



DS-SS/EBPSK 调制的码分多址研究

张 鹏, 吴乐南

(东南大学信息科学与工程学院 南京 210096)

摘 要: 为了实现直序扩频扩展的二元相移键控(DS-SS/EBPSK)调制的多址通信, 研究了一种 DS-SS/EBPSK 调制的码分多址实现方法。首先对 DS-SS/EBPSK 调制信号进行分析, 公式化表述了 DS-SS/EBPSK 的调制过程, 得到了可用于解扩和码分多址的等效扩频序列; 在此基础上, 设计了相关接收机对 DS-SS/EBPSK 调制信号进行检测, 利用不同用户扩频序列互相关很小的特点实现多址传输; 最后以 m 序列为例, 仿真了期望用户的误码性能与用户数量和 m 序列周期长度的关系。仿真结果验证了此种码分多址实现方式的可行性, 同时也表明多用户的干扰程度取决于扩频序列之间的互相关性。

关键词: 扩展的二元相移键控; 直序扩频; 码分多址; m 序列; 互相关性

doi: 10.11959/j.issn.1000-0801.2015031

Research on Code-Division Multiple-Access of DS-SS/EBPSK Modulation

Zhang Peng, Wu Lenan

(School of Information Science and Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, China)

Abstract: In order to realize multiple-access communication of direct sequence spread spectrum extended binary phase shift keying (DS-SS/EBPSK) modulation, a realization method based on code-division was researched. Firstly, based on the analysis of DS-SS/EBPSK modulation signal, the effective spread spectrum sequence which can be used for despreading and code division multiple-access was obtained by formulizing the DS-SS/EBPSK modulation process. Then, the correlation receiver for DS-SS/EBPSK modulation signal detection was designed and the multiple-access transmission was realized by making use of the small-scale cross-correlation of different spread spectrum sequences. Finally, take m sequence for example, the relationship between bit error rate (BER) performance of the expected user and the number of users was simulated, so did the relationship between BER performance of the expected user and the cycle length of m sequence. The simulation results demonstrate the feasibility of the code-division multiple-access realization method and indicate that the interference degree depends on the cross-correlation of the spread spectrum sequences.

Key words: extended binary phase shift keying, direct sequence spread spectrum, code division multiple access, m sequence, cross correlation

收稿日期: 2014-07-08; 修回日期: 2015-01-06

基金项目: 国家科技支撑计划资助项目(No.2012BAH15B02), 国家自然科学基金资助项目(No.61271204)

Foundation Items: The National Key Technology R&D Program (No.2012BAH15B02), The National Natural Science Foundation of China (No.61271204)



1 引言

无线多媒体等新兴通信业务的高速发展与有限的无线频谱资源成为现代无线通信领域的一对主要矛盾,在有限的频带内获得更高的频谱效率是新一代无线通信系统的核心指标。在此背景下,美国工程师 Walker 最早提出了可变相移键控(variable phase shift keying, VPSK)^[1]、甚小移键控(very minimum shift keying, VMSK)^[2]以及脉位反相键控(pulse position phase reversal keying, 3PRK)^[3]等一系列具有高频谱利用率的调制方式。在国内,以扩展的二元相移键控(extended binary phase shift keying, EBPSK)为代表的一系列高效调制技术应运而生^[4-7]。目前,EBPSK 单载波调制技术趋于成熟和完善,关于其多载波的研究也已经开展。参考文献[8]研究指出判决区域的碰撞是多路 EBPSK 信号间干扰的原因。参考文献[9]设计了冲击滤波器组,用于多路 EBPSK 信号的解调,但是各路信号间干扰仍然较大,系统容量受到限制。黄铭波^[10]研究的基于 EBPSK 调制的直接序列扩频(direct sequence spread spectrum extended binary phase shift keying, DS-SS/EBPSK)系统,是对 EBPSK 调制的一个很好的扩展,其目的是提高 EBPSK 的抗干扰能力,同时也为消除各路信号间干扰提供了可能。

扩频技术^[11]可用于支持多用户通信以及高效利用频谱资源,若能将 DS-SS/EBPSK 调制与码分多址技术^[12]结合,就能实现 DS-SS/EBPSK 调制的多址通信。参考文献[10]虽然对 DS-SS/EBPSK 调制的抗干扰性能进行了分析,但是其针对的干扰来自于其他类型的信号,并未对 DS-SS/EBPSK 调制的多址性能进行研究。因此本文对参考文献[10]提出的 DS-SS/EBPSK 调制信号进行分析,公式化表述了 DS-SS/EBPSK 的调制过程,得到了可用于解扩和码分多址的等效扩频序列;在此基础上,利用相关接收机,实现了 DS-SS/EBPSK 调制的码分多址,并仿真了 m 序列下的多址性能。

2 DS-SS/EBPSK 调制

2.1 EBPSK 调制原理

假设数据信息的符号宽度(即码元时间长度) T_b 持续了 $N \geq 1$ 个载波周期,即 $T_b = N/f_c$, f_c 为载波频率;跳变波形的时间长度 τ_j 持续了 K 个载波周期,即 $\tau_j = K/f_c$, 且 $K \leq N$;“0”和“1”所调制的波形分别为 $w_0(t)$ 和 $w_1(t)$, 则调相角 $\theta = \pi$ 的简化 EBPSK 调制信号如下:

$$\begin{aligned} w_0(t) &= A \sin 2\pi f_c t, & 0 \leq t \leq T_b \\ w_1(t) &= \begin{cases} -B \sin 2\pi f_c t, & 0 \leq t \leq \tau_j \\ A \sin 2\pi f_c t, & \tau_j \leq t \leq T_b \end{cases} \end{aligned} \quad (1)$$

其中, A 为载波幅度, B 为跳变波形幅度。

2.2 DS-SS/EBPSK 信号分析

参考文献[10]提出的 DS-SS/EBPSK 调制,其发射信号如下:

$$s_k(t) = [b_k(t)c_k(t) + d(t)] \sin(2\pi f_c t) \quad (2)$$

其中, k 表示第 k 个用户, $b_k(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} b_k[n]P_{T_b}(t - nT_b)$ 表示由发送的信息序列产生的无限长发射波形,通过对一连串的矩形脉冲 $P_{T_b}(t)$ 在幅值上加权生成, $b_k[n]$ 的取值为 +1 或 -1。矩形脉冲 $P_{T_b}(t)$ 如下:

$$P_{T_b}(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t \leq T_b \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (3)$$

$c_k(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_k[n]\psi_{T_c}(t - nT_c)$ 表示唯一分配给第 k 个用户的扩频序列, $c_k[n]$ 的取值为 +1 或 -1, T_c 为码片持续时间,码片波形 $\psi_{T_c}(t)$ 可表示为:

$$\psi_{T_c}(t) = \begin{cases} -1, & 0 \leq t < \tau_c \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (4)$$

其中, τ_c 为扩频码片内的跳变持续时间, τ_c/T_c 称为扩频码片的占空比。

式(2)中 $d(t)$ 表示 DS-SS/EBPSK 基带信号的周期成分, $d(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \phi_{T_c}(t - nT_c)$, $\phi_{T_c}(t)$ 可表示为:

$$\phi_{T_c}(t) = \begin{cases} 1, & \tau_c \leq t < T_c \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (5)$$

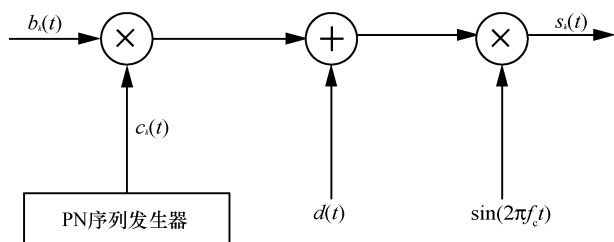
扩频序列 $c_k(t)$ 与周期成分 $d(t)$ 乘积为 0, 即:

$$c_k(t)d(t) = 0 \quad (6)$$

由于 DS-SS/EBPSK 使用了不对称调制方式,参考文献[10]中的扩频序列不能直接与接收信号进行相关解扩,本文通过对 DS-SS/EBPSK 调制信号的表述,得到的 $c_k(t)$ 可用于实现 DS-SS/EBPSK 调制的解扩和码分多址,因此可将其视为 DS-SS/EBPSK 调制中起到实际扩频作用的等效扩频序列。根据式(2),可给出 DS-SS/EBPSK 的调制过程,如图 1 所示。其中扩频序列 $c_k(t)$ 由伪随机噪声(pseudo-noise, PN)序列发生器生成。

3 DS-SS/EBPSK 信号的检测

为了实现 DS-SS/EBPSK 调制的码分多址,本文采用了


 图 1 DS-SS/EBPSK 调制的第 k 个用户发射机调制过程

相关接收方式。假设信道条件理想,暂不考虑噪声影响,即假定只有一个传输时延 t_d ,则第 k 个用户的接收信号如下:

$$r(t) = [b_k(t - t_d)c_k(t - t_d) + d(t - t_d)]\sin(2\pi f_c t + \varphi_k) \quad (7)$$

其中, $\varphi_k = -2\pi f_c t_d$ 。对载波进行同步后,将接收信号乘以载波 $\sin(2\pi f_c t + \varphi_k)$,得到式(8):

$$r(t)\sin(2\pi f_c t + \varphi_k) = \frac{1}{2}[b_k(t - t_d)c_k(t - t_d) + d(t - t_d)] - \frac{1}{2}\cos(4\pi f_c t + 2\varphi_k) \quad (8)$$

经过理想低通滤波器后,可以去除式(8)中的第 2 项。低通滤波器的输出信号可以表示为:

$$r_L(t) = \frac{1}{2}[b_k(t - t_d)c_k(t - t_d) + d(t - t_d)] \quad (9)$$

假设传输时延 t_d 在接收端被准确估计,本地 PN 序列发生器能够产生扩频序列的一个副本 $c_k(t - t_d)$ 。由于在每个码片的跳变持续时段内 $c_k(t - t_d)c_k(t - t_d) = 1$,而在其他时刻 $c_k(t - t_d)c_k(t - t_d) = 0$,因此可以把 $r_L(t)$ 与扩频序列的副本 $c_k(t - t_d)$ 相乘,以达到对接收信号解扩的目的,结合式(6),可得:

$$r_d(t) = r_L(t)c_k(t - t_d) = \frac{1}{2}b_k(t - t_d)c_k(t - t_d)c_k(t - t_d) \quad (10)$$

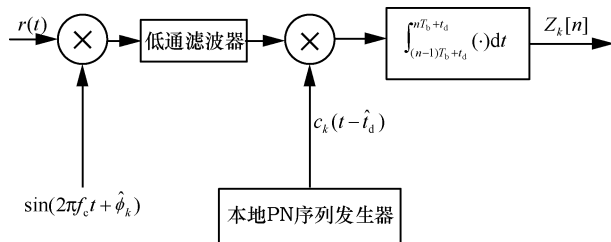
考虑时段内第 $[(n-1)T_b + t_d, nT_b + t_d]$ 个码元信息的检测。对式(10)从 $(n-1)T_b + t_d$ 到 $nT_b + t_d$ 进行积分,可得到第 n 个码元的判决变量为:

$$\begin{aligned} Z_k[n] &= \int_{(n-1)T_b + t_d}^{nT_b + t_d} r_d(t) dt \\ &= \int_{(n-1)T_b + t_d}^{nT_b + t_d} \frac{1}{2}b_k(t - t_d)c_k(t - t_d)c_k(t - t_d) dt \\ &= \frac{1}{2}L\tau_c b_k[n] \end{aligned} \quad (11)$$

其中, L 为码元周期内的扩频码片个数。

由于 $b_k[n] \in \{+1, -1\}$,且式(11)中 $Z_k[n]$ 和 $b_k[n]$ 的正负性相同,因此可以根据 $Z_k[n]$ 的正负判断第 n 个发送码元 $b_k[n]$ 取 +1 还是 -1。

式(7)~式(11)推导的信号接收过程如图 2 所示,其中 $\hat{t}_d$ 和


 图 2 DS-SS/EBPSK 调制的第 k 个用户接收机接收过程

$\hat{\varphi}_k$ 分别表示接收机对传输时延 t_d 以及载波相位 φ_k 的估计。

可以看到,DS-SS/EBPSK 信号的解扩主要基于扩频序列 $c_k(t)$ 的自相关特性。因此,图 2 所示的接收机可称为相关接收机。

4 DS-SS/EBPSK 调制的码分多址

码分多址技术可大大消除 DS-SS/EBPSK 调制多用户间的干扰,使得多个用户共享同一物理信道,从而提高系统容量。在 DS-SS/EBPSK 码分多址系统中,不同用户可通过其唯一分配的扩频序列区分。以用户数 $N_u=2$ 为例,对于 DS-SS/EBPSK 码分多址系统,接收到的信号如下:

$$r(t) = [b_1(t - t_{d1})c_1(t - t_{d1}) + d(t - t_{d1})]\sin(2\pi f_c t + \varphi_1) + [b_2(t - t_{d2})c_2(t - t_{d2}) + d(t - t_{d2})]\sin(2\pi f_c t + \varphi_2) \quad (12)$$

其中, $c_1(t)$ 和 $c_2(t)$ 分别是用户 1 和用户 2 的扩频序列, t_{d1} 和 t_{d2} 为两个用户的传输时延, $\varphi_1 = -2\pi f_c t_{d1}$, $\varphi_2 = -2\pi f_c t_{d2}$ 。假设采用同步 DS-SS/EBPSK 码分多址系统,即各用户信号到达接收机的时间相同,则 $t_{d1} = t_{d2}$ 且 $\varphi_1 = \varphi_2$ 。

将用户 1 作为期望用户,开始检测它的第一个码元 $b_1[1]$ 。假设传输时延在接收端被准确估计, $t_{d1} = t_{d2} = 0$, $\varphi_1 = \varphi_2 = 0$ 。根据图 2 所示的接收机接收过程及式(11),可得到用户 1 的第一个码元的判决变量,如式(13)所示:

$$\begin{aligned} Z_1[1] &= \int_0^{T_b} \left[\frac{1}{2}b_1(t)c_1(t)c_1(t) + \frac{1}{2}b_2(t)c_2(t)c_1(t) \right] dt \\ &= \frac{1}{2}L\tau_c b_1[1] + \frac{1}{2}b_2[1] \int_0^{T_b} c_2(t)c_1(t) dt \end{aligned} \quad (13)$$

其中, $\frac{1}{2}L\tau_c b_1[1]$ 为期望输出,这与式(11)单用户情况下所得结果相同。式(13)的第 2 项可表示为:

$$I_2 = \frac{1}{2}b_2[1] \int_0^{T_b} c_2(t)c_1(t) dt \quad (14)$$

其中, I_2 为用户 2 的信号对用户 1 的干扰。由式(14)能够看出, I_2 的大小取决于 $c_2(t)$ 和 $c_1(t)$ 在 $[0, T_b]$ 内的互相关性。由 PN 序列发生器生成的扩频序列,可以保证较小的



互相关性,所以干扰项往往比期望输出 $\frac{1}{2}L\tau_c b_1[1]$ 小得多,于是码元 $b_1[1]$ 可以依据 $Z_1[1]$ 的正负被判定为+1或-1。

用户2的信息序列仍按以上方式检测,只是将其当作期望用户,而将用户1的信号当作干扰。

通常在同步DS-SS/EBPSK码分多址系统中,如果有 N_u 个用户在同一时间、同一频带中传输信息,则接收机接收的信号为:

$$r(t) = \sum_{k=1}^{N_u} [b_k(t)c_k(t) + d(t)] \sin(2\pi f_c t) \quad (15)$$

仍将用户1作为期望用户,此时用户1的第 n 个码元的判决变量 $Z_1[n]$ 可以表示为:

$$Z_1[n] = \frac{1}{2}L\tau_c b_1[n] + \sum_{k=2}^{N_u} I_k, \quad n=0, 1, 2, \dots, \infty \quad (16)$$

其中, n 为整数, $I_k(k=2,3,\dots,N_u)$ 代表第 k 个用户信号对用户1的干扰,如式(17)所示:

$$I_k = \frac{1}{2}b_k[n] \int_{(n-1)\tau_b}^{n\tau_b} c_k(t)c_1(t)dt \quad (17)$$

可以看出,在DS-SS/EBPSK码分多址系统中,多用户的干扰程度取决于不同用户扩频序列之间的互相关性。

5 多址性能仿真及分析

为简化仿真,先分析加性高斯白噪声(additive white Gaussian noise, AWGN)对判决变量的影响。AWGN信道下,式(15)可表示为:

$$r(t) = \sum_{k=1}^{N_u} [b_k(t)c_k(t) + d(t)] \sin(2\pi f_c t) + n(t) \quad (18)$$

其中, $n(t)$ 是加性高斯白噪声,其均值为0,单边功率谱密度为 n_0 。同时,式(16)可表示为:

$$Z_1[n] = \frac{1}{2}L\tau_c b_1[n] + \sum_{k=2}^{N_u} I_k + \int_{(n-1)\tau_b}^{n\tau_b} n(t)c_1(t)dt, \quad n=0, 1, 2, \dots, \infty \quad (19)$$

其中,第3项为加性高斯白噪声对判决变量的影响。令 $\varepsilon = \int_{(n-1)\tau_b}^{n\tau_b} n(t)c_1(t)dt$,根据随机过程理论可知,高斯型随机过程的积分也是一个高斯型随机变量。所以是一个高斯随机变量, ε 的数学期望如下:

$$E[\varepsilon] = E \left[\int_{(n-1)\tau_b}^{n\tau_b} n(t)c_1(t)dt \right] = \int_{(n-1)\tau_b}^{n\tau_b} E[n(t)]c_1(t)dt = 0 \quad (20)$$

ε 的方差为:

$$\begin{aligned} \sigma_\varepsilon^2 &= D[\varepsilon] = E[\varepsilon^2] \\ &= E \left[\int_{(n-1)\tau_b}^{n\tau_b} \int_{(n-1)\tau_b}^{n\tau_b} n(t)c_1(t)n(\tau)c_1(\tau)dtd\tau \right] \\ &= \int_{(n-1)\tau_b}^{n\tau_b} \int_{(n-1)\tau_b}^{n\tau_b} E[n(t)n(\tau)]c_1(t)c_1(\tau)dtd\tau \end{aligned} \quad (21)$$

其中, $E[n(t)n(\tau)]$ 为高斯白噪声 $n(t)$ 的自相关函数,由随机信号分析可知:

$$E[n(t)n(\tau)] = \frac{n_0}{2} \delta(t-\tau) = \begin{cases} \frac{n_0}{2} \delta(0), & t = \tau \\ 0, & t \neq \tau \end{cases} \quad (22)$$

将式(22)代入式(21)可得:

$$\sigma_\varepsilon^2 = \frac{n_0}{2} \int_{(n-1)\tau_b}^{n\tau_b} c_1^2(t)dt = \frac{n_0 L \tau_c}{2} \quad (23)$$

可见, ε 是一个均值为0,方差为 $\frac{n_0 L \tau_c}{2}$ 的高斯随机变量。

5.1 仿真实验

调制参数取 $f_c=100$ MHz,每码元持续 $N=255$ 个载波周期,采用参考文献[10]所述的m序列作为扩频序列,取 $L=255$,扩频码片的占空比 $\tau_c/T_c=0.2$ 。将用户1作为期望用户,仿真期望用户在用户数为1、5、10和20时的误码率。仿真结果如图3所示, E_b 为单位比特信号能量。可以看出,随着用户数的增加,期望用户的误码率增加,这主要是因为m序列互相关值不为0,不同用户的扩频序列并非完全正交,当支持的用户数较多时,多用户干扰较大。

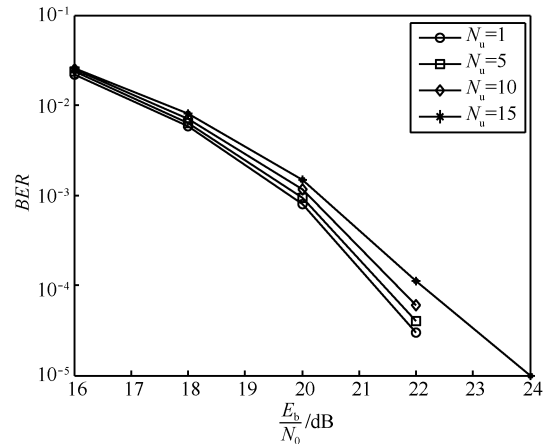


图3 期望用户在不同用户数下的误码率

无限长伪随机序列具有良好正交性,而扩频序列的周期有限,m序列的周期越长,序列的相关度越小。实际使用中适用于码分多址的m序列应具有长周期性,以保证不同用户的扩频序列相关度足够小。图4是期望用户在m序列取不同 L 值时的误码性能对比,其他参数不变,用户数 $N_u=20$ 。可以看出,m序列周期越长,期望用户的误码率越

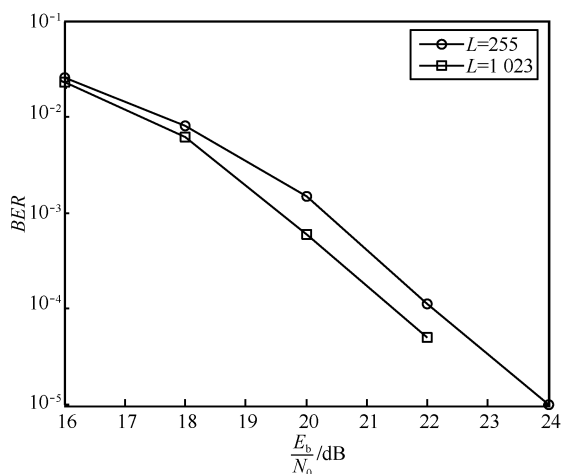


图4 期望用户在不同值下的误码性能

低。在实现 DS-SS/EBPSK 调制的码分多址传输时,选择合适的扩频序列至关重要,应该使不同用户扩频序列之间的互相关性尽可能地小。

5.2 与近年研究结果的比较

关于 EBPSK 等高效调制方式多路传输的研究在近几年已经有所开展,但是研究成果较少。参考文献[8]从冲击滤波器的叠加原理出发,分析了 EBPSK 多路干扰的原因,提出了一种基于时分的 EBPSK 多载波实现方式,然而其各路载频存在频率间隔,频谱利用率不如 DS-SS/EBPSK 多址传输方式,且其每路信号的解调需要利用陷波去掉其他各路载波的干扰,增加了系统复杂度;参考文献[9]设计了冲击滤波器组用于多路 EBPSK 信号的解调,然而其各路信号间的干扰较大,系统容量极其有限,只适合路数较少的 EBPSK 传输;参考文献[13]仅仅实现了双路信号的并行传输。与这些研究结果相比,本文的 DS-SS/EBPSK 码分多址传输体制具有更大的系统容量和更高的频谱利用率。

5.3 硬件复杂度

从图1和图2可以看出,DS-SS/EBPSK 调制的发射机以及接收机与传统的直序扩频二进制相移键控调制相似,区别在于 DS-SS/EBPSK 调制中由 PN 序列发生器生成的扩频序列是经过特殊设计的,并且 DS-SS/EBPSK 基带信号中增加了一个周期成分。因此,DS-SS/EBPSK 调制与传统的直序扩频二进制相移键控调制相比,硬件部分并没有明显增加,其硬件复杂度与之相近。

6 结束语

本文针对 DS-SS/EBPSK 调制在实现多址传输方面的

潜在可能,将码分多址与 DS-SS/EBPSK 调制相结合,研究了 DS-SS/EBPSK 调制的码分多址实现方式。首先对 DS-SS/EBPSK 调制信号进行分析,公式化表述了 DS-SS/EBPSK 的调制过程,得到了可用于解扩和码分多址的等效扩频序列;在此基础上,利用相关接收机,实现了 DS-SS/EBPSK 调制的码分多址,并仿真了 m 序列下的多址性能。仿真结果表明了 DS-SS/EBPSK 调制码分多址传输的可行性,同时也表明选择合适的扩频序列至关重要,应该使不同用户扩频序列之间的互相关性尽可能小。本文研究的 DS-SS/EBPSK 调制的码分多址实现方式,为 EBPSK 调制的多载波相关研究提供了一种基础方案。

本文的研究还存在一些问题,如局限于同步 DS-SS/EBPSK 码分多址系统,虽然同步系统能够保证各用户扩频序列之间较小的互相关性,但是对同步精度要求较高,增加了系统的复杂度,本文研究成果为后续对非同步系统的研究奠定了基础。另外,由于实际使用中使用的扩频序列周期是有限的,扩频序列之间的完全正交性一般难以保证,当支持的用户数较多时,多用户干扰较大,如何设计比相关接收机更为有效的检测方式,是将来要进一步研究的内容。

参考文献

- Walker H R. High Speed Binary Data Communication System. US Patent 4742532, 1988
- Walker H R, Stryzak B, Walker M L. Attain high bandwidth efficiency with VMSK modulation. *Microwaves & RF*, 1997, 36(13): 173~186
- Walker H R. Digital Modulation Device in a System and Method of Using the Same. US Patent 6445737, 2002
- Zhang S K, Wu L N. Raise spectrum efficiency with extended BPSK modulation. *Proceedings of the 11th World Multi-Conference on Systemics, Cybernetics and Informatics*, Orlando, Florida, USA, 2007: 242~246
- Wu L N, Feng M, Qi C H, *et al.* Recent patents on ultra narrow band modulations. *Recent Patents on Signal Processing*, 2011, 1(1): 36~47
- 靳一, 吴乐南, 应鹏魁等. 基于 SVM 判决的 RS 编码 EBPSK 调制解调器. *应用科学学报*, 2013, 31(1): 48~52
- Jin Y, Wu L N, Ying P K, *et al.* RS coded EBPSK-MODEM based on SVM discrimination. *Journal of Applied Sciences*, 2013, 31(1): 48~52
- Chen X Q, Wu L N. Nonlinear detection for a high rate extended binary phase shift keying system. *Sensors*, 2013, 13(4): 4327~4347
- 张鹏, 吴乐南, 苗圃. 一种基于时分的 EBPSK 多载波实现方式. *东南大学学报(自然科学版)*, 2014, 44(2): 227~231

(2015031-6 接排在 2015015-7 后)