

DOI: 10.7652/xjtuxb201710016

DS-CDMA 系统多波形优化的多址干扰抑制方法

李清伟¹, 郭黎利^{1,2}

(1. 哈尔滨工程大学信息与通信工程学院, 150001, 哈尔滨;
2. 通信网信息传输与分发技术重点实验室, 050000, 石家庄)

摘要: 针对异步直扩-码分多址(DS-CDMA)系统多址干扰引起误码率性能降低的问题,提出了DS-CDMA系统多波形优化的多址干扰抑制方法。首先,从常规波形中选取所有 $q(q\geq 3)$ 种波形组合,通过 q 种波形能量谱的平均分别计算每种组合的等效波形能量谱;然后,引入能量谱平坦度量计算每种组合的等效波形能量谱平坦度;最后,优化选取平坦度大的波形组合,并循环使用这些优化波形组合与扩频序列进行扩频信号的构造,同时,CDMA用户在发射端使用构造的扩频信号扩频并在接收端使用同样的扩频信号进行解扩。仿真结果表明:与双波形方法相比,多波形优化方法能够有效抑制用户间的多址干扰,使多址干扰下的CDMA用户误码率性能提升2 dB。

关键词: DS-CDMA系统;多波形;多址干扰;误码率

中图分类号: TN914.53 **文献标志码:** A **文章编号:** 0253-987X(2017)10-0094-06

A Multi-Address Interference Suppression Method with Multiple Waveform Optimization for DS-CDMA Systems

LI Qingwei¹, GUO Lili^{1,2}

(1. College of Information and Communication Engineering, Harbin Engineering University, Harbin 150001, China; 2. Science and Technology on Information Transmission and Dissemination in Communication Networks Laboratory, Shijiazhuang 050000, China)

Abstract: A method to suppress multi-address interference (MAI) with multiple waveform optimization for DS-CDMA systems is presented to focus on the problem of bit error rate (BER) performance reduction for MAI. All $q(q\geq 3)$ waveform combinations (WC) are selected from the conventional waveforms. The equivalent waveform energy spectrum of each WC is calculated through averaging the energy spectrum of the q kinds of waveforms. Then, the energy spectrum flatness is introduced to calculate the flatness of these equivalent waveform energy spectrums. The WC with a larger flatness is selected and is circularly used with spread-spectrum sequence to obtain the spread-spectrum signal. CDMA users use the spread-spectrum signal to spread spectrum at transmitting terminals and to despread-spectrum at receiving terminals simultaneously. Simulation results and a comparison with the double chip waveform method show that the MAI among CDMA users is effectively suppressed, and the value of MAI parameter is further reduced by the multiple waveform optimization method while the BER performance improves by 2 dB.

Keywords: DS-CDMA system; multiple waveforms; multi-address interference; bit error rate

收稿日期: 2017-02-19。 作者简介: 李清伟(1987—),男,博士生;郭黎利(通信作者),男,教授,博士生导师。 基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61401196);通信网信息传输与分发技术重点实验室开放基金资助项目(KX152600015/ITD-U15006)。

网络出版时间: 2017-07-14

网络出版地址: <http://www.cnki.net/kcms/detail/61.1069.T.20170714.1748.004.html>

CDMA 具有截获率低、多址特性强、保密性好等特点,在卫星通信、卫星导航、军用通信以及民用通信等领域都得到了广泛的应用。在 CDMA 系统中,多址干扰(MAI)是限制信道容量及影响通信质量的主要因素。文献[1-2]通过设计零相关的扩频码来抑制系统的 MAI,但设计方法过于复杂;文献[3]通过采用智能天线的方法来降低 MAI,但是增加了系统的额外开销;文献[4]通过对功率控制和多用户检测联合优化的方法来抑制系统 MAI,计算复杂度过高;文献[5-6]主要采用在信号接收端抑制 MAI 的方法。此外,还有多用户检测消除 MAI 的方法^[7-8]、基于检测的 MAI 消除方法^[9-10]等。多用户检测的方法采用最大似然检测,可以逼近单用户的接收性能,但该方法的复杂度随用户数量呈指数增长;基于检测的 MAI 消除方法,MAI 抑制性能不够理想,在 MAI 严重时出现平台效应。文献[11]通过采用高斯波形和马尔科夫序列的方法抑制 MAI,但扩频序列的随机性遭到破坏。近来,在分析 DS-CDMA 系统时,为了使得分析结果具有通用性,假定 CDMA 用户采用随机序列^[12-13],此时用户为随机 CDMA 用户。文献[14]给出了随机 CDMA 用户采用双波形抑制 MAI 的方法,但其抑制效果并未达到最佳,而且未准确地给出方法抑制 MAI 的原理。

针对上述问题,本文首先分析了随机 CDMA 用户采用双波形抑制 MAI 的原理,在此基础上,提出了随机 CDMA 用户采用多波形抑制 MAI 的方法,并给出多波形优化方法下用户在接收机输出端的信干噪比和改进高斯近似下误码率的计算公式。

1 双波形降低 MAI 的原理

假定一个异步 DS-CDMA 通信系统,共 K 个用户,每个用户发射功率为 P ,信源周期为 T ,扩频序列长度为 N ,chip 码元波形时宽为 T_c ,每个信源采用一个扩频周期, $T = NT_c$,第 k 个用户延迟 $\tau_k \in U[0, T]$,载波频率为 f_c ,载频相位偏移 $\varphi_k \in U[0, 2\pi]$,则发射信号表示如下

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

式中: $b_k(i)$ 表示第 k 个用户的第 i 个信源; $s_k(t)$ 表示第 k 个用户采用的扩频信号; $n(t)$ 表示均值为 0、方差为 $n_0/2$ 的加性高斯白噪声。

若用户采用单一波形 $g(t)$,为了统一比较,约定波形总能量一定,即 $\int_{-\infty}^{\infty} |G(f)|^2 df = T_c$,则每

个用户接收机输出端的信干噪比^[15]为

$$\gamma_{\text{SIN}} = \frac{[E(Z_k)]^2}{\text{var}(Z_k)} = \left[\left(\frac{2E_b}{n_0} \right)^{-1} + \frac{K-1}{N} \psi \right]^{-1} \quad (2)$$

式中; $E(\cdot)$ 表示求期望; $\text{var}(\cdot)$ 表示求方差; E_b/n_0 表示信噪比; $\psi = \frac{1}{2T_c^2} \int_{-\infty}^{\infty} |G(f)|^4 df$ 表示干扰参数; $G(f)$ 是 $g(t)$ 的傅里叶变换。

从式(2)可以看出, ψ 值越大,信干噪比越小。在信号总能量一定时,能量谱 $|G(f)|^2$ 的聚集度越高, ψ 值就越大。这是由于 $|G(f)|^2$ 的聚集度越高,对 $|G(f)|^4$ 进行积分运算求取 ψ 值时,相当于给大的 $|G(f)|^2$ 进行大的加权,给小的 $|G(f)|^2$ 进行小的加权,这样得到的 ψ 值会比较大。因此,要想得到比较小的 ψ 值, $g(t)$ 的能量谱 $|G(f)|^2$ 应该尽可能地平坦、分散。

为与文献[14]进行比较,本文选取文献[14]给出的 7 种常规波形作为讨论用波形,分别表示为 $g_1(t), g_2(t), \dots, g_7(t)$ 。若用 $\psi_1, \psi_2, \dots, \psi_7$ 表示 7 种波形所对应的 ψ 值,则 $\psi_1 = 0.333, \psi_2 = 0.293, \psi_3 = 0.240, \psi_4 = 0.210, \psi_5 = 0.272, \psi_6 = 0.191, \psi_7 = 0.1983$ 。 ψ 值从大到小排列依次为 $\psi_1 > \psi_2 > \psi_5 > \psi_3 > \psi_4 > \psi_7 > \psi_6$ 。

图 1 为 7 种常规波形信号的能量谱。从图 1 的仿真结果可以看出,波形 $g_1(t), g_2(t), g_5(t), g_3(t), g_4(t)$ 的能量谱为单峰,并且越来越平坦,而波形 $g_7(t)$ 和 $g_6(t)$ 的能量谱为双峰,相对于单峰来说也是对能量谱集中度的进一步分散。 $g_1(t), g_2(t), \dots, g_7(t)$ 的 ψ 值大小顺序也证实了这一结论,即波形能量谱越平坦,所对应的 ψ 值越小。文献[14]中用户采用双波形时,用户的 ψ 值表示为

$$\psi = \frac{1}{2T_c^2} \int_{-\infty}^{\infty} \left| \frac{|G_1(f)|^2 + |G_2(f)|^2}{2} \right|^2 df \quad (3)$$

由式(3)可见,用户采用双波形可以等效为采用单一波形 $g(t)$,且

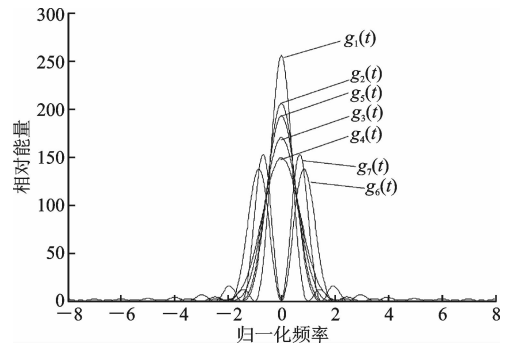


图 1 7 种常规波形信号的能量谱

$$|G(f)|^2 = (|G_1(f)|^2 + |G_2(f)|^2)/2 \quad (4)$$

式中: $|G(f)|^2$ 表示等效波形 $g(t)$ 的能量谱。

从图1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, 双波形优化准则应该是 $g_6(t)$ 或 $g_7(t)$ 与其余5个波形的能量谱的组合, 这样组合的等效波形能量谱(EWES)的平坦度会增加, 从而可以有效地抑制 MAI——这就是文献[14]没有给出的采用双波形抑制 MAI 的原理。由于存在交叉的波形能量谱是非均匀的, 因此, 仅仅采用双波形并不能使得相应的 EWES 完全平坦, 得到足够小的 ψ 值。如果进一步增加使用的波形种类, 利用判定准则选出其中 EWES 更平坦的组合, 就可以进一步抑制异步 DS-CDMA 系统的 MAI。多波形优化选择的关键步骤, 是定义 EWES 的平坦度。

2 多波形优化准则

2.1 多波形下用户接收机输出端的信干噪比

假设第 k 个用户的扩频信号 $s_k(t)$ 共采用了 q 种波形, 分别为 $g_1(t), g_2(t), \dots, g_q(t)$, 且 $c_k(n) = \pm 1, n=1, 2, \dots, N$ 表示采用的扩频码, N 表示扩频序列的长度, 则扩频信号为

$$s_k(t) = \sum_{i=0}^{p-1} \sum_{j=1}^q c_k(iq+j) g_j[t - (iq+j-1)T_c] \quad (5)$$

式中: $p=N/q$ 。

由于信源接收的等同性, 研究第 k 个用户的第 0 个信源 $b_k(0)$ 时的接收性能即可。为了便于推导且不失一般性, 假定第 k 个用户延迟 $\tau_k=0$, 初始相移 $\varphi_k=0$, 则解调第 k 个用户的第 0 个信源时, 接收机判决之前得到的积分随机量为

$$Z_k = \left(\frac{P}{2}\right)^{1/2} b_k(0)T + \left(\frac{P}{2}\right)^{1/2} \sum_{i=1, i \neq k}^K I_{k,i} + N_t \quad (6)$$

式中: $I_{k,i}$ 为第 i 个用户对第 k 个用户引入的多址参量, 可表示为

$$I_{k,i} = [b_i(-1)R_{k,i}(\tau_i) + b_i(0)\bar{R}_{k,i}(\tau_i)] \cos \varphi_i \quad (7)$$

其中 $R_{k,i}(\tau_i)$ 和 $\bar{R}_{k,i}(\tau_i)$ 为第 k 和第 i 个扩频信号的连续部分自相关函数, 且 $R_{k,i}(\tau) = \int_0^\tau s_k(t)s_i(t+T-\tau)dt$, $\bar{R}_{k,i}(\tau) = \int_\tau^T s_k(t)s_i(t-\tau)dt$, 当 $k=i$ 时,

$$\bar{R}_k(r) = \bar{R}_{k,k}(r), R_k(r) = R_{k,k}(r); N_t = \int_0^T n(t)s_k(t)$$

$\cdot \cos(2\pi f_c t)dt$ 为噪声分量, 服从均值为 0、方差为 $\frac{n_0 T}{4}$ 的正态分布。判决变量的均值为

$$E(Z_k) = \left(\frac{P}{2}\right)^{1/2} b_k(0)T \quad (8)$$

令 $l = \lfloor \tau/T_c \rfloor$ 表示延迟包含的码元个数, $\lfloor \cdot \rfloor$ 表示下取整, $r = \tau - lT_c$ 表示延迟对码片间隔取余, 用 $\bar{h}_{m,n}(r)$ 和 $h_{m,n}(r)$ 表示波形 $g_m(t)$ 和 $g_n(t)$ 的部分自相关函数, 则 $h_{m,n} = \int_0^t g_m(t)g_n(t+T_c-r)dt$, $\bar{h}_{m,n}(r) = \int_r^{T_c} g_m(t)g_n(t-r)dt$ 。当 $m=n$ 时, $\bar{h}_{m,n}(r) = \bar{h}_{m,m}(r)$, $h_{m,n}(r) = h_{m,m}(r)$ 。进一步可得到判决变量的方差为

$$\text{var}(Z_k) = \frac{P}{2}(K-1)NT_c^2\psi + \frac{n_0 T}{4} \quad (9)$$

式中

$$\psi = \frac{1}{T_c^3} \int_0^{T_c} \left[\frac{\bar{h}_1(r) + \bar{h}_2(r) + \dots + \bar{h}_q(r)}{q} \right]^2 dr \quad (10)$$

由此可得第 k 个用户输出端的信干噪比为

$$\gamma_{\text{SIN}} = \frac{[E(Z_k)]^2}{\text{var}(Z_k)} = \left[\left(\frac{2E_b}{n_0} \right)^{-1} + \frac{K-1}{N} \psi \right]^{-1} \quad (11)$$

对多址干扰参数 ψ 进一步推导可得

$$\psi = \frac{1}{2T_c^3} \int_{-\infty}^{\infty} \left| \frac{1}{q} \sum_{i=1}^q |G_i(f)|^2 \right|^2 df \quad (12)$$

式中: $G_v(f)$ 是波形 $g_v(r)$ 的傅里叶变换。

多波形可以等效为系统采用单一波形 $g(t)$, 且

$$|G(f)|^2 = \frac{1}{q} \sum_{i=1}^q |G_i(f)|^2。$$

2.2 多波形优化准则

采用文献[15]定义的带内能量比例系数 η 。对于任意波形的能量谱, 定义 η_u 为归一化上频带 $(-B_u, B_u)$ 的能量占波形总能量的比例系数; 定义 η_d 为归一化下频带 $(-B_d, B_d)$ 的能量占波形总能量的比例系数。

图2分别给出了单峰、双峰所对应的平坦度判定情况。定义平坦度 $\xi = (1-\eta_u)B_u + (1-\eta_d)B_d$ 。 ξ 的值越大, 相应的 ψ 值会越小, 即 MAI 最小。

需要指出的是, 在能量谱平坦度准则下, 选取的多波形等效波形, 其能量谱平坦度 ξ 越大越好, 这并不意味着波形种类越多越好。这是由于不同波形的能量谱形状凹陷互补程度不同, 因此选取频谱凹陷互补程度越好的波形组合, MAI 越小。

表1为优化多波形组合以及所对应的多址干扰参数 ψ 。表1表明, 波形序号 1、4、7 的 3 波形组合的效果优于 4 波形和 5 波形组合, 证实了上述的分

表 1 优化准则选出的多波形组合

波形序号组合	峰个数	B_u	B_d	平坦度	ψ
4, 7	2	0.226 5	1.266 0	0.307 8	0.170 5
1, 4, 7	1	0.384 4	1.254 2	0.432 9	0.159 0
1, 6, 7	2	0.236 4	1.404 9	0.329 6	0.159 8
1, 4, 7, 7	1	0.252 2	1.292 2	0.330 9	0.166 6
1, 6, 6, 7	2	0.210 8	1.505 4	0.319 1	0.161 1
1, 7, 7, 7	2	0.240 4	1.344 8	0.326 8	0.160 9
1, 1, 7, 7, 7	1	0.251 5	1.334 6	0.334 6	0.161 2

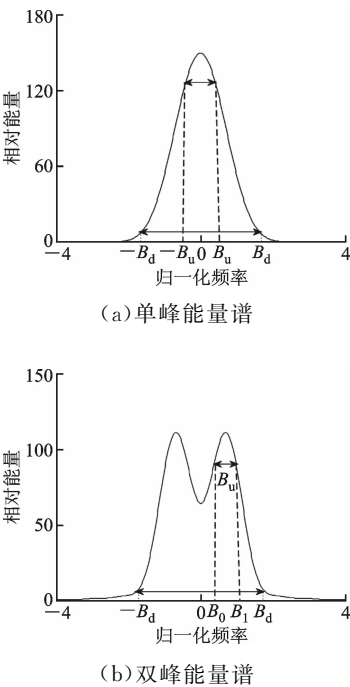


图 2 能量谱平坦度判定示意图

的信号用载波进行解调,用同样的能量谱平坦度准则选取多波形组合,再对第 k 个用户的解扩序列进行波形成型,形成解扩信号,对解调后的信号进一步解扩。对解扩后的信号进行积分判决,即可得到第 k 个用户的接收数据。

图 3 给出了异步 DS-CDMA 系统的多波形优化方法示意图。由图 3 可以看出,多波形相对于双波形来说,波形成型器中存储的波形样本会增加,这将增加硬件的开销。

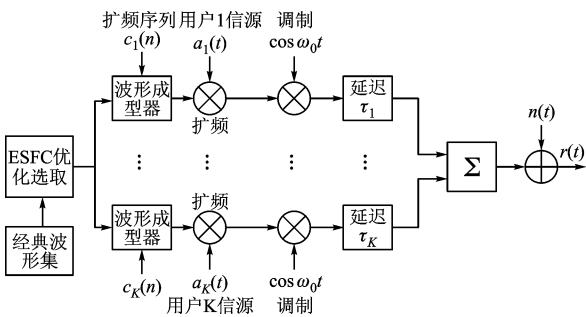


图 3 多波形优化方法下异步 DS-CDMA 系统示意图

析。同时也可以看出,随着 ξ 的增大,所对应的 ψ 变小。可见,平坦度准则能够优化选取多波形组合,进一步抑制 DS-CDMA 的 MAI。

3 异步 DS-CDMA 用户的多波形优化方法

本节给出异步 DS-CDMA 用户多波形优化方法的具体实施步骤如下:

- (1)在发射端,用常规的波形组成波形集,然后在波形集中选取能量谱平坦度较小的多波形组合,再用优化选取的多波形分别对 CDMA 系统的 K 个用户的扩频序列进行波形成型,形成 K 个扩频信号;
- (2)用 K 个扩频信号分别对 K 个用户的信源进行扩频,再经过载波调制后累加,形成 CDMA 信号进行发射;
- (3)在接收端,针对第 k 个用户,首先对接收到

4 本文方法的误码率性能分析

本文重点研究多波形优化方法下异步 CDMA 用户对 MAI 抑制的性能,而对优化方法的抗多径性能的分析,会在下一步工作中进行。

高斯近似方法下异步 CDMA 系统的误码率表示为

$$R_e^G = Q(\gamma_{\text{SN}}^{1/2}) \tag{13}$$

但是,高斯近似得到的误码率不够准确,因此本文采取改进高斯近似的方法推导新方法的误码率。改进高斯近似下异步 CDMA 用户的误码率表示为

$$R_e^H = \frac{2}{3}Q([\gamma^{-1} + 2\mu/(PT^2)]^{-1/2}) + \frac{1}{6}Q([\gamma^{-1} + 2(\mu + 3^{1/2}\sigma)/(PT^2)]^{-1/2}) +$$

$$\frac{1}{6}Q[\gamma^{-1} + 2(\mu - 3^{1/2}\sigma)/(PT^2)]^{-1/2}) \quad (14)$$

式中: $E_b = PT$ 表示发射信号的单位比特能量; $\gamma = 2E_b/n_0$ 与信噪比相关; μ 和 σ 表示多址干扰方差的均值和标准差。

多波形异步 DS-CDMA 系统中的均值和方差分别为

$$\mu = (K - 1) \frac{PT^2}{4qN} I \quad (15)$$

$$\sigma = \frac{(K - 1)^{1/2} PT^2}{4q^2 N} \left[\frac{3q^2}{2} \bar{w}_N + (K - 2) \bar{w}_N - (K - 1) q^2 I^2 \right] \quad (16)$$

式中: I 为多址干扰方差均值中的参量; $\bar{w}_N$ 和 w_N 为多址干扰方差参量, 可通过波形的互相关计算得到。

5 实验仿真

选定异步 DS-CDMA 系统, 扩频序列采用随机序列。本文采用高斯和改进高斯两种数学近似方法得到多波形优化方法的误码率计算公式。优化选取的多波形组合均在各个子图中标出, 接收机采取最佳接收机。

5.1 多波形方法的理论与实际误码率曲线对比

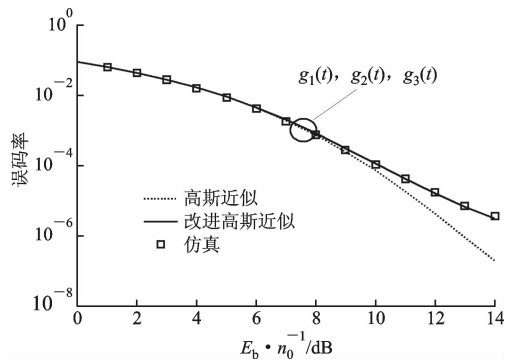
图 4 给出了当用户数 K 、波形周期 q 、扩频序列长度 N 变化时, 高斯近似、改进高斯和仿真 3 种误码率曲线的对比。图 4a、4b 的对比结果表明, 在 K 、 q 和 N 都变化时, 改进高斯近似相对于高斯近似更能拟合多波形优化方法的误码率性能, 这说明了采用改进高斯近似得到的误码率公式的正确性。

5.2 异步 DS-CDMA 系统中多波形优化与双波形的误码率性能比较

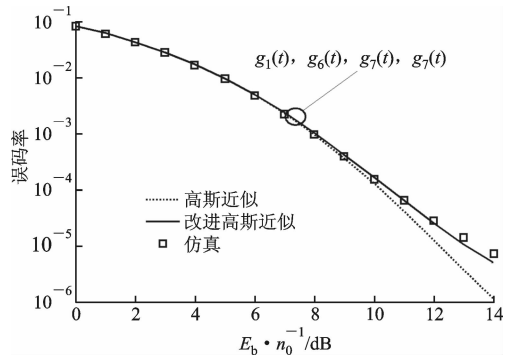
图 5 给出了优化多波形与双波形的误码率曲线比较。从图 5 可以看出, 在异步 DS-CDMA 系统中, 当 K 、 q 和 N 都变化时, 优化多波形方法相对于双波形方法, 误码率性能提高了 2 dB, 这验证了之前的分析。

5.3 本文方法与文献[16]方法的比较

文献[16]采用了在约束条件下对基函数加权值进行最优搜索。最优的加权值可以获得误码率的提升, 但文献[16]方法的最优加权值最少需要 6 个, 要进行搜索是极其复杂的, 而且随着加权值的增多, 基函数的阶次增多, 合成的 chip 波形带宽是增大的。图 6 给出了本文方法与文献[16]方法的发射信号能量谱带宽比较。

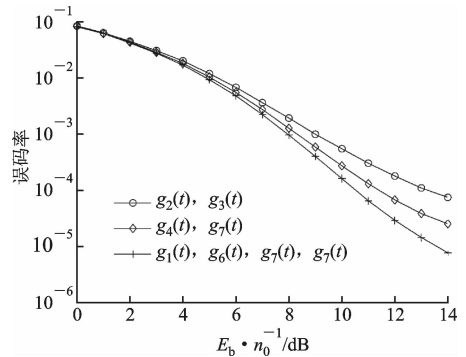


(a) $K=3, q=3, N=30$

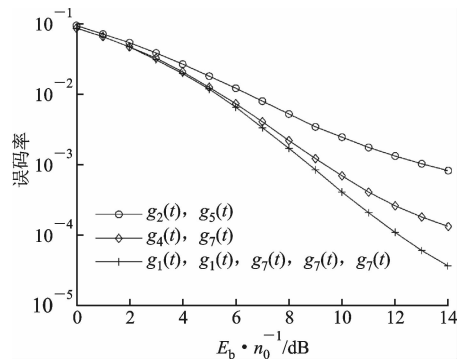


(b) $K=6, q=4, N=32$

图 4 不同波形组合时高斯近似、改进高斯近似和实际误码率曲线的比较



(a) $K=6, q=4, N=32$



(b) $K=8, q=5, N=30$

图 5 优化多波形与双波形的误码率曲线比较

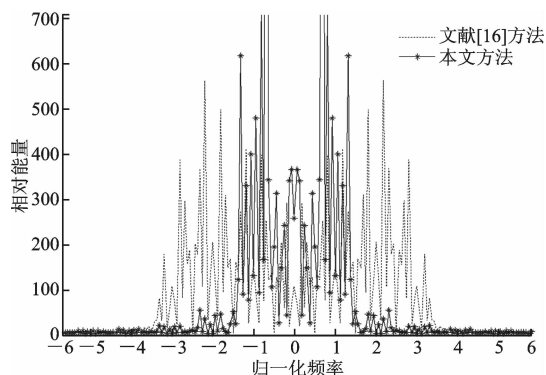


图 6 本文方法和文献[16]方法的发射信号能量谱比较

由图 6 可以看出,本文方法所占用的带宽明显小于文献[16]合成波形方法所用的带宽。这是由于,多波形方法中每个 chip 码元使用的都是单一的经典波形,使其合成的等效波形具有能量谱平坦的效果,用这种方法解决了单一波形频域和时域的矛盾性。

6 结 语

本文分析了双波形抑制 MAI 的原理,并提出了 ESFC 优化准则,用此优化准则选取的多波形,可以进一步抑制 MAI,从而提升 CDMA 用户的信干噪比和误码率性能。本文给出了采用多波形优化的异步 DS-CDMA 用户接收机输出端的信干噪比计算通式,并给出了改进高斯近似下的误码率公式。仿真实验结果证实了多波形优化改进高斯近似误码率推导的正确性,相对于双波形,多波形优化方法可以进一步提升异步 CDMA 用户的信干噪比和误码率性能。

参考文献:

- [1] 赵泓扬,赵晓群. 低/零相关区序列偶应用于扩频通信系统的性能分析 [J]. 电路与系统学报, 2007, 12(3): 62-66.
ZHAO Hongyang, ZHAO Xiaqun. The study of low/zero correlation zone sequence pairs spread spectrum communication system [J]. Journal of Circuits and Systems, 2007, 12(3): 62-66.
- [2] 孙宇昊,邹永忠,张玉艳,等. 具有零相关窗互补地址码的设计 [J]. 电子与信息学报, 2007, 29(3): 648-651.
SUN Yuhao, ZOU Yongzhong, ZHANG Yuyan, et al. On zero correlation window complementary access code design [J]. Journal of Electronics and Information Technology, 2007, 29(3): 648-651.
- [3] 丁家昕,郑宝玉. CDMA 中智能天线与多用户检测联合抗 MAI 的研究 [J]. 南京邮电学院学报(自然科学

版), 1999, 19(4): 26-30.

- DING Jiaxin, ZHENG Baoyu. A study on joint suppressing of MAI using smart antenna and multiuser detection in CDMA [J]. Journal of Nanjing University of Posts and Telecommunications (Natural Science), 1999, 19(4): 26-30.
- [4] 刘水生,沈元隆. DS-CDMA 系统中结合多用户检测的功率控制研究 [J]. 电子与信息学报, 2005, 27(1): 75-77
LIU Shuisheng, SHEN Yuanlong. The research of power control combined with multiuser detection in DS-CDMA system [J]. Journal of Electronics and Information Technology, 2005, 27(1): 75-77.
- [5] HOU Yantian, LI Ming, YUAN Xu, et al. Cooperative interference mitigation for heterogeneous multi-hop wireless networks coexistence [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2016, 15(8): 5328-5340.
- [6] ZHOU Qi, MA Xiaoli. Receiver designs for differential UWB systems with multiple access interference [J]. IEEE Transactions on Communications, 2014, 62(1): 126-134.
- [7] 许耀华,胡艳军,张媛媛. 基于离散粒子群算法的 CDMA 多用户检测方法 [J]. 通信学报, 2005, 26(7): 109-122.
XU Yaohua, HU Yanjun, ZHANG Yuanyuan. Discrete particle swarm optimization algorithm for multi-user detection in CDMA communication system [J]. Journal on Communications, 2005, 26(7): 109-122.
- [8] 张江,张杭,崔志富,等. 异步 DS-CDMA 系统中的盲联合干扰消除与多用户检测 [J]. 信号处理, 2013, 29(6): 668-676.
ZHANG Jiang, ZHANG Hang, CUI Zhifu, et al. Blind joint jamming cancellation and multi-user detection for asynchronous DS-CDMA systems [J]. Journal of Signal Processing, 2013, 29(6): 668-676.
- [9] ZHENG Wei, LI Jianbao, LUO Yong, et al. Multi-user interference pre-cancellation for downlink signals of multi-beam satellite system [C]//International Conference on Consumer Electronics, Communications and Networks. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2013: 415-418.
- [10] BAO Yachuan, YU Baoguo. A MAI cancellation algorithm with near ML performance [C]//2015 IEEE International Conference on Communication Software and Networks. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2015: 196-200.

(下转第 106 页)