设计的 WS 中的单一波形即可进一步有效地提升 SINR 和 BER 性能。在把新方法 with 现有 DW 方法比较时, 都是以 DW 方法中效果最佳的 $g_4(t)$ 和 $g_7(t)$ 组合的 SINR 和 BER 性能为比较标准。本文首先给出了不同用户使用不同单一波形时系统的多址干扰分析模型, 然后推导出当前模型下不同波形用户的 SINR 计算公式, 并进一步设计出优于 DW 方法性能的 WS。最后推导出改进高斯近似(IGA)下新方法使用设计出的 WS 时不同波形用户的 BER 计算公式。

2 系统模型

本节给出异步 DS-CDMA 系统中不同用户 chip 码元采用单一不同波形时多址干扰的模型。假定一个异步 DS-CDMA 系统, 共 K 个用户, 共使用了 K 种波形, 分别为 $g_1(t), g_2(t), \dots, g_K(t)$, 但是存在 $g_k(t) = g_i(t)$, 即存在不同的用户使用同一波形。chip 码元波形的时域长度为 T_c 。为了保证性能的统一比较, 要求能量归一化, 即对用户使用的任意第 k 个波形 $g_k(t)$ 有 $\int_{-\infty}^{\infty} g_k^2(t) dt = T_c$ 。

每个用户发射功率为 P , 每个用户信源周期为 T , 采用的随机扩频序列长度为 N , 每个信源采用一个扩频序列周期, 则 $T = NT_c$ 。第 k 个用户延迟 $\tau_k \sim U[0, T]$, 载波频率为 f_c , 载频相位偏移 $\varphi_k \sim U[0, 2\pi]$ 。则发射信号表示为

$$y(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{d=-\infty}^{\infty} \sqrt{2P} b_k(d) s_k(t - iT - \tau_k) \cdot \cos(2\pi f_c t + \varphi_k) + n(t) \quad (1)$$

其中, $b_k(d)$ 表示第 k 个用户的第 d 个随机信源, $n(t)$ 为均值为 0 方差为 $n_0/2$ 的加性信道高斯白噪声, $s_k(t)$ 表示第 k 个用户采用的扩频信号, 假定第 k 个用户 chip 码元采用的波形为 $g_k(t)$, 则

$$s_k(t) = \sum_{\lambda=0}^{N-1} s_k(\lambda) g_k(t - \lambda T_c) \quad (2)$$

其中, $s_k(\lambda)$ 表示第 k 个用户所采用的扩频序列中第 λ 个序列值, 且 $s_k(\lambda)$ 在 $\{-1, 1\}$ 中随机分布。

对于系统接收端来看, 由于信源的随机性, 研究第 k 个用户接收的第 0 个信源 $b_k(0)$ 时的误码率情况即可。为了便于推导且不失一般性, 假定第 k 个用户 $\tau_k = 0$, $\varphi_k = 0$ 。

解调第 k 个用户第 0 个信源时, 接收机判决之前得到的积分随机量为

$$\begin{aligned} Z_k &= \int_0^T y(t) s_k(t) \cos(2\pi f_c t) dt \\ &= \sqrt{\frac{P}{2}} b_k(0) T + \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{i=1, i \neq k}^K I_{k,i} + N_t \end{aligned} \quad (3)$$

其中, $I_{k,i} = [b_i(-1) R_{k,i}(\tau_i) + b_i(0) \bar{R}_{k,i}(\tau_i)] \cos \varphi_i$ 表示第 k 个用户与第 i 个用户形成的多址干扰; $R_{k,i}(\tau) = \int_0^{\tau} s_k(t) s_i(t + T - \tau) dt$, $\bar{R}_{k,i}(\tau) = \int_{\tau}^T s_k(t) s_i(t - \tau) dt$ 。为了简化表达, 令 $\bar{R}_k(\tau) = \bar{R}_{k,k}(\tau)$, $R_k(\tau) = R_{k,k}(\tau)$ 。 $N_t = \int_0^T n(t) s_k(t) \cos(2\pi f_c t) dt$, 且 $N_t \sim N\left(0, \frac{n_0 T}{4}\right)$ 。

在假定信源和扩频序列随机的情况下, 多址干扰值只与用户使用的波形有关。为了便于讨论分析, 按照使用的波形种类来讨论用户的 SINR 和 BER 性能即可。

3 异步 DS-CDMA 系统下采用不同波形用户输出端的 SINR 性能与 WS 的设计

3.1 采用不同波形用户输出端的 SINR 计算公式

从式(3)可以得到采用第 k 个波形 $g_k(t)$ 用户输出端的信干噪比计算为 $\text{SINR}_k = [E(Z_k)]^2 / \text{var}(Z_k)$, $\text{var}(\cdot)$ 表示取变量的方差。

$$E(Z_k) = \sqrt{P/2} b_k(0) T \quad (4)$$

由文献[11]可得到

$$\text{var}(I_{k,i}) = \frac{1}{T} \int_0^T E_{s_k} [\bar{R}_k(\tau)] E_{s_i} [\bar{R}_i(\tau)] d\tau \quad (5)$$

令 $l = \lfloor \tau / T_c \rfloor$ 表示下取整, $r = \tau - lT_c$, 则

$$\begin{aligned} \bar{R}_k(\tau) &= \int_{\tau}^T s_k(t) s_k(t - \tau) dt \\ &= \bar{h}_k(r) \sum_{j=0}^{N-l-1} s_k(j) s_k(j+l) \\ &\quad + h_k(r) \sum_{j=0}^{N-l-2} s_k(j) s_k(j+l+1) \end{aligned} \quad (6)$$

其中, $h_{k,i}(r) = \int_0^T g_k(t) g_i(t + T_c - r) dt$, $\bar{h}_{k,i}(r) = \int_{\tau}^T g_k(t) g_i(t - r) dt$ 。且 $h_k(r) = h_{k,k}(r)$, $\bar{h}_k(r) = \bar{h}_{k,k}(r)$ 表示简化。则由式(6)进行化简可得

$$E_{s_k} [\bar{R}_k(\tau)] = \begin{cases} N \bar{h}_k(r), & l = 0 \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (7)$$

同理可以得到

$$E_{s_i} [\bar{R}_i(\tau)] = \begin{cases} N\bar{h}_i(r), & l = 0 \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (8)$$

将式(7)、式(8)代入式(5)可得

$$\begin{aligned} \text{var}(I_{k,i}) &= \frac{1}{T} \int_0^{T_c} N^2 \bar{h}_k(r) \bar{h}_i(r) dr \\ &= \frac{N}{T_c} \int_0^{T_c} \bar{h}_k(r) \bar{h}_i(r) dr \end{aligned} \quad (9)$$

令 $\Gamma_{k,i} = \frac{1}{T_c^3} \int_0^{T_c} \bar{h}_k(r) \bar{h}_i(r) dr$ ，结合式(9)和式(3)

则有

$$\begin{aligned} \text{var}(Z_k) &= \frac{P}{2} NT_c^2 \sum_{i=1, i \neq k}^K \Gamma_{k,i} + \frac{n_0 T}{4} \\ &= (K-1) \frac{P}{2} NT_c^2 \Gamma^k + \frac{n_0 T}{4} \end{aligned} \quad (10)$$

其中， $\Gamma^k = \frac{1}{K-1} \sum_{i=1, i \neq k}^K \Gamma_{k,i}$ 。则第 k 个用户的输出端的 SINR 表述为

$$\text{SINR}_k = \frac{[E(Z_k)]^2}{\text{var}(Z_k)} = \left[\left(\frac{2E_b}{n_0} \right)^{-1} + \frac{K-1}{N} \Gamma^k \right]^{-1} \quad (11)$$

从式(11)可以看出，当用户数 K 和扩频增益 N 一定时，第 k 个用户的 SINR_k 反比于 Γ^k 。对于影响 SINR_k 的重要参数 Γ^k ，可以进一步的推导和分析，可得

$$\begin{aligned} \Gamma^k &= \frac{1}{K-1} \sum_{i=1, i \neq k}^K \Gamma_{k,i} \\ &= \frac{1}{2T_c^3} \int_{-\infty}^{\infty} R_k(jf) \left(\frac{1}{K-1} \sum_{i=1, i \neq k}^K R_i(jf) \right) df \end{aligned} \quad (12)$$

其中，对任波形 $g_v(t)$ ， $G_v(jf) = \text{fft}\{g_v(t)\}$ ， $R_v(jf) = |G_v(jf)|^2$ 表示波形 $g_v(t)$ 的能量谱。从式(12)可以看出， Γ^k 表示的是第 k 用户与其余的 $K-1$ 个用户形成的多址干扰。可以把这 $K-1$ 个干扰用户采用的多个波形的干扰效果等效为一个采用 $g(t)$ 的波形，并且有

$$R(jf) = \frac{1}{K-1} \sum_{i=1, i \neq k}^K R_i(jf) \quad (13)$$

式(13)说明，等效 $g(t)$ 的能量谱是 $K-1$ 个波形能量谱的平均。

3.2 WS 降低 MAI 的可行性分析

若多用户采用单一波形 $g(t)$ ，则每个用户的 Γ 值表示为 $\Gamma = \frac{1}{2T_c^3} \int_{-\infty}^{\infty} |G(f)|^4 df$ 。采用 DW 时，每个用户的 Γ 值表示为 $\Gamma = \frac{1}{2T_c^3} \int_{-\infty}^{\infty} \left(|G_1(f)|^2 + |G_2(f)|^2 \right) / 2 df$ 。不论用户采用单波形还是 DW，

Γ 值表示的是波形能量谱的自相关值。而当采用 WS 时，采用波形 $g_k(t)$ 用户的 Γ 值可表述为

$$\Gamma^k = \frac{1}{2T_c^3} \int_{-\infty}^{\infty} |G_k(jf)|^2 \left(\frac{1}{K-1} \sum_{i=1, i \neq k}^K |G_i(jf)|^2 \right) df \quad (14)$$

令 $|G(f)|^2 = \frac{1}{K-1} \sum_{i=1, i \neq k}^K |G_i(jf)|^2$ 表示波形 $g(t)$ 的能量谱，则相对于波形 $g_k(t)$ 的其余 $K-1$ 个干扰用户可等效为采用了波形 $g(t)$ 的单一多址用户。且 Γ^k 值表示 $g_k(t)$ 与 $g(t)$ 能量谱的互相关值。在波形能量一定时，相对于表示波形能量谱自相关的 Γ 值来说，式(14)中表示能量谱互相关的 Γ 值必定有所减小，这是由于自身和自身的自相关值可以最大化。而且，式(14)中 $g_k(t)$ 与 $g(t)$ 能量谱重叠尽可能少，就能使得互相关值尽可能小。

图 1 表示的是 7 种波形的能量谱。可以看出， $g_6(t)$ 和 $g_7(t)$ 与其余 5 个波形的能量谱存在交叉，因此，优化的波形集设计应该是 $g_6(t)$ 或 $g_7(t)$ 和其余 5 种波形的结合。文献[12]的表 3 的证实了这一结论，文献[12]中的表 3 显示，由 $g_6(t)$ 或 $g_7(t)$ 和其余 5 种波形的组合其 Γ 值明显减小。

3.3 WS 的设计准则

为了便于比较，选用参照文献[12]中的 7 种波形，并且 7 种波形在本文依次用 $g_1(t) \sim g_7(t)$ 表示。需要说明的是，由于采用随机序列的异步 DS-CDMA 用户，其 SINR 和 BER 性能只取决于波形，并考虑到存在不同用户使用同一波形的情况，因此在实验仿真部分，以使用的波形为划分标准，只需要比较使用不同波形用户之间的 SINR 和 BER 性能即可。对于 7 种常规使用的波形，文献[12]给出的 DW 方法下，使用 $g_4(t)$ 和 $g_7(t)$ 的波形组合能让异步 DS-CDMA 系统每个用户接收端的 SINR 和 BER 性能达到最佳。在这里，给出 WS 的设计原理，使得任意 $K (K \geq 2)$ 个用户，每个用户使用 WS 中的波形，可以进一步降低多址干扰和提升 SINR 和 BER 性能。由于 SINR_k 反比于式(11)参数 Γ^k ，因此，选定 Γ^k 作为衡量 SINR 指标的重要参数。对于

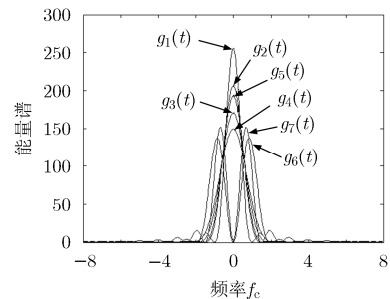


图 1 7 种信号的能量谱

双波形最佳组合 $g_4(t)$ 和 $g_7(t)$ 时, 各个用户的 Γ 的值均为 0.1705。因此, 对于设计出来的 WS, 要求使用 WS 的任意第 v 个波形用户的 Γ 值 $\Gamma^v < 0.1705$ 。

对于任意两波形 $g_m(t)$ 和 $g_n(t)$, 令 $\Gamma(g_m(t), g_n(t)) = \frac{1}{2T_c^3} \int_{-\infty}^{\infty} R_m(jf) R_n(jf) df$ 表示不同波形能量谱的互相关值, 则

$$\Gamma^k = \frac{1}{K-1} \left[\sum_{v=1, v \neq k}^q a_v \Gamma \langle g_k(t), g_v(t) \rangle + (a_k - 1) \Gamma \langle g_k(t), g_k(t) \rangle \right] \quad (15)$$

其中, a_v 表示使用波形 $g_v(t)$ 的用户个数, q 是表示使用的波形种类数, 且 $q \leq K$ 。通过式(15)可以看出, 若要使得任意第 k 个用户的 $\Gamma^k < 0.1705$, 必定构造的波形集中存在两波形 $g_k(t)$ 和 $g_v(t)$ 使得 $\Gamma \langle g_m(t), g_n(t) \rangle < 0.1705$ 。参考文献[12]中的表 3 显示, 比 $\Gamma \langle g_4(t), g_7(t) \rangle = 0.1705$ 值小的波形组合均是由 $g_6(t)$ 或 $g_7(t)$ 和其余 5 种波形的组合。

(1)包含 $g_7(t)$ 的二波形 WS 设计: 对于任意 K 个用户, 采用的波形集为 $g_v(t)$ 和 $g_7(t)$ 。假设 K 个用户中采用 $g_7(t)$ 的用户个数为 a_7 , 则采用 $g_v(t)$ 的用户个数为 $K - a_7$, 采用波形 $g_7(t)$ 的用户的 Γ^7 和采用 $g_v(t)$ 用户的 Γ^v 应满足

$$\left. \begin{aligned} \Gamma^7 &= \frac{1}{K-1} [(a_7 - 1) \Gamma \langle g_7(t), g_7(t) \rangle + (K - a_7) \Gamma \langle g_7(t), g_v(t) \rangle] < 0.1705 \\ \Gamma^v &= \frac{1}{K-1} [(K - a_7 - 1) \Gamma \langle g_v(t), g_v(t) \rangle + a_7 \Gamma \langle g_7(t), g_v(t) \rangle] < 0.1705 \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

几何图形法解方程可得

$$\left(\Gamma \langle g_7(t), g_v(t) \rangle - 0.1705 \right)^2 > 0.0278 \left(\Gamma \langle g_v(t), g_v(t) \rangle - 0.1705 \right) \quad (17)$$

经过推算验证, 只有 $g_1(t)$ 和 $g_4(t)$ 满足要求, 即设计出的 WS 共两种, 分别是 $\{g_1(t), g_7(t)\}$ 和 $\{g_4(t), g_7(t)\}$ 。

(2)包含 $g_6(t)$ 的二波形 WS 设计: 于任意 K 个用户, 采用的波形集为 $g_v(t)$ 和 $g_6(t)$ 。假设 K 个用户中采用 $g_6(t)$ 的用户个数为 a_6 , 则采用 $g_v(t)$ 的用户个数为 $K - a_6$, 则采用波形 $g_6(t)$ 用户的 Γ^6 和采用 $g_v(t)$ 用户的 Γ^v 值应满足

$$\left. \begin{aligned} \Gamma^6 &= \frac{1}{K-1} [(a_6 - 1) \Gamma \langle g_6(t), g_6(t) \rangle + (K - a_6) \Gamma \langle g_6(t), g_v(t) \rangle] < 0.1705 \\ \Gamma^v &= \frac{1}{K-1} [(K - a_6 - 1) \Gamma \langle g_v(t), g_v(t) \rangle + a_6 \Gamma \langle g_6(t), g_v(t) \rangle] < 0.1705 \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

经过推算验证, 可得只有 $g_1(t)$ 满足要求, 即对于包含 $g_6(t)$ 的二重 WS 仅一种, 即 $\{g_1(t), g_6(t)\}$ 。

(3)包含 $g_6(t)$ 和 $g_7(t)$ 的三波形 WS 设计: 假设 K 个用户, 采用 $g_v(t)$ 的用户个数为 a_v , 采用 $g_6(t)$ 的用户个数为 a_6 , 则采用 $g_7(t)$ 的用户个数为 $K - a_1 - a_6$, 则 Γ^v , Γ^6 和 Γ^7 应满足不等式组

$$\left. \begin{aligned} \Gamma^v &= \frac{1}{K-1} [(a_v - 1) \Gamma \langle g_v(t), g_v(t) \rangle + a_6 \Gamma \langle g_6(t), g_v(t) \rangle + (K - a_v - a_6) \cdot \Gamma \langle g_7(t), g_v(t) \rangle] < 0.1705 \\ \Gamma^6 &= \frac{1}{K-1} [(a_6 - 1) \Gamma \langle g_6(t), g_6(t) \rangle + a_v \Gamma \langle g_6(t), g_v(t) \rangle + (K - a_v - a_6) \cdot \Gamma \langle g_6(t), g_7(t) \rangle] < 0.1705 \\ \Gamma^7 &= \frac{1}{K-1} [a_v \Gamma \langle g_7(t), g_v(t) \rangle + a_6 \Gamma \langle g_6(t), g_7(t) \rangle + (K - a_v - a_6 - 1) \cdot \Gamma \langle g_7(t), g_7(t) \rangle] < 0.1705 \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

可以用结合图形法证明出, 对于任意 $K \geq 3$ 时, 使用 $g_1(t) \sim g_5(t)$ 5 种波形的任意一波形 $g_v(t)$, 均可以设计出波形种类 $g_v(t)$, $g_6(t)$ 和 $g_7(t)$ 3 种波形构成的 WS, 并且 K 值越大, 设计出来满足要求的 WS 数量越多。对于每种 WS 设计, 只需要根据不等式组求解出相应的整数解即可。

4 异步 DS-CDMA 系统中改进高斯方法下新方法的 BER

通过式(11)得到使用波形异步 DS-CDMA 系统高斯近似下则第 k 个用户的误码率计算为

$$P_e^G = Q(\sqrt{\text{SINR}_k}) \quad (20)$$

高斯近似(GA)方法在低信噪比下可以较为准确地描述异步 DS-CDMA 系统的误码率公式, 但是随着信噪比的增加, 高斯近似方法得到的误码率公式就变得不准确。因此, 本文给出改进高斯近似(IGA)下该系统采用新方法的误码率公式。令 $W_i = b_k(-1) \cdot R_{k,i}(\tau_i) + b_i(0) \bar{R}_{k,i}(\tau_i)$, 则

$$Z_k = \sqrt{\frac{P}{2}} b_k(0) T + \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{i=1, i \neq k}^K W_i \cos \varphi_i + N_t \quad (21)$$

其中, 的 $\sqrt{P/2} \sum_{i=1, i \neq k}^K W_i \cos \varphi_i$ 表示多址干扰 MAI。

$$\begin{aligned} \psi &\equiv \text{var}(\text{MAI} | r_i, \varphi_i, |B|) \\ &= \frac{P}{4} \sum_{i=1, i \neq k}^K (1 + \cos 2\varphi_i) \text{var}(W_i | r_i, \varphi_i, |B|) \\ &= \sum_{i=1, i \neq k}^K L_i \end{aligned} \quad (22)$$

其中, r_i 表示第 i 个用户的随机延迟, φ_i 为相应的随机相移, $|B|$ 为文献[12]给出的集合的势。

$$L_i = \frac{P}{4}(1 + \cos 2\varphi_i) \text{var}(W_i | r, \phi, |B|, |D|) \quad (23)$$

IGA 下的 BER 表述为

$$P_e^H = \frac{2}{3}Q\left([\gamma^{-1} + 2\mu/(PT^2)]^{-1/2}\right) + \frac{1}{6}Q\left([\gamma^{-1} + 2(\mu + \sqrt{3}\sigma)/(PT^2)]^{-1/2}\right) + \frac{1}{6}Q\left([\gamma^{-1} + 2(\mu - \sqrt{3}\sigma)/(PT^2)]^{-1/2}\right) \quad (24)$$

其中, $E_b = PT$, 且 $\gamma = 2E_b/n_0$, μ 和 σ 是 ψ 均值和标准差且 $\mu = E(\psi) = \sum_{i=1, i \neq k}^K E(L_i)$, $E(\psi^2) = \sum_{i=1, i \neq k}^K \sum_{j=1, j \neq k}^K E(L_i)E(L_j)$, $\sigma = \sqrt{E(\psi^2) - \mu^2}$ 。因此, 以下的推导重点是简化 W_i , 进而求出 μ 和 σ 。令 $l_i = \lfloor \tau_i/T_c \rfloor$ 表示下取整, $r_i = \tau_i - l_i T_c$, 为简化, 令 $l = l_i$, $r = r_i$ 。则

$$\hat{R}_{k,i}(\tau) = \sum_{j=l}^{N-2} s_i(j-l) [s_k(j) \hat{h}_{k,i}(r) + s_k(j+1) h_{k,i}(r)] + s_i(N-l-1) s_k(N-1) \hat{h}_{k,i}(r) \quad (25)$$

$$R_{k,i}(\tau) = s_i(N-l-1) s_k(0) h_{k,i}(r) + \sum_{j=0}^{l-1} s_i(j+N-l) [s_k(j) \hat{h}_{k,i}(r) + s_k(j+1) h_{k,i}(r)] \quad (26)$$

令

$$F_j = \begin{cases} b_i(-1) s_i(j+N-l) s_k(j), & j = 0, 1, \dots, l-1 \\ b_i(0) s_i(j-l) s_k(j), & j = l, l+1, \dots, N-1, \\ b_i(-1) s_i(N-l-1) s_k(0), & j = N \end{cases}$$

则

$$W_i = F_{N-1} \hat{h}_{k,i}(r) + F_N h_{k,i}(r) + \sum_{j=0}^{N-2} F_j [\hat{h}_{k,i}(r) + s_k(j) s_k(j+1) h_{k,i}(r)] \quad (27)$$

令 $j \in A$ 使得 $0 \leq j \leq N-1$ 中 $s_k(j) s_k(j+1) = 1$, $j \in B$ 使得 $0 \leq j \leq N-1$ 中 $s_k(j) s_k(j+1) = -1$ 。 $P = F_{N-1}$, $Q = F_N$ 。则

$$W_i = \sum_{j \in A} F_j [\hat{h}_{k,i}(r) + h_{k,i}(r)] + \sum_{j \in B} F_j [\hat{h}_{k,i}(r) - h_{k,i}(r)] + F_{N-1} \hat{h}_{k,i}(r) + F_N h_{k,i}(r) \quad (28)$$

令 $X = \sum_{j \in A} F_j$, $Y = \sum_{j \in B} F_j$, $P = F_{q,N/q-1}$, $Q = F_{q,N/q}$, 则 $E(|B|) = (N-1)/2$, $E(|B|^2) = [N(N-1)]/4$ 。进而可求得

$$W_i = X [\hat{h}_{k,i}(r) + h_{k,i}(r)] + Y [\hat{h}_{k,i}(r) - h_{k,i}(r)] + P \hat{h}_{k,i}(r) + Q h_{k,i}(r) \quad (29)$$

又 $E(X) = E(Y) = E(P) = E(Q) = 0$, $E(X^2) = |A| = N - |B| - 1$, $E(Y^2) = |B|$, $E(|B|) = (N-1)/2$, $E(|B|^2) = [N(N-1)]/4$, $E(P^2) = E(Q^2) = 1$ 。令 $\alpha_i = \text{var}(W_i | |B|, r_i)$, 则

$$\alpha_i = N [\hat{h}_{k,i}^2(r) + h_{k,i}^2(r)] + 2(N-1-2|B|) \hat{h}_{k,i}(r) h_{k,i}(r) \quad (30)$$

$$E(L_i) = \frac{NP}{4} \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} [\hat{h}_{k,i}^2(r) + h_{k,i}^2(r)] dr = \frac{PT^2}{4N} \frac{1}{T_c^3} \int_0^{T_c} [\hat{h}_{k,i}^2(r) + h_{k,i}^2(r)] dr \quad (31)$$

$$\mu = \sum_{i=1, i \neq k}^K E(L_i) = (K-1) \frac{PT^2}{2N} I \quad (32)$$

其中, $I = \frac{1}{T_c^3} \int_0^{T_c} \left\{ \frac{1}{K-1} \sum_{i=1, i \neq k}^K \frac{\hat{h}_{k,i}^2(r) + h_{k,i}^2(r)}{2} \right\} dr$ 。

$$\sigma^2 = \frac{(PT^2)^2}{32N^2} \left[3 \sum_{i=1, i \neq k}^K w_N^i + 2 \sum_{i=1, i \neq k}^K \sum_{j=1, j \neq k, j \neq i}^K \hat{w}_N^{i,j} - 8(K-1)^2 I^2 \right] \quad (33)$$

其中,

$$w_N^i = \frac{1}{T_c^5} \int_0^{T_c} \left\{ [\hat{h}_{k,i}^2(r) + h_{k,i}^2(r)]^2 + \frac{4(N-1)}{N^2} \hat{h}_{k,i}^2(r) h_{k,i}^2(r) \right\} dr$$

$$\hat{w}_N^{i,j} = \frac{1}{T_c^6} \left\{ \int_0^{T_c} [\hat{h}_{k,i}^2(r) + h_{k,i}^2(r)] dr \cdot \int_0^{T_c} [\hat{h}_{k,j}^2(r) + h_{k,j}^2(r)] dr + \frac{4(N-1)}{N^2} \int_0^{T_c} \hat{h}_{k,i}(r) h_{k,i}(r) dr \cdot \int_0^{T_c} \hat{h}_{k,j}(r) h_{k,j}(r) dr \right\}$$

5 实验仿真

试验仿真部分选取具有一般性的波形 $g_1(t)$ 与 $g_6(t)$ 或 $g_7(t)$ 组合构造 WS 即可, 这里不再进行仿真验证。

5.1 基于 WS 的新方法与 DW 方法的 SINR 性能比较

表 1 给出了不同 K 值下设计的满足要求的不同 WS 以及相应的 Γ 值, 其中 WS 下的序号代表的是波形的序号。表 1 的仿真结果可以看出, 相对于 DW

最佳组合 $g_4(t)$ 和 $g_7(t)$ 来说, 采用设计出来的 3 种波形集, 均可以使得每个用户的 Γ 值都小于 DW 最佳组合 $g_4(t)$ 和 $g_7(t)$ 时的 0.1705, 即表明在异步 DS-CDMA 系统中, 本论文提出的基于设计的 WS 的方法, 可以进一步降低 MAI, 进而提高每个用户的 SINR。

5.2 基于 WS 的异步 DS-CDMA 系统 IGA 和 GA 方法的 BER 与实际仿真曲线拟合度的比较

图 2(a), 图 2(b) 的两幅图给出了不同 WS 时理论 BER 和实际 BER 的曲线。理论 BER 给出了 IGA 和 GA 下两种 BER 曲线, 分别记为 P_e^H 和 P_e^G 。通过对比 P_e^H , P_e^G 和实际 BER 的拟合度, 来证实论文

表1 不同 K 值下设计的不同 WS 以及相应的 Γ 值

用户数 K 值	WS	Γ^1	Γ^6	Γ^7
3	(1,6,6)	0.1013	0.1466	
	(1,7,7)	0.0760		0.1372
	(1,6,7)	0.0887	0.1407	0.1281
5	(1,1,6,6,6)	0.1593	0.1466	
	(1,1,7,7,7)	0.1403		0.1372
	(1,6,6,6,7)	0.0950	0.1664	0.1541
6	(1,1,6,6,6,6)	0.1477	0.1557	
	(1,1,7,7,7,7)	0.1275		0.1494
	(1,6,7,7,7,7)	0.0811	0.1644	0.1702

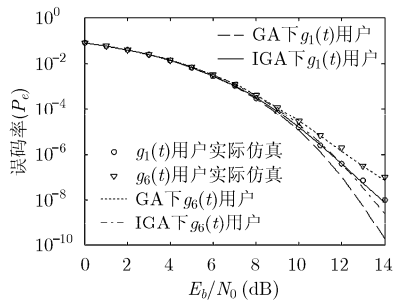
推导的 P_e^H 具有更高的准确性。图 2(a) 给出了用户数 $K = 3$, 随机序列长度 $N = 32$, 采用的 WS 为 (1, 6, 7) 时 P_e^H , P_e^G 和实际 BER 的拟合度对比; 图 2(b) 给出了 $K = 6$, $N = 30$, WS 为 (1, 1, 7, 7, 7, 7) 时 P_e^H , P_e^G 和实际 BER 的拟合度对比。图 2(a) 和图 2(b) 比较可以看出, 在用户数 K 和扩频序列长度 N 不同、WS 不同时, 本文推导的 P_e^H 与实际 BER 的拟合度均高于 P_e^G , 这说明了本文给出的 WS 方法的异步 DS-CDMA 系统的 IGA 下 BER 推导的正确性。

5.3 异步 DS-CDMA 系统下基于 WS 方法与 DW 的 BER 性能比较

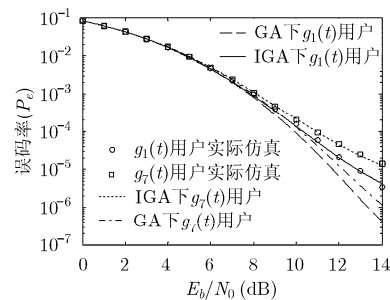
图 3 给出了不同用户数 K 、不同扩频序列长度 N 下, 不同 WS 的异步 DS-CDMA 系统与采用最佳 DW 时的误码率曲线对比。图 3(a) 给出了用户数 $K = 3$, 随机序列长度 $N = 30$, 采用的 WS 为 (1, 6, 6) 时 WS 方法和 DW 方法的 BER 性能对比; 图 3(b) 给出了用户数 $K = 6$, $N = 32$, WS 为 (1, 1, 6, 6, 6, 7) 时 WS 方法和 DW 方法的 BER 性能对比; 图 3(a) 和图 3(b) 比较可以看出, 在不同用户数 K , 不同扩频增益 N , 不同波形集下, WS 方法下每个波形用户的 BER 性能均优于 DW 下用户的最佳 BER 性能。

6 结束语

在异步 DS-CDMA 系统中, 已有研究指出, 相对于 chip 码元所采用单波形时, DW 方法可以进一

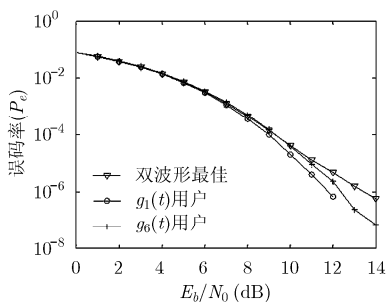


(a) $K=3, N=32$, WS 为 $g_1(t)g_6(t)g_7(t)$

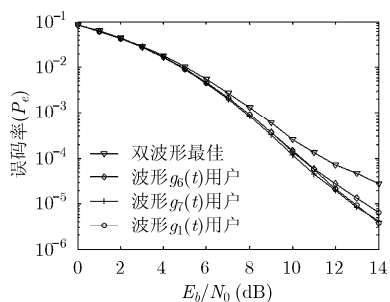


(b) $K=6, N=30$, WS 为 $g_1(t)g_1(t)g_7(t)g_7(t)g_7(t)g_7(t)$

图 2 不同 K 和 N 时异步 DS-CDMA 系统采用不同波形集时的 IGA 和 GA 下的 BER 对比



(a) $K=3, N=30$, WS 为 $g_1(t)g_6(t)g_6(t)$



(b) $K=6, N=32$, 波形集 $g_1(t)g_1(t)g_6(t)g_6(t)g_6(t)g_7(t)$

图 3 不同 K, N 时采用不同 WS 时新方法 with 最佳 DW 性能对比

步提升输出端的SINR以及多址干扰的BER性能。本文提出了一种基于WS设计的方法来降低异步DS-CDMA系统多址干扰的方法。相对于DW的方法，基于WS的方法中每个用户只需要采用设计的WS中单一的波形就可以进一步降低各个用户的多址干扰。相对于已有的DW方法，新方法不同用户都采用单一波形，结构更简化，且进一步提升不同用户接收端的SINR和BER性能。本文给出了3种WS，这3种WS中的波形均是由常规7种波形中的2种或者3种波形构成，在系统时钟同步的情况下，并不会增加系统的复杂度。本文推导出了基于WS方法的不同波形用户接收端的SINR计算公式，并进一步给出了IGA下不同用户的BER性能。仿真结果证实：异步DS-CDMA系统中基于WS构造方法的IGA下BER推导的正确性；相对于DW方法，3种设计的WS均能进一步提升每个用户接收机输出端的SINR及BER性能。

参 考 文 献

- [1] WANG H F, UENG F B, and CHANG J C. Joint detection for OFDM-CDMA communications in multipath fading channels[J]. *International Journal of Electronics and Communications (AEÜ)*, 2010, 64(2): 152-162.
- [2] JIAO B L, MA M, and LEE W C Y. A combination of CS-CDMA and OFDM for enhanced LTE on downlink channel[J]. *Journal of Communications and Networks*, 2013, 15(1): 8-14. doi: 10.1109/JCN.2013.000004.
- [3] PAN P, ZHANG Y G, SUN Y Q, *et al.* On the asymptotic spectral efficiency of uplink MIMO-CDMA systems over rayleigh fading channels with arbitrary spatial correlation[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2013, 62(2): 679-691. doi: 10.1109/TVT.2012.2227344.
- [4] SUN S Y, CHEN H H, and MENG W X. A survey on complementary-coded MIMO CDMA wireless communications[J]. *IEEE Communications Surveys Tutorials*, 2015, 17(1): 52-69.
- [5] WANG H X, YAO Y D, WANG R, *et al.* Coordinated jamming and communications in an MC-CDMA system[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2015, 51(4): 3151-3160. doi: 10.1109/TAES.2015.140874.
- [6] JASBI F and SO D K C. Hybrid overlay/underlay cognitive radio network with MC-CDMA[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2016, 65(4): 2038-2047. doi: 10.1109/TVT.2015.2417195.
- [7] LUO T, PASUPATHY S, and SOUSA E S. Interference control and chip waveform Design in Multirate DS-CDMA Communication Systems[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2002, 1(1): 56-66.
- [8] 曹叶文, 陈泽强. Chips 波形对 DS/SSMA 扩频多址系统的性能影响分析[J]. *通信学报*, 2000, 21(7): 22-27.
CAO Y W and CHEN Z Q. Analysis and performance for DS/SSMA communication system with different Chips wave [J]. *Journal on Communications*, 2000, 21(7): 22-27.
- [9] NGUYEN H H. An improved design of chip waveforms for band-limited DS-CDMA systems[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2004, 53(5): 1379-1386. doi: 10.1109/TVT.2004.832381
- [10] COTTATELLUCCI L, MULLER R, and DEBBAH M. Asynchronous CDMA systems with random spreading—Part I: fundamental limits[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2010, 56(4): 1477-1497. doi: 10.1109/TIT.2010.2040890.
- [11] CHIEN F T, HWANG H, and KUO C C J. Performance analysis of multicarrier CDMA systems with frequency offsets and random spreading under optimum combining[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2006, 54(4): 737-747. doi: 10.1109/TCOMM.2006.873094.
- [12] NGUYEN H H and SHWEDYK E. Double chip waveforms for asynchronous DS-CDMA systems with random signature sequences[J]. *IEE Proceedings Communications*, 2004, 151(4): 364-374. doi: 10.1049/ip-com:20040524.

郭黎利：男，1955年生，教授，博士生导师，主要研究方向为现代通信理论与技术、通信信号处理技术。

李清伟：男，1987年生，博士生，研究方向为认知通信下的频谱整形与异步DS-CDMA抗干扰技术。

董雪：女，1993年生，硕士生，研究方向为通信信号参数识别与调制模式的识别。