文章编号:1001-893X(2012)09-1438-05

δ/θ 型基带相关检测/解扩方案*

龙德浩1,陈志清2

(1.四川大学,成都 610064;2.成都大学,成都 610106)

摘 要:基于抗干扰的基本原理,提出了"相关解扩三要素",从而形成了 δ/θ 型基带相关解扩方案。 其特点是:当经典基带相关解扩有效时,本方案同样有效;当经典失效时,本方案仍部分有效。相关 解扩的内核——相关函数的计算量减少了约 99.61%,因而,较经典相关解扩,以同一数量级提高了 解扩的速率和信道的利用率,减小了 ASIC/数字集成化的面积,降低了成本,缓解了大容量高速率综 合业务扩频传输与扩频带宽及其电源的矛盾。

关键词:移动通信;扩频;基带相关检测/解扩;δ/θ型基带相关检测/解扩 **中图分类号:**TN914.4;TN911 **文献标志码:**A doi:10.3969/j.issn.1001-893x.2012.09.005

δ/θ Base Band Correlation Detection/Despreading Scheme

LONG De-hao¹, CHEN Zhi-ging²

(1. Sichuan University, Chengdu 610064, China; 2. Chengdu University, Chengdu 610106, China)

Abstract: Based on the basic principle of anti-interference, the three factors necessary for the correlation despreading are suggested, thus forming δ/θ -type base band correlation detection/despreading scheme. It has following characteristics: when the classic base band correlation despreading is effective, the scheme is equally effective, and when the classic fails, the scheme is still effective partly. The correlation despreading kernel or the calculation of the correlation function is reduced by about 99.61%, and thus improving the rate of the despreading and the use rate of the signal channel, reducing the area of ASIC/digital integrated, lowering the contradictions between the high-speed integrated service transmission and the power, with the same order of magnitude. Key words: mobile communication; spread spectrum; base band correlation detection/despreading; δ/θ – base band correlation detection/despreading

1 问题的提出

· 1438 ·

假设"±1"矩阵 $c = (a_{ij})_{M \times L}$ 满足扩频码检验 方法^[1],则有 M 条地址码 $a_i = (a_{i1}, a_{i2}, ..., a_{iL})$ 。若 每个用户分配一个地址码,则此系统的最大用户容 量为 M。其经典基带相关解扩的过程是:首先,求 输入扩频信号 s_i 与本地扩频码 a_i 的基带相关函数 $r_{a_{i}}(\tau)$,而后进行门限判决。门限电平 V_m 与扩频码 检验方法的 4 个参数 $\delta_a \setminus \delta_c \setminus M$ 和 L 及其干扰电平 σ_n 有关。发给用户 i(=1,2,...,M)的扩频信号为 式中, $J_i = J_{MA} + J_{nor}$, 多址干扰 $J_{MA} = \sum_{j \neq i, j=1}^{m1} (a_{j1}, \dots, a_{jL})$ ($1 \le m1 < M$), 正态白噪声 $J_{nor} = randn(1, L)_{\circ}$ 解扩" + 1"的相关函数如图 1 所示。当发给用户 *i* 的比特为" – 1"时, 则输入扩频信号 s_i 与本地码 a_i 的相关峰为负。按照经典相关解扩方法, 当干扰较弱时, 如图 2(a)所示, $|r_{a_{i}s_i}(\tau=0)| > |r_{a_{i}s_i}(\tau\neq0)|$, 即可正确地解扩为比特" – 1"。但是, 当干扰 J_i 较

^{*} 收稿日期:2012-03-27;修回日期:2012-05-24

强时,如图 2(b)所示, $|r_{a_{s_i}}(\tau=0)| < |r_{a_{s_i}}(\tau\neq0)|$, 相关峰 $r_{a_{s_i}}(\tau=0)$ 被深深掩埋于旁瓣干扰 $r_{a_{s_i}}(\tau\neq0)$, 0)中,经典相关解扩方法随之失效,即使 c 满足检验 方法^[1]。在这种情况下^[2],如何进一步提高基带相 关解扩增益或抗干扰能力呢?



2 相关解扩三要素

就抗干扰而言, 欲提高基带相关检测/解扩增 益, 其基带相关函数就必须满足如下 3 个条件: 第 一, 相关检测/解扩的时刻, 即判决时刻, 必须是零时 延(r=0)时刻; 第二, 相关检测/解扩的关键值必须 是零时延的相关函数值 r_{as} (r=0); 第三, 相关解扩 的关键值 $r_{a_{s_i}}(\tau=0)$ 与干扰/旁瓣值 $r_{a_{s_i}}(\tau\neq0)$ 必须 有明显的区别。

但是,如何使关键值 $r_{a_{s_i}}(\tau=0)$ 与干扰/旁瓣值 $r_{a_{s_i}}(\tau\neq0)$ 有明显的区别呢? 就数学思想方法而言, 至少有两个途径可寻:一是旁瓣对消法/旁瓣归零 法,即将已知的相关函数 $r_{a_{s_i}}(\tau)$ 通过某一数学变 换,变换成旁瓣值为零的相关函数;二是探索"无旁 瓣/零旁瓣相关函数计算方法"。

3 δ 1型相关检测/解扩

由 Matlab 得知,因为基带相关函数

$$r_{as_i}(\tau) = xcorr(a_i, s_i, `biased')$$
(2)

是长度为 2×L-1 的矢量,因此,按照 Matlab 的矢 量操作规则,消除 $r_{a_{f_i}}$ 的旁瓣有两种方法:一是旁瓣 对消法: $a11 = r_{a_{f_i}}$; a12 = a11; a12(L) = 0; a11 = a11 - a12,即得旁瓣为零的相关函数;二是旁瓣归 零法: $b11 = r_{a_{f_i}}$; b12 = b11; b11(:) = 0; b11(L) = b12(L),即得旁瓣归零的相关函数。经过旁瓣对消 /归零处理以后,图 1(a) ~ (b)和图 2(a) ~ (b),分别 变成了图 1(c) ~ (d)和图 2(c) ~ (d);显然,不论干 扰强弱,旁瓣通通为零,关键值冒出了;象形名曰 $\delta1$ 相关 函 数。例 如 当 扩 频 系 数 s = 64, s/n = -27.3647 dB,发送" - 1"时,由旁瓣对消法将经典 相关函数 $r_{a_{f_i}}(\tau)$ (图 2(b))转换成了满足相关解扩 三要素的相关函数:

$$\delta 1_{a_{ii}^{s}}(\tau) = \begin{cases} -0.022 \ 1, & \exists \tau = 0 \ \texttt{H} \\ 0, & \exists \tau \neq 0 \ \texttt{H} \end{cases}$$
(3)

如图 2(d) 所示,虽然关键值 $\delta 1_{a_{s_i}}(\tau = 0) = r_{a_{s_i}}(\tau = 0) = -0.022$ 1的幅度不高,但与零旁瓣值 $\delta 1_{a_{s_i}}(\tau \neq 0) = r_{a_{s_i}}(\tau \neq 0) = 0$ 有明显区别,且远小于 $V_m = 0$;故 $\delta 1$ 型相关解扩器将正确地解扩为比特 "-1",与发送的比特"-1"完全一致。

当扩频系数 s = 64, s/n = -24.8349 dB, 发送 "+1"时,由旁瓣对消法将其经典相关函数 $r_{a_{s_i}}(\tau)$ (图 1(b))转换成了满足相关解扩三要素的相关函数:

$$\delta 1_{a_{i_i}}(\tau) = \begin{cases} +0.069 \ 3, & \exists \tau = 0 \ \forall \\ 0, & \exists \tau \neq 0 \ \forall \end{cases}$$
(4)

如图 1(d) 所示,虽然关键值 $\delta 1_{a_{s_i}}(\tau = 0) = r_{a_{s_i}}(\tau = 0) = +0.069$ 3的幅度不高,但与零旁瓣值

 $\delta 1_{a_{\delta_i}}(\tau \neq 0) = r_{a_{\delta_i}}(\tau \neq 0) = 0$ 有明显区别,且远大于 $V_m = 0$;故 $\delta 1$ 型相关解扩器也正确地解扩为比特 "+1",与发送比特"+1"完全一致。

简言之,相对于经典相关解扩, $\delta 1$ 型相关解扩 抗干扰能力更强。 $\delta 1$ 型相关函数的定义域 $\tau \in [-(L-1), (L-1)]$,计算量 2×L-1次,关键值 $\delta 1_{as}(\tau=0)$,存储单元 2×L-1个。

4 $\delta 2/\theta$ 型相关检测/解扩

4.1 相关函数与内积的关系

在扩频体制下,移动通信的主要问题是日益增 涨的大容量高速率综合业务传输与扩频带宽及其电 源的矛盾。为此,人们从电池、体制、硬件等方面进 行了大量的研究。尽管经典 M 元扩频系统"有效 地"解决了这一矛盾,但又引起了相关解扩的内核 ——相关函数的"总计算量"按指数律 $(2^k, k)$ 正整 数)增长,从而给相关解扩的计算速率造成了很大的 困难。为此,目前已有双芯、四芯、八芯手机芯片,且 正在研究工作于"突发"方式的16芯手机处理芯片。 显然,多核芯片的问世大大提高了 M 元扩频系统的 解扩速率,但又引起了危及产品寿命的高热效应,而 又不得不研究高效的蜡散热技术,同时增加了产品 的成本。结果呢? 一部手机等价一部计算机。鉴于 此,笔者试图从"计算方法"来探讨这一日益膨胀的 问题。其基本想法是:考虑到"速率"、"带宽"、"电 源"、"散热"等问题,都与频繁使用的相关解扩的内 核——相关函数的计算量密切相关。因此,只要减 小相关函数的计算量,而又不降低相关解扩的抗干 扰能力,即可缓解"大容量高速率综合业务传输与扩 频带宽及其电源的矛盾"。尽管第2节用旁瓣对消 法形成的 δ1 型相关函数,满足相关解扩三要素,抗 干扰能力较强,但计算量并未减小,与经典相关函数 的计算量一样大,因而,是不可能缓解上述矛盾的。 为此,须另劈蹊径,例如探讨相关函数与内积的关系,旨在启迪。

定理1 任何两个长度相等的"±"矢量 a_i 和 s_i 的零时延相关函数与零时延内积是相等的,且等于 $a_i s_i^r / L;$ 其中 s_i^r 是矢量 s_i 的转置向量。

证明:由定理1的假设和内积及其经典相关函数的定义表达式

$$< a_i, s_i > = (a_i(1)s_i(1) + a_i(2)s_i(2) + \dots + a_i(L)s_i(L))/L$$

和

$$c_{a_{i}s_{i}}(\tau) = \frac{1}{L} \sum_{j=0}^{L-1} a_{i}(j) s_{i}(j+\tau),$$

$$0 \leq |\tau| \leq L-1$$
(5)

得知,当时延 $\tau = 0$ 时,

$$\theta_{a_i s_i}(\tau = 0) = \begin{cases} c_{a_i s_i}(\tau = 0) = \mathbf{a}_i \mathbf{s}_i^{\mathsf{T}} / L, & \text{white white iterations} \\ < \mathbf{a}_i, \mathbf{s}_i > = \mathbf{a}_i \mathbf{s}_i^{\mathsf{T}} / L, & \text{white white iteration} \end{cases}$$
(6)

式中, $\tau \in [0]$,故定理1得证明。这是一个构造性定 理,其表达式(6)给出了零时延相关函数 $\theta_{a_{s_i}}(\tau = 0)$ 的计算方法,象形名曰 θ 型相关函数,如图 1(e) ~ (f)和图 2(e) ~ (f)所示。 $\theta_{a_{s_i}}(\tau = 0)$ 相关函数的定 义域 $\tau \in [0]$,计算量1次,关键值 $\theta_{a_{s_i}}(\tau = 0)$,存储 单元1个。

4.2 θ型相关解扩的特征

就物理结构而言,因为相关函数属于矢量,故由 $\theta_{as}(\tau=0)$ +旁瓣补零法,即得 δ 2 型相关函数

$$\delta 2_{a_{i}s_{i}}(\tau) = \begin{cases} \boldsymbol{a}_{i}\boldsymbol{s}_{i}^{\tau}, & \stackrel{\text{th}}{=} \tau = 0 \text{ fr} \\ 0, & \stackrel{\text{th}}{=} \tau \neq 0 \text{ fr} \end{cases}$$
(7)

式中, $\tau \in [-(L-1), (L-1)]$ 。如图 1(c)~(d)和 图 2(c)~(d)所示。 $\delta 2$ 型相关函数的定义域 $\tau \in [-(L-1), (L-1)]$,计算量 1次,关键值 $\delta 2_{a_{s_i}}(\tau = 0)$,存储单元 2×L-1个。

3种基带相关函数的主要特征如表1所示。

Table 1 Characteristics of three base band correlation functions							
项目与 计算公式	旁瓣值	关键值	(绝对)关键值与旁瓣值的关系		相关解扩	计符号	存储
			干扰较弱	干扰较强	三要素	月升里	单元
经典型:相关 函数式(5)/(2)	有	$c_{a_is_i}(\tau=0) = \boldsymbol{a}_i\boldsymbol{s}_i^{\tau}$	关键值 > 旁瓣值 (图 1(a)/图 2(a))	关键值 < 旁瓣值 (图 1(b)/图 2(b))	不完全 满足	最大 2L-1次	最多 2L-1个
δ2 型:相关 函数式(7)	零	$\delta_{a_i s_i}(\tau = 0) = \boldsymbol{a}_i \boldsymbol{s}_i^{\tau}$	关键值 > 旁瓣值 (图 1(c)/图 2(c))	关键值>旁瓣值 (图 1(d)/图 2(d))	完全满足	最小 1次	最多 2L-1个
θ型:相关 函数式(6)	无	$\theta_{\boldsymbol{a}_{i}\boldsymbol{s}_{i}}(\tau=0)=\boldsymbol{a}_{i}\boldsymbol{s}_{i}^{\tau}$	关键值 > 旁瓣值 (图 1(e)/图 2(e))	关键值 > 旁瓣值 (图 1(f)/图 2(f))	完全满足	最小 1次	最少 1 个

表1 3种基带相关函数的主要特征

· 1440 ·

就数学表达式而言,定理 1 沟通了零时延的相关函数与零时延的内积之间的关系,因此,求 $\theta_{a_{f_i}}(\tau = 0)$ 可以用零时延的相关函数法,也可以用零时延的内积法。

就工程实施而言,由式(6)和式(7)已知相关函数 $\theta_{a_{f_i}}(\tau=0)$ 和 $\delta 2_{a_{f_i}}(\tau=0)$,即可构成较经典相关 检测/解扩更为简洁的 $\delta 2$ 型/ θ 型相关检测/解扩方 案。其工作原理如图 3 所示。



图 3 $\delta 2/\theta$ 型相关检测/解扩 Fig.3 $\delta 2/\theta$ correlation detection/despreading

因为扩频信号 s_i 和本地码 a_i 具有同一时序特征,故 $\delta 2$ 型/ θ 型相关检测/解扩皆可同步。

θ型相关检测/解扩的内核——θ型相关函数 的计算量等于经典型相关解扩的 1/(2L – 1)% 或 1/L%。因而,相对于现行经典型相关检测/解扩技 术,θ型相关检测/解扩方案具有如下 4 个特点:第 一,计算量减少了(2L – 2)/(2L – 1)% 或 (L – 1)/L%;第二,检测/解扩的速率/信道利用率 提高了(2L – 1)或L倍;第三,ASIC/数字集成化的 面积减小了(2L – 2)/(2L – 1)% 或(L – 1)/L%;第 四,综合业务传输与扩频带宽及其电源的矛盾降低 了(2L – 2)/(2L – 1)%或(L – 1)/L%。

综上所述,尽管"δ1型、δ2型、θ型"3种相关函数都满足"相关解扩三要素",但 θ型相关函数计算量最小,存储单元最少,故 θ型相关解扩更有利于缓解"日益增涨的大容量高速率综合业务扩频传输与扩频带宽及其电源的矛盾"。特举例说明之。

M 元的直接序列扩频系统^[3]实质上是一种分 组(*n*,*k*)编码扩频系统。如果 *k* 表示分组信息比特 的位数,那么,用正交或准正交扩频码阵列 *s* = $(s_{ij})_{M \times L}(M = 2^k)$ 的第 *i* 行 *si* = $(s_{i1}, s_{i2}, \dots, s_{iL})$ 与信 息矢量 *d* = $(d1, d2, \dots, dM)$ 的第 *di* 分量一一对应: *si* ↔ *di*,即可实现分组(*n*,*k*)编码扩频。就检测理论 而言,*M* 元扩频系统实质上是一个多路检测器,其工 作原理如图 4 所示。如果发送的数据为 *di*,则对应的 扩频码为 *si*,经载波 *f* 调制,而后发送之。接收到 *si* (f) 后 →恢复成基带扩频码*si'*→*θ*型相关函数*i*→相关函数矢量的极大值→数据选择→期望数据*di*。





M 元扩频系统的经典极值解扩,是求 *M* 个经 典相关函数的最大值矢量的极大值,即

 $\max(\max(r_{s1si'}(\tau)), \max(r_{s2si'}(\tau)), \dots, \max(r_{sMsi'}(\tau)))$ 其中,每一个相关函数 $r_{sjsi'}(\tau)(j, i = 1, 2, \dots, M; 0 \le |\tau| \le L - 1)$,都具有(2L - 1)个不同时延的相关函数值;而 *M* 元扩频系统的 θ 型极值解扩,是求 *M* 条 θ 型相关函数矢量的极大值,即

 $max(\theta_{s1si'}(\tau=0), \theta_{s2si'}(\tau=0), \dots, \theta_{sMsi'}(\tau=0))$ 其中,每一个相关函数 $\theta_{sjsi'}(\tau)(j, i=1,2,\dots,M;\tau=0)$,都只有1个即零时延 $\tau=0$ 的相关函数值。当 干扰较弱时,如图1(a)和1(e)所示,关键值都大于 其边峰值,满足相关检测三要素;故当干扰较弱时, *M*元扩频系统的经典型与 θ 型极值解扩的结果是 相同的。当干扰较强时,如图1(b)所示,显然,关键 值 $r_{s1si'}(\tau=0), r_{s2si'}(\tau=0), \dots, r_{sMsi'}(\tau=0)$ 都淹没 于边峰值中,不满足"相关解扩三要素";而如图1(f) 所示,关键值 $\theta_{s1si'}(\tau=0), \theta_{s2si'}(\tau=0), \dots, \theta_{sMsi'}(\tau=0)$ 都大于其边峰值,满足"相关解扩三要素";故当 干扰较强时,*M*元扩频系统的经典型极值解扩已经 失效,而 θ 型极值解扩仍正常进行。

图 4 所涉及的 *M* 元扩频方案及其基带扩频码的恢复技术等都是前人的成果^[3]。在此示例中,我们的工作仅仅是用本文拟议的 θ 型极值解扩方案, 替代前人的经典极值解扩方案,旨在减少计算量。 例如 k = 8,则待扩频的数据矢量 d = (0000000, 0000001, ..., 11111110, 1111111),其长度为 <math>n = 256。对应的最小正交阵列,例如 Walsh(n, n) =Walsh(256, 256)(Pale 序)阵列。在这种情况下,经典极值解扩,需计算 256 个经典相关函数,每个相关函数(在工程上)须计算 256 个时延的相关函数值,因 此经典极值解扩的内核——全部相关函数的"总计 算量"为 256×256次;而 θ型极值解扩,亦需计算 256个 θ型相关函数,但每个相关函数只需计算 1 个零时延的相关函数值,因此 θ型极值解扩的内核 ——全部相关函数的"总计算量"为 256×1次。故 θ型极值解扩的相关函数的"总计算量"仅为经典型 的 256×1/256×256≈0.0039。换言之,就 M 元扩 频系统而言,本文拟议的 θ型极值解扩方案的相关 函数的计算量,较经典型极值解扩方案的减少了(L -1)/L% = (256-1)/256%≈99.61%;因而以同一 数量关系,提高了解扩速率和信道利用率,降低了 ASIC/数字集成电路的面积,缓解了大容量高速率综 合业务传输与扩频带宽及电源的矛盾。

5 结束语

本文的立论基础是自拟的"相关解扩三要素", 在此基础上导出:在不劣于经典型相关解扩增益的 条件下,θ型/δ2型相关函数的计算量较经典相关 函数的计算量减小了(2L-2)/(2L-1)%或(L-1)/L%,因而以同一数量级提高了解扩的速率和信 道的利用率,减小了 ASIC/数字集成化的面积,降低 了解扩器的成本,缓解了日益增涨的大容量高速率 综合业务传输与扩频带宽及其电源的矛盾,适用于 一切需要高速率基带相关检测/解扩的场合。

参考文献:

- PENG Dai-yuan, FAN Ping-zhi. New theoretical bounds on the aperiodic correlation functions of binary sequences [J]. Science in China Ser. Information Sciences, 2005, 48(1):28 – 45.
- [2] 龙德浩,陈志清.抗干扰理论与方法[M].成都:四川科 学技术出版社,1989:70.
 LONG De-hao, CHENG Zhi-qing. Anti-interference theory and methods[M]. Chengdu: Sichuan Science and Technology Press, 1989: 70. (in Chinese)
- [3] 曾兴雯,刘乃安,孙献璞.扩展频谱通信及其多址技术
 [M].西安电子科技大学出版,2009:110,87.
 ZENG Xing-wen, LIU Nai-an, SUN Xian-pu. Spread Spectrum Communication and Multiple Access Technology [M].
 Xi'an; Xidian University Press, 2009:110, 87. (in Chinese)

作者简介:

龙德浩(1938一),男,四川乐至人,1961年于四川大学无 线电系获学士学位,现为四川大学退休教授,主要研究方向 为信息基础理论;

LONG De-hao was born in Lezhi, Sichuan Province, in 1938. He received the B.S. degree from Sichuan University in 1961. He is now a retired professor. His research direction is information basic theory.

Email:longdehao9@gmail.com

陈志清(1943一),女,四川犍为人,1965年于四川大学数 学系获学士学位,现为成都大学退休教授,主要研究方向为 应用数学。

CHEN Zhi-qing was born in Qianwei, Sichuan Province, in 1943. She received the B. S. degree from Sichuan University in 1965. She is now a retired professor. Her research direction is applied mathematics.