地面数字电视系统中载波同步方法

张 超 张晓林 张 帅

(北京航空航天大学 电子信息工程学院, 北京 100191)

摘 要: 根据数字电视地面广播传输系统国家标准的技术特点和帧结构,提出了一种基于 PN (Pseudo Noise)帧同步头的载波同步算法. 首先在帧头捕获之后,接收端本地产生和接收帧头相一致的 PN 序列,根据帧头中的前后两个子序列的相关结果进行频率估计并矫正频率偏差,再根据 PN 相关峰进行相位纠正. 该载波同步方案适用于地面数字电视系统中的 3 种不同的帧头模式,并且适用于单载波和多载波两种模式的帧结构. 进行了理论分析和计算,给出仿真结果和分析. 该同步方案具有同步速度快、抗噪声性能好、适合硬件实现等特点,并已应用于数字电视接收机硬件系统中.

关 键 词: 数字电视; 正交频分复用; 同步; 伪随机序列

中图分类号: TN 914.3

文献标识码: A **文 章 编 号**: 1001-5965(2008)09-1024-04

Carrier synchronization method for digital terrestrial television system

Zhang Chao Zhang Xiaolin Zhang Shuai

(School of Electronics and Information Engineering, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100191, China)

Abstract: According to the technique characteristic and frame structure of the China national standard for digital television terrestrial broadcasting system, a carrier synchronization scheme based on the pseudo noise (PN) frame header was presented. After the acquisition of PN frame header, the same PN sequence was recovered at the receiver. Based on the sub-sequence correlation result, the frequency offset was first calculated, and then the phase error was corrected according to the correlation peak. This synchronization method suits three types of PN frame header of digital television (DTV) system, and suits both single carrier and multi-carrier structure. The theory of the algorithm was given and the simulation was performed. The result shows that this method has the superiority of fast synchronization, anti-noise and simple hardware design. This synchronization scheme has been used in the DTV receiver.

Key words: digital television; orthogonal frequency division multiplexing; synchronization; pseudo random sequence

地面数字电视广播传输系统是数字电视系统的重要组成部分,地面数字电视系统和卫星数字电视系统、有线数字电视系统一起组成了全面的数字电视受众覆盖. 2006 年 8 月 18 日,具有自主知识产权的 GB20600-2006 标准《数字电视地面广播传输系统帧结构、信道编码和调制》[1] (DTMB, Digital Terrestrial Television Multimedia Broadcasting),由国家标准化管理委员会正式颁布为强制性国家标准,并于 2007 年 8 月 1 日正式强制实施.

DTMB 标准通过对系统参数的选择、优化和帧结构的独创设计,创新性地将单载波和多载波两种体制融合为一体,充分发挥了单、多载波各自的特点和优势,提供了灵活的应用选择空间.

由于 OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)中子信道的频谱相互覆盖,因

收稿日期: 2007-08-16

作者简介: 张 超(1978—),男,河北唐山人,博士生,z_c@ee.buaa.edu.cn.

此多载波体制对子载波之间的正交性提出了严格的要求,对载波同步的要求明显高于单载波系统.然而由于无线信道的时变性,在传输过程中会出现信号的频率偏移,如多普勒频移,或者由于发射机载波频率与接收机本地振荡器之间存在频率偏差,都会使得 OFDM 系统子载波之间的正交性遭到破坏,从而导致子信道间的信号相互干扰.

已有的载波恢复技术中,文献[2]利用长短前导符号进行载波恢复;文献[3]利用循环前缀进行极大似然恢复;文献[4]利用特殊的基于导频的训练序列进行载波恢复;文献[5]利用连续发送的两个周期的相同的 PN(Pseudo Noise)进行载波恢复.本文根据 DTMB 系统帧结构的特点,提出了一种基于 PN 序列的载波估计方法.该方法跟踪速度快、抗噪声性能强、适合硬件实现,并已在 DTMB 接收机硬件系统中得到了应用.

1　DTMB 系统帧结构

DTMB 系统传输信号由基本的信号帧组成,信号帧包括帧头和帧体两个部分,如图 1 所示.其中帧头部分为 PN 序列,用作保护间隔的填充,同时在接收端可用于同步恢复和信道估计.系统包括 3 种长度的 PN 帧头,即 PN420,PN595 和 PN945.帧头部分采用 I/Q 相同的 4QAM(Quadrature Amplitude Modulation,正交幅度调制)映射方式进行调制,这样更有利于接收同步.

本文将利用 PN 帧头中前后两部分子序列的相关特性进行载波恢复.

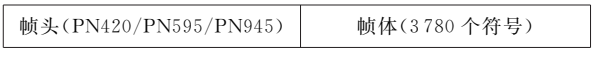


图 1　DTMB 系统帧结构示意图

2　载波同步方法

2.1　频率估计

载波同步的原理如图 2 所示.

假设收到的信号是[5]

$$r_0(t)=s_0(t)\exp[\mathrm{j}(2\pi\Delta f_c t+\theta)]+n_0(t)=s_0(t)\exp[\mathrm{j}(2\pi\varepsilon_c t/T_S+\theta)]+n_0(t) \quad (1)$$

其中,$n_0(t)$为双边功率谱密度是 $N_0/2$ 的加性高斯白噪声(AWGN, Additive White Gaussian Noise);$s_0(t)$为传输的 PN 帧头序列;θ 为载波相位;Δf_c 为待估计的载波频率偏差;$\varepsilon_c=\Delta f_c\cdot T_S$ 为归一化的载波频偏;$1/T_S$为 OFDM 子载波间隔.

在接收端对 $r_0(t)$进行采样,并假设接收序列

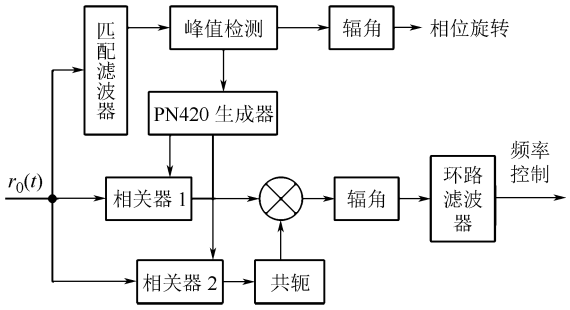


图 2　载波同步原理框图

和本地序列之间的相位偏移为 a.载波同步之前,接收端首先对接收到的 PN 帧同步信号部分进行相关运算.令

$$z[k]=c^*[k-a]r[k]=\sigma_s c^*[k-a]c[k]\exp[\mathrm{j}(2\pi\varepsilon_c k/P+\theta)]+n[k] \quad (2)$$

其中,σ_s^2 为发送信号功率;P 为帧体所包含的符号数,即 $P=3\,780$;$n[k]$为方差是 σ_n^2 的高斯白噪声;$c[k]$为本地 PN 序列,$c[k]=\pm(1+\mathrm{j})$.

当接收的 PN 帧头相位和本地 PN 序列对齐时,相关结果将超过峰值检测门限,也就得到了接收信号中 PN 帧头的起始位置信息.之后,接收端将根据帧头位置,产生与接收帧头相一致的 PN 序列.

分别计算本地 PN 序列与接收 PN 序列前 M 符号和后 M 符号的相关结果,之后将后 M 个符号的相关结果取共轭,并与前 M 个符号相关结果进行相乘,可得同步信号为

$$\gamma[a]=\left(\sum_{k=0}^{M-1}c^*[k-a]r[k]\right)^*\cdot\left(\sum_{k=0}^{M-1}c^*[k+(L+M)-a]\cdot r[k+(L+M)]\right) \quad (3)$$

其中,L 为两个子序列之间的符号间隔.

当收发序列同步之后,即 $a=0$ 时,频偏由同步信号的辐角给出:

$$\arg(\gamma[0])=\arg\left\{\sigma_s^2\left[\sum_{n=0}^{M-1}\exp^*(\mathrm{j}(2\pi\varepsilon_c n/P+\theta))\right]\cdot\left[\sum_{n=0}^{M-1}\exp(\mathrm{j}(2\pi\varepsilon_c(n+M+L)/P+\theta))\right]\right\}=2\pi\varepsilon_c(M+L)/P \quad (4)$$

其中,$\arg(\cdot)$为求辐角的函数.因此可得归一化频偏估计值为

$$\hat{\varepsilon}_c=\arg(\gamma[0])P/2\pi(M+L) \quad (5)$$

归一化频偏估计方差为[5]

$$\mathrm{var}(\hat{\varepsilon}_c)=\frac{P^2}{4\pi^2M^3}\left\{\frac{\sigma_n^2}{\sigma_s^2\,\mathrm{sinc}^2(\varepsilon_cM/P)}+\frac{1}{2M}\cdot\left[\frac{\sigma_n^2}{\sigma_s^2\,\mathrm{sinc}^2(\varepsilon_cM/P)}\right]^2\right\} \tag{6}$$

由于$|\arg(\gamma[0])|<\pi$,因此频偏估计的范围为

$$|\Delta f_c|<P/2(M+L)T_S \tag{7}$$

可证明上述载波频偏估计为无偏估计[5]. 当帧头模式为PN420,$M=210$时,频偏估计范围可达到±18 kHz.

由式(6)可以看出,估计的方差将随信噪比的提高而降低,并且由于P值固定,方差与M的长度成反比,M越大估计的方差越小,因此,由于PN序列优秀的自相关特性,当M为PN帧头长度一半时估计效果最佳,估计结果也最稳定.

2.2 相位估计

将载波频偏调整到一个很小的范围之后,相位偏差θ会造成解调之后星座图的旋转,引起很高的误码率,因此频偏估计后需进行载波相位估计.

相位偏差θ的计算通过对整个PN帧头序列的相关峰进行计算获得. 假设纠正载波频偏之后残留的频偏为$\Delta\varepsilon$,则PN的相关结果为

$$R(a)=\sigma_s\sum_{k=0}^{N-1}c^*[k-a]c[k]\cdot\exp[\mathrm{j}(2\pi\Delta\varepsilon k/P+\theta)] \tag{8}$$

其中N为PN序列的相关长度,当获得同步信息之后,$a=0$,因此可得

$$R(0)=\sigma_s\sum_{k=0}^{N-1}|c(n)|^2\exp[\mathrm{j}(2\pi\Delta\varepsilon k/P+\theta)]=|R(0)|\exp\{\mathrm{j}\arg[R(0)]\} \tag{9}$$

其中

$$|R(0)|=\sigma_s\frac{\sin(\pi\Delta\varepsilon N/P)}{\sin(\pi\Delta\varepsilon/P)} \tag{10}$$

$$\arg[R(0)]=\pi\Delta\varepsilon(N-1)/P+\theta\approx\theta \tag{11}$$

由于残留载波频偏很小,故式(11)中第一项可以忽略,因此,通过$R(0)$的辐角即可得到载波相偏的估计值$\hat{\theta}$.

2.3 理想二阶锁相环

计算所得的频率偏差信号将送入锁相环路中进行频率的跟踪,本系统中锁相环路采用理想二阶环路. 模拟理想二阶锁相环的闭环传递函数和环路滤波器的传递函数$H(s)$和$F(s)$分别为

$$\left.\begin{aligned}H(s)&=\frac{2\xi\omega_n s+\omega_n^2}{s^2+2\xi\omega_n s+\omega_n^2}\\F(s)&=\frac{1+s\tau_2}{s\tau_1}\end{aligned}\right\} \tag{12}$$

其中,ω_n是环路无阻尼振荡频率;ξ是阻尼系数. 对于理想二阶环,有如下关系:

$$\left.\begin{aligned}\omega_n&=\sqrt{K/\tau_1}\\\xi&=\tau_2\sqrt{K\tau_1}/2\end{aligned}\right\} \tag{13}$$

为了得到对应数字锁相环的参数,采用双线性变换法实现s-平面到z-平面的参数计算. 令$s=\frac{2}{T_s}\frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}$,代入$F(s)$表达式中并由式(13)的关系,整理并经过逆$z$变换可得到

$$y(n)=y(n-1)+\left(\frac{\tau_2}{\tau_1}-\frac{1}{2f_s\tau_1}\right)[x(n)-x(n-1)]+\frac{1}{f_s\tau_1}x(n)=y(n-1)+G_1[x(n)-x(n-1)]+G_2x(n) \tag{14}$$

$$\left.\begin{aligned}G_1&=\frac{2\xi\omega_n}{K}-\frac{\omega_n^2}{2f_sK}\\G_2&=\frac{\omega_n^2}{f_sK}\end{aligned}\right\} \tag{15}$$

式中,$K=K_0K_d$为环路增益;K_d为鉴频器增益;K_0为数控振荡器增益;$f_s=1/T_s$为采样频率.

3 结果分析

本节将根据第2节所提出的载波恢复方案在AWGN信道和广电“8”多径信道下进行仿真,并给出实验结果. DTMB系统主要参数如表1所示. 广电“8”多径信道为6径静态多径信道,具有延时30 μs的0 dB强多径,主要用于模拟大范围单频网的情况,模型参数如表2所示.

表1 系统仿真主要参数

参数项	数值
符号率/(MS·s^{-1})	7.56
采样率/MHz	30.4
帧头长度	420个符号
帧体长度	3 780个符号
M长度	210个符号
中频频率/MHz	36

表2 广电“8”信道模型参数

路径	延时/μs	幅度/dB
主径	0	0
回波1	−1.8	−18
回波2	0.15	−20
回波3	1.8	−20
回波4	5.7	−10
回波5	30.0	0

首先,在信噪比分别为0 dB和5 dB的情况下,频偏在−17～17 kHz的范围内时,采用本文中提出的载波估计的方案,在AWGN信道和广电“8”信道下,估计所得的载波频偏的均值如图3

所示,归一化频偏估计方差如图 4 所示.

由频偏估计均值和归一化估计方差可以看出,由于 PN 相关之后有 23 dB 的信噪比改善,因此采用 PN 相关之后的结果进行频偏估计,估计结果很稳定地反映了真实频偏,接收信号的信噪比对估计均值的影响很小.而估计的方差随信噪比的提高而逐渐降低,与理论推算的趋势相吻合.

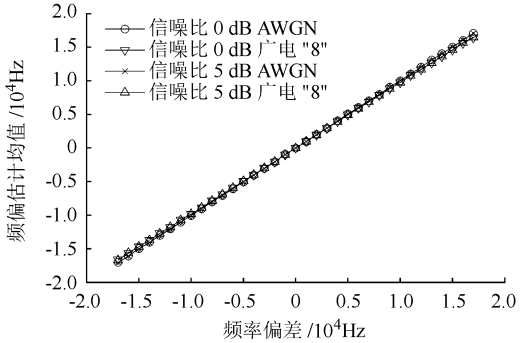


图 3　频偏估计均值

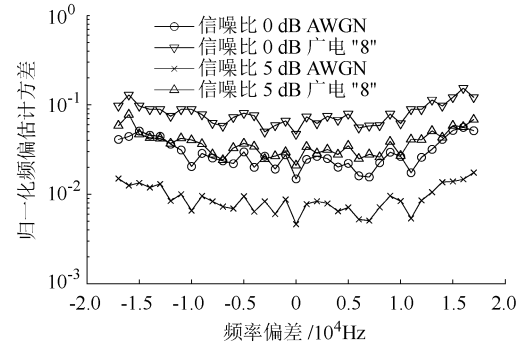


图 4　归一化频偏估计方差

在 AWGN 和广电“8”信道下,信噪比为 0 dB、频偏 +10 kHz 时,系统闭环频偏跟踪曲线如图 5 所示.由图 5 可以看出,在 AWGN 与多径条件下,接收端均可在 10 个信号帧时间内完成 0 dB 信噪比下的频偏估计与跟踪(每个信号帧对频偏调整一次),强多径下也能保证系统可靠工作.

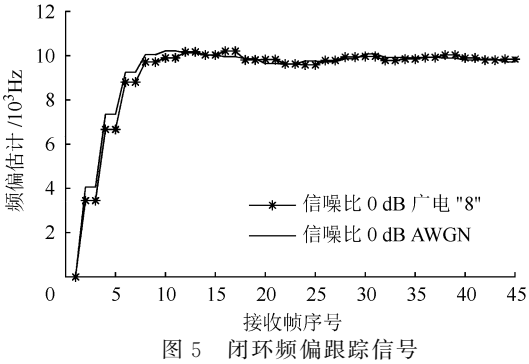
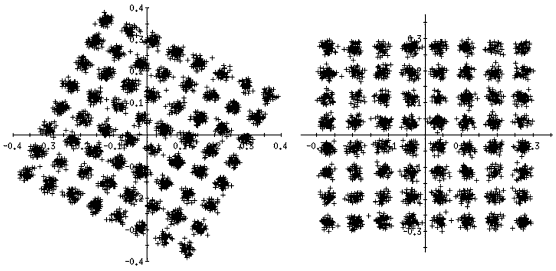


图 5　闭环频偏跟踪信号

图 6 给出了在信噪比为 25 dB、64QAM 映射模式下,接收端经过频偏校正之后的 64QAM 星座图,图 6a 所示为存在残留相差时造成了星座图的旋转;图 6b 所示为采用相关峰估计相偏 θ 并旋转星座图之后的结果.可以看出接收信号的频偏和相偏都得到了有效的纠正.



a　纠正频偏　　b　纠正相偏

图 6　频偏纠正之后星座图

4　结　论

本文根据 DTMB 系统的帧结构特点,提出了基于 PN 帧头的载波同步方法.该同步方案适用于 DTMB 系统中的 3 种不同的帧头模式,且适用于单、多载波两种调试方式.结果分析表明该方法跟踪速度快、抗噪声性能强,是一种有效的频偏估计方法.本文所提出的载波同步方案已在北航 DTMB 接收机中取得了应用,该接收机采用 Altera EP2S130 硬件实现,其中载波同步模块约占接收机系统硬件资源的 3%.

参考文献 (References)

[1] GB20600-2006,数字电视地面广播传输系统帧结构、信道编码和调制[S]
GB20600-2006, Frame structure, channel coding and modulation for digital television terrestrial broadcasting system[S] (in Chinese)

[2] Moose P H. A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction [J]. IEEE Trans Comm, 1994, 42: 2908－2914

[3] Beek J J V D, Sandell M, Borjesson P O. ML estimation of timing and frequency offset in OFDM systems [J]. IEEE Trans SignalProc, 1999,45:1800－1805

[4] Schmidl T M, Cox D C. Robust frequency and timing synchronization for OFDM [J]. IEEE Trans Comm, 1997, 45: 1613－1621

[5] Tufvesson F, Edfors O, Faulkner M. Time and frequency synchronization for OFDM using PN-sequence preambles [C]//Proc VTC'99. 1999, 4:2203－2207

[6] Zheng Ziwei, Yang Zhixing, Pan Changyong, et al. Novel synchronization for TDS-OFDM based digital television terrestrial broadcast systems [J]. IEEE Trans On Broadcasting, 2004, 50 (2):148－153

(责任编辑:娄　嘉)