

## DVB-T2 系统基于前导符号的同步算法

唐杰<sup>1,2,3</sup>, 王芳<sup>1</sup>, 李明齐<sup>1</sup>

(1. 中国科学院上海高等研究院, 上海 201210; 2. 中国科学院大学, 北京 100049;  
3. 上海科技大学信息科学与技术学院, 上海 201210)

**摘 要:** DVB-T2(digital video broadcasting-second generation terrestrial)系统采用一种具有 C-A-B 特殊结构的前导符号用于时频同步。目前, 已有的基于前导符号的同步算法仅利用其中 C-A 与 B-A 之间的相关性来实现时频同步, 而忽略了 A 内部的共轭对称性。基于该共轭对称性质, 提出一种新的镜像乘积同步算法, 用于实现前导符号的检测与时频同步。通过在 AWGN(addictive white Gaussian noise)信道和 TU6(typical urban)信道 30 km/h 移动速度下对所提算法进行蒙特卡洛仿真, 并与已有同步算法相比较, 结果表明所提算法的检测概率明显提高, 时域同步和频域同步的均方误差均明显降低。

**关键词:** DVB-T2; 前导符号; 同步; 共轭对称

中图分类号: TN911.72

文献标识码: A

## Synchronization based on preamble symbol for DVB-T2 system

TANG Jie<sup>1,2,3</sup>, WANG Fang<sup>1</sup>, LI Ming-qi<sup>1</sup>

(1. Shanghai Advanced Research Institute, Chinese Academy of Sciences, Shanghai 201210, China;

2. University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China;

3. School of Information Science and Technology, Shanghai Tech. University, Shanghai 201210, China)

**Abstract:** DVB-T2 (digital video broadcasting-second generation terrestrial) system adopted a preamble, with a special C-A-B structure, to accomplish time-frequency synchronization. All existing preamble based synchronization algorithms only utilized the correlation between C and A or B and A, neglecting the conjugate symmetry character within A. By using this character, a new synchronization method was proposed to make detection probability higher and synchronization error smaller. Monto Carlo simulations were carried out in AWGN (addictive white Gaussian noise) channel and TU6 (typical urban) channel with velocity of 30 km/h. Compared with existing synchronization methods, both higher detection probability and smaller mean square error in time-frequency synchronization is achieved.

**Key words:** DVB-T2, preamble, synchronization, conjugate symmetry

### 1 引言

DVB-T2<sup>[1]</sup>是全球广泛使用的数字电视广播标准之一, 采用了 CP-OFDM(cyclic prefix-orthogonal frequency division multiplexing)的波形调制技术。OFDM 系统利用子载波之间的正交性, 能有效提高频谱利用率和抵抗多径衰落。但是, 由于 OFDM 系

统的性能依赖于子载波之间的正交性, 当子载波之间的正交性被破坏时, 系统性能就会受到严重影响。破坏 OFDM 系统子载波正交性的因素有 2 种, 一是由时域同步位置不在 CP 区间引起的符号间干扰进而导致的子载波间干扰, 二是由于多普勒效应等引起的载波偏移。因此, 对于 OFDM 系统而言, 时域和频域 2 个维度上的同步都至关重要, 直接影

收稿日期: 2017-04-06; 修回日期: 2017-06-07

基金项目: 中科院战略性先导专项子课题基金资助项目 (No.XDA06010301); 国家高技术研究发展计划 (“863” 计划) 基金资助项目 (No.2015AA01A709); 上海市张江管委会专项基金资助项目 (No.2016-14)

**Foundation Items:** Strategic Priority Research Program of Chinese Academy of Sciences (No.XDA06010301), The National High Technology Research and Development Program of China (863 Program) (No.2015AA01A709), Shanghai Zhangjiang Management Committee Project (No.2016-14)

响系统的整体性能。

根据是否需要占用时频资源, 同步算法分为数据辅助与非数据辅助这 2 种, 数据辅助的同步算法需要占用一定的时频资源, 而非数据辅助则不需要占用时频资源。一般来说, 数据辅助的同步算法性能高于非数据辅助同步算法。而根据处理维度不同, 同步可分为时域同步、频域同步与采样钟同步, 文献[2]和文献[3]分别详细介绍了基于导频的粗定时同步与频域细定时同步, 文献[4]提出了 3 种基于连续导频的整数倍频偏估计算法, 文献[5]在时域进行了采样钟偏差的估计与补偿。

为了进一步提高 OFDM 系统时频同步的性能, 特别是缩短时域同步与频偏捕获所需时间, 往往需要在数据帧开始的位置添加训练符号或前导符号。文献[6]设计了一种由 2 个相同的数据块构成的训练符号, 并定义了一个度量函数用于时频同步, 时域同步的位置估计值为度量函数峰值的位置, 频域同步的估计值为度量函数峰值的相位; 针对文献[6]度量函数在峰值附近的平坦区不利于时频同步的问题, 文献[7]设计了一种新的训练符号, 该符号由 4 个相同的数据块分别按正、正、负、负进行加权, 消除了度量函数峰值附近的平坦区; 而文献[8]指出当多径信道的最强径不明显时, 文献[7]中的度量函数在峰值之外会有一些副峰, 会影响时频同步性能, 因此, 设计了一种在时域上呈圆周共轭对称的训练符号, 其度量函数类似冲激函数, 没有平坦区和副峰, 提高了时频同步的精度。

为了抵抗大载波频偏和连续波干扰, DVB-T2 系统设计了一种具有 C-A-B 特殊结构的前导符号 P1, 其中, C、B 分别是由 A 经频移后形成的前缀和后缀。针对这种结构, DVB-T2 实现指南<sup>[9]</sup>建议接收机利用 2 个等长的相关器进行相关, 通过搜索 2 个相关器经滑动平均并延时相乘后的峰值位置, 来完成时域同步, 并将峰值相位估计为归一化频偏。由于此算法的峰值附近存在平坦区, Dablado 等<sup>[10]</sup>提出通过改变 2 个滑动平均滤波器的相对时延, 使二者不同时处于平坦区, 继而消除了相乘结果峰值附近的平坦区, 提高时频同步的精度。同时, Vießmann 等<sup>[11]</sup>提出采用 2 个不等长的滑动平均滤波器来实现基于峰值位置搜索的时频同步, 可以降低实现的复杂度。

通过分析发现, 现有基于 DVB-T2 前导符号的同步算法均基于 C-A 与 B-A 之间的相关性, 而忽

略了 A 内部的共轭对称特性, 即使是 Vießmann 算法, 当信噪比较低时, 也很难确定峰值的准确位置, 影响时域同步性能。如果采用文献[8]提出的具有共轭对称性的训练序列和相应的算法, 则更容易确定峰值的准确位置。而在 DVB-T2 系统中, P1 符号的主体 A 部分也刚好具有共轭对称性, 因此, 通过采用类似文献[8]的方法设计新的度量函数, 提出一种镜像乘积同步算法, 以提高时频同步的性能。

## 2 系统模型

DVB-T2 系统具有 3 层分级的帧结构<sup>[1]</sup>, 其中, 超帧是 DVB-T2 系统中的最大实体。一个超帧由若干个 T2 帧和若干个 FEF(future extension frame)组成。一个 T2 帧由一个前导符号 P1、若干信令符号 P2、若干数据符号和一个帧尾符号组成。由于前导符号 P1 在每个 T2 帧中的起始位置必然出现且仅出现一次, 又具有 C-A-B 的特殊结构, 因此, 既可用于区分 T2 帧与 FEF, 也可用于接收机快速进行时域同步与频域同步。

P1 符号在时域上由 C、A、B 这 3 个部分组成, 如图 1 所示, 其中, 主体部分 A 是长度为  $N_A = 1024$  的 OFDM 符号。主体 A 部分在频域上共有 853 个有效子载波, 其中, 仅有 384 个子载波用于承载经 DBPSK 调制的信令序列  $MSS\_SCR_i$ , 其他子载波承载 0, 然后通过长度为  $N_A$  的逆傅里叶变换得到主体 A 部分的时域序列, 如式(1)所示。

$$p1_A(n) = \frac{1}{\sqrt{384}} \sum_{i=0}^{383} MSS\_SCR_i \times e^{j2\pi \frac{k_{p1}(i) - 426}{1024} n} \quad (1)$$

其中,  $0 \leq n < N_A$ ,  $k_{p1}(i)$  为承载信令序列的子载波索引。



图 1 P1 符号的时域结构

为了抵抗连续波干扰, 在主体 A 部分的前面添加带频偏的长度为  $N_C = 542$  的前缀 C、在主体 A 部分的后面添加带频偏的长度为  $N_B = 482$  的后缀 B, 构成一个完整的 P1 符号, 其在时域上表示为

$$p1(n) = \begin{cases} p1_A(n) e^{j2\pi f_{SH} n T_s}, & 0 \leq n < N_C \\ p1_A(n - N_C), & N_C \leq n < N_C + N_A \\ p1_A(n - N_A) e^{j2\pi f_{SH} n T_s}, & N_C + N_A \leq n < 2N_A \end{cases} \quad (2)$$

其中,  $T_s$  为采样间隔,  $f_{SH} = \frac{1}{1024T}$  为添加的固定频偏。

基于图 1 所示的  $P1$  的结构, 本文提出一种新的度量函数, 用于表征在接收到的序列中是否存在  $P1$  符号。假设信道为 AWGN 信道, 信道时延为  $\delta$ , 频偏为  $\varphi$ , 接收到的信号为  $r(n)$ , 则有

$$r(n) = p1(n - \delta)e^{\frac{j2\pi\epsilon n}{N_A}} + w(n) \quad (3)$$

其中,  $\delta \leq n < \delta + 2N_A$ , 归一化频偏  $\epsilon = 1024\varphi T_s$ ,  $w(n)$  为高斯白噪声。

### 3 同步算法

同步算法分别在时域和频域 2 个维度上进行估计。对应于 DVB-T2 系统, 时域同步是估计前导符号  $P1$  的起始位置, 等效为估计时延  $\delta$ ; 频域同步等效于估计归一化载波频偏  $\epsilon$ , 而  $\epsilon$  满足  $|\epsilon| \leq 0.5$ , 故频偏的估计范围  $|\varphi| \leq \frac{0.5}{1024T_s}$ 。

文献[12,13]基于前导符号  $P1$ , 用最大似然的方法对时域和频域的联合同步进行理论分析; 而文献[14]考虑了双径等强信道这一特殊场景下的同步问题, 并提出了基于斜率的同步方法; 文献[15]利用相关性, 从理论上分析了前导符号  $P1$  的检测问题。

为了利用 C 与 A、B 与 A 之间的相关性, 需要对接收到的序列进行固定频偏补偿, 补偿后的序列  $r_1(n)$  表示为

$$r_1(n) = r(n)e^{-j2\pi f_{SH} n T_s} \quad (4)$$

#### 3.1 已有的基于相关的同步算法

基于相关的经典同步算法的流程如图 2 所示。首先, 从  $P1$  符号的特殊结构出发, 利用 2 个相关器, 分别考虑 C 与 A、B 与 A 之间的相关性, 形成 2 个子度量函数; 其次, 将 2 个子度量函数通过适当的延时后进行相关, 形成最终的度量函数; 然后, 通过搜索度量函数的峰值, 将峰值的位置估计为时域同步的位置, 将峰值处的相位估计为归一化频偏。

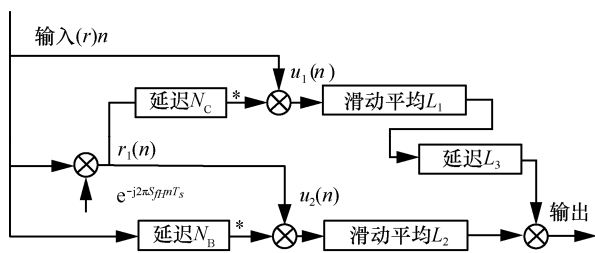


图 2 基于相关的经典同步算法流程

根据滑动平均长度  $L_1$ 、 $L_2$  与延时参数  $L_3$  不同, 该类基于相关的同步算法主要有 3 种具体的实现方式, 如表 1 所示。2 个共轭相乘的子度量函数可以分别表示为

$$u_1(n) = r_1^*(n - N_C)r(n) \quad (5)$$

$$u_2(n) = r^*(n - N_B)r_1(n) \quad (6)$$

在实现指南上给出的算法中, 由于 2 个滑动平均滤波器的长度  $L_1$  和  $L_2$  均为  $N_A$ , 大于 C 部分和 B 部分的有效长度, 使 2 个滑动平均滤波器的输出存在平坦区; Dablado 通过改变延时  $L_3$  的参数, 使 2 个滑动平均滤波器的输出不同时处于平坦区, 从而消除了子度量函数和最终度量函数中的平坦区, 提高了峰值搜索的精度; 而 Vießmann 认为, 可以将 2 个滑动平均滤波器的长度分别设置为  $N_C$  和  $N_B$ , 且上面滑动平均的输出延时  $2N_B$  后与下面滑动平均滤波器的输出相乘, 能够在性能几乎一样的情况下显著降低实现的复杂度。

表 1 3 种基于相关的同步算法参数

相关算法	$L_1$	$L_2$	$L_3$
实现指南	1 024	1 024	1 024
Dablado	1 024	1 024	482
Vießmann	542	482	2×482

由于 Vießmann 算法具有相对较好的性能且复杂度较低, 在实际系统中得到更广泛的应用。其算法机制可以由图 3 直观地表示。

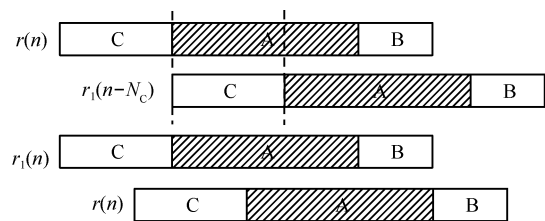


图 3 Vießmann 同步算法机制

由图 3 可知, Vießmann 算法的度量函数可以表示为

$$R(n) = R_1(n - 2N_B)R_2(n) \quad (7)$$

其中, 2 个子度量函数  $R_1(n)$ 、 $R_2(n)$  分别为 2 个滑动平均滤波器的输出, 表示为

$$R_1(n) = \frac{1}{N_C} \sum_{k=1}^{N_C} u_1(n - k) \quad (8)$$

$$R_2(n) = \frac{1}{N_B} \sum_{k=1}^{N_B} u_2(n-k) \quad (9)$$

基于 Vißmann 算法的度量函数, 时域同步位置、归一化载波频偏分别估计为

$$\hat{\delta} = \arg \max_n R(n+2N_A) \quad (10)$$

$$\hat{\varepsilon} = \frac{1}{2\pi} \angle R(\hat{\delta}) \quad (11)$$

其中,  $\angle$  表示求相位。

### 3.2 本文所提镜像乘积同步算法

DVB-T2 系统的 P1 符号主体 A 部分在频域承载信令序列均为实数, 即  $MSS\_SCR_i$  满足

$$\text{Im}(MSS\_SCR_i) = 0 \quad (12)$$

则由式(1)可知, 时域上的  $p1_A(n)$  序列具有以下特性

$$p1_A^*(n) = p1_A(N_A - n), 1 \leq n < N_A \quad (13)$$

该性质在其他基于 DVB-T2 系统 P1 符号的同步算法的论文中没有被提及, 本文从该性质出发, 参考文献[8]中基于共轭对称性序列所设计的度量函数的方法, 以及文献[16]中改进型的前导符号同步方法, 提出了一个适用于 DVB-T2 系统同步的度量函数  $M(n)$ , 将其表示为

$$M(n) = M_1^*(n)M_2(n) \quad (14)$$

其中,  $M_1(n)$ 、 $M_2(n)$  这 2 个子度量函数又分别利用了 P1 符号中的 C-A 和 B-A 之间的相关性, 定义为

$$M_1(n+2N_A) = \frac{1}{N_C - 1} \sum_{k=1}^{N_C - 1} r_1(n+k)r(n+N_C+N_A-k) \quad (15)$$

$$M_2(n+2N_A) = \frac{1}{N_B} \sum_{k=1}^{N_B} r(n+N_C+k)r_1(n+2N_A-k) \quad (16)$$

在信噪比为 30 dB 时, 仿真参数如表 2 所示, 对本文所设计的度量函数  $M(n)$  的输出形状进行了仿真, 并与 Vißmann 算法度量函数  $R(n)$  进行了比较, 其结果如图 4 所示。

在考虑系统实际工作时, 最大值往往通过设置门限来获得, 而由图 4 可知, 本文所设计的度量函数  $M(n)$  有更尖锐的峰值, 在相同的判决门限下, 高于判决门限的位置更少, 即最大值位置更准确, 时域同步的均方误差更小。而频域同步由时域同步最大值位置处的值的相位估计得到, 因此, 也降低了频域同步的均方误差。

表 2 仿真参数	
参数	值
FFT 长度	8 192
CP 长度	1 024
调制	16QAM
码率	$\frac{2}{3}$
符号/帧	12
时延 $\delta$	600
归一化频偏 $\varepsilon$	0.4

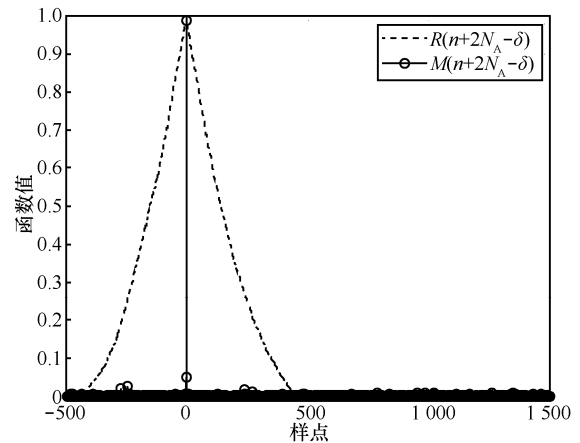


图 4 度量函数比较 (信噪比为 30 dB)

在计算复杂度方面,  $R(n)$  的子度量函数可以通过迭代的方式来简化计算, 而  $M(n)$  的子度量函数不具备这一特征。为了降低计算的复杂度, 提出仅在满足一定条件下计算  $M(n)$ , 否则, 使用  $R(n)$  代替。同时, 为了提高 P1 符号的检测概率, 提出进一步提高峰值的幅度。因此, 进一步将同步算法的度量函数计算改进为

$$T(n) = \begin{cases} R(n) & , R(n) \leq Th \\ R(n) + M(n) & , R(n) > Th \end{cases} \quad (17)$$

其中,  $Th$  为一个阈值。

基于度量函数  $T(n)$ , 时域同步位置、归一化载波频偏分别估计为

$$\hat{\delta} = \arg \max_n T(n+2N_A) \quad (18)$$

$$\hat{\varepsilon} = \frac{1}{2\pi} \angle T(\hat{\delta}) \quad (19)$$

## 4 仿真结果及分析

基于 Win7 系统下的 Matlab 2011a 和一套开源

的 DVB-T2 仿真平台<sup>[17,18]</sup>, 产生符合 DVB-T2 标准的数据帧。信道环境设置为 AWGN 和 TU6 30 km/h 这 2 种, 其中, TU6 信道为具有 6 条径的移动衰落信道<sup>[9]</sup>, 多径时延分别为 0、0.2、0.5、1.6、2.3、5.0 (单位:  $\mu\text{s}$ ), 对应径的平均功率分别为 -3、0、-2、-6、-8、-10 (单位: dB), 本文将移动速度设置为 30 km/h。由于在表 1 所示的 3 种算法中, Vießmann 算法具有最优的性能与最低的实现复杂度, 因此, 将本文所提同步算法与 Vießmann 同步算法进行实现, 并进行 1 000 次蒙特卡洛仿真。最后从检测概率、时域同步均方误差、频域同步均方误差 3 个方面与 Vießmann 同步算法进行了性能对比。

#### 4.1 P1 符号检测概率

检测概率定义为估计出的时域同步位置与理想时域同步位置的误差在  $\pm 100$  采样点以内的概率。

$$P_D = p(|\hat{\delta} - \delta_0| \leq 100) \quad (20)$$

AWGN 信道下的检测概率如图 5 所示, 当达到相同的检测概率时, 本文所提的镜像乘积算法比 Vießmann 算法需要的信噪比低 0.5 dB 左右, 并且在 -5.5 dB 左右就能达到约 100% 的检测概率。

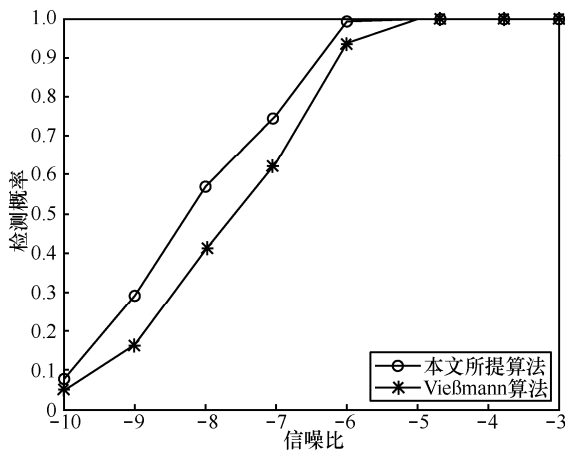


图 5 AWGN 信道下检测概率比较

在 TU6 信道下, 设置移动速度为 30 km/h, 当载波中心频率为 600 MHz 时, 等效的最大多普勒频移为 16.67 Hz。如图 6 所示, 由于信道可能存在深衰落, 2 种算法的检测概率均低于 AWGN 信道, 需要到 -3 dB 左右才能达到约 100% 的检测概率。即便如此, 本文所提算法在检测概率上始终有着 0.5 dB 以上的性能优势。

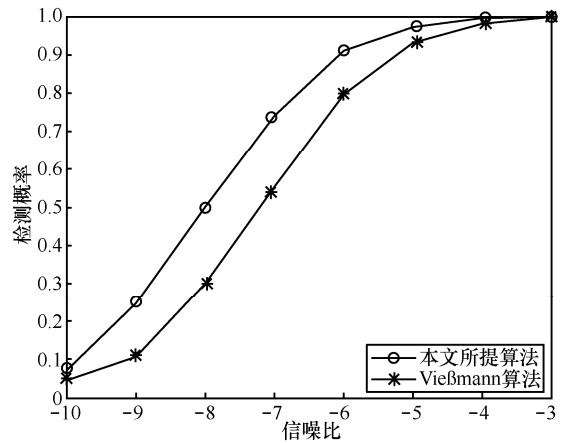


图 6 TU6 信道下检测概率比较

#### 4.2 时域同步均方误差

理想时域同步位置在 AWGN 信道下定义为 P1 符号开始的位置, 在多径信道下定义延时为 0 的径的位置。时域同步均方误差  $MSE_\delta$  定义为所估计的时域同步位置与理想时域同步位置之间误差平方的期望

$$MSE_\delta = E(|\hat{\delta} - \delta_0|^2) \quad (21)$$

在 AWGN 信道下, 如图 7 所示, 在对数—对数坐标系下, Vießmann 算法的均方误差随信噪比的增加而线性下降; 而镜像乘积算法由于具有冲激式的度量函数, 随着 P1 的检测概率趋于 100%, 时域同步的均方误差趋于 0。因此, 当信噪比高于 -6 dB 时, 本文所提的镜像乘积算法时域同步的均方误差为 0, 远低于 Vießmann 算法的时域同步均方误差。

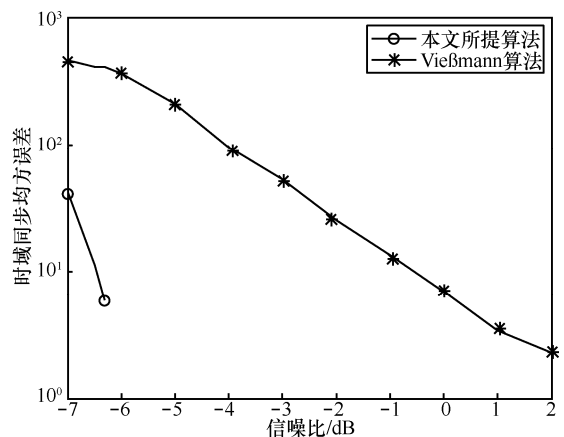


图 7 AWGN 信道下时域同步均方误差比较

在 TU6 信道下, 由于理想时域同步为延时为 0 的径的位置, 而度量函数的峰值位置总是在最强径的附近, 当信道多径且时变时, 仅仅基于前导符号,

无论是 Vießmann 算法还是本文所提镜像乘积算法,都不能将均方误差降到足够低,如图 8 所示。但是通过仿真发现,本文所提算法比 Vießmann 算法提前约 4 dB 开始达到算法性能边界。

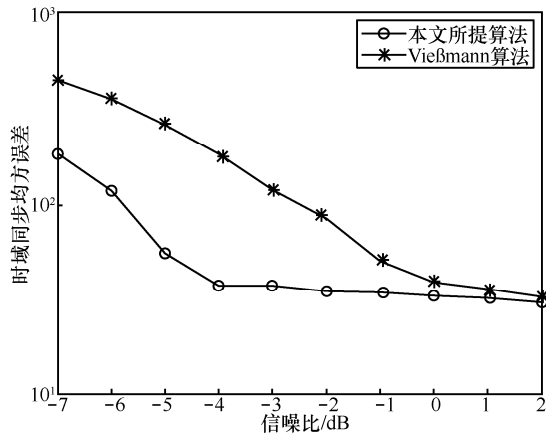


图 8 TU6 信道下时域同步均方误差比较

### 4.3 频域同步均方误差

设定的归一化载波频偏如表 2 所示,频域同步均方误差  $MSE_e$  定义为所估计的归一化载波频偏与设定的归一化载波频偏之间误差平方的期望。

$$MSE_e = E(|\hat{\epsilon} - \epsilon|^2) \quad (22)$$

在 AWGN 信道下,如图 9 所示,当  $MSE_e \approx 10^{-3}$  时,所提镜像乘积算法比 Vießmann 有接近 1 dB 的增益,但随着信噪比增加,2 种算法得到的时域同步位置越来越接近,峰值也逐渐趋于一致,故 2 种算法的频域同步性能越来越趋于一致。

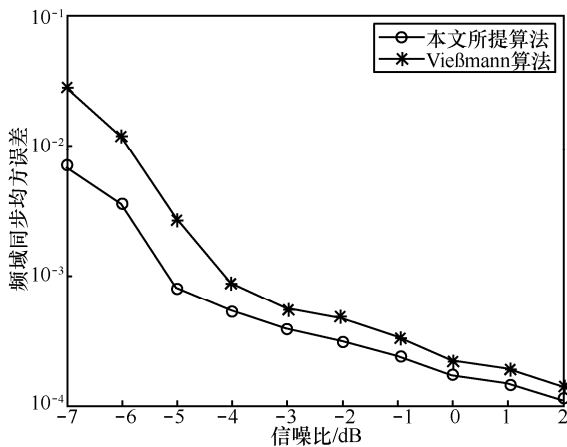


图 9 AWGN 信道下频域同步均方误差比较

如图 10 所示,在 TU6 信道下,所提算法频域同步归一化均方误差仅略好于 Vießmann 算法。原

因在于多径衰落信道所提算法在时域同步上的性能提升不足以提升频域的同步性能。

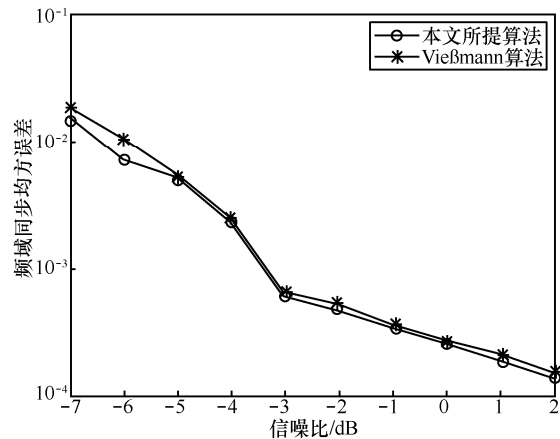


图 10 TU6 信道下频域同步均方误差比较

## 5 结束语

本文针对 DVB-T2 系统提出一种基于前导符号的同步算法。本文利用 P1 符号主体 A 部分的共轭对称的特性,并参考已有的具有冲激形状的度量函数,设计了一种适用于 DVB-T2 系统的度量函数,进而提出了镜像乘积同步算法。通过蒙特卡洛仿真,并与其他文献中的算法进行对比分析,发现所提算法在检测概率、时域同步、频域同步 3 个方面均取得了明显的性能提升。

### 参考文献:

- [1] ETSI. Digital video broadcasting (DVB); frame structure, channel coding and modulation for a second generation terrestrial television broadcasting System (DVB-T2)[S]. EN 302 755 V1.1.1, 2009.
- [2] AI B, GE J H, WANG Y. Symbol synchronization technique in COFDM systems[J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 2004, 50(1): 56-62.
- [3] AI B, YANG Z X, PAN C Y, et al. On the synchronization techniques for wireless OFDM systems[J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 2006, 52(2): 236-244.
- [4] AI B, GE J H, WANG Y, et al. Frequency offset estimation for OFDM in wireless communications[J]. IEEE Transactions on Consumer Electronics, 2004, 50(1): 73-77.
- [5] AI B, SHEN Y, ZHONG Z D, et al. Enhanced sampling clock offset correction based on time domain estimation scheme[J]. IEEE Transactions on Consumer Electronics, 2011, 57(2): 696-704.
- [6] SCHMIDL T M, COX D C. Robust frequency and timing synchronization for OFDM[J]. IEEE Transactions on Communications, 1997, 45(12): 1613-1621.
- [7] MINN H, ZENG M, BHARGAVA V K. On timing offset estimation for OFDM systems[J]. IEEE Communications Letters, 2000, 4(7): 242-244.

- [8] PARK B, CHEON H, KANG C, et al. A novel timing estimation for OFDM systems[J]. IEEE Transactions on Communication Letters, 2003, 7(7): 239-241.
- [9] ETSI. Digital video broadcasting (DVB); implementation guide for a second generation digital terrestrial television broadcasting system (DVB-T2)[S]. TS 102 831 V1.2.1., 2012
- [10] DOBLADO J G, BAENA V, ORIA A C, et al. Coarse time synchronization for DVB-T2[J]. Electronic Letters, 2010, 46(11): 797-799.
- [11] VIEBMANN A, WAADT A, SPIEGEL C, et al. Implementation-friendly synchronization for DVB-T2[J]. Electronic Letters, 2010, 46(4): 282-283.
- [12] ROTOLONI M, TOMASIN S, VANGELISTA L. Maximum likelihood estimation of time and carrier frequency offset for DVB-T2[J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 2012, 58(1): 77-86.
- [13] ZHANG X, LIU J, LI H, et al. Maximum likelihood synchronization for DVB-T2 in unknown fading channels[J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 2015, 61(4): 615-624.
- [14] ROTOLONI M, TOMASIN S, VANGELISTA L. On correction-based synchronization for DVB-T2[J]. IEEE Communications Letters, 2010, 14(3): 248-250.
- [15] CAZALENS S, LESTHIEVENT G, ROS B, et al. Theoretical study of P1 detection (synchronisation for DVB-T2 standard)[C]//36th Int Conf Telecommun Signal Process(TSP). 2013: 249-253.
- [16] ZHANG X, BIE H, LEI C, et al. A robust timing and frequency synchronization scheme for DVB-T2 System[C]//2015 IEEE 81st Vehicular Technology Conference(VTC Spring). 2015: 1-6.

## 作者简介:



唐杰(1992-),男,四川南充人,中国科学院大学博士生,主要研究方向为无线系统中的同步技术、MIMO 传输技术等。



王芳(1978-),女,山东烟台人,博士,中国科学院上海高等研究院高级工程师,主要研究方向为信道编解码、物理层算法等。



李明齐(1971-),男,江西南昌人,博士,中国科学院上海高等研究院研究员,主要研究方向为无线“三网融合”、基于GPP 的软件无线电等。