

基于快速沃尔什-哈达玛变换的 OVSF 码盲识别算法

刘剑锋¹, 郭晋宏², 王光育¹, 徐国微¹, 冯 华¹

(1. 中国人民解放军 92773 部队, 温州 325800; 2. 中国人民解放军 92512 部队, 宁波 315100)

摘要: 在深入研究可变速扩频因子 (Orthogonal variable spreading factor, OVSF) 码递归构造原理、码树结构模型、数学理论基础以及分配原则的基础上, 针对宽带码分多址 (Wideband code division multiple access, WCDMA) 信号非合作接收情况, 提出了一种基于快速沃尔什-哈达玛变换的 OVSF 码盲识别算法。该算法利用 OVSF 码的继承关系、正交特性以及数据的循环移位, 并结合快速沃尔什-哈达玛变换, 消除了数据解扩模糊性, 降低了计算复杂度。理论分析和实验结果表明: 本文算法在非合作和无先验信息以及低信噪比情况下, 可对 WCDMA 系统下行信道中的多个 OVSF 码进行快速解扩与盲识别, 具有很好的可靠性、有效性和实用性。实测中, 本文算法 8.2 ms 可完成 3 帧数据内 20 个 OVSF 扩频码的同时识别, 识别准确率在 95% 以上, 具有很高的工程应用价值。

关键词: 可变速扩频因子码; 快速沃尔什-哈达玛变换; 盲识别; 非合作; 宽带码分多址

中图分类号: TN911.7 **文献标志码:** A

Blind Recognition Algorithm for OVSF Code Based on Fast Walsh-Hadamard Transform

LIU Jianfeng¹, GUO Jinhong², WANG Guangyu¹, XU Guowei¹, FENG Hua¹

(1. 92773 Troops, People's Liberation Army of China, Wenzhou 325800, China; 2. 92512 Troops, People's Liberation Army of China, Ningbo 315100, China)

Abstract: Based on the in-depth study of the recursive construction principle, code tree structure model, mathematical theory foundation and distribution principle of orthogonal variable spreading factor (OVSF) code, a blind recognition algorithm based on fast Walsh-Hadamard transform for non-cooperative reception of wideband code division multiple access (WCDMA) signals is proposed. By using the inheritance relation and orthogonal property of OVSF code as well as the cyclic shift of data, and combining with the fast Walsh-Hadamard transform, the proposed algorithm eliminates the ambiguity of de-spreaded data and reduces the computational complexity. Theoretical analysis and experimental results show that the proposed algorithm can perform rapid de-spread and blind recognition of multiple OVSF codes in the downlink channel of the WCDMA system under the conditions of non-cooperation, no prior information and low signal-to-noise ratio, which is very reliable, effective and practical. In the actual measurement, this algorithm costs 8.2 ms to complete the recognition of at least 20 OVSF codes in three frames of data simultaneously, and the recognition accuracy is more than 95%, which has high engineering application value.

Key words: OVSF code; fast Walsh-Hadamard transform; blind recognition; non-cooperation; WCDMA

引言

正交可变长扩频因子码(Orthogonal variable spreading factor, OVFSF)由Adachi于1997年提出,已经被3GPP^[1-2]标准化组织采纳为地面商用第3代移动通信系统支持多速率业务的主要方案之一。OVFSF码的可变长特性可以满足通信中的多速率业务要求,而其正交性质则可以减小不同物理信道之间的相互干扰,它为宽带码分多址(Wideband code division multiple access, WCDMA)通信系统提供高度灵活的业务起了非常重要的作用。OVFSF码技术作为一种典型的可变扩频增益多速率技术,它具有可变扩频增益的特点。WCDMA系统采用OVFSF码作为信道化码,为其提供高度灵活的业务起了重要作用。

近年来,出现了一系列针对OVFSF码的研究成果,文献[3-8]研究重点均基于OVFSF码的正向分配,并未涉及OVFSF码的反向识别。在合作通信情况下,合作接收方可以预先获得信道中OVFSF码的分配信息,无需OVFSF码的反向识别便可实现信号的解扩。但是出于技术保密和军事用途的非合作通信,OVFSF码分配信息未知,作为非合作接收方要实现信号解扩,首先要获取信道中OVFSF码的使用情况,因此OVFSF码识别技术在非合作通信中至关重要。OVFSF码盲识别是指在完成小区同步^[9-14]的基础上,在非合作和无先验信息的情况下获得WCDMA下行链路OVFSF码的使用分配情况,继而对WCDMA信号进行盲解扩,因此OVFSF码盲识别研究具有重要的军事应用前景。

现有的研究文献大多是针对WCDMA系统物理层的信号模型、信道估计和接收关键技术方面的研究。文献[15-16]主要是在合作通信情况下针对一般的伪随机扩频码进行研究,而对非合作情况下OVFSF扩频码的盲识别研究并不多。文献[17]针对低信噪比情况提出了一种利用WCDMA信号的相关矩阵累加平均与其奇异值分解相结合的OVFSF码盲估计算法。这种算法因为存在相位反转会导致识别结果存在模糊性,而且由于要进行大量的相关矩阵累加平均和奇异值分解运算,计算量较大,无法满足工程上快速识别要求,同时该算法只适应于单用户情况,对信道中存在多个OVFSF扩频码的情况没有进行深入研究。如果能实现非合作、低信噪比和低计算复杂度的OVFSF码盲识别,将对WCDMA军事通信信号侦察和WCDMA信号非合作接收方面的应用具有及其重要的意义。

本文针对非合作通信和低信噪比情况下,在深入研究OVFSF码递归构造原理、码树结构模型、数学理论基础以及分配原则的基础上,利用OVFSF码与Hadamard矩阵的关系以及自身的继承与正交性,提出了一种基于快速沃尔什-哈达玛变换的OVFSF码盲识别算法,该算法采用数据的循环移位消除了识别结果的模糊性,采用快速沃尔什-哈达玛变换降低了计算复杂度,在无先验信息和低信噪比条件下,可在8.2 ms内完成20个OVFSF扩频码的同时识别,识别准确率在95%以上,具有很高的工程与军事应用价值。

1 OVFSF码的数学模型

本文采用Hadamard矩阵导出OVFSF码结构。一阶和二阶的Hadamard矩阵分别定义为^[18-19]

$$H_1 = [1] \quad (1)$$

$$H_2 = \begin{bmatrix} H_1 & H_1 \\ H_1 & -H_1 \end{bmatrix} \quad (2)$$

高阶Hadamard矩阵可由低阶Hadamard矩阵按如下方式递推构造^[18-19]

$$H_N = \begin{bmatrix} H_{\frac{N}{2}} & H_{\frac{N}{2}} \\ H_{\frac{N}{2}} & -H_{\frac{N}{2}} \end{bmatrix} \quad (3)$$

由式(3)可知,Hadamard矩阵是一个 $N \times N$ 阶的正交方阵,阶数按 $N = 2^k, k = 0, 1, 2, \dots$ 的规律排列,高阶Hadamard矩阵可以由低阶Hadamard矩阵递推得到。Hadamard矩阵中的每一行,对应着一个

Walsh函数,因此利用 H_N 就可以很方便地构造离散Walsh函数,该函数有严格的继承关系。

将一个 m 阶的Hadamard矩阵记为 C_m , C_m 是一个 $m \times m$ 的方阵,其中 $m = 2^n$, $n = 0, 1, 2, \dots, N-1$, C_m 中每一个行向量记为 $c_{m,k}$, $k = 1, 2, \dots, m$,则 C_m 可以表示成如下 $m \times m$ 矩阵

$$C_m = \begin{bmatrix} c_{m,1} \\ c_{m,2} \\ \vdots \\ c_{m,m-1} \\ c_{m,m} \end{bmatrix} \quad (4)$$

将 C_m 按式(4)递归构造

$$C_m = \begin{bmatrix} c_{m,1} \\ c_{m,2} \\ \vdots \\ c_{m,m-1} \\ c_{m,m} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_{m/2,1} & c_{m/2,1} \\ c_{m/2,1} & -c_{m/2,1} \\ c_{m/2,2} & c_{m/2,2} \\ c_{m/2,2} & -c_{m/2,2} \\ \vdots & \vdots \\ c_{m/2,m/2} & c_{m/2,m/2} \\ c_{m/2,m/2} & -c_{m/2,m/2} \end{bmatrix} \quad (5)$$

式中 C_m 的行向量 $c_{m,k}$ 为一个长度为 m 的Walsh序列,将 $c_{m,k}$ 用作信道化扩频码,将其定义为扩频因子为 m 的OVSF码。

不失一般性,假设发送信息序列为: $\mathbf{a} = [a_1, a_2, \dots, a_n]$, $a_1, a_2, \dots, a_n \in [\pm 1 \pm j]$,信息序列 \mathbf{a} 采用OVSF码集中 $c_{2,2} = [c, -c]$ 进行扩频,其扩频因子 $SF = 2$,扩频后的信息序列可表示为

$$\mathbf{s} = \mathbf{a} \odot c_{2,2} = [a_1, a_2, \dots, a_n] \odot [c, -c] = [a_1c, -a_1c, a_2c, -a_2c, \dots, a_nc, -a_nc] \quad (6)$$

式中 \odot 表示Kronecker积。

根据OVSF码的继承关系可知该码的同阶兄弟码为(扩频因子 $SF = 2$)

$$c_{2,1} = [c, c] \quad (7)$$

与 $c_{2,1}$ 和 $c_{2,2}$ 相对应的子码分别为(扩频因子 $SF = 4$)

$$c_{4,1} = [c_{2,1}, c_{2,1}] = [c, c, c, c] \quad (8)$$

$$c_{4,2} = [c_{2,1}, -c_{2,1}] = [c, c, -c, -c] \quad (9)$$

$$c_{4,3} = [c_{2,2}, c_{2,2}] = [c, -c, c, -c] \quad (10)$$

$$c_{4,4} = [c_{2,2}, -c_{2,2}] = [c, -c, -c, c] \quad (11)$$

与 $c_{2,1}$ 和 $c_{2,2}$ 相对应的父码为(扩频因子 $SF = 1$)

$$c_{1,1} = [c] \quad (12)$$

本文分析均基于上述数学模型。

2 OVSF码解扩模糊性分析

由于OVSF码特有的继承关系,低阶码会在对应的高阶继承码数据段产生模糊性解扩结果,OVSF码解扩模糊性分析如下。不失一般性,假设 $c_{2,2}$ 是信息序列真实使用的扩频码,则 $c_{4,3}, c_{4,4}$ 是它的子码, $c_{2,1}$ 是它的兄弟码, $c_{1,1}$ 是它的父码。根据OVSF码的性质可知,存在继承关系的码字弱正交,即 $c_{1,1}, c_{2,2}, c_{4,3}, c_{4,4}$ 存在弱正交关系;没有继承关系的码字严正交,即: $c_{2,1}$ 与 $c_{4,3}, c_{4,4}, c_{2,2}$ 满足严正交关系, $c_{2,2}$

与 $c_{4,1}, c_{4,2}, c_{2,1}$ 也满足严正交关系。

利用第2阶的所有码 $c_{4,1}, c_{4,2}, c_{4,3}, c_{4,4}$ 分别对扩频信息序列 s 进行解扩,解扩后的符号序列可表示为

$$a'_{4,1} = s \otimes c_{4,1} = [a_1c, -a_1c, a_2c, -a_2c, \dots, a_nc, -a_nc] \otimes [c, c, c, c] = \left[\underbrace{0, 0, \dots, 0}_{\frac{n}{2} \uparrow 0} \right] \quad (13)$$

$$a'_{4,2} = s \otimes c_{4,2} = [a_1c, -a_1c, a_2c, -a_2c, \dots, a_nc, -a_nc] \otimes [c, c, -c, -c] = \left[\underbrace{0, 0, \dots, 0}_{\frac{n}{2} \uparrow 0} \right] \quad (14)$$

$$a'_{4,3} = s \otimes c_{4,3} = [a_1c, -a_1c, a_2c, -a_2c, \dots, a_nc, -a_nc] \otimes [c, -c, c, -c] = \left[\frac{c^2(a_1 + a_2)}{2}, \frac{c^2(a_3 + a_4)}{2}, \dots, \frac{c^2(a_{n-1} + a_n)}{2} \right] \quad (15)$$

$$a'_{4,4} = s \otimes c_{4,4} = [a_1c, -a_1c, a_2c, -a_2c, \dots, a_nc, -a_nc] \otimes [c, -c, -c, c] = \left[\frac{c^2(a_1 - a_2)}{2}, \frac{c^2(a_3 - a_4)}{2}, \dots, \frac{c^2(a_{n-1} - a_n)}{2} \right] \quad (16)$$

式中 \otimes 表示解扩操作符。

解扩符号均峰值分别为

$$p_{4,1} = 0 \quad (17)$$

$$p_{4,2} = 0 \quad (18)$$

$$p_{4,3} = \frac{c^2\{|a_1 + a_2| + |a_3 + a_4| + \dots + |a_{n-1} + a_n|\}}{n} \quad (19)$$

$$p_{4,4} = \frac{c^2\{|a_1 - a_2| + |a_3 - a_4| + \dots + |a_{n-1} - a_n|\}}{n} \quad (20)$$

由式(19,20)可知,虽然信息序列中使用的扩频码是 $c_{2,2}$,但是当采用扩频码 $c_{4,3}, c_{4,4}$ 进行解扩时出现了明显符号均峰值,产生了解扩模糊性,原因就在于 $c_{4,3}, c_{4,4}$ 是 $c_{2,2}$ 的子码,由于 $c_{4,3}, c_{4,4}$ 与 $c_{2,2}$ 存在继承关系, $c_{4,3}, c_{4,4}$ 与 $c_{2,2}$ 呈弱正交性,因此采用 $c_{4,3}, c_{4,4}$ 进行解扩时,会出现符号均峰值,导致 $c_{4,3}, c_{4,4}$ 与 $c_{2,2}$ 三个码的模糊性解扩结果。

利用第1阶的OVSF码 $c_{2,1}$ 和 $c_{2,2}$ 进行解扩,解扩符号序列可表示为

$$a'_{2,1} = s \otimes c_{2,1} = [a_1c, -a_1c, a_2c, -a_2c, \dots, a_nc, -a_nc] \otimes [c, c] = \left[\underbrace{0, 0, \dots, 0}_{\frac{n}{2} \uparrow 0} \right] \quad (21)$$

$$a'_{2,2} = s \otimes c_{2,2} = [a_1c, -a_1c, a_2c, -a_2c, \dots, a_nc, -a_nc] \otimes [c, -c] = [a_1c^2, a_2c^2, \dots, a_nc^2] \quad (22)$$

相应的符号均峰值计算为

$$p_{2,1} = 0 \quad (23)$$

$$p_{2,2} = \frac{c^2[|a_1| + |a_2| + \dots + |a_n|]}{n} \quad (24)$$

由式(23)可知,由于 $c_{2,1}$ 和 $c_{2,2}$ 的正交,符号均峰值为0;由式(24)可知,由于信息序列采用的是扩频码 $c_{2,2}$ 进行扩频的,因此采用 $c_{2,2}$ 进行解扩时,出现了较大的符号均峰值。

利用第0阶的OVSF码 $c_{1,1}$ 进行解扩,解扩符号可表示为

$$a'_{1,1} = s \otimes c_{1,1} = [a_1c, -a_1c, a_2c, -a_2c, \dots, a_nc, -a_nc] \otimes [c] = [a_1c^2, -a_1c^2, a_2c^2, -a_2c^2, \dots, a_nc^2, -a_nc^2] \quad (25)$$

相应的符号均峰值为

$$p_{1,1} = \frac{c^2[|a_1| + |a_2| + \dots + |a_n|]}{n} \quad (26)$$

由式(26)可知,虽然信息序列中使用的扩频码是 $c_{2,2}$,但是当采用扩频码 $c_{1,1}$ 进行解扩时同样也出现了明显的符号均峰值。原因就在于 $c_{1,1}$ 是 $c_{2,2}$ 的父码,由于 $c_{1,1}$ 与 $c_{2,2}$ 存在继承关系, $c_{1,1}$ 与 $c_{2,2}$ 弱正交,因此采用 $c_{1,1}$ 进行信息序列解扩时会有较大的符号均峰值,继而导致 $c_{1,1}$ 和 $c_{2,2}$ 码的模糊性解扩结果。

上述分析结果表明,由于OVFSF码特有的继承关系,除了码 $c_{2,2}$ 具有明显的符号均峰值外,码 $c_{1,1}$, $c_{4,3}$, $c_{4,4}$ 也有较为明显的符号均峰值。由于存在继承关系的OVFSF码呈弱正交性,导致出现了解扩符号均峰值,继而引起了 $c_{1,1}$, $c_{2,2}$, $c_{4,3}$, $c_{4,4}$ 解扩模糊性。因此,由于解扩结果的模糊性存在,无法确定哪些码才是信息序列 s 真正的扩频码。同时可以看到,上述的分析只是假设只有1个OVFSF码的情况,当同时存在多个OVFSF码时,情况更为复杂,解扩结果的模糊度更加严重,必须采用特殊的处理方法,消除OVFSF码之间的继承关系。

3 基于快速沃尔什-哈达玛变换的OVFSF码盲识别算法

3.1 基于快速沃尔什-哈达玛变换的信号解扩

沃尔什-哈达玛变换由于它只存在实数的加、减法运算而没有复数的乘法运算^[18],使得计算速度快、存储空间少,对实时处理和大量数据操作具有特殊吸引力。由Hadamard矩阵的特性可知,沃尔什-哈达玛变换本质上是离散序列的各个元素按照一定的规律改变后进行加减运算,假设现有一个长度为 N 的离散时间序列 $s(n)$,其一维离散沃尔什-哈达玛变换定义为^[19]

$$W(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} s(n) \text{Wal}_H(k, n) \quad k=0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (27)$$

式中: $\text{Wal}_H(k, n) = (-1)^{\sum_{i=0}^{n-1} b_i(n)b_{n-1-i}(k)}$,其中 $b_i(n)$ 为非负整数 n 二进制形式的第 i 位。

可将式(27)写成

$$\begin{bmatrix} w(0) \\ w(1) \\ \vdots \\ w(N-1) \end{bmatrix} = \frac{1}{N} H_N \begin{bmatrix} s(0) \\ s(1) \\ \vdots \\ s(N-1) \end{bmatrix} \quad (28)$$

即

$$W = \frac{1}{N} H_N S \quad (29)$$

式中 H_N 为 $N \times N$ 的Hadamard矩阵,矩阵元素由+1和-1组成。

从式(29)可以看到,计算单点沃尔什-哈达玛变换需要 $N-1$ 次加法,计算 N 点沃尔什-哈达玛变换则共需要 $(N-1) \times N \approx N^2$ 次加法。当序列长度增加时,其加法次数将以二次函数的方式增长,显然离散时间序列越长,计算速度越慢。如果离散时间序列 $s(n)$ 的长度为512,按照式(29)需要做261 632次加法。由于沃尔什-哈达玛变换可以采用类似FFT算法中的蝶形结构来加快运算速度,从而实现快速沃尔什-哈达玛变换^[19-20]。如果采用快速沃尔什-哈达玛变换只需要 $N \times \log_2(N)$ 次加减法运算。如果离散时间序列长度为512,采用快速沃尔什-哈达玛变换只需要做4 608次加法,运算速度可提升50多倍。

对于某一指定的扩频因子,其相应的OVFSF码集实际上是一个Hadamard矩阵。假设数据表示成 $s = [s_0, s_1, \dots, s_{N-1}]$,将序列 s 变换成 $SF \times K$ 数据矩阵,如式(30)所示。

$$R = \begin{pmatrix} r_0 & r_{SF} & \cdots & r_{N-SF} \\ \vdots & \ddots & & \vdots \\ r_{SF-1} & r_{2 \times SF-1} & \cdots & r_{N-1} \end{pmatrix} \quad (30)$$

式中 $K = \frac{N}{SF}$ 表式解扩符号总数。

采用OVSF码集对数据矩阵 S 进行解扩,获得的符号矩阵是一个 $SF \times K$ 的矩阵,如式(31)所示。

$$S = \begin{pmatrix} s_0 & s_{SF} & \cdots & s_{N-SF} \\ \vdots & \ddots & & \vdots \\ s_{SF-1} & s_{2 \times SF-1} & \cdots & s_{N-1} \end{pmatrix} \quad (31)$$

因此解扩计算方法可以表示为

$$R = C_{SF} S \quad (32)$$

由于OVSF码集就是一个Hadamard矩阵,即 $H_{SF} = C_{SF}$,所以式(33)可以写成

$$R = H_{SF} S \quad (33)$$

观察式(33)可以发现,采用OVSF码集对数据矩阵 S 进行解扩,实际上是对其进行沃尔什-哈达玛变换,解扩一个符号需要做 $(SF - 1) \times SF$ 加法,解扩 K 个符号需要做 $(SF - 1) \times SF \times K = (SF - 1) \times N$ 次加法。采用沃尔什-哈达玛变换进行解扩时仍需要大量的加法运算,由于沃尔什-哈达玛变换有基于蝶形结构的快速沃尔什-哈达玛变换,采用快速沃尔什-哈达玛变换解扩 K 个符号所需要的加法次数为 $SF \times \log_2(SF) \times K = \log_2(SF) \times N$ 次,很明显,快速算法的运算量可提升 $\frac{SF - 1}{\log_2(SF)}$ 倍。

3.2 OVSF码盲识别算法实现

WCDMA下行链路业务信道OVSF码的扩频因子SF的使用范围是4~512^[1-2],因此OVSF码的识别从扩频因子SF=512开始,直到扩频因子SF=4结束。算法思想是:首先剔除 $c_{256,1}$ 和 $c_{256,2}$ 两个已知公共信道的扩频码^[1-2]以及与其存在继承关系的所有码字并建立备选码字集。算法从最高阶OVSF码开始逐步进行到最低阶,即顺序为 $SF = 2^{10-k}, k = 1, 2, \dots, 8$ 。对于每个扩频因子 $SF = 2^{10-k}, k = 1, 2, \dots, 8$ 及相应的备选码字集执行下列步骤:首先按照上述顺序,利用相应的备选扩频码对循环移位前后的扩频信息序列进行解扩并计算符号均峰值;然后计算符号均峰值差,其目的是消除所有低阶与其存在继承关系码字的影响。最后对上述的差值进行检测。如果检测到峰值并且超过阈值门限,提取峰值对应的扩频码,同时进行备选码字集的更新,在备选码字中剔除所有与该码存在继承关系的所有低阶码字。如果检测到的均峰值低于阈值门限,认为该信息序列没有使用本阶OVSF码,则不进行备选码字的更新。按照上述方法从高阶码字开始逐步执行到最低阶码字为止,算法实现流程如下。

输入 数据 $s = [s_1, s_2, \dots, s_N]$

输出 扩频因子SF以及相应的扩频码 $c_{SF,n}$

初始化 建立OVSF码备选集 C ,通过已知广播信道扩频码 $c_{256,2}$,计算广播数据循环移位前后解扩

符号均峰值: $p_{256,2} = \frac{\sum_{i=1}^p |b_{2,i}|}{p}, p'_{256,2} = \frac{\sum_{i=1}^p |b'_{2,i}|}{p}$,并计算符号均峰值差 $\Delta p_{256,2} = p_{256,2} - p'_{256,2}$,继而确定阈

值门限 $\text{Thr} = \Delta p_{256,2} \times \mu$ (考虑噪声影响,引入抖动因子 μ)。

(1) $k = 1, SF = 2^{10-k}$

从备选码字集 C 中选择 $c_{SF,n}, n = 1, 2, \dots, SF$ 对数据 s 进行解扩,获得解扩符号序列 $a_n = [a_{n,1}, a_{n,2}, \dots, a_{n,p}], n = 1, 2, \dots, SF; P = N/SF$ 。

(2) 对数据 s 循环移位 $SF/2$ 个码片,形成新的数据 $s' = [s'_1, s'_2, \dots, s'_N]$

从备选码字集 C 中选择 $c_{SF,n}, n = 1, 2, \dots, SF$ 对数据 s' 进行解扩,获得解扩符号 $a'_n = [a'_{n,1}, a'_{n,2}, \dots, a'_{n,p}], n = 1, 2, \dots, SF; P = P = N/SF$ 。

(3) 计算符号均峰值

$$p_{SF,n} = \frac{\sum_{i=1}^p |a_{n,i}|}{p} \quad n = 1, 2, \dots, SF; \quad p'_{SF,n} = \frac{\sum_{i=1}^p |a'_{n,i}|}{p} \quad n = 1, 2, \dots, SF$$

(4) 计算符号均峰值差

$$\Delta p_{SF,n} = p_{SF,n} - p'_{SF,n} \quad n = 1, 2, \dots, SF$$

(5) 判决

如果 $\Delta p_{SF,n} > \text{Thr}$, 找到超过门限对应的扩频码 $c_{SF,n'}$, 计算跟 $c_{SF,n'}$ 有继承关系的所有低阶码字, 同时更新 OVFSF 码备选集 C ; 如果 $\Delta p_{SF,n} < \text{Thr}$, 不更新 OVFSF 码备选集 C 。

(6) 如果 $SF > 4$, $k = k + 1$, 跳转到步骤(1); 如果 $SF = 4$, 算法执行结束。

根据实际工程需要, 算法必须具有实时处理能力, 但从上述处理流程看出, 该算法中需要进行大量的解扩计算, 要求在 30 ms 内完成 OVFSF 码的识别, 无法满足工程上实时处理要求, 必须进一步降低算法计算量。研究中发现, OVFSF 码识别算法中计算量最高的是要频繁地进行信号解扩运算。3.1 节指出, 采用快速沃尔什-哈达玛变换实现信号的解扩可大量降低信号解扩计算量, 因此上述算法流程中对循环移位前后数据 s 和 s' 进行解扩计算时均采用快速沃尔什-哈达玛变换实现, 具体实现方法总结如下。

输入 数据 $s = [s_0, s_1, \dots, s_{N-1}]$

输出 解扩符号矩阵 $R = \begin{pmatrix} r_{0,0} & r_{0,1} & \cdots & r_{0,K-1} & r_{0,K} \\ \vdots & & \ddots & & \vdots \\ r_{SF,0} & r_{SF,1} & \cdots & r_{SF,K-1} & r_{SF,K} \end{pmatrix}$

(1) 将数据 $s = [s_0, s_1, \dots, s_{N-1}]^H$ 变换成 $SF \times K$ 数据矩阵

$$S = \begin{pmatrix} s_0 & s_{SF} & \cdots & s_{N-SF} \\ \vdots & \ddots & & \vdots \\ s_{SF-1} & s_{2 \times SF-1} & \cdots & s_{N-1} \end{pmatrix}$$

(2) 对数据矩阵 S 进行快速沃尔什-哈达玛变换

$$R = \text{FWHT}[S]$$

(3) 矩阵 R 即为 OVFSF 码集解扩结果, 将解扩结果代入 OVFSF 码盲识别算法中的步骤(1)和(2)。

4 性能分析

第2节证明了 OVFSF 码存在解扩模糊性, 为了消除这种模糊性, 必须对发送的扩频信息序列进行变换处理, 构造新扩频信息序列, 使其变换后的新扩频信息序列不改变当前码对应的所有低阶父码的信息。根据 OVFSF 码的递归构造原理可知, OVFSF 码扩频因子为 $SF = 2^k$, $k = 0, 1, 2, \dots$, 因此将扩频信息序列循环移位 $SF/2$ 后, 对于扩频因子为 $SF/2^k$, $k = 1, 2, \dots$ 的 OVFSF 码而言, 循环移位前后的扩频信息序列中包含的这些 OVFSF 码的信息没有变化, 因此当采用扩频因子 SF 的 OVFSF 码对循环移位前后的扩频信息序列进行解扩后, 得到的符号均峰值包含的所有扩频因子为 $SF/2^k$, $k = 1, 2, \dots$ 的 OVFSF 码的信息一样, 于是可以对循环移位前后解扩后的符号均峰值求差的方法, 消除所有扩频因子为 $SF/2^k$, $k = 1, 2, \dots$ 的 OVFSF 码对扩频因子为 SF 的 OVFSF 码的影响。具体分析证明如下。

不失一般性, 从第2阶(扩频因子 $SF = 4$)开始 OVFSF 码的识别, 首先采用码集 $c_{4,1}, c_{4,2}, c_{4,3}, c_{4,4}$ 对扩频信息序列 s 进行解扩, 获得解扩符号均峰值 $p_{4,1}, p_{4,2}, p_{4,3}, p_{4,4}$ (如式(17~20)所示)。然后将扩频信息序列进行变换, 即对扩频信息序列 s 循环移位 $\frac{SF}{2} = 2$ 个码片, 循环移位后的序列如式(34)所示。

$$s' = [a_2c, -a_2c, a_3c, -a_3c, \dots, a_nc, -a_nc, a_1c, -a_1c] \quad (34)$$

再利用码 $c_{4,1}, c_{4,2}, c_{4,3}, c_{4,4}$ 对循环移位后的扩频序列 s' 进行解扩, 解扩后的符号序列如式(35~38)所示。

$$a''_{4,1} = s' \otimes c_{4,1} = [a_2c, -a_2c, a_3c, -a_3c, \dots, a_nc, -a_nc, a_1c, -a_1c] \otimes [c, c, c, c] = \left[\underbrace{0, 0, \dots, 0}_{\frac{n}{2} \uparrow 0} \right] \quad (35)$$

$$a''_{4,2} = s' \otimes c_{4,2} = [a_2c, -a_2c, a_3c, -a_3c, \dots, a_nc, -a_nc, a_1c, -a_1c] \otimes [c, c, -c, -c] = \left[\underbrace{0, 0, \dots, 0}_{\frac{n}{2} \uparrow 0} \right] \quad (36)$$

$$a''_{4,3} = s' \otimes c_{4,3} = [a_2c, -a_2c, a_3c, -a_3c, \dots, a_nc, -a_nc, a_1c, -a_1c] \otimes [c, -c, c, -c] = \left[\frac{c^2(a_2 + a_3)}{2}, \frac{c^2(a_4 + a_5)}{2}, \dots, \frac{c^2(a_n + a_1)}{2} \right] \quad (37)$$

$$a''_{4,4} = s' \otimes c_{4,4} = [a_2c, -a_2c, a_3c, -a_3c, \dots, a_nc, -a_nc, a_1c, -a_1c] \otimes [c, -c, -c, c] = \left[\frac{c^2(a_2 - a_3)}{2}, \frac{c^2(a_4 - a_5)}{2}, \dots, \frac{c^2(a_n - a_1)}{2} \right] \quad (38)$$

相应的符号均峰值如式(39~42)所示。

$$p'_{4,1} = 0 \quad (39)$$

$$p'_{4,2} = 0 \quad (40)$$

$$p'_{4,3} = \frac{c^2\{|a_2 + a_3| + |a_4 + a_5| + \dots + |a_n + a_1|\}}{n} \quad (41)$$

$$p'_{4,4} = \frac{c^2\{|a_2 - a_3| + |a_4 - a_5| + \dots + |a_n - a_1|\}}{n} \quad (42)$$

由于解扩符号的均峰值 $p'_{4,1}, p'_{4,2}, p'_{4,3}, p'_{4,4}$ 是由原扩频信息序列循环移位 SF/2 个码片获得的, 因此这些均峰值包含了所有低阶父码的信息。同时对于所有低阶父码而言, 原扩频信息序列采用 $c_{4,1}, c_{4,2}, c_{4,3}, c_{4,4}$ 进行解扩获得的符号均峰值包含同样的信息, 所以对于所有低阶父码而言, 相当于采用了同样的扩频码对同样的扩频序列进行解扩得到符号均峰值, 因此符号均峰值 $p_{4,1}, p_{4,2}, p_{4,3}, p_{4,4}$ 与 $p'_{4,1}, p'_{4,2}, p'_{4,3}, p'_{4,4}$ 在统计上相等, 证明如下。

对扩频信息序列循环移位前后解扩的符号均峰值求差的结果如式(43~46)所示。

$$\Delta p_{4,1} = p_{4,1} - p'_{4,1} = 0 \quad (43)$$

$$\Delta p_{4,2} = p_{4,2} - p'_{4,2} = 0 \quad (44)$$

$$\Delta p_{4,3} = p_{4,3} - p'_{4,3} = \frac{c^2\{|a_1 + a_2| + |a_3 + a_4| + \dots + |a_{n-1} + a_n|\}}{n} - \frac{c^2\{|a_2 + a_3| + |a_4 + a_5| + \dots + |a_n + a_1|\}}{n} \approx 0 \quad (45)$$

$$\Delta p_{4,4} = p_{4,4} - p'_{4,4} = \frac{c^2\{|a_1 - a_2| + |a_3 - a_4| + \dots + |a_{n-1} - a_n|\}}{n} - \frac{c^2\{|a_2 - a_3| + |a_4 - a_5| + \dots + |a_n - a_1|\}}{n} \approx 0 \quad (46)$$

式(43~46)表明, 当采用高阶子码对循环移位前后的扩频信息序列进行解扩后, 得到符号均峰值相对于所有低阶父码在统计上相等。所以采用对扩频信息序列循环移位前后的解扩符号均峰值求差的方法可以消除所有低阶父码对高阶子码的影响, 继而消除因继承关系导致的扩频码模糊性不可识别。因此可以判断, 该发送信息序列中不存在扩频因子 SF=2 的 OVSF 码。因为假若存在, 消除所有低阶 OVSF 码后, 由于扩频增益, 一定在相应的扩频码位置出现较大的符号均峰值。

第 2 阶的 OVSF 码识别完毕后, 再进行下一阶码的识别, 即进行第 1 阶扩频因子 SF=2 的 OVSF 码

的识别。将扩频信息序列 s 循环移位 $SF/2=1$ 个码片, 循环移位后的扩频序列如式(47)所示。

$$s'' = [-a_1c, a_2c, -a_2c, -a_3c, \dots, a_nc, -a_nc, a_1c] \quad (47)$$

利用扩频码 $c_{2,1}, c_{2,2}$ 分别对循环移位后的扩频序列 s'' 进行解扩, 解扩后的符号序列如式(48~49)所示。

$$a''_{2,1} = s'' \otimes c_{2,1} = [-a_1c, a_2c, -a_2c, a_3c, \dots, a_nc, -a_nc, a_1c] \otimes [c, c] = \left[\frac{-a_1c^2 + a_2c^2}{2}, \frac{-a_2c^2 + a_3c^2}{2}, \dots, \frac{-a_nc^2 + a_1c^2}{2} \right] \quad (48)$$

$$a''_{2,2} = s'' \otimes c_{2,2} = [-a_1c, a_2c, -a_2c, a_3c, \dots, a_nc, -a_nc, a_1c] \otimes [c, -c] = \left[\frac{-a_1c^2 - a_2c^2}{2}, \frac{-a_2c^2 - a_3c^2}{2}, \dots, \frac{-a_nc^2 - a_1c^2}{2} \right] \quad (49)$$

$c_{2,1}, c_{2,2}$ 解扩符号均峰值如式(50~51)所示。

$$p'_{2,1} = \frac{c^2[|a_1 - a_2| + |a_2 - a_3| + \dots + |a_n - a_1|]}{2n} \quad (50)$$

$$p'_{2,2} = \frac{c^2[|a_1 + a_2| + |a_2 + a_3| + \dots + |a_n + a_1|]}{2n} \quad (51)$$

由于对原始扩频信息序列进行了 $SF/2=1$ 个码片的循环移位, 当采用 $c_{2,1}$ 对循环移位数据进行解扩时, 由于 $c_{2,1}$ 不再与循环移位后的扩频信息序列正交, 因此产生了符号均峰值(如式(50)所示)。当采用 $c_{2,2}$ 对循环移位数据进行解扩时, 同样产生解扩符号均峰值(如式(51)所示), 但此时的解扩符号均峰值要小于循环移位前的解扩符号均峰值, 证明如下。

采用 $c_{2,2}$ 对循环移位前的信息序列进行解扩, 解扩符号均峰值如式(24)所示, 重写如下

$$p_{2,2} = \frac{c^2[|a_1| + |a_2| + \dots + |a_n|]}{n} \quad (52)$$

于是有

$$\frac{p_{2,2}}{p'_{2,2}} = \frac{\frac{c^2[|a_1| + |a_2| + \dots + |a_n|]}{n}}{\frac{c^2[|a_1 + a_2| + |a_2 + a_3| + \dots + |a_n + a_1|]}{2n}} = \frac{2[|a_1| + |a_2| + \dots + |a_n|]}{[|a_1 + a_2| + |a_2 + a_3| + \dots + |a_n + a_1|]} \quad (53)$$

由于 $|a_1| + |a_2| > |a_1 + a_2|, |a_2| + |a_3| > |a_2 + a_3|, \dots, |a_n| + |a_1| > |a_n + a_1|$, 所以有

$$\frac{p_{2,2}}{p'_{2,2}} = \frac{2[|a_1| + |a_2| + \dots + |a_n|]}{[|a_1 + a_2| + |a_2 + a_3| + \dots + |a_n + a_1|]} > \frac{2[|a_1| + |a_2| + \dots + |a_n|]}{2[|a_1| + |a_2| + \dots + |a_n|]} = 1 \quad (54)$$

因此有 $\frac{p_{2,2}}{p'_{2,2}} > 1$, 即 $p_{2,2} > p'_{2,2}$ 。可以看到: $\frac{p_{2,2}}{p'_{2,2}} = \frac{2[|a_1| + |a_2| + \dots + |a_n|]}{[|a_1 + a_2| + |a_2 + a_3| + \dots + |a_n + a_1|]}$ 跟扩频码

无关, 因此在不考虑噪声的情况下, 可以计算 $\frac{p_{2,2}}{p'_{2,2}}$ 的理论值。由于发送的符号序列为 $a = [a_1, a_2, \dots, a_n], a_1, a_2, \dots, a_n \in [\pm 1 \pm j]$, 因此 $2[|a_1| + |a_2| + \dots + |a_n|] = 2n\sqrt{2}$ 。考虑等概率的情况, 则 $[|a_1 + a_2| + |a_2 + a_3| + \dots + |a_n + a_1|] = \frac{2}{3}n + \frac{2\sqrt{2}}{3}n$, 所以 $\frac{p_{2,2}}{p'_{2,2}} = \frac{2\sqrt{2}}{\frac{2}{3} + \frac{2\sqrt{2}}{3}} \approx 1.7574$, 也即

$\frac{p_{2,2}}{p'_{2,2}} \approx 0.569$ 。这样通过对扩频信息序列循环移位前后进行解扩后的符号均峰值求差, 可以消除所有低阶 OVFSF 码父码对本阶子码的影响, 避免了 OVFSF 扩频码识别的模糊性, 同时还保留了本阶真实

OVSF扩频码的信息。

采用 $c_{2,1}, c_{2,2}$ 对扩频信息序列循环移位前后进行解扩的符号均峰值差可以表示为

$$\Delta p_{2,1} = p_{2,1} - p'_{2,1} = -\frac{c^2[|a_1 - a_2| + |a_2 - a_3| + \cdots + |a_n - a_1|]}{2n} < 0 \quad (55)$$

$$\Delta p_{2,2} = p_{2,2} - p'_{2,2} = \frac{c^2[|a_1| + |a_2| + \cdots + |a_n|]}{n} - \frac{c^2[|a_1 + a_2| + |a_2 + a_3| + \cdots + |a_n + a_1|]}{2n} = \frac{c^2}{2n} \{ [|a_1| + |a_2|] - [|a_1 + a_2|] + [|a_2| + |a_3|] - [|a_2 + a_3|] + \cdots + [|a_n| + |a_1|] - [|a_n + a_1|] \} \quad (56)$$

显而易见,由于 $|a_1| + |a_2| > |a_1 + a_2|, |a_2| + |a_3| > |a_2 + a_3|, \cdots, |a_n| + |a_1| > |a_n + a_1|$,所以式(56) $\Delta p_{2,2} > 0$ 即 $\Delta p_{2,1} < 0, \Delta p_{2,2} > 0$ 。由于 $\Delta p_{2,1} < 0, \Delta p_{2,2} > 0$,此时通过扩频信息序列循环移位前后解扩的符号均峰值求差结果可判断发送信息使用的扩频为 $c_{2,2}$ 。由于已经确定了 $c_{2,2}$ 是发送扩频信息序列的扩频码,根据OVSF码的分配原则可知^[7-9],系统不会再将扩频码 $c_{1,1}$ 分配给其他业务信道,可以将 $c_{1,1}$ 从备选OVSF码集中剔除。

上述分析表明,采用本文算法对数据进行循环移位后再进行解扩可消除因OVSF码的继承关系引起的解扩模糊性,可唯一确定信道中的OVSF码,提高了识别成功概率。

5 计算复杂度分析

实际工程应用中,要求算法用30 ms完成3帧数据内所有OVSF码的识别工作,以下针对3帧数据进行计算复杂度分析。

常规算法所需要的复数乘法

$$2 \times \sum_{k=2}^9 38400 \times 3 \times 2^k = 235008000 \approx 2.4 \times 10^8 \quad (57)$$

常规算法所需要的复数加法

$$2 \times \sum_{k=2}^9 38400 \times 3 \times 2^k + 2 \times 38400 \times 3 \times 8 = 236851200 \approx 2.4 \times 10^8 \quad (58)$$

采用快速沃尔什-哈达玛变换所需要的加法

$$2 \times \sum_{k=2}^9 [38400 \times 3 \times 2 \times \log 2(2^k) + 2^k] = 460800 \times \sum_{k=2}^9 k + \sum_{k=2}^9 2^{k+1} = 20276220 \approx 2.03 \times 10^7 \quad (59)$$

CPU计算加减法大约需要3个时钟周期,乘法的速度比加减法慢近10倍,除法的速度比加减法慢20倍左右。就目前主流CPU运算能力而言,一次浮点加法运算需要1个CPU时钟周期即可完成,一次乘法运算大约需要2个CPU时钟周期。以单核CPU 2.5 GHz主频为例,时钟周期为 $T = \frac{1}{2.5 \text{ GHz}} = 0.4 \times 10^{-9} \text{ s}$,因此一次加法运算需要的时间大约 $0.4 \times 10^{-9} \text{ s}$;一次乘法运算需要的时间大约 $0.8 \times 10^{-9} \text{ s}$ 。由于OVSF码识别算法所需复数乘法次数为 2.4×10^8 次,换算为实数乘法次数大约为 4.8×10^8 次,因此采用常规算法需要总的乘法运算时间为 $t_{\text{multiple}} = 0.384 \text{ s}$;需要总的加法运算时间为 $t_{\text{add}} = 0.096 \text{ s}$,因此算法所需总的运算时间大约为: $t_{\text{add}} + t_{\text{multiple}} = 0.48 \text{ s} = 480 \text{ ms}$,运算时间无法满足工程需求。

采用快速沃尔什-哈达玛变换进行解扩运算时,OVSF码识别算法只有加法运算,没有乘法运算,算法所需要的加法次数为 2.03×10^7 次,因此采用快速沃尔什-哈达玛变换进行解扩运算时,OVSF码识别算法所需总的运算时间为 $t_{\text{add}} = 0.0082 \text{ s} = 8.2 \text{ ms}$ 。通过上面的分析,在计算机主频为2.5 GHz、单核CPU的条件下,若采用常规方法约需要480 ms才能完成3帧数据的OVSF码识别;若采用快速沃尔什-哈达玛变换方法仅需8.2 ms即可完成3帧数据的OVSF码识别,满足工程上实时处理要求。

6 仿真实验

实验1 考察在不同信道功率条件下算法性能

本次实验主要考察在不同信道功率条件下算法性能,同时与文献[17]算法进行对比。算法性能评价指标为OVSF码成功识别概率,其定义为:OVSF码识别成功率 p =正确识别每个OVSF码的实验次数/实验的总次数,仿真实验的总次数为1000。具体仿真参数设置如表1所示。

表1 实验1参数设置

Table 1 Parameter setting of experiment 1

信道类型	信道数	功率比例/%	功率/dB	信道码号	定时偏移($\times 256$ 码片)
P-CCPCH+SCH	1	10	-10	2	0
Primary CPICH	1	10	-10	1	0
PICH	1	1.6	-18	16	120
S-CCPCH+PCH(SF=256)	1	1.6	-18	4	0
DPCH(SF=128)	1	0.32~10	-25~-10	79	0
DPCH(SF=64)	2	0.32~10	-25~-10	13,55	0
DPCH(SF=32)	1	0.32~10	-25~-10	3	0

实验结果如图1所示,图1给出了信道功率在-25~-10 dB时,3个OVSF码成功识别概率。从实验结果可以看到,当信道功率为-14 dB时,本文算法对3个OVSF码的成功识别概率均在95%以上;当信道功率增加到-10 dB时,文献[17]算法与本文算法性能相当。在低信噪比情况下,本文算法表现更优越,主要原因是本文算法在采用快速沃尔什-哈达码变换进行解扩时,获得了部分扩频增益,因此数据循环移位前后解扩的符号均峰值体现更为明显,识别准确度就越高,而文献[17]算法没有利用OVSF码的扩频增益,因此在低信噪比的情况下识别成功概率较低。

还可以发现,由于本文算法对信号实施了解扩运算,扩频因子较大的OVSF码比扩频因子较小的

OVSF码能获得更大的扩频增益,因此本文算法对扩频因子为128的OVSF码识别成功概率要比扩频因子为64和32的OVSF码识别成功概率高。然而文献[17]算法却出现了恰好相反的结果,扩频因子为32的OVSF码识别成功概率要比扩频因子为64和128的OVSF码识别成功概率略高,其原因是文献[17]算法没有解扩的过程,无法获取扩频增益。识别成功概率完全取决于信号本身功率和所使用的数据内的码周期数,信噪比越高,数据内包含的码周期越多,相关矩阵累加平均估计越准确。对其进行奇异值分解时,奇异值区分度大,识别准确率高,因此对于同样长度的信息序列和相同信噪比情况下,由于扩频因子较小的OVSF码包含的码周期多,相关矩阵累加平均估计越准确,码的识别率越高。

实验2 考察信道中存在多个OVSF码时,算法同时识别性能

WCDMA移动通信系统除支持语音业务以外,还支持其他多种数据业务,均需要OVSF扩频码通

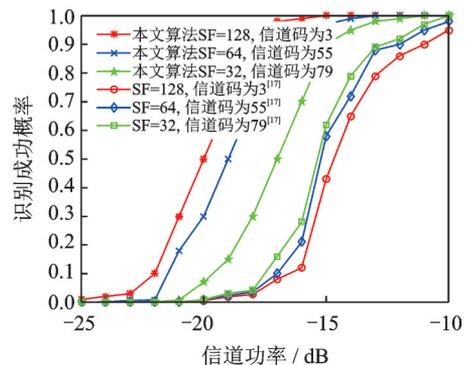


图1 不同信道功率情况下OVFS码成功识别概率
Fig.1 Recognition probability for OVFS code under different channel powers

过可变数据速率得以实现。因此某一信道中可能同时使用多个 VOSF 扩频码,对于非合作情况,算法对多个 OVSF 码的同时识别意义很大,因此本次实验重点考察算法对 OVSF 码同时识别性能。同时与文献[17]算法进行对比,在 1 次仿真实验中,当所有的 OVSF 码被同时正确识别时,则认为本次实验成功,OVSF 码数量从 1 增加到 30,具体实验参数设置如表 2 所示。

表 2 实验 2 参数设置

Table 2 Parameter setting of experiment 2

信道类型	信道数	功率比例/%	功率/dB	信道码号	定时偏移 (×256 码片)
P-CCPCH+SCH	1	10	-10	2	0
Primary CPICH	1	10	-10	1	0
PICH	1	1.6	-18	16	120
S-CCPCH + PCH (SF=256)	1	1.6	-18	4	0
DPCH(SF=128)	n	$76.8/(n+1)$	$10\log_{10}(\frac{76.8}{n+1})$	79	0
DPCH(SF=64)	1	$76.8/(n+1)$	$10\log_{10}(\frac{76.8}{n+1})$	13	0

实验结果如图 2 所示,图 2 中给出了成功识别概率随 OVSF 码数量变化的关系。

从仿真结果可以看到,本文算法同时识别 23 个 OVSF 码的成功概率约为 95%,随着 OVSF 码数量的增加,性能开始呈下降趋势,主要原因是 OVSF 码数量越多,多址干扰愈加严重。当干扰超过扩频增益后,性能开始下降,当 OVSF 码数量达到 30 个时,成功识别概率降为 60% 左右。由于文献[17]算法只考虑了单用户情况,只能对信道中的单个 OVSF 码进行识别,当存在 2 个以上 OVSF 扩频码时性能严重恶化,因此文献[17]算法不适合多个 OVSF 码同时识别的情况。

实验 3 考察算法计算复杂度

实验环境采用的计算机主频为 2.5 GHz、单核 CPU,以 CPU 处理时间作为评价标准,与文献[17]算法进行对比,信道中 OVSF 码的数量从 1 增加到 30,其他参数设置同实验 2。实验结果如图 3 所示,图 3 中给出了 CPU 处理时间随 OVSF 码数量变化的关系。

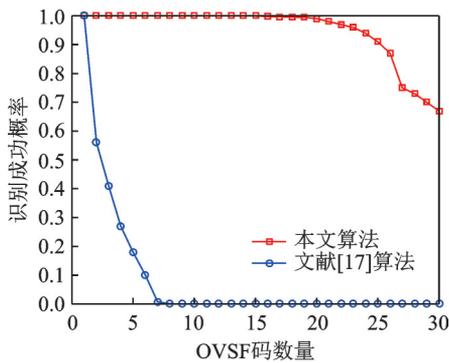


图 2 不同 OVSF 码数量情况下成功识别概率

Fig.2 Recognition probability for OVSF code with different numbers of OVSF code

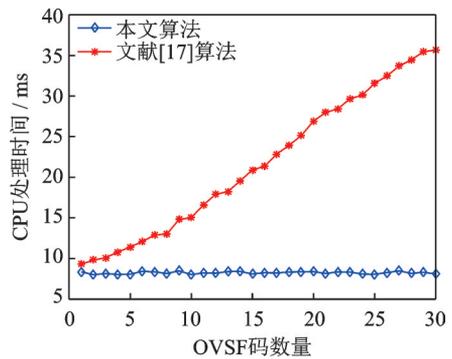


图 3 不同 OVSF 码数量情况下 CPU 处理时间

Fig.3 CPU processing time with different numbers of OVSF code

从仿真结果可以看到,随着 OVFS 码数量不断增加,文献[17]算法 CPU 处理时间呈线性增长趋势,而本文算法 CPU 处理时间始终保持在 8.2 ms 左右。主要原因是文献[17]算法在进行 1 个 OVFS 码识别时就要进行 200~400 次左右的相关矩阵累加平均和 1 次奇异值分解计算,OVFS 码数量越多,相关矩阵累加平均和奇异值分解次数越多,计算量越大,CPU 处理时间越长。而本文算法只需要 1 次快速沃尔什-哈达玛变换就可完成所有数据的解扩计算,与 OVFS 码数量无关,而且算法中快速沃尔什-哈达玛变换只涉及加法运算,不涉及乘法运算,计算量小,CPU 处理时间相对而言较少,而且计算量基本保持不变。

实验 4 考察阈值门限对算法性能的影响

考虑到噪声影响,算法在具体实现过程中,判决阈值门限引入了抖动因子 μ ,其取值范围应该根据噪声情况进行合理选择。本次实验重点考察抖动因子 μ 对算法性能的影响,从而为抖动因子 μ 的选择提供依据。具体仿真参数设置如表 3 所示。在 1 次仿真实验中,当所有的 OVFS 码正确识别时,则认为本次实验成功,具体实验参数设置如表 3 所示。

表 3 实验 4 参数设置

Table 3 Parameter setting of experiment 4

信道类型	信道数	功率比例/%	功率/dB	信道码号	定时偏移($\times 256$ 码片)
P-CCPCH+SCH	1	10.0	-10	2	0
Primary CPICH	1	10.0	-10	1	0
PICH	1	1.6	-18	16	120
S-CCPCH+PCH(SF=256)	1	1.6	-18	4	0
DPCH(SF=128)	1	12.6	-9	79	0
DPCH(SF=64)	1	12.6	-9	13	0
DPCH(SF=32)	1	20.0	-7	27	0
DPCH(SF=16)	1	31.6	-5	15	0

实验结果如图 4 所示,图 4 中给出了识别概率随抖动因子 μ 变化的关系。

从仿真结果可以看出,当 $\mu \in [0.6, 0.9]$ 时,信道中多个 OVFS 码同时识别正确率接近 100%, μ 取其他值时,OVFS 码同时成功识别概率较低。主要原因是当 $\mu \in [0, 0.5]$ 时会导致错检;当 $\mu > 0.9$ 时会导致漏检。在实际工程应用中, $\mu \in [0.6, 0.9]$ 可以作为一个经验值使用。值得注意的是,由于公共广播信道是已知公开的信息,并且扩频码固定为 $c_{256,2}$,因此可以以广播信道接收功率作为参考信号来计算符号均峰值差,然后在算法初始化时,采用 $\text{Thr} = \Delta p_{256,2} \times \mu$ 确定阈值门限。

7 结束语

本文对 OVFS 码的递归构造方法、码树结构模型、数学理论基础以及分配原则进行了深入研究。在此基础上,针对第 3 方非合作接收情况,利用 OVFS 码不同阶之间的继承关系和正交特性,结合快速

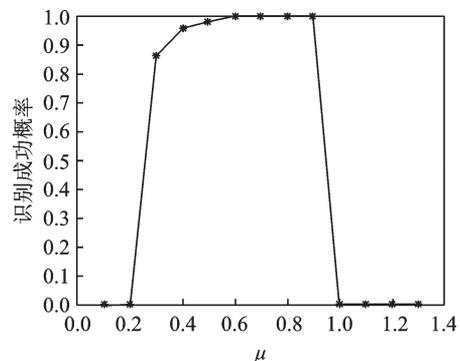


图 4 不同抖动因子 μ 情况下 OVFS 码成功识别概率
Fig.4 Recognition probability for OVFS code with different values of μ

沃尔什-哈达玛变换,提出了一种快速OVSF码盲识别算法。该方法能在非合作和无任何先验知识以及低信噪比情况下,实现了对WCDMA系统下行业务信道中的多个OVSF码进行同时盲识别。该方法具有较低的计算复杂度,满足工程应用中实时处理要求,实测中8.2 ms可完成3帧数据内20个OVSF扩频码的同时识别,识别准确率在95%以上。另外,本文算法还为WCDMA信号快速盲解扩奠定了基础,在对WCDMA信号侦察方面具有重要意义。

参考文献:

- [1] 3GPP V12.0.0 G T. 3rd generation partnership project; technical specification group radio access network; spreading and modulation (FDD)(release 12)[R]. Valbonne: 3GPP, 2014.
- [2] 3GPP V12.1.0 G T. 3rd generation partnership project; technical specification group radio access network; physical channels and mapping of transport channels onto physical channels (FDD)(release 12)[R]. Valbonne: 3GPP, 2014.
- [3] CHEN J, CHEN W S E. Queue-aided BLRU scheme for orthogonal variable-spreading-factor code assignment in 3G WCDMA [C]//Proceedings of 14th IEEE Proceedings on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications. Beijing: [s. n.], 2003: 74-78.
- [4] DIMITRIOS N, SKOUTAS A, ROUSKAS N. A scheduling algorithm with dynamic priority assignment for WCDMA systems[J]. IEEE Transactions on Mobile Computing, 2009, 8(1): 126-138.
- [5] YE H Chunchao, WANG Pailing. Dynamic bandwidth allocation and scheduling for OVFSF-WCDMA systems[C]//Proceedings of 2010 International Conference on Communications and Mobile Computing. Shenzhen: [s. n.], 2010: 475-479.
- [6] MOHAMED E K, ROSHDY A, ABDEL R, et al. Efficient utilization of orthogonal variable spreading factor trees using two levels of hierarchies and adaptive rate control mechanism[C]//Proceedings of 2007 Innovations in Information Technologies. Dubai: [s. n.], 2007: 277-281.
- [7] 郑宝鑫. 基于第三代移动通信系统的OVSF码分配研究[D]. 长春: 吉林大学, 2007.
ZHENG Baoxing. Study on the OVFSF code allocation technology in the 3rd generation system [D]. Changchun: Jilin University, 2007.
- [8] 李同坡. WCDMA系统中下行链路的信道分配算法分析[D]. 北京: 北京邮电大学, 2005.
LI Tongpo. Channel assignment scheme analyzing in downlink in WCDMA [D]. Beijing: Beijing University of Posts and Telecommunications, 2005.
- [9] SRIRAM S. An analysis of the 3-stage search process in WCDMA [C]//Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference. Boston: [s. n.], 2000: 2672-2679.
- [10] ERIC Y, WANG T O. Initial frequency acquisition in WCDMA [C]//Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference. Amsterdam: [s. n.], 1999: 1013-1017.
- [11] BAHL S K. Cell searching in WCDMA [J]. IEEE Potentials, 2003, 22(3): 16-19.
- [12] 汪波. WCDMA系统中的小区搜索算法研究[D]. 南京: 东南大学, 2009.
WANG Bo. Study on Cell search algorithm in WCDMA [D]. Nanjing: Southeast University, 2009.
- [13] MOON J, LEE Yonghwan. Cell search robust to initial frequency offset in WCDMA systems [C]//Proceedings of the 13th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications. Paviilhao: [s. n.], 2002: 2039-2043.
- [14] LEE K, CHUN J. An initial cell search scheme robust to frequency error in WCDMA system [C]//Proceedings of The 11th IEEE International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications. London: IEEE, 2000: 1400-1404.
- [15] 吕全通, 张旻, 朱宇轩. 基于相关度统计的同步扰码盲识别方法[J]. 数据采集与处理, 2016, 31(3): 570-576.
LYU Quantong, ZHANG Min, ZHU Yuxuan. Blind recognition method for synchronous scramble based on statistical correlation [J]. Journal of Data Acquisition and Processing, 2016, 31(3): 570-576
- [16] 张天骐, 林孝康, 周正中. 低信噪比直扩信号扩频码的盲估计方法[J]. 清华大学学报(自然科学版), 2005, 45(1): 48-52.
ZHANG Tianqi, LIN Xiaokang, ZHOU Zhengzhong. Approach to blind estimation of PN spread sequence in lower SNR [J]. Journal of Tsinghua University (Sci & Tech), 2005, 45(1): 48-52.
- [17] GAO Hongxing, ZHANG Tianqi, ZHOU Sheng, et al. An approach to blind estimation of OVFSF sequence in weak WCDMA

signals[C]//Proceedings of the 5th International Congress on Image and Signal Processing.Chongqing: [s.n.], 2012: 1421-425.

[18] 刘巧凤. 基于快速沃尔什变换的藏语音识别技术[D]. 成都:西南交通大学, 2011.

LIU Qiaofeng. Technology of Tibetan speech recognition based on fast Walsh transform[D]. Chengdu: Southwest Jiaotong University, 2011.

[19] 乔志伟, 魏学业. 用快速哈达玛变换 (FHT) 实现高速线性卷积[J]. 电子测量与仪器学报, 2010, 24(3): 263-267.

QIAO Zhiwei, WEI Xueye. Implement high speed linear convolution using fast Hadamard transform[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2010, 24(3): 263-267.

[20] 田增山. 基于快速沃尔什-哈达玛变换的 WCDMA 卫星信号检测算法[J]. 科学技术工程, 2016, 16(24): 66-70.

TIAN Zengshan. WCDMA satellite signal detection algorithm based on fast Walsh-Hadamard code transform[J]. Science Technology and Engineering, 2016, 16(24): 66-70.

作者简介:



刘剑锋(1980-), 通信作者, 男, 博士, 高级工程师, 研究方向: 通信信号处理和阵列信号处理, E-mail: jfl@mail.ustc.edu.cn。



郭晋宏(1978-), 男, 硕士, 工程师, 研究方向: 通信信号处理。



王光育(1978-), 男, 本科, 工程师, 研究方向: 通信信号处理。



徐国微(1981-), 男, 硕士, 高级工程师, 研究方向: 通信与雷达信号处理。



冯华(1989-), 男, 硕士, 工程师, 研究方向: 通信信号处理。

(编辑: 陈琚)