

文章编号: 2095-4980(2013)04-0547-05

小 BT 突发 GMSK 信号定时恢复算法及性能分析

漆 钢^{a,b}, 肖仕伟^b, 张 伟^b

(中国工程物理研究院 a. 研究生部; b. 电子工程研究所, 四川 绵阳 621999)

摘 要: 针对小带宽周期积(BT)的突发高斯频移键控(GMSK)信号解调中的定时问题, 分析了 2 种非数据辅助定时估计方法, 通过 Matlab 仿真比较了它们的性能和影响因素。仿真结果表明, 在 BT 值较小的情况下, 联合相位定时恢复算法能达到较好的定时性能, 在 $E_b/N_0 \geq 12$ dB 的条件下, 定时方差小于 1×10^{-3} ; 而联合频偏定时估计算法在频偏大于 1% 的情况下性能基本不受影响, 在工程实现中可根据应用要求进行算法选择。

关键词: 高斯频移键控; 定时估计; 小带宽周期积; 非数据辅助

中图分类号: TN761.8

文献标识码: A

doi: 10.11805/TKYDA201304.0547

Performance analysis and simulation of timing recovery for burst

GMSK signals with small BT

QI Gang^{a,b}, XIAO Shi-wei^b, ZHANG Wei^b

(a. Graduate School; b. Institute of Electronic Engineering, China Academy of Engineering Physics, Mianyang Sichuan 621999, China)

Abstract: This paper is focused on two Non-Data Aided(NDA) timing recovery algorithms for burst Gaussian Minimum Shift Keying(GMSK) demodulation with small Bandwidth Time(BT). Performance of each algorithm is studied by Matlab simulation. It is demonstrated that the joint phase and timing synchronization exhibits great performance under small BT values, and its timing Minimum Square Errors(MSE) can be lower than 1×10^{-3} under $E_b/N_0 \geq 12$ dB; while the performance of joint frequency and timing algorithm is outstanding when the frequency bias is above 1%. The selection of algorithm to be used depends on the application requirements in practical engineering.

Key words: Gaussian Minimum Shift Keying; timing recovery; small Bandwidth Time; Non-Data Aided

高斯频移键控(GMSK)是一种连续相位调制方式, 有较低的带外辐射和较高的频谱利用率。GMSK 的特征参数称为带宽周期积(BT)(Bandwidth: 3 dB 带宽, Time: 码元周期之积)值, BT 值越小, 频谱利用效率越高, 但码间串扰越严重, 会给解调带来极大影响。因而对于 GMSK 解调技术的研究也在不断深入。GMSK 解调分为相干解调和非相干解调: 相干解调的实现对于系统性能要求较高, 需要进行频偏和定时误差补偿, 同时还要做到载波相位同步, 实现复杂度较大; 非相干解调^[1]主要有 2 类: 差分相位检测(Differential Phase Detection, DPD)方式和限幅鉴频检测(Limiter Discriminator Detection, LDD)等方法, 易于实现, 但性能较相干解调要差。不管是哪种方式, 都面临着一个关键问题: 定时恢复问题。本文只考虑非数据辅助的方法, 在这方面的研究主要基于反馈环路^[2-3]和基于前馈估计^[4-8]。目前大多数应用 GMSK 的通信都是突发的, 如果采用反馈的方式, 那么需要一定的时间才能达到收敛, 这将影响通信的质量, 所以在这里只考虑前馈的方式, 其中对于基于平方律的方法, 由于其适用于线性调制^[9], 所以对于小 BT 值, 参考研究了 2 种联合的估计算法, 一种是基于 Laurent 分解的方法, 另一种是延迟相关的方法, 并就其性能和算法复杂度进行了分析。

1 小 BT 参数 GMSK 信号定时问题

GMSK 是矩形脉冲通过高斯脉冲响应滤波产生的, 高斯脉冲可用式(1)表示:

$$g(t) = \left\{ Q \left[2\pi B \left(t - \frac{T}{2} \right) / (\ln 2)^{1/2} \right] - Q \left[2\pi B \left(t + \frac{T}{2} \right) / (\ln 2)^{1/2} \right] \right\}, \quad Q(t) = \int_t^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-x^2/2} dt \quad (1)$$

式中： B 是 Gaussian 滤波器单边带 3-dB 带宽； T 是码元周期。不同 BT 值对应的高斯脉冲形状的对比见图 1。虽然 GMSK 具有很多优势，但是可以看到， BT 参数越小，脉冲持续时间越长，信号码间串扰越强烈，给解调带来的困难越大。图 2 通过 $BT=0.5$ 和 $BT=0.15$ 的信号眼图对比可以清晰地看到码间串扰的影响。

传统的信号处理大多是对线性信号进行处理，GMSK 是一种非线性调制，且 BT 值越小，非线性部分影响越大，这会解调中的定时造成很大影响，一些经典定时方式不再适用，需要一些新的处理方式和算法来解决定时问题。

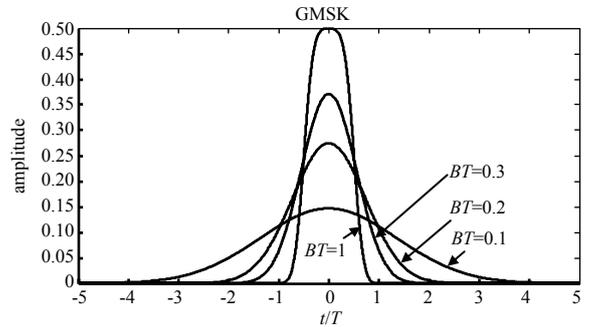


Fig.1 Gaussian pulses of different BT
图1 不同BT值对应高斯脉冲

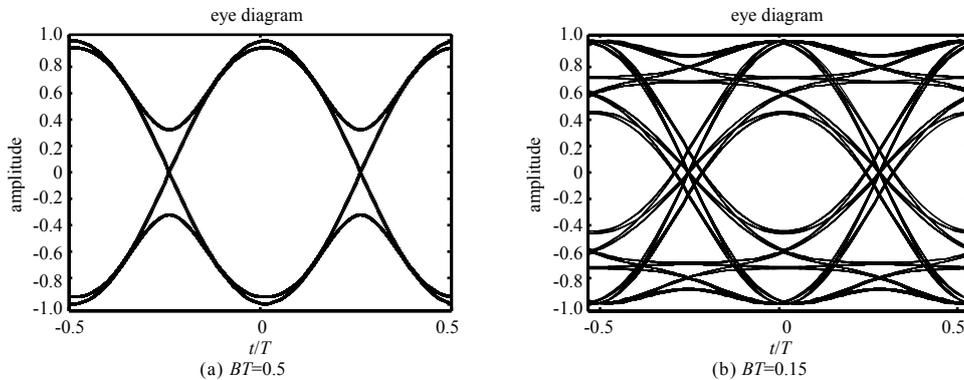


Fig.2 Comparison of eye diagram(left: $BT=0.5$, right: $BT=0.15$)
图2 信号眼图对比, 左 $BT=0.5$, 右 $BT=0.15$

2 定时估计算法

对于 GMSK 信号的定时研究最终都落脚于联合的定时相位和联合定时频偏估计方法中。

2.1 联合相位定时估计算法

在文献[7]中，提出了一种在频偏得到补偿的情况下定时和相位联合估计的算法，这是一种基于最大似然(Maximum Likelihood, ML)方法的算法，并且相较于 ML 和 MCM(Mehlan, Chen, Meyr)，对于 MSK 和 GMSK 都具有较好的性能，接近克拉美罗界(Cramer-Rao Low Bound, CRLB)。算法中考虑到 GMSK 信号是一种非线性信号，需要对其进行线性化近似，所以接收信号需要经过用 Laurent 分解之后的第 1 个脉冲 $C_0(t)$ 作为匹配滤波器。

2.1.1 Laurent 信号分解

GMSK 是一种非线性调制，对其分析处理复杂度较高，工程实现难度太大，于是对于如何简化接收机的设计一直是一个热门的研究课题^[6]。在文献[10]中 Laurent 提出了一种适用于连续相位调制(Continuous Phase Modulation, CPM)信号的分解方法，可以将非线性调制信号分解为多个线性调制信号的和，这种方式成为很多处理 CPM 信号的基础。

在文章中，Laurent 将 CPM 信号表示为一系列脉冲幅度调制脉冲：

$$S_{\text{GMSK}}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{K=0}^{H-1} b_{K,n} C_K(t - nT_b), \quad H = 2^{L-1} \quad (2)$$

式中： $b_{K,n} = J^{A_{K,n}} = \exp(j\pi/2)^{A_{K,n}} = j^{A_{K,n}}$ ， $A_{K,n} = \sum_{i=-\infty}^n a_i - \sum_{i=1}^{L-1} a_{n-i} \cdot \alpha_{K,i} = A_{0,n} - \sum_{i=1}^{L-1} a_{n-i} \cdot \alpha_{K,i}$ ， $\alpha_{K,i}$ 取 0 或者 1； T_b 是码元周期； L 是 Gaussian 脉冲响应长度； $a_n(n=1,2,3,\dots)$ 是输入符号； $C_K(t) = S_0(t) \prod_{i=1}^{L-1} S_{i+L-\alpha_{K,i}}(t)$ ， $0 \leq K \leq M-1$ ； $S_n(t) =$

$$\frac{\sin[\Psi(t+nT)]}{S} = S_0(t+nT), \quad 0 \leq t \leq T \times \min_{i=1,2,\dots,L-1} [L(2-\alpha_{K,i})-i]; \quad \Psi(t) = \varphi(t), \quad t < LT; \quad \Psi(t) = \pi/2 - \varphi(t-LT), \quad LT \leq t.$$

GMSK 信号 Laurent 分解表达式只与高斯滤波器的脉冲响应 $g(t)$ 持续周期 L 有关, BT 参数不同, L 取值不同。

对于 $BT=1/6$ 的 GMSK 信号, Laurent 分解之后的脉冲见图 3。这样分解之后 GMSK 信号可表示为多个线性信号的和, 并且在信号解调时可以用这些脉冲作为匹配滤波器组, 考虑到简化处理以及第 1 个脉冲包含了信号 95% 以上的能量, 常取其分解后的第 1 个脉冲 $C_0(t)$ 作为匹配滤波器。

2.1.2 定时误差估计

设接收到的 GMSK 复信号可表示为: $r(t) = e^{j\theta} s(t - \tau) + \omega(t)$, 其中 $s(t)$ 是信号复包络, τ 和 θ 分别表示时延和相移, 噪声项 $\omega(t)$ 是复高斯噪声, 双边功率谱密度为 $N_\omega = N_0 T / (2E_b)$ 。

用式(2)中 Laurent 分解之后的第 1 个脉冲 $C_0(t)$ 作为匹配滤波器, 匹配滤波器的输出为: $x(t) = r(t) \otimes C_0(-t)$ 。通过 ML 推导, 可以得到定时偏差:

$$\tau_{\text{ALG2}} = -\frac{T}{2\pi} \arg \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} |\lambda_2[k]|^2 e^{-j2\pi k/N} \right\} \quad (3)$$

式中: $\lambda_2[k] = \lambda_2(kT/N) = \frac{1}{L_0} \sum_{n=1}^{L_0} (-1)^n x_k^2(n)$; $x_k(n) = x(nT + kT/N)$ 。

2.2 联合定时频偏估计算法

Morelli M 和 Mengali U 提出了一种联合定时恢复及频偏估计算法^[8], 定义了一种信号平方延时自相关函数, 通过将相关函数求平均, 以消除调制信息对待估参数的影响, 从而进行参数估计, 接收信号需要经过一个通带带宽 B_w 较宽的滤波器, 以保证信号的有效部分不会被滤掉。其中, 输入信号为 $r_{ki}(i)$, 定义为在 $t=kT+iTs$ 对 $r(t)$ 进行采样得到, $N=T/Ts$, 位同步信息公式如下:

$$\hat{\tau} = -\frac{T_b}{2\pi} \arg \left\{ \sum_{i=0}^{N-1} \left[\sum_{m=1}^M A_i(m) |\hat{R}_m(i)| \right] \exp(-j2\pi i/N) \right\} \quad (4)$$

式中: $A_k(m) = \frac{1}{T} \int_0^T |g_m(t)| \cos \frac{2\pi kt}{T} dt$, $k=0,1,2,\dots$, $g_m(t) = \prod_{i=-\infty}^{+\infty} \cos [2\pi p_m(t-iT)]$, $p_m(t) = q(t) - q(t-mT_b)$, $q(t) = \int_{-\infty}^t g(\tau) d\tau$;

$\hat{R}_m(i) = \frac{1}{L_0-1} \sum_{k=m}^{L_0-1} [r_k(i)r_{k-m}^*(i)]^2$, $r_k(i)r_{k-m}^*(i)$ 是信号延迟共轭相关。

此算法的性能和复杂度受参数 M 影响很大, M 代表延迟相关器的个数。仿真表明当 $M=1$ 时, 算法退化为 MCM 方法, 性能是比较差的, 而对于 $M \geq 4$, 性能区别不大, 但复杂度会成倍数增加, 所以工程实现中常取 $M=4$ 。

3 性能分析与比较

3.1 不同 BT 值对于定时 MSE 的影响

分别取 MSK($BT=\infty$)和 $BT=1/3, 1/4, 1/5, 1/6$, 相同条件下对 2 种算法进行仿真, 其中联合定时频偏估计算法中的 M 取 4。用于估计的数据长度 $L_0=128$, 仿真定时误差 $MSE = E \left\{ [(\hat{\tau} - \tau)]^2 \right\}$, 得到图 4, 图中用 FT 表示联合定时频偏估计算法, PT 表示联合相位定时估计算法。从图上可以看到, 联合相位定时估计算法的性能略好, 在 BT 值小的情况下性能优势更大, 在应用中要求 $E_b N_0 > 12$ dB 时 MSE 在 1×10^{-3} 以下, 所以对于 BT 值小的情况考虑采用联合相位定时估计算法。

3.2 频偏对于定时估计的影响

取 $BT=0.25$, 其他条件同上, 设定频偏为 f_e , 得到仿真图 5。

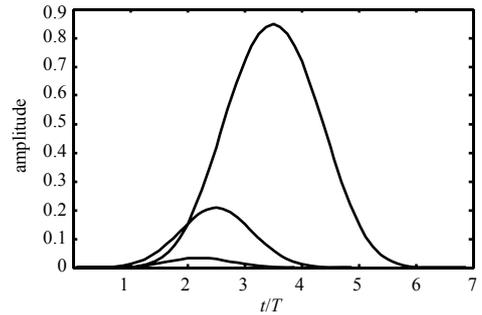


Fig.3 Laurent decomposition pulse of GMSK signal with $BT=1/6$
图3 $BT=1/6$ 的GMSK信号Laurent分解脉冲

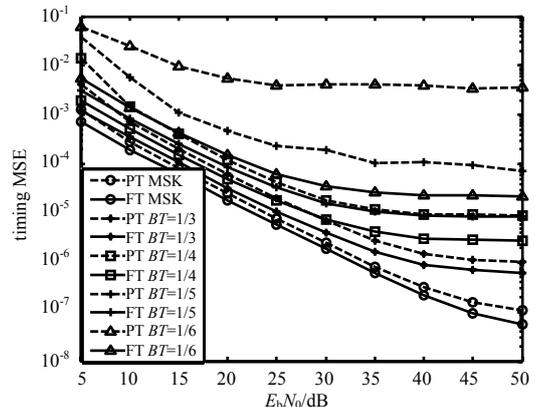


Fig.4 Comparison of timing MSE
图4 定时MSE对比

图中给出了频偏对于定时估计的影响结果,并且同修正的 CRLB 进行对比。可以看到当 f_v 在符号率的 1×10^{-4} 以下的情况下,频偏对于 2 种算法的影响都不大。而当频偏继续增大,联合相位定时估计算法的性能将会急剧恶化,说明该算法对频偏很敏感,而联合定时频偏估计算法对于频偏不敏感,在文献[8]中提到该算法对于频偏的忍受程度,对 MSK 为 $f_v T=0.2$,对 GMSK 为 $f_v T=0.15$ 。

3.3 算法实现复杂度对比

实现中联合相位定时估计算法对输入信号取平方,然后进行处理,而联合定时频偏估计算法需要分 M 路做并行延迟相关,随着 M 的增大,复杂度成倍数增加,在硬件实现中会占据较多资源。

计算中每次复数相乘需要 4 个实数乘法器和 2 个实数加法器;取模需要 2 个乘法器和 1 个加法器;复数平方需要 3 个乘法器和 1 个加法器。联合相位定时估计算法(式(3))需要大约 $3L_0N$ 次乘法运算和 $2L_0N$ 次加法运算;而联合定时频偏估计算法(式(4))大约需要 $7L_0NM$ 次乘法运算和 $5L_0NM$ 次加法运算,后者的复杂度要大很多。

4 结论

本文针对小 BT 参数突发 GMSK 信号的定时算法进行了研究,着重分析了 2 个联合定时算法,并对不同 BT 值、不同载波频偏的情况进行了仿真,结果表明,在同等信噪比下,联合相位定时估计算法的性能更优,复杂度小,但对频偏敏感;而联合定时频偏估计算法对载波频偏不敏感,在 BT 值较小的情况下性能会有一些的损失,算法实现复杂度较大。实际工程应用一般认为定时 MSE 在 1×10^{-3} 以下时对解调性能的影响不大,所以实际应用中应根据不同的应用环境结合本文的仿真曲线折衷考虑进行选择。

参考文献:

- [1] 丁兴文,朱智勇,李海涛. 基于维特比算法的 GMSK 信号非相干解调技术研究[J]. 遥测遥控, 2011,32(1):18-21. (DING Xingwen,ZHU Zhiyong,LI Haitao. Noncoherent Demodulation with Viterbi Decoding for GMSK Signals[J]. Journal of Telemetry,Tracking and Command, 2011,32(1):18-21.)
- [2] ALDO N D'ANDREA,UMBERTO MENGALI,RUGGERO REGGIANNINI. A digital approach to clock recovery in generalized minimum shift keying[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 1990,39(3):227-234.
- [3] Azam M,Akram E,Ahmad J,et al. An improved,non-data aided symbol timing recovery for GMSK modulated signals[C]// International multi-topic conference. Islamabad:[s.n.], 2003:107-111.
- [4] Martin Oerder,Heinrich Meyr. Digital Filter and Square Timing Recovery[J]. IEEE Transactions on Communications, 1988, 36(5):605-612.
- [5] Wu Yik-Chung,Ng Tung-Sang. Symbol Timing Recovery for GMSK Modulation Based on Squaring Algorithm[J]. IEEE Communications Letters, 2001,5(5):221-223.
- [6] 李娟. 连续相位调制信号的信噪比估计[J]. 信息与电子工程, 2010,8(1):71-75. (LI Juan. An Estimation Algorithm for the SNR of Continuous Phase Modulation Signal[J]. Information and Electronic Engineering, 2010,8(1):71-75.)
- [7] Morelli M,Vitetta G M. Joint phase and timing synchronization algorithms for MSK-type signals[C]// Communication Theory Mini-Conference. Vancouver,BC:[s.n.], 1999:146-150.
- [8] Michele Morelli,Umberto Mengali. Joint frequency and timing recovery for MSK-type modulation[J]. IEEE Transactions on Communications, 1999,47(6):938-946.
- [9] 陈大海,张健. PCM/FM 全数字接收机的一种定时误差恢复方法[J]. 信息与电子工程, 2005,3(1):10-13. (CHEN Dahai,ZHANG Jian. A Timing Recovery Method for PCM/FM All Digital Receiver[J]. Information and Electronic Engineering, 2005,3(1):10-13.)
- [10] PIERRE A LAURENT. Exact and Approximate Construction of Digital Phase Modulations by Superposition of Amplitude Modulated Pulses(AMP)[J]. IEEE Transactions on Communications, 1986,34(2):150-160.

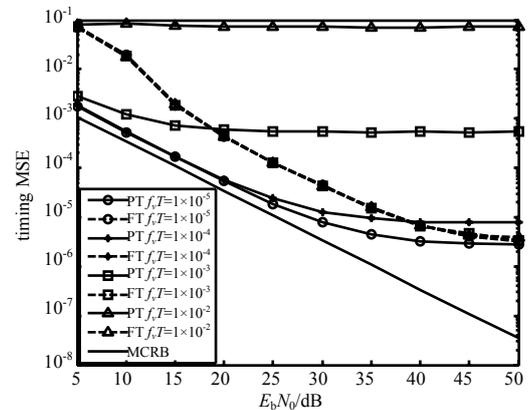


Fig.5 MSE under different frequency offsets
图 5 不同频偏对应定时 MSE

作者简介:



漆 钢(1988-),男,湖南省湘潭市人,在读硕士研究生,主要研究方向为通信与信息系
统、数字信号处理.email:gqi228cq@yahoo.
com.cn.

肖仕伟(1972-),男,重庆市人,研究员,主
要研究方向为电磁场理论、微波技术、通信系统
技术研究等.

张 伟(1972-),男,四川省邛崃市人,研究
员,主要研究方向为通信信号侦察技术、数字信
号处理技术研究等.

(上接第 546 页)

- [6] 李琳琳,姚志成,刘光斌,等. 军用网格分类及特点研究[J]. 现代防御技术, 2009,37(2):55-58. (LI Linlin,YAO Zhicheng, LIU Guangbin,et al. Military application grid classification and characteristic research[J]. Modern Defence Technology. 2009,37(2):55-58.)
- [7] 梁炎. 美国海军GCCS-M及其发展[J]. 舰船电子工程, 2004,24(4):23-26. (LIANG Yan. U.S navy GCCS-M and the program development[J]. Ship Electronic Engineering. 2004,24(4):23-26.)
- [8] 汤永涛,厉春生,王国恩. 国外电子侦察装备的现状与发展趋势[J]. 舰船电子工程, 2008,28(6):18-19. (TANG Yongtao, LI Chunsheng,WANG Guoen. Present condition and development trend of foreign electronic reconnaissance equipment[J]. Ship Electronic Engineering, 2008,28(6):18-19.)

作者简介:



刘 强(1972-),男,成都市人,硕士,
讲师,主要研究方向为潜艇雷达与电子对抗建
模与仿真、雷达信号分选与识别,曾获军队科
技进步奖二等奖 1 项,三等奖 2 项,发表科技
论文 20 余篇.email:golq@live.cn.

刘向君(1981-),女,河北省唐山市人,硕士,
讲师,主要研究方向为雷达信号处理与仿真.

周建平(1973-),男,山东省威海市人,硕士,
讲师,主要研究方向为潜艇雷达装备作战使用与
技术管理.