

doi:10.3969/j.issn.1001-893x.2014.04.010

引用格式:王星,曹晋龙,赵玉,等.基于瞬时测频的BPSK和QPSK信号参数估计[J].电讯技术,2014,54(4):430-436.[WANG Xing, CAO Jin-Long, ZHAO Yu. Parameter Estimation of BPSK and QPSK Signals Based on IFM[J]. Telecommunication Engineering, 2014, 54(4): 430-436.]

基于瞬时测频的BPSK和QPSK信号参数估计*

王星¹,曹晋龙^{1,**},赵玉¹,王士岩^{1,2},李承志³

(1. 空军工程大学 航空航天工程学院,陕西 西安 710038;2. 解放军93286部队32分队,沈阳 110141;
3. 解放军93363部队,沈阳 110141)

摘要:针对RWR/ESM中瞬时测频(IFM)无法对相位编码信号脉内参数进行测量的问题,提出了一种对载频的估计方法和两种对码元的估计方法。通过采用高采样率ADC采样、解模糊、平滑和取均值的处理流程对信号载频进行估计;利用相位跳变和相干解调两种方法分别对码元进行估计。仿真结果证明了上述方法对载频和码元估计的有效性。在对码元的估计中:相位跳变法实时性好,但需要一定的先验知识;相干解调法不需要任何先验知识,但实时性不好。所得结论对工程应用研究具有一定参考价值。

关键词:RWR/ESM系统;瞬时测频;相位编码信号;信号参数估计

中图分类号:TN971 **文献标志码:**A **文章编号:**1001-893X(2014)04-0430-07

Parameter Estimation of BPSK and QPSK Signals Based on IFM

WANG Xing¹, CAO Jin-long¹, ZHAO Yu¹, WANG Shi-yan^{1,2}, LI Cheng-zhi³

(1. Engineering College of Aeronautics and Astronautics, Air Force Engineering University, Xi'an 710038, China;
2. Subunit 32, Unit 93286 of PLA, Shenyang 110141, China; 3. Unit 93363 of PLA, Shenyang 110141, China)

Abstract: According to the problem that instantaneous frequency measurement (IFM) of RWR/ESM system is unable to measure parameters of phase coded signals, a method for estimating carrier frequency and two methods for estimating code element are proposed. Through sampling with high sampling rate ADC, resolving ambiguity, excluding phase jump punctuation and averaging, carrier frequency is obtained. By making use of two estimation methods based on phase jump and coherent demodulation, code element is estimated. Simulation results show that those methods are efficient to estimate carrier frequency and code element. Estimation method based on phase jump of code element is good in real time, but needs transcendental information. Coherent demodulation is opposite. The conclusions have reference value for the engineering and study.

Key words: RWR/ESM system; IFM; phase coded signal; signal parameter estimation

1 引言

相位编码是雷达脉内调制技术中一种典型的调制技术,其中主要的调制形式是二相编码(BPSK)和四相编码(QPSK)。要正确地获得相位编码信号的编码规律,必须首先知道信号的载频、码速率、初始

相位、码同步等各项参数,其中载频估计是对其他参数进行估计的基础。在电子侦察领域,对接收的相位编码信号的参数没有任何先验知识,对这类信号的截获、识别和参数估计存在一定的困难。针对这一问题,文献[1]提出了一种基于相位展开和最小

* 收稿日期:2013-12-23;修回日期:2014-03-18 Received date:2013-12-23;Revised date:2014-03-18

** 通讯作者:caojl1989@163.com Corresponding author:caojl1989@163.com

二乘多项式拟合的算法,此算法在较低信噪比下载频估计的均方根误差依然接近相位编码信号载频估计的克拉美-罗限 (Cramer-Rao),但是该算法的复杂度较高,不宜实时处理。文献[2]给出了一种简单快速实用的非线性相位编码信号载频盲估计算法,但在电子侦察领域,对接收到的信号无法进行匹配接收,同时接收机带宽又远大于信号带宽,导致整体估计性能下降,甚至使带外噪声完全淹没信号,最终无法对载频进行估计。文献[3]对 MAT 算法进行了改进,提出了 M-MAT 算法,可以在较低信噪比条件下对 QPSK 信号的载频精确估计,但该算法仍然较为复杂,不易在 RWR/ESM 系统上实现。

瞬时测频 (IFM) 接收机测频分辨力高,瞬时带宽宽,实时性强,被广泛应用于 RWR/ESM 测频系统中。但由于传统 IFM 实现机理以及 RWR/ESM 测频资源及结构的限制,使得当前 RWR/ESM 系统无法通过 IFM 对相位编码信号的检测进行威胁告警,只是将此类信号归类为未知雷达信号。IFM 若能实时检测相位编码信号,将使 RWR/ESM 系统具备对相位编码信号进行实时告警的能力,因此对此进行研究意义重大。为此本文根据 IFM 基本原理,应用仿真的方法分析 BPSK 和 QPSK 信号经过 IFM 系统的输出,以此为基础对传统的 IFM 系统进行了改进,并提出估计 BPSK 和 QPSK 信号参数的方法。

2 RWR/ESM 测频系统概述

当前 RWR/ESM 测频系统多采用引导式测频体制,以满足空域频域宽开、实时性强和频率分辨力高的要求,测频过程可分为粗分段、粗测频、精测频。

IFM 接收机对雷达信号的测频能力直接决定 RWR/ESM 测频系统的测频能力。而由于 IFM 接收机在对雷达信号测频时,一个脉宽内只进行一次采样,因此对脉内具有相位编码特征的雷达信号是无法测频的。而当前能够检测相位编码信号的相关算法和数字接收机技术不适用于 RWR/ESM 系统,主要受以下两个因素的限制:

(1) 当前相位编码信号检测算法虽然灵敏度较高,且具有良好的复杂信号适应能力,但是算法数学运算复杂,运算量大,导致其信号测量时间较长,实时性差,不能满足 RWR/ESM 系统实时告警的需求;

(2) 尽管当前较为先进的数字接收机的 ADC

已可达数 Gsample/s 采样率,瞬时带宽已经大于 1 GHz (极限值为 5 GHz),但相对于 RWR/ESM 系统的瞬时覆盖带宽需求 (通常数十 GHz) 而言,它仍是一个窄带接收机,不能满足 RWR/ESM 系统宽瞬时带宽的要求。目前的解决方法是采用多个窄带数字接收机拼接来满足大的瞬时带宽,拼接方式主要有时间交替多通道并行采样与信道化^[4],但按此方法体积、重量、功耗、成本代价都相当高^[5]。

综上所述,目前多数 RWR/ESM 系统并不具备对相位编码信号的实时测频能力。那么,IFM 能否在没有先验知识的情况下,实时估计相位编码信号参数呢? 本文通过对 IFM 技术的仿真分析,发现其具备这一潜力。

3 相位编码信号的 IFM 仿真分析

3.1 IFM 接收机原理简介

典型 IFM 单元为微波鉴相器 (Microwave Phase Discriminator, MPD),如图 1 所示,它由功分器、延迟线、90°电桥、平方率检波器和差分放大器组成^[6]。

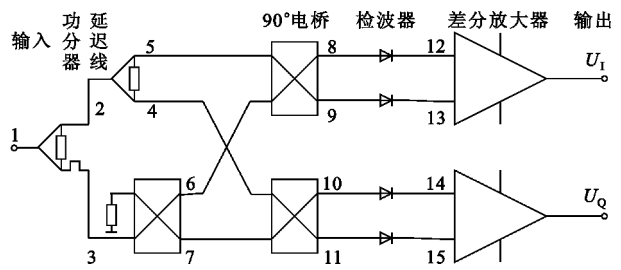


图 1 实用微波鉴相器结构示意图
Fig. 1 Block diagram of practical MPD

端口 1 馈入信号 $u(t) = \sqrt{2}A\cos\omega t$ 时,端口 U_I 、 U_Q 输出如公式(1)所示:

$$\begin{cases} U_I = KA^2 \cos\phi \\ U_Q = KA^2 \sin\phi \end{cases} \quad (1)$$

其中,相角如公式(2)所示:

$$\phi = \arctan(U_Q/U_I) = 2\pi fT \quad (2)$$

由式(1)、(2)得信号频率如公式(3)所示:

$$f = \frac{\arctan(U_Q/U_I)}{2\pi T} \quad (3)$$

式(1)~(3)中, K 为检波器系数, A 为信号幅度, T 为延迟线的时间延迟, f 为输入信号的载频。为了解决频段覆盖和分辨率的矛盾,工程上采用图 2 所示 IFM 并联结构^[7],其多个延迟线长度符合一定关

系,短延迟线支路保证测频范围,长延迟线保证精度;并根据长短延迟线之间的关系解 IFM 频率测量值的模糊。

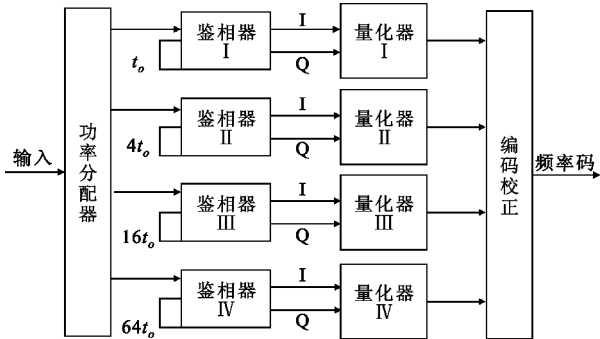


图2 传统 IFM 系统
Fig.2 Traditional IFM system

若设图 1 端口 1 进入一个 BPSK 或 QPSK 信号,则 U_1 、 U_Q 的数学表达式较为复杂,下面应用 MALAB 仿真的方式对其进行分析。

3.2 BPSK 信号的 IFM 仿真

BPSK 信号一般模型^[8]表示为

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} q(t - nT_c)A\cos(2\pi f_0t + \varphi_n) \tag{4}$$

式中, $q(t)$ 为双极性伪随机序列, A 为信号幅度, T_c 为 chip 时宽, f_0 为载频, φ_n 为第 n 个码元对应的相位,等概率时取 0 和 π 。

以 13 位巴克码序列 [1111100110101] 构造一个 BPSK 信号 $s(t)$, $A=1\text{ V}$, $T_c=5\text{ }\mu\text{s}$, $\tau=65\text{ }\mu\text{s}$ 。为便于分析,载频(设为 MHz 级别) $f_0=2\text{ MHz}$ 。应用 MATALB 进行仿真,建立三路延迟时间分别为 $0.1\text{ }\mu\text{s}$ 、 $0.4\text{ }\mu\text{s}$ 、 $1.6\text{ }\mu\text{s}$ 的并行 MPD (Maintenance Planning Document) 模型。BPSK 信号 $s(t)$ 一个脉宽内结果如图 3 所示。其进入 MPD 模型中,输出的 U_1 、 U_Q 值如图 4 所示。

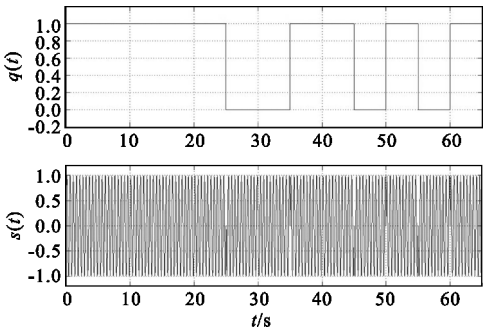


图3 BPSK 信号
Fig.3 BPSK signal

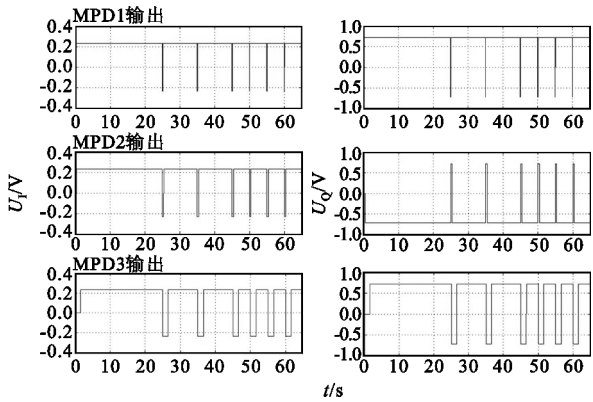


图4 输入为 BPSK 信号时 MPD 的 U_1 、 U_Q
Fig.4 U_1 、 U_Q of MPD with BPSK signal

3.3 QPSK 信号的 IFM 仿真

QPSK 信号可以视为两路正交的 BPSK 信号的叠加,其一般模型^[8]可表示为

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} q_1(t - nT_c)A\cos(2\pi f_0t + \varphi_{1_n}) + \sum_{n=-\infty}^{\infty} q_2(t - nT_c)A\sin(2\pi f_0t + \varphi_{2_n}) \tag{5}$$

其中, $q_1(t)$ 、 $q_2(t)$ 为两路的双极性伪随机序列, φ_{1_n} 、 φ_{2_n} 为 $q_1(t)$ 、 $q_2(t)$ 的第 n 个码元所对应的相位。

设 $q_1(t)$ 、 $q_2(t)$ 两个序列分别为 [1100001100]、[1111001111], $A=1\text{ V}$, $T_c=5\text{ }\mu\text{s}$, $f_0=2\text{ MHz}$,脉冲宽度 $\tau=50\text{ }\mu\text{s}$ 。一个脉宽内的仿真结果如图 5 所示。此 QPSK 信号 $s(t)$ 同样进入上述三路并行 MPD 模型中,输出的 U_1 、 U_Q 值如图 6 所示。

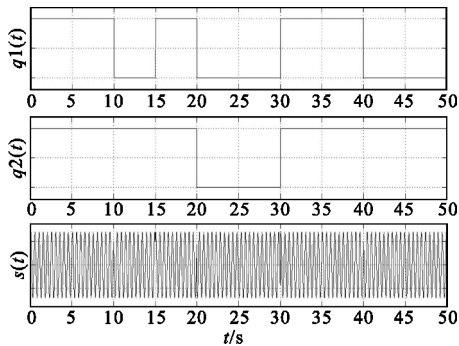


图5 QPSK 信号
Fig.5 QPSK signal

3.4 仿真结果分析

由以上仿真可知,BPSK 和 QPSK 信号经过 MPD 后的 U_1 、 U_Q 为恒定电压值,而在 $s(t)$ 的相位变化处存在跳变,跳变的持续时间为 MPD 的延迟时间。BPSK 信号的 U_1 、 U_Q 跳变幅度恒定,而 QPSK 信号的 U_1 、 U_Q 跳变幅度变化。由此可见,这些相位跳变是存在一定

规律的,若掌握了其中的规律,即可对 BPSK 和 QPSK 信号的相关参数进行估计。但传统的 IFM 系统对一个脉宽的信号只进行一次采样,无法得到跳变信息,因此需对传统的 IFM 系统进行改进。

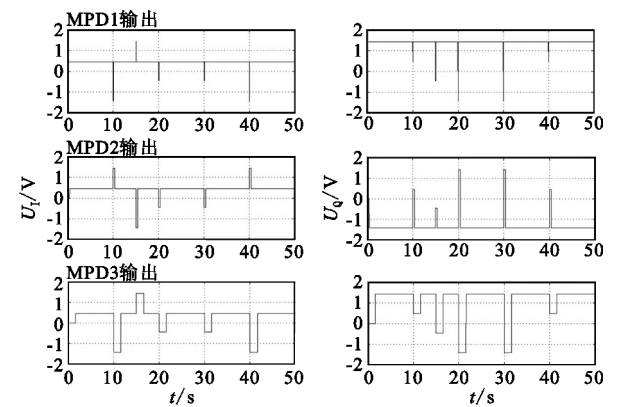


图 6 输入为 QPSK 信号时 MPD 的 U_1 、 U_Q
Fig. 6 U_1 、 U_Q of MPD with QPSK signal

4 IFM 系统改进

4.1 改进的 IFM 系统概述

由以上分析可知,可用 ADC 代替传统 IFM 系统中的极性量化器,对 MPD 输出的 U_1 、 U_Q 进行连续时间采样,检测到相位变化处的跳变信息。根据跳变信息对 BPSK 和 QPSK 信号进行区分识别,采用相关算法对离散的 U_1 、 U_Q 进行数字解算,进而估计出 BPSK 和 QPSK 信号的相关参数。

改进后的 IFM 如图 7 所示,具有如下两个典型特征:

- (1)采用高精度 ADC 代替量化器结构,通过数字解算不仅可解模糊,且可以获得更多信号特征;
- (2)信号检波的包络经过整形后,作为信号有效信号。在其有效持续时间内,用 ADC 对 U_1 、 U_Q 进行连续时间采样,对采样结果进行结算。

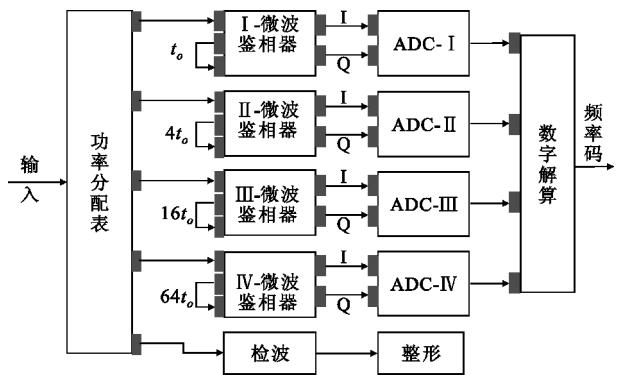


图 7 改进后的 IFM 系统
Fig. 7 The modified IFM system

4.2 测频分辨率分析

由于改进 IFM 系统是对 U_1 、 U_Q 单独采样量化,而不是采用传统 IFM 系统中的极性量化,因此可对式(3)求全微分,得改进后一路鉴相器的频率分辨率如公式(6)所示:

$$\Delta f = \frac{\frac{\Delta U_1}{U_Q} - \frac{U_1}{(\Delta U_Q)^2}}{2\pi t_0 \left[1 + \left(\frac{U_1}{U_Q} \right)^2 \right]} \tag{6}$$

式中, ΔU_1 、 ΔU_Q 是 ADC 对 U_1 、 U_Q 的量化间隔。图 7 所示四路鉴相器并行运用的改进后 IFM 系统,其频率分辨率如公式(7)所示:

$$\Delta f = \frac{\frac{\Delta U_{1-IV}}{U_{Q-IV}} - \frac{U_{1-IV}}{(\Delta U_{Q-IV})^2}}{2\pi \cdot 64t_0 \left[1 + \left(\frac{U_{1-IV}}{U_{Q-IV}} \right)^2 \right]} \tag{7}$$

5 BPSK、QPSK 信号参数估计

5.1 BPSK、QPSK 信号检测识别

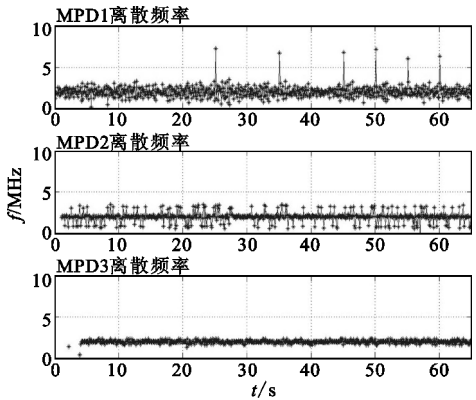
估计 BPSK 和 QPSK 信号参数的前提是必须区分这两种信号。根据文献[9]可知,利用不同信号的相位差分变化规律可以有效地识别 BPSK 和 QPSK 信号。本文 MPD 输出的相位是指由延迟线引起的相位差,这与文献[9]中的差分相位本质是一样的,不同的是文献[9]中的差分相位是应用微分的方法求得,是理论方法,而本文中相位差是应用 IFM 鉴相的方法求得,是一种硬件实现方法,更具有实际意义。下面具体分析 BPSK 和 QPSK 的识别方法。

BPSK 和 QPSK 信号经过 MPD 后的输出相位结果在幅度上明显不同,前者的输出结果幅度只跳变一次,后者输出结果幅度跳变三次。这是因为 BPSK 信号码元对应相位 φ_n 为两个值,一般为 0 和 π , $s(t)$ 的相位跳变一次,跳变值为 π ;而 QPSK 信号的码元对应相位 φ_n 为 4 个值,假设 $\varphi_n = [0 \ \pi/2 \ \pi \ 3\pi/2]$, $s(t)$ 的相位跳变三次,跳变值为 $\pi/2$ 、 π 和 $3\pi/4$ 。根据上述规律,可设定门限值对 BPSK 和 QPSK 信号进行区分。若 MPD 的输出结果等幅跳变,则可判定输入为 BPSK 信号;若 MPD 输出结果幅度跳变三次,则可判定输入为 QPSK 信号。区分 BPSK 和 QPSK 信号后,可对信号的载频、码元

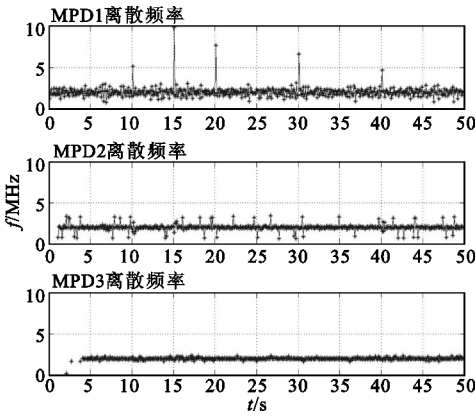
及码周期进行估计。

5.2 载频估计

为模拟实际情况,在仿真中对 BPSK 和 QPSK 信号加入信噪比为 10 dB 噪声。用采样频率为 10 MHz 的 ADC 对 MPD1、MPD2、MPD3 输出的 U_1 、 U_Q 值进行采样量化,由公式(3)可得离散频率值,应用解模糊算法^[10],消除长延迟线支路的模糊,并剔除相位跳变点得结果如图 8 所示。对第三路输出的精度较高的离散频率值取平均,BPSK 信号载频估计 $\hat{f}_{\text{BPSK}}=1.997\ 9\text{ MHz}$,QPSK 信号载频估计 $\hat{f}_{\text{QPSK}}=2.001\ 2\text{ MHz}$ 。



(a) BPSK 频率

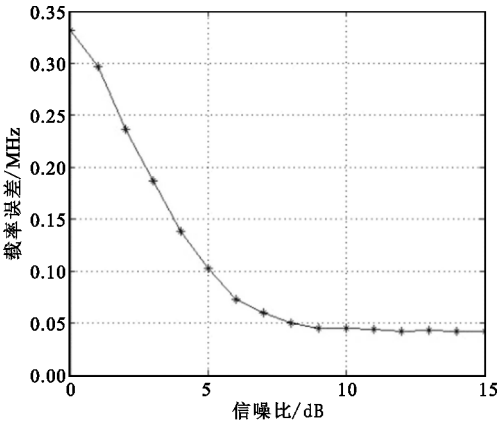


(b) QPSK 频率

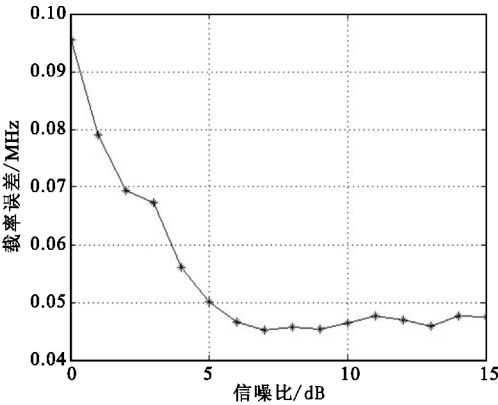
图 8 频率输出
Fig. 8 QPSK signal

改变信噪比,仿真 500 次的均方根误差结果如图 9 所示。由图可知,随信噪比的增加,误差逐渐减小。BPSK 信号的误差曲线比 QPSK 信号的误差曲线要平滑,这是因为 BPSK 信号在测频时所产生的跳变点恒定,而 QPSK 信号的跳变点不恒定。当信噪比大于 5 dB 时,测频的均方根误差收敛于

0.05 MHz。



(a) BPSK 误差



(b) QPSK 频率

图 9 测频误差与信噪比关系
Fig. 9 Relationship between SNR and error frequency measurement

本文只对三路 MPD 进行了仿真,这是由于相位跳变的持续时间与延迟线产生的延时时间相等,按各路 MPD 延时间的倍数关系,第四路 MPD 的延时为 6.4 μs ,此时相位跳变的持续时间大于码元宽度, U_1 、 U_Q 会发生严重失真,使载频无法估计。而实际雷达信号的载频为几 GHz 至几十 GHz 之间,因此 MPD 的延迟时间为 ns 数量级别。典型的四路 MPD 的延迟时间为 0.15 ns、0.6 ns、2.4 ns、9.6 ns,一般远小于码元宽度,因此不会造成 U_1 、 U_Q 的失真。此时第四路会输出更高精度的测量结果,一般比第三路高一个数量级。因此,信噪比大于 5 dB 时可到达当前 IFM 的精度要求。

5.3 码元和码周期估计

BPSK 信号的码元只有 0 和 1,因此可根据 U_1 、

U_Q 的幅度跳变信息直接估计得到,即相位跳变判别法。每当相位幅度跳变一次,码元相应变化一次,跳变的最小时间间隔即为码周期。

QPSK 信号的码元估计可采两种方法。
一种是如上述的相位跳变判别法。QPSK 信号的 U_I 、 U_Q 的幅度跳变信息有正值和负值,不易找出其变化规律。因此对 U_I 、 U_Q 取反正切,得相位值如图 10 所示,此处相位值是由延时线引起的相位差。由于在解模糊的过程中,相位跳变点会被剔除,因此图 10 是未解模糊的结果。

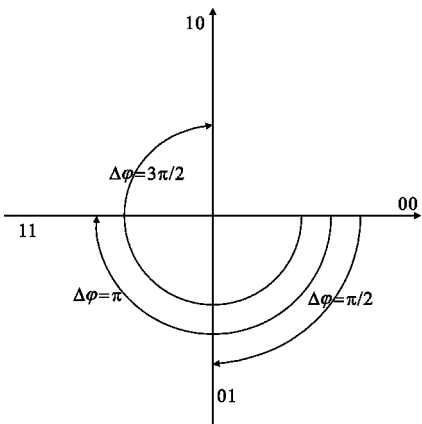


图 11 相位跳变与码元关系图
Fig. 11 Relationship between symbol and phase jump

另一种方法是应用相干解调法,此方法的前提是必须已知信号载频,而在 RWR/ESM 系统中,信号载频属未知参数,因此可用载频估计值 $\hat{f}_{QPSK}$ 代替原始信号载频,实际应用中可用窄带接收机输出的精测频数据对本振进行引导。码元估计原理如图 12 所示。

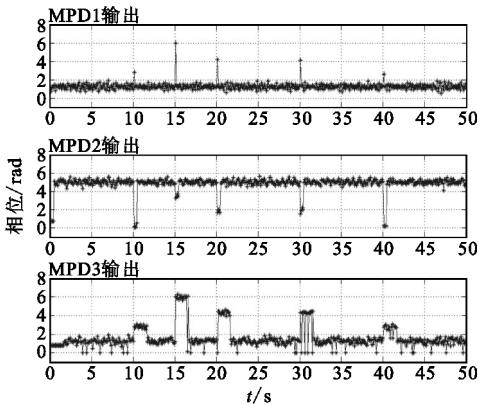


图 10 QPSK 的相位差
Fig. 10 Phase difference of QPSK

下面就其相位跳变规律进行分析。QPSK 信号的码元有 4 个:00,01,11 和 10。假设其相位分别为 $\varphi_n=[0,\pi/2,\pi,3\pi/2]$,那么码元之间的变化规律与相位跳变之间的变化规律的关系如图 11 所示,码元从 00 到 01,相位跳变 $\pi/2$;码元从 00 到 11,相位跳变 π ;码元从 00 到 10,相位跳变 $3\pi/2$ 。因此可得出如下规律:相邻码元之间的相位跳变值最小,间隔两个码元之间的相位跳变值最大,间隔一个码元之间的相位跳变值在上述两个之间。按此规律分析图 10 中 MPD3 输出相位,假设初始码元为 11,在 $10\ \mu\text{s}$ 处相位跳变最小,码元由 11 变为 10;在 $15\ \mu\text{s}$ 处相位跳变最大,码元由 10 变为 11;在 $20\ \mu\text{s}$ 处相位跳变在最大值与最小值之间,码元由 11 变为 00。同理,在 $30\ \mu\text{s}$ 和 $40\ \mu\text{s}$ 处相位也有跳变,码元依次为 11 和 10。根据相位跳变的最小时间间隔可得码周期为 $5\ \mu\text{s}$,由此可估计出码元为 [11 11 10 11 00 00 11 11 10 10]。其中码元高位对应 $q_2(t)$ 的估计值,为 [1111001111];低位对应 $q_1(t)$ 估计值,为 [1100001100]。

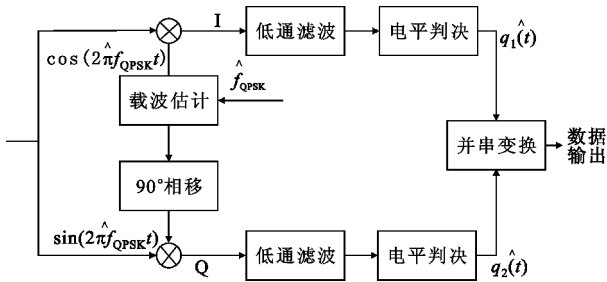


图 12 相干解调法原理图
Fig. 12 Schematic diagram of coherent demodulation

根据原理框图进行建模仿真,结果如图 13 所示,图中码元估计的延迟是由于滤波延迟所造成的。

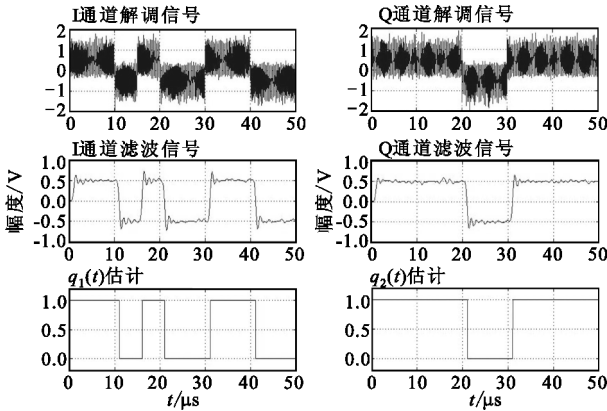


图 13 相干解调法估计的 QPSK 信号码元
Fig. 13 QPSK signal symbol of coherent demodulation

综合上述分析,两种方法各有其优缺点:相位跳变判别法较为简便,实时性好,适用于 RWR/ESM 系统,但码元初始值未知则无法完成估计,因此需要一定的先验知识才能估计出码元;相干解调法不需要任何先验知识,但对信号载频的估计精度要求较高,且实时性不如相位跳变判别法,因此这种方法适用于电子情报侦察,得到码元估计值可作为建立码元数据库的基础。

6 结束语

本文应用仿真的方法分析了 IFM 系统对相位编码信号(二相编码和四相编码信号)处理情况,提出了基于 IFM 的相位编码信号的载频和码元估计算法,其原理简单,计算量小,实时性好,适用于 RWR/ESM 系统中。本文的研究为今后 RWR/ESM 系统测频接收机的研制和改进提供了一种新的思路,有较好的实际应用价值。

参考文献:

- [1] 邓振森,刘渝. MPSK 信号载频盲估计[J]. 通信学报, 2007, 28(2): 94-100.
DENG Zhen-miao, LIU Yu. Blind estimation of MPSK carrier frequency[J]. Journal on Communications, 2007, 28(2): 94-100. (in Chinese)
- [2] Ghogho M, Swami A, Durrani T. Blind estimation of frequency offset in the presence of unknown multipath[C]// Proceedings of 2000 IEEE International Conference on Personal Wireless Communications. Piscataway, NJ: IEEE, 2000: 104-108.
- [3] 朱霞,刘渝,狄慧. 一种低信噪比条件下 QPSK 信号盲处理方法[J]. 数据采集与处理, 2011, 26(5): 555-558.
ZHU Xia, LIU Yu, DI Hui. Blind Processing Method for QPSK Signal under Low SNR[J]. Journal of Data Acquisition & Processing, 2011, 26(5): 555-558. (in Chinese)
- [4] 王洪. 宽带数字接收机关键技术研究及系统实现[D]. 成都:电子科技大学, 2007.
WANG Hong. Research and Implementation of system on Wideband Digital Receiver and Key Technologies[D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2007. (in Chinese)
- [5] 王坤达. 基于实时数字信号处理的宽带单比特瞬时测频接收技术[J]. 舰船电子对抗, 2012, 35(3): 31-36.
WANG Kun-da. Wideband single-bit IFM receiving technology based on real-time digital signal processing [J]. Shipboard Electronic Countermeasure, 2012, 35

(3): 31-36. (in Chinese)

- [6] 王星. 航空电子对抗原理[M]. 北京:国防工业出版社, 2008.
WANG Xing. Principles of aircraft electronic countermeasure[M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2008. (in Chinese)
- [7] 张学成. 宽带大动态瞬时测频接收机的设计与实现[J]. 舰船电子对抗, 2011, 34(4): 29-31.
ZHANG Xue-cheng. Design and realization of wide band instantaneous frequency measurement receiver with large dynamic range[J]. Shipboard Electronic Countermeasure, 2011, 34(4): 29-31. (in Chinese)
- [8] Skolnik M L. 雷达手册[M]. 南京电子技术研究所, 译. 北京:电子工业出版社, 2010.
Skolnik M L. Radar Handbook [M]. Translated by Nanjing Institute of Electronic Technology. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2010. (in Chinese)
- [9] 黄知涛,周一宇. 一种有效的 BPSK/QPSK 信号调制识别方法[J]. 电子对抗技术, 2005, 20(2): 10-13.
HUANG Zhi-tao, ZHOU Yi-yu. An effective approach to the recognition of BPSK/QPSK signals[J]. Electronic Warfare Technology, 2005, 20(2): 10-13. (in Chinese)
- [10] 唐永年. 雷达对抗工程[M]. 北京:北京航空航天大学出版社, 2012: 195-198.
TANG Yong-nian. Engineering of radar counter measure [M]. Beijing: Publishing House of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2012: 195-198. (in Chinese)

作者简介:



王 星(1965—),男,辽宁大连人,分别于 1987 年、1990 年和 2011 年获空军工程大学学士学位、硕士学位和西北工业大学博士学位,现为教授,主要研究方向为电子对抗理论与技术;

WANG Xing was born in Dalian, Liaoning Province, in 1965. He received the B. S. degree and the M. S. degree from Air Force Engineering University, and the Ph. D. degree from Northwestern Polytechnical University in 1987, 1990 and 2011, respectively. He is now a professor. His research concerns theory and technology of electronic warfare.

曹晋龙(1989—),男,山西临猗人,2012 年获工学学士学位,现为硕士研究生,主要研究方向为电子对抗理论与技术。

CAO Jin-long was born in Linyi, Shanxi Province, in 1989. He received the B. S. degree in 2012. He is now a graduate student. His research concerns theory and technology of electronic warfare.

Email: caojl1989@163.com