

文章编号: 1001 - 893X(2011)03 - 0047 - 05

一种适合国标 DTMB 系统的载波恢复新方法*

宋红梅

(南京工程学院 通信工程学院, 南京 211167)

摘要:针对数字电视地面多媒体广播(DTMB)接收机中多数传统载波恢复算法估计范围较小,且没有考虑定时误差的影响,提出了一种粗偏调整结合扫频的低复杂度载波恢复算法。该算法兼容不同的发送制式以降低接收端的实现复杂度。为了保证估计性能,算法先利用 PN 的时域特性进行粗频偏调整,然后用变步长扫频估计剩余大频偏。理论分析和计算机仿真表明:所提算法抗噪声、多径的能力较强,且对定时估计误差不敏感。

关键词:DTMB;载波恢复;扫频

中图分类号:TN934.3 **文献标识码:**A **doi:**10.3969/j.issn.1001-893x.2011.03.011

A New Multi-mode Carrier Recovery Scheme for DTMB Receivers

SONG Hong-mei

(School of Communication Engineering, Nanjing Institute of Technology, Nanjing 211167, China)

Abstract: For DTMB(Digital Television Terrestrial Multimedia Broadcasting) receivers, conventional carrier recovery algorithms may have limited estimation ability and have not taken into account the impact of timing error. A low-complexity algorithm combining coarse frequency offset adjusting and sweeping frequency is proposed, which is compatible with different transmission modes to reduce the complexity. To improve the performance, coarse frequency offset adjusting based on the time-domain property of PN is adopted before a variable-step sweeping frequency is used to estimate the residual frequency offset. Both theoretical analysis and computer simulation results show that the proposed algorithm is robust to noise, multipath and timing error.

Key words: digital television terrestrial multimedia broadcasting(DTMB); carrier recovery; sweeping frequency

1 引言

在数字通信系统中,发射机与接收机之间的频率偏差会使接收信号产生缓慢的频率漂移。特别是对由许多正交子载波组成的 OFDM 信号来说,子信道带宽远小于整个带宽,频偏引起载波间干扰(ICI),破坏 OFDM 信号不同子载波间的正交性,从而一个小的频偏会导致很大的性能降低。为了正确解调信号,必须有一个很好的频率同步方案。中国数字电视地面传输标准(以下简称 DTMB)^[1]采用了单、多载波两种调制方式,并且为了保证不同环境下

的灵活性,规定了 3 种长度不同、特性不一的帧头模式。对于 DTMB 接收机载波恢复算法而言,一方面,为了降低接收端的实现复杂度,算法应兼容不同的发送制式;另一方面,为了保证性能,算法应充分利用不同制式的特点。这方面的研究已广泛展开,如文献[2]中提出利用本地 PN 与接收数据相关进行载波恢复的算法(Corr-AFC),以及文献[3]中提出的本地二次相关算法。文献[2-3]的载波恢复方案都适合单、多载波模式,但没有充分利用各种帧头模式的不同特点,而且,这两种算法都存在可估计频偏范围较小的缺点。文献[4]提出的扫频结合 CFE 算

* 收稿日期:2010-10-13;修回日期:2011-01-10

法虽然能够估计大范围的频偏,但其粗偏估计精度较低,导致之后的细频偏估计比较复杂。

本文给出一种适合 DTMB 标准不同帧模式的多模载波恢复算法,算法分为粗频偏调整、自控扫频和精频偏估计 3 个主要阶段,即先利用 PN 的时域特性进行粗频偏调整,然后用变步长扫频进行剩余大频偏的估计,定时同步之后再利用 PN 进行细偏估计。

2 国标 DTMB 简介

国标 DTMB 数据传输的最基本单位为信号帧,225 个信号帧定义为一个帧群,480 个帧群定义为一个超帧。信号帧的同步头采用了伪随机序列填充,起到保护间隔的作用,同时可以用作已知训练序列用以同步、信道估计等。DTMB 规定了 3 种不同的帧模式,分别为 PN420、PN595 和 PN945。如图 1 所示,PN420 ($N_g = 420$) 由一个前同步 ($N_1 = 82$)、一个 PN255 序列 ($N_p = 255$) 和一个后同步 ($N_2 = 83$) 构成,前同步和后同步定义为 PN255 序列的循环扩展,帧体由固定的长度为 $N_b = 3780$ 的数据和系统信息组成。PN945 的结构与 PN420 类似,但 $N_g = 945$, $N_1 = 182$, $N_p = 511$, $N_2 = 183$ 。PN595 帧头数据中没有前后同步序列,只是由长度为 1 023 的 m 序列的前 595 个码片得到。

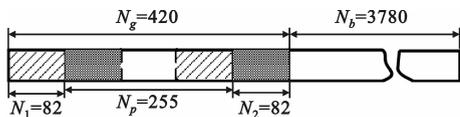


图 1 DTMB 帧结构 (PN420)
Fig. 1 Frame structure of DTMB (PN420)

PN595 模式下,每个超帧中各信号帧的帧头采用相同的 PN 序列, $N_g = 595$ 。而对 PN420 和 PN945 模式而言,每个信号帧的帧头采用不同相位的 PN420 信号作为信号帧识别符,对应于每个超帧中的 225 个信号帧。在载波恢复前需要进行帧头相位捕获,由于该模块对载波恢复方案没有影响,为简化分析,本文假定系统工作在 PN420 和 PN945 模式时帧头相位已经同步。

3 载波恢复方法

3.1 传统的载波恢复方法

一种传统的载波恢复算法如图 2 所示。由于开始可能存在较大的频率偏差,根据接收机对纠频偏

范围的要求,先在 $[-300 \text{ kHz}, 300 \text{ kHz}]$ 范围内扫频,使剩余频偏 $|\epsilon| < 8 \text{ kHz}$; 利用前后帧头,经非相干 NAFC 消除其中较大频偏,此时, $|\epsilon| < 800 \text{ Hz}$; 数据经定时恢复锁定后进一步通过相关 CAFC 消除剩余频偏,利用自适应带宽控制,最终 $|\epsilon| < 30 \text{ Hz}$ 。

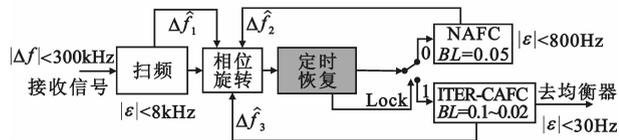


图 2 传统的载波恢复算法
Fig. 2 A conventional carrier recovery algorithm

上述算法在多数情况下工作良好,但仔细分析会发现存在如下问题:

- (1) NAFC 算法在定时恢复前完成,应对定时偏差不敏感。但由于其利用前后帧头相关,间隔 $N_g + N_b$ 较长,其抗定时误差的能力有限;
- (2) 扫频算法起始点的不同对扫频剩余频偏有很大影响,进而影响到整个同步环路的收敛速度;
- (3) 收敛速度和算法的带宽设置有很大关系,为了保证各种情况下细偏纠正后剩余频偏很小,需要较为复杂的环路带宽控制算法;
- (4) 送入均衡器的纠偏后帧数据可能存在任意剩余相偏。

3.2 新的载波恢复方法

针对上述问题,本节提出了一种大频偏快速估计方法,如图 3 所示。

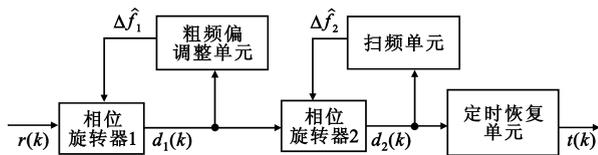


图 3 本文提出的载波恢复算法
Fig. 3 Carrier recovery algorithm proposed in this paper

方法描述如下:

第一步,利用 PN 的时域循环特性进行粗频偏调整,使得频偏位于扫频点附近。

第二步,采用自动终止的扫频进行剩余大频偏的估计,由于频偏几乎等于其中的一个扫频点,扫频精度很高,剩余频偏 $|\epsilon| < 30 \text{ Hz}$ 。特别地,针对 PN595 模式,采用变步长扫频加快收敛速度。

第三步,定时同步之后再利用 PN 的时域循环特性进行细偏估计,消除残余的小频偏,由于输入剩

余频偏已经很小,其环路带宽不必自适应变化,减少了环路控制。

第四步,考虑到细频偏纠正是基于帧的,因此送入均衡的数据可能存在任意的相偏,必须在判决前纠正。本文提出了一种基于 PN 相关的相偏估计方法,可以完全利用帧同步的相关结果进行判定,并克服相位 π 模糊问题。

均衡后的数据星座仍然存在小的相位抖动,当调制方式较高时对性能影响较大。本方案基于判决算法,利用部分可靠数据以及系统信息实现相位跟踪。为了便于说明,定义 $r(k)$ 为接收单倍采样信号,该信号含有频偏、定时误差、多径干扰等信息。

$$r(k) = s(k) e^{j[2\pi\Delta f T_s k / (1 + e_{\text{ppm}}) + \theta]} + n(k) \quad (1)$$

式中, Δf 为载波频偏,单位为 Hz; e_{ppm} 是定时偏差; θ 为相位偏差; T_s 为采样速率; $s(k)$ 表示发送信号采样序列。

定义 $p(k)$ 为发送的已知 PN 序列采样; m 表示本地 PN 与接收 PN 之间由于初始相位不同而引起的循环间隔,如果相位固定,则 $m = 0$ 。

3.2.1 粗频偏调整

对 PN595,利用前后相邻两帧的帧头相关来估计调整粗偏,即:

$$\Gamma_1(k) = \frac{\sum_{n=0}^{N_g-1} (r(k+n))^* \cdot r(k+n+N_g+N_b)}{\sum_{n=0}^{N_g-1} |(r(k+n))^* \cdot r(k+n+N_g+N_b)|} = C_1 \sum_{n=0}^{N_g-1} [e^{j2\pi(N_g+N_b)\Delta f T_s / (1+e_{\text{ppm}})} + \kappa_n] \Big|_{k=k'} \quad (2)$$

式中, $C_1 = \frac{|p(n)|^2}{\sum_{n=0}^{N_g-1} |p(n)|^2} = 1/N_g$ 为一常数项, $k =$

k' 表示相关值最大的帧头起始位置, κ_n 为噪声项。粗偏估计为

$$\Delta \hat{f}_1 = \frac{1 + e_{\text{ppm}}}{2\pi T_s (N_g + N_b)} \arg(\Gamma_1(k')) \quad (3)$$

式中, $\arg(\cdot)$ 表示取相角运算。可见, $e_{\text{ppm}} = 0$ 时,估计粗偏调整量最大为 $|\Delta f_1|_{\text{max}} = 1/T_s (N_g + N_b) = 1.728 \text{ kHz}$

对于 PN420 和 PN945,帧头的后半部分为前半部分的搬移,可利用其部分相关计算频偏调整量:

$$\Gamma_1(k) = \frac{\sum_{n=0}^{N_1+N_2-1} (r(k+n))^* \cdot r(k+n+N_p)}{\sum_{n=0}^{N_1+N_2-1} |(r(k+n))^* \cdot r(k+n+N_p)|} =$$

$$C_2 \sum_{n=0}^{N_1+N_2-1} [e^{j2\pi N_p \Delta f T_s / (1+e_{\text{ppm}})} + \kappa_n] \Big|_{k=k'} \quad (4)$$

式中, $C_2 = \frac{|p(n)|^2}{\sum_{n=0}^{N_1+N_2-1} |p(n)|^2} = 1/N_1 + N_2$ 。

则估计的调整粗偏为

$$\Delta \hat{f}_1 = \frac{1 + e_{\text{ppm}}}{2\pi N_p T_s} \arg(\Gamma_1(k')) \quad (5)$$

同理,无定时误差时的估计粗偏调整量最大为 $|\Delta f_1|_{\text{max}} = 1/T_s N_p$ 。即 PN420 模式下, $|\Delta f_1|_{\text{max}} = 29.647 \text{ kHz}$, PN945 模式下 $|\Delta f_1|_{\text{max}} = 14.794 \text{ kHz}$ 。

当频偏 $|\Delta f| \leq |\Delta f_1|_{\text{max}}$ 时,根据式(3)或式(5)可准确估计;当频偏 $|\Delta f| > |\Delta f_1|_{\text{max}}$,接收数据在经过粗偏调整后,剩余频偏应为 $k\Delta f_{1\text{max}}$, k 为某一整数。注意到式(3)和式(5)含有定时偏 ϵ ,会对粗偏精度造成一定的影响。当定时偏差为 1.5×10^{-4} 时,PN595 模式下的最大误差仅为 $864 \times 1.5/10\ 000 \approx 0.13 \text{ Hz}$, PN420 和 PN945 模式下的最大误差分别为 4.45 Hz 和 2.22 Hz 。因此,定时误差对粗偏调整算法的影响可以完全忽略。

3.2.2 自动控制扫频

粗频偏调整完成后,剩余频偏 $\Delta f' = \Delta f - \Delta \hat{f}_1 = l\Delta f_{\text{max}}$ 。以 0 为初值, $|\Delta f_1|_{\text{max}}$ 为间隔,按一定的顺序进行扫频,在每一个频点 $k\Delta f_{1\text{max}}$ 计算本地 PN 序列和接收 PN 序列的相关值,即:

$$\Gamma_2(k) = \frac{\left| \sum_{n=0}^{N_p-1} p(n) e^{j2\pi k \Delta f_{\text{max}} n T_s} \cdot r^*(n) \right|}{\sum_{n=0}^{N_p-1} |p(n)|^2} = C_3 \left| \sum_{n=0}^{N_p-1} e^{j2\pi n T_s \left(k \Delta f_{\text{max}} - \frac{\Delta f'}{1+e_{\text{ppm}}} \right)} + \kappa_{n2} \right| = C_3 \left| \frac{\sin(\pi N_p T_s \lambda_{k, e_{\text{ppm}}})}{\sin(\pi T_s \lambda_{k, e_{\text{ppm}}})} + \kappa_{n2} \right| \quad (6)$$

式中,

$$\lambda_{k, e_{\text{ppm}}} = k \Delta f_{\text{max}} - \frac{\Delta f'}{1 + e_{\text{ppm}}},$$

$$\kappa_{n2} = \sum_{n=0}^{N_p-1} \frac{w^*(n)}{p^*(n)} e^{j2\pi k \Delta f_{\text{max}} n T_s},$$

$$C_3 = \frac{|p(n)|^2}{\sum_{n=0}^{N_p-1} |p(n)|^2} = \frac{1}{N_p}。$$

于是,扫频频率可以表示为

$$\Delta \hat{f}_2 = \max_k (\Gamma_2(k)) \cdot \Delta f_{\text{max}} \quad (7)$$

且 $\Delta f' = \Delta f - \Delta \hat{f}_1 = l \Delta f_{\max}$ 为经粗频偏调整后接收信号的剩余频偏。对应频偏范围 $[-300 \text{ kHz}, +300 \text{ kHz}]$, 模式 PN420、PN595、PN945 下 k 分别取 $K = [-11, 11]$ 、 $[-174, 174]$ 、 $[-21, 21]$ 。

特别地, 对于 PN595 模式, 适合采用变步长扫频: 首先采用 $10|\Delta f_{\max}|$ 即 17.28 kHz 的步长进行扫频, 当 $|\Delta f' - \Delta f| < 10|\Delta f_{\max}|$ 时, $\Gamma_2(k)$ 得到最大值; 然后继续在 $[\Delta f' - 10|\Delta f_{\max}|, \Delta f' + 10|\Delta f_{\max}|]$ 以 $|\Delta f_{\max}|$ 为步长搜索 21 次。

3.2.3 细频偏调整

接收数据经粗频偏调整以及扫频后, 需要进行定时恢复消除定时误差。定时恢复完成后通过细载波恢复进一步降低剩余频偏。细载波恢复采用本地 PN 与接收序列直接相关后经低通滤波提取残余频偏的方法, 原理同文献[5], 本节不作详述。需要指出的是, 由于此时输入数据的频偏已经很小, 对模式 PN420 和 PN945 而言, 该模块可以省略; 对 PN595 而言, 除了较小的噪声等引起的残余偏差外, 还可能存在 $d\Delta f_{l_{\max}}$ 的扫频偏差 (d 一般为 $+1/-1$), 需要进行细载波恢复进一步消除残余频偏。对 PN595, 算法的环路带宽初值也可以设置得较小, 省去了自适应环路带宽控制部分。

4 计算机仿真

本节通过仿真说明本文提出的粗偏调整结合扫频的算法性能。仿真结果如图 4 和图 5 所示。

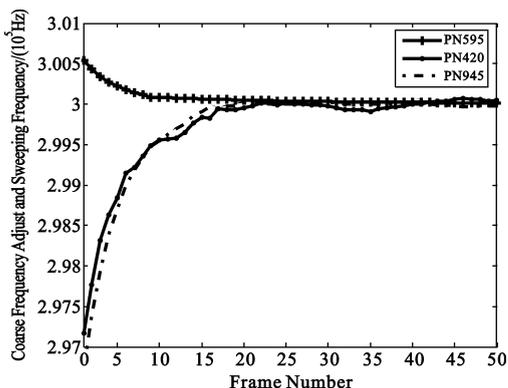
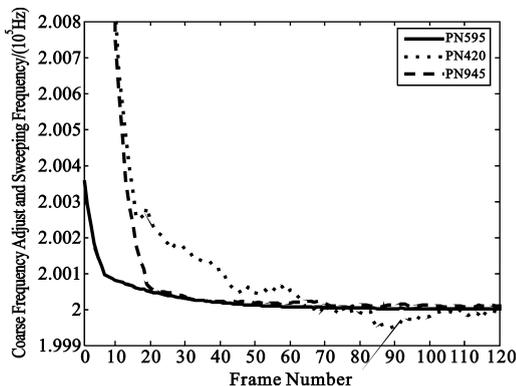


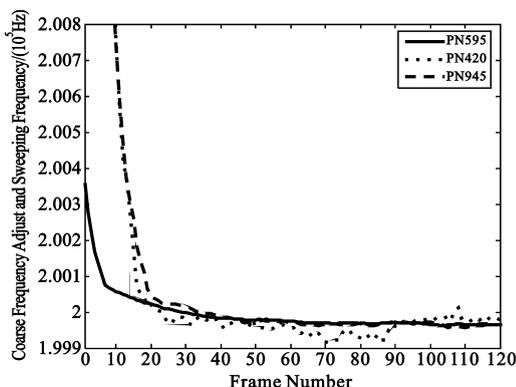
图 4 AWGN 信道下算法的跟踪曲线 (SNR = 0 dB)
Fig. 4 Frequency tracking curves under AWGN channel (SNR = 0 dB)

图 4 说明算法在极低信噪比 (0 dB) 下仍然正常工作, 说明了算法具有好的抗噪声能力。比较图 5 (a) 和 (b) 可见, 当定时偏差存在时, 环路的收敛速度没有发生变化, 只是收敛存在一定误差, 但该误差非

常小。Brazil C 信道且 5 kHz 定时偏差时, 图 5 (b) 表明 3 种 PN 序列时的误差都小于 40 Hz, 如此小的剩余频偏很容易通过定时后的精频偏估计模块纠正。由于剩余频偏小, 因此精频偏估计模块的环路带宽可以设置较小, 从而可以提高整个环路的估计精度。



(a) SNR = 5 dB, 200 kHz, 无定时偏差



(b) SNR = 5 dB, 200 kHz, 5 kHz 定时偏差 (约 1.65×10^{-4})

图 5 Brazil C 信道下算法的跟踪曲线
Fig. 5 Frequency tracking curves under Brazil C channel

5 结论

本文提出的新的载波恢复实现结构, 结合了预频偏纠正和扫频, 其复杂度较低。分析结果表明: 在恶劣 Brazil 系列多径模型以及信噪比为 0 dB 的信道环境下, 算法的估计误差仍小于 40 Hz。同时, 算法抗定时偏差能力强, 定时偏差高至 1.5×10^{-4} 时仍可以正常工作, 表明所提出算法非常适合 DTMB 系统中的应用。

参考文献:

[1] GB - 20600 - 2006, 数字电视地面广播传输系统帧结构、信道编码和调制[S].
GB - 20600 - 2006, Framing Structure, Channel Coding and

Modulation for Digital Television Terrestrial Broadcasting System[S].(in Chinese)

- [2] ZHANG W, GUAN Y, LIANG W, et al. An introduction of the Chinese DTTB standard and analysis of the PN595 working modes[J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 2007, 53(1): 8 - 13.
- [3] ZHENG Z W, YANG Z X, PAN C Y, et al. Novel Synchronization for TDS - OFDM Based Digital Television Terrestrial Broadcast Systems [J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 2004, 50(2): 148 - 153.
- [4] ZHENG Z W. Robust timing recovery for TDS - OFDM - based digital television terrestrial broadcast systems [J]. IEEE Transactions on Consumer Electronics, 2006, 52(3): 750 - 756.
- [5] Tufvesson F, Edfors O, Faulkner M. Time and frequency synchronization for OFDM using PN - sequence preambles[C]//

Proceedings of the 50th IEEE Vehicular Technology Conference. Amsterdam, Netherlands: IEEE, 1999: 2203 - 2207.

作者简介:

宋红梅(1968 -),女,湖北钟祥人,1989 年于华东师范大学获学士学位,2003 年于东南大学获硕士学位,现为讲师,主要研究方向为电子信息与通信信号处理、Ad Hoc 网络、认知无线电。

SONG Hong-mei was born in Zhongxiang, Hubei Province, in 1968. She received the B. S. degree in East China Normal University and the M. S. degree in Southeast University in 1989 and 2003, respectively. She is now a lecturer. Her research interests include electronic information and communication signal processing, Ad Hoc network, cognitive radio.

Email: songhm68@njit.edu.cn

诚聘审稿专家启事

为了进一步加大审稿力度,充实审稿专家数据库,提高办刊质量,本刊常年面向社会诚聘电子信息领域的专家、学者担任本刊的审稿专家。审稿专家将享有如下权利:

- (1)向本刊投稿通过评审后优先安排发表,并免收审稿费和版面费;
- (2)向本刊推荐稿件通过评审后优先安排发表,并酌情减免版面费;
- (3)获得每期免费赠阅的《电讯技术》及本刊编辑部编辑出版的《电讯技术动态》(月刊,内部交流,全彩色铜版纸印刷);
- (4)获得按最高标准支付的审稿费;
- (5)参加本刊举办的学术活动。

如果您有意应邀加入到本刊的审稿专家行列,请填写附表(可向编辑部索要电子版或在本刊网站 www.teleonline.cn 下载)后通过电子邮件发送到本刊编辑部邮箱,或直接注册为本刊审稿专家。我们承诺为您的个人信息保密,对于您的支持表示衷心感谢。

电 话:028 - 87555632 传 真:028 - 87538378 Email:dianxunjishu@china.com,dxjs@swiet.com.cn

《电讯技术》审稿专家登记表

	姓 名	单 位			
基本 信 息	职 务	联 系 方 式	通讯地址	邮 编	
	职 称		电 话		
	学 历 学 位		传 真		
	从 事 专 业		Email		
QQ 号					
个人简介					