

相位扩谱序列的设计准则及该直扩多址系统的性能研究

仰枫帆¹, 梁树雄², 毕光国³

(1. 南京航空航天大学, 南京 210016; 2. 香港城市大学, 香港; 3. 东南大学, 南京 210096)

摘要: 本文提出了一种基于连续相位调制 (CPM) 并用于直接序列扩频多址 (DS/SSMA) 的新型相位扩谱序列 (PSS), 以及它的最佳设计准则. 依据该准则并在调制指数为 0.5 的连续相频键控 (CPFSK) 条件下, 通过穷尽搜索法得到了含有若干种不同周期长度的相位扩谱序列的集合. 同时在瑞利衰落信道条件下, 作者对采用相位扩谱序列的 DS/SSMA 系统的性能进行了研究, 最后将采用 PSS 序列和传统直扩序列的 DS/SSMA 系统的性能进行了比较.

关键词: 相位扩谱序列; 直接序列扩频多址; 连续相位调制, 瑞利衰落信道

中图分类号: TN910, TN911 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2001) 01-0136-04

Design Criterion of Phase Spreading Sequences and Performance of DS/SSMA Communications

YANG Feng-fan¹, LIANG Shu-xiong², BI Guang-guo³

(1. Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, Nanjing 210016, China;

2. City University of HK, HongKong, China; 3. Southeast University, Nanjing 210096, China)

Abstract: In this paper we propose a novel kind of phase spreading sequence (PSS) for direct sequence spread spectrum multiple access (DS/SSMA) with continuous phase modulation (CPM), and the optimal design criterion of PSS is obtained. Several sets with PSSs of various periodic lengths under the condition of continuous phase frequency shift keying (CPFSK) of modulation index $h = 0.5$ are constructed by exhaustive search based on this optimal criterion. The performances of PSS DS/SSMA system in Rayleigh fading channel are investigated by theoretical analysis and numerical simulations. Finally, the comparisons between the performances of the systems with PSSs and the traditional PN sequence under the same conditions are also made.

Key words: phase spreading sequence; DS/SSMA; CPM; rayleigh fading channel

1 引言

由于具有高效的功率谱特性和一定的纠错能力, 连续相位调制 (CPM, Continuous Phase Modulation) 自问世以来一直倍受注目. 特别是在当今, 研究人员日益重视它在未来陆地和卫星移动通信领域的潜在应用价值. 近年有些学者研究了基带信号采用 CPM 的直接序列扩频多址 (DS/SSMA) 系统在加性白高斯噪声 (AWGN) 信道中的性能^[1,2], 然而该系统经过 DS/SS 后的射频信号的相位仍是离散的. 本文将提出一种采用新型相位扩谱序列 (PSS, Phase Spreading Sequence) 的 DS/SSMA 系统, 该序列在含有信源信息的同时使经过 DS/SS 后的射频信号在相位上仍保持连续.

2 PSS DS/SSMA 系统

PSS DS/SSMA 系统任一用户发送和接收原理如图 1 所示. m_0 个串行信息比特经过串/并转换成为分组比特 (多进制符号) 用以选择具有 $M = 2^{m_0}$ 个元素的 PSS 序列集中的某一序列, 比特周期和序列周期长度分别 T_b 和 N_c , 因此符号周期 T_s

$= m_0 T_b$ 切普周期 $T_c = T_s / N_c$ 与 M 个 PSS 序列相对应的多进制符号集为 $\{-(M-1), -(M-3), \dots, -1, +1, \dots, (M-3), (M-1)\}$. 系统中第 l 个用户所使用的第 m 个 PSS 序列为 $d_m^{(l)} = (d_{m,0}^{(l)}, d_{m,1}^{(l)}, \dots, d_{m,N_c-1}^{(l)})$ ($m = 1, 2, \dots, M; l = 1, 2, \dots, L$), 其中 $d_{m,i}^{(l)} \in \{+1, -1\}$ ($i = 1, 2, \dots, N_c - 1$). 在符号间隔 nT_s $t < (n+1)T_s$ 内相位增量函数为

$$\phi(t; \frac{(l)}{n}) = 2\pi h \sum_{i=0}^{N_c-1} d_{n,i}^{(l)} q(t - nT_s - iT_c) \quad (1)$$

式中 $\frac{(l)}{n} = (d_{n,0}^{(l)}, d_{n,1}^{(l)}, \dots, d_{n,N_c-1}^{(l)})$. 其中 $\frac{(l)}{n} \in \{d_m^{(l)}, m = 1, 2, \dots, M\}$; $d_{n,i} \in \{+1, -1\}$, h 为调制指数且 $q(t)$ 为全响应平滑相位函数^[3].

采用 PSS 直接序列扩频的第 l 个用户射频信号可表示为

$$S_l(t, \frac{(l)}{n}) = A_l \cos(\omega_c t + \phi(t; \frac{(l)}{n}) + Q_l) \quad (2)$$

式中 A_l , ω_c 和 Q_l 分别为信号的幅度, 载波和初相, 序列路径 $l = (\dots, \frac{(l)}{n-1}, \frac{(l)}{n}, \frac{(l)}{n+1}, \dots)$. 由此可知 PSS DS/SS 信号的带宽

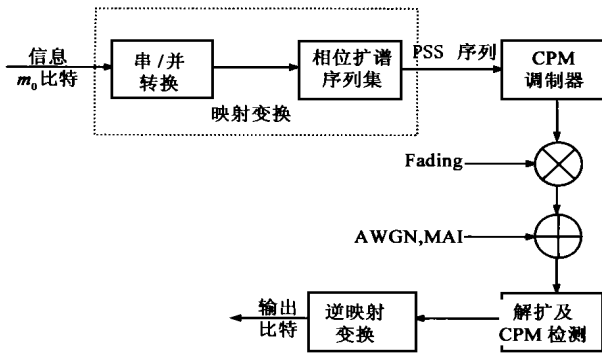


图 1 相位扩谱序列 DS/SSMA 系统原理图

由调制指数 h , 平滑相位函数 $q(t)$ 和切普速率三者共同决定. DS/SSMA 系统中所有 L 个用户的射频信号经过瑞利衰落信道到达接收机时为

$$r(t; j) = \sum_{l=1}^L A_l I_l(t) \cos[\sum_{n=-\infty}^{\infty} (t - l; \frac{(l)}{n}) + I_l(t) + I_l(t) + n(t)] \quad (3)$$

式中 $I_l = (I_{l,1}, I_{l,2}, \dots, I_{l,L})$, I_l 为第 l 个用户信号的时延, 相移 $I_l = I_{l,1} - I_{l,2}$. 对于瑞利衰落信道, 幅度 $I_l(t)$ 为瑞利过程, 相移 $I_l(t)$ 和 I_l 分别为服从 $[0, 2\pi]$ 上均匀分布且相互独立的随机过程和变量. $n(t)$ 为双边功率谱密度为 $N_0/2$ 的 AWGN. 不失一般性, 假定第一个用户为接收机的目标用户, 故令 $I_1 = 0$ 和相移 $I_1(t) = I_1 + I_1(t) = 0$, 式 (3) 可以进一步表示为

$$r(t; j) = A_1 I_1(t) \cos(\sum_{n=-\infty}^{\infty} (t; \frac{(1)}{n}) + \sum_{l=2}^L A_l I_l(t) \cos(\sum_{n=-\infty}^{\infty} (t - l; \frac{(l)}{n}) + I_l(t) + n(t)) \quad (4)$$

式中第一项为目标用户信号, 第二和第三项分别为多址干扰 (MAI) 和加性噪声.

3 最佳相位扩谱序列的构造

本节首先应用 CPM 最大似然检测法计算 DS/SS 接收信号的质量, 其次从该度量中推导出 PSS 在瑞利衰落信道下的最佳判决准则, 最后基于此准则并应用计算机穷尽搜索法得出若干不同周期长度的最佳 PSS 序列集.

3.1 度量计算

在接收机具有理想信道状态信息 (CSI) 条件下, 接收信号在第 j 个序列路径 $(j) = (\dots, (j)_1, 0^{(j)}, (j)_1, \dots)$ 下的度量可以表示为^[3]

$$M((j); j) = \int_0^{KT_s} r(t; j) \frac{A_1}{N_0} I_1(t) \cos(\sum_{n=-\infty}^{\infty} (t; \frac{(j)}{n}) dt \quad (5)$$

首先计算目标用户信号分量的度量. 针对式 (5) 中的目标用户信号分量并略去二倍频项可得

$$M((j); j) = \frac{A_1^2}{2N_0} \sum_{k=0}^{K-1} \int_{kT_s}^{(k+1)T_s} \cos(\sum_{n=-\infty}^{\infty} (t; \frac{(j)}{n} - \frac{(j)}{n})) dt \quad (6)$$

式中 $I_{1,k}$ 为积分区间 $[kT_s, (k+1)T_s]$ 中的瑞利衰落变量, 在

衰落假设下为一常数. 该区间内的常相位 $\phi_{k-1}(1, j)$ 为

$$\phi_{k-1}(1, j) = h \sum_{n=-\infty}^{N_c-1} (\frac{(1)}{n, i} - \frac{(j)}{n, i}) \quad (7)$$

对式 (6) 进行积分变换并令 $t = zT_c$ 可得

$$M((j); j) = \frac{m_0}{2} \sum_{k=0}^{K-1} (X_{1,k}^2 + Y_{1,k}^2) \int \cos(\sum_{n=-\infty}^{\infty} (zT_c; \frac{(1)}{k} - \frac{(j)}{k})) \cdot R_k(1, j) - \sin(\sum_{n=-\infty}^{\infty} (zT_c; \frac{(1)}{k} - \frac{(j)}{k})) \cdot \bar{R}_k(1, j) \quad (8)$$

式中 $M_k((j); j)$ 为第 k 个分支度量, $R_k(1, j)$ 和 $\bar{R}_k(1, j)$ 是第 k 个符号间隔内目标用户信号和本地 PSS 序列的两个互相关函数, 它们分别定义为

$$R_k(1, j) = \frac{1}{N_c} \sum_{i=0}^{N_c-1} \int_{kN_c+i}^{kN_c+i+1} \cos(\sum_{n=-\infty}^{\infty} (zT_c; \frac{(1)}{k} - \frac{(j)}{k})) dz \cdot q((\mu - i)T_c) du = \frac{1}{N_c} \sum_{i=0}^{N_c-1} R_{k,i}(1, j) \quad (9a)$$

$$\bar{R}_k(1, j) = \frac{1}{N_c} \sum_{i=0}^{N_c-1} \int_{kN_c+i}^{kN_c+i+1} \sin(\sum_{n=-\infty}^{\infty} (zT_c; \frac{(1)}{k} - \frac{(j)}{k})) dz \cdot q((\mu - i)T_c) du = \frac{1}{N_c} \sum_{i=0}^{N_c-1} \bar{R}_{k,i}(1, j) \quad (9b)$$

其中积分变量 $u = z - kN_c$, 相位函数 $\sum_{n=-\infty}^{\infty} (zT_c; \frac{(1)}{k} - \frac{(j)}{k}) = h \sum_{i=0}^{N_c-1} (\frac{(1)}{k, i_1} - \frac{(j)}{k, i_1})$. $X_{1,k}$ 和 $Y_{1,k}$ 是均值为零方差为 $E_b^{(1)}/N_0$ 且相互独立的高斯变量. $E_b^{(1)} = A_1^2 T_b$ 为目标用户信号单位比特的平均能量. 其次计算多址干扰分量的度量. 同理利用式 (5) 中的 MAI 分量可得如下度量表达式

$$M((j); 2, \dots, l, \dots, L) = \frac{1}{N} \int_0^{KT_s} \sum_{l=2}^L A_l I_l(t) \cos(\sum_{n=-\infty}^{\infty} (t - l; \frac{(l)}{n}) + \sum_{n=-\infty}^{\infty} (t; \frac{(j)}{n})) dt \quad (10)$$

本文仅研究同步 DS/SSMA 系统性能. 与目标用户信号度量分析相类似, 在瑞利慢衰落和理想 CSI 条件下可得 DS/SSMA 系统中第 $l(l \neq 1)$ 个用户 MAI 分量在接收机中的度量为

$$M((j); l) = \frac{m_0}{2} \sum_{k=0}^{K-1} \sqrt{X_{l,k}^2 + Y_{l,k}^2} \int X_{l,k} \cos(\sum_{n=-\infty}^{\infty} (zT_c; \frac{(1)}{k} - \frac{(j)}{k})) R_k(l, j) - Y_{l,k} \sin(\sum_{n=-\infty}^{\infty} (zT_c; \frac{(1)}{k} - \frac{(j)}{k})) \bar{R}_k(l, j) + X_{l,k} \sin(\sum_{n=-\infty}^{\infty} (zT_c; \frac{(1)}{k} - \frac{(j)}{k})) \bar{R}_k(l, j) + Y_{l,k} \cos(\sum_{n=-\infty}^{\infty} (zT_c; \frac{(1)}{k} - \frac{(j)}{k})) R_k(l, j) \quad (11)$$

式中 $M_k((j); l)$ 是该用户信号分量在路径 (j) 上的第 k 个分支度量. $R(l, j)$ 和 $\bar{R}(l, j)$ 是第 k 个符号间隔内第 l 个用户信号和本地 PSS 序列的两个互相关函数. 与 $X_{1,k}$ 和 $Y_{1,k}$ 类似, $X_{l,k}$ 和 $Y_{l,k}$ 亦为相互独立的高斯变量, 在此不再赘述.

最后推导加性白高斯噪声的度量. 同理由式 (5) 中的 AWGN 分量可得如下度量表达式

$$M^{(j)}(n(t)) = \frac{A_1}{N_0} \int_{k=0}^{K-1} \int_{kT_s}^{(k+1)T_s} n(t) \cos(\omega_c t + \frac{\pi}{2} n) dt = \sum_{k=0}^{K-1} M_k^{(j)}(n(t)) \quad (12)$$

易知分支度量 $M_k^{(j)}(n(t))$ 为一零均值随机变量, 方差为 $m_0 E_b^{(1)}/2N_0^{[5]}$. 因此整个接收信号在路径 (j) 上的度量表达式为

$$M^{(j)}(n(t)) = \sum_{k=0}^{K-1} M_k^{(j)}(n(t)) + \sum_{l=2}^L M_k^{(j)}(n(t)) \quad (13)$$

3.2 相位扩谱序列的最佳设计准则

定义: 如果两个 PSS 序列之间的互相关函数均为零, 则它们被称为理想正交. 易知两个相同的 PSS 序列之间的互相关函数值分别为 1 和 0.

性质 1: 两个理想正交的 PSS 序列在任意非零相位差条件下仍保持理想正交.

性质 2: 若两个理想正交 PSS 序列分别为 $(k) = (k, 0, \dots, k, N_c - 1)$ 和 $(j) = (j, 0, \dots, j, N_c - 1)$ 且满足

$$2h \sum_{i=0}^{N_c-1} (k, i) = 2h \sum_{i=0}^{N_c-1} (j, i) \pmod{2} \quad (14)$$

则它们对应的循环移位序列仍保持正交. 性质 1 和 2 的证明从略^[4]. 最佳设计准则: PSS DS/SSMA 系统任一用户均拥有 M 个理想正交的 PSS 序列, 且不同用户的任意两个 PSS 序列亦理想正交. 以下将具体说明在该准则下 PSS DS/SSMA 系统对目标用户信号的选择和对 MAI 分量的抑制.

首先研究目标用户信号在接收机 PSS 序列路径上的度量. 由于目标用户所使用的 PSS 序列与接收机本地 PSS 序列源于相同的集合, 因此由式 (8), (9a) 和 (9b) 可得目标用户信号在任一序列路径 (j) 上的度量满足以下关系:

$$M^{(j)}(n(t)) = \frac{m_0}{2} \sum_{k=0}^{K-1} (X_{1,k}^2 + Y_{1,k}^2), \quad (j) = 1$$

$$M^{(j)}(n(t)) = M^{(1)}(n(t)) \quad (15)$$

其次研究多址干扰分量在接收机 PSS 序列路径上的度量. 由于非目标用户所使用的 PSS 序列与接收机本地 PSS 序列源于不同的集合且理想正交, 因之由式 (11), (9a) 和 (9b) 可得第 $l(l \neq 1)$ 个用户信号在序列路径 (j) 上的度量为

$$M^{(j)}(n(t)) = 0 \quad (16)$$

由上式可知任意多址干扰分量在接收机中的度量均为零, 因此从接收机角度而言目标用户仅受到乘性衰落和 AWGN 干扰. 这是采用理想 PSS 序列实现 DS/SS 的主要原因.

3.3 理想正交 PSS 集的构造

本节将采用穷尽法搜索不同周期长度的理想正交 PSS 序列集. 首先以调制指数 $h = 0.5$ 的全响应 CPFSK 为例说明 PSS 序列集的构造和性质. 在此条件下式 (9a) 和 (9b) 中的 $R_{k,i}(L, j)$ 和 $\bar{R}_{k,i}(L, j)$ 分别为

$$R_{k,i}(L, j) = \int_0^1 \cos(\omega_{k,i-1} + 2h \omega_{k,i} \frac{t}{2}) dt$$

$$= \begin{cases} 0, & k, i = \pm 2 \\ +1, & k, i = 0 \text{ 且 } k, i-1 = 0 \\ -1, & k, i = 0 \text{ 且 } k, i-1 = \end{cases} \quad (17a)$$

$$\bar{R}_{k,i}(L, j) = \int_0^1 \sin(\omega_{k,i-1} + 2h \omega_{k,i} \frac{t}{2}) dt$$

$$= \begin{cases} 0, & k, i = 0 \\ +2/\pi, & k, i = 2, k, i-1 = 0 \text{ 或 } k, i = -2, k, i-1 = \\ -2/\pi, & k, i = 2, k, i-1 = \text{ 或 } k, i = -2, k, i-1 = 0 \end{cases} \quad (17b)$$

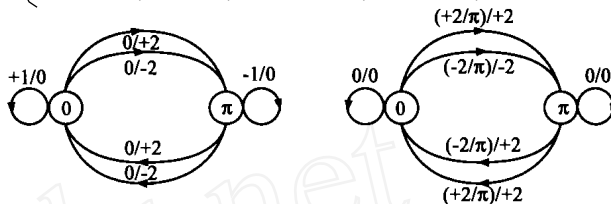


图 2 在调制指数为 0.5 的 CPFSK 条件下, 相位扩谱序列的两个互相关函数的状态流图表示

式 (9a) 对应的状态流图 (a) 可知, 当 k, i 不为零时式 (17a) 积分值为零且相位状态转移; 当 k, i 为零时积分值为 +1 或 -1 且相位状态保持不变. 因此对于任意两个 PSS 序列它们的互相关函数式 (9a) 为零的条件是状态零的自环数 N_0 与状态 π 的自环数 N_π 相等. 类似地从与式 (17b) 相对应的图 2(b) 可知, 当 k, i 不为零时式 (17b) 积分值不为零且相位状态转移; 当 k, i 为零时积分值亦为零且相位状态保持不变. 在此定义从状态零出发且首次返回状态零, 两次连续输出均为 $+2/\pi$ 的次数为 N_+ , 两次连续输出均为 $-2/\pi$ 的次数为 N_- . 同理对于任意两个 PSS 序列它们的互相关函数式 (9b) 为零的条件是 $N_+ = N_-$. 因此同时满足上述两个条件是两个 PSS 序列理想正交的充要条件.

应用上述状态转移流图和穷尽搜索法得到如表 1 和表 2 所示的周期长为 8, 16 和 32 的理想正交 PSS 序列集. 集合中所有序列均为 16 进制表示. 其中任一集合是所有等价移位序列集的代表, 如集合 $\{E4, 4E, F5, 5F\}$ 是集合 $\{72, 27, FA, AF\}$ 中序列 1 比特左移构成, 由性质 2 可知两者具有等价关系且以后者表之. 同时将上述不同周期长度的序列对应拼接还可以构成周期长度为 $8n_1 + 16n_2 + 32n_3$ (n_1, n_2, n_3 为非负整数) 的理想正交 PSS 序列. 类似方法可用于若干其它调制指数 ($h = 1/4, 3/4, 1/3$ 等) CPM 条件下理想正交 PSS 序列集的构造中.

4 模拟结果

在调制指数为 0.5 的二进制的 CPFSK 条件下, 作者对 PSS DS/SSMA 系统在瑞利衰落信道下的性能进行了数值模拟. 由于理想 PSS 集中的序列数目有限且每个用户需要两个 PSS 序列, 为此在模拟中采用基于理想正交的准正交 PSS 序列. 若序列 $d_1^{(l)} = (d_{1,0}^{(l)}, d_{1,1}^{(l)}, \dots, d_{1,N_c-1}^{(l)})$ 分配给系统中第 l 个用户, 那么 $\bar{d}_1^{(l)} = (+1, d_{1,0}^{(l)}, d_{1,1}^{(l)}, \dots, d_{1,N_c-1}^{(l)})$ 代表信息比特 +1, $\bar{d}_2^{(l)} = (-1, d_{1,0}^{(l)}, d_{1,1}^{(l)}, \dots, d_{1,N_c-1}^{(l)})$ 代表信息比特 -1. 由性质 1 可知当周期长度足够大时不同用户之间的准正交 PSS 序列的互

表 1 在调制指数为 0.5 的 CPFSK 条件下,周期长度为 8 和 16 的理想正交相位扩谱序列集

$N=8, K=4$	$N=16, K=7$
(72, 27, FA, AF)	(CF30, E1 E1, 5555, B847, 47B8, 1 E1 E, 30 CF)
(30, 84, 7B, CF)	(8 F70, 9 E61, CB34, AAAA, 34 CB, 619 E, 708 F)
(50, D8, 05, 8D)	(0 FF0, 2 DD2, BB44, 5555, 44 BB, D22 D, F00 F)
(F0, A5, 5A, 0 F)	(FE01, 4AB5, 6897, 9768, B54A, AAAA, 01 FE)
(F0, 66, 99, 0 F)	(CF30, ED12, 7B84, 5555, 847 B, 12 ED, 30 CF)
(11, 33, BB, CC)	(8 F70, C3 C3, 19 E6, E619, AAAA, 3 C3 C, 708 F)
(11, 99, BB, 66)	(0 FF0, DD22, 4 BB4, 5555, B44 B, 22 DD, F00 F)

表 2 在调制指数为 0.5 的 CPFSK 条件下,周期长度为 32 的理想正交相位扩谱序列集

$N=32, K=7$
(CF30 E1 E1, E1 E15555, 5555 B847, B84747 B8, 47 B81 E1 E, 1 E1 E30 CF, 30 CF30)
(8 F709 E61, 9 E61 CB34, CB34AAAA, AAAA34 CB, 34 CB619 E, 619 E708 F, 708 F8 F70)
(0 FF02 DD2, 2 DD2 BB44, BB445555, 555544 BB, 44 BBD22 D, D22 DF00 F, F00 F0 FF0)
(FE014AB5, 4AB56897, 68979768, 9768 B54A, 854AAAAA, AAAA01 FE, 01 FEFE01)
(CF30 ED12, ED127B84, 7B845555, 5555847 B, 847 B12 ED, 12 ED30 CF, 30 CF30)
(8 F70 C3 C3, C3 CE19 E6, 19 E6 E619, E619AAAA, AAAA3 C3 C, 3 C3 C708 F, 708 F8 F70)
(0 FF0 DD22, DD224 BB4, 4 BB45555, 5555 B44 B, B44 B22 DD, 22 DD F00 F, F00 F0 FF0)

相关函数值趋近于零. 在模拟中应用 Monte carlo 方法计算正确路径被淘汰的概率, 最终接收机的比特误码率为

$$P_b = \frac{1}{m_0} \sum_{j=1}^{m_0} P_c(1 \rightarrow (j)) P_c(1 \rightarrow (j)) \quad (18)$$

式中 $P_c(1 \rightarrow (j))$ 是正确序列路径 1 被错误序列路径 (j) 淘汰的概率, $(1, (j))$ 是两路径对应信息比特序列之间的汉明距离. 模拟结果如图 3~5 所示, 其中归一化衰落速率 $f_d T_b = 0.05$. 图 3 为具有 7 个用户的 DS/SSMA 系统在不同周期长度的准正交 PSS 序列下的性能, 结果显示在比特误码率 (BER) 分别为 $10^{-2}, 10^{-3}$ 和 10^{-4} 时, 码长每增大近 1 倍可获得约 3dB 的增益. 图 4 为系统在不同用户数且准正交 PSS 序列周期长度为 65 下的性能. 图 5 比较了采用不同直扩序列且具

有 7 个用户的两个 DS/SSMA 系统的性能, 它们分别选用码长为 33 的准正交 PSS 序列和码长为 31 的 Gold 序列. 结果显示在信噪比 (SNR) 小于 12dB 条件下, 采用准正交 PSS 序列的 DS/SSMA 系统的性能要优于采用传统 Gold 序列的 DS/SSMA 系统的性能. 在 BER 为 10^{-2} 时可获得约 3.5dB 的增益. 然而当 SNR 大于 12dB 条件下, 后者性能却要优于前者, 在 BER 在 10^{-3} 时约有近 1.0dB 的增益. 作者认为产生这一现象的原因是由于受到 Gold 序列周期长度的限制, 在相同的比特和切普速率下, 码长为 31 的 Gold 序列 DS/SSMA 系统的带宽仍要稍大于码长为 33 的准正交 PSS 序列 DS/SSMA 系统的带宽. 然而即使在这一条件下, 仍可以发现 PSS 序列在低信噪比扩频多址移动通信中的潜在应用价值.

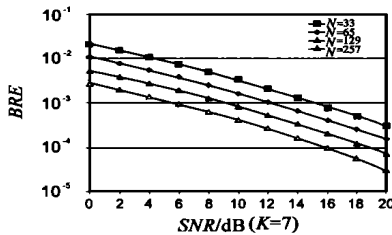


图 3 在瑞利衰落信道和调制指数为 0.5 的 CPFSK 条件下, 选用不同周期长度准正交 PSS 序列的 DS/SSMA 系统的比特误码率

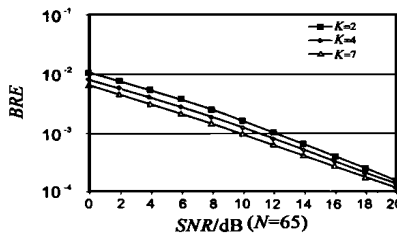


图 4 在瑞利衰落信道和调制指数为 0.5 的 CPFSK 条件下, 具有不同用户数的准正交 PSS 序列 DS/SSMA 系统的比特误码率

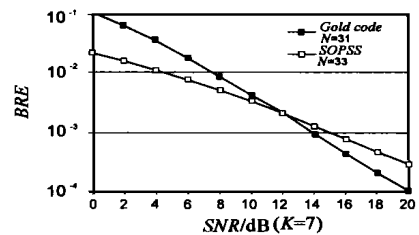


图 5 在瑞利衰落信道和调制指数为 0.5 的 CPFSK 条件下, 采用准正交 PSS 序列的 Gold 序列的 DS/SSMA 系统的比特误码率比较

5 结论

本文提出了一种用于直接序列扩频的新型 PSS 序列, 并从理论上推导出它在瑞利衰落信道下的最佳设计准则. 本文还将准正交 PSS 序列应用于衰落信道下的 DS/SSMA 系统中, 数值模拟表明在中低信噪比移动通信环境下, 采用准正交 PSS 序列的 DS/SSMA 系统的性能要优于采用传统直扩序列的 DS/SSMA 系统的性能. 这一结果显示 PSS 序列在未来 CDMA 陆地和卫星移动通信中具有一定的应用前景.

参考文献:

[1] T. M. Lok, J. S. Lehnert. IEEE Trans. on Selected Areas in Communications, May 1994, 12(4): 716 - 722.

[2] H. K. Lee, P. J. McLane. IEEE Trans. Inform. Theory, Mar. 1997, 43(2): 454 - 468.

[3] T. Aulin, C. E. W. Sundberg. IEEE Trans. Commun., Mar. 1981, COM-29(2): 196 - 209.

[4] Fengfan Yang, S. H. Leung. The Design Criterion of novel Phase Spreading Sequences for Mobile DS/SSMA Communications [A]. IEEE Sixth International Symposium on Spread Spectrum techniques & Applications [C], September 6-8, 2000, Sheraton Tara, Parsippany, New Jersey, USA.

[5] 仰帆帆. 网络编码调制直扩码分多址移动通信系统性能的研究 [D]. 博士学位论文, 东南大学, 1996, 12.

作者简介:



仰帆帆 1993 年和 1997 年分别在西北工业大学、东南大学获工学硕士和工学博士学位. 现任南京航空航天大学电子工程系副教授. 1999 年 10 月至今在英国 Surrey 大学通信系统研究中心工作. 目前研究方向为扩频卫星移动通信, 先进纠错编码技术 (Turbo code, Time-Space code 等).