

利用帧同步码的卷积 交织器快速盲识别方法

于沛东¹, 彭 华¹, 巩克现¹, 陈泽亮¹, 孙海飞²

(1. 信息工程大学信息工程学院, 河南郑州 450001; 2. 中国人民解放军 63981 部队, 湖北武汉 430000)

摘 要: 为实现前向纠错, 数字无线通信系统广泛采用信道编码技术. 信道编码盲识别是对编码参数的逆向识别. 已有的利用帧同步码的卷积交织器盲识别方法运算复杂度较高, 无法识别交织深度起点参数, 并会在某些交织器参数和帧长条件下失效. 已有方法的主要运算量存在于对交织序列帧同步码周期的盲识别步骤中. 本文通过去除该步骤中存在的大量重复运算, 得到了帧同步码周期的低复杂度盲识别方法; 在此基础上, 提出对交织序列的分段累加序列进行循环解卷积交织, 在恢复帧同步码的同时识别交织参数. 所提方法可在任意交织器和帧长条件下, 实现对全部交织参数的识别. 理论分析和仿真实验表明, 新方法能够比已有方法节省约 50% 直至 90% 以上的运算量, 同时抗噪能力显著提升 2dB 以上, 在认知无线电等领域具有重要应用价值.

关键词: 无线通信; 认知无线电; 非合作通信; 信道编码; 盲识别; 卷积交织器; 帧同步

中图分类号: TN911.7 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2018)06-1530-07

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2018.06.038

Fast Blind Recognition of Convolutional Interleavers Based on Existence of Frame Sync Codes

YU Pei-dong¹, PENG Hua¹, GONG Ke-xian¹, CHEN Ze-liang¹, SUN Hai-fei²

(1. Information Engineering University, Zhengzhou, Henan 450001, China; 2. 63981 Forces, Wuhan, Hubei 430000, China)

Abstract: Channel coding technology is widely used in digital wireless communication systems for forward error correction. Channel coding recognition means to reversely recognizing the coding parameters. For blind recognition of convolutional interleavers, the existing method based on the existence of frame sync codes has high computational complexity, and is not able to recognize the depth starting point. The method even fails for certain interleaver and frame length combinations. Its main computation is in recognizing the period of frame sync code in the interleaved sequence. In this paper, a low complexity method which avoids lots of repeated computation is developed for the period recognition. Then, a method called cyclic convolutional de-interleaving is proposed to de-interleave the partitioned-and-summed version of the interleaved sequence, and thus the frame sync code and the interleaver parameters are recovered in the meantime. The proposed methods are able to recognize the whole parameters for any interleaver and frame length combinations. Theoretical and simulation results show that, compared to the existing method, the proposed methods reduce the computational complexity by a percentage ranging from around 50% to more than 90%, and improves robustness against channel noise by more than 2dB, showing high application value in areas like cognitive radio.

Key words: wireless communication; cognitive radio; non-cooperative communication; channel coding; blind recognition; convolutional interleaver; frame synchronization

1 引言

信道编码技术^[1]广泛应用于数字通信系统中, 以提高通信系统的可靠性. 狭义的信道编码是指纠错编码, 它们对传输信道中发生的随机错误具有较好的纠错能力. 而广义的信道编码还包括交织、扰码等. 为了对

抗脉冲干扰、同频道干扰等引起的突发错误^[2], 发送端通常在纠错编码后进行交织编码^[3], 接收端则首先对接收解调序列进行解交织, 将突发错误转化为随机错误, 然后进行纠错译码.

在认知无线电等非合作通信领域, 发送方所采用的信道编码参数未知. 为进行解交织、译码、解扰以恢复

信息序列,就需要信道编码盲识别技术,根据接收的序列识别编码参数.目前,针对各种纠错编码和扰码的盲识别研究均已取得一些成果^[4-11].常用的交织器可分为分组交织器和卷积交织器.文献[12,13]描述了一种基于矩阵分析的分组交织器盲识别方法,该方法利用接收序列构造“分析矩阵”,通过高斯约旦三角化来判断此矩阵是否可能(在去除误码后)存在秩亏.文献[14~16]将这种方法推广应用于卷积交织器的盲识别.但是,这种矩阵分析方法存在运算量大、抗误码能力弱的缺点.文献[2]提出利用帧同步码识别卷积交织器,首先识别帧同步码在接收交织序列中出现的周期,再进一步识别交织器参数,大大提高了抗误码能力,降低了运算量.

然而,文献[2]的方法存在一些不足.首先,其关于接收序列中帧同步码周期的结论不严谨;其次,识别周期的过程中存在大量的重复运算;最后,无法识别解交织所必需的交织深度起点参数.本文在文献[2]的基础上,提出一种相对快速的、能全面识别所有必要参数且抗误码能力更强的卷积交织器盲识别方法.

2 卷积交织器盲识别问题

通常,在发送端,卷积交织器位于纠错编码器之后,对编码序列进行卷积交织,得到交织后的编码序列(简称交织序列);在接收端,对解调输出的交织序列,先解卷积交织,恢复出编码序列,再进行纠错译码等处理.参数为 (B, N) 的卷积交织器和解交织器的工作原理如图1所示,其中 $N = BM$,称 B 为交织深度, M 为交织宽度,它们都是正整数.由图1(a)可见,卷积交织器将输入的编码比特序列 $\mathbf{x} = (x_1, x_2, \dots)$ 按比特轮流送入 B 个移位寄存器支路,第 i 个支路的寄存器长度为 $(i-1)M$;在输出端,轮流将各支路的当前比特取出,构成交织序列 $\mathbf{v} = (v_1, v_2, \dots)$.这一过程相当于先将 \mathbf{x} 排成如下矩阵(依次将其第1,2,⋯列的 B 个元素送入交织器 B 个支路)

$$\begin{pmatrix} x_1 & x_{B+1} & x_{2B+1} & \cdots \\ x_2 & x_{B+2} & x_{2B+2} & \cdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots \\ x_B & x_{2B} & x_{3B} & \cdots \end{pmatrix} \quad (1)$$

再将矩阵(1)的第 i ($i = 1, 2, \dots, B$)行右移 $(i-1)M$ 位(相当于交织器各支路移位寄存器的延迟作用),得到

$$\begin{pmatrix} x_1 & \cdots & x_{MB+1} & \cdots & x_{(B-1)MB+1} & x_{[(B-1)M+1]B+1} & \cdots \\ 0 & \cdots & x_2 & \cdots & x_{(B-2)MB+2} & x_{[(B-2)M+1]B+2} & \cdots \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots \\ 0 & \cdots & 0 & \cdots & x_B & x_{2B} & \cdots \end{pmatrix} \quad (2)$$

最后将矩阵(2)按列输出得到 \mathbf{v} ,即有

$$\begin{cases} \mathbf{v} = (v_1, v_2, v_3, \dots) \\ \mathbf{v}_{i+1} = (x_{iB+1}, x_{(i-M)B+2}, \dots, x_{[i-(B-1)M]B+B}) \end{cases} \quad (3)$$

式中,当 $j \leq 0$ 时规定 $x_j = 0$, \mathbf{v}_i 为式(2)第 i 列的转置.

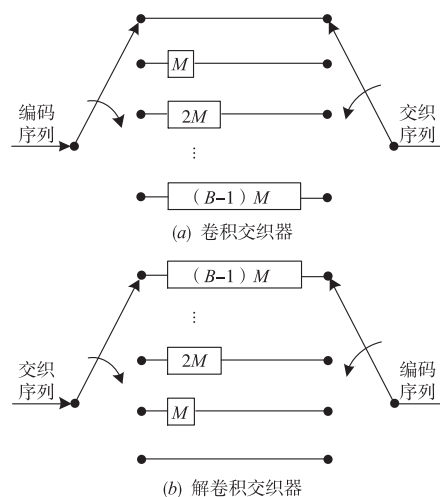


图1 卷积交织器和解交织器的工作原理

若要由交织序列 \mathbf{v} 恢复编码序列 \mathbf{x} ,只需将上述步骤逆序执行即可:首先将序列 \mathbf{v} 排列成矩阵(2);再将矩阵(2)的第 i ($i = 1, \dots, B$)行左移 $(i-1)M$ 位,恢复式(1);最后将式(1)按列输出,得到序列 \mathbf{x} .这一解交织过程由图1(b)所示的解交织器完成.解交织器可认为是将交织器各支路次序倒置而得到.

可见,与分组交织器不同,卷积交织器无需将编码序列分组,它是一种可连续工作的交织器.实际中,每一帧编码数据中的帧同步码也进行卷积交织^[2].设编码序列为 $\mathbf{x} = (\mathbf{a}, \mathbf{c}_1, \mathbf{a}, \mathbf{c}_2, \dots, \mathbf{a}, \mathbf{c}_i, \dots)$,其中 \mathbf{a} 是长度为 s 比特的帧同步码, \mathbf{c}_i 是长度为 n_c 比特的纠错码序列(由若干个码字构成), \mathbf{a} 与 \mathbf{c}_i 构成一个数据帧,帧长为 $F = s + n_c$.将 \mathbf{x} 通过卷积交织器得到交织序列 \mathbf{v} ,对 \mathbf{v} 进行BPSK映射(比特“0”映射为“+1”,比特“1”映射为“-1”),最后经过AWGN信道进行传输,记接收端解调器输出的软判决序列为 $\mathbf{r} = (r_1, \dots, r_L)$,长度为 L .事实上,对于其它基带调制方式,解调后也将得到类似的软判决序列,故本文仅讨论BPSK.软判决中不仅包含硬判决符号信息,更包含该符号的可靠度信息,故使用接收软判决序列有利于提高盲识别方法的抗噪能力^[17].因此,与文献[2]利用硬判决序列不同,本文利用软判决序列 \mathbf{r} 来识别卷积交织器.

由于接收数据通常并不完整,设 \mathbf{r} 对应于发送序列 \mathbf{v} 的中间某一段 $(v_j, v_{j+1}, \dots, v_{j+L-1})$,即 $r_i = (1 - 2v_{j+i-1}) + w_i$,其中 w_i 为信道噪声, $i = 1, 2, \dots, L$.将其起始点 j 表示为 $j = kB + B_0$,其中 k 为整数,参数 B_0 称为交织深度起点,满足 $1 \leq B_0 \leq B$.由式(3)和式(2)可见,在解交织时,为了将接收序列 \mathbf{r} 正确排列成矩阵(2)的形式,除

了需要参数 B 和 M , 还须已知 B_0 . 盲识别的目的, 在于实现接收序列 \mathbf{r} 的正确解交织, 从而恢复纠错码序列, 为下一步的纠错码盲识别、信息序列恢复奠定基础. 因此, 我们不仅需要识别参数 B, M , 还必须识别 B_0 . 文献[2]能有效识别 B 和 M , 但未能识别 B_0 , 故其识别结果无法保证解交织的正确进行, 没有达到完全盲识别的目的. 接下来, 本文将讨论如何根据接收序列 \mathbf{r} , 识别参数 B, M 和 B_0 .

3 利用帧同步码的盲识别方法

3.1 帧同步码周期的快速盲识别

通常, 帧同步码 \mathbf{a} 在序列 \mathbf{x} 中周期性(周期为帧长 F)地出现. 经过卷积交织后, \mathbf{a} 将被拆散, 但 \mathbf{a} 的各比特在交织序列 \mathbf{v} 中仍将呈现周期性, 记其周期为 P . 考察 \mathbf{v} 中位置间隔为 P 的一系列元素 $v_i, v_{P+i}, v_{2P+i}, \dots$. 若 P 为 B 的倍数, 则有 $i \equiv P+i \equiv 2P+i \equiv \dots \pmod{B}$, 根据式(3)和式(2), 解交织时这些元素将位于矩阵(2)的同一行, 于是解交织后它们在 \mathbf{x} 中仍等间隔出现, 且间隔仍为 P ; 若 P 不为 B 的倍数, 这些元素在 \mathbf{x} 中则不是等间隔出现. 为了使得元素 $v_i, v_{P+i}, v_{2P+i}, \dots$ 能够有可能对应于 \mathbf{x} 中相同的帧同步码比特, P 必为 B 的倍数. 由于 \mathbf{x} 中帧同步码的周期为 F , 故 P 同时也必为 F 的倍数. 于是, P 至少应为 B 和 F 的最小公倍数, 即 $\text{LCM}(B, F)$. 事实上, 序列 \mathbf{x} 中间隔为 $\text{LCM}(B, F)$ 的相同帧同步码比特, 交织后在序列 \mathbf{v} 中仍等间隔出现, 且间隔仍为 $\text{LCM}(B, F)$. 因此有

$$P = \text{LCM}(B, F) \quad (4)$$

应当指出的是, 文献[2]认为 $P = BF$, 这是不严谨的.

为了识别交织器, 可先识别周期 P . 设定 P 的最小和最大可能值 P_{\min} 和 P_{\max} , 依次令 $\hat{P} = P_{\min}, P_{\min} + 1, \dots, P_{\max}$, 将 \mathbf{r} 从前至后分段, 每 \hat{P} 个元素为一段, 各段排列成一个 \hat{Q} 行 \hat{P} 列的矩阵 \mathbf{H} , 其中 $\hat{Q} = \lfloor L/\hat{P} \rfloor$, $\lfloor \cdot \rfloor$ 为向下取整运算. 计算向量 $\mathbf{h}^{(\hat{P})} = (h_1^{(\hat{P})}, \dots, h_{\hat{P}}^{(\hat{P})})$, 其中

$$h_i^{(\hat{P})} = \sum_{j=1}^{\hat{Q}} \mathbf{H}(j, i), i = 1, \dots, \hat{P} \quad (5)$$

$\mathbf{H}(j, i)$ 为矩阵 \mathbf{H} 第 j 行 i 列元素.

若 $\hat{P} = P$, 则存在包含 sP/F 个元素的集合 $I \subset \{1, \dots, P\}$, 满足^[2]: 若 $i \in I$, 则 \mathbf{H} 第 i 列所有元素同时对应某个帧同步码比特, $h_i^{(P)}$ 服从均值为 $\pm Q$ 的高斯分布; 若 $i \notin I$, 则 \mathbf{H} 第 i 列各元素对应随机的纠错码比特, $h_i^{(P)}$ 服从均值为 0 的二项分布(可用高斯分布来近似)和高斯噪声分布的叠加. 具体有

$$h_i^{(P)} \sim \begin{cases} \mathcal{N}(\pm Q, Q\sigma^2), & i \in I \\ \mathcal{N}(0, Q + Q\sigma^2), & i \notin I \end{cases} \quad (6)$$

其中 $Q = \lfloor L/P \rfloor$, σ^2 为信道噪声方差. 即 $\mathbf{h}^{(\hat{P})}$ 的元素服从不同的高斯分布. 若 \hat{P} 为 P 的倍数, 显然有类似的结论. 若 \hat{P} 不满足上述两种情形, 则 \mathbf{H} 中所有元素都可视为随机的, 故所有 $h_i^{(\hat{P})}$ 近似服从相同的高斯分布, 即

$$h_i^{(\hat{P})} \sim \mathcal{N}(0, \hat{Q} + \hat{Q}\sigma^2), i = 1, \dots, \hat{P} \quad (7)$$

在某些情况下, 这种近似比较粗略, 例如当 P 为偶数, $\hat{P} = P/2$ 时, 存在 $I' \subset \{1, \dots, P\}$, 若 $i \in I'$, 有 $h_i^{(\hat{P})} \sim \mathcal{N}(\pm \hat{Q}/2, \hat{Q}/2 + \hat{Q}\sigma^2)$. 这一分布不满足式(7), 但它与式(6)之间显然也存在较大差异, 只要识别门限合适, 就可将这些情况滤除. 因此, 式(7)的这种近似不会影响盲识别结果, 这将在后文的仿真实验中得到验证.

记 $|\mathbf{h}^{(\hat{P})}|$ 中数值大于 \hat{Q} 的元素个数为 $T^{(\hat{P})}$. 为了识别周期 P , 可设置门限 T , 并规定判决准则为: 若 $T^{(\hat{P})} \geq T$, 则判定 \hat{P} 等于 P (或 P 的倍数); 否则 \hat{P} 不等于 P (或 P 的倍数). 由式(6)可知 $T^{(P)}$ 满足二项分布, 且近似有 $T^{(P)} \sim \mathcal{N}(\frac{sP}{2F}, \frac{sP}{4F})$, 根据“3 倍标准差”原则, T 应满足

$$T \leq \lfloor \frac{sP}{2F} - 3\sqrt{\frac{sP}{4F}} \rfloor \stackrel{\text{def}}{=} T_0 \quad (8)$$

为了保持较低的虚警概率, T 也不应过小, 这将在第 4 节进行分析.

卷积交织器盲识别方法的主要运算量在于对 $\mathbf{h}^{(\hat{P})}$ ($\hat{P} = P_{\min}, \dots, P_{\max}$) 的计算. 文献[2]的做法是依次计算 $\mathbf{h}^{(P_{\min})}, \dots, \mathbf{h}^{(P_{\max})}$, 直到识别出正确的周期 P , 其所需运算量主要为

$$\begin{aligned} C^{[2]} &= \sum_{\hat{P}=P_{\min}}^P (\lfloor L/\hat{P} \rfloor - 1)\hat{P} \approx \sum_{\hat{P}=P_{\min}}^P (L - \hat{P}) \\ &= (P - P_{\min})L - \sum_{\hat{P}=P_{\min}}^P \hat{P} \end{aligned} \quad (9)$$

次加法运算. 然而, 这种做法存在大量的重复运算. 例如, 设整数 t 大于 1, 整数 A 满足 $P_{\min} \leq A < tA \leq P$, 文献[2]须分别由 \mathbf{r} 计算 $\mathbf{h}^{(A)}$ 和 $\mathbf{h}^{(tA)}$. 但事实上, $\mathbf{h}^{(A)}$ 可由 $\mathbf{h}^{(tA)}$ 得到:

$$h_i^{(A)} = \sum_{j=0}^{t-1} h_{i+jA}^{(tA)}, i = 1, \dots, A \quad (10)$$

显然, 先计算 $\mathbf{h}^{(tA)}$, 再由式(10)计算 $\mathbf{h}^{(A)}$, 这相当于在计算 $\mathbf{h}^{(A)}$ 的过程中顺便得到了 $\mathbf{h}^{(tA)}$. 所以, 此过程的运算量等于仅计算 $\mathbf{h}^{(A)}$ 的运算量. 与文献[2]相比, 这就省去了计算 $\mathbf{h}^{(tA)}$ 所需的运算量.

简单起见, 本文考虑 $t = 2$ 的情况. 记区间 $[2P_{\min}, P_{\max}]$ 中的所有偶数构成集合 J_1 , 区间 $[2P_{\min}, P_{\max}]$ 中的所有奇数以及区间 $[P_{\min}, 2P_{\min} - 1]$ 中的所有整数构成

集合 J_2 , 则 $J = J_1 \cup J_2$ 为区间 $[P_{\min}, P_{\max}]$ 中所有整数构成的集合. $\forall A \in J$, 定义整数 $f(A) \in J_2$, 满足

$$A = 2^i \cdot f(A) \quad (11)$$

其中 i 为自然数. 易证: $\forall A \in J, f(A)$ 存在且唯一; $\forall A \in J_1$, 式(11)中 i 为正整数. 于是根据式(10)和式(11), $\forall A \in J_1, \mathbf{h}^{(A)}$ 可在计算 $\mathbf{h}^{(f(A))}$ 时顺便得到, 即计算 $\mathbf{h}^{(A)}$ 所需运算量都可省掉. $\forall A \in J_2$, 定义

$$i_A = \left\lceil \log_2 \frac{P_{\max}}{A} \right\rceil \quad (12)$$

则有 $2^{i_A} A \leq P_{\max}$.

于是, 帧同步码周期 P 的快速盲识别方法可叙述为: 令 A 从小到大依次取集合 J_2 中的每一个数, 对 A 的每一个取值, 执行如下步骤:

步骤 1 根据式(12)计算 i_A , 令 $\hat{P} = 2^{i_A} A$, 利用接收序列 r 计算 $\mathbf{h}^{(\hat{P})}$;

步骤 2 利用 $\mathbf{h}^{(\hat{P})}$ 及式(10), 可依次得到 $\mathbf{h}^{(\hat{P}')} , \hat{P}' = 2^{i_A-1} A, 2^{i_A-2} A, \dots, 2^0 A$;

步骤 3 使用判决准则进行判决, 若 $\forall \hat{P} = 2^{i_A} A, 2^{i_A-1} A, \dots, 2^0 A$, 皆有 $T^{(\hat{P})} < T$, 则令 A 取其下一个值, 回到步骤 1; 否则, 记满足 $T^{(\hat{P})} \geq T$ 的最小 \hat{P} 值为 \hat{P}_0 ;

步骤 4 若 $A \geq 2P_{\min}$ 或 $\hat{P}_0 = A$, 则周期 $P = \hat{P}_0$, 识别结束; 若 $A < 2P_{\min}$ 且 $\hat{P}_0 \geq 2A$, 则 \hat{P}_0 为 P 的倍数而 $\frac{\hat{P}_0}{2}$ 不为 P 的倍数, 可知 \hat{P}_0 必为 P 的奇数倍, 定义集合 K 为

$$K = \left\{ k = 1, 3, 5, \dots \mid k \mid \hat{P}_0, \frac{\hat{P}_0}{k} \in J, A \leq f\left(\frac{\hat{P}_0}{k}\right) < 2P_{\min} \right\} \quad (13)$$

(其中 $k \mid \hat{P}_0$ 表示 k 整除 \hat{P}_0 , 则 $\forall k \in K$, 可由 $\mathbf{h}^{(\hat{P}_0)}$ 计算 $\mathbf{h}^{(\hat{P}_0/k)}$, 此外必有 $1 \in K$) 记满足 $k \in K$ 且 $T^{(\hat{P}_0/k)} \geq T$ 的最大 k 值为 z , 则周期 $P = \hat{P}_0/z$, 识别结束.

在上述步骤 4 中, 当 $A \geq 2P_{\min}$ 或 $\hat{P}_0 = A$ 时直接有 $P = \hat{P}_0$, 这是由于 A 按从小到大的顺序取值, 可以证明 \hat{P}_0 在 J 中的所有因数 $\hat{P}_0/k (k > 1, \hat{P}_0/k \in J)$ 都已经在 A 取较小值时被考察过, 即 $f(\hat{P}_0/k)$ 小于当前的 A 值; 而当 $A < 2P_{\min}$ 且 $\hat{P}_0 \geq 2A$ 时, 则不能直接确定 $P = \hat{P}_0$.

利用这种方法, 要识别周期 P , 则 A 在 J_2 中的取值最大仅需达到 $f(P)$, 对于每一个 A 值, 此方法所需运算量仅为计算 $\mathbf{h}^{(A)}$ 时的运算量, 故此方法主要运算量为

$$C = \sum_{A \in J_2(P)} \left(\left\lfloor \frac{L}{A} \right\rfloor - 1 \right) A \approx \sum_{A \in J_2(P)} (L - A) \quad (14)$$

次加法运算, 其中 $J_2(P) = \{j \in J_2 \mid j \leq f(P)\}$. 结合式(9)可知: 与文献[2]方法相比, 本文能节省运算量的百分比 R 为

$$R = \left(1 - \frac{C}{C^{[2]}} \right) \times 100\% \approx \left(1 - \frac{\text{card}(J_2(P))}{P - P_{\min}} \right) \times 100\% \quad (15)$$

其中 $\text{card}(J_2(P))$ 表示集合 $J_2(P)$ 中元素个数. 实际中通常有 $P_{\min} \ll P < P_{\max}$ (符号“ \ll ”表示“远小于”), 于是当 P 为奇数时有 $R \approx P/(2P - 2P_{\min}) \rightarrow 50\%$, 当 P 为偶数时有 $R < 50\%$, 即本文算法可节省约一半或超过一半的运算量. 为了形象说明本文方法对运算量的节省, 以 $P_{\min} = 1000, P_{\max} = 10000$ 为例, 表 1 给出了 R 随 P 的变化情况示例. 由表中前三个 P 值的结果可见, P 所含因数 2 的指数越高, 节省运算量百分比 R 通常越高. 表中最后两行对应第 4 节仿真实验中的 P 值.

表 1 当 $P_{\min} = 1000, P_{\max} = 10000$ 时, 节省运算量百分比 R 随周期 P 的变化情况示例

P	$f(P)$	$\text{card}(J_2(P))$	$R(\%)$
6001	6001	3001	40
6002	3001	1501	70
6004	1501	502	90
4634	2317	1159	68
4416	1104	105	97

3.2 交织器参数的盲识别

识别出帧同步码的周期 P 之后, 文献[2]根据向量 $|\mathbf{h}^{(P)}|$ 中的峰值分布来进一步识别卷积交织器参数. 这种方法要求向量中每一个峰值都足够突出, 这等于要求传输信道的信噪比足够高. 此外, 这种方法无法识别交织深度起点参数 B_0 .

为了克服文献[2]方法的这些缺点, 本文提出对向量 $\mathbf{h}^{(P)}$ 进行“循环解卷积交织”. 为此, 设交织深度 B 的最小和最大可能值分别为 2 和 B_{\max} , 交织宽度 M 的最小和最大可能值分别为 1 和 M_{\max} . 由式(4)可知, B 必为 P 的因数, 而 B 的取值则通过式(4)约束帧长 F 的取值.

交织深度起点 B_0 满足 $1 \leq B_0 \leq B$. 记 $(\hat{B}, \hat{B}_0, \hat{M}, \hat{F})$ 为参数 (B, B_0, M, F) 的一组可能取值, 则它们应满足

$$\begin{cases} 2 \leq \hat{B} \leq B_{\max}, \hat{B} \mid P \\ 1 \leq \hat{B}_0 \leq \hat{B} \\ 1 \leq \hat{M} \leq M_{\max} \\ \text{LCM}(\hat{B}, \hat{F}) = P \end{cases} \quad (16)$$

利用参数 $(\hat{B}, \hat{B}_0, \hat{M})$ 对 $\mathbf{h}^{(P)}$ 进行解卷积交织. 首先, 将 $\mathbf{h}^{(P)}$ 循环右移 $\hat{B}_0 - 1$ 位, 得到 $(h_{P-\hat{B}_0+2}^{(P)}, \dots, h_P^{(P)}, h_1^{(P)})$,

$\dots, h_{p-\hat{B}_0+1}^{(P)}$), 将此序列记为 $\mathbf{g}^{(P)}$, 于是有 $h_1^{(P)} = g_{\hat{B}_0}^{(P)}$; 再根据第 2 节所述的解交织过程, 将 $\mathbf{g}^{(P)}$ 排列成 $\hat{B} \times (P/\hat{B})$ 矩阵

$$\begin{pmatrix} g_1^{(P)} & g_{\hat{B}+1}^{(P)} & \cdots & g_{p-\hat{B}+1}^{(P)} \\ g_2^{(P)} & g_{\hat{B}+2}^{(P)} & \cdots & g_{p-\hat{B}+2}^{(P)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ g_{\hat{B}}^{(P)} & g_{2\hat{B}}^{(P)} & \cdots & g_p^{(P)} \end{pmatrix} \quad (17)$$

然后将矩阵(17)各行向左移位, 第 i 行左移 $(i-1)\hat{M}$ 位, 不同的是, 这里进行的是循环移位, 于是得到

$$\begin{pmatrix} g_1^{(P)} & g_{\hat{B}+1}^{(P)} & \cdots & g_{p-\hat{B}+1}^{(P)} \\ g_{\hat{M}\hat{B}+2}^{(P)} & g_{(\hat{M}+1)\hat{B}+2}^{(P)} & \cdots & g_{(\hat{M}-1)\hat{B}+2}^{(P)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ g_{(\hat{B}-1)\hat{M}\hat{B}+\hat{B}}^{(P)} & g_{(\hat{B}-1)\hat{M}\hat{B}+2\hat{B}}^{(P)} & \cdots & g_{(\hat{B}-1)\hat{M}\hat{B}}^{(P)} \end{pmatrix} \quad (18)$$

最后将矩阵(18)按列读出, 即得到解交织序列, 记为 $\mathbf{h}^{(P)(\hat{B}, \hat{B}_0, \hat{M})}$, 它可表示为

$$\begin{cases} \mathbf{h}^{(P)(\hat{B}, \hat{B}_0, \hat{M})} = (g_1^{(P)}, g_2^{(P)}, \dots, g_{p/\hat{B}}^{(P)}) \\ g_{i+1}^{(P)} = (g_{i\hat{B}+1}^{(P)}, g_{(i+\hat{M})\hat{B}+2}^{(P)}, \dots, g_{[i+(\hat{B}-1)\hat{M}]\hat{B}+\hat{B}}^{(P)}) \end{cases} \quad (19)$$

其中规定当 $j > P$ 时有 $g_j^{(P)} = g_{j-P}^{(P)}$. 在这个解交织过程中, 所有移位都采取循环移位的方式, 故称之为“循环解卷积交织”.

对于长度为 Y 的序列 \mathbf{y} , 在序列 $|\mathbf{y}|$ 中, 值大于 Q 的元素称为峰值, 全部峰值下标的集合记为 $I_Q = \{i = 1, \dots, Y \mid |y_i| > Q\}$, 则峰值位置分布的“集中程度”可用 I_Q 中的最大值和最小值之差, 即 $\max(I_Q) - \min(I_Q)$ 来衡量. 考虑到序列 \mathbf{y} 的循环移位特性, 记序列 $\mathbf{y}' = (y_{[Y/2]+1}, \dots, y_Y, y_1, \dots, y_{[Y/2]})$, 相应的峰值下标集合记为 I'_Q . 定义 δ 为

$$\delta = \frac{\min[\max(I_Q) - \min(I_Q), \max(I'_Q) - \min(I'_Q)]}{Y} \quad (20)$$

其中对序列长度 Y 进行了归一化. 于是 δ 越小, 则表示 \mathbf{y} 的峰值位置分布(在循环移位的意义下)越集中.

下面, 用 I_Q 来表示 $|\mathbf{h}^{(P)}|$ 的峰值下标集合, 而 $|\mathbf{h}^{(P)(\hat{B}, \hat{B}_0, \hat{M})}|$ 的相应集合记为 $I_Q^{(\hat{B}, \hat{B}_0, \hat{M})}$, 显然 I_Q 与 $I_Q^{(\hat{B}, \hat{B}_0, \hat{M})}$ 的元素是一一对应的. $\forall i \in I_Q$, 设 $I_Q^{(\hat{B}, \hat{B}_0, \hat{M})}$ 中与 i 对应的元素为 $i^{(\hat{B}, \hat{B}_0, \hat{M})}$, 则根据式(18)或式(19)以及 $\mathbf{g}^{(P)}$ 和 $\mathbf{h}^{(P)}$ 的关系有

$$i^{(\hat{B}, \hat{B}_0, \hat{M})} = \left[\left(\frac{i-\tilde{i}}{\hat{B}} - (\tilde{i}-1)\hat{M} \right) \bmod \frac{P}{\hat{B}} \right] \cdot \hat{B} + \tilde{i} \quad (21)$$

其中 $\tilde{i} = [(i-1) \bmod \hat{B}] + 1$. 通过式(21), 即可将集合 I_Q 变换为 $I_Q^{(\hat{B}, \hat{B}_0, \hat{M})}$.

由于判决门限为 Q , 故序列 $|\mathbf{h}^{(P)}|$ 和 $|\mathbf{h}^{(P)(\hat{B}, \hat{B}_0, \hat{M})}|$ 中

的峰值均以足够高的概率对应于帧同步码比特. 如果 $(\hat{B}, \hat{B}_0, \hat{M}, \hat{F}) = (B, B_0, M, F)$, 即各参数的试探值皆等于其真实值, 则解交织结果正确, 并且, 将序列 $\mathbf{h}^{(P)(B, B_0, M)}$ 按每 F 比特分为一段(共分为 P/F 段), 则一个完整的帧同步码序列 \mathbf{a} 会在每段中出现(即该段解交织后序列的峰值存在于 \mathbf{a} 的范围之内), 此时每段中的峰值将最为集中. 如果 $(\hat{B}, \hat{B}_0, \hat{M}, \hat{F}) \neq (B, B_0, M, F)$, 则解交织不正确, 或者分段长度 \hat{F} 不正确, 此时 \mathbf{a} 被分散, 故每段中的峰值相对分散. 因此, 对于每一组试探参数 $(\hat{B}, \hat{B}_0, \hat{M}, \hat{F})$, 将 $\mathbf{h}^{(P)(\hat{B}, \hat{B}_0, \hat{M})}$ 按 \hat{F} 分段并计算各段的峰值集中程度系数 δ , 把各段 δ 值的均值记为 $\bar{\delta}^{(\hat{B}, \hat{B}_0, \hat{M}, \hat{F})}$, 当此值最小时对应的试探参数为正确参数. 显然, $\bar{\delta}^{(\hat{B}, \hat{B}_0, \hat{M}, \hat{F})}$ 仅由 $I_Q^{(\hat{B}, \hat{B}_0, \hat{M})}$ 和 \hat{F} 决定, 所以并不需要真正对 $\mathbf{h}^{(P)}$ 进行解交织, 而只需要利用 I_Q , 根据式(21)得到 $I_Q^{(\hat{B}, \hat{B}_0, \hat{M})}$ 即可.

卷积交织器参数及帧长的盲识别方法步骤为:

步骤 1 按第 3.1 节方法识别帧同步码周期 P , 并记录 $\mathbf{h}^{(P)}$ 的峰值下标集合 I_Q ;

步骤 2 对于满足式(16)每一组试探参数 $(\hat{B}, \hat{B}_0, \hat{M})$, 由 I_Q 和式(21)计算 $I_Q^{(\hat{B}, \hat{B}_0, \hat{M})}$, 再由 $I_Q^{(\hat{B}, \hat{B}_0, \hat{M})}$ 和满足式(16)的每个试探参数 \hat{F} 计算 $\bar{\delta}^{(\hat{B}, \hat{B}_0, \hat{M}, \hat{F})}$;

步骤 3 待识别的卷积交织器和帧长参数判决为

$$(B, B_0, M, F) = \underset{(\hat{B}, \hat{B}_0, \hat{M}, \hat{F})}{\operatorname{argmin}} \bar{\delta}^{(\hat{B}, \hat{B}_0, \hat{M}, \hat{F})} \quad (22)$$

此方法中, 识别周期 P 之后的步骤(即步骤 2 和步骤 3)的运算量为 $O(B_{\max} M_{\max} T^{(P)})$, 其中 $T^{(P)}$ 的期望值为 $sP/2F \ll P \ll L$, 故这一运算量远小于步骤 1 的运算量 C . 对此, 第 4 节将给出具体的实验结果. 此外, 这一运算量与文献[2]识别周期 P 之后的运算量 $O(P)$ 相当. 可见, 本文和文献[2]方法的运算量都集中于周期 P 的识别中.

完成各参数的盲识别后, 可再对 $\mathbf{h}^{(P)}$ 进行循环解卷积交织, 得到 $\mathbf{h}^{(P)(B, B_0, M)}$. 然后根据式(10), 由 $\mathbf{h}^{(P)(B, B_0, M)}$ 计算 $\mathbf{h}^{(F)(B, B_0, M)}$, 进而从 $\mathbf{h}^{(F)(B, B_0, M)}$ 中提取帧同步码序列 \mathbf{a} .

4 仿真实验

本节针对两组帧结构和卷积交织器参数进行仿真实验, 验证所提方法的性能, 并与文献[2]方法进行对比. 下文中, 信噪比 SNR 的取值定义为 $\text{SNR} = 10 \log_{10}(1/\sigma^2)$ dB.

第一组实验参数同文献[2]中的设定: 纠错码采用 (63, 45) BCH 码, 每个传输帧包含 10 个码字和 $s = 32$ 比特的帧同步码序列 1ACFFC1D (16 进制表示); 卷积交织器的交织深度为 7, 交织宽度为 9. 设帧同步码周期 P

的范围为 $P_{\min} = 1000$ 至 $P_{\max} = 10000$, 交织深度和宽度的最大可能值分别为 $B_{\max} = 20$ 和 $M_{\max} = 20$. 由式(8)可得门限 $T \leq T_0 = 89$, 但实际中计算 T_0 所需的 s 等参数未知, 故 T 的取值将在稍后具体分析. 设截获到的交织序列长度为 500k 比特, 截获序列起点随机设定, 故交织深度起点 B_0 也是随机的.

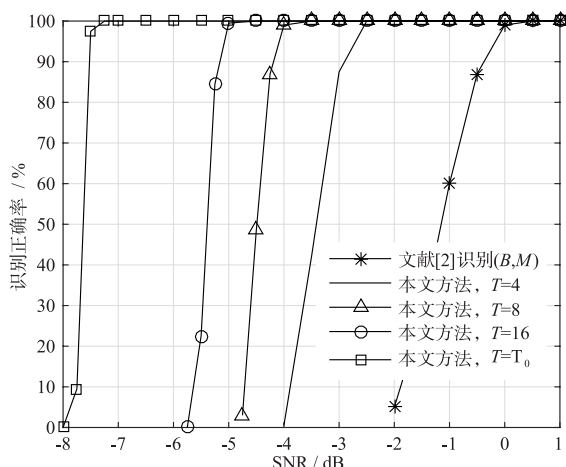


图2 第一组实验参数条件下, 本文方法和文献[2]方法识别正确率对比(注: 文献[2]仅能识别部分参数)

图2为本文方法识别 (B, B_0, M) 时的正确率和文献[2]方法识别 (B, M) 时的正确率随信噪比的变化曲线, 其中给出了本文方法的门限 T 取 4, 8, 16, T_0 等不同值的情况. 由图可见, T 值越接近 T_0 , 本文方法的抗噪性能越好. 这是由于 $T \leq T_0$ 保证较小漏报概率的同时, T 值越大, 虚警概率越小. 当 $T=4$ 时, 在正确率为 100% 处, 本文方法相对于文献[2]方法已有约 2.5dB 的信噪比优势; 在 $T=T_0$ 时, 这一优势达到约 7dB. 这一方面是由于基于循环解卷积交织的识别方法具有更强的抗噪能力, 另一方面是由于本文使用接收软判决序列, 对接收信息的利用更加充分.

第二组实验参数设为: 采用 (48, 24) 分组码, 每帧包含 30 个码字和 $s = 32$ 比特帧同步码 (每次实验中随机生成); 交织器参数 $B = 6, M = 8$. 此时有 $T_0 = 33$. 盲识别方法所需参数设置同上. 设截获序列长度为 300k 比特, 起点随机. 图3给出了本文方法识别 (B, B_0, M) 的正确率曲线, 以及文献[2]方法识别周期 P 和参数 (B, M) 的正确率曲线. 可见, 文献[2]方法能识别 P , 但无法正确识别 (B, M) , 这是由于此例中 $P = 4416 = \frac{BF}{2}$, 而文献[2]误认为仍有 $BF = P$. 所以, 文献[2]方法失效. 本文方法则仍能识别全部参数 (B, B_0, M) .

正确率对比(注: 文献[2]仅能识别部分参数)

由于实际中 s 不宜太小 (否则无法保证接收端的帧同步性能), 且 $\frac{P}{F}$ 常大于 1, 故由式(8)给出的 T_0 通常较

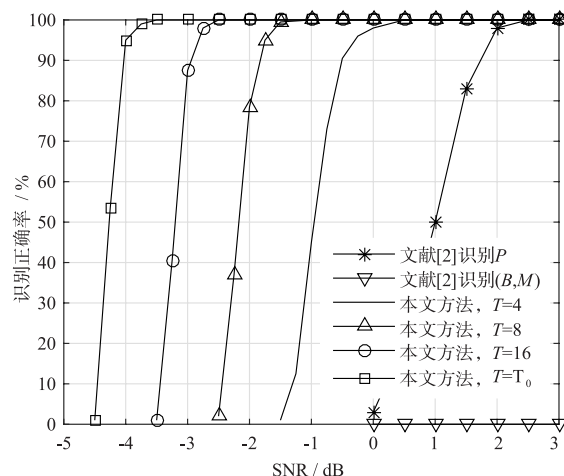


图3 第二组实验参数条件下, 本文方法和文献[2]方法识别正确率对比(注: 文献[2]仅能识别部分参数)

大, 这使得 T 有较大的取值空间. 例如, 上述两例中 T_0 分别为 89 和 33; 而在实际应用中, s 与 $\frac{P}{F}$ 的取值通常也都能保证 $T_0 > 4$. 可见, 虽然在式(8)中参数 T 的设置与 $s, \frac{P}{F}$ 有关, 但实际中只要将 T 设置为较小的整数 (例如 $T=4$) 即可, 而不必关心 $s, \frac{P}{F}$ 的取值.

最后, 为了对比本文方法和文献[2]方法的运算量, 表2给出了在同一台计算机上, 两种方法成功识别周期 P 的平均耗时, 以及后续步骤 (即识别具体的交织器参数) 的平均耗时. 可见, 两种方法的运算量都集中在识别周期 P 的步骤上, 且本文方法相应的耗时远小于文献[2]方法. 当周期 P 识别成功时, 两种方法所需要计算的各向量 $\mathbf{h}^{(A)}$ 完全相同 (只是计算方法和过程不同, 如第 3.1 节所述), 因此在这种情况下对其耗时进行对比是公平的. 根据表 2 中的数据可算得, 在两组实验参数下, 本文方法识别周期 P 时分别节省了约 67% 和 97% 的时间 (运算量), 这与表 1 中的理论值相符.

表2 本文方法和文献[2]方法平均耗时对比(单位: s)

方法及实验参数	本文方法		文献[2]方法	
	第一组	第二组	第一组	第二组
识别 P 耗时	14.26	0.74	43.37	23.55
后续步骤耗时	0.08	0.17	0.06	0.05
总耗时	14.34	0.91	43.43	23.60

5 结束语

本文研究了利用帧同步码识别卷积交织器参数的方法. 与已有的最优方法相比, 本文主要有三个方面的贡献. 首先, 解决了交织深度起点的识别, 同时克服了已

有方法在特定情况下失效的问题;第二,提出了交织序列帧同步码周期的低复杂度盲识别方法,可节省约 50% 直至 90% 以上的运算量;第三,盲识别方法的抗噪能力得到了 2dB 以上的显著提升.

参考文献

- [1] LIN S, COSTELLO D J. Error Control Coding (Second Edition) [M]. New Jersey, USA: Prentice Hall, 2005.
- [2] 解辉, 王丰华, 黄知涛. 卷积交织器盲识别方法[J]. 电子与信息学报, 2013, 35(8): 1952 - 1957.
XIE Hui, WANG Feng-hua, HUANG Zhi-tao. A method for blind recognition of convolutional interleaver[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2013, 35(8): 1952 - 1957. (in Chinese)
- [3] RAMSEY J L. Realization of optimum interleavers [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1970, 16(3): 338 - 345.
- [4] VIJAYAKUMARAN S. Identifying block codes using Groebner bases [A]. IEEE International Conference on Communications (ICC) [C]. London, UK: IEEE, 2015. 4424 - 4430.
- [5] 阔永红, 曾伟涛, 陈健. 基于概率逼近的本原 BCH 码编码参数的盲识别方法[J]. 电子与信息学报, 2014, 36(2): 332 - 339.
KUO Yong-hong, ZENG Wei-tao, CHEN Jian. Blind identification of primitive BCH codes parameters based on probability approximation [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2014, 36(2): 332 - 339. (in Chinese)
- [6] SOTEH A G, BIZAKI H K. On the analytical solution of rank problem in the convolutional code identification context [J]. IEEE Communications Letters, 2016, 20(3): 644 - 647.
- [7] 刘骏, 李静, 彭华. 基于校验方程平均符合度的 Turbo 码交织器估计[J]. 电子学报, 2016, 44(5): 1213 - 1218.
LIU Jun, LI Jing, PENG Hua. Estimation of turbo-code interleaver based on average conformity of parity-check equation [J]. Acta Electronic Sinica, 2016, 44(5): 1213 - 1218. (in Chinese)
- [8] MOOSAVI R, LARSSON E G. Fast blind recognition of channel codes [J]. IEEE Transactions on Communications, 2014, 62(5): 1393 - 1405.
- [9] YU Pei-dong, PENG Hua, LI Jing. On blind recognition of channel codes within a candidate set [J]. IEEE Communications Letters, 2016, 20(4): 736 - 739
- [10] 马钰, 张立民. 基于实时检测的扰码重建算法[J]. 电子与信息学报, 2016, 38(7): 332 - 339.
MA Yu, ZHANG Limin. Reconstruction of scrambler with real-time test [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2016, 38(7): 332 - 339. (in Chinese)
- [11] MA Yu, ZHANG Limin, WANG Haotong. Reconstructing synchronous scrambler with robust detection capability in the presence of noise [J]. IEEE Transactions on Information Forensics and Security, 2015, 10(2): 397 - 408.
- [12] SICOT G, HOUCHE S. Blind detection of interleaver Parameters [J]. Signal Processing, 2009, 89(4): 450 - 462.
- [13] LU L, LI K H, GUAN Y L. Blind detection of interleaver parameters for non-binary coded data streams [A]. IEEE International Conference on Communications (ICC) [C]. Dresden, Germany: IEEE, 2009. 1 - 4.
- [14] LU L, LI K H, GUAN Y L. Blind identification of convolutional interleaver parameters [A]. International Conference on Information and Communications Security [C]. Beijing, China: IEEE, 2009. 1 - 5.
- [15] 甘露, 刘宗辉, 廖红舒, 等. 卷积交织参数的盲估计 [J]. 电子学报, 2011, 39(9): 2173 - 2177.
GAN Lu, LIU Zong-hui, LIAO Hong-shu, et al. Blind estimation of the parameters of convolutional interleaver [J]. Acta Electronica Sinica, 2011, 39(9): 2173 - 2177. (in Chinese)
- [16] GAN L, LI D, LIU Z H, et al. A low complexity algorithm of blind estimation of convolutional interleaver parameters [J]. Science in China Series F: Information Sciences, 2012, 55(10): 1 - 9.
- [17] 于沛东, 李静, 彭华. 一种利用软判决的信道编码识别新算法 [J]. 电子学报, 2013, 41(2): 301 - 306.
YU Pei-dong, LI Jing, PENG Hua. A novel algorithm for channel coding recognition using soft-decision [J]. Acta Electronic Sinica, 2013, 41(2): 301 - 306. (in Chinese)

作者简介



于沛东 男, 1988 年 12 月出生, 湖南慈利人, 解放军信息工程大学博士生, 主要研究方向为信道编码参数分析.

E-mail: yupeidong1234@foxmail.com



彭华 男, 1973 年 8 月出生, 江西萍乡人, 解放军信息工程大学教授、博士生导师, 主要研究方向为软件无线电、通信信号处理等.