

文章编号: 1008-1542(2011)01-0034-05

模拟调频电台的调制系数估计

赵汇强¹, 武春英², 张利强¹, 张玉萍³

(1. 军械工程学院光学与电子工程系, 河北石家庄 050003; 2. 河北科技大学信息科学与工程学院, 河北石家庄 050018; 3. 河北科技大学理工学院, 河北石家庄 050035)

摘 要: 调制系数是模拟调频(FM)电台的一个重要参数, FM 信号的瞬时频率是调制系数和调制信号共同作用的结果, 调制系数可由瞬时频率求出。然而瞬时频率的求解精度受接收信号噪声的影响。实验证实, 在信噪比高于 20 dB 时, 由瞬时频率得到的调制系数与实际值的相对误差在 1% 以下。求解瞬时频率传统的办法是利用时频分析、短时傅里叶变换等方法, 但这些算法的计算精度受交叉项、窗的选取或噪声等因素的影响, 又由于是二维变换、计算量较大、实时性不强, 所以笔者提出了使用粒子滤波算法, 降低噪声影响和运算量, 提高估计精度。仿真实验验证了该算法的有效性。

关键词: FM 电台; 瞬时频率; 调制系数; 粒子滤波

中图分类号: TN914

文献标志码: A

Modulate factor blind estimation in analog FM station

ZHAO Hui-qiang¹, WU Chun-ying², ZHANG Li-qiang¹, ZHANG Yu-ping³

(1. Department of Optical and Electronic Engineering, College of Ordnance Engineering, Shijiazhuang Hebei 050003, China; 2. College of Information Science and Engineering, Hebei University of Science and Technology, Shijiazhuang Hebei 050018, China; 3. College of Science and Engineering, Hebei University of Science and Technology, Shijiazhuang Hebei 050035, China)

Abstract: The modulate factor is an important parameter in analog FM station. The instantaneous frequency of the FM signal is the result of module factor and FM signal working together, and the module factor can be calculated by instantaneous frequency. But the calculation precision of instantaneous frequency is easily affected by the noise of the received signal. When the SNR(Signal Noise Ratio) is higher than 20 dB, the relative error between modulate factor and real value will be lower than 1%. The common ways to calculate instantaneous frequency include: time-frequency analysis; short time Fourier transformation and so on. The calculation precision is easily affected by the factors of cross term, window choices and noise. Besides, because of using two-dimension transformation, the calculated amount is larger and the property of real-time is not so good. So a new algorithm of particle filtering is given in this paper, which can reduce the noise and operation amount and improve the precision of estimation. The simulation experiment verifies the efficiency of the algorithm.

Key words: FM station; instantaneous frequency; modulate factor; particle filter

通信系统的快速发展必然面临有限频率资源的争夺和分配问题。在民用领域, 有关职能部门需要对自由空间中的无线电信号进行认证、实施频谱监管。这自然要求识别和监视这些无线电信号, 以便对民用通信系统保持控制或合理分配频率资源。在军事领域, 对未知信号的调制识别、参数估计应用更为广泛。模拟 FM 电台以其通话质量好, 抗干扰能力强, 设备小巧, 成本低等优良性能, 广泛应用于当今社会。传统的 FM 信号参数估计方法有根据信号的瞬时相位的概率分布进行分析^[1], 小波包分解方法(WPD)^[2-3], 时频分布法以及

收稿日期: 2010-06-30; 修回日期: 2010-11-05; 责任编辑: 陈书欣

作者简介: 赵汇强(1970), 男, 河北柏乡人, 工程师, 博士研究生, 主要从事调频无线通信及阵列式天线方面的研究。

短时傅里叶变换法^[4-5]等,这些算法由于要进行概率分布估计或需要进行二维变换,计算量大,因而无法满足实时处理要求。

笔者通过建立信号的瞬时相位状态方程和观测方程,应用粒子滤波算法,降低了噪声的影响,提高了估计精度。

1 调制系数的数学模型

假设要把调制信号 $u(t)$ 调制到载波频率为 f_c 、调制系数为 K_c 的正弦波上,其数学表达式为

$$S(t) = A \cos(2\pi f_c t + \varphi_0 + 2\pi K_c \int_0^t u(\tau) d\tau), \quad (1)$$

式(1)中 A , φ_0 分别为已调信号的幅度和初始相位。显而易见,已调信号的瞬时相位为

$$\varphi(t) = 2\pi f_c t + \varphi_0 + 2\pi K_c \int_0^t u(\tau) d\tau. \quad (2)$$

由式(2)可知,已调信号的瞬时频率为

$$f(t) = \frac{d\varphi(t)}{dt} = 2\pi f_c + 2\pi K_c u(t). \quad (3)$$

由式(3)可得:

$$K_c = \frac{f(t) - 2\pi f_c}{2\pi u(t)}. \quad (4)$$

因此,获得信号的瞬时相位是估计调制系数的关键。对 $S(t)$ 作希尔伯特变换后虚部为

$$S'(t) = \text{imag}\{\text{Hilbert}(S(t))\} = A \sin(2\pi f_c t + \varphi_0 + 2\pi K_c \int_0^t u(\tau) d\tau), \quad (5)$$

式(5)中 imag 表示取虚部。由式(1)和式(5)可得到瞬时相位为

$$\varphi(t) = \arctan(S'(t)/S(t)). \quad (6)$$

发射的 FM 信号经信道传输后,通过电台接收通道信号滤波、放大后为

$$X(t) = B \cos(2\pi f_c t + \varphi_0 + 2\pi K_c \int_0^t u(\tau) d\tau) + N(t), \quad (7)$$

式(7)中, B 为信号的幅度, $N(t)$ 为信道噪声,其分布表示为 $N(t) \sim N(0, \sigma^2)$ 。

式(7)经 A/D 转换后表示为

$$X(n) = S(n) + N(n) = S(n) + N_i(n) + N_g(n), \quad (8)$$

式(8)中, $N_i(n)$ 为信道噪声, $N_g(n)$ 为量化噪声。式(8)经希尔伯特变换后记为 $X'(n)$ 。

可见,由于噪声的影响,瞬时相位的估计不能由式(6)直接计算。由于 A/D 转换时量化噪声存在,因此在参数进行估计时,还要考虑量化噪声 $N_g(n)$ 的影响。假设所采用的 A/D 的位数为 m 位,则量化间隔为 $\Delta = B/(2^m - 1)$, $N_g(n)$ 以等概率分布在 $(-\Delta/2, \Delta/2)$ 的区间内。

设采样点数为 L ,则经 A/D 转换后,信道噪声的方差 α^2 和量化噪声 α_g^2 分别为^[6]

$$\begin{aligned} \alpha^2 &= \sigma^2/L, \\ \alpha_g^2 &= \Delta^2/(12L). \end{aligned} \quad (9)$$

由式(6)、式(8)得:

$$\varphi(n) = \arctan(X'(n)/X(n)) = \arctan\left(\frac{S'(n) + N'_i(n) + N'_g(n)}{S(n) + N_i(n) + N_g(n)}\right), \quad (10)$$

因此式(10)的标准差 α_φ^2 为

$$\alpha_\varphi^2 = \left[\frac{\partial \varphi}{\partial X}\right]^2 \left[\frac{\alpha^2}{L} + \frac{\Delta^2}{12L}\right] + \left[\frac{\partial \varphi}{\partial X'}\right]^2 \left[\frac{\alpha^2}{L} + \frac{\Delta^2}{12L}\right] = \frac{1}{B^2} \left[\frac{\alpha^2}{L} + \frac{\Delta^2}{12L}\right]. \quad (11)$$

设信噪比为 SN , $SN = B^2/\alpha^2$ 。因为 $\frac{\Delta}{B} = \frac{2}{2^m - 1}$,所以,式(11)改写为

$$\alpha_\varphi^2 = \frac{1}{\sqrt{L}} \sqrt{\frac{1}{SN} + \frac{1}{3 \times (2^m - 1)^2}}. \quad (12)$$

由式(12)知,当 L 和 m 确定后,瞬时相位的估计精度与信号信噪比 SN 有直接关系。信噪比越大,估计精度越高。 m 取 8 位, L 取 512 时足以满足工程需要。

2 粒子滤波算法

粒子滤波是采用序贯蒙特卡罗滤波方法求解贝叶斯概率的一种实用算法,其基本思想是利用一组从后验概率密度随机抽取的附带相关权值的粒子群来估计状态变量的后验概率密度函数。当粒子个数变得足够大时,这种估计将等同于后验概率密度,从而不受非线性、非高斯问题的限制^[7]。在贝叶斯重要性采样定理(BIS)中,引入了一个重要性分布函数 $q(x)$,首先从这个已知的、容易采样的参考分布 $q(x_{0:k} | z_{1:k})$ 中采样,并对采样粒子点进行加权来近似 k 时刻状态变量 $x_{\alpha:k}$ 的后验概率密度函数:

$$p(x_{\alpha:k} | z_{1:k}) \approx \sum_{i=1}^N w_k^i \delta(x_k - x_k^i), \quad (13)$$

式(13)中, $z_{1:k} = \{z_1, z_2, \dots, z_k\}$ 和 $x_{1:k} = \{x_1, x_2, \dots, x_k\}$ 分别表示从时刻1到时刻 k 为止的观测值序列和状态序列, $\delta(\cdot)$ 为狄拉克脉冲函数,以 $\{x_k^i, w_k^i\} (i = 0, 1, \dots, N)$ 表示从后验概率密度 $p(x_{1:k} | z_{1:k})$ 中抽取的 N 个独立同分布的随机粒子, w_k^i 为 k 时刻第 i 个粒子归一化重要权值:

$$w_k^i = p(z_{1:k} | x_{\alpha:k}) p(x_{\alpha:k}) / q(x_{\alpha:k} | z_{1:k}). \quad (14)$$

根据蒙特卡罗仿真原理,那么任意函数 $g(\cdot)$ 的数学期望 $E(g(x_{\alpha:k})) = \int g(x_{\alpha:k}) p(x_{\alpha:k} | z_{1:k}) dx_{\alpha:k}$ 可以用 $\overline{E(g(x_{\alpha:k}))} = \sum_{i=1}^N g(x_{\alpha:k}^i) / N$ 来近似。当 N 的取值足够大时, $\overline{E(g(x_{\alpha:k}))}$ 收敛于 $E(g(x_{\alpha:k}))$ 。

粒子滤波器的最简形式是序列加权采样粒子滤波器,如果状态估计的过程是最优估计,则参考分布概率密度函数只依赖于 x_{k-1} 和 z_k ,只需要保存粒子当前的状态 x_k ,而粒子的状态转移路径 $x_{\alpha:k}$ 和观测的历史值 $z_{1:k}$ 都不用保存,从而大大简化了算法^[8]:

$$q(x_k | x_{0:k-1}, z_{1:k}) = q(x_k | x_{k-1}, z_{1:k}). \quad (15)$$

进行抽样之后,对每个粒子赋予权值 w 为

$$w_k^i = w_{k-1}^i p(z_k | x_k^i) p(x_k^i | x_{k-1}^i) / q(x_k^i | x_{k-1}^i, z_k). \quad (16)$$

通常最优的参考分布 $q(x_k | x_{k-1}, z_k)$ 就是后验概率密度函数本身,但真实后验概率密度函数 $p(x_k | x_{k-1}, z_k)$ 通常无法得到,先验参考分布 $p(x_k | x_{k-1})$ 是最常见的也是最容易实现的次优参考分布^[9]。因此,采用先验参考分布,此时权值评估简化为对似然函数的评估:

$$w_k^i = w_{k-1}^i p(x_k | x_k^i). \quad (17)$$

该算法存在的一个基本问题就是退化现象,在迭代的过程中,有些粒子的权值会越来越小,这些粒子对于状态估计帮助不大,相反会占用大量的计算资源。因此,需要对所有粒子的权值进行评估以重新抽样粒子,解决退化问题一般采用重采样、残差重采样等方法^[10]。

完整的程序流程见图1。

3 算法构建与仿真分析

为分析与验证本文构建的FM信号瞬时频率、调制系数估计等有关算法的性能,进而应用于某型电台自动测试系统,以某型FM电台为研究对象,在实验室环境下用一部电台发射某一频率FM信号,另一同型号的电台对接收到的FM信号进行瞬时频率、调制系数进行估计。实验连接图见图2。

图2中,信号发生器输出为单音频信号: $u(t) =$

$100\cos(2\pi \times 3000 \times t + \pi/10)$ mV,电台发射的载波频率为40 MHz,发射信号的幅度为24 V。配备有数据采集卡的计算机以4 MHz的采样频率对接收电台的第2中频信号(1 MHz)和信号发生器产生的信号进行采

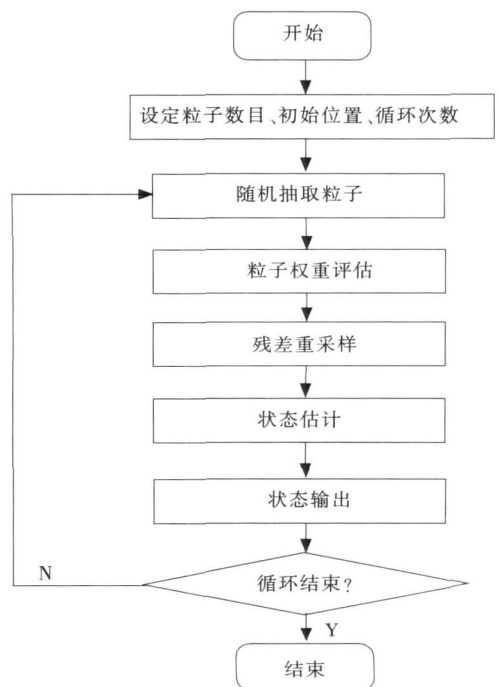


图1 粒子滤波算法流程图

Fig. 1 Chart of particle filter algorithm

样, A/D 为 8 位, 转换的量化噪声的均值为 0, 方差为 0.001, 信号噪声为 0 均值, 方差为 0.1 的高斯噪声。电台说明书提供调频系数的理论值为 1 MHz/V。方法 2 中, 粒子数取 50。

用以下两种算法估计发射电台的调制系数。

方法 1

步骤 1: 对接收电台的第 2 中频信号 $X(n)$ 进行希尔伯特变换, 得到序列 $X'(n)$;

步骤 2: 对 $X(n)$ 进行快速傅里叶变换, 估计出信号的载波频率 f_c 。

步骤 3: 由 $X(n)$ 和 $X'(n)$, 得到瞬时相位 $\varphi(n)$, 对其求微分得到瞬时频率 $f(n)$ 。

步骤 4: 计算机采样得到调制信号 $u(n)$, 再由式(4) 计算调制系数 K_c 。

方法 2

步骤 1: 粒子滤波的构造状态空间方程和观测方程

$$\begin{cases} \varphi(n+1) = X(n) + 2\pi f_c + 2\pi K_c f_n(n) + v(n), \\ p(n) = \text{imag}(\text{Hilbert}(u(n))), \\ f_n(n+1) = (p(n+1) - p(n)) / (2\pi f_s), \\ Y(n) = \cos(\varphi(n)) + w(n), \end{cases} \quad (18)$$

式(18) 中, $n = 0, 1, \dots, N$ (N 为采样时刻), $v(n) \sim N(0, \sigma_v^2)$ 的高斯白噪声, 为过程噪声(量化噪声); $w(n) \sim N(0, \sigma_w^2)$ 的高斯白噪声, 为观测噪声(信道噪声); $u(n)$ 为信号发生器产生的调制信号, f_s 为采样频率。

步骤 2: 构造重要函数

$$q(n) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_y^2}} \exp\left(-\frac{\langle Y(n+1), Y(n) \rangle}{2\sigma_y^2}\right), \quad (19)$$

式(19) 中 $\langle \cdot \rangle$ 表示内积。

步骤 3: 归一化更新权重

$$w_k^i = q_k^i(n) / \sum_{i=1}^N q_k^i(n). \quad (20)$$

步骤 4: 最后估计瞬时频率

$$\text{Instant_Frq}(n) = \text{diff}(x(n)/2\pi)f_s, \quad (22)$$

则调制系数为

$$K_c = \max(\text{Instant_Frq}(n)) - f_c.$$

现用以上两种方法, 分别估计 FM 信号的调制系数。图 3、图 4 分别为采样点数为 512, 信号信噪比从 -10 dB 到 10 dB(步长为 1 dB) 变化时的两种算法估计值与相对误差。图 5、图 6 分别为信号信噪比为 20 dB 时, 两种算法估计值与采样点数的关系。

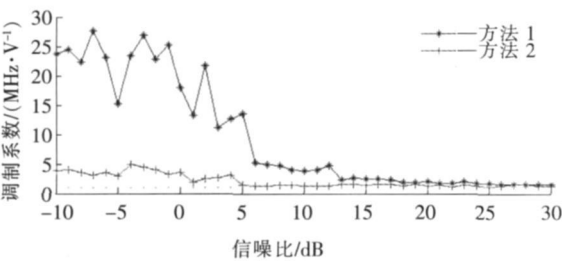


图 3 两种算法估计结果与信噪比关系图
Fig. 3 Relationship of estimation result and signal noise ratio

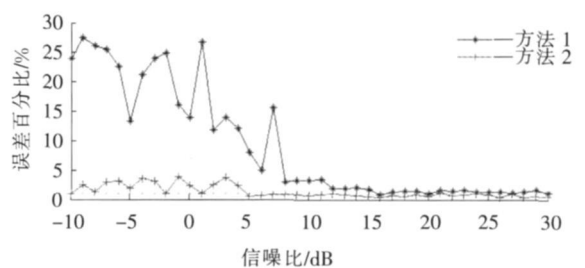


图 4 估计结果的相对误差与信噪比关系图
Fig. 4 Relationship of relative estimation result error and signal noise ratio

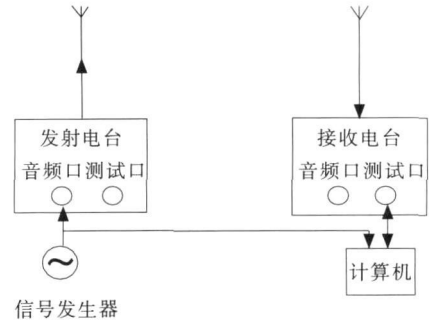


图 2 测试实验图
Fig. 2 Figure of test

从图3和图4可以看出,当信号信噪比大于5 dB时,粒子滤波算法估计的相对误差在1%左右;方法1只有在信噪比大于15 dB时,相对误差才在1%左右。这说明粒子滤波算法在低信噪比的情况下,估计调制系数精确率比方法1要高。随着信噪比的增加,两种算法估计的精确性也同时提高。当信噪比高于30 dB时,两种算法的精确性趋于一致。

图5,图6显示了信噪比在20 dB时,两种算法随采样点数变化的性能情况。

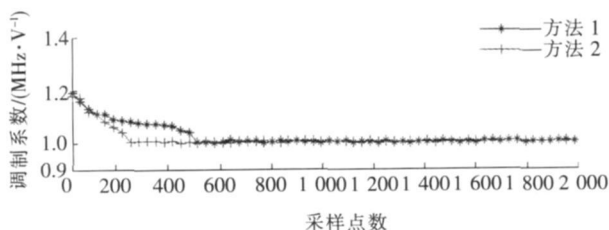


图5 两种算法估计调制系数与采样数的关系

Fig. 5 Relationship of estimation result and sample

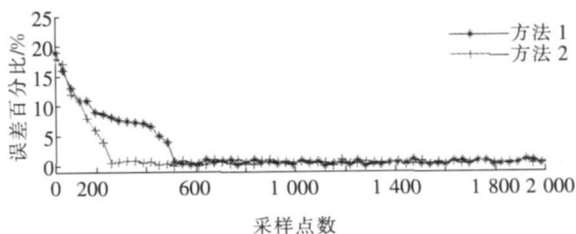


图6 两种算法估计的相对误差与采样数的关系

Fig. 6 Relationship of relative estimation result error and sample numbers

从图5和图6可以看出,信噪比在20 dB,采样点数超过256点情况下,粒子滤波算法得到的估计值与理论值相吻合,误差可控制在1%以内;采样点数超过512点时,方法1估计的精度与粒子滤波算法估计的精度趋于一致,估计误差都可控制在1%以内。因此,在一定的信噪比时,粒子滤波算法需要的采样点数比方法1要少。这就为工程化时降低存储空间和运算量带来了好处。图5和图6还验证了式(12)的正确性,即增大信噪比,增大采样点数,可降低对调制系数的估计误差。

4 结 语

调制系数是模拟FM电台的一项重要参数,在电台测试中,由于噪声对测量结果的影响,笔者提出了应用粒子滤波算法来估计调制系数,取得了比较精确的结果。该算法还可估计瞬时频率和瞬时相位,对研究FM信号在多径信道下的传输特性也具有一定的借鉴作用。

参考文献:

- [1] LEIB H, PASUPATHY S. The phase of a vector perturbed by gaussian noise and differentially coherent receivers[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1988, 34(6): 1 491-1 501.
- [2] TA N P. A wavelet packet approach to radio signal modulation classification[A]. ICCS' 94 Conference Proceedings[C]. Singapore: [s. n.], 1994.
- [3] TA N P. A Wavelet packet approach to radio signal classification[A]. IEEE International Symposium on Time Frequency and Time scale Analysis[C]. [S. l.]: [s. n.], 1994.
- [4] BARBAROSSA S, SCAGLIONE A. Parameter estimation of spread spectrum frequency hopping signals using time-frequency distributions[A]. First IEEE Signal Processing[C]. Paris: [s. n.], 1997.
- [5] BOASHASH B. Estimating and interpreting the instantaneous frequency of a signal-II algorithms and applications[J]. IEEE, 1992, 80(4): 540-568.
- [6] 张毅刚, 付平, 王丽. 采用数字相关法测量相位差[J]. 计量学报(Acta Metrologica Sinica), 2000, 21(3): 216-221.
- [7] FORD J J. Non-linear and robust filtering: From the kalman filter to the particle filter[R]. Victoria: DSTO Aeronautical and Maritime Research Laboratory, 2002.
- [8] JULIER S, UHIMANN J, DURRAMT-WHYTE H F. A new method for the nonlinear transformation of means and covariance in filters and estimators[J]. IEEE Trans on Automatic Control, 2000, 45(3): 477-482.
- [9] DOUCET A, GODSILL S, ANDRIEU C. On sequential monte carlo sampling methods for bayesian filtering[J]. Statist Computer, 2000, 10(3): 197-208.
- [10] LIU J S, CHEN R. Sequential monte carlo methods for dynamic systems[J]. Journal of the American Statistical Society, 1998, 93: 1 032-1 044.