

基于相位差分方法的 BPSK 引信信号 m 序列识别

熊波^① 李国林^② 胡敏^①

^①(海军航空工程学院研究生管理大队 烟台 264001)

^②(海军航空工程学院兵器科学与技术系 烟台 264001)

摘要: 该文根据二相移相键控(BPSK)引信信号脉冲相位差分 and m 序列的一一对应关系, 通过求解脉冲相位差分方程组来得到 m 序列。首先, 通过 FFT 求得脉冲相位, 然后分别采用了一阶相位差分方法和二阶相位差分方法来对 m 序列进行识别。经计算机仿真实验验证, 该方法是完全正确的。最后对该方法进行了可靠性分析, 分析表明, 即使某一个码元由于对应的脉冲相位测量误差很大而被错误识别, 也不会对后续的 PN 码识别产生影响, 说明该方法具有很高的可靠性。

关键词: 电子对抗; BPSK 引信信号; 相位差分; m 序列

中图分类号: TN971

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2007)04-0811-04

Identification of m-Sequence for BPSK Fuse Signal Based on Phase-Difference Method

Xiong Bo^① Li Guo-lin^② Hu Min^①

^①(Graduate Students' Brigade of NAEI, Yantai 264001, China)

^②(Department of Armament Science and Technology, NAEI, Yantai 264001, China)

Abstract: According to one-to-one relationship of the Binary-Phase-Shift-Keying (BPSK) fuse signal's pulse-phase difference and the m-sequence, the m-sequence can be obtained by solving the phase-difference equations. First, the pulse phase is measured by FFT. Then, first-order phase difference method and second-order phase difference method separately are applied to identify the m-sequence. The computer simulation proves the method to be completely correct. Finally, the reliability of the method is analyzed to find that, even if any Pseudo Noise (PN) code is mistakenly identified because of large measuring error of the corresponding pulse phase, it has no influence on identification of the later codes. This indicates that the method has high reliability.

Key words: Electronic countermeasure; BPSK fuse signal; Phase difference; m-sequence

1 引言

伪码体制引信是引信发展的重要方向之一, 它具有良好的抗干扰性能和距离分辨能力^[1]。无线电引信中的 BPSK 信号一般是采用 m 序列对脉冲信号进行 $0/\pi$ 相位调制。由于这种体制的无线电引信具有较强的抗干扰性, 因此, 采用简单的干扰方式(如转发式干扰)很难凑效。所以对这种体制的引信信号进行识别, 是引信电子对抗研究的一个重要内容。目前对扩频信号的研究都是在扩频序列已知的前提下进行的。然而在非协作通信系统中, 接收机并不知道观测信号中所用的扩频序列。怎样从此观测信号中估计出扩频序列, 成为这种系统中必须要首先解决的一个问题, 这也是一个具有挑战性的课题^[2]。

对 BPSK 引信信号的 m 序列进行识别首先容易想到是采用下变频的方法来实现。但事实上, 我们经过仿真发现这是很困难的。一是由于 FFT 本身的频率分辨率问题和测量中的

噪声问题。另一个原因是扩频信号的带宽很大, 具有类似白噪声的频谱特性^[3]。所以当扩频信号中的载频不为零时, 它的频谱将发生混叠, 从而影响到峰值点的位置。这样, 我们就不能精确测量其载频。在频率测量有误差的情况下, 频域的混叠不能完全去除, 所以下变频后的 m 序列是很难准确识别的。

基于此, 本文采用另外一种方法, 就是先识别出 m 序列, 然后进行 BPSK 的逆调制。这样, 信号就变成了单载频的脉冲信号。然后再来测量频率, 就可以确保测频精度。测量得到载频和 m 序列后, 这个信号就可以复制了。这样, 我们就可以对目标实施干扰。由于篇幅有限, 本文只讨论 m 序列的识别问题。

2 m 序列 BPSK 引信信号

m 序列 BPSK 引信信号的复数表达式为

$$s(t) = u(t)e^{j\omega_0 t} = a(t)e^{j2\pi f_0 t} e^{j(\omega_0 t + \phi_0)} \quad (1)$$

其中 $\omega_0 = 2\pi f_0$ 为载波角频率; ϕ_0 为信号的初始相位; $a(t)$ 为脉冲序列;

$$a(t) = \begin{cases} 1, & kT_0 \leq t < kT_0 + \tau_0 \\ 0, & kT_0 + \tau_0 \leq t < (k+1)T_0 \end{cases} \quad (2)$$

其中 T_0 为脉冲 $a(t)$ 的发射周期; τ_0 为脉冲宽度; k 为整数。

以 $0/\pi$ 相位调制为例, $\varphi_K \in (0, \pi)$ 为二进相位序列, 它与两种不同记法的 m 序列的关系为

$$\varphi_K = q_K \pi, \quad q_K \in (0, 1) \quad (3)$$

$$c_K = e^{j\varphi_K}, \quad c_K \in (+1, -1) \quad (4)$$

根据需要, 可以选取不同的表示方法。

一个周期为 p 的 m 序列 PN 码的自相关函数为^[4]

$$r_x(\tau) = \begin{cases} 1 - \frac{\tau}{\tau_0}(1 + 1/p), & |\tau| \leq \tau_0 \\ -1/p, & \tau_0 < |\tau| \leq \frac{p\tau_0}{2} \end{cases} \quad (5)$$

BPSK 引信信号具有与 m 序列 PN 码一样的周期性, 因此可以从信号的自相关函数测量出脉冲宽度 τ_0 和周期 T 。本文采用的相位差分方法还需要事先知道的另一个参数是脉冲发射间隔 T_0 , 这是脉冲信号侦察接收中一个最重要的参数^[5]。它的测量方法在很多文献中都有论述, 由于篇幅限制, 本文将其作为已知量处理, 不再对此进行讨论。假设 T_0 也已预先测量得到。

3 基于相位差分方法的 m 序列识别

3.1 基于 FFT 变换的相位测量

假设一个信号为 $x(t) = e^{j(\omega_0 t + \phi)}$, 其傅里叶变换为 $2\pi\delta(\omega - \omega_0)e^{j\phi}$ 。在峰值点 $\omega = \omega_0$ 的相位为 ϕ , 所以可以通过 FFT 来求得脉冲相位。

在理想情况下, 脉冲发射间隔内的值为 0, 它对 FFT 的影响是对结果进行插值, 可以提高频率分辨率, 对于相位的精确测量也有利^[6]。所以, 可以根据脉冲发射周期 T_0 , 对每一个脉冲进行 FFT 运算, 求得其峰值点的相位:

$$\phi_k = \phi_0 + (k-1)\omega_0 T_0 + \varphi_k - 2n\pi \quad (6)$$

其中 n 为整数。由于 $e^{j(2n\pi)} = 1$, 所以将脉冲相位限制在一个圆周 $-\pi \sim \pi$ 内, 对 m 序列的识别没有影响。这样可以求得一个 m 序列周期 T 内的 N 个脉冲相位: $\phi_0, \phi_1, \dots, \phi_{N-1}$ 。根据 m 序列的性质可以知道, $N = 2^v - 1$, 其中 v 为整数。

一个 m 序列长度为 63 的 BPSK 引信信号 $s(n)$ 如图 1 所示。用 FFT 检测其脉冲相位, 如图 2 所示。

3.2 基于相位一阶差分的 m 序列识别

根据前面求出的脉冲相位 $\phi_0, \phi_1, \dots, \phi_{N-1}$, 求得脉冲相位之间的一阶差分:

$$\begin{aligned} \nabla^1 \phi(n) &= \phi(n) - \phi(n-1) \\ &= \omega_0 T_0 + \varphi_n - \varphi_{n-1}, \quad n = 0, 1, 2, \dots, N-1 \end{aligned} \quad (7)$$

φ_n 的取值是 0 或 π , 不妨记 $\omega_0 T_0 = \alpha$, $-\pi < \alpha < \pi$ 。

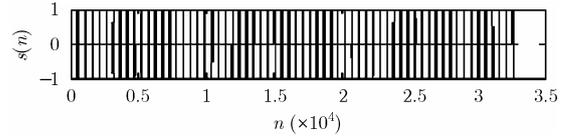


图 1 信号 $s(n)$

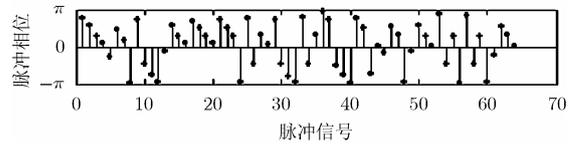


图 2 FFT 检测的脉冲相位

如对前面的信号 $s(n)$ 求出一阶相位差分 $\nabla^1 \phi(n)$ 如图 3 所示。序列的第 1 点无法确定, 用 “*” 表示。

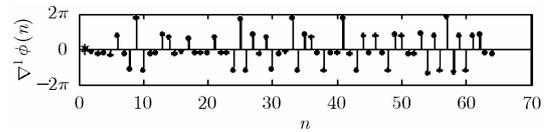


图 3 脉冲相位一阶差分

把 $\nabla^1 \phi(n)$ 归入一个圆周内, 如图 4 所示。

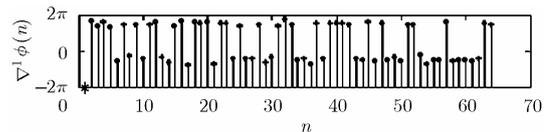


图 4 将一阶差分归入圆周内

从图 3 中可以看出, 如果把取值较小点作为 α , 对应的 $\nabla^1 \phi(n) = 0$; 那么值较大的点就是 $\alpha + \pi$, 对应的 $\nabla^1 \phi(n) = \pi$ 。再假设 $\varphi_0 = 0$, 这样就可以确定一个 m 序列序列。反之亦然。这样根据 α 和 φ_0 的不同取值就可以得到 4 个 m 序列序列。显然, $\varphi_0 = 0$ 和 $\varphi_0 = \pi$ 的情况刚好相反。表现在脉冲信号中就是两个序列相位相差 π , 也就是幅度取值的正负刚好相反, 这对 PN 码的识别来说并不重要。只有在对信号进行同步干扰时, 才需要考虑^[7]。为了确定这些码序列中哪个是真实的, 在脉冲周期之后再多取一个脉冲来检测 m 序列。根据 m 序列的周期性, 若 $\varphi_N = \varphi_0$, 则识别的 m 序列是正确的; 反之, 则是错误的。这是显然的。需要证明的是这个问题的必要性, 证明如下:

证明 由式(7)列出差分方程组

$$\left. \begin{aligned} \nabla^1 \phi(1) &= \alpha + \varphi_1 - \varphi_0 \\ \nabla^1 \phi(2) &= \alpha + \varphi_2 - \varphi_1 \\ &\vdots \\ \nabla^1 \phi(N-1) &= \alpha + \varphi_{N-1} - \varphi_{N-2} \\ \nabla^1 \phi(N) &= \alpha + \varphi_N - \varphi_{N-1} \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

N 个方程左右两边分别相加得到:

$$\begin{aligned} \nabla^1 \phi(1) + \nabla^1 \phi(2) + \dots + \nabla^1 \phi(N-1) + \nabla^1 \phi(N) \\ = N \cdot \alpha + \varphi_N - \varphi_0 \end{aligned} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} \varphi_N - \varphi_0 &= \nabla^1\phi(1) + \nabla^1\phi(2) + \dots + \nabla^1\phi(N-1) \\ &\quad + \nabla^1\phi(N) - N \cdot \alpha \end{aligned} \quad (10)$$

如前所述, 用 $\nabla^1\phi_f(n)$ 表示错误的取值方法就是: 当 $\nabla^1\phi(n) = \alpha$ 时, 取 $\nabla^1\phi_f(n) = \alpha + \pi$; 当 $\nabla^1\phi(n) = \alpha + \pi$ 时, 取 $\nabla^1\phi_f(n) = \alpha = (\alpha + \pi) + \pi$; $n = 1, 2, \dots, N$; 由式(9)可得

$$\begin{aligned} \nabla^1\phi_f(1) + \nabla^1\phi_f(2) + \dots + \nabla^1\phi_f(N-1) + \nabla^1\phi_f(N) \\ = \nabla^1\phi(1) + \nabla^1\phi(2) + \dots + \nabla^1\phi(N-1) + \nabla^1\phi(N) + N \cdot \pi \\ = N \cdot \alpha + \varphi_N - \varphi_0 + N \cdot \pi \end{aligned} \quad (11)$$

记错误识别的PN码为 $\varphi'_f(n)$, 根据式(10), 式(11)可得

$$\begin{aligned} \varphi'_N - \varphi'_0 &= \nabla^1\phi_f(1) + \nabla^1\phi_f(2) + \dots + \nabla^1\phi_f(N-1) \\ &\quad + \nabla^1\phi_f(N) - N \cdot \alpha = \varphi_N - \varphi_0 + N\pi \end{aligned} \quad (12)$$

因为 φ_0, φ_N 是正确识别的PN码, $\varphi_N - \varphi_0 = 0$; $N = 2^n - 1$, 为奇数。所以在错误识别的情况下 $\varphi'_N - \varphi'_0 = \pi$ 。所以, 如果 $\varphi_N = \varphi_0$, 识别就一定是正确的。
证毕

因此, 在取 $\varphi_0 = 0$ 和 $\varphi_0 = \pi$ 的情况下, 都可以唯一得到一个正确的PN序列, 这两个序列从本质上来讲是一样的。因此, 只需要对一种情况进行识别就可以了。图5给出了使用相位一阶差分方法对信号 $s(n)$ 的m序列进行识别的几种结果。可以看出, 结果与前面的分析完全一致。

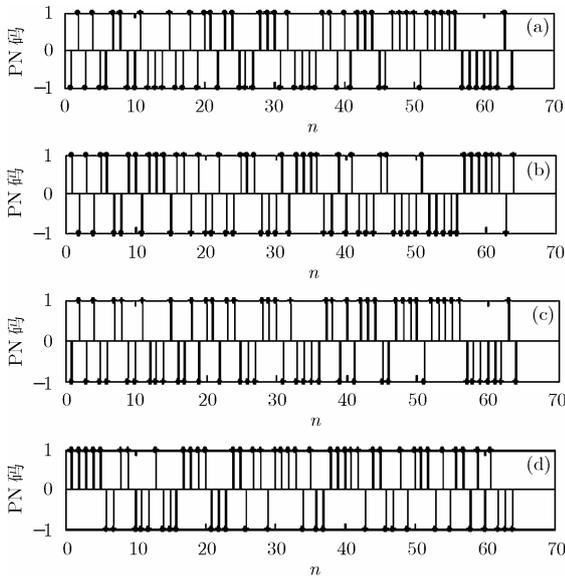


图5 m序列的几种识别结果

- (a) 真实的PN码 (b) $\varphi_0 = 0$ 时正确识别的PN码
- (c) $\varphi_0 = \pi$ 时正确识别的PN码 (d) $\varphi_0 = 0$ 时错误识别的PN码

3.3 基于相位二阶差分方法的m序列识别

从式(8)可以看出, 如果对相位进行二阶差分, PN码的二阶差分与脉冲序列相位的二阶差分就会相等:

$$\nabla^2\varphi(n) = \nabla^2\phi(n) \quad (13)$$

这样, 就更容易得到PN序列和脉冲序列相位之间的关系。

根据前面对相位一阶差分的分析, $\nabla^1\phi(n)$ 只有两种取

值: $\alpha, \alpha + \pi$ (或 $\alpha - \pi$), 因此其二阶差分 $\nabla^2\phi(n) = \nabla^1\phi(n) - \nabla^1\phi(n-1)$ 只有 $0, \pi$ 两种取值。根据这种先验知识, 通过二阶差分来识别m序列就比一阶差分实现起来更容易。在一阶差分方法中, 需要对所有 $\nabla^1\phi(n)$ 进行检测, 然后选定阈值 f ; 再根据选定的阈值将所有 $\nabla^1\phi(n)$ 划入两个集合: $P_1 = \{\nabla^1\phi(n) | \nabla^1\phi(n) < f\}$ 和 $P_2 = \{\nabla^1\phi(n) | \nabla^1\phi(n) \geq f\}$ 。然后再将集合 P_1 作为 α 或 $\alpha + \pi$, 相应的另一个集合 P_2 作为 $\alpha + \pi$ 或 α 。这样实现起来步骤比较麻烦。如果采用二阶差分, 阈值就可以预先设定, 比如设定为 $\pi/2$, 然后再对二阶差分进行分类。根据式(13), PN码的二阶差分 $\nabla^2\varphi(n)$ 和脉冲序列的相位二阶差分 $\nabla^2\phi(n)$ 相等。因此, 分类为 $P_1 = \{\nabla^2\varphi(n) | \nabla^2\varphi(n) < \pi/2\} = 0$ 和 $P_2 = \{\nabla^2\varphi(n) | \nabla^2\varphi(n) \geq \pi/2\} = \pi$ 。相对一阶差分的处理来说, 这要简单一些。但是, 从本质上来讲, 这两种方法是一样的。一阶差分的物理意义是: 去除了信号的初始相位 ϕ_0 ; 二阶差分的物理意义是: 去除了信号的初始相位 ϕ_0 和由发射周期引入的相位延迟 α 。

与一阶差分方法一样, 二阶差分方法也需要引入辅助条件才能求解。初始条件就是 $\varphi(0)$ 和 $\varphi(1)$ 的取值。这两个点分别取 0 和 π , 与一阶差分方法一样, 方程组同样对应应有4组解。同样根据前面的方法进行判断, 在 $\varphi(0)$ 取 0 和 π 的情况下, 分别只有一个解是正确的。

对前面的信号, 求相位二阶差分, 结果如图6所示。序列的前两点无法确定, 用“*”表示。

对m序列的识别结果与一阶差分方法完全一样, 这里就不再给出。

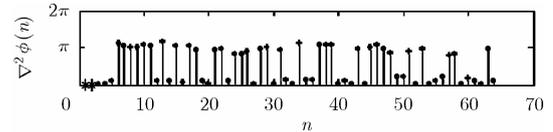


图6 相位的二阶差分

4 算法实现

以二阶差分方法为例, 算法如下:

- (1) 测量信号的PN码周期 T , 脉冲发射周期 T_0 。
- (2) 根据周期 T 和 T_0 取 $N + 1$ 个脉冲。
- (3) 对每个脉冲进行FFT变换, 根据峰值求出其相位 $\phi(n), n = 0, 1, \dots, N$;
- (4) 对 $\phi(n)$ 进行二阶差分, 得到 $\nabla^2\phi(n), n = 2, 3, \dots, N$ 。
- (5) 设定阈值 $f = \pi/2$, 若 $\nabla^2\phi(n) > f$, 则取 $\nabla^2\varphi(n) = \pi$; 若 $\nabla^2\phi(n) \leq f$, 则取 $\nabla^2\varphi(n) = 0$ 。
- (6) 取 $\varphi(0) = 0, \varphi(1) = 0$, 求解差分方程组;
- (7) 验证结果, 若 $\varphi(N) = \varphi(0)$, 结果正确, 输出PN序列。否则, 取 $\varphi(1) = \pi$, 求解差分方程组, 输出PN序列。

5 算法的可靠性分析

通过FFT变换, 从频域对脉冲相位进行测量比从时域

进行测量可靠性更高,这是很显然的。另外,从阈值设定上可以看出,只要相位测量误差小于 $\pi/2$,就可以准确识别。

假设信号在第 k 个脉冲的相位测量误差大于 $\pi/2$,显然相位测量的误差会导致第 k 和 $k+1$ 点的一阶差分都出现 π 的误差。而从 $k+2$ 点开始,误差不会对相位一阶差分产生影响。仍然用 $\nabla^1\phi_f(k)$ 来表示错误的差分值, $\varphi(k)$ 表示相位测量错误的情况下识别出的 m 序列。则 $\nabla^1\phi_f(k)=\nabla^1\phi(k)+\pi$, $\nabla^1\phi_f(k+1)=\nabla^1\phi(k+1)+\pi$ 。由式(7)可得

$$\begin{aligned}\nabla^1\phi_f(k) &= \alpha + \varphi'(k) - \varphi(k-1) = \nabla^1\phi(k) + \pi \\ &= \alpha + \varphi(k) - \varphi(k-1) + \pi\end{aligned}\quad (14)$$

即

$$\varphi(k) = \varphi(k) + \pi \quad (15)$$

说明识别出第 k 点的 PN 码是错误的。而对于 $k+1$ 点

$$\begin{aligned}\nabla^1\phi_f(k+1) &= \alpha + \varphi'(k+1) - \varphi'(k) \\ &= \alpha + \varphi'(k+1) - (\varphi(k) + \pi) \\ &= \nabla^1\phi(k+1) + \pi \\ &= \alpha + \varphi(k+1) - \varphi(k) + \pi\end{aligned}\quad (16)$$

可以得到

$$\varphi'(k+1) = \varphi(k+1) \quad (17)$$

显然,从 $k+2$ 点以后的识别不会受到影响。因此,第 k 点的误差,不会对后续的点产生影响,说明该算法具有很高的可靠性。同样可以对二阶差分方法进行分析,结论是一样的。

根据 BPSK 引信的工作原理可知,引信是通过检测回波信号的 PN 序列自相关函数峰值点来达到抗干扰的目的。而即使个别 PN 码识别错误,对自相关函数峰值点的影响也不大。用识别出的 PN 码来对引信实施干扰,同样可以成功。

为了进一步提高强噪声情况下的信号检测能力,可以测量出脉冲宽度 τ_0 ,然后只选取脉冲 τ_0 内的信号进行识别。计算机仿真表明:采用这种方法后,当脉冲 τ_0 内信号与白噪声信噪比为 0dB 时仍能准确地识别出 m 序列。

6 结束语

本文提出了使用相位差分方法来识别 BPSK 引信信号的 m 序列,并进行了严格的数学分析和计算机仿真验证。基

于 FFT 的脉冲相位测量,以及后续的相位差分处理都很容易实现,而且计算量不大。基于 FFT 的相位测量方法提高了在强噪声环境下对弱信号的检测能力;而且本文进一步证明了即使是某一个脉冲的相位测量误差大于 $\pi/2$,也不会对后续的 PN 码识别产生影响,因此该方法具有很高的可靠性。

参考文献

- [1] 刘己斌,刘顺利,赵惠昌.用投影滤波滤除伪码体制引信中的 AM-FM 干扰[J].电子与信息学报,2005,27(3):434-437.
Liu Ji-bin, Liu Shun-li, and Zhao Hui-chang. AM-FM interference excision using projection filtering in pseudonoise code fuzes. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2005, 27(3): 434-437.
 - [2] 詹亚锋,曹志刚,马正新.DSSS 信号扩频序列估计[J].电子与信息学报,2005,27(2):169-172.
Zhan Ya-feng, Cao Zhi-gang, and Ma Zheng-xin. Spread spectrum sequence estimation for DSSS signals. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2005, 27(2): 169-172.
 - [3] 肖国镇等.伪随机序列及其应用[M].北京:国防工业出版社,1985:76-77.
 - [4] 沈允春.扩谱技术[M].北京:国防工业出版社,1995:34-35.
 - [5] James Tsui. Digital Techniques for Wideband Receivers(Second Edition)[M]. U.S.A: Artech House, Inc., 2001: 5-10.
 - [6] 王世一.数字信号处理[M].北京:北京理工大学出版社,1997:98-102.
 - [7] 杨莘元,郝敬涛,刘一等.运用辅助序列的快速变步长 PN 码捕获的新算法[J].兵工学报,2005,26(2):196-200.
Yang Xin-yuan, Hao Jing-tao, and Li Yi, et al. Study on new rapid step-changed coherent acquisition algorithm for PN sequence using an auxiliary sequence. *Acta Armamentarii*, 2005, 26(2): 196-200.
- 熊波:男,1975年生,博士生,研究方向为近程目标识别、无线电引信信号侦察接收。
- 李国林:男,1955年生,博士生导师,主要研究方向为近程目标识别、引信电子对抗。
- 胡敏:男,1981年生,硕士生,研究方向为引信信号处理。