

## 保护带叠加最佳训练序列时间同步方法

罗仁泽<sup>1</sup>, 高 嶝<sup>2</sup>, 伍裕江<sup>3</sup>, 毛 勇<sup>1</sup>, 邓春健<sup>1</sup>

(1. 电子科技大学中山学院, 广东中山 528402; 2. 重庆邮电大学通信学院, 重庆 400065;

3. 广东省通宇通讯设备有限公司, 广东中山 528437)

**摘 要:** 已成为众多高速无线传输标准的 OFDM 系统常采用导频插入 (PTAM) 获得时间同步, 然而, 浪费了带宽效率. 为了改善带宽效率, 本文提出在保护带时域叠加弱能量最佳训练序列实现时间同步方法, 最佳训练序列的能量分配比例由影响系统 BER 性能最小而确定. 仿真表明: 对于低信噪比, 在保护带内叠加弱能量序列同步性能与 PTAM 同步性能相当, 且对系统性能影响可以忽略, 该法提高了带宽效率.

**关键词:** DVB-T 系统; 帧同步; 叠加训练序列; 保护带

**中图分类号:** TN92 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2009) 07-1584-04

## Timing Synchronization Scheme Using Superimposed Perfect Training in Guard Band

LUO Ren-ze<sup>1</sup>, GAO Di<sup>2</sup>, WU Yu-jiang<sup>3</sup>, MAO Yong<sup>1</sup>, DENG Chun-jian<sup>1</sup>

(1. Zhongshan Institute, University of Electronic Science and Technology of China (UESTC), Zhongshan, Guangdong 528402, China;

2. Communication Engineering Institute, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China;

3. Tongyu Communication Equipment Limited Company, Zhongshan, Guangdong 528437, China)

**Abstract:** Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) has been adopted by many high speed transmission standards. Pilot tone assisted modulation (PTAM) is well known technique to achieve timing synchronization information in OFDM but is not bandwidth efficient. To achieve high bandwidth efficiency, we proposed to carry out superimposed a transparent generalized chirp-like (GCL) training with lower power in the guard band onto the time domain to improve the timing synchronization quality. The power ratio of the GCL sequence is determined by minimizing the system bit error rate (BER) using simulation experiments. Simulation results demonstrate that under medium to low SNR conditions, combining superimposed training with synchronization yields BER performance that is comparable with PTAM; the benefit of the former is that bandwidth efficiency is preserved.

**Key words:** bandwidth efficiency; frame synchronization; superimposed training; guard band.

### 1 引言

正交频分复用 (OFDM) 因其抗多径衰落能力强、具有高频谱利用率和大大系统容量而成为众多高速传输系统采纳作为标准. 然而, OFDM 系统具有对同步误差非常敏感的弱点. 通常采用插入导频或者训练序列 (PTAM) 来产生同步信号, 然而, 这占用了宝贵的带宽资源, 不利于满足更多用户的需求.

为此, 本文提出了利用叠加最佳训练序列实现同步的方法, 为了避免叠加训练序列对信息符号和系统性能的影响, 仅对信息符号分配极弱的能量, 以便使叠加训练序列对系统影响非常小.

其实叠加训练序列的思想产生于 1965 年<sup>[1]</sup>. 在

1995 年 Farhang-Boroujeny 将其应用于移动通信<sup>[2]</sup>. 最近, 叠加训练序列用于 OFDM 的信道估计和降低峰平比的研究较多<sup>[3,4]</sup>. 而关于同步的研究较少<sup>[5~8]</sup>, 在这四种方法中, 前两种算法和后两者算法在思想观念上是有根本区别的, 其区别在于是否因为发射端叠加了训练序列而在接收端需要采用类似文献[9]的方法进行分离.

本文介绍了一种计算复杂度低的 OFDM 系统同步算法, 该算法使用叠加在保护带子载波上的所分配能量极弱的最佳训练序列的自相关性来产生同步信号, 利用自适应相关检测方法获得同步. 与常规算法特别不同的是: 该算法中使用的最佳训练序列是在时域上叠加在保护带内; 而且该序列能量仅占发射总能量的极少部分, 对系统性能的影响可忽略; 由于保护带内信息多为零

充填,所以,这些信息不会破坏叠加训练序列的相关性能,所以能获得更好的同步性能.与最近在文献[5,6]中所提出的方法相比较而言,该三种方法中的训练序列均叠加在有用信息上,不仅叠加训练序列造成了对系统性能的影响,而且有用信息也会对训练序列的相关性能产生破坏,必须在接收端将信号与训练序列进行分离<sup>[9]</sup>.总之,与文献[5~7]中所提到的方法相比较,本文算法同步性能更优,而且计算更简.

## 2 保护带叠加训练序列同步算法

根据 DVB-T 标准,对 2k 模式而言,每一个 OFDM 符号包含有 2048 个子载波,但实际上只使用了其中 1705 个子载波,其余靠近频道两旁的子载波保留以作为保护带以及传输其他信令数据之用.在这 1705 个子载波之中只用到 1512 个子载波来传送有用信号.其余的  $1705 - 1512 = 193$  个子载波是用来传送导频信号,其中包括有 17 个 TPS 导频、45 个连续导频、以及 131 个散布导频.同样地,在 8k 模式中,每一个 OFDM 符号包含有 8192 个子载波,但实际上只使用了其中 6817 个子载波,而这 6817 个子载波之中也只被用到 6048 个子载波来传送有用信号.其余的  $6817 - 6048 = 769$  个子载波是被用来传送导频信号.其中包括有 68 个 TPS 导频、177 个连续导频以及 524 个散布导频.针对欧洲 DVB-T 系统中的这种结构,将在发射端叠加的用于产生欧洲 DVB-T 系统同步信号的最佳训练序列叠加在保护带子载波上.为了减少对保护带内传输信令的影响,可以尽量减少叠加训练序列的长度,同时,在这非常少的几个子载波上不传输信令,而以“0”充填.

### 2.1 保护带内训练序列位置

在 OFDM 系统中,为了避免传输数据在发射端由于低通滤波器的影响而失真,在频带中引入了保护带. OFDM 系统的保护带如图 1 所示,在 OFDM 传输通带两端分别插入训练序列估计同步(也可以安排在其它地方,比如通带的中心位置),训练序列与信息子载波之间用空导频(null pilot)组成的频率保护间隔 FGI (frequency guard interval) 隔离. FGI 的采用大大减轻了信息子载波和训练序列之间的由同步引入的卷积干扰.训练序列在发射端时域叠加在无任何信息的虚子载波上,不会产生信号与训练序列的混叠.

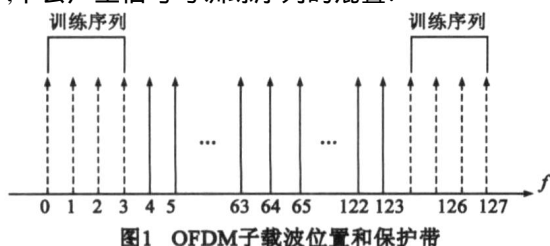


图1 OFDM子载波位置和保护带

### 2.2 最佳训练序列构造

叠加的最佳训练序列<sup>[10]</sup>可以通过下式构造:

$$c[k] = \exp\left(\frac{j\pi k^2}{N}\right), \quad 0 \leq k \leq N-1 \quad (1)$$

该序列的自相关函数为冲激响应函数.

### 2.3 训练序列同步方法

本文提出了一种低复杂度的移动数字电视系统同步方法.其技术方案是:在系统信息通带两端的保护带内选用  $N$  个连续的子载波组充当同步检测符号,将具有优良自相关特性的最佳训练序列叠加在该  $N$  个子载波上,并分配较弱的能量,由此弱能量的训练序列产生同步信号以获得时间同步.

该同步原理详细说明如下:

选择一个长度为  $N$  的具有优良的自相关特性的伪随机序列  $c[k]$ . 将该序列在时域叠加在 OFDM 信号的保护带上,伪随机序列被分配极弱的能量,而其余的能量分配到保护带的符号的  $d[k]$  上.对于子载波数为  $N_c$  的 OFDM 系统,在 AWGN 信道中,基带接收信号可以表示为:

$$\begin{aligned} r[k - l] &= \sum_{l=0}^{K-1} h[l] s[k - l] + n[k - l] \\ &= \sum_{l=0}^{K-1} h[l] \left( \sqrt{\frac{2}{p}} c[k - l] + \sqrt{\frac{2}{s}} d[k - l] \right) e^{j\left(\frac{2\pi}{N_c} k + \theta\right)} + n[k - l] \end{aligned} \quad (2)$$

其中,  $\alpha$  为训练序列能量分配因子,  $\alpha = \frac{2}{p} / \left( \frac{2}{s} + \frac{2}{p} \right)$ ;  $n[k]$  为复高斯白噪声,  $\theta$  为载波相位,  $\tau$  为待估计的归一化频偏,  $\tau$  为待估计的定时位置,发射信号、叠加伪随机序列和噪声的功率分别为  $\frac{2}{s}$ 、 $\frac{2}{p}$  和  $\frac{2}{n}$ ,信道阶数为  $K$ ,且  $h[0] \neq 0, h[k - 1] \neq 0$ .

在式(2)中,伪随机序列所分配的能量非常弱;由于该伪随机序列是叠加到保护带内的子载波上,而保护带内没有传输信息符号,均以零充填(即  $d[k] = 0$ ),所以,实际上,该叠加的伪随机序列就相当于独立占用了该时隙;与其他采用独立占用时隙的串行 PN 序列同步算法不同的是:该算法的伪随机序列所分配的能量仅为整个符号能量的极少部分,而一般的串行伪随机序列符号所分配的能量则是整个符号的能量.这就是该算法与其他常规算法不同之处.尤其是该算法将伪随机序列放在保护带内,这是现有所有常规同步算法所没有采用的思想.

接收信号通过本地伪随机序列解扩,有:

$$c^*[k] r[k + l] = \sum_{l=0}^{K-1} h[l] \sqrt{\frac{2}{p}} c^*[k] c[k + l] e^{j\left(\frac{2\pi}{N_c} k + \theta\right)} + n[k + l] \quad (3)$$

对于时间同步,假设两个序列之间的相对滑动位置为整数.为了进行同步,在式(3)中最后两项可以看作噪声干扰.

由接收端的解扩信号可以获得以下信号:

$$\text{cor}[k, l] = \frac{1}{N} \sum_{l=1}^N r[k+l] c^*[l] \quad (4)$$

式中,  $N$  为相关长度.

对于细时间同步可以采用循环前缀的相关属性获得,其中  $N_{cp}$  表示循环前缀的长度.

设包起始时间的估计值为  $\hat{c}^*[l]$ ,  $c^*[l]$  表示对  $c[l]$  取共轭.当检测器的输出  $\text{cor}[k, \hat{c}^*[l]]$  满足式(5),则表示找到符号同步的起始位置.

$$|\text{cor}[k, \hat{c}^*[l]]|^2 > T \cdot P[k] \quad (5)$$

式中,  $|\text{cor}[k, \hat{c}^*[l]]|^2 > T \cdot P[k]$ ,  $P[k]$  是接收到的数据序列的功率,  $T$  是用于设置阈值参数.

该方法在 OFDM 通信系统的发送端通过在时域保护带内叠加具有优良自相关特性的只分配少量能量的最佳训练序列,实现了 DVB-T 2K 系统在尚没有获得任何同步信息的情况下首先获得帧同步,从而改善了系统的移动性能.

与现有技术最大的区别在于:第一、最佳训练序列与保护带内信息并行,即:最佳训练序列是叠加在保护带内信息上的;第二、叠加的最佳训练序列仅分配总能量的一部分的能量(所分配能量可以是非常弱的能量,也可以是比较强的能量),从而与常规方法不一样.第三、由于该最佳训练序列是叠加在保护带内的,而保护带内有限长数据可以零充填,所以,该叠加的最佳训练序列仅对保护带产生一定影响;由于该叠加最佳训练序列的能量分配按照对系统性能的影响最小为原则,所以,本文方法中不用像其他叠加 PN 序列算法一样必须在接收端考虑对干扰的消除问题.第四、该方法中选用的最佳训练序列自相关性能非常好,所以序列可以较短.第五、同步算法不同.

为了分析性能,假设  $d[k]$  是属于零均值的独立同分布的随机过程,  $n[k]$  是属于零均值的随机过程,且两者之间彼此是独立统计的,假设所选择训练序列  $c[k]$  是满秩的,则,信号在一定 SNR 的前提下,时间同步检测概率可以表示为:

$$P_r(R = 1) = \frac{1}{2} \text{erfc}\left(\frac{E_1}{\sigma}\right) - \frac{1}{2} \text{erfc}\left(\frac{E_2}{\sigma}\right) \quad (6)$$

其中:

$$E_1 = E \left[ \sum_{k=1}^{N_{cp}-1} \text{Re}(r[k] r^*[k + N_c]) \right] - \left( \frac{2}{s} + \frac{2}{p} + \frac{2}{w} \right) (4N_{cp}^2 + N_{cp}) - N_{cp} c[k]$$

$$E_2 = E \left[ \sum_{k=1}^{N_{cp}-1} \text{Re}(r[k] r^*[k + N_c]) \right] + N_{cp} - \left( \frac{2}{s} + \frac{2}{p} + \frac{2}{w} \right) (4N_{cp}^2 + N_{cp}) - N_{cp} c[k]$$

$$= \sqrt{2 \left( \left( \frac{2}{s} + \frac{2}{p} + \frac{2}{w} \right)^2 (4N_{cp}^2 + 2N_{cp}) + 4 \left( \frac{2}{s} + \frac{2}{p} + \frac{2}{w} \right) c^2[k] N_{cp} \right)}$$

### 3 仿真分析

将文献[5]中所建议的帧同步算法(以下简称“方法一”)、文献[6]建议算法(以下简称“方法二”)以及提出的方法(以下简称“新方法”)进行比较.由于文献[7, 8]所提出的方法需要在接收端对叠加的训练序列分离,而文献[5, 6]不用进行类似处理,所以,不属于同类算法,在比较时不介入.

仿真主要参数包括:归一化频率偏移 3.6, 移动台移动速度 150km/h, 方法一采用的是长度为 2047 的 m 序列,方法二采用的复巴克码长度为 32,新方法所选用的最佳训练序列长度为 5,子载波数为 2048, PN 序列长度 2047, 保护间隔长度 64. 信道模型为欧洲 DVB-T 标准中的 20 条瑞利多径模型.

#### 3.1 能量分配因子选择及对系统性能影响

为了使在保护带内叠加训练序列的影响最小,通过仿真实验可获得最佳能量分配因子.图 2 表明,当训练序列的能量分配因子在 0.1 到 0.3 之间时,系统性能最佳.为此在后续仿真中选择训练序列能量分配因子为 0.2.

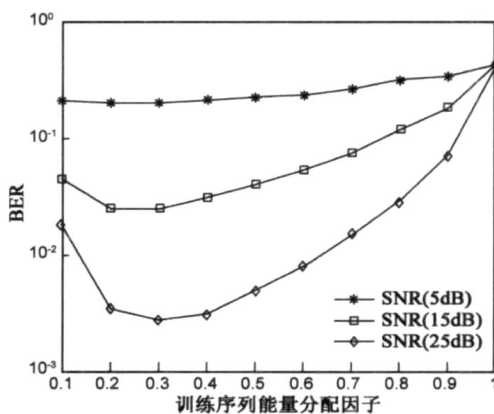


图2 确定最佳能量分配因子

#### 3.2 同步性能比较

由于本文最佳训练序列是叠加在保护带内的数据 0 上的,所以,该数据不会对最佳训练序列的优良自相关性产生影响;而对于方法一和方法二中叠加的弱能量的 PN 序列均是叠加在有用信号上的,所以,有用信号肯定会对该叠加 PN 序列的相关性产生一定影响;一般而言,在方法一和方法二中,叠加 PN 序列的能量越弱,相应的有用信号的能量越强,则有用信号对叠加 PN

序列的自相关性影响越大;而在这三种方法中,一个特色就是叠加 PN 序列的能量极弱,所以,在方法一和方法二中由极弱能量 PN 序列产生的同步信号自然远远没有方法三在符号偏移为 0 时的主峰处尖锐.因此,由图 3 可以理解,建议的帧同步方法性能比文献[5]和文献[6]算法性能更优.

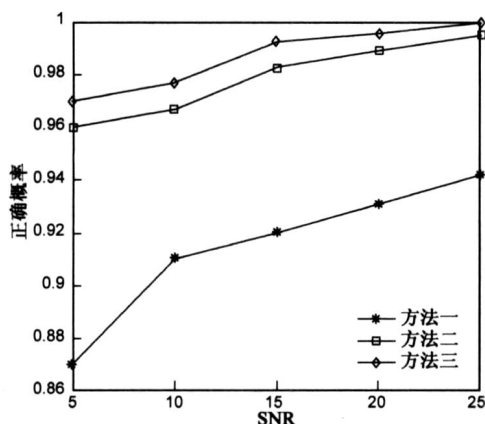


图3 不同方法性能对比

本文算法同步性能更优的原因有二:(1)方法一和方法二所选用的 PN 序列均叠加在有用信息符号上,且为了将 PN 序列对有用信号的影响降为最低故所分配的能量仅占总能量的 1.41%;而新方法所选用的巴克码虽然很短但分配的能量为总能量的 20%,显然,能量更强;(2)方法一和方法二中的 PN 序列由于叠加在有用信号上,所以,有用信号对 PN 序列的自相关性有影响;而新方法由于最佳训练序列叠加在保护带的子载波上,而且所占子载波数仅为 5,且没有与有用信息之间的交叉影响,其优良的自相关性得以保留.所有这些特点均由于序列叠加的位置而引起的.这就是新方法与文献[5,6]思路的根本不同处.

### 3.3 帧同步算法计算复杂度比较

方法一采用的是长度为 2047 的 m 序列,方法二采用的是长度为 32 的复巴克码,新方法选用的是长度为 5 的最佳训练序列,由这些 PN 序列做相关产生同步信号时自然是序列越短计算复杂度越低,因此,新方法在计算复杂度上具有方法一和方法二所无法比拟的优点.

## 4 结论

本文提供了一种利用最佳训练序列叠加于保护带内子载波上产生同步信号,并获得高速移动的 DVB-T 2K 系统的帧同步算法.该算法中叠加的训练序列所分配的能量较弱,其对有用信号和 DVB-T 系统的性能产生影响可以忽略,其实现的同步性能超过同类算法,且使带宽效率没有降低.

## 参考文献:

- [1] C E Kastenholz and W P Birkemeier. A simultaneous information transfer and channel sounding modulation technique for wide-band channels[J]. IEEE Trans. on Communication Technology, June 1965, 162 - 165.
- [2] B Farhang-Boroujeny. Pilot-based identification: proposal for semi-blind identification of communication channels[J]. IEEE Electronic Letter, June 1995, 31 (13): 1044 - 1046.
- [3] Fumiski, Tausuki, Tomoaki Outsuki. Channel estimation with selective superimposed pilot sequences in fast fading environments [A]. The 60<sup>th</sup> IEEE Vehicular Technology Conference [C]. June 2004. 62 - 66.
- [4] Kaushik Josiam and Dinesh Rajan. Bandwidth efficient channel estimation using superimposed pilots in OFDM systems [J]. IEEE Trans. on Wireless Communications, June 2007, 6 (6): 2234 - 2246.
- [5] 罗仁泽,朱维乐等.叠加弱能量 PN 序列 DVB-T 帧同步算法[J].电子学报,2005,33(7):1311 - 1313.
- [6] 罗仁泽,王汝言,朱维乐等.高速移动 DVB-T 系统帧同步算法[J].电子学报,2006,34(5):928 - 929.
- [7] Fredrik Tufvesson, etc. Time and frequency synchronization for OFDM using PN-sequence preambles [A]. Vehicular Technology Conference [C]. VTC 1996-Fall. IEEE VTS 50<sup>th</sup>, Vol. 4, 1996. 2203 - 2207.
- [8] Chih-Peng Li and Wei-Wen Hu. Superimposed training scheme for timing and frequency synchronization in OFDM systems [J]. IEEE Trans. on Broadcasting, June 2007, 53 (2): 574 - 583.
- [9] 唐友喜等. OFDM 系统数据与训练序列的一种分离技术 [J]. 电子学报, 2005, 33 (4): 714 - 717.
- [10] B M Popovic. Generalized chirp-like polyphase sequences with optimum correlation properties [J]. IEEE Tran. on Info. Theo. , Jul. 1992, 38: 1406 - 1409.

## 作者简介:



罗仁泽 男. 1973 年 9 月出生于四川省内江市. 副教授. 2005 年 3 月获电子科技大学信号与信息处理专业工学博士学位. 主要从事 3G、4G、DVB-T 及无线网络规划技术研究. 作为第一作者在国内核心期刊及国际学术会议发表学术论文 40 篇, 其中 EI、ISTP 检索 20 篇; 独立出版学术专著 1 部. E-mail: lrzsmith@126.com