

基于 Walsh-Hadamard 变换的线性分组码参数盲估计算法

杨晓炜^{①②} 甘露^{①*}

^①(电子科技大学信息工程系 成都 611731)

^②(通信系统信息控制技术国家级重点实验室 嘉兴 314003)

摘要: 该文提出了一种容误码的线性分组码的参数盲估计算法。该方法首先基于线性分组码对偶码字的统计特性和 Walsh-Hadamard 变换解线性方程组的容错特性来实现对偶码字的判决,同时采用“3 倍标准差”准则并根据理论分析给出了一个有效的判决门限。接着通过判断对偶空间归一化维数的最大值来实现码长和码组同步时刻的估计。最后利用对偶码字构造出相应的校验矩阵,实现了在较高误码率情况下对线性分组码参数的盲估计。计算机仿真结果表明,在比特误码率为 0.03 的情况下,该文所提算法仍能得到很好的估计效果。

关键词: 非合作通信; 线性分组码; 盲估计; 对偶空间; Walsh-Hadamard 变换

中图分类号: TN971.1

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2012)07-1642-05

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2011.01311

Blind Estimation Algorithm of the Linear Block Codes Parameters Based on WHT

Yang Xiao-wei^{①②} Gan Lu^①

^①(Department of Information Engineering, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 611731, China)

^②(National Laboratory of Information Control Technology for Communication System, Jiaxing 314033, China)

Abstract: A new approach is presented for blind estimation of linear block codes parameters with noisy data. Firstly, the proposed method exploits the statistical properties of the dual codes and Walsh-Hadamard transform to determine whether a code is belong to dual code or not. Meanwhile, from the principle of “3 standard deviation”, a theoretical threshold to distinguish dual codes is induced. Then the code length and synchronization are estimated when the normalized dual space dimension reaches the maximum. Finally, the parity-check matrix is recovered by the dual codes. Computer simulation results show that the proposed method can provide good performance even when the bit error rate is 0.03.

Key words: Non-cooperative communication; Linear block codes; Blind estimation; Dual space; Walsh-Hadamard transform

1 引言

数字通信系统中,由于噪声的存在,不可避免的会在信息传输中产生误码。为了降低噪声对通信系统的影响,通常会对所传内容进行信道编码,通过增加所传信息的冗余量来提高通信系统的可靠性。分组码就是信道编码中最简单也是最重要的一种编码方式。目前已知的重要分组码有汉明码、格雷码、循环码、BCH 码、RS 码以及 LDPC 码等^[1]。

在非合作通信中,由于侦察方未知通信方采用的信道编码参数,需要通过截获的码字完成对信道编码参数的盲估计,以实现信息的获取。近年来

国内外针对分组码参数盲估计取得了较为丰富的研究成果。Planquette^[2]首先提出了利用截获数据构造截获矩阵,然后根据截获矩阵的秩来进行判断,但该方法不能适应数据存在误码的情况。为解决参数盲估计中的截获数据包含误码的问题,Valambois^[3]提出了对偶空间法,该方法将截获矩阵与对偶空间候选向量的内积结果同判决门限进行比较,以增加算法的抗误码性能,但该方法计算量大,且没有得到一个与候选向量无关的门限。文献[4]提出了在截获矩阵中取窗,先将取窗的部分与对偶空间候选向量的内积结果同判决门限进行比较,符合判决门限的再利用整个截获矩阵进行判决,以提高运算速度,但该方法需要多次迭代,运算时间长,且对高误码率截获数据并不适用。文献[5]采用随机化的方法来直接求解截获矩阵的秩,并给出了相应的理论分析,

2011-12-09 收到, 2012-03-22 改回

中央高校基本科研业务费专项资金基础研究项目(ZYGX2010J027)

和国家自然科学基金(11176005)资助课题

*通信作者: 甘露 ganlu@uestc.edu.cn

但是其计算量较大，且在高误码率的条件下性能不稳定。文献[6]提出的码重分析法是利用分组码码重的不平衡性进行码长的估计，但该方法局限于需要知道截获数据的码组同步时刻。游凌等人提出的Walsh-Hadamard分析法是基于WHT(Walsh-Hadamard Transform)解含错的方程组来进行码字校验矩阵的恢复，但该方程组的构造，需要已知码长和码组同步时刻^[7]。刘健等人^[8]提出了采用WHT实现卷积码的盲识别，扩大了WHT的应用范围。吕喜在等人^[9]提出了根据码字的信息码根差熵用于BCH码的盲识别和利用对截获序列进行伽罗华域的傅里叶变换后判断连零的位置和个数实现了RS码的盲识别^[10]，王甲峰等人^[11]提出了基于码字的循环特性实现了对循环码的盲识别，但这几种方法均是利用了特殊类型分组码的性质不具备通用性。为了克服上述方法中存在的问题，本文首先基于线性分组码对偶码字的统计特性和WHT解线性方程组的容错特性，提出了采用“3倍标准差”准则来实现对偶码字的判决，并通过理论分析给出了一个有效的判决门限。接着通过判断对偶空间归一化维数的最大值来实现码长和码组同步时刻的估计。最后利用对偶码字构造出相应的校验矩阵，实现了在较高误码率的情况下对线性分组码参数的盲估计。

2 盲估计方法

2.1 线性分组码的定义和性质

定义 1^[1] 将每 k 个信息位分为一组进行独立处理，变成长度为 $n(n > k)$ 位的编码称为 (n, k) 分组码，其码率 $r = k/n$ ，校验位长 $(n - k)$ 。若校验位是信息位的线性组合，则称该编码为 (n, k) 线性分组码。

(n, k) 线性分组码的编码可以表示为 $c = m \times G$ 的形式。其中 m 为编码前消息，长度为 k ， c 为编码后码字，长度为 n ， G 为生成矩阵，大小为 $k \times n$ 。系统码的生成矩阵为 $G = [P \ I_k]$ 的形式，其对应的校验矩阵 $H = [I_{n-k} \ P^T]$ ，大小为 $(n - k) \times n$ ，其中 T 表示矩阵的转置。

2.2 盲估计的数学模型

在截获到一串经过线性分组码编码再通过误码率为 τ 的二进制对称信道(Binary Symmetric Channel, BSC)传输后的数据流后，非合作通信方需要估计出其线性分组码编码参数以实现信息的获取。由于截获数据的任意性，还需要估计出截获数据中第 1 个分组码的起始时刻 $d(0 \leq d \leq n - 1)$ ，本文中称其为码组同步时刻，简称同步时刻。

在截获到一串长度为 L 的数据流后，假设其为

(n, k) 线性分组码，同步时刻为 d ，故去除截获数据流的前 d 比特，然后将剩余的 $(L - d)$ 比特数据按照长度为 n 依次划为 $N = \lfloor (L - d)/n \rfloor$ 个码字 ($\lfloor \cdot \rfloor$ 表示向下取整)，将每个码字作为矩阵 X 的每一行，形成一个 $N \times n$ 的截获矩阵 X (如图 1 所示，图中的 C_{ij} 代表第 i 个码字的第 j 位)。

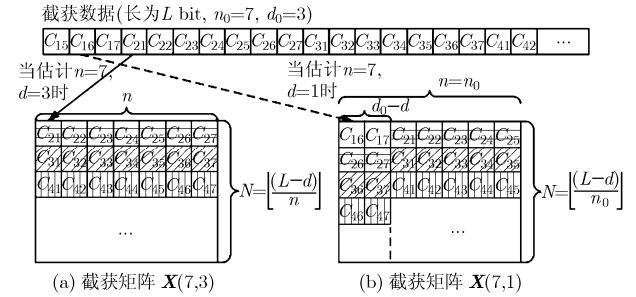


图 1 线性分组码估计的数学模型示意图

2.3 线性分组码参数的盲估计

假设截获的数据是由 (n_0, k_0) 线性分组码生成，且截获时的同步时刻为 d_0 ，构造截获矩阵时假设的码长为 n ，同步时刻为 d 。

在无误码的情况下，当 $n \neq n_0$ 时，截获矩阵 $X(n, d)$ 为一随机矩阵，在很大概率下截获矩阵 $X(n, d)$ 为一列满秩矩阵，其对应的对偶空间 \mathcal{H} 维数为 0，即不存在向量 h 使得 $X(n, d)h^T = 0$ 。当 $n = n_0, d = d_0$ 时，截获矩阵 $X(n_0, d_0)$ 的结构图如图 1(a) 所示，该矩阵中的每一行为一个完整的码字，则该矩阵的秩为 k_0 ^[2]，对应的对偶空间维数为 $(n_0 - k_0)$ ，即存在向量 h_0 ，使得 $X(n_0, d_0)h_0^T = 0$ 成立，且所有向量 h_0 构成空间的维数为 $(n_0 - k_0)$ 。当 $n = n_0, d \neq d_0$ 时，截获矩阵 $X(n_0, d)$ 的结构图如图 1(b) 所示。每一行虽然不是一个完整的码字，但其每一行上下相对位置关系保持不变。因此，存在向量 \tilde{h} ，其所支撑的位置(即向量 \tilde{h} 中元素 1 所对应的位置)仅仅在 $X(n_0, d)$ 的前半部分(或后半部分)，满足 $X(n_0, d)\tilde{h}^T = 0$ ，且向量 \tilde{h} 循环移位 $(d_0 - d)$ 比特后就得到截获矩阵 $X(n_0, d_0)$ 对应的对偶向量 h_0 。每一个向量 \tilde{h} 均有对应的向量 h_0 ，但每一个向量 h_0 不一定有对应的向量 \tilde{h} 。故由向量 \tilde{h} 所张成的对偶空间维数大于等于 0 而小于等于 $(n_0 - k_0)$ ^[5]。而当 $n = \alpha n_0 (\alpha \in N^+)$ 时，每行满足的关系与 $n = n_0$ 时相同，故

$$\begin{cases} \dim(\mathcal{H}(n, d)) = 0, & n \neq \alpha n_0 \\ 0 \leq \dim(\mathcal{H}(n, d)) \leq \alpha(n_0 - k_0), & n = \alpha n_0, d \neq d_0 \\ \dim(\mathcal{H}(n, d)) = \alpha(n_0 - k_0), & n = \alpha n_0, d = d_0 \end{cases} \quad (1)$$

其中 \dim 表示求空间维数的运算。由式(1)可见, 通过截获矩阵 \mathbf{X} 对应的对偶空间 \mathcal{H} 的维数就能判断是否得到真实的 (n_0, d_0) 。

为了对不同截获矩阵的对偶空间维数进行比较, 本文将对偶空间的维数按其截获矩阵的列数进行归一化, 即目标函数为对偶空间归一化维数 dm :

$$(n_0, d_0) = \arg \max_{n,d} (\text{dm}) \quad (2)$$

其中 $\text{dm} = \frac{\dim(\mathcal{H})}{n}$ 。为了求得对偶空间 \mathcal{H} 的维数, 即要求得到对偶空间内所有可能的向量 \mathbf{h} 。

在截获矩阵为 $\mathbf{X}(n_0, d_0)$ 时, 其每一行为线性分组码字 \mathbf{c} 通过误码率为 τ 的 BSC 信道传输后的接收码字 \mathbf{x} 。在 (n_0, k_0) 分组码对应的对偶空间 \mathcal{H} 内的任一向量 \mathbf{h}_d , 其汉明重量为 ω 时, 有 $\Pr[\mathbf{h}_d \mathbf{x}^T = 0] = 0.5(1 + (1 - 2\tau)^\omega)$, $\Pr[\mathbf{h}_d \mathbf{x}^T = 1] = 0.5(1 - (1 - 2\tau)^\omega)$ ^[3], 其中 $\Pr[\cdot]$ 表示概率; 而当向量 $\mathbf{h}_f \notin \mathcal{H}$ 时, 接收码字 \mathbf{x} 与向量 \mathbf{h}_f 的内积, 可以认为是两个随机向量的内积运算, 则有 $\Pr[\mathbf{h}_f \mathbf{x}^T = 0] = 0.5$, $\Pr[\mathbf{h}_f \mathbf{x}^T = 1] = 0.5$ 。同理, 在截获矩阵为 $\mathbf{X}(n, d)$ 时, 其每一行视为是一个长度为 n 的随机向量 \mathbf{x} , 该向量 \mathbf{x} 与任意的一个长度为 n 的向量 \mathbf{h}_b 的内积为 $\Pr[\mathbf{h}_b \mathbf{x}^T = 0] = 0.5$, $\Pr[\mathbf{h}_b \mathbf{x}^T = 1] = 0.5$ 。故将向量 \mathbf{h}_d 称为对偶码字, 对偶码字构成的集合记为 $\{\mathbf{h}_d\}$; 将向量 \mathbf{h}_f 和向量 \mathbf{h}_b 统称为随机码字, 且均记为向量 \mathbf{h}_f , 随机码字构成的集合记为 $\{\mathbf{h}_f\}$ 。

因此, 可以将截获矩阵 \mathbf{X} 与 $l (= 2^n)$ 个互不相同的长度为 n 的向量 $\mathbf{h}^i (i = 0, \dots, l-1)$, 此处上标 i 表示的是向量 \mathbf{h}^i 对应的十进制数值) 做内积运算:

$$\mathbf{R}^i = \mathbf{X}(\mathbf{h}^i)^T \quad (3)$$

则 \mathbf{R}^i 是一个 $N \times 1$ 的向量。对此, 按照 WHT 中的映射方式^[7], 将向量 \mathbf{R}^i 中的 0 映射为 1, 1 映射为 -1, 得到向量 $\tilde{\mathbf{R}}^i$, 并用 \tilde{R}_j^i 表示向量 $\tilde{\mathbf{R}}^i$ 的第 j 位元素。显然, 元素 \tilde{R}_j^i 的取值满足: 当向量 $\mathbf{h}^i \in \{\mathbf{h}_d\}$ 时:

$$\Pr[\tilde{R}_j^i = 1] = 0.5(1 + (1 - 2\tau)^\omega) \quad (4)$$

$$\Pr[\tilde{R}_j^i = -1] = 0.5(1 - (1 - 2\tau)^\omega) \quad (5)$$

此时元素 \tilde{R}_j^i 的均值为 $\mu_d = (1 - 2\tau)^\omega$, 方差为 $\sigma_d^2 = 1 - (1 - 2\tau)^{2\omega}$ 。同理, 当向量 $\mathbf{h}^i \in \{\mathbf{h}_f\}$ 时:

$$\Pr[\tilde{R}_j^i = 1] = 0.5 \quad (6)$$

$$\Pr[\tilde{R}_j^i = -1] = 0.5 \quad (7)$$

此时元素 \tilde{R}_j^i 的均值为 $\mu_f = 0$, 方差为 $\sigma_f^2 = 1$ 。

定义 B^i 为向量 $\tilde{\mathbf{R}}^i$ 中所有元素的和, 即

$$B^i = \sum_{j=1}^N \tilde{R}_j^i \quad (8)$$

求得的 B^i 表示线性方程组 $\mathbf{X}(\mathbf{h}^i)^T = 0$ 中, 解向量 \mathbf{h}^i 满足的方程个数与不满足的方程个数的差值。

由于向量 \mathbf{R}^i 中的元素相互独立, 故 B^i 满足二项分布。又当 N 足够大时, 二项分布渐近趋向于正态分布, 即当向量 $\mathbf{h}^i \in \{\mathbf{h}_d\}$ 时, B^i 的值满足正态分布 $\mathcal{N}(N(1 - 2\tau)^\omega, N(1 - (1 - 2\tau)^{2\omega}))$; 当向量 $\mathbf{h}^i \in \{\mathbf{h}_f\}$ 时, B^i 的值满足正态分布 $\mathcal{N}(0, N)$, 如图 2 所示。

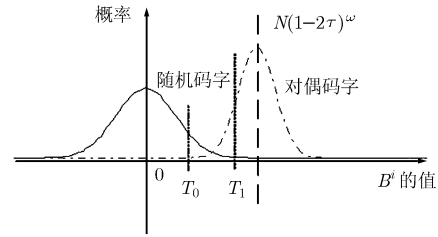


图2 对偶码字和随机码字对应的 B^i 的值概率分布图

根据统计学中的“3 倍标准差”准则, 可以采用两条曲线的“3 倍标准差”之间的某个值作为门限来区别这两种码字。根据文献[7]的推荐, 门限为 $T_0 = 3\sqrt{N}$ 。

门限 T_0 为随机码字曲线的“3 倍标准差”, 是判决门限可取值的下限。该门限使得一个候选码字被判断为随机码字的虚警概率较小, 然而该门限会使得一个候选码字被判断为对偶码字的虚警概率较大。在本文中, 需要寻找不同假设下的对偶码字, 并进一步地进行对偶空间归一化维数的判断, 因此要求候选码字 \mathbf{h} 被判断为对偶码字的虚警越小越好。最佳的门限应为对偶码字曲线的“3 倍标准差”, 即判决门限可取值的上限。

$$T_1 = N(1 - 2\tau)^\omega - 3\sqrt{N(1 - (1 - 2\tau)^{2\omega})} \quad (9)$$

式(9)给出的门限 T_1 , 计算复杂, 需要进一步简化。注意到误码率满足 $\tau < 0.5$, 将式(9)中的指数部分采用幂级数展开并保留主要的前两项, 则门限 T_1 可表示为 $T_1 \approx N(1 - 2\omega\tau) - 6\sqrt{N\omega\tau} \geq N(1 - 2n\tau) - 6\sqrt{Nn\tau} \approx N(1 - 2n\tau)$ 。故可取门限:

$$T_2 = N(1 - 2n\tau) \quad (10)$$

可以应用门限 T_2 的前提条件是门限 T_2 需处于两个曲线的“3 倍标准差”之间: 即 $T_0 \leq T_2 \leq T_1$ 。此时 N 需满足的条件为

$$N(1 - 2n\tau) \geq 3\sqrt{N} \quad (11)$$

在求得该假设下的一系列对偶码字 \mathbf{h} 后, 求出这些码字组成的空间的维数作为该假设的对偶空间的维数, 并判断对偶空间归一化维数最大时对应的假设即为估计的码长和同步时刻。

同时, 在对偶空间归一化维数最大时, 将此时对偶空间内的对偶码字按行排列:

$$\mathbf{H}' = [\mathbf{h}_1^T, \mathbf{h}_2^T, \dots]^T \quad (12)$$

对 \mathbf{H}' 进行高斯行消元并取出非零行, 即求得系统线性分组码所对应的校验矩阵 \mathbf{H} 。

表 1 给出了所提算法的具体流程。

表 1 本文算法流程

<p>步骤 1 初始化待求参数: 码长 $\hat{n} = 0$, 同步时刻 $\hat{d} = 0$, 最大识别长度 n_{\max}, 对偶空间 $\hat{\mathcal{H}} = \emptyset$, 对偶空间归一化维数 $\hat{\dim} = 0$;</p> <p>步骤 2 按图 1 所示方法对每一种假设 (n, d) 构造截获矩阵 $\mathbf{X}(n, d)$, 候选码字集合所有长度为 n 的二进制向量共计 2^n 个。求出此截获矩阵对应的每一候选码字 $\mathbf{h}^i (i = 0, \dots, (2^n - 1))$ 对应的值 B^i, 并将 B^i 大于式(10)门限值的对应向量 \mathbf{h}^i 存入对偶空间 $\mathcal{H}(n, d)$ 内;</p> <p>步骤 3 求出每种假设 (n, d) 下的对偶空间归一化维数 $\mathcal{H}(n, d)/n$;</p> <p>步骤 4 找出对偶空间归一化维数最大时所对应的假设 (n_c, d_c), 则 $\hat{n} = n_c, \hat{d} = d_c$。此时的对偶空间 $\hat{\mathcal{H}} = \mathcal{H}(n_c, d_c)$, 将对偶空间 $\hat{\mathcal{H}}$ 内的一系列向量 \mathbf{h} 按式(12)排列并进行高斯行消元, 取出非零行即得到系统码形式所对应的校验矩阵 $\hat{\mathbf{H}}$。</p>

3 仿真验证

本文首先给出对一组截获数据进行信道编码参数盲估计的仿真结果。该截获数据的编码参数选用 (7,4) 汉明码, 其校验矩阵为 $\mathbf{H} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{pmatrix}$, 其截获时的码字

同步时刻为 $d_0 = 3$, 误码率为 $\tau = 1\%$ 。截获数据的具体产生方式为: 先产生 4000 bit 的随机 0-1 序列, 将其采用 (7,4) 汉明码编码为长为 7000 bit 的 0-1 序列, 并随机选择其中的 1% 比特位进行 0 和 1 的互换, 最后去除最前面的 3 bit, 得到长度为 6997 bit 的截获数据。

首先给出采用本文判决门限 $T_2 = N(1 - 2n\tau)$ 时, 对偶空间归一化维数的仿真结果如图 3(a)所示。由图 3(a)可以看出, 当码长为 7, 同步时刻为 3 时, 对偶空间归一化维数最大, 此时恰有 $\hat{n} = n_0$,

$\hat{d} = d_0$, 且此时估计得到的校验矩阵为 $\hat{\mathbf{H}} = \mathbf{H}$, 与实际相符。同时也可以看到, 当码长估计正确, 同步时刻估计存在偏差时, 对偶空间归一化维数大于 0 且小于最大的对偶空间归一化维数, 与先前的理论分析一致。

采用文献[7]的判决门限 $T_0 = 3\sqrt{N}$, 使用相同的截获数据, 其对偶空间归一化维数的仿真结果如图 3(b)所示。由图 3(b)可以看出, 对偶空间归一化维数最大时, 此时估计的参数 $\hat{n} = 10 \neq n_0, \hat{d} = 2 \neq d_0$, 与实际不符, 可见该门限于未知码长和码组同步时刻的分组码参数估计时已经失效。

进一步, 本文以 (15,11) 汉明码作为截获数据的编码参数, 观察传输的 BSC 信道的误码率 τ 对本文算法的识别成功率的影响, 仿真结果如图 4(a)所示。图 4(a)是按照 BSC 信道的误码率从 0.001 到 0.05 以步长为 0.002 进行 300 次蒙特卡洛仿真画出的, 其中每次仿真所用的截获数据的产生方法与前面类似, 且截获序列、误码位置、截获时的码字同步时刻均为随机产生的。并且, 图中的码字长度、同步时刻、校验矩阵均为在只有截获数据时, 同时估计出的。可以看到: 在误码率为 0.03 时, 本文算法对估计参数的识别成功率仍在 95% 以上。

图 4(b)为采用与图 4(a)相同的截获数据, 按照文献[7]的判决门限在相同的条件下进行误码率对性能影响仿真实验的仿真结果图。从图 4(b)中可以看出, 即使在信道的误码率很低时, 文献[7]的判决门限也不能够估计出真实的线性分组码参数, 该判决门限在未知码长和码组同步时刻时已经失效。

为了更好地突出本文在高误码率下的识别效果, 本文采用与图 4(a)相同的截获数据, 按照文献[3]的算法在相同的条件下进行误码率对性能影响仿真实验。文献[3]的仿真结果如图 4(c)所示。由图 4(c)可以看出, 文献[3]的算法识别成功率在 90% 以上的误码率上限约为 0.01。比较图 4(a), 图 4(c)可以看出, 本文算法应对误码率的影响较文献[3]有明显的提高, 在误码率为 0.03 时仍然表现了很好的性能。

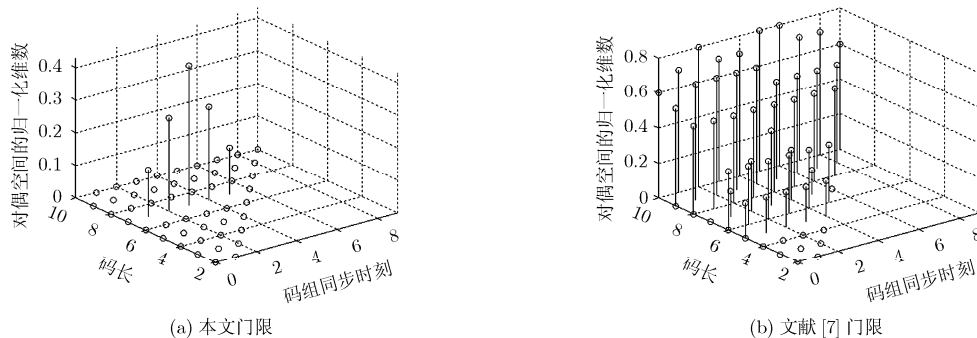


图 3 不同门限下的对偶空间归一化维数

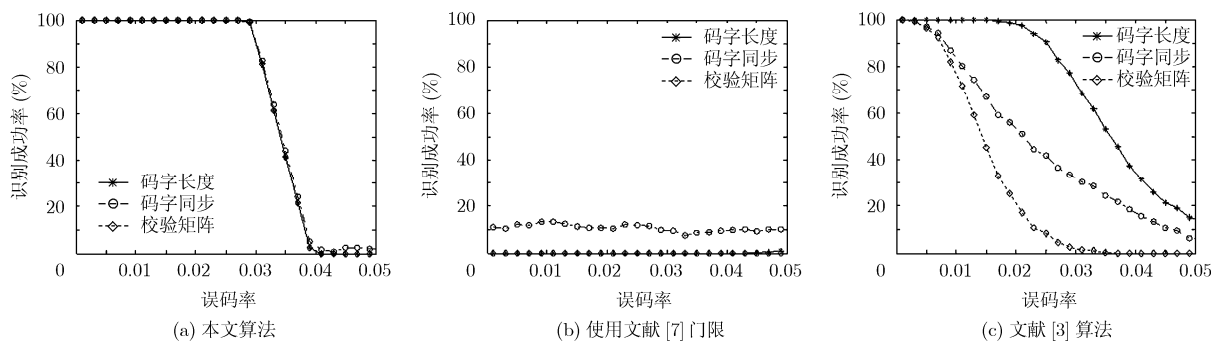


图4 各算法误码率与识别成功率的关系图

4 结束语

本文首先基于线性分组码对偶码字的统计特性和 WHT 解线性方程组的容错特性, 提出了采用“3 倍标准差”准则来实现对偶码字的判决, 并通过理论分析给出了一个有效的判决门限。接着通过判断对偶空间归一化维数的最大值来实现码长和码组同步时刻的估计。最后利用对偶码字构造出相应的校验矩阵, 实现了在较高误码率的情况下对线性分组码参数的盲估计。本文所提算法简单, 对先验信息要求少, 仅需要知道编码方式是否为线性分组码。计算机仿真结果表明, 本文所提算法在比特误码率为 0.03 的情况下, 仍能得到很好的估计效果, 完全实现了线性分组码参数的盲估计。

参考文献

- [1] Lin Shu and Costello D J. Error Control Coding [M]. Second Edition, New Jersey, USA: Prentice Hall, 2005: 67-95.
- [2] Planquette G. Identification of binary code streams [D]. France: University of Rennes I, 1996.
- [3] Valembos A. Detection and recognition of a binary linear code [J]. *Discrete Applied Mathematics*, 2001, 111(1-2): 199-218.
- [4] Cluzeau M and Finiasz M. Recovering a code's length and synchronisation from a noisy intercepted bitstream [C]. Proceedings of the 2009 IEEE International Symposium on Information Theory, ISIT09, Seoul, Coree, Juillet, 2009: 1-5.
- [5] Barbier J, Sicot G, and Houcke S. Algebraic approach for the reconstruction of linear and convolutional error correcting codes [J]. *International Journal of Mathematical and Computer Sciences*, 2006, 2(3): 113-118.
- [6] 管俊军, 李艳斌. 低码率二进制线性分组码的盲识别[J]. *无线电工程*, 2009, 39(1): 19-22.
- Zan Jun-jun and Li Yan-bin. Blind recognition of low

code-rate binary linear block codes [J]. *Radio Engineering of China*, 2009, 39(1): 19-22.

- [7] 游凌, 朱中梁. Walsh 函数在解二元域方程组上的应用[J]. *信号处理*, 2000, 16(S1): 27-30.
- You Ling and Zhu Zhong-liang. The application of Walsh function in resolving of F(2) equations [J]. *Signal Processing*, 2000, 16(S1): 27-30.
- [8] 刘健, 王晓君, 周希元. 基于 Walsh-Hadamard 变换的卷积码盲识别[J]. *电子与信息学报*, 2010, 32(4): 884-888.
- Liu Jian, Wang Xiao-jun, and Zhou Xi-yuan. Blind recognition of convolutional coding based on Walsh-Hadamard transform [J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2010, 32(4): 884-888.
- [9] 吕喜在, 黄芝平, 苏绍璟. BCH 码生成多项式快速识别方法[J]. *西安电子科技大学学报*, 2011, 38(6): 187-191.
- Lü Xi-zai, Huang Zhi-ping, and Su Shao-jing. Fast recognition method of generator polynomial of BCH codes [J]. *Journal of Xidian University*, 2011, 38(6): 187-191.
- [10] 吕喜在, 苏绍堃, 黄芝平. 一种 RS 码快速盲识别方法[J]. *国防科技大学学报*, 2011, 33(4): 123-127.
- Lü Xi-zai, Su Shao-jing, and Huang Zhi-ping. A fast blind recognition method of RS coding [J]. *Journal of National University of Defense Technology*, 2011, 33(4): 123-127.
- [11] Wang Jia-feng, Yang Yue, and Jun Yao. A method of blind recognition of cyclic code generator polynomial[C]. 2010 6th International Conference on, Wireless Communications Networking and Mobile Computing (WiCOM), Chengdu, 2010: 1-4.

杨晓炜: 男, 1988 年生, 硕士生, 从事信道编码识别与参数估计方面的研究工作。

甘露: 男, 1974 年生, 副教授, 硕士生导师, 从事通信信号分析、阵列信号处理方面的研究工作。