第6卷第2期空 军 工 程 大 学 学 报(自然科学版)Vol. 6 No. 22005年4月JOURNAL OF AIR FORCE ENGINEERING UNIVERSITY (NATURAL SCIENCE EDITION)Apr. 2005

基于自适应滤波的 TDM系统载波同步研究

钟 华, 黄国策

(空军工程大学电讯工程学院,陕西西安 710077)

摘要:从最大似然估计准则出发,并与自适应滤波器相结合,提出了一种新的载波同步算法。该

算法能够根据用户需要,可以在个牺牲动态范围、估计精度的杀件卜,降低计算复杂度。计算机仿
真 给 出 了 该 算 法 在 估 计 动 态 范 围 、 估 计 精 度 以 及 计 算 复 杂 度 方 面 的 性 能 。
关键词:载波同步;自适应滤波; LF算法;偏移估计
中图分类号: TP914.3 文献标识码: A 文章编号: 1009-3516(2005)02-0046-04
对时分多址(TDMA)通信系统而言,如何消除发送端与接收端的载波频差一直是一个重要研究内容。
在适当的假设下,载波的同步可以看作是对噪声环境下的正弦信号频率参数的估计 ^[1] 。现有的许多参数估
计算法都是基于最大似然估计(MLE)理论。Kay ^[2] 证明在加性高斯白噪声中,一个单频信号的周期图在该
单频频率处达到最大值,当信噪比足够高时,这种方法的估计可接近或达到 MCRB (Modified Cramer - rao
bound) ^[3] 。然而,在大多数情况下,即便是采用 FFT 来计算周期图,其计算量也非常大。文献[4]、[5]给出
了几种基于 MLE 理论的载波估计算法,它们在一定程度上可以看作是对 Kay 的 MLE 方程的近似解,其计算
的复杂度得到了一定的改善,但仍不能满足现代通信接收机对功耗、成本以及体积的要求。本文在文献[5]
所采用的 LR(Luise and Reggiannini)算法的基础上,先对输入信号进行自适应滤波,再对信号的频率做 LR

估计(即采用 LR + FIL 载波频率偏移估计方法),可使载波同步的工作动态范围、估计精度以及计算复杂度都得到较大改善。

1 载波频率偏移的估计

求:

由于通信信道的非理想特性,使得载波的频率发生偏移,当信噪比低到一定程度时,整个系统将无法工作。如果对载波同步模块的输入信号进行自适应滤波,消除部分噪声,就可以提高同步模块的性能,如图1 所示。

LR 模块的参数为 $M(M \to LR 算法用于修正其似然函数所 加矩形窗的宽度)^{[5]},输入序列{y_n} 滤波后的输出 <math>s_n^{(k)}, \& LR$ 估 y_n 计后,得到对频率偏移的估计 $f_a^{(k)}(k$ 表示迭代的次数),再利用 该频率偏移值 $f_a^{(k)}$ 重新修正滤波器的参数。因为 LR 算法是基 于一定假设条件下得出的。因此,对自适应滤波器也有如下要



1) 经滤波器处理后的残留噪声经 LR 算法后不会被增大;

2) 滤波器必须具有滤除部分噪声的功能;

3) 必须与 LR 算法的假设条件相吻合。

图1 LR + FIL 载波频率偏移估计原理框图

自适应滤波实质上也是一种迭代的过程,因此存在收敛的问题。当 LR 估计工作于其所需输入信噪比

收稿日期:2004-09-01 基金项目:军队科研基金资助项目 作者简介:钟 华(1981-),男,四川内江人,硕士生,主要从事卫星通信研究; 黄国策(1962-),男,陕西高陵人,教授,博士生导师,主要从事卫星通信研究.

第2期	钟	华等:基于自适应滤波的 TDMA 系统载波同步研究	4
	12		

门限值以下时,其输出就不能对滤波器的系数进行正确的调整,从而导致整个系统无法工作。系统发散的概率主要是由 LR 模块所决定的,而在第一次迭代时,自适应滤波器对输入信号进行了滤波,对 LR 模块的输入 信噪比有一定程度的改善。因此,只要适当选择 LR 模块的参数 M 以及滤波器的起始参数,系统发散的概率 也能得到很好的控制。

下面以 PSK 信号为例来说明整个系统的工作过程。假设对信号的取样不存在定时的偏移,此时,取样 信号可以表示为

 $z_n = a_n e^{i(2\pi f_0 nT + \theta_n)} + \omega_n$ (1) 式中: a_n 为所带的信息; T 为符号间隔; $f_d(f_d \ll 1/T)$ 为载波频率与本地振荡器之间频率偏移; θ_n 为取 样信号相位,在[0,2 π] 上服从均匀分布; ω_n 为零均值高斯白噪声,其方差 $\sigma_{\omega}^2 = (2\varepsilon_s/N_0)^{-1}(\varepsilon_s$ 为每个符号 的能量),其实部 ω_{nl} 和虚部 ω_{nQ} 相互独立,并且具有相同的分布函数。当以 TDMA 方式进行传输时,每个时 隙的前置码包含有 N 个确知的符号,即整个载波同步工作于数据辅助模式(DA)下。因此,只要利用前置码 已知信息的共扼值 $|a_n^*|$ 与接收信号 $|z_n|$ 相乘,就可以得出包含载波的偏移量 f_d 的信息序列 $|y_n|$ 为

$$y_n = a_n^* z_n = e^{j(2\pi f_d nT + \theta)} + a_n^* \omega_n$$
(2)

根据式(2),再采用 LR 算法,就能得出载波的偏移量 f_d 。其中 $\{a_n^* \omega_n\}$ 是与 $\{\omega_n\}$ 具有相似统计特性的噪声序列。

考虑到整个系统计算的复杂度,在此选用一种单极型的 IIR 滤波器来实现滤波,该滤波器的冲激响应为

$$\hat{H}_{j+1}(z) = \frac{1}{1 - \rho_p e^{j2\pi \hat{f}_{d}^{(k)} T Z^{-1}}}$$
(3)

其极点与第 k 次迭代对频率偏移的估计 $f_{a}^{(k)}$ 有关,输入信号序列 $\{y_n\}$ 经过该滤波器处理以后,就能达到降低噪声的目的。图 1 中的判决模块,确立了一种判决准则,用于终止对载波频率偏移的估计。常用的判决准则有以下两种:①限定迭代次数 K,即事先设定好迭代次数 K,当进行完 K 次迭代后,自动退出循环;②当前后两次估计值的差别小于某一值时,退出循环。

2 载波频率偏移估计的性能

2.1 计算复杂度

如图 1 所示,整个载波频率偏移估计系统包含了 3 个模块:滤波、LR 估计以及判决。假设采用第一种判 决准则,即限定迭代次数 K。由文献[5]知,每进行一次 LR 估计,需要(2NM + 4N)次乘法运算和[2N(M -1)+2N-2]次加法运算,其中 N 表示序列 {y_n} 中所包含的元素的个数,同时,选取 LR 估计的 M 参数为 1 (因为 M 越大,计算量将会大大加大,但系统其它性能的改善情况却很小);而每进行一次滤波,需要 8(N -1)次加/乘运算;同时,每次判决还需要 1 次加法运算。当迭代次数为 K 时,由以上分析可知,要进行 K 次 LR 估计、(K-1)次滤波(当第一次迭代时,滤波器的初始冲激响应可以设为 1)和 K 次判决。因此,整个载 波频率偏移估计需要的硬件触发次数为

$$F = K(16N - 9) + 8N - 2 \tag{4}$$

由文献[5]知,基于 FFT 变换的 LR 估计所需的硬件触发次数为

 $F_{\rm LR} = 10N - 2 + 10(N + M)\log_2(N + M)$ (5)

由式(5)可知,LR 估计的计算复杂度与参数 M 直接相关,M 同时对估计的精度以及动态范围都会产生影响。 其估计精度与 M 成正比,当 M = N/2 时,估计精度达到最佳;当信噪比较高时,其估计的动态范围为

$$\Delta f_{\rm d}T = \pm \frac{1}{M+1} \tag{6}$$

由式(6)知,估计的动态范围与 M 成反比。在实际应用中,参数 M 需要综合考虑估计的动态范围以及估计 精度,通常是两者之间的折中。

2.2 仿真结果

仿真计算时,信噪比 $E_s/N_o = 2 \text{ dB}$;频率偏移 $f_d T = 0.002$ 。当 N 以及 LR 估计的参数 M 不同时,对载波 频率偏移的估计的误差也不同,表 1、表 2 给出了采用 LR 算法以及 LR 与滤波器混合的方法(LR + FIL)在不同的参数 N 以及 M 的条件下的误差特性。对于 LR + FIL 方式,其判决准则为式(4)。因此,其迭代次数就

48	空军工程大学学报(自然科学版)						2005 年	
没有限制。位 表1 LI	占真表明:当∧ R与LR+FIL d	/=200 时,迭	代的平均次数) (N=200)	内 8.6; 而当 N = 表 1 LF	= 300 时,迭代 {与 LR + FIL 估	的平均次数	为 8.4。 (<i>N</i> = 300)	
	Mse	Var	Bias		Mse	Var	Bias	
LR	1 702 2 10 -5	1 (00 (5 - 001 0 10-9	LR	A 105 C 10-5	A AAF F 10-1	a (a) a a a a b	
(M = 1)	1.702 3 × 10	1.689 6e × 10	5.901 2e x 10	(M = 1)	2.425 6 × 10	2.305 5 × 10 ⁻³	$2.681 \ 2 \times 10^{-10}$	
LR	2 (02 6 10 - 9	2 (00 2 10 -9	0 0 10-9 - 00- 0 10-12	LR	1.1084×10^{-8}	$1.038 9 \times 10^{-8}$	4. 192 9 × 10 ^{- 13}	
(M = 150)	3.692 5 × 10	3.699 2 × 10 5.285 2 × 10	5.285 2 × 10	(M = 100)				
LRIF	2 710 0 10-9	2 712 6 10-9	C AKC E 10-13	LRIF	$1.062 \ 2 \times 10^{-8}$	$1.050 \ 1 \times 10^{-8}$	7.795 6 $\times 10^{-13}$	
(M = 1)	3.7189×10	3.712 3 X 10	0.240 5 × 10	(M = 1)				

由表1、表2可以看出当采用LR+FIL方式并且其参数为1时,其误差特性都接近于采用LR算法并且 其参数 M = N/2 的误差特性。

图 2 给出了当 N = 100 时, LR 算法以及 LR + FIL 估计的方差与修正矩形窗宽度之间的关系。图 3 给出 了 LR 算法以及 LR + FIL 估计的计算复杂度与修正矩形窗宽度之间的关系。



修正矩形窗宽度 修正矩形窗宽度

图 2 LR、LR + FIL 估计的误差特性与 M 的关系 图3 LR、LR+FIL估计的计算复杂度与M的关系

由图3可知当M的值在5~10之间时,LR+FIL算法所需要的硬件触发次数最小,也就是说,当M为5 ~10 时,载波偏移估计就能达到收敛,而同时计算复杂度也相对较低。在此取 M = 8,由图 2 知, LR + FIL 只 需 4 次迭代其频率估计方差就能接近 10^{-7} ; 而对于 LR 估计, 只有当 M = 50 时, 其频率估计方差才能接近 10^{-7} , 而此时, 两种方式的计算复杂度却相当。但是, 当 LR + FIL 的迭代次数减少时, 例如, 当 M = 8, 而 K = 2 或K=3时,其频率估计方差与K=4时非常接近,但此时LR+FIL的计算复杂度却大大降低了。同时,由式 (7)可知,LR 估计的动态范围与参数 M 成反比。因此,通过适当选取 LR + FIL 的参数 M 以及 K,就可以在 计算复杂度、估计动态范围以及估计精度这几方面找到一中很好的折中方式。因此,可以根据用户的需要, 来改进这几项指标。例如:由以上分析可知,当两者的计算复杂度以及估计误差相近时,LR 所需要的 M =50, 而 LR + FIL 则只要求 M = 8 就能达到, 也就是说, LR + RIL 估计的动态范围大约是 LR 的 6 倍

参考文献:

- Mengali U, D'Andrea A N. Synchronization Techniques for Digital Receivers [M]. New York: Plenum, 1997. 1
- Kay S, Modern. Spectral Estimation : Theory and Application [M]. NJ : Prentice Hall , 1988. 2

.

- Andrea A N D. The Modified Cramer Rao Bound and It's Application to Synchronization Problems [J]. IEEE Trans, 1994, [3]42(2/3/4) : 1391 - 1399.
- Fitz M P. Further Results in The Fast Estimation of A single Frequency [J]. IEEE Trans. 1994, 42(2/3/4): 862-864. 4
- Luise M. Carrier Frequency Recovery in All Digital Modems for Burst Mode Transmissions [J]. IEEE Trans, 1995, 43 5 (3) : 1169 - 1178.

(编辑:门向生)

钟 华等:基于自适应滤波的 TDMA 系统载波同步研究

49

The Research on TDMA System Carrier Synchronization Based on

Progressive Refinement

ZHONG Hua, HUANG Guo- ce

(The Telecommunication Engineering Institute, Air Force Engineering University, Xihn, Shaanxi 710077, China)

Abstract: A progressive refinement approach to maximum - likeli.hood estimation is proposed as a means of carrier

synchronization. According to user's need, this algorithm can reduce the complexity of calculation without sacrifi-

cing the dynamic scope and the estimating precision. The performance of this algorithm in estimating dynamic scope

precision as well as calculation complexity is given out in computer simulation.

Key Words : carrier synchronization ; progressive refinement ; LR algorithm ; bias estimation (上接第45页)

结束语 4

本文采用高温加速贮存试验,获得了72℃、82℃、95℃及105℃4个温度点下某导弹战斗部中使用的一 种以 RDX 为主体的混合炸药装药的多个试样的贮存寿命。通过对试验数据的统计分析,得出了该炸药装药 的贮存寿命服从对数正态分布的分布规律,确定了贮存温度25℃下的寿命分布密度函数。在此基础上,建 立了贮存寿命评估模型,采用该模型对该炸药装药在温度为25℃下的平均贮存寿命与不同置信度下的贮存 寿命置信下限进行了预测。本文的研究成果对该炸药装药的后续贮存方案的制定具有重要的指导意义和参 考价值。

参考文献:

- 茆诗松,王玲玲. 加速寿命试验[M]. 北京:科学出版社,2000. 11
- MIL STD 1751. Safety and Performance Tests for Qualification of Explosives [S]. 2
- 胡荣祖,史启祯. 热分析动力学[M]. 北京:科学出版社,2001. 3
- 汪荣鑫. 数理统计[M]. 西安:西安交通大学出版社,1986. 4

(编辑:田新华)

Research on Storage Reliability of Missile Warhead Explosive Charge

YU Wen - Ii, DONG San - qiang, ZHU Man - Iin, WANG Shao - Iong

Secondary Artillery Engineering College, Xi'an, Shaanxi 710025, China)

Abstract: In this paper, the accelerated aging tests at several higher temperatures are carried out for a kind of RDX

compound explosive charge used in a certain missile warhead. By statistical analysis of the test data, the shelf life

distribution rule is studied, an estimate model for the shelf life is established, and the average value and the lo,,

confidence limits of the shelf life at storage temperature is predicted. Based on these the following conclusions are

drawn : the shelf life of the warhead charge obeys lognormal distribution. At temperature 250C, its mean shelf life is

67.2 years, and the low confidence limit is 29.58, 23.06, 15.75 and 7.14 years at the confidence level 0.8, o.

85,0.9 and 0.95, respectively. The achievements obtained in this paper are of important value.

Key words:explosive charge; accelerated aging test; shelf life; low confidence limit