

基于周期估计群路 QPSK 信号 全数字化整体解调时大频差校正算法

王文艺¹, 管桦², 黄文准¹

(1. 空军工程大学 电讯工程学院, 陕西 西安 710077; 2. 空军工程大学 科研部, 陕西 西安 710051)

摘要:提出了一种在多路信号数字化解调时将大频差的直接估计转换成对一个已知序列的周期估计的算法,该算法可以将实际解调中存在的用现有算法较难解决的大频差问题用一个较为简单的算法估计出来并进行校正。其特点是算法简单,计算量较小,特别适用于多路 QPSK 信号的数字化解调;仿真结果表明该算法是可行的。

关键词:数字解调;频差估计;校正;周期估计

中图分类号:TN911.7 **文献标识码:**A **文章编号:**1009-3516(2004)05-0076-04

多信道信号的全数字化整体解调是目前发展软件无线电及星上处理技术的核心技术之一,其关键技术是要实现各路信号的数字化同步,包括载波同步和位定时同步恢复算法,其难点主要是算法的有效性。对全数字化载波恢复已提出了很多算法,文献[1~4]较具代表性,但它们都是在假定收发信号间无频差或频差较小的情况下,才能保证算法的合理性与正确性,这种近似理想的条件在实际系统中是不存在的,因为由于多普勒效应和频率源的精度及稳定度等因素的影响,都可能使收发频率之间产生频差,有时甚至较大,从而使系统不能正常工作。本文根据多路 SCPC/QPSK 或 FDMA/QPSK 信号的组成和解调特点,给出了一种基于周期估计的大频差校正算法,其思想是在数字化解调前利用给定的算法对频差进行估计并校正,保证解调时实际存在的频差非常小,然后利用现有的有效算法实现多路信号数字化解调。

1 多路 QPSK 信号数字化分路与解调

文献[1~4]给出了群路 QPSK 信号全数字化整体解调算法及用最新 DSP 器件 TMS320C6X 实现的过程,图 1 和图 2 分别给出了分路与解调的原理框图。

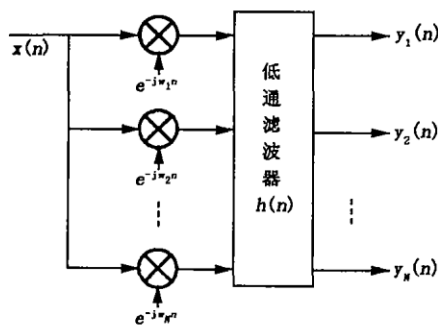


图1 等效多相阵列 FFT 滤波法分路器原理图

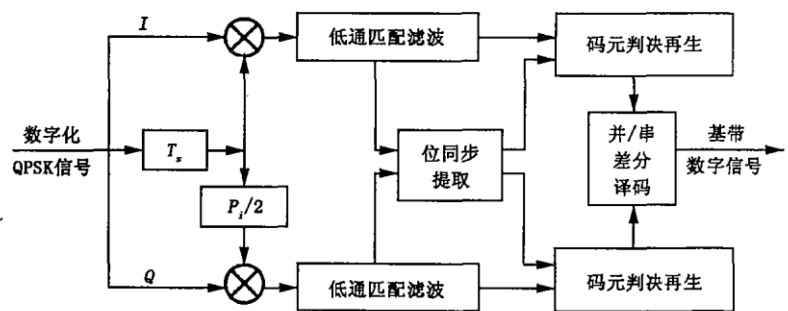


图2 QPSK 信号全数字化差分解调原理图

收稿日期:2004-05-14

基金项目:“九五”国防预研基金资助项目

作者简介:王文艺(1961-),男,山西太原人,讲师,主要从事地空通信研究。

图中 $x(n)$ 为多路输入信号序列, $e^{-j\omega n}$ 为移频因子, $h(n)$ 为数字低通网络的单位脉冲响应, $y_i(n)$ 为第 i 路输出信号, T_s 为一个码元宽度的时延。设第 k 路 QPSK 信号为

$$x_k(n) = I_k(n) \cos(\omega_k n + \phi_k) - Q_k(n) \sin(\omega_k n + \phi_k) \quad k = 1, 2, \dots, N \quad (1)$$

$$\text{则合路 QPSK 信号为: } x(n) = \sum_{k=1}^N x_k(n) \quad (2)$$

$$\text{分路后各路信号为: } y_i(n) = x(n) e^{-j\omega_i n} * h(n) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} h(Mn - m) x(m) e^{-j\omega_i n} \quad (3)$$

上面表达式中 $I_k(n)$ 、 $Q_k(n)$ 、 ω_k 和 ϕ_k 分别为第 k 路 QPSK 信号同相及正交支路数据信息、载波频率和初相, N 为处理路数, M 为多样率信号处理时的抽取因子;将式(2)代入式(3)得:

$$y_i(n) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \{h(nM - m) \times \sum_{k=1}^N x_k(m) e^{-j\omega_i m}\} \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (4)$$

将式(4)分解为实部和虚部 2 部分(即分路器每路输出 2 个值):

$$\text{Re}(n) = \text{Re}[y_i(n)] = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \{h(Mn - m) \sum_{k=1}^N x_k(m) \cos(\omega_i m)\} \quad (5)$$

$$\text{Im}(n) = \text{Im}[y_i(n)] = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \{h(Mn - m) \sum_{k=1}^N x_k(m) \sin(\omega_i m)\} \quad (6)$$

将(5)式中的第二个求和表达式展开:

$$\begin{aligned} x_k(m) \cos(\omega_i m) &= I_k(m) \cos(\omega_k m + \phi_k) \cos(\omega_i m) - Q_k(m) \sin(\omega_k m + \phi_k) \cos(\omega_i m) = \\ &= \frac{1}{2} I_k(m) \{ \cos[(\omega_k + \omega_i)m + \phi_k] + \cos[(\omega_k - \omega_i)m + \phi_k] \} - \\ &= \frac{1}{2} Q_k(m) \{ \sin[(\omega_k + \omega_i)m + \phi_k] + \sin[(\omega_k - \omega_i)m + \phi_k] \} \end{aligned}$$

如果 $h(n)$ 为实低通滤波器, $x(n)$ 为偶型堆接, 则有当 $\omega_i \approx \omega_k$ 时, 式(5)简化如下:

$$\text{Re}(n) = \frac{1}{2} [I_i(n) \cos(\Delta\omega_i n + \phi_i) - Q_i(n) \sin(\Delta\omega_i n + \phi_i)] \quad (7)$$

$$\text{同理可得: } \text{Im}(n) = \frac{1}{2} [I_i(n) \sin(\Delta\omega_i n + \phi_i) - Q_i(n) \cos(\Delta\omega_i n + \phi_i)] \quad (8)$$

式中 $\Delta\omega_i = \omega_k - \omega_i$; 当 $\Delta\omega_i$ 为零或者很小时, 在一定的信噪比下可由式(7)、(8)将 ϕ_i 估计出来, 也可以用差分解调方式消去 ϕ_i , 因而都能实现正确解调; 但是当 $\Delta\omega_i$ 较大时, 这 2 种解调方法都不能直接使用, 因此在解调前必须对 $\Delta\omega_i$ 进行校正, 以使其减小到满足算法的合理范围。

2 大频差估计及校正

设 $\varphi(n) = \Delta\omega_i n + \phi_i$, 省略常系数, 则式(7)、(8)可简写如下:

$$\text{Re}(n) = I_i(n) \cos\varphi(n) - Q_i(n) \sin\varphi(n) \quad (9)$$

$$\text{Ie}(n) = I_i(n) \sin\varphi(n) - Q_i(n) \cos\varphi(n) \quad (10)$$

因为 $I_i^2(n) = Q_i^2(n)$, $\text{Re}(n)$ 和 $\text{Ie}(m)$ 是已知序列, 则将式(9)、(10)通过平方和相乘运算得到:

$$\text{tg}2\varphi(n) = \frac{\text{Im}^2(n) - \text{Re}^2(n)}{2\text{Re}(n)\text{Im}(n)} = G(n) \quad (11)$$

$$\text{将 } \varphi(n) = \Delta\omega_i n + \phi_i \text{ 代入式(11)得: } \text{tg}(2\Delta\omega_i n + 2\phi_i) = G(n) \quad (12)$$

从式(12)可以看出, 要想直接估计 $\Delta\omega_i$ 存在 2 个困难, 一是求 $\text{arctg} \alpha$ 时要给定区间, 也就是在式(12)中对 $\Delta\omega_i$ 的取值范围要加以限制; 二是由于 ϕ_i 的存在, 必须采用辅助方法才能得到 $\Delta\omega_i$ 的估计, 但由于 ϕ_i 是一个随机变量, 这就使得算法相当复杂, 正因为如此, 现有许多文献给出的算法都对它们加以严格的限制, 这就使得算法本身的有效性和实用性受到极大的限制。但是可以从另一个角度来考察式(12), 即当 $\Delta\omega_i$ 取某个值时, $\text{tg}(2\Delta\omega_i n + 2\phi_i)$ 应是 n 的周期函数, 也就是说 $G(n)$ 是 n 的周期序列, 其周期 $N = \frac{\pi}{2\Delta\omega_i}$, 反过来说

如果能确定序列 $G(n)$ 的周期, 则可求得 $\Delta\omega_i = \frac{\pi}{2N}$, 这样一来, 就将对频差的直接估计转为对一个已知序列

$G(n)$ 的周期估计。周期短,频差就小,反之频差就大。 $G(n)$ 的周期可通过统计样本取值得到。需要说明的是,由于实际中 n 取整数值,所以估计出来的周期值可能有一个样点的偏差,即实际值可能是 $N-1$ 到 $N+1$ 之间,因而估计出来的 Δw_i 也可能存在一定的偏差,当 Δw_i 较大,即 N 较小时,这种偏差对系统的影响较大,这个问题可以用 2 种方法解决,一是用同一算法进行二次估计,即在第一次估计和校正后,剩余频差 Δw_i 已经较小,即 N 较大,因而第二次估计时就有 $N \pm 1 \approx N$;二是通过提高采样率的方法来解决,只要保证在发生最大频差时序列 $G(n)$ 每个周期包含 5 个点以上即可以保证估计的精度。对这 2 种方法都进行了计算机仿真实验,其效果基本差不多,第一种方法计算量和复杂度稍大一些,但其可以在更大频差范围内工作,因此可以根据具体情况选用它们。

3 实验结果

根据课题给定的任务,即对每路码速率为 4.8 kbit/s、载波间隔为 9.6 kbit/s 的 32 路 FDMA/QPSK 信号进行数字化整体解调,其每路信号载波有 ± 1 kHz 范围的误差。当每路采样率为 19.2 kHz、采用差分方式解调时,根据文献[1~4]的讨论,其允许的最大频差为 ± 0.3 kHz,因此必须将实际中 ± 1 kHz 的误差压缩到 ± 0.3 kHz 范围之内,本文利用上面的算法进行了仿真和测试,包括 2 方面内容:一是给定信噪比下对频差估计的测试结果;二是根据估计的频差进行校正后 QPSK 解调的误码率;二者测试结果分别如表 1 和表 2 所示(表中频差可正可负)。

表 1 频差估计值(上行)和校正后剩余频差值(下行)

	0.3 kHz	0.4 kHz	0.5 kHz	0.6 kHz	0.7 kHz	0.8 kHz	0.9 kHz	1.0 kHz
11 dB	0.3571	0.3376	0.5482	0.6462	0.7182	0.8468	0.9367	0.9042
	0.0571	-0.0624	0.0482	0.0462	0.0182	0.0468	0.0367	-0.0958
13 dB	0.3571	0.3376	0.4112	0.6291	0.6772	0.8548	0.9367	0.9569
	0.0571	-0.0624	-0.0888	0.0291	-0.0228	0.0548	0.0367	-0.0431
15 dB	0.3364	0.3376	0.4112	0.6291	0.6884	0.8548	0.9367	0.9042
	0.0364	-0.0624	-0.0888	0.0291	-0.0116	0.0548	0.0367	-0.0958
17 dB	0.3321	0.3376	0.4112	0.6291	0.6884	0.8217	0.9367	0.9042
	0.0321	-0.0624	-0.0888	0.0291	-0.0116	0.0217	0.0367	-0.0958

表 2 频差校正后 QPSK 解调的误码率统计(校正前 $P_e=0.5$)

	0.3 kHz	0.4 kHz	0.5 kHz	0.6 kHz	0.7 kHz	0.8 kHz	0.9 kHz	1.0 kHz
11 dB	0.000 35	0.000 35	$<10^{-5}$	0.000 62	0.000 25	0.000 11	0.000 35	0.000 85
13 dB	0.000 25	0.000 11	$<10^{-5}$	0.000 25	0.000 11	$<10^{-5}$	0.000 35	0.000 85
15 dB	0.000 11	$<10^{-5}$	$<10^{-5}$	$<10^{-5}$	0.000 11	$<10^{-5}$	$<10^{-5}$	0.000 62
17 dB	$<10^{-5}$	$<10^{-5}$	$<10^{-5}$	$<10^{-5}$	$<10^{-5}$	$<10^{-5}$	$<10^{-5}$	$<10^{-5}$

仿真过程是在不同信噪比下给定 1 个频差,利用文中所讨论的算法进行估计和校正,并将结果进行统计。从表 1 可以看出,当信噪比大于 11 dB 以后,由所给算法对较大频差进行估计并校正后,其最大剩余频差仅有几十赫兹,因而可完全满足 QPSK 差分解调要求;表 2 给出了解调时的误码统计,实验时以 1×10^5 个码为单位,统计误码个数,表中 $<10^{-5}$ 表示实验时无错码出现,从表中可以看出,当信噪比大于 17 dB 时,误码性能优于 10^{-5} 。

4 结论

本文提出的大频差估计与校正算法,是多路 QPSK 信号数字化整体解调的有机组成部分,从文中可以看

出,式(10)之前的运算都属于分路部分,只有式(11)、(12)才是估计频差的运算,而校正时只是根据估计的频差对理想的载波频率进行一次加减运算,或者是对分路器输出数据进行一次旋转,所以整个算法比较简洁,运算量较小,特别适用于多载波整体解调算法,虽然频差估计值并不完全精确,但它能将频差进行有效压缩,因而较好地解决了存在较大频差时数字化解调较困难的实际问题,所以该算法具有很好的实用性;现已将该算法移植到用 TMS320C6X 实现 32 路 FDMA/QPSK 信号数字化整体解调的实际系统中,运行结果表明算法是可行的。

参考文献:

- [1] Simon M, Divsalar D. Doppler Corrected Differential Detection of MPSK[J]. IEEE Transaction on Com, 1989, 37:99 - 102.
- [2] Ascheid G, Oerder M, Stshl J, et al. A Digital Receiver Architecture for Bandwidth Efficient Transmission At Data Rates[J]. IEEE Trans. Comm, 1989, 37(8):804 - 813.
- [3] Sollenberger N R, Chuang J C. Low Overhead Symbol Timing and Carrier Recovery for TDMA Portable Radio Systems[J]. IEEE Trans. Comm, 1990, 38(10):1886 - 1892.
- [4] 樊平毅, 冯重熙. 全数字接收机中一种载波相位恢复的新方法[J]. 通信学报, 1992, 13(6):49 - 57.
- [5] 李栓江, 梁波, 李雪娇. 多户用 DS - CDMA 系统接收机载波频偏的有效估计方法[J]. 空军工程大学学报(自然科学版), 2004, 5(1):52 - 54.

(编辑:门向生)

The Rectification Algorithm of Wide Frequency Difference Based on the Estimation of Period for the Fully Digitized Demodulation of Group QPSK Signals as a Whole

WANG Wen - yi¹, GUAN Hua², HUANG Wen - zhun¹

(1. The Telecommunication Engineering Institute, Air Force Engineering University, Xi'an, Shaanxi 710077, China; 2. The Training Department of Air Force Engineering University, Xi'an, Shaanxi 710051, China)

Abstract: A method, which turns the direct estimation of wide difference in frequency into the estimation of period of a known sequence for the digitized demodulation of multi - channel signals, is presented. The wide frequency difference problems difficult to solve by available algorithm for actual demodulation can be simply estimated and rectified by the method. So, the difficult problem for the presently digitized demodulation is better solved. The method is simple in algorithm and needs less computation. And the method is especially applicable to the digitized demodulation of multi - channel signals. The simulation results suggest that the algorithm is practicable.

Key words: digitized demodulation; estimation of frequency difference; rectification; estimation of period