

一种基于延时相乘的高精度码元速率估计算法

易 辉 侯孝民 马 宏 吴 涛

(装备学院 北京 101416)

摘要: 为了实现相移键控信号码元速率的快速高精度估计,在分析延时相乘原理的基础上,提出了一种二级码元速率估计算法。算法先估计信号带宽得到码元速率的粗估计,利用码元速率的粗估计值确定延时时间,再用延时相乘法得出码元速率的高精度估计。计算机仿真验证了算法的有效性。该方法不仅适用于基带信号码元速率估计,也适用于已调信号的码元速率估计。在采样速率不变的情况下,算法的估计精度随着采样点数的提高而提高。

关键词: 延时相乘;码元速率估计;高精度;相移键控信号

中图分类号: TN927 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.50

High precision symbol rate estimation algorithm based on delay-multiply circuit

Yi Hui Hou Xiaomin Ma Hong Wu Tao

(Equipment Academy, Beijing 101416, China)

Abstract: To estimate symbol rate of phase-shift keying (PSK) signals in high precision rapidly, a new algorithm is proposed after an analysis of the delay-multiply circuit. The new algorithm estimates symbol rate roughly by estimating the bandwidth of signal. Using with the rough estimation, the algorithm can estimate the symbol rate in high precision by the delay-multiply circuit. The validity is verified by computer simulations. This method is not only applicable to the symbol rate estimation of baseband signals, but also to the symbol rate estimation of modulated signals. The estimation accuracy of the proposed algorithm can be improved by increasing the number of sampling data when the sampling rate is fixed.

Keywords: delay-multiply; symbol rate estimation; high precision; phase-shift keying signal

1 引言

码元速率是卫星通信信号的重要参数之一,准确估计接收信号码元速率是进行调制识别、解码侦听等后续信号处理的基础,在信号监测和电子对抗等领域有着重要的应用价值。现有的码元速率估计方法主要有:基于小波分析的码元速率估计算法、基于循环谱的码元速率估计算法和基于延时相乘的码元速率估计算法。

基于小波分析的码元速率估计算法通过检测信号在码元跳变时刻的暂态特性,可以精确地确定信号跳变的时刻,从而估计出码元速率^[1]。Chan 等人^[2-3]利用 Haar 小波来提取 MPSK 信号的码元速率,载噪比高于 7 dB 时,估计精度接近克拉美罗界。为了克服 Haar 小波变换算法对噪声比较敏感的缺点,Xu 等人^[4]提出一种改进算法,将中频信号下变频至基带后进行连续小波变换,在大尺度条件下可

以有效抵抗噪声的干扰,但在非协作通信条件下把中频信号变为基带信号具有一定的难度。基于小波变换的码元速率估计算法虽然可以获得较好的估计精度,但是运算复杂,不利于快速估计。

基于循环谱的码元速率估计算法利用信号因调制而呈现的周期平稳特性估计码元速率。张仔兵等人^[5]提出一种通过检测信号在傅里叶频率和循环频率双频率平面谱线估计码元速率的估计算法。郑鹏等人^[6-7]为实现低信噪比情况下的码元速率估计,提出了一种基于数据分段和保留重叠的改进算法。刘跃宣等人^[8]针对带限基带信号提出了一种基于循环谱分析的码元速率估计算法,有较强的抗噪声性能。基于循环谱的码元速率估计算法优点是抗噪声性能好,缺点是运算量大。

基于延时相乘的码元速率估计算法的基本思路是对接收信号进行延时,将延时后的信号与原信号相乘,当满足一

定条件时,相乘信号的频谱中将含有频率等于码元速率的谱线。Imbeaux^[9]和D'Andrea^[10]对延时相乘法在位定时信号恢复中的应用进行了研究,为延时相乘法用于码元速率估计打下了基础。董占奇等人^[11]对延时相乘法在码元速率估计中的应用进行了研究,但未说明如何确定延时长度。基于延时相乘的码元速率估计算法既能估计基带信号,又能估计已调信号,对有无成形滤波器均适用,且具有较好的抗噪声性能,可利用FFT实现快速运算,是一种简单有效的码元速率估计算法。

相移键控信号是一种常用的卫星通信信号,为了实现 对卫星信号的实时监测,需要对相移键控信号码元速率进行快速高精度估计。首先研究了延时相乘原理,在分析了延时长度对码元速率估计的影响后,提出一种基于延时相乘的二级码元速率估计算法,从而实现对信号的码元速率估计。

2 延时相乘法

延时相乘法主要是通过对信号中的基带成分作用,从而实现码元速率的估计。本节先研究延时相乘法对基带信号的作用原理,并分析延时长度对码元速率估计的影响。

2.1 延时相乘原理

假设二进制数字基带信号为:

$$a(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} g_n(t) \quad (1)$$

式中:

$$g_n(t) = \begin{cases} g_1(t - nT_b), & \text{以概率 } P \text{ 出现} \\ g_2(t - nT_b), & \text{以概率 } (1 - P) \text{ 出现} \end{cases}$$

式中: P 表示消息码“0”出现的概率, $g_1(t - nT_b)$ 表示消息码“0”对应的码元波形, $g_2(t - nT_b)$ 表示消息码“1”对应的码元波形。根据文献^[12]中的分析,二进制数字基带信号的功率谱密度公式为:

$$P_s(f) = P_u(f) + P_v(f) = f_b P(1 - P) |G_1(f) - G_2(f)|^2 + \sum_{m=-\infty}^{m=\infty} |f_b [PG_1(mf_b) + (1 - P)G_2(mf_b)]|^2 \delta(f - mf_b) \quad (3)$$

式中: $P_u(f)$ 表示交变波成分的功率谱密度,对应连续谱, $P_v(f)$ 表示稳态波成分的功率谱密度,对应离散谱, f_b 表示码元速率, $G_1(f)$ 表示 $g_1(t - nT_b)$ 对应的频谱函数, $G_2(f)$ 表示 $g_2(t - nT_b)$ 对应的频谱函数。

对于一般的二进制数字基带信号有 $P = 1/2$, 当 $g_1(t - nT_b) \neq -g_2(t - nT_b)$ 时,可以直接从基带信号的功率谱中检测到频率等于码元速率的离散谱线。但对于相移键控信号,如二进制相移键控信号(BPSK),有 $g_1(t - nT_b) = -g_2(t - nT_b)$, 因此, $G_1(f) = -G_2(f)$, 从而有 $PG_1(mf_b) + (1 - P)G_2(mf_b) = 0$, 此时,基带信号的功率谱中不再有离散谱,无法直接检测码元速率谱线。

针对以上问题,对基带信号做延时相乘,当延时时间 τ 小于 1 个码元周期时,其效果如图 1 所示。

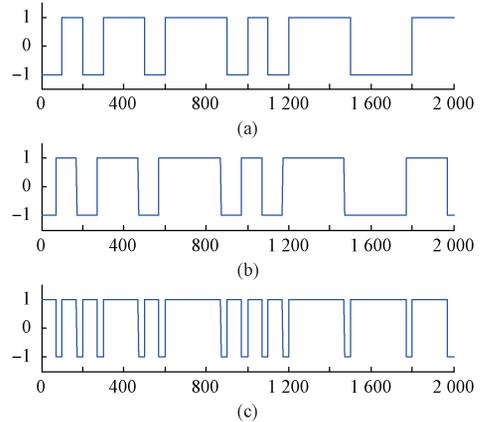


图 1 基带信号延时相乘图

图 1(a) 为 $a(t)$, 图 1(b) 为 $a(t - \tau)$, 图 1(c) 为 $a'(t) = a(t)a(t - \tau)$ 。可以看出,不论 $a(t)$ 中码元的电平是正还是负,延时相乘后的信号 $a'(t)$ 在每个码元周期内都会回到正电平。此时,可以把 $a'(t)$ 也看作是一个基带信号,把有负电平的码元波形对应“0”,无负电平的码元波形对应“1”,于是有 $G_1(f) \neq -G_2(f)$ 。此时, $a'(t)$ 的稳态波成分不为 0,功率谱中将会出现频率等于码元速率整数倍的离散谱线,通过检测延时相乘信号功率谱中的离散谱线频率便可估计出码元速率。

2.2 延时长度对码元速率估计的影响

前面提到信号的延时时间 τ 应该小于 1 个码元周期 T_b , 下面分析延时时间的长短对码元速率估计的影响。

当延时 $0 < \tau < T_b$ 时, $a(t - \tau)$ 与 $a(t)$ 错开的时间不超过 1 个码元周期,每一个码元都将和自己的延时码元相乘,得到的延时相乘信号 $a'(t)$ 只会出现两种码元波形,每个码元都有一段时间为正电平,而 $a(t)$ 的每一个跳变时刻都会对应 $a'(t)$ 的一个负脉冲。因此,可以把 $a'(t)$ 看作是 1 个基带信号, $a'(t)$ 的稳态波成分不为 0,功率谱中将会出现频率等于码元速率整数倍的离散谱线。

虽然满足 $0 < \tau < T_b$ 的条件下, $a'(t)$ 的功率谱中将会出现频率等于码元速率整数倍的离散谱线。但是,不同的 τ 值会对谱线的检测性能产生影响。当 τ 从 0 逐渐增大到 $T_b/2$ 时,稳态波的比重逐渐增大,码元速率所对应的谱线相对强度逐渐增强;当 τ 从 $T_b/2$ 逐渐增大到 T_b 时,稳态波的比重逐渐减小,码元速率所对应的谱线相对强度逐渐减弱;此外,在 τ 从 0 增大到 T_b 的过程中,交变波的比重逐渐增大,连续谱成分会逐渐增大。

当延时 $\tau \geq T_b$ 时, $a(t - \tau)$ 与 $a(t)$ 错开的时间超过 1 个码元周期,每一个码元都将和与自己无关的码元相乘,得到的延时相乘信号 $a'(t)$ 将出现多种码元波形,不具有规律性。此时,稳态波成分等于 0,功率谱中不再有离散

谱线, 交变波占据信号的全部功率, 连续谱成分达到最大值。

为了说明上述问题, 对基带信号进行仿真。仿真条件: 采样频率为 60 MHz, 码元速率 3 MHz。此时, 一个符号周

期的采样点数为 20, 为了便于分析, 仿真过程中对延时相乘信号做了去直流的处理。分别延时 2、15、9、10、11、15、18、30 点进行仿真, 画出延时相乘信号的谱线, 如图 2 所示。

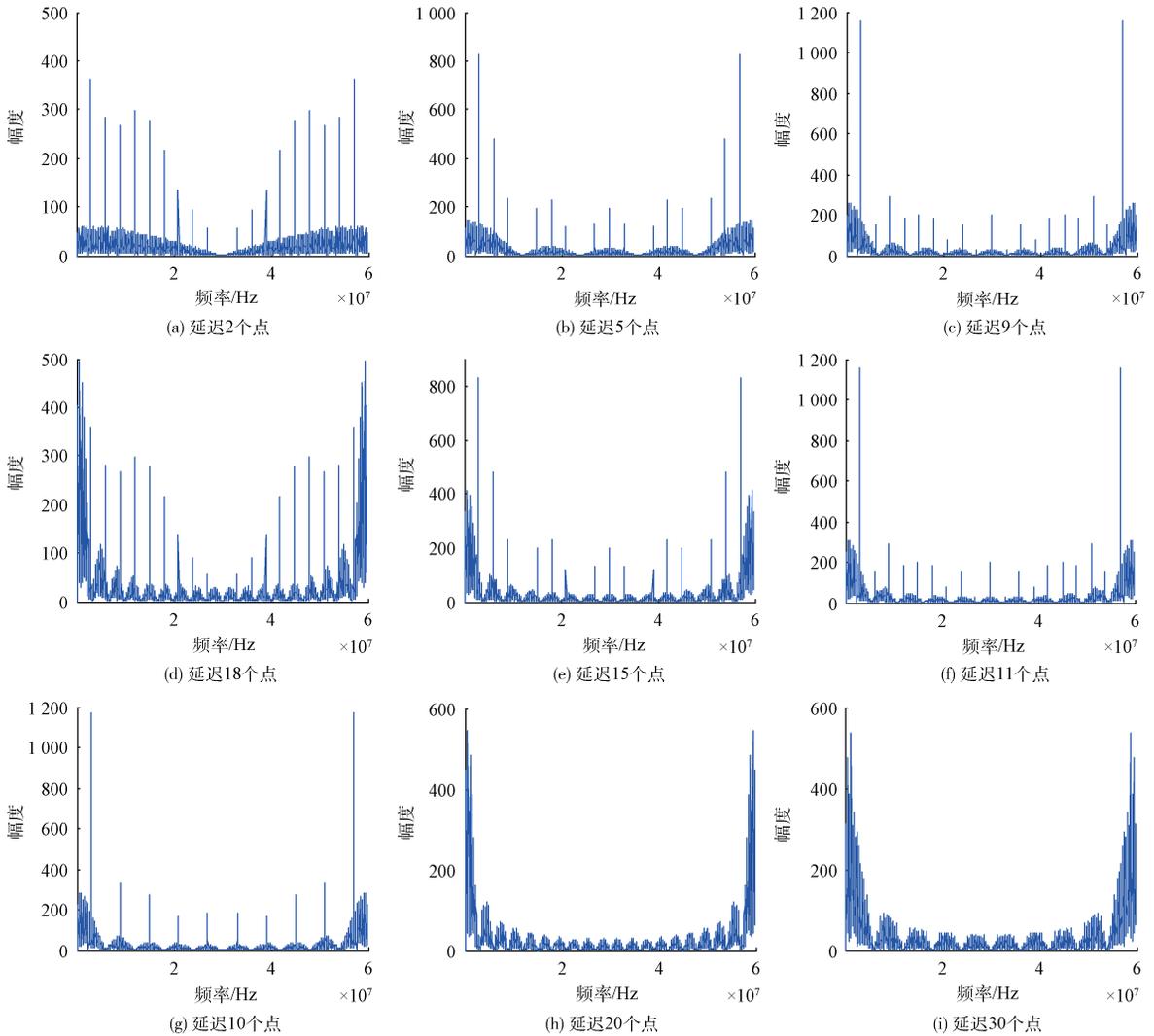


图 2 不同延时相乘信号频谱图

从图 2 中可以看出, 延时不同时, 延时相乘谱线也明显不同。当延时小于半个符号周期时, 随着延时时间的增加, 码元速率对应的谱线越来越明显; 当延时接近半个符号周期时, 码元速率对应的谱线最明显; 当延时大于半个符号周期时, 随着延时时间的增加, 码元速率对应的谱线相对强度逐渐减弱。且当两次延时之和等于 1 个周期时, 这两次延时相乘信号的频谱图中离散谱线的强度相同, 这是由码元波形的对称性造成的。而随着延时时间从零增加到 1 个周期的过程中, 连续谱的强度不断增大, 在延时接近 1 个周期时, 连续谱线的强度甚至会超过离散谱, 这很不利于码元速率谱线的检测。当延时时间超过 1 个码元周期时, 频谱中已经没有了离散谱线。

3 基于延时相乘的码元速率估计算法

从以上分析可以看出, 能否检测到码元速率谱线的关键在于延时时间的设定, 只有当延时时间 τ 小于一个码元周期 T_b 时, 才会出现码元速率谱线, 当延时时间接近码元周期的一半时, 码元速率谱线最为明显。但是, 码元周期正是需要估计的未知参数。

由于信号过零点带宽与码元速率总是存在一定的关系, 因此, 提出了一种基于延时相乘的二级算法。先用 Welch 法估计信号过零点带宽 B_0 , 利用过零点带宽求出码元速率的粗估计; 再将码元周期粗估计值的一半作为延时时间, 用延时相乘法得到码元速率的高精度估计。信号

处理的框图如图 3 所示。

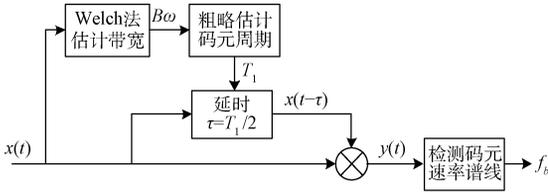


图 3 信号处理的框图

3.1 基带信号码元速率估计

对于基带信号,第一过零点带宽约等于码元速率,因此,算法的步骤可归纳如下:

- 1) 用 Welch 法估计出信号功率谱,从功率谱中估计出信号的过零点带宽 $B\omega$;
- 2) 用 $B\omega$ 求出码元速率的粗略估计值 $f_1 = B\omega$;
- 3) 对信号作延时 $\tau = T_1/2 = 1/2f_1$ 后,与原信号相乘,得到延时相乘信号 $y(t)$;
- 4) 从 $y(t)$ 频谱中检测出码元速率谱线所对应的频率,得到码元速率的精确估计 f_b 。

3.2 已调信号码元速率估计

虽然算法在估计已调信号码元速率的过程中起作用的依然是基带信号成分,但载波的存在会使问题变得复杂,下面分析算法对已调信号的适用性。以 BPSK 信号为例(QPSK 可看作是两路 BPSK 信号,方法类似),假设接收到的中频已调信号为:

$$x(t) = a(t) \cos\omega_0 t + e(t) \quad (4)$$

式中: $a(t)$ 如式 (1) 所示,此时有 $g_1(t - nT_b) = -g_2(t - nT_b)$,且都为矩形脉冲, ω_0 为载波频率, $e(t)$ 为加性噪声,这里假设载波初相为 0,不会影响分析结果。对 $x(t)$ 做延时相乘得到:

$$\begin{aligned} y(t) &= x(t)x(t-\tau) = \\ &[a(t) \cos\omega_0 t + e(t)][a(t-\tau) \cos\omega_0(t-\tau) + e(t-\tau)] = \\ &a(t)a(t-\tau) \cos\omega_0 t \cos\omega_0(t-\tau) + e'(t) = \\ &\frac{1}{2}a(t)a(t-\tau) [\cos(2\omega_0 t - \omega_0 \tau) + \cos\omega_0 \tau] + e'(t) = \\ &\frac{1}{2}a'(t) [\cos(2\omega_0 t - \omega_0 \tau) + \cos\omega_0 \tau] + e'(t) \end{aligned} \quad (5)$$

式中:

$$e'(t) = e(t)a(t-\tau) \cos\omega_0(t-\tau) + e(t-\tau)a(t) \cos\omega_0 t + e(t)e(t-\tau) \quad (6)$$

为相乘之后的噪声,

$$a'(t) = a(t)a(t-\tau) \quad (7)$$

为基带信号的延时相乘信号,方括号内第一项为二倍频的载波,第二项为与延时长度的常数。从式(5)可以看出,已调信号延时相乘的频谱其实就是基带信号延时相乘频谱的平移。在码元速率的估计中,起作用的还是基带信号延时相乘信号成分。因此,算法对已调信号同样适用。算法的步骤与基带信号相同,在此不再赘述。

需要注意的是,在对已调信号进行码元速率估计的过程中,在利用信号带宽粗估码元速率时,已调信号的过零点带宽约等于码元速率的 2 倍,而不同于基带信号的一倍。此外,在检测离散谱线时,已调信号的谱线会更为复杂。

4 仿真及性能分析

下面分别对基带信号和 BPSK 信号进行仿真。仿真条件:码元速率 3 MHz,载波频率 15 MHz 采样频率 120 MHz,取 $N=6000$ 的个采样点。每个信噪比进行 500 次蒙特卡洛仿真,仿真结果如图 4 和图 5 所示。

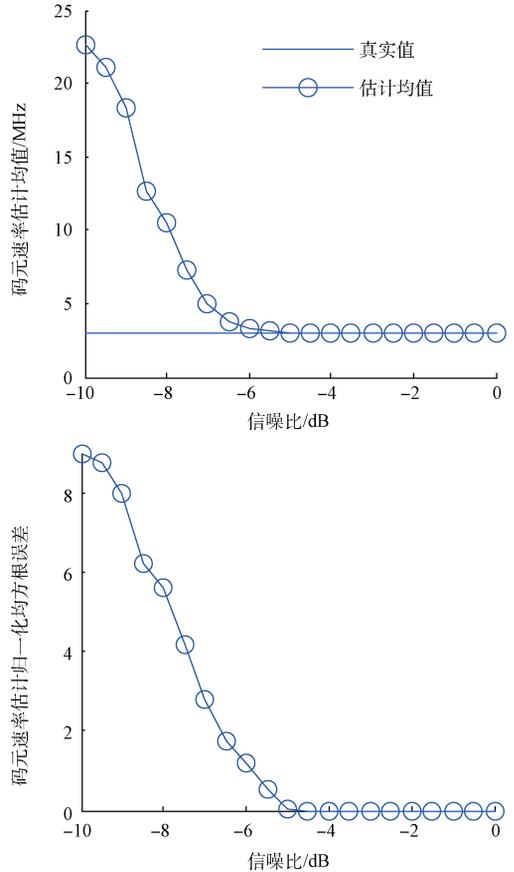


图 4 基带信号码元速率估计仿真结果

从基带信号码元速率估计的仿真结果可以看出,当信噪比低于 -4.5 dB 时,由于噪声较大,导致码元速率谱线的检测出现错误,估计均值总是偏离真实值。在信噪比从 -10 dB 逐渐增大到 -4.5 dB 的过程中,码元速率谱线检测出错的概率逐渐变小,估计均值逐渐靠近真实值,归一化均方根误差也逐渐减小。当信噪比大于 -4.5 dB 时,算法可以准确检测出码元速率谱线,估计均值等于真实值,均方根误差也趋于 0。

从 BPSK 信号码元速率估计的仿真结果中可以看出,已调信号的处理结果与基带信号处理结果相似,只是对信

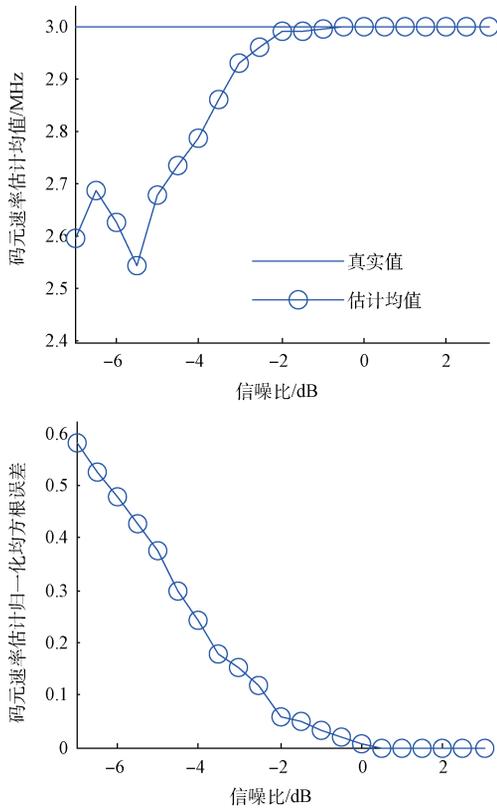


图 5 BPSK 信号码元速率估计仿真结果

噪比的要求比较高。当信噪比低于 0.5 dB 时,由于噪声的影响,码元速率谱线的检测会出现错误,估计均值会偏离真实值,在信噪比逐渐增大到 0.5 dB 的过程中,码元速率谱线检测出错的概率逐渐减小,估计均值逐渐靠近真实值,归一化均方根误差也逐渐减小。当信号大于 0.5 dB 的时候,算法可以准确检测出码元速率谱线,估计均值等于真实值,均方根误差也趋于 0。

比较基带信号码元速率估计仿真结果和已调信号码元速率仿真结果可以发现,已调信号码元速率估计对信噪比的要求比较高,这是因为已调信号在做延时相乘的时候将基带信号能量分成了基带部分和二倍频部分,导致谱线能量降低,这在式(5)中可以看出。

由于码元速率谱线的检测是依靠 FFT 运算来实现的,因此算法的性能也会与 FFT 的性能相关。一方面,由于 FFT 求得的是信号的离散谱,存在栅栏效应,即使在信噪比足够高的情况下,码元速率估计的精度也会受限于 FFT 的分辨率,本节的仿真结果中之所以没有出现这种情况是因为码元速率谱线正好落在离散谱的一个频率点上;另一方面,在采样频率不变的情况下,通过提高采样点数,可以提高 FFT 的分辨率。同时,随着采样点数的增加,算法对信噪比的要求会降低。

5 结 论

本文研究了延时相乘原理,在分析了延时长度的对码元速率估计的影响后,提出了一种二级码元速率估计算法。算法首先通过估计信号带宽实现对码元速率的粗估计,利用粗估计的结果确定延时时间,再用延时相乘法对码元速率进行高精度估计。仿真结果验证了算法的有效性。提出的算法可以利用 FFT 进行快速运算,在信噪比足够的情况下,算法的估计精度取决于 FFT 离散谱的分辨率,算法的估计精度随着采样点数的提高而提高。提出的算法既能估计基带信号,又能估计已调信号,同时具有更好的实用性。

参考文献

- [1] 丁玉美,阔永红,高新波. 数字信号处理——时域离散随机信号处理[M]. 西安:西安电子科技大学出版社, 2002.
- [2] CHAN Y T, PLEWS J W, HO K C. Symbol rate estimation by the wavelet transform [C]. IEEE, 1997.
- [3] HO K C, PROKOPIW W, CHAN Y T. Modulation identification of digital signals by the wavelet transform[J]. IEEE Proceedings of Radar, Sonar and Navigation, 2000, 147(4): 169-176.
- [4] XU J, WANG F P, WANG Z J. The improvement of symbol rate estimation by the wavelet transform [C]. IEEE, 2005.
- [5] 张仔兵,李立萍,肖先赐. MPSK 信号的循环谱检测及码元速率估计[J]. 系统工程与电子技术, 2005(5): 803-806.
- [6] 郑鹏,刘锋,张鑫,等. MPSK 信号循环谱检测与码元速率估计改进算法[J]. 电光与控制, 2012(8): 41-44.
- [7] 郑鹏,张鑫,刘锋. 直扩信号载频、码元速率循环谱估计改进算法[J]. 电子测量技术, 2011(9): 30-34.
- [8] 刘跃宣,辛广辉,满达,等. 基于循环谱的符号速率盲估计[J]. 电子信息对抗技术, 2013(5): 16-19.
- [9] IMBEAUX J. Performances of the delay-line multiplier circuit for clock and carrier synchronization in digital satellite communications[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 1983, 1(1): 82-95.
- [10] D'ANDREA A N, MENGALI U. Performance analysis of the delay-line clock regenerator[J]. IEEE Transactions on Communications, 1986, 34(4): 321-328.

(下转第 80 页)