

文章编号: 1001-3806(2013)01-0048-04

优化 GSM 系统中低 SNR 环境下的同步算法

何碧贵

(重庆电子工程职业学院 通信工程学院 重庆 401331)

摘要: 为了优化全球移动通信系统中低信噪比环境下的同步算法,采用高斯滤波最小移频键控调制信号的改进同步算法,得到了信号同步成功率对比图。结果表明,在接收端对高斯滤波最小移频键控调制信号先进行相位反旋转,再对其进行符号化,最后应用滑动相关同步过程的同步算法,比传统基于训练序列的滑动相关同步算法成功率高,不但可以大幅提高低信噪比情况下同步成功率,而且简化了门限计算过程。这一结果对信噪比环境下的信号调制具有重要的意义。

关键词: 信号处理; 全球移动通信系统; 同步算法; 成功率

中图分类号: TN929.5 文献标识码: A doi: 10.7510/jgjs.issn.1001-3806.2013.01.012

Optimization of synchronization method at low SNR in GSM systems

HE Bi-gui

(Institute of Communications Engineering, Chongqing College of Electronic Engineering, Chongqing 401331, China)

Abstract: In order to optimize the synchronization algorithm under the low signal-to-noise ratio(SNR) environment in a global system for mobile communication(GSM) system, the improved Gaussian-filtered minimum shift keying(GMSK) modulation signal synchronization algorithm was adopted to obtain the comparison chart of signal synchronization success rate. At the receiving end the phase of GMSK was reversed first, symbolized, and be processed by synchronization algorithm with slide-relative synchronous progress. The results show that the synchronization algorithm has a higher success rate than the traditional algorithm based on the sliding of the training sequence, which can not only improve the synchronization success rate significantly in the low SNR, but also simplify the threshold calculation process. This result means a great significance to the signal modulation in the low SNR environment.

Key words: signal processing; global system for mobile communication; synchronization method; success ratio

引 言

多模终端是未来移动终端发展方向^[1-2],并逐渐得到市场认可。而全球移动通信(global system for mobile communications,GSM)系统强大的话音功能以及稳定的客户群,使得其在多模终端系统中占有不可替代的价值。在多模终端系统中,由于同步时间及硬件资源等的限制,对于 GSM 系统同步要求十分苛刻。为此,多模终端系统必须考虑如何有效提高传统 GSM 同步算法成功率。

1 GMSK 调制信号模型

1.1 非线性 GMSK 调制过程

高斯滤波最小移频键控(Gaussian-filtered minimum shift keying,GMSK)调制是恒包络连续相位调制

作者简介:何碧贵(1980-),女,硕士,讲师,研究方向为数字信号处理、交换网络。

E-mail: hebigui@126.com

收稿日期:2012-05-07;收到修改稿日期:2012-06-26

方式,特别适合于非线性限带信道中使用。GMSK 调制方式是在最小移频键控(minimum shift keying,MSK)调制前加一高斯低通滤波器,从而使功率谱旁瓣衰减得更快,GMSK 调制过程^[3-4]如图 1 所示,数据源 $b(n) \in \{0,1\}$ 经过差分后数据 $d(n) \in \{0,1\}$ 表示为:

$$d(n) = b(n) \oplus b(n-1) \quad (1)$$

式中, \oplus 表示异或, n 表示时刻。

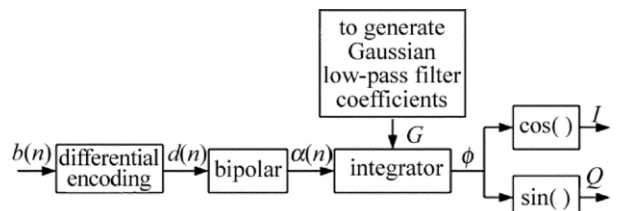


Fig. 1 Nonlinear GMSK modulation process

对差分编码后数据 $d(n)$ 进行双极性化后数据可表示为:

$$\alpha(n) = 1 - 2 \cdot d(n) \quad (2)$$

高斯低通滤波系数 G 定义:

$$G(t) = h(t) * \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) \quad (3)$$

式中,*表示卷积运算,成型函数 $h(t)$ 定义为:

$$\begin{cases} h(t) = \frac{\exp\left(-\frac{t^2}{2\delta^2 T^2}\right)}{\sqrt{(2\pi)\delta T}} \\ \delta = \frac{\sqrt{\ln 2}}{2\pi BT} \\ BT = 0.3 \end{cases} \quad (4)$$

式中 B 指带宽 T 指码元宽带。

矩形函数 $\text{rect}(t)$ 分别定义为:

$$\text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) = \begin{cases} 1 & \left(\text{当 } t < \frac{T}{2}\right) \\ 0 & \text{(other)} \end{cases} \quad (5)$$

经过差分编码和双极性化后数据 $\alpha(n)$ 与高斯低通滤波系数 G 积分后 相位函数表示为:

$$\phi(t) = \sum_i \alpha_i \pi h \int_{-\infty}^{t-iT} G(u) du \quad (6)$$

最终得到 GMSK 基带发射数据表示为:

$$\begin{cases} I = \cos[\phi(t)] \\ Q = \sin[\phi(t)] \end{cases} \quad (7)$$

上述步骤完成了数据进行 GMSK 基带调制算法的过程。

1.2 近似线性 GMSK 调制过程

对于 GSM 系统发射端来说 基于非线性 GMSK 调制原理过程是十分简便的 但对于接收端的同步、解调过程而言 则较复杂 因此 需要考虑非线性 GMSK 调制方式的线性二进制移相键控。

非线性 GMSK 调制的线性二进制移相键控 (binary phase shift keying, BPSK) 近似调制过程 如图 2 所示。数据源 $b(n) \in \{0, 1\}$ 经过双极性化后的数据可表示为:

$$b_0(n) = 1 - 2 \cdot b(n) \quad (8)$$

然后经过 MSK 映射可以表示为:

$$\alpha_0(n) = b_0(n) \cdot i^n \quad (9)$$

式中 i 表述虚数单位 n 表示时刻 $\alpha_0(n) \in \{-1, -i, 1, i\}$ 。

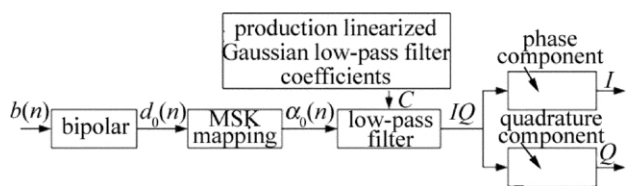


Fig. 2 Linear BPSK modulation process

经过线性化高斯低通滤波器 如图 3 所示 信号可以表示为:

$$IQ(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} i^n d_0(n) \cdot C(t - nT_b) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \alpha_0(n) \cdot C(t - nT_b) \quad (10)$$

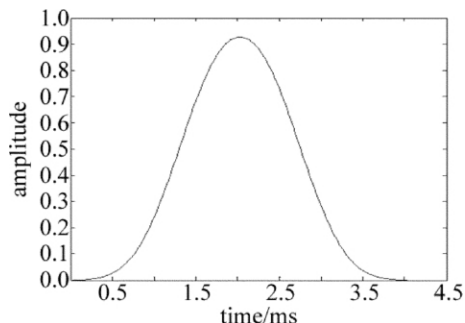


Fig. 3 Linear Gaussian low-pass filter

式中 $T_b = 3.69\text{ms}$ 表示调制信号单位时间 下标 b 表示 bit C 是线性化高斯低通滤波器系数。

最后直接取 IQ 信号的同相分量 I 和正交分量 Q , 即完成非线性 GMSK 调制的 BPSK 近似线性调制过程。

2 同步算法及其改进

2.1 GSM 系统中训练序列

在 GSM 系统中一般利用同步突发 (synchronization burst, SB) 接入突发 (access burst, AB)、普通突发 (normal burst, NB) 的训练序列自相关性完成突发同步。SB、AB 和 NB 结构^[5]如图 4 所示 SB 结构由 3bit 左端尾 39bit 左端数据 64bit 训练序列 39bit 右端数据 3bit 右端尾以及 8.25bit 保护组成。AB 结构由 8bit 扩展尾 41bit 训练序列 36bit 训练序列 3bit 尾以及 68.25bit 保护组成。NB 结构由 3bit 左端尾 58bit 左端数据 26bit 训练序列 58bit 右端数据 3bit 右端尾以及 8.25bit 保护组成。

SB	3bit	39bit	64bit	39bit	3bit	8.25bit
AB	8bit	41bit	36bit	3bit	68.25bit	
NB	3bit	58bit	26bit	58bit	3bit	8.25bit

Fig. 4 Training sequence in a GSM system

为了方便表述 下面统一使用 T 表示 SB、AB 和 NB 的训练序列 在进行滑动相关前需要对训练序列进行预处理 即首先进行 (8) 式双极性化 然后再进行 (9) 式 MSK 映射 最后可以表示为:

$$t(k) = [1 - 2 \cdot T(k)] \cdot i^k \quad (11)$$

式中 k 表示时刻 $k = 1, 2, \dots, K$ 其中 K 可以表示 SB、AB 和 NB 训练序列长度 64bit、36bit 和 26bit。

2.2 同步算法

2.2.1 传统滑动相关同步算法过程 在接收端 基于传统滑动相关的同步算法 首先对本地训练序列进行双极性化以及 MSK 符号映射 再与接收基带信号之间进行滑动相关 当最大相关峰出现时 认为同步成功^[6-8] 如图 5 所示。

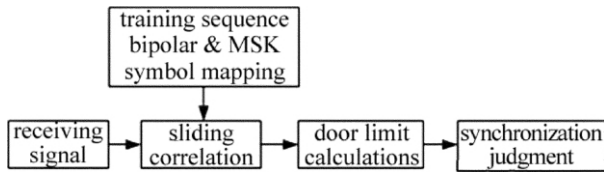


Fig. 5 Traditional slide synchronization algorithm process

具体分为以下4步。

第1步:接收信号模型。

接收端得到的基带信号可以表示为:

$$r(n) = I(n) + i \cdot Q(n) \quad (12)$$

式中 i 表示虚数单位, $r(n)$ 表示 n 时刻接收复数数据, $I(n)$ 表示 n 时刻接收实部信号, $Q(n)$ 表示 n 时刻接收虚部信号。

第2步:滑动相关。

(11) 式对本地的训练序列进行了双极性和 MSK 符号映射得到 S , 然后与 (12) 式接收数据进行滑动相关即可得到:

$$P(n) = \sum_{k=1}^K r(n+k-1) \cdot \text{conj}(S(k)) \quad (13)$$

式中 $\text{conj}(\cdot)$ 表示取共轭运算, \cdot 表示取模运算, 时刻 n 根据接收数据长度, 可以取足够大值, 直到同步完成。

第3步:门限计算。

为了判决接收数据中是否包含对应训练序列, 需要根据 (13) 式得到的历史相关值计算此时对应判决门限 H 。

$$H(n) = \beta \sum_{m=n-L}^{n-1} P(m) \quad (14)$$

式中 L 的长度一般由经验值确定, β 为加权系数, 根据不同多径环境由经验值确定。

第4步:同步判决。

在第 n 时刻, 若此时相关值大于对应门限值, 即:

$$P(n) > H(n) \quad (15)$$

则此时同步成功, 并记录本时刻对应的接收数据 $r(n)$ 为训练序列开始位置; 读取下一时刻接收数据, 并重新计算上述第1步~第4步, 直到接收数据读取完毕或找到对应训练序列为止。

2.2.2 传统滑动相关同步算法缺点 (13) 式的相关计算需要进行求模计算, 而求模必须进行开方运算, 当相关长度比较大时, 需要进行大量的开方运算。从 (14) 式可以看出, 在每次相关后, 都要进一步一次均值计算, 这对于工程实现十分不便。

2.2.3 改进滑动相关同步算法过程 在接收端, 改进的滑动相关的同步算法过程为, 首先对本地训练序列进行双极性化, 再与接收基带信号经过相位反旋转以及符号化后数据进行滑动相关, 当最大相关峰出现时,

认为同步成功, 如图6所示。

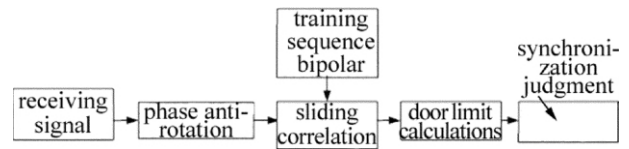


Fig. 6 Improved sliding correlation synchronization algorithm process

具体分为以下5步。

第1步:接收信号模型如(12)式所示。

第2步:相位反旋转。

$$r'(n) = r(n) \cdot (-i)^n \quad (16)$$

根据 MSK 映射原理可知 $r'(n)$ 表示 n 时刻接收实数信号。

第3步:滑动相关过程。

$$P(n) = \sum_{k=1}^K \text{sign}[r'(n+k-1)] \cdot [1 - 2 \cdot S(k)] \quad (17)$$

式中 $r'(n)$ 表示 n 时刻经过相位反旋转后实数数据, $\text{sign}(\cdot)$ 表示取模运算, $\text{sign}(\cdot)$ 表示取符号运算, 即当 $r'(n) > 0$ 时, 函数结果为 1; 当 $r'(n) < 0$ 时, 函数结果为 -1; 否则为 0。

第4步:门限计算。

从 (17) 式可以看出, 此时功率值 P 不是实际的数据计算出来的, 而是根据数据的符号与训练序列所对应的符号直接表示出来的相关值, 因此在很大程度上降低了噪声、多径干扰等对其功率的影响。此时相关门限不再与历史功率值相关, 此时门限可以直接根据训练序列长度来定义, 即理想情况下判决门限为训练序列长度。

$$H(n) = \alpha \cdot K \quad (18)$$

式中 K 为训练序列长度, $\alpha \in (0, 1)$ 为加权系数, 由在不同多径环境下的经验值确定。

第5步:同步判决与(15)式完全相同。

则认为此时同步成功, 并记录本时刻对应的接收数据 $r(n)$ 为训练序列开始位置; 读取下一时刻接收数据, 并重新计算上述第1步~第5步, 直到接收数据读取完毕或找到对应训练序列为止。

2.2.4 改进同步算法优点 从图5、图6可以看出, 虽然改进同步算法增加了相位反旋转过程, 但从 (16) 式相位旋转过程来看, 是接收数据的实部、虚部分别进行 ± 1 的相乘操作。从 (16) 式结果为实数来说, 只需要对其中实部或虚部进行操作即可, 即此时算法复杂度降低。另外从门限计算过程来看改进同步的方法, 不需要计算历史相关功率值均值, 从而使整体算法复

杂度得到很大程度简化。

2.3 同步算法性能高仿真

在某城区环境,终端移动速度为 50km/h (TU50, urban area) 信道环境下,当信噪比 (signal-to-noise ratio, SNR) 依次为 2dB, 4dB, ..., 14dB 时,对传统同步算法过程中 $L=8$ $\beta=15$ 和改进同步算法中 $K=64$ $\alpha=1/2$ 的情况下,分别针对 SB 突发进行性能仿真,如图 7 所示。从该仿真图可以看出,改进的同步算法在低 SNR 情况下,可以大幅提高 SB 同步成功率。

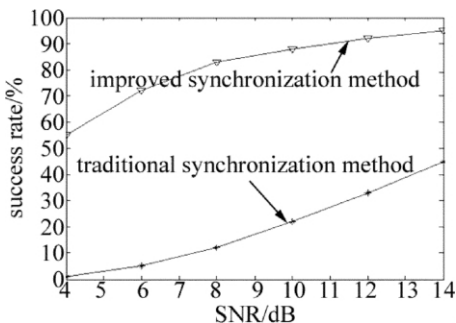


Fig.7 TU50 environmental success rate of traditional and improved sliding correlation method

3 结论

通过仿真分析可知,所提出的优化 GSM 系统中低 SNR 环境下的同步算法,适合 GSM 系统的 SB, AB, NB 同步情况。尤其在多模终端硬件时间、

空间受限时,进行同步处理。采用改进同步方法,不但可以大幅提高低 SNR 下同步成功率,而且算法过程全部为纯实数计算,特别适合于数字信号处理或硬件加速器实现。

参考文献

- [1] WANG L, ZHANG Y B. Status and trends of development of the domestic mobile terminal market [J]. Telecommunications Technology, 2007, 42(10): 29-33 (in Chinese).
- [2] ZHAO D W. An overview of the development trend of intelligent terminal [J]. China's Media Technology, 2011(5): 36-37 (in Chinese).
- [3] LIU X Y, LIANG X M. GMSK soft spread spectrum modulation principle and achieve [J]. China Electronic Science Research Institute Journal, 2010, 5(4): 415-418 (in Chinese).
- [4] CAO D Z, HOU D P. Mobile communication principles, systems and technologies [M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2004: 75-76 (in Chinese).
- [5] MA F F, LIU Y Q, HU Z J. Digital mobile communication system principles and engineering techniques [M]. Beijing: Higher Education Press, 2003: 114-119 (in Chinese).
- [6] YANG L, ZHAO S G, HU X L. DSSS sliding correlation acquisition algorithm improvements and performance analysis [J]. Telecommunications Technologies, 2007, 47(1): 78-81 (in Chinese).
- [7] ZHANG W, TANG B, ZHANG J, et al. DS signal sliding blind synchronization method based on the scores of sampling [J]. Journal of System Simulation, 2006, 18(s2): 289-292 (in Chinese).
- [8] ZHOU H X, YU L, TANG J Y, et al. PN code acquisition based on a sliding correlation of the number of short-circuit transmission system [J]. Science and Technology Information, 2009(23): 459-460 (in Chinese).