

doi: 10.7690/bgzdh.2013.12.007

# 多径瑞利衰落信道下一种改进的分布式 MIMO-OFDM 符号定时同步算法

李瑾<sup>1</sup>, 杨贻嘉<sup>2</sup>, 荣嵘<sup>3</sup>, 彭永怀<sup>1</sup>

(1. 总装重庆军代局驻绵阳地区军代室, 四川 绵阳 621000; 2. 重庆通信学院指挥控制系统系, 重庆 400035;  
3. 中国人民解放军 96213 部队 47 分队, 云南 玉溪 653100)

**摘要:** 为了在多径信道中实现精确的符号定时估计, 提出一种利用后向搜索的方式来提高同步算法在多径信道下的性能。分析分布式 MIMO-OFDM 系统模型, 在 OVSP 算法的基础上进行改进, 提出多径信道下符号定时的改进算法, 能够在路径损耗严重的多径瑞利衰落信道下, 实现分布式 MIMO-OFDM 系统的精确定时估计, 并通过 Matlab 仿真进行分析。仿真结果证明: 该方法比传统的符号定时算法精度提高了 30%, 能实现更为精确的定时, 有较好的应用前景。

**关键词:** 多输入多输出系统; 正交频分复用; 定时同步

**中图分类号:** TJ02 **文献标志码:** A

## An Improved Timing Synchronization Algorithm for Distributed MIMO-OFDM System Under Multi-path Rayleigh Fading Channels

Li Cui<sup>1</sup>, Yang Yijia<sup>2</sup>, Rong Rong<sup>3</sup>, Peng Yonghuai<sup>1</sup>

(1. PLA Presentation Office in Mianyang District, PLA Military Representation Bureau of General Equipment Headquarters in Chongqing, Mianyang 621000, China; 2. Department of Command & Control System, Chongqing Communication College, Chongqing 400035, China; 3. No. 47 Unit, No. 96213 Army of PLA, Yuxi 653100, China)

**Abstract:** For realizing accuracy signal timing estimation in multipath channel, introduce a back forward searching algorithm to improve synchronization algorithm performance in multipath channel. Analyze distributed MIMO-OFDM system model, based on OVSP algorithm to improve, introduce signal time improved algorithm based on multipath channel. Based on path damage multipath rayleigh fading channel, realize distributed MIMO-OFDM system accurate timing estimation, and analyze it by Matlab simulation. Simulation result shows that the algorithm accuracy improves 30% compared with traditional signal, and realizes more accurate timing and has a good application prospects.

**Key words:** MIMO; OFDM; timing synchronization

### 0 引言

由于 MIMO-OFDM 技术对多径衰落信道的不敏感和高效的频谱利用率, 使其成为最受关注的高速无线传输技术之一。由于 OFDM 技术对子载波正交性的要求, 使得 MIMO-OFDM 技术对定时时延和载波偏移极其敏感<sup>[1]</sup>, 许多学者都对 MIMO-OFDM 同步技术进行了研究。文献[2]最早提出了 MIMO-OFDM 中的同步估计算法, 其同步序列的设计要求为后续同步算法的研究提供了依据。文献[3]在 WLAN 系统下, 对 MIMO-OFDM 同步技术进行了介绍; 文献[4]采用一种利用 Walsh 码的同步方法, 分析了序列长度及收发天线对与同步精度的制约关系。然而, 这些算法都是基于集中式 MIMO-OFDM 系统进行的研究。近几年来, 分布式 MIMO-OFDM 系统越来越受到广泛的关注和研究。

文献[5]利用 CAZAC 序列对分布式 MIMO-OFDM 系统的同步算法进行了研究; 文献[6]提出了一种能够识别多天线时延的同步算法; 文献[7]通过对传统 MIMO-OFDM 帧同步算法相关度量函数的改进, 利用一定间隔的 2 个度量函数进行差分运算, 产生新的度量函数, 该方法在多径瑞利信道下具有较低的虚警概率以及数据帧的丢失率, 且对判决门限的选择不敏感, 具有良好的符号定时同步性能; 文献[8]利用同步序列进行了 MIMO-OFDM 下的时间精同步和信道估计的联合算法, 通过使用最优门限和次优门限, 降低了算法的运算量且提高了算法在瑞利衰落信道下的估计精度; 文献[9]也在 WLAN 系统下对符号定时算法进行了研究分析。但是这些算法都没有针对多径信道下定时算法存在的误差问题进行研究。

收稿日期: 2013-08-23; 修回日期: 2013-10-15

作者简介: 李瑾(1986—), 男, 四川人, 硕士, 助理工程师, 从事雷达工程、控制理论与控制工程研究。

文献[10]提出了一种基于正交变周期序列的符号同步算法, 能实现分布式 MIMO-OFDM 系统下较为精确的定时估计, 但没有对多径瑞利衰落信道下第一径与最大径不一致的问题进行研究; 因此, 笔者在该算法基础上, 提出了多径信道下符号定时算法的改进方式。仿真结果表明, 改进后的算法能在多径信道下实现较好的定时同步精度。

### 1 分布式 MIMO-OFDM 系统模型

假设 MIMO-OFDM 系统具有  $N_t$  个发送天线,  $N_r$  个接收天线 ( $N_t \times N_r$ ), 其 OFDM 的子载波数为  $N$ 。则发送端的基带信号可以表示为:

$$s_p(i, n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} S_p(i, k) \exp(j \frac{2\pi nk}{N}) \quad (1)$$

其中:  $S_p(i, k)$  表示第  $p$  根发送天线上第  $i$  个 OFDM 符号的第  $k$  个子载波上发送的频域符号;  $s_p(i, n)$  表示第  $p$  发送天线上第  $i$  个 OFDM 符号时域上的第  $n$  个符号。

假设发送信号经过的信道为频率选择性信道, 则信道模型可以表示为:

$$H(\tau) = \sum_{l=1}^L \mathbf{H}^l \delta(\tau - \tau_l) \quad (2)$$

其中,  $\mathbf{H}^l = \begin{bmatrix} h_{11}^l & \cdots & h_{1N_t}^l \\ \vdots & & \vdots \\ h_{N_r 1}^l & \cdots & h_{N_r N_t}^l \end{bmatrix}$ , 每一径信道  $\mathbf{H}^l$  都为

一个  $N_r \times N_t$  矩阵。  $h_{q,p}(l)$  为第  $p$  根发射天线到  $q$  根接收天线间信道的第  $l$  条路径的复增益,  $L$  为路径总数。

那么接收端的时域信号可以表示为:

$$r_q(i, n) = \sum_{p=1}^{N_t} \sum_{l=0}^{L-1} h_{q,p}(l) s_p(i, n-l) + w_q(i, n) \quad (3)$$

其中:  $h_{q,p}(l)$  为第  $p$  根发射天线到  $q$  根接收天线间信道的第  $l$  条路径的复增益,  $L$  为路径总数;  $w_q(i, n)$  为高斯白噪声;  $r_q(i, n)$  表示第  $q$  根接收天线上第  $i$  个 OFDM 符号上的第  $n$  个符号。

如图 1 所示, 在分布式 MIMO-OFDM 系统中, 一般为基站采用分布式天线, 而移动终端采用集中式天线, 为了便于分析, 在图 1 中假设单个移动终端只存在一根天线。基站分布式天线放置方式为基站中心处放置一根中心天线, 在基站周围一定范围内放置多根远端天线, 远端天线通过光纤、电缆以

及无线网络与基站中心相链接, 基站发射信号通过光纤、电缆或无线网络传输到分布式放置的不同天线上, 这样就使得发射信号能够覆盖较大的一个区域。充分利用 MIMO 分布式系统解决了带宽有限、严重的频率选择性衰落和传输功率有限对当今无线宽带传输所产生的影响<sup>[11]</sup>。

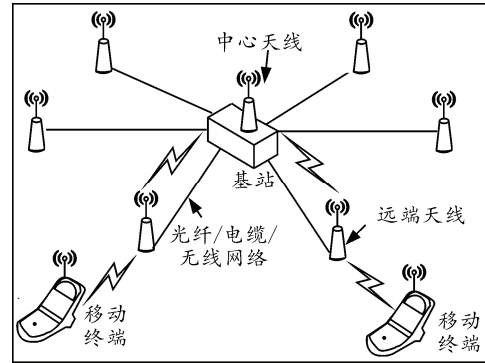


图 1 分布式 MIMO-OFDM 系统模型

在下行的链路中, 即基站作为发射端, 移动终端为接收端, 可以认为不同的接收天线与同一个发送天线之间存在相同的时延, 但与不同的发射天线之间的时延不同; 对于频偏而言, 接收端各个接收天线与发射端的同一发射天线之间的频偏相同, 但与发射端分布式放置的不同天线之间的频偏不同。在上行链路中, 移动终端作为发射端, 基站作为接收设备, 因此可以认为不同的发射天线与同一接收天线之间的时延相同, 但与不同的接收天线之间的时延不同; 发射端各个发送天线与接收端同一个接收天线之间的频偏相等, 但与接收端不同接收天线之间的频偏不同<sup>[12]</sup>。

对于上行链路和下行链路而言, 其频偏和时延的模型基本一致; 因此, 笔者主要考虑下行链路中的同步情况, 即不同发射端与同一个接收端存在着不同的时间偏移  $\tau_p$  和频率偏移  $\varepsilon_p$ , 其中  $p = 1, 2, \dots, N_t$ 。

因此在 AWGN 信道下, 考虑存在时延和频偏的系统接收信号可以表示为:

$$r_q(i, n) = \sum_{p=1}^{N_t} s_p(i, n - \tau) \exp(j \frac{2\pi \varepsilon n}{N}) + w_q(i, n) \quad (4)$$

其中,  $\tau$  为时间偏移集合,  $\varepsilon$  为载波频偏集合, 即  $\tau = [\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_p, \dots, \tau_{N_t}]$ ,  $\varepsilon = [\varepsilon_1, \varepsilon_2, \dots, \varepsilon_p, \dots, \varepsilon_{N_t}]$ <sup>[13]</sup>。

## 2 改进的符号定时算法

### 2.1 OVSP 算法的基本原理

基于正交变周期序列(OVPSP)算法<sup>[10]</sup>主要是

在传统的等周期序列 (UPSP) 算法基础上改进而得出的，针对 UPSP 算法<sup>[14]</sup>不能在分布式 MIMO-OFDM 系统下区分不同发射天线的时延，OVSP 能够实现较好的分布式符号定时同步估计。OVSP 算法通过设计出一组正交的 Frank-Zadoff 序列集来作为不同发射天线的同步发送序列，在接收端利用正交变周期序列集中不同序列之间的正交性以及不等周期性来实现分布式系统下的符号定时同步。OVSP 算法的具体原理如下：

1) 正交变周期序列集的设计。

在分布式天线系统中，因发射天线分布式放置，接收天线集中式放置，导致不同发射天线到接收天线端的时延不同，即接收机的时延矩阵可以表示为：

$$\boldsymbol{\tau} = [\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_{N_t}] \quad (5)$$

为了区分不同天线的不同时延，文献设计出了 OVP 集来构造不同天线的训练序列。假设不同发射天线的前导训练序列  $p_i$  的长度都为  $N_p$ ， $p_i$  由  $k_i$  个周期长度为  $U_i^2$  的 Frank-Zadoff 序列构成，剩余的  $N_p - k_i U_i^2$  个载波上为 0。那么第 1 根发射天线的训练序列的长度为：

$$U_1 = \lfloor \sqrt{N_p / 2} \rfloor \quad (6)$$

则第  $i$  根发射天线的前导序列结构为：

$$U_i = U_1 - i + 1 \quad (7)$$

$$k_i = \lfloor N_p / U_i^2 \rfloor \quad (8)$$

为更形象地介绍不同发射天线的前导符号结构，例举一个 4 根发射天线的 MIMO-OFDM 分布式系统的前导结构。如图 2 所示，其中  $N_p = 512$ ， $U_i = \{16, 15, 14, 13\}$ ， $k_i = \{2, 2, 2, 3\}$ ， $\Omega = \{p_1, p_2, p_3, p_4\}$  为训练序列集，构成序列的周期互不相同，序列互相正交，因此称为正交变周期序列，该算法简称为 OVSP 算法。

发射天线1	$p_1^{(256)}$	$p_1^{(256)}$	
发射天线2	$p_2^{(225)}$	$p_2^{(225)}$	0
发射天线3	$p_3^{(196)}$	$p_3^{(196)}$	0
发射天线4	$p_4^{(169)}$	$p_4^{(169)}$	$p_4^{(169)}$ 0

图 2 OVSP 算法序列设计方式

2) 符号定时算法设计。

首先通过帧同步得到帧头的大致起始位置，在帧头位置附近  $(-U_i^2, +U_i^2)$  范围内进行接收信号与

训练序列  $p_i^{(U_i^2)}$  的互相关运算，在峰值处得到精定时估计值。接收信号与  $p_i^{(U_i^2)}$  的互相关度量函数为：

$$\Gamma_i(d) = \frac{|c_i(d)|}{f_i(d)} \quad (9)$$

其中：

$$c_i(d) = \sum_{n=0}^{U_i^2-1} r_i(n+d) \cdot \text{conj}(p_i^{(U_i^2)}(n)) \quad (10)$$

$$f_i(d) = \sum_{n=0}^{U_i^2-1} |r_i(n+d)| \cdot |\text{conj}(p_i^{(U_i^2)}(n))| \quad (11)$$

则精定时位置为  $d_{\text{exact}} = \arg \max_d \Gamma_i(d)$

将以上步骤进行  $N_t$  次重复，就可以得到  $N_t$  个时延的估计值。

2.2 OVSP 算法分析及改进

1) OVSP 算法的问题。

OVSP 算法与 UPSP 算法相比，虽然能够在分布式天线系统中进行定时估计，能够在多径衰落信道下实现达到的同步精度，但是文献[10]中采用的信道模型为 SUI-1 信道，SUI-1 信道主要代表平坦的低路径损耗的区域，而 SUI-5 则主要表示多山区域并伴随着严重的路径损耗<sup>[15]</sup>。OVSP 算法在信道时延较大的多径环境中，符号定时精确受到了极大的影响，图 3 描述了 OVSP 算法在 SUI-1 和 SUI-5 信道下的精确符号定时概率随信噪比变化的曲线。

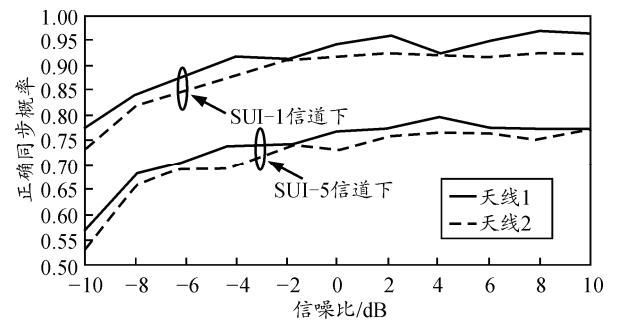
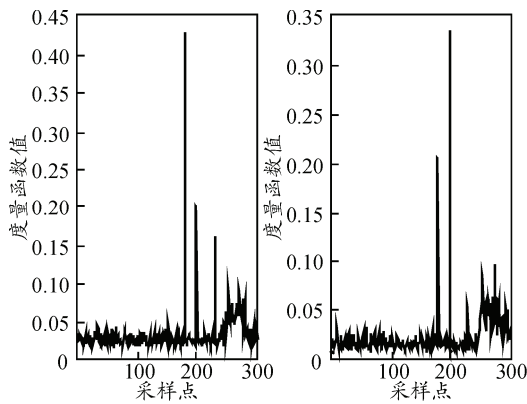


图 3 OVSP 算法在不同信道下的同步性能

图 3 描述了 OVSP 算法在不同信道下的同步性能，从图中可以明显地看出，在 SUI-5 信道下，算法同步精度大大降低。产生该结果的主要原因是：在时延较大的信道下，不能正确区分多径信号中的第一径和最大径，导致了定时产生了较大的误差。在瑞利衰落信道中，由于不存在视距直射信号，因此会出现第一径信号强度并非最大强度的情况。如图所示，其中图 4(a)为第一径属于能量最大的情况，

这时 OVPSP 算法能够正确估计出符号定时位置，而图 4(b)中的第二径能量最大，这将导致符号定时偏差。



(a) 第一径能量最大 (b) 第二径能量最大

图 4 多径信道下同步误差的存在原因

2) 算法的改进。

为了提升 OVPSP 算法在多径信道下的同步精度，笔者使用一种基于后向搜索的方法来区分多径中的第一径信号和最大径信号<sup>[16]</sup>。其基本思想为：

a) 根据 OVPSP 算法得到符号定时所对应的能量最大径信号所在位置  $d_{\max\_value}$ ；

b) 设定一个搜索窗的大小。在存在  $N_{\text{path}}$  条路径的瑞利衰落信道下，采用相关运算的符号定时同步算法会产生  $N_{\text{path}}$  个峰值。因此在不考虑极低信噪比的情况下，最大径有可能为  $N_{\text{path}}$  条路径的任意一条。很显然，最大径与第一径之间的距离最大时为无线信道的最大时延  $\tau_{\max}$ ，因此搜索窗的长度最小为  $\tau_{\max} \cdot f_s$ ， $f_s$  为系统采样率。只有这样才不会在搜索过程中产生遗漏现象。

又由于循环前缀的存在，循环前缀一般大于等于信道的最大时延扩展，即  $N_{\text{cp}} \geq \tau_{\max} \cdot f_s$ 。由于 SUI-5 信道最大时延为 10  $\mu\text{s}$ ，采样率为 5 MHz，而循环前缀长度为 128，因此；笔者可以设定  $\text{win}_{\text{search}} = N_{\text{cp}} / 2$ 。在无线信道信息未知的情况下，只需要将搜索窗设定为  $\text{win}_{\text{search}} = N_{\text{cp}}$  即可，因为一般情况下的循环前缀长度都取 0.25 倍的子载波数，且该循环前缀长度  $N_{\text{cp}}$  都大于信道的最大时延；

c) 以  $d_{\max\_value}$  为起始位置，使用搜索窗  $\text{win}_{\text{search}}$  为搜索长度进行搜索。通过设定一个门限

来进行搜索判决，该门限用来表示第一径与最大径能量的比值。对于门限的选择，由于无线信道的未知性和时变性，通过利用发送数据信息和信道信息直接对门限进行设定，实现起来极其困难且计算量相当大。在实际应用中，不同环境下已经存在了相应的典型信道模型，利用该信道模型进行理论上的仿真，可以得出较为合理的门限值，将其应用到硬件实现当中来即可实现本算法的性能。

通过以上步骤，假若存在最大径与第一径不同的情况，则可以通过搜索得到第一径作为正确的定时估计  $d_{\text{first\_path}}$ ；反之，则  $d_{\text{first\_path}} = d_{\max\_value}$ 。

### 3 算法仿真与分析

#### 3.1 仿真参数设置

在对改进算法的具体思想进行描述之后，笔者通过仿真图形来更为形象地表示改进之后算法在多径信道下的符号同步性能。笔者使用 Matlab 软件进行仿真，仿真参数为：信道模型为 SUI-5 信道和高斯信道；为了简化运算，令  $N_t = 2$ ， $N_r = 1$ ，即 2x1 的 MIMO 系统；子载波数为 512；循环前缀长度  $N_{\text{cp}} = 128$ ；采样率为 5 MHz；2 个发送天线上的训练序列分别采用周期长度为  $U_1^2 = 256$  和  $U_2^2 = 225$  的正交变周期序列；1 个前导符号包含的训练序列个数为  $k_1 = k_2 = 2$ ；2 个发射天线的不同时延分别为  $\tau_1 = 50$ ， $\tau_2 = 150$ ；搜索窗长度  $\text{win}_{\text{search}} = 64$ 。在文献[10]中已经得出了 OVPSP 算法在 AWGN 信道下符号定时的精确性，笔者主要是针对其在多径信道下的改进，因此这里就不再对 AWGN 信道下的性能进行仿真分析。

#### 3.2 算法仿真

在算法的改进过程中，最为重要的就是门限的选择，不同门限的大小对判决起着及其重要的作用，门限太大将导致漏检，门限太小又会受到噪声的影响。图 5 为不同门限下，改进算法的同步估计性能。

在图 5 中可以看出，随着门限的增大，算法的同步性能得到了一定的提升，但是，当门限过大时，如图 6 所示，系统只是提高了较低信噪比下的同步性能，在信噪比大于 0 dB 之后，同步精确随门限的增大而降低；因此，在本算法中，必须选取合适的门限，才能达到较好的同步精度。

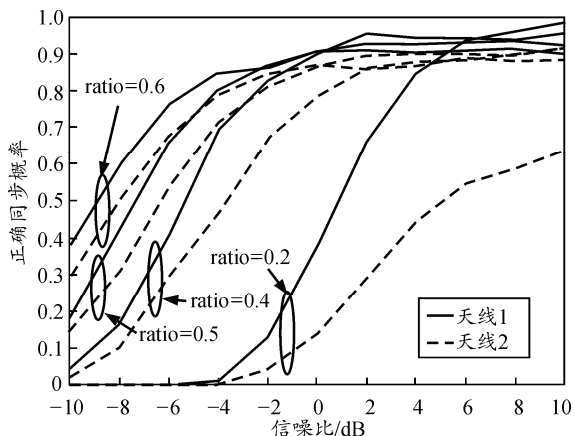


图 5 一定范围内不同门限设置对同步性能的影响

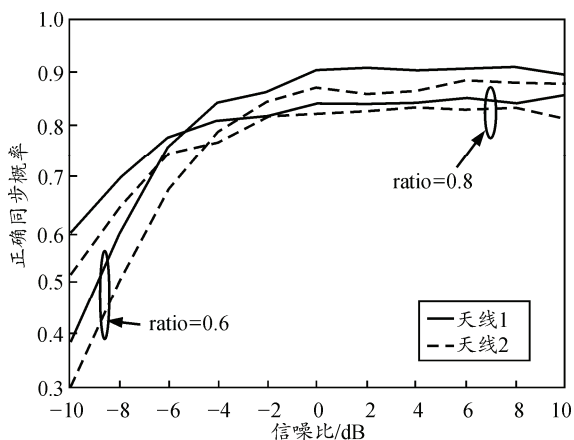


图 6 不同门限设置对同步性能的影响

由于 OFDM 技术中循环前缀的存在，系统对定时同步精度有一定的冗余，如图 7 所示，假设符号同步点位于 OFDM 符号起始位置的左端 1/4 循环前缀内时，系统定时为准确定时。由图 7 可以看出，在 SUI-5 信道下，改进的算法能够使得 2 根发送天线的时延估计在 -10 dB 处达到 95% 的正确概率，而 OVPSP 算法与改进算法相比，性能明显下降。

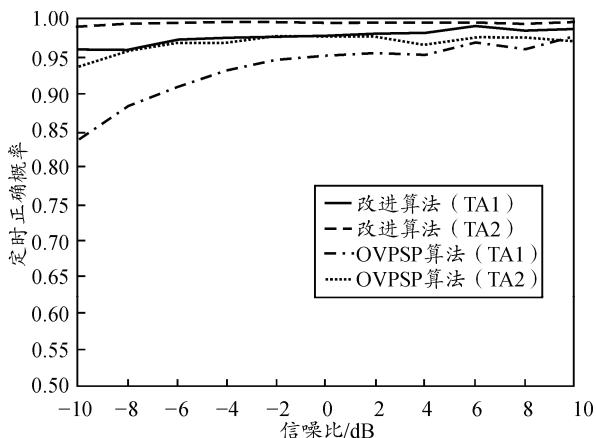


图 7 在一定冗余情况下 2 种算法的同步性能比较

为了进一步精确地比较 2 个算法的性能，笔者

设定当定时估计点为准确的 OFDM 符号起始位置时，系统才为正确的定时估计，图 7 为其正确同步概率随信噪比变化的曲线，从图 8 可以明显地看出，改进的算法在 SUI-5 信道下仍然能达到 90% 以上的正确同步概率，而 OVPSP 算法则只能达到不足 80%。

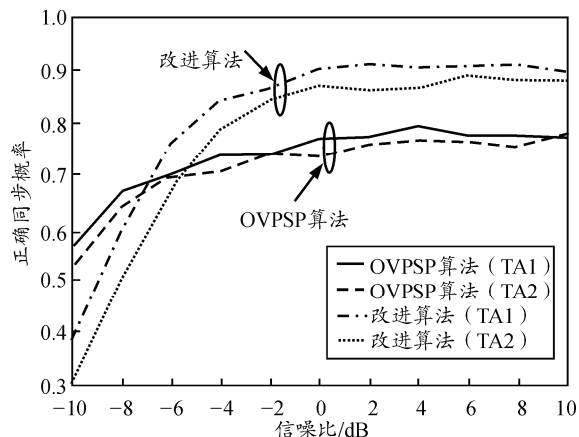


图 8 精确符号同步下 2 种算法的同步性能比较

#### 4 结论

笔者提出了一种利用后向搜索的方式来提高同步算法在多径信道下的性能。通过仿真分析可知，改进算法在多径信道下有着良好的同步精度。由于笔者是在 OVPSP 算法之上进行的改进，结合了 OVPSP 算法在分布式 MIMO-OFDM 系统中的优点；因此，笔者提出的改进算法能够在路径损耗严重的多径瑞利衰落信道下，精确地实现分布式 MIMO-OFDM 系统的定时估计。

#### 参考文献：

- [1] 佟学俭, 罗涛, 等. OFDM 移动通信技术原理与应用[M]. 北京: 人民邮电出版社, 2003.
- [2] Mody. A. N, Stuber. G. L. Synchronization for MIMO-OFDM system[J]. Global Telecommunications Conference, 2001, GLOBECOM'01 IEEE, 2001(1): 25-29.
- [3] A. van Zelst, T. C. W. Schenk. Implementation of a MIMO OFDM-Based Wireless LAN System[J]. Proc. IEEE, 2004, 52(2): 483-494.
- [4] Yao Yao, Tung-Sang Ng. Correlation-based Frequency Offset Estimation in MIMO System[J]. IEEE VTC, 2003: 438-442.
- [5] 张建华, 冯冲, 刘毅, 等. 用于 MIMO-OFDM 系统的定时同步算法[J]. 北京邮电大学学报, 2009, 32(1): 118-121.
- [6] He Xu, Peng Xiaoyong, Xiao Yue. A Novel Time and Frequency Synchronization Technique for MIMO-OFDM System[C]. IEEE AICT 2008: 360-363.