

摘要

对于实现下一代移动通信系统的目标而言，正交频分复用（OFDM）技术与码分多址（CDMA）技术相比就显出其优越性。但是，OFDM 不仅对于同步误差和信道估计误差非常敏感，而且还伴随发射信号高峰平比（PAPR）的缺点。为此，针对下一代无线移动通信系统的新目标，如何有效地在接收机中实现同步、信道估计并降低 PAPR 则是有待解决的新问题。针对这些问题，本文重点研究了 OFDM 接收机中的同步、信道估计以及 PAPR 这三类关键技术。

首先，论文提出了四种串行 PN 序列时间同步和频率同步算法。前两种同步算法使用了巴克码与 PN 序列来提高同步性能。后两种算法是通过不同方法在发射端频域对 PN 序列进行设计，从而在接收端时域中产生比常规算法更多的可利用的关系以产生更佳的同步信号。分析和仿真表明：对于 AWGN 信道和多径衰落信道下的高速移动环境，这四种算法同步性能均优于常规算法。

其次，论文提出了三种并行 PN 序列帧同步算法。这三种算法与常规算法最大的不同之处在于：利用的在一个信息符号上叠加 PN 序列所分配的能量仅占总能量的 1.4%，从而对信号和系统性能造成的影响均可忽略。第一种帧同步算法直接利用了一个长 PN 序列产生相关并融合保护间隔的冗余特性获得同步信号。第二种帧同步算法采用一个长 PN 序列在多径信道下的二次相关并融合保护间隔特性获得同步算法。第三种帧同步算法利用短复巴克码的最佳自相关特性和最大似然估计原理推导出。仿真表明：在高速移动的 DVB-T 系统中，这三种同步算法性能均优良，尤其是第三种算法，不仅计算复杂度更低，而且同步性能更好。

第三，提出了一种计算量较低的利用并行 PN 序列进行信道估计的 LMMSE 算法。分析和仿真表明：该算法不需要任何先验知识，不占用宝贵的带宽资源，计算复杂度比 LS 算法还低，而在低信噪比下信道估计性能比 LS 算法还好。同时，提出了一种并行 PN 序列能量分配原则，该原则将拓宽并行 PN 序列在同步和信道估计技术中的应用。

最后，提出了一种降低 PAPR 的压缩扩张算法，该算法是一种数值变换的预失真方法，通过理论推导获得。分析和仿真表明：该算法计算复杂度比其他所有降低 PAPR 的算法计算复杂度更低，而所获得的压扩增益远比同类算法更大，且算法在低信噪比下对系统性能的影响可以忽略。

总之，本文提出了涉及同步、信道估计、降低 PAPR 三个关键方向的九种算法和一个方案，这些算法可用于 OFDM 无线移动通信系统实现下一代移动通信的目标。

关键词 无线移动通信系统 正交频分复用 同步 信道估计 峰平比

ABSTRACT

Facing the object of the next generation mobile communication system, Orthogonal Frequency Division Multiple (OFDM) against Code Division Multiplex Access (CDMA) has its distinct superiority. However, OFDM is sensitive to synchronization error and channel estimation error and it has the weakness of the high Peak-to-Average Power Ratio (PAPR) of the transmitted signal. To these weaknesses, scholars have done numerous researches and gained great achievements. But as far as the new object about the next generation mobile communication system is concerned, the question about how to realize the synchronization and channel estimation and to reduce PAPR in the transmitter is under the way. Against these problems, the thesis has mainly discussed the three key technologies about synchronization and channel estimation and reducing PAPR for the OFDM systems in the receiver.

Firstly, the thesis has proposed four kinds of timing synchronization and frequency synchronization algorithms using series-wound Pseudo Noise (PN) sequence. The first two synchronization algorithms employing Barker code and PN sequence. The rest two algorithms employing PN sequence devised by the different design methods in the frequency domain of the receiver. Then, the algorithms against the conventional algorithms gained further advantage relations in the time domain of transmitter to achieve the synchronization signal and to deduce the synchronization algorithms by theories. It's proved by simulation that the synchronization performances of the four algorithms are superior to those of the conventional ones for AWGN channel and multi-path fading channel under the high speed mobile environment.

Secondly, the thesis has proposed the three frame synchronization algorithms employing the superimposing PN sequence. The main difference of three algorithms against the conventional algorithms is that the proposed superimposing PN sequence is distributed far weaker power than it does in the convention, which the influence over the signal and the system performance can be ignored. The first kind of the frame synchronization algorithm employs the correlation of the long PN sequence and the redundancy of the guard interval to produce the synchronization signal. The second kind of the frame synchronization algorithm employs the re-correlation of the long PN sequence and the redundancy of the guard interval to produce the synchronization signal under the multi-path fading channel. The three kinds of the frame synchronization algorithm show that their synchronization performances are superior. Especially the computation complexity of the third is not only the lowest, but its performance is the best.

Thirdly, the thesis has proposed the Linear Minimum Mean Square Error (LMMSE) channel estimation algorithm using the superimposing PN sequence with less computation complexity. It's proved that this algorithm doesn't need the apriori information and doesn't occupy the precious band-width. Furthermore, its computation complexity is lower than that of Least Square (LS) and the performance of the proposed algorithm is better than that of LS in the lower Signal-to-Noise Ratio (SNR). Furthermore, the thesis has proposed the power distribution rule of the superimposing PN sequence that will play an important role in the synchronization and channel estimation techniques employing the superimposing PN sequence.

Lastly, the thesis has proposed the compandor algorithm to reduce PAPR. This algorithm is a pre-distortion method of numerical value transfer and is deduced by the theories. It's proved that the computation complexity of the algorithm to reduce PAPR

is far smaller than others, but its compandor gain is larger than others, whose effect on the system performance can be ignored in lower SNR.

Above all, the thesis has proposed nine algorithms about the three key technologies: synchronization, channel estimation and PAPR. These algorithms will play important roles in realizing the objects of next generation mobile communication system with OFDM.

Key words Wireless mobile communication system, Orthogonal Frequency Division Multiple (OFDM) , Synchronization , Channel estimation , Peak-to-Average Power Ratio (PAPR)

主要符号表

符号	含义
\hat{A}	矩阵 A 的共轭
A^T	矩阵 A 的转置
A^H	矩阵 A 的共轭转置
*	线性卷积
\otimes	圆周卷积
$E(x)$	随机变量 x 的数学期望值
δ^2	方差
N_c	子载波数
N_u	有用子载波数
$\arg \max_{\theta} g(\theta)$	求使 $g(\theta)$ 最大时 θ 的值
$\delta(t)$	Kronecker 冲激函数
$\text{Re}(\bullet)$	实部
$\text{Im}(\bullet)$	虚部
$p(\bullet)$	概率密度函数
$h(\bullet)$	信道冲激响应函数

缩略语及专用术语表

缩略语	英语解释	中文解释
3G	Third Generation	第三代移动通信
4G	Fourth Generation	第四代移动通信
ADSL	Asymmetrical Digital Subscriber Line	非对称数字用户环路
AWGN	Additive White Gaussian Noise	加性白高斯噪声
BER	Bite Error Rate	误码率
CDMA	Code Division Multiplexing Access	码分复用
CSI	Channel Status Information	信道状态信息
DAB	Digital Audio Broadcasting	数字音频广播系统
DVB-T	Terrestrial Digital Video Broadcasting	地面数字视频广播系统
DFT	Discrete Fourier Transform	离散傅氏变换
DMT	Discrete Multitone Multitone	离散多音频
FDMA	Frequency Division Multiplexing Access	频分复用
GSM	Global Mobile Phone Services	全球移动通信系统
ISI	Inter-symbol-interference	符号间干扰
ICI	Inter-carrier-interference	载波间干扰
LS	Least Square	最小二乘法
LOS	Line-of-sight	直视环境
MAP	Maximum A Prior Probability	最大后验概率
MIMO	Multiple Input Multiple Output	多输入多输出
MLE	Maximuim Likelihood Estimator	最大似然估计
MMSEE	Minimum Mean Square Error Estimator	最小均方误差估计
MSE	Mean Square Error	均方误差
Non-LOS	Non-line-of-Sight	非视线环境
OBS	Obstruction	障碍环境
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiple	正交频分复用
PAPR	Peak-to-Average Power Ratio	峰平比

PSAM	Pilot Symbol Assisted Modulation	基于导频的调制方法
PN	Pseudo Noise	伪噪声
PTS	Partial Transmit Sequence	部分传输序列
P/S	Parallel to Series convertor	并串转换
S/P	Series to Parallel convertor	串并转换
SFN	Signal Frequency Network	单频网
SLM	Selective Mapping	选择性映射
SMCC	Synchronization Multicarriers CDMA	同步多载波 CDMA 系统
SNR	Signal and Noise Ratio	信噪比
SVD	Singular Value Decomposition	奇异值分解
TDMA	Time Division Multiplexing Access	时分复用
VDSL	Very-High-Speed Digital Subscriber Line	甚高速数字用户环路
WCDMA	Wide-band CDMA	宽带码分复用
WLAN	Wireless Local Area Network	无线局域网

第一章 绪 论

1.1 研究背景和意义

当 Marconi 一个世纪前展示无线电报时就预示了工业的重大转折点产生。百年来，无线传输技术允许人们可以不使用任何物理连接进行通信。半导体技术的进步让许多在世界各地的公众同时通话成为了现实。现在，移动用户的数量急剧增加，数据通信和多媒体业务也随之增加。于是，下一代无线移动通信系统对新技术的需求更加迫切，实现无所不在的、高质量的、高数据传输速率的、高移动速率的、低功耗的无线移动多媒体传输成了目标。

移动通信系统按照所提供的业务可分为不同的发展阶段。第一代采用频分多址(FDMA)模拟调制方式，这种系统主要包括 NMT(Nordic Mobile Telephone system)和 AMPS(Advanced Mobile Phone Services)，其主要缺点是频谱利用率低，信令干扰语音业务。第二代蜂窝系统包括最先的采用时分多址(TDMA)的 GSM(Global Mobile Phone Services)，D-AMPS (Digital AMPS)，PDC(Pacific Digital Cellular)系统和采用码分多址(CDMA)的 IS-95 系统。第二代蜂窝系统主要是提供了语音通信，但是数据通信传输速率仍然非常低，而且不同的网络之间也无法实现资源共享。第三代数字蜂窝移动通信系统的三大主要候选方案分别是北美的 CDMA2000 系统、欧洲和日本的 WCDMA 系统以及中国的 TD-SCDMA 系统。这些以 CDMA 为标志的第三代数字蜂窝移动通信系统协议已经出台，其主要特征是：支持多媒体业务，其数据传输速率至少为 384kbit/s，可全球漫游，接口开放，能与不同的网络互联，终端多样化以及能从第二代平稳过渡等。然而，如果要求数据传输率再进一步提高，3G 中使用简单的 CDMA 技术已经不能满足要求。于是，以正交频分复用 (OFDM) 调制技术为标志的第四代移动通信系统开始走入人们视野，并成为目前的研究热点。

与 CDMA 相比，OFDM 具有如下优点[1]：

- 对于单蜂窝和多蜂窝环境，OFDM 性能远优于 CDMA[1]。在单蜂窝环境，OFDM 可允许同时通话的用户数为 CDMA 的 2~10 倍。对于多蜂窝环境，OFDM 可允许同时通话的用户数为 CDMA 的 0.7~4 倍。OFDM 和 CDMA 在用户容量上的差异主要在于是否使用了蜂窝分区(cell sectorization)和语音激活检测技术

(voice activity detection)。如：用 1.25MHz 的带宽和 19.5kbps 的用户数据率时，CDMA 在单蜂窝系统中性能较差，在每个蜂窝（cell）中仅允许 7~16 个用户同时通话，而对于 OFDM 系统则可达到 128 个用户。这种 CDMA 的低蜂窝容量 (low cell capacity) 是由于在反向传输链接中使用非正交码导致了较高的用户间干扰造成的。

- OFDM 可容忍较大的多径时延扩展。事实上，多径信号在进行 RAKE 接收机处理后将导致接收信号加强。对应于 30km 的多径反射、低于 100 μ s 的时延扩展都是可以忍受的。

- OFDM 信号峰值的截除 (Clipping) 不会对系统性能产生较大影响。在错误率较高时，信号的峰值功率可以被截除 6~9dB。这将减少对 OFDM 发射端输出阶段的动态范围要求。

所以，对于高容量、高移动速度的无线移动通信系统而言，OFDM 是一个很好的调制技术，并且在今后的无线移动通信网络发展中将扮演越来越重要的角色。

1.2 OFDM 研究历史、应用

OFDM 的研究经历了一百多年曲折的发展，现在已经应用到不同的领域中。然而，面对移动用户、移动速度、传输数据量的急剧增加，在高速移动环境下的 OFDM 无线移动通信系统关键技术仍是人们关注的热点和研究的难点。

1.2.1 OFDM 研究历史

OFDM 可以看成是一种特殊的频分复用 (Frequency Division Multiplexing, FDM) 形式。它的发展经历了五个阶段：

第一阶段：极低频谱效率的 FDM 技术阶段。该技术在一个世纪前就开始使用。许多不同载频的低速信号在同一个宽带信道中进行并行传输，但是，为了在接收端分离出这些信号，传统多载波系统中各载波频率要分隔开来，并在子信道之间利用保护频带使各载波信号互不干扰，所以它的系统频谱效率很低。

第二阶段：最早的、高频谱效率的多载波通信系统阶段。该系统是在 1957

年出现的 Collins Kineplex 系统[2]，该系统能在严重多径衰落效应的高频无线信道中实现无线传输。为了提高频谱利用率，可使用相互交错的正交幅度调制技术，在 3dB 处载波频谱重叠，其复合谱是平坦的，子带的正交性通过交错同相或正交子带的数据得到（即将数据偏移半个周期），此时频谱利用率可以提高，但子载波总数有限。由于该系统仍使用传统的多载波实现方式，各子信道两边的保护频带仍浪费了宝贵的带宽，降低了系统频谱利用率。

第三阶段：多载波理论发展阶段。1966 年，Chang 在他的文章中提出了传输信号通过一个带宽受限的信道时无 ISI 和 ICI 的原理[3]。1967 年，Saltzberg 经过性能分析认为：设计一个有效的系统主要应该集中考虑如何降低邻信道间干扰，而不是仅考虑每个独立的子信道情况，这是因为引起信号失真的主要原因是信道间串扰[4]。这是一个很重要的结论。

第四阶段：OFDM 无线移动通信系统理论形成阶段。各个子载波之间有 1/2 的重叠，但保持相互正交，在接收端通过相关解调技术分离出来，避免使用滤波器组，同时使用频谱效率提高近 1 倍。为了减少多载波系统的复杂度，1971 年 S.B.Weinstein 和 P.M.Ebert 提出了几个思想[5]：(1) 每个子载波的频谱在没有经过滤波时，其频谱形状为 sinc 函数且为非带限的；(2) 离散傅立叶变换 (Discrete Fourier Transform, DFT) 可以完成多载波基带的调制和解调。(3) 各符号间可以采用空白时隙作为保护间隔以消除 ISI。1980 年 A.Peled 和 A.Ruiz 将空白时隙改为了循环前缀以满足色散信道时各载波的正交性[6]。1985 年，Cimini 将 OFDM 思想运用到无线蜂窝移动通信系统中[7]，从此奠定了 OFDM 无线移动通信系统的理论基础。

第五阶段：从理论到实用阶段。近十年来，大规模集成电路技术高速发展，高速大点数 FFT 芯片的实现已经不难，从而促进了 OFDM 理论的广泛应用。

1.2.2 OFDM 应用

在有线环境中，OFDM 又名离散多音频(Discrete Multitone, DMT)调制。由于其对抗时间色散信道的能力和对脉冲噪声、频域噪声的抑制作用，被用于非对称数字用户环路(Asymmetrical Digital Subscriber Line, ADSL)[8]和甚高速数字用户环路(Very-High-Speed Digital Subscriber Line, VDSL) 系统[9][10]。作为调制技术，DMT 比正交幅度调制(QAM)能提供更高的下行速率和更远的传输距离，因而被美国国家标准学会(ANSI)选定为 ADSL 的传输使用标准。

在无线环境中，OFDM 应用比有线环境更加广泛。

由于 OFDM 具有很好的抗多径能力，在单频网（Single Frequency Network, SFN）的地面广播系统中具有强大优势。1995 年，欧洲电信标准协会（ETSI）采用 OFDM 制定了数字音频广播系统（Digital Audio Broadcasting, DAB）标准 [11][12]，该标准可以提供与 CD 媲美的语音质量、更新的数字业务以及更高的频谱效率[13]。1997 年，基于 OFDM 的地面数字视频广播系统（Terrestrial Digital Video Broadcasting, DVB-T）标准[14]也开始使用。

1998 年 7 月，基于 IEEE802.11a 的无线局域网（Wireless Local Area Network, WLAN）标准把 OFDM 作为其物理层传输方法，它是工作于 2.4GHz ISM 频段的第一个 WLAN 标准，用于 5GHz 频段内支持 6Mbps 到 54Mbps 的高速无线传输。后来，High-PERformance LAN type 2 (HIPERLAN/2) Multimedia Mobile Access Communication (MMAC) 及 Multimedia Mobile Access Communication (MMAC) 也相续把 OFDM 作为其物理层传输方法[15][16][17]。

OFDM 还被用于宽带固定无线接入系统 LMDS[18] (Local Multipoint Distribution Systems) 中，作为在非视线(Non-Line-of-Sight, Non-LOS)环境的传输方法。OFDM 不仅可作为传输方法，而且在多用户环境可以作为接入方式 [19][20]。尤其是 OFDM 可以解决高速移动环境的 ISI 问题，被作为第四代无线移动通信的候选方案之一[21][22]，用于实现超过 2Mbps 的移动无线多媒体和数据通信。

1.3 OFDM 研究现状

正因为 OFDM 系统具有如此美好的前景和下一代移动通信的要求，所以，研究 OFDM 系统中的同步、信道估计和峰平比（PAPR）等关键技术就显得非常重要。

围绕 OFDM 系统的关键技术，国内外广大学者作了深入地研究。

1.3.1 OFDM 系统中同步研究现状

在高速移动环境中，由于发射机和接收机两端振荡器器件的不稳定和多普

勒效应导致了载波频率发生偏移；同时由于多径现象以及各种噪声干扰等导致了定时偏移。因此，需要进行时间同步和频率同步，以实现系统的良好性能。常规的时间同步和频率同步方法如下：

1. 保护间隔进行同步

用保护间隔的循环特性[23] [24]来进行同步时，可以不需要训练序列，同时避免了导频的使用，减少了计算复杂度。

基于[23][24]的改进算法[25]通过多个保护间隔的信号进行累计来获得更优的同步信号。[23]的改进算法[26]是通过加权的方式来减小 ISI 的影响，这在一定程度上仍然不够理想。[27]是通过减小对采样时钟频率偏移的敏感性，用大的运算量和运算复杂性来换取性能的提高。一种较简单且常用的保护间隔算法[28]能获得精确的细频偏估计。通过减少符号间干扰并利用保护间隔获得同步信号的算法[29]可以获得整数倍频偏。[30]在时域引入保护间隔并应用到清华大学提出的国家数字广播候选方案之一的 DMB-T 系统中进行同步。

[24]是采用保护间隔进行同步的 ML 算法，[31]是[24]的改进算法，它在[24]基础上引入了自适应权重和信噪比进行加权，从而改善了算法性能。

通过融合保护间隔的相关性和 PN 序列的相关性[32]可以改善时间同步性能，但是该算法所获得的同步性能仍不理想。

总之，通过保护间隔进行同步的算法简单，运算量小，在 AWGN 信道条件下性能较好，但是，在高速移动多径衰落信道中不易保证精确的时间同步。如果时间同步的时间误差超过保护间隔，还会破坏子载波间的正交性。而频率同步与时间同步同时进行，实现虽简单，但易受时间同步误差的影响[33]。

2. 导频进行同步

传统的采用导频进行同步的方法都遵循最大似然估计（ML）原理[34]，这类 ML 算法搜索的时间较长，估计也不够精确。在 DVB-T 系统中，采用导频进行同步获得了较好的效果[35][36]。实质上，算法的性能与导频的设计有关。在 DVB-T 系统中，导频分布方式有两种：分布导频和连续导频[12]。

但是这些导频因为占用了宝贵的系统带宽资源而在使用中受到限制。而且，即使在 DVB-T 系统中，采用导频和保护间隔联合进行同步，其性能也不理想。一般在移动速度超过 100km/h 时，DVB-T 的同步就会出现问题。虽然欧洲也一直试图改善 DVB-T 系统的移动接收性能，但是，至今仍没有公开的相关技术报

道。所以，在高速移动环境下如何改善 DVB-T 系统的同步性能仍是学术界研究的难点和重点。

3. 训练序列进行同步

利用训练序列进行同步，其理论依据是 ML 原理，采用的序列是具有优良自相关属性的 PN 序列。总体而言，采用训练序列进行同步的技术可概括为以下几类方法：

通常的采用 PN 序列进行同步的方法[37]。

利用短 PN 序列重复构造形成长 PN 序列获得同步信号的方法 [38][39][40][41][42][43][44][45][46][47][48][49][50][51][52][53][54]。该类方法的优点在于：将每个短 PN 序列的相关信号进行多次累积，有效地提高了接收信号与本地 PN 序列时间零偏移处的相关峰值，同时可对其余有时间偏移位置时的相关信号作一定程度抵消。

利用选择的 PN 序列在频域进行特殊构造，在经过 IFFT 后，在时域获得某些特殊性质，由此产生同步信号[55][56]。该类方法优点在于：方法简单、计算量小。但同步性能不太理想。

利用特殊构造的具有较好的优良自相关性的新序列进行同步的方法[57][53]说明：在同步算法中，所选用的序列对于同步算法的性能有至关重要的作用。其实质类似于对导频进行设计。

在以上所有的利用 PN 序列来进行同步的方法中，大部分方法所应用的 PN 序列都是与信号串行排列的，只有[43][50][51]中的 PN 序列与信号是并行排列的。其中，性能较好的串行 PN 序列同步算法都存在一个较大的弱点，即：同步信号在零时间偏移处附近出现了平台，而不是尖峰，即使[43]方法相对更优，而[53][54]方法还针对此问题做了深入探讨，但最终效果都不令人满意。而且串行 PN 序列同步算法中 PN 序列占用了宝贵的带宽资源，只在具有专用同步符号的 4G、WLAN 等系统中才能适用，而对于 DVB-T 系统则没法使用。对于并行 PN 序列同步算法，由于 PN 序列叠加在信号上造成了对信号的干扰，虽然[50]提出了一种消除部分干扰的方法，但该方法隐含了一个条件：即对接收机结构的改变；而[43][51]采用在不同同步阶段选用不同能量因子以调整叠加 PN 序列能量的方法确实能够实现同步，但是造成了对系统性能的影响，尤其是在高速移动环境下需要快速同步，这个方法更不适合。

4. 盲同步

盲估计方法中最简单的是直接判决，它利用解调后码元速率数据检测相位或频率误差，因此，估计的范围不超过码元速率的 1/2。文献[58]、[59]提出的载波频偏的最大似然估计(MLE)方法，前者利用保护间隔进行频偏估计；后者利用多载波信号原有的结构，提出了频率选择性瑞利衰落信道中载波频偏的 MLE，可以达到更宽的估计范围和更高的准确性。

文献[60]提出了 OFDM 系统中下行链路基于参考码元的时间和频率联合同步捕获算法。M. Speth[61] 分析了符号(帧)、载波和采样频率时钟偏差的影响，[61][62][63]还进一步给出了 OFDM 接收机中同步技术的设计。

子空间方法的研究在文献[64][61][65][66]中有描述，这些算法分别是 MUSIC 算法、ESPRIT 算法，它们不需要浪费带宽，但要求时间同步性能要好。

总之，盲同步方法性能比利用先验知识的序列进行同步的性能要差。而就采用保护间隔、导频和 PN 序列进行同步的性能相比较，采用 PN 序列进行同步性能更佳。所以，在实际工程中，一般选用同步性能较好的、算法性能较稳定的、计算复杂度较低的快速 PN 序列同步方法。但是，要得到同时满足这些条件的同步算法很不易。

1.3.2 OFDM 系统中信道估计研究现状

调制分为连续调制和差分调制。采用差分调制时，无需进行信道估计，因为信道信息已包含在相邻符号之差中。差分调制是通信系统常用的技术，因为它不需要信道估计器，从而简化了接收机的复杂度。但是，差分调制有两个缺点：它使噪声有 3dB 的增强，它无法运用频带利用率高的多电平调制技术，而连续调制则允许使用任何的星座。在无线移动环境中，连续调制则因效率高而更受关注。当采用连续调制时，就必须进行信道估计。因此，OFDM 系统中的信道估计算法的性能以及复杂度一直是研究的热点。

信道估计方法可分为三类：基于导频信号和 PN 序列的方法、基于判决反馈的方法和信道盲估计方法。

1. 基于导频信号和 PN 序列的方法 (Pilot Symbol Assisted Modulation, PSAM)

在时域内插入 PN 序列的时域相关[67][68]信道估计方法、时域导频时域互

相关时变估计算法[68][69]、在频域插入 PN 序列[70][71]的信道估计方法和频域导频频域平均法[72]，这些方法带宽利用率极低。

常用的是最小平方 (LS) 算法[73]，该法先通过接收信号得到导频频点的信道响应，然后通过信道内插算法得到有用数据频点处的信道响应，并进一步平滑实现信道均衡。

利用频域导频符号进行信道估计的最大似然估计法[74](Maximum Likelihood Estimator, MLE)和最小均方误差估计法(Minimum Mean Square Error Estimator, MMSEE)[75]是两种典型的信道估计方法。MLE 法不需要信道的统计特性和信噪比，但需要将信道边缘处的导频间距适当缩小，这在实际工程实现时不易操作。MMSEE 法需要知道信道的先验知识，算法比 MLE 法更复杂，性能更好。

基于参数信道模型的估计算法[76]，该算法能自适应地跟踪时变信道。二维插值维纳滤波器算法[77][78][79][80][81][82]计算复杂度非常高，而且[78][79]必须事先设定信道相关矩阵以及信道 SNR 值，这在实际中只能通过估计，一旦与实际情况不匹配，则会降低信道估计的准确性。在假设无线移动信道为 WSSUS[83]的条件下可将二维插值滤波器转化为一维[84][85][86][87]，大大简化算法和接收机的复杂度[88]。维纳滤波算法利用信道在时域和频域的相关性，估计精度较高，而变换域滤波算法[89]和时域滤波算法[90]未利用信道的特性及相关性，因此计算结果的精度比维纳滤波法低，但是这两种算法实现较为简单，有较高实用价值。

以上的导频和 PN 序列都是串行插入的，都占用了宝贵的系统带宽资源。

利用并行叠加在 OFDM 系统信号上的导频和 PN 序列进行信道估计的方法[91][92][93][94][95][96][97][98]则解决了浪费带宽资源的问题，但是，由此也带来了叠加序列对信号的干扰，导致了系统性能的下降。

2. 基于判决反馈方法

基于判决反馈方法主要有：利用前一个 OFDM 码字解码后的数据来获得信道估计方法[98]、利用低通滤波器滤波降噪的滤波器决策反馈(Filtered Decision Feedback, FDF)信道估计方法[99]、利用最小均方误差准则的判决反馈信道估计方法[101]、采用奇异值分解(Singular Value Decomposition, SVD)的信道估计方法[102]、基于直接判决预测均衡的方法[103]、利用傅里叶变换来降低算法复杂度的方法[104][105]、提高频谱的利用率采用一步抽头反馈均衡器的信道估计方法[106]。

所有这些判决反馈方法，由于传输数据中不需要导频符号，因此可以有效地提高系统的传输效率。这种方法的主要缺点是：当信道出现突发错误时，容易产生误差扩散，从而降低系统性能，甚至使系统瘫痪，只有等到新的训练数据到达时才能重新工作。同时，由于存在反馈问题，没法做到快速实现。

3. 信道盲估计方法

由于决策反馈法易产生误差扩散且耗时，而使用串行训练序列或导频符号必然占用一定的有效带宽，从而使系统的传输效率降低。尤其是对于高速移动环境或时变信道，训练序列必须不停地发送来更新信道的估计值。这样，信道中数据的传输效率大大下降，严重影响数据传输速率。为了解决这些问题，研究信道盲估计算法很富有吸引力。目前已有几种 OFDM 系统信道盲估计算法：基于自相关矩阵的子矩阵信道盲估计算法[107]、基于子空间分解的信道盲估计算法[108][109]、基于输入数据循环平稳性的信道盲估计算法[110]、改进的 Cholesky 分解算法[111]、基于输入信号的高阶统计量进行信道盲估计算法[112]。所有这些盲算法相对利用 PN 序列或导频进行信道估计的方法性能更差，而且，计算复杂度更高。

为了提高收敛速度，可以考虑采用半盲的信道估计方法，该法是在发送训练序列的信道估计方法和信道盲估计方法之间的折衷，也就是说使用一定的训练序列并且使用盲估计的算法。这样就可以在比较快的收敛速度下保证比较好的性能。

信道盲估计和半盲估计是比较好的信道估计方法，它们对信道利用率的提高有比较显著的效果，特别是在高速数字信道中效果就特别好。但是，它们需要比较多的运算量，而且收敛速度也没有传统的采用先验知识进行估计的方法快，这些都需要不断改进。

总之，MMSE 信道估计方法性能较好，但复杂度高；LS 方法虽然简单，但估计性能不佳；基于判决反馈的信道估计方法性能也不佳。导频、PN 序列辅助信道估计是比较常用的信道估计方法，其唯一缺点是在数据流中插入导频信号或 PN 序列，降低了有效数据传输效率。而信道盲估计方法不需要利用训练序列，传输效率特别高，非常适合高速数据传输系统。但盲算法比较复杂，收敛速度较慢。MMSE、LS、基于判决反馈算法和信道盲/半盲估计算法在性能或者复杂度上都有缺点，不适宜直接应用在实际系统中。PSAM 估计方法是比较理想的信道估计方法，它在复杂度不高的情况下能达到很好的性能，是比较适合于 OFDM 系统信道估计的方法之一。但是，由于移动用户急剧增加，对数据传输速率要

求越来越高，带宽资源越来越宝贵，所以，研究利用并行训练序列或导频进行信道估计是一个很有意义的研究方向。

1.3.3 OFDM 系统中 PAPR 研究现状

由于 OFDM 信号为多个正弦波的叠加，当子载波个数达到一定程度时，根据中心极限定理，OFDM 符号波形将是一个高斯随机过程，它的包络极不稳定。当 IDFT 输入端的数据同相时，其输出就会产生很大的峰值。OFDM 信号峰平比的这种特性，导致对 A/D、D/A 变换器及功率放大器(HPA)等要求很高，它要求 HPA 的线性动态范围很大，于是，必须采用昂贵的线性放大器。但由于峰值出现也是随机的，就意味着线性放大器必定不能一直工作在最佳状态(最高效状态)，从而导致功率利用率不高。如果不采用线性放大器，就需要较大的回退量，这样也会导致功率利用率降低，为 OFDM 在功率较小的终端上应用带来了很大的困难。在对 OFDM 信号进行放大时，如果放大器线性不好，那么除了产生交调干扰外，如果回退量不够，还会产生带内非线性失真，并导致频谱扩展，产生很大的带外功率，从而导致对相邻信道的干扰。于是要求功率放大器的线性范围大，但这样功放的效率就较低。因此，降低 PAPR (Peak to Average Power Ratio) 技术对 OFDM 系统很重要。

OFDM 包络的不稳定性可以用 PAPR 来表示。PAPR 越大，系统包络的不稳定性越大。因此要改善系统的性能，就要设法减少 PAPR。设发送信号为：

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{k=0}^{N_c-1} d_k e^{j2\pi k \frac{t}{T}} \quad (1-1)$$

其 PAPR 可定义为：

$$PAPR = \frac{|s(t)|^2}{E[|s(t)|^2]} = 1 + \frac{2}{N_c} \max \left[\sum_{k=1}^{N_c-1} R_k \cos(2\pi k \frac{t}{T}) \right] \quad (1-2)$$

其中：

$$R_k = \sum_{i=0}^{N_c-1-k} d_i d_{i+k} \quad (1-3)$$

可见，PAPR 与传输序列的自相关函数有关。

围绕如何降低 OFDM 系统的 PAPR 问题，国内外学者已作了大量研究工作，其主要算法可以归纳为以下几类：

1. 信号预畸变技术

信号预畸变技术的中心思想是在信号送到放大器之前，首先经过非线性处理对有较大峰值功率的信号进行预畸变，使其不会超出放大器的动态变化范围，从而避免较大 PAPR 的出现。该技术包括以下七种方法：

限幅法[113][114] 该法中矩形窗的引入必会对原信号的频谱产生影响，从而引起新的带外噪声，降低频谱效率，并且剪切法是一种非线性变化，它会产生严重的带内失真，从而降低误码率性能，导致系统性能下降。为了克服由于剪切导致的误码性能的恶化，可以采用有效的信道编解码技术。文献[115]提出了限幅与差错编码相结合的方法。

加窗法[116][117] 这种方法是采用其他的频谱特性好于矩形窗的窗函数[116]。加窗法[117]需要在上采样以后的较高速率下对信号进行处理，因此实现较难，且会影响信号频谱特性。部分传输序列法和选择映射法虽然有效降低了 PAPR，但是计算量太大，且需要发送边信息。

加校正函数法[118] 用校正函数处理 OFDM 信号来消除 OFDM 的幅度峰值，而由校正函数引起的频带外干扰为零或忽略不计。其中校正函数又分为乘性校正函数和加性校正函数两种。

加权多载波调制法[119] OFDM 系统中的畸变技术是在傅立叶变换前用 Gaussian 或者 Hamming 窗函数加权输入信号来降低 PAPR。

载波抑制峰值法[120] 它的主要思想是当 OFDM 信号的峰值功率出现时，将 OFDM 一些子载波不用来传送数据，而用来传送一些能抑制和抵消峰值的设计好的信号。通常建议使用不同的频段作为这个载波的频率。这个技术的优点是它既不会降低系统的 SNR 性能，也不会引入带外干扰，但它的缺点是降低了系统的数据速率，增加了系统的复杂性。

压缩扩展法[121][122][123][124][125] 传统的扩张方法的主要思想是提升信号中的低幅度值而保持其峰值幅度，以此来提升信号的平均功率，从而达到降低 PAPR 的目的。然而由此增加了系统的平均发射功率，使符号的功率值更加接近功率放大器的非线性变换区域，容易造成信号失真。因此文献[121]给出

一种改进的压缩扩展变换方法。在这种方法中，把大功率发射信号压缩，而把小功率信号进行放大，从而可以使发射信号的平均功率相对保持不变。这样不但可以减小系统的 PAPR，而且还可以使得小功率信号抗干扰的能力有所增强。由 Wang 提出的压扩法将小信号扩大而大信号不变虽然计算复杂度低，但是放大器输入信号的平均功率增加，从而对非线性失真更敏感[124]。由 Huang 提出的压扩转换法[122]和最近由 Wang 提出的压扩法[125]这两种压扩法的表达式均分别借鉴了语音信号信源编码中非均匀量化方法的 μ 律和 A 律的压扩表达式，该法在发端能将大信号压缩而将小信号扩大，使 PAPR 降低，而在收端能作到几乎不损伤信号的恢复，实现的计算复杂度也较低。

预畸变和畸变补偿法[126] 预畸变是在发送端对未进入放大器的信号进行与放大器畸变特性相反的预畸变，以减少信号在通过放大器后的畸变。畸变补偿技术是在 OFDM 系统的接收端加一个补偿器用于补偿和修正被畸变的信号。这两种技术在实际应用中都会大大增加系统的复杂性。

2. 信号扰码技术

这类方法就是利用不同的加绕序列对 OFDM 符号进行加权处理，优化子信道的载波相位，从而选择 PAPR 较小的 OFDM 符号及相位组合来传输。这类方法实际上是从概率的角度来减小 PAPR，即减小大峰值功率信号出现的概率。根据这一思想，具体的实现技术包括：优化相位组合、局部扰码、选择性映射 (Selective Mapping—SLM) 和部分传输序列(Partial Transmit Sequence -PTS) 等方法。其中 SLM 和 PTS 最常用。

优化相位组合法 Friese[127]、Gimlin[128] 和 Newman[129] 等人已经研究出各种优化相位组合算法。目前最好的结果是无论子信道数 N 是多少，PAPR 值始终是 2.6dB。在移动通信系统中很多高功率放大器 HPA 就需要这么低的 PAPR 值。但是这一方法目前还处于理论研究阶段，实际应用中在不过份增加系统复杂度的情况下是否能达到上述结果还有待于进一步的研究。

局部扰码法 这一技术通过采用特殊的选择函数(Selection Function, SF) 来选出 PAPR 值最低的 OFDM 信号进行发送。

选择性映射法[130][131] (Selective Mapping-- SLM) 该法通过引入小的冗余来提高 PAPR 的统计特性。在 SLM 法中，发射机产生一系列不同候选信号的集合，这些信号表示相同信息，从中选择最好 (PAPR 最小) 的集合来发射。但是无论选择哪个随机向量都须发送边带信息，这样收方根据收到的边带信息才

能进行相应的反变换还原原始数据。因此它同时牺牲了部分发送带宽，增加了系统的计算复杂度以及系统硬件。但是这种方法的优点是可以用于任意子载波数和调制方式，而且是非畸变地降低 OFDM 符号的 PAPR。

部分传输序列法[132] (Partial Transmit Sequence --PTS) 信号在发送端的傅立叶变换前被分割成 M 个独立的子块，每个子块单独进行傅立叶变换，然后各子块分别乘上一个相位旋转因子进行相位旋转，经过优化相位旋转因子后，发送各子块组合出的 PAPR 最低的 OFDM 信号，并选择使得各子块组合出的 PAPR 最低的 OFDM 信号的最优的相位旋转因子向量 $\{b_i\}$ 作为边带信息进行发送。同 SLM 方法一样，PTS 也是可以用于任意子载波数和调制方式，而且是非畸变的降低 OFDM 符号的 PAPR，但是却以增加发送带宽和系统的计算复杂度以及系统硬件为代价。为了降低 PTS 的计算复杂度，可以采用交织方法对 N 个子载波进行分割，构成 M 个部分发送序列，该方法可用 Cookey-Tukey FFT 算法来降低系统的计算复杂度[134]。文献[135]详细比较了 SLM 与 PTS 的优缺点。针对 SLM 和 PTS 的缺点，文献[136]提出了 PTS 和 SLM 混合算法来降低计算的复杂度。

3. 编码技术

这类方法的基本原理是尽量避免使用那些会生成大峰值功率信号的编码图样，例如：采用循环编码方法。显然，这种方法所获得的 PAPR 性能增益是在保持传输速率不变的情况下获得的，通过增加系统带宽以及在保持发射功率不变的条件下降低每发送比特的能量为代价。这类方法的缺陷在于，可供使用的编码图样数量非常少，特别是当子载波数量较大时，编码效率会非常低，从而导致矛盾更加突出。鉴于以上的优缺点，编码法适合于子载波数量较少、频带较宽、需要有稳定性能的系统。

预编码方法[137][138]使各子载波间的传输信息相互关联，以达到降低 PAPR 的目的。这类方法有良好的数学结构，实现简单，运算量小；同时由于编码具有纠错能力，在减小 PAPR 的同时又能实现前向纠错提高频谱利用率。基于互补序列的分组码就是其中的一种编码方案，其 PAPR 最大仅为 3dB。

文献[139]利用非线性分组码减小 PAPR，该法只发送 PAPR 小的序列而避免使用 PAPR 大的序列。显然，当子载波数目很大时，要找到 PAPR 小的序列时，这种方法的编码和译码的计算量很大，不适合实际工程实现，而且这种方法没有考虑纠错问题。

文献[140][141]利用同时兼顾纠错和减小 PAPR 的分组码。文献[142]在固定

分组码纠错能力时利用梯度下降法优化各个信道初相，减小 PAPR。文献[143]利用图论提出 Golay 互补序列集方法实现编码效率和 PAPR 的折衷。文献[144]利用冗余度进行纠错，利用 Golay 互补序列和 Reed-Muller 码之间关系进行编译码，该法是一种较实用方法，其缺点是有效数据速率不高。

总之，降低 PAPR 算法虽然多，但至今为止，并没有一种最佳的方法能够很好地解决 OFDM 固有的高 PAPR 的弊病。这种好的方法必须具备以下 3 个条件：

(1) 保证 OFDM 的高频带利用率；(2) 不显著降低系统性能；(3) 计算复杂度低。当然，最好该方法也同时具备纠错能力。

1.4 论文主要研究工作

本论文主要讨论：为了实现下一代移动通信目标，在高速移动环境中 OFDM 无线移动通信系统的同步、信道估计和降低峰平比技术。虽然 OFDM 调制技术有很多优点，但是面对下一代移动通信新目标，该系统在具体实现中还存在许多问题有待解决。

首先，OFDM 系统对同步误差很敏感，非同步参数将对 OFDM 系统性能造成严重影响，具体讨论见第 3.4 节。所以，OFDM 系统中一个关键技术就是实现同步，主要包括时间同步和频率同步。前面已经介绍了 44 种同步算法的相关参考文献，其中：串行 PN 序列算法虽多，但所有算法在高速移动的多径衰落信道环境中性能并不理想，而并行 PN 序列同步算法本就很少，能适合高速移动 DVB-T 系统的、优秀的同步算法更是没有。

其次，对于高速数据传输，必须使用任意大小的信号星座进行数据符号映射，并采用相干解调技术，这就要求接收机在解调时需要知道信道的状态信息 (Channel Status Information, CSI)。在 OFDM 无线移动通信系统中，CSI 往往是未知的、时变的，这就要求对传输信道的幅度和相位进行实时准确地跟踪，以便能准确地对发送端数据进行解调。然而，信道估计的误差对于 OFDM 接收机性能的影响很大（见 3.4 节的分析）。在 1.3 节中对 46 种现有的信道估计算法进行了分析，这些算法都没有做到性能优秀且计算复杂度较低。如何有效地对时变色散信道准确估计且使接收机的复杂度较低，仍然是一个有待解决的问题。

尤其是并行 PN 序列的信道估计算法，由于该算法中 PN 序列没有占用宝贵的带宽资源，所以该类算法更是具有很高的工程意义。

另外，在 OFDM 系统中需要发送的数据必须首先进行 IFFT 处理，在这种线性处理中的同相成分增多时，必然会出现大的峰值功率。为了无失真地传输这些高 PAPR 的 OFDM 信号，发送端对高功率放大器（HPA）的线性度要求很高而且发送效率极低，接收端对前端放大器以及 A/D 变换器的线性度要求也很高。因此，高的 PAPR 使得 OFDM 系统的性能大大下降而且在很大程度上限制了 OFDM 在普及型系统中的应用。降低 PAPR 的方法已经很多，在 1.3 节中对 32 种方法进行了详细的分析。但是，所有这些算法都不是最佳算法。如何采用非常简单且有效的方法降低 PAPR 仍是学术界尚在研究的问题。

针对以上问题，本文重点研究了 OFDM 无线移动通信系统接收机中的同步、信道估计和降低 PAPR 技术。分别提出了一种 OFDM 系统内接收机模型，四种串行 PN 序列同步算法、三种并行 PN 序列同步算法、一种并行 PN 序列信道估计算法、一个并行 PN 序列能量分配方案、一种降低 PAPR 算法。所有这九种算法不仅性能优良、计算复杂度较低，而且与所提出的一个方案一起针对下一代移动通信系统的目标有效地解决了学术界存在的技术难题。

1.5 论文主要创新

本论文的主要贡献包括：

1. 提出了一种 OFDM 系统内接收机模型。该接收机模型与常规内接收机最大的区别在于：新的接收机包含了对 PAPR 的处理模块。
2. 提出了四种利用串行 PN 序列进行 OFDM 无线移动通信系统的时间同步、频率同步算法。具体包括：
 - 介绍了作为国家数字广播电视标准候选方案之一的同步多载波 CDMA 系统（Synchronization Multicarriers CDMA，简称 SMCC 系统）；
 - 研究并提出一种码片重复的巴克码辅助串行 PN 序列同步算法；
 - 研究并提出一种码重复的巴克码辅助串行 PN 序列同步算法；

- 研究并提出一种特殊构造的串行 PN 序列同步算法；
- 研究并提出另一种特殊构造的串行 PN 序列同步算法。

这四种算法的主要特点是在高速移动瑞利衰落信道环境时能获得比常规算法更好的同步性能。

3. 提出了三种利用并行 PN 序列进行 OFDM 无线移动通信系统的帧同步算法。具体包括：

- 研究并提出一种并行长 PN 序列帧同步算法；
- 研究并提出一种融合并行长 PN 序列与保护间隔相关帧同步算法；
- 研究并提出一种融合并行短 PN 序列与保护间隔相关帧同步算法。

这三种算法与常规算法的主要不同在于：采用所分配能量仅占总能量 1.4% 的 PN 序列实现高速移动环境的 DVB-T 系统帧同步，该算法中叠加 PN 序列对系统性能的影响可以忽略。而常规算法中针对 DVB-T 系统的同步算法其移动速度都没有这三种算法高，而其他采用叠加 PN 序列进行同步的算法都对系统性能有影响或 DVB-T 接收机结构需变化。

4. 提出了一种利用并行 PN 序列对时变信道模型进行估计的信道估计算法，并探讨了并行 PN 序列能量分配问题。具体包括：

- 研究并提出一种对并行 PN 序列分配弱能量来克服其对信号干扰的思想；
- 研究并提出一种利用并行 PN 序列进行时变信道跟踪的 LMMSEE 方法；
- 探讨了并提出了一种并行 PN 序列能量分配的方案。

该信道估计算法不仅计算复杂度比 LS 算法更低，而且在低信噪比时性能比 LS 算法还好。并且由于并行 PN 序列没有占用宝贵带宽资源，故对提高数据传输速率、降低发射功率损耗有益。另外，平行 PN 序列能量分配问题虽是一个非常重要的问题，但至今仍没有文献公开讨论。本文的这个能量分配方案对于拓宽并行 PN 序列同步和信道估计技术非常有用。

5. 研究并提出一种复杂度较低的、降低 PAPR 的压扩算法，具体包括：

- 研究并提出一种降低发射信号 PAPR 的压缩算法；
- 研究并提出一种对接收信号进行恢复的扩张算法。

该压扩算法与常规算法相比，其优点在于：计算复杂度比现有的降低 PAPR

算法的计算复杂度更低，而性能又比所有的算法性能更好。并且在低信噪比时，该算法对系统性能的影响可以忽略。

1.6 论文内容安排

本论文的内容安排如下：

第一章为绪论。首先简要介绍了 OFDM 无线移动通信系统的研究背景和意义、研究历史和应用；接着对 44 种同步算法、46 种信道估计算法和 32 种降低 PAPR 算法进行了简要分析；针对这 122 种算法中存在的问题，提出了本文的主要研究工作和主要创新。

第二章为无线移动通信信道模型。分析了无线移动信道中的大尺度衰落信道模型和小尺度衰落信道模型，并对与无线移动通信系统接收机设计紧密相关的小尺度衰落信道模型和本文后面将用到的信道模型进行了仿真。

第三章主要讨论 OFDM 系统接收机设计问题。首先，介绍了 OFDM 系统原理、理想传输模型、实际传输模型；其次，分析了在非理想信道传输条件下系统性能受到的影响；最后，提出了一种 OFDM 无线移动通信系统内接收机设计模型，并对内接收机中的关键技术进行了简单分析，后面的第四章、第五章、第六章、第七章、第八章依次对内接收机中的关键技术进行了讨论。

第四章提出了四种基于串行 PN 序列的时间同步和频率同步算法。首先介绍了串行 PN 序列所适用的 SMCC 系统。其次，基于最大似然估计原理，提出了两种基于串行 PN 序列的巴克码辅助同步算法。4.3 节和 4.4 节中的这两种算法均引入了巴克码的优良自相关性，并与串行 PN 序列的相关性相融合获得了比常规算法更优的同步信号和同步性能。4.3 节和 4.4 节中这两种算法的区别在于巴克码和 PN 序列在形成巴克码组和长 PN 序列时，构造方法存在差异，从而导致 4.3 节同步算法估计的频偏范围更大。然后，又提出了两种 PN 序列在频域设计插入而在时域获得信号特殊结构，并由此结构产生同步信号的方法。这两种方法与常规算法的区别在于：在 4.5 节和 4.6 节中的这两种算法产生的特殊结构可以带来更多的特殊关系，从而有利于形成更强的同步信号。而在 4.5 节和 4.6 节中的这两种算法的区别也在于产生同步信号的特殊结构所包含的信息量的差

异。与常规同类算法相比，4.5 节和 4.6 节的这两种算法融合了更多的可用于产生同步信号的信息，所以，其同步性能比常规算法更优，能够在高速移动环境适用。

第五章提出了三种基于并行 PN 序列的帧同步算法。由于本章中的并行 PN 序列帧同步算法主要针对的是改善 DVB-T 系统的移动接收性能，所以，首先在 5.1 节中介绍了 DVB-T 系统。其次，提出了两种利用弱能量长 PN 序列分别进行 OFDM 和 DVB-T 2K 系统帧同步的算法。然后，提出了一种利用弱能量的短 PN 序列（复巴克码）进行 DVB-T 2K 系统帧同步的算法。所有这三种算法中最大特点是选用的 PN 序列所分配能量仅占总能量 1.4%，其对信号和系统性能的影响可以忽略。而常规算法中尚没有使用如此弱能量的 PN 序列进行同步。即使存在极少的几种利用并行 PN 序列进行同步的常规算法，都在高速移动的 DVB-T 系统中性能不佳。本章建议了三种算法能满足高速移动环境改善 DVB-T 系统移动接收性能要求的新算法。

第六章提出了一种非常适合于高速移动的快衰变环境的 LMMSE 信道估计算法。该算法基于并行 PN 序列，没有占用宝贵的带宽资源，而且计算复杂度比常规算法中计算复杂度最低的 LS 算法还低。仿真证明：在低信噪比时，该算法中叠加的 PN 序列对系统性能的影响可以忽略，而且信道估计性能也比 LS 算法更优。同时，在该章中提出了一种对并行 PN 序列能量进行分配的方案，该方案可以适用于采用并行 PN 序列的无线移动通信系统。

第七章提出了一种快速的、适合于 OFDM 系统的、降低 PAPR 的压缩扩张算法。与其他用于降低 PAPR 的算法相比，该算法不仅计算复杂度更低，而且降低 PAPR 的性能也更优。

第八章对全文进行了总结，并讲述了关于下一步研究的建议。

第二章 无线移动通信信道模型

无线移动通信信道模型是研究 OFDM 无线移动通信系统需要解决的首要问题。移动传输环境特性不仅是移动通信理论研究的基础，而且也直接关系到工程设计中接收机的能力、天线高度的确定、通信距离的计算以及为实现优质可靠的通信所必须采用的关键技术等一系列系统设计问题。因此，分析无线移动通信信道特性对于 OFDM 无线移动通信系统接收机设计以及下一代移动通信系统目标的实现具有非常重要的意义。

同时，在无线移动通信系统中，多径衰落现象广泛存在。由于不同传播路径之间存在相互干扰，频谱资源有限，而用户又越来越多。如何提高移动通信系统的通信容量始终是移动通信发展中的焦点问题。为了解决这一问题，一方面要开辟和启用新的频段，另一方面要研究各种新技术和新措施，以压缩信号所占用的频带宽度和提高频谱的利用率。而这些措施都是与传输信道环境有密切联系的，所以，在研究 OFDM 无线移动通信系统关键技术之前，要讨论无线移动通信信道传输模型。

2.1 引言

在无线移动通信工作环境中，电波不仅随着传播距离增加会发生弥散损耗，并且受地形、建筑物的遮蔽将产生“阴影效应”，而且信号经过多点反射还会从多条路径达到接收点，这样，多径信号的幅度、相位和到达时间都不相同，相互叠加会产生电平快衰落和时延扩展；另外，移动通信出于快速移动，这不仅引起多普勒频移产生随机调频，而且会使电波传播特性发生快速的随机起伏。因此，无线移动通信环境是一种随时间、环境和其他外部因素而变化的传播环境。

从统计特性而言，无线移动通信信道模型可以分为大尺度(Large-Scale)衰落信道模型和小尺度(Small-Scale)衰落信道模型两类[145]。大尺度模型主要用于描述发射机与接收机之间长距离（几百或几千米）内接收信号强度的缓慢变化。小尺度模型主要用于描述短距离（几个波长）或短时间（秒级）内接收信号强度的快速变化。但这两种模型并不是相互独立的，在同一个无线信道中，既存在大尺度衰落，也存在小尺度衰落。如图 2-1 所示。大尺度传播不仅对于信道可用性、选择载波频率以及切换有重要意义，而且对于无线移动通信系统网络规划也很重

要。小尺度衰落则对传输技术的选择和数字接收机的设计至关重要。由于本文的中心是讨论 OFDM 无线移动通信系统接收机的设计及其关键技术，所以，在本章中主要讨论小尺度衰落信道模型和论文中所用到的信道模型。

本章的内容是这样安排的：

- 2.2 节简单介绍大尺度衰落信道模型；
- 2.3 节概述了小尺度衰落信道模型并对部分模型进行了仿真；
- 2.4 节总结本章。

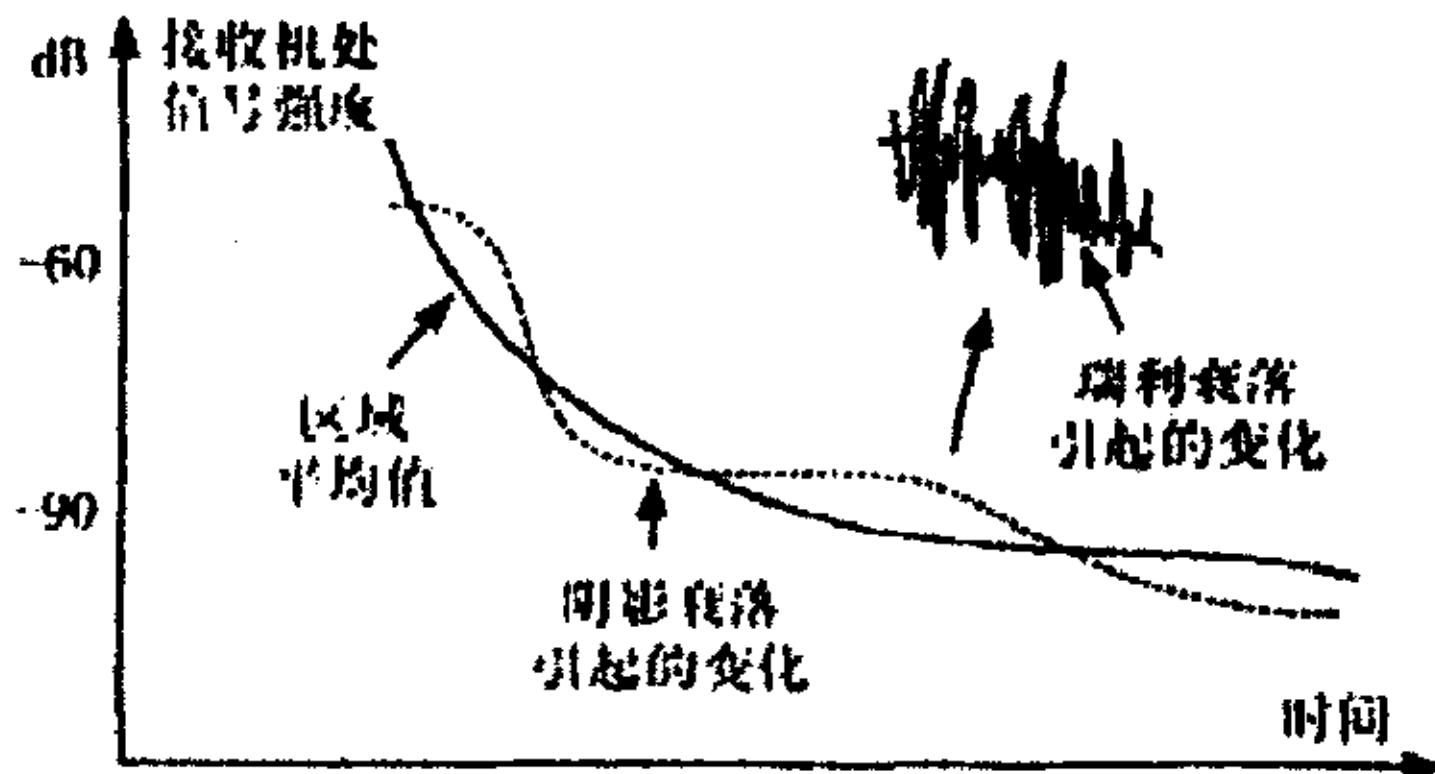


图 2-1 无线信号衰落特征示意图

2.2 无线移动通信大尺度衰落信道模型

大尺度衰落是由发射天线和接收天线之间传播路径上的山坡或湖泊以及建筑物造成的；一般与发送天线和接收天线之间的距离成反比，且其衰落因子因区域的不同而不同。大尺度衰落可以由天线分集和功率控制得到补偿，因此了解大尺度衰落对移动通信中传输技术和接收设备的选择有很大意义。

2.2.1 自由空间无线传播信道模型

定义自由空间的传播损耗 PL 为有效发射功率和接收功率之间的差值，即：

$$PL = -10 \lg(P_r / P_t) = -10 \lg\left(\frac{G_t G_r \lambda^2}{(4\pi d)^2}\right) (dB) \quad (2-1)$$

以上均为理想的自由空间模型，在实际中，与发射机相距 d 处接收到的信

号功率按照 d^{-n} 衰减，其中 n 为路径损耗指数。图 2-2 为理论与模拟的路径损耗概率密度函数曲线。

2.2.2 室外无线传播信道模型

在实际传播环境中，按照覆盖区域可将室外无线传播信道模型分为两类：宏蜂窝模型和微蜂窝模型。主要的宏蜂窝模型包括 Longley-Rice 模型、Durkin 模型、Okumura 模型、Hata 模型、Walfisch 和 Bertoni 模型等。主要的微蜂窝模型包括双线模型、经验模型、准 3 维模型、LEE 模型和宽带 PCS 模型等。感兴趣的读者可以查看参考文献[145][146]。

2.2.3 室内无线传播信道模型

一般而言，室内信道可以分为直视（LOS, Line-of-sight）和障碍（OBS, Obstruction）两种，并随环境杂乱程度变化而变化。多径衰落环境中的幅度衰落分布一般服从瑞利分布或莱斯分布。室内无线传播信道模型主要分为基于简单数学公式的经验模型和基于电磁传播物理理论的确定性模型两类。前者简单但不准确，后者计算量非常大但很精确。详细介绍见参考文献[147][148]。

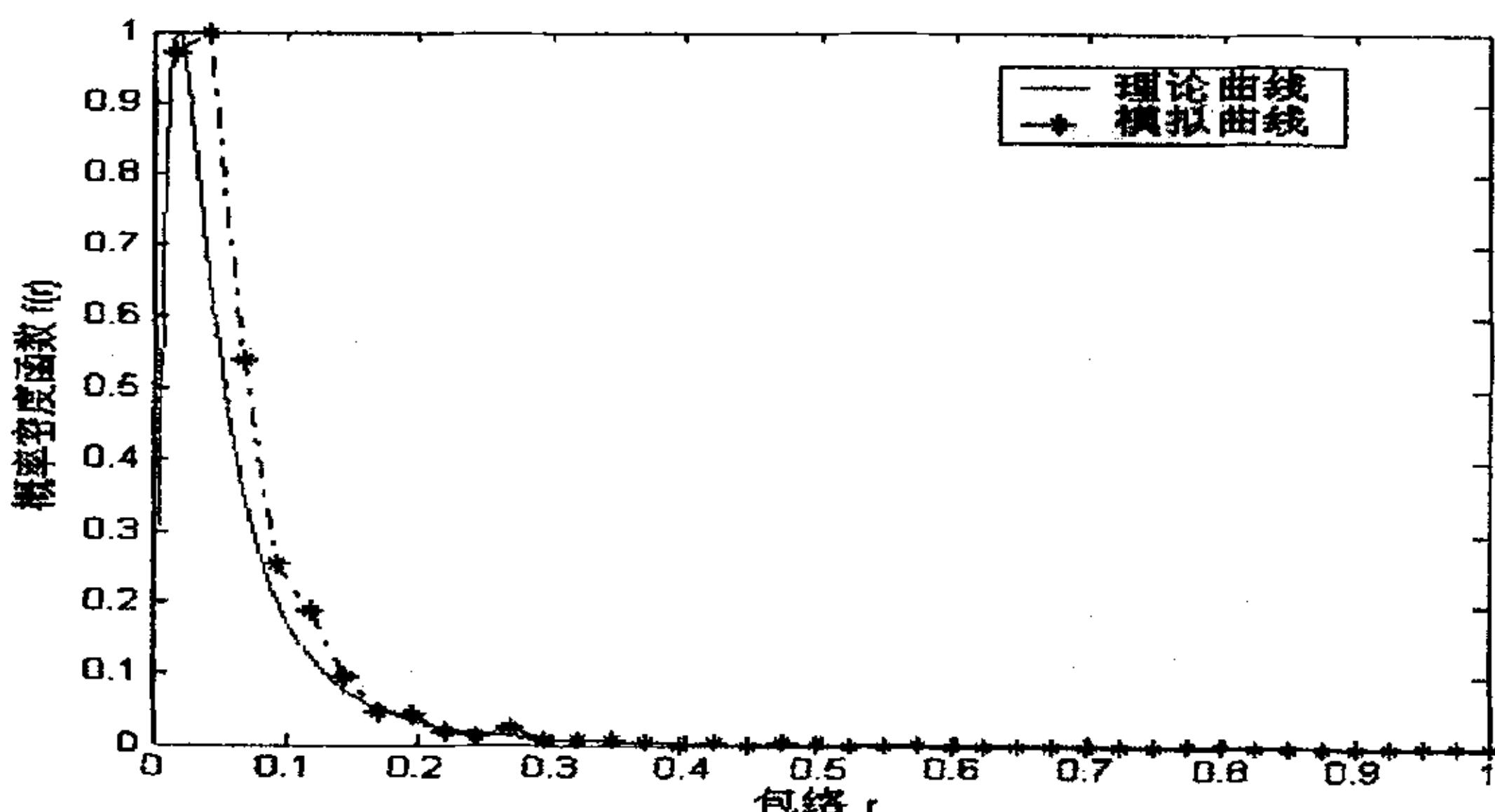


图 2-2 Log-Normal 信道模型概率密度函数（移动速度 27.778m/s, 10 条多径）

2.3 无线移动通信小尺度衰落信道模型

小尺度衰落是指接收信号强度在短距离或短时间内快速变化。而无线移动信

号功率按照 d^{-n} 衰减，其中 n 为路径损耗指数。图 2-2 为理论与模拟的路径损耗概率密度函数曲线。

2.2.2 室外无线传播信道模型

在实际传播环境中，按照覆盖区域可将室外无线传播信道模型分为两类：宏蜂窝模型和微蜂窝模型。主要的宏蜂窝模型包括 Longley-Rice 模型、Durkin 模型、Okumura 模型、Hata 模型、Walfisch 和 Bertoni 模型等。主要的微蜂窝模型包括双线模型、经验模型、准 3 维模型、LEE 模型和宽带 PCS 模型等。感兴趣的读者可以查看参考文献[145][146]。

2.2.3 室内无线传播信道模型

一般而言，室内信道可以分为直视（LOS，Line-of-sight）和障碍（OBS，Obstruction）两种，并随环境杂乱程度变化而变化。多径衰落环境中的幅度衰落分布一般服从瑞利分布或莱斯分布。室内无线传播信道模型主要分为基于简单数学公式的经验模型和基于电磁传播物理理论的确定性模型两类。前者简单但不准确，后者计算量非常大但很精确。详细介绍见参考文献[147][148]。

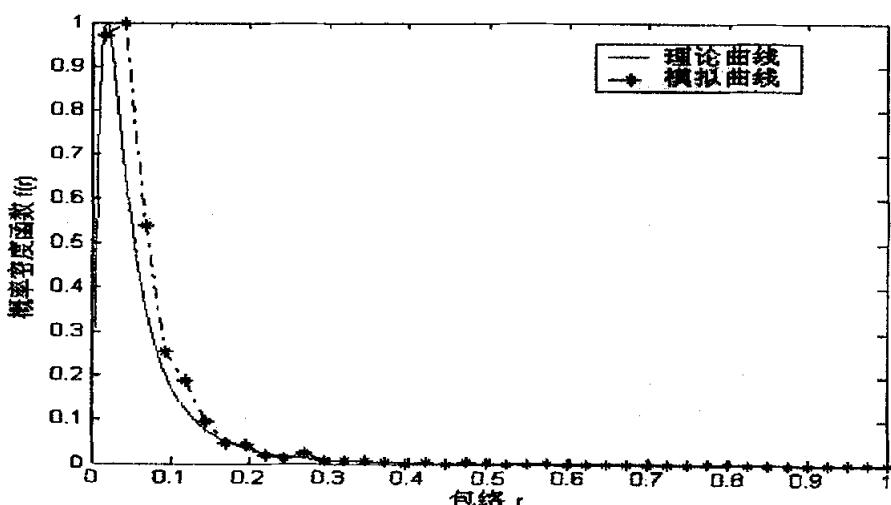


图 2-2 Log-Normal 信道模型概率密度函数（移动速度 27.778m/s, 10 条多径）

2.3 无线移动通信小尺度衰落信道模型

小尺度衰落是指接收信号强度在短距离或短时间内快速变化。而无线移动信

道的主要特征就是多径，正是这些多径使得接收信号的幅度急剧变化，产生衰落。小尺度衰落特性对接收机的设计尤其重要。信号在多径中传送如图 2-3 所示。

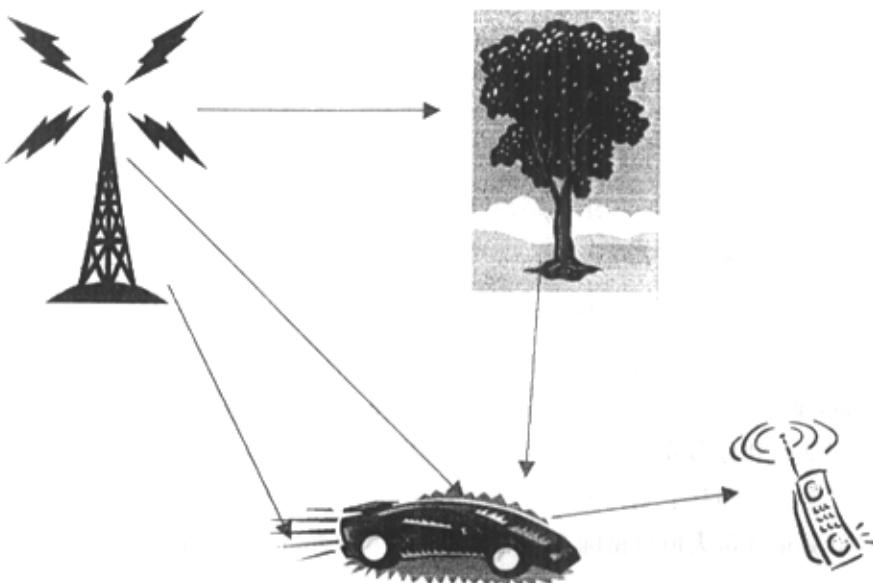


图 2-3 信号传播的多径示意图

根据信道的频率选择性，可将小尺度衰落信道分为平坦衰落信道和频率选择性衰落信道；根据信道的时间选择性，可将信道分为快衰落和慢衰落。实际上，平坦衰落信道只有一个可分辨径（包括了多个不可分辨径），而频率选择性衰落信道是由多个可分辨径组合而成（其中每个可分辨径就是一个平坦衰落信道）。即：频率选择性衰落信道是由多个具有不同时延的平坦衰落信道组合而成。

2.3.1 平坦衰落信道模型建立及仿真

用于平坦衰落信道建模的两个模型是 Clarke 信道模型[149]和 Suzuki 信道模型[149][150]，其中前者用于描述小尺度衰落信道，后者可综合考虑小尺度和大尺度衰落信道。

所有信道模型仿真都基于多个不相关的有色高斯随机过程。产生有色高斯噪声的方法有两类：正弦波叠加法（SOS, Sum-Of-Sinusoid）和成形滤波器法[151]。

其中，正弦波叠加法又包括等距离法（MED）[152]、等面积法（MEA）[152]、Monte Carlo 法[152]、最小均方误差法（MSEM）[152]、精确多普勒扩展法（MEDS）[153]和 Jakes 仿真法[154]，这些方法各有优缺点，其中应用最为广泛的是 Jakes 仿真器。

成形滤波器法是将白高斯随机过程通过具有多普勒功率谱的成形滤波器，从

道的主要特征就是多径，正是这些多径使得接收信号的幅度急剧变化，产生衰落。小尺度衰落特性对接收机的设计尤其重要。信号在多径中传送如图 2-3 所示。

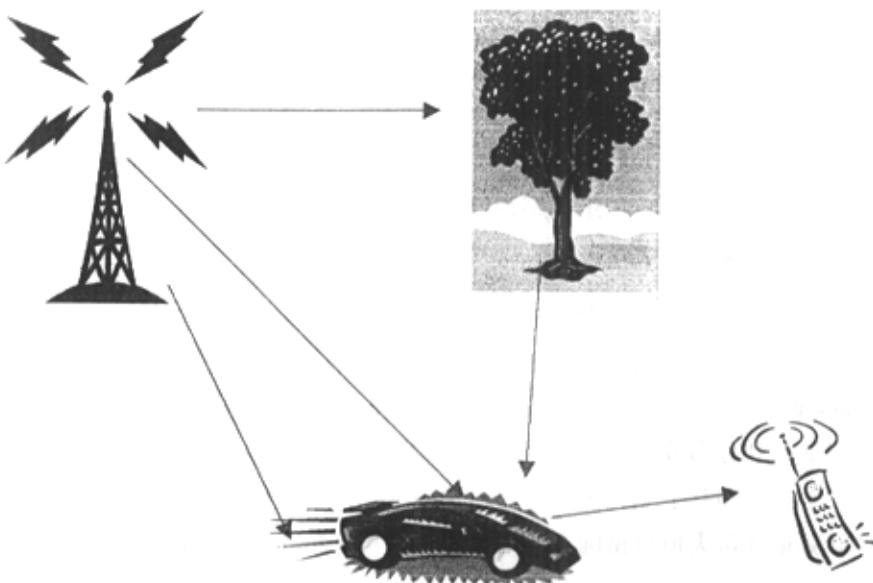


图 2-3 信号传播的多径示意图

根据信道的频率选择性，可将小尺度衰落信道分为平坦衰落信道和频率选择性衰落信道；根据信道的时间选择性，可将信道分为快衰落和慢衰落。实际上，平坦衰落信道只有一个可分辨径（包括了多个不可分辨径），而频率选择性衰落信道是由多个可分辨径组合而成（其中每个可分辨径就是一个平坦衰落信道）。即：频率选择性衰落信道是由多个具有不同时延的平坦衰落信道组合而成。

2.3.1 平坦衰落信道模型建立及仿真

用于平坦衰落信道建模的两个模型是 Clarke 信道模型[149]和 Suzuki 信道模型[149][150]，其中前者用于描述小尺度衰落信道，后者可综合考虑小尺度和大尺度衰落信道。

所有信道模型仿真都基于多个不相关的有色高斯随机过程。产生有色高斯噪声的方法有两类：正弦波叠加法（SOS, Sum-Of-Sinusoid）和成形滤波器法[151]。

其中，正弦波叠加法又包括等距离法（MED）[152]、等面积法（MEA）[152]、Monte Carlo 法[152]、最小均方误差法（MSEM）[152]、精确多普勒扩展法（MEDS）[153]和 Jakes 仿真法[154]，这些方法各有优缺点，其中应用最为广泛的是 Jakes 仿真器。

成形滤波器法是将白高斯随机过程通过具有多普勒功率谱的成形滤波器，从

而实现对 Clarke 模型的仿真。Smith 提出了一种简单的成形滤波器计算机仿真方法[155]。

2.3.2 频率选择性衰落信道模型建立及仿真

假设频率选择性衰落的信道脉冲响应模式是一个离散的广义平稳非相关散射模型，即：在时间 t （可能是几个码元长度）内，衰落的统计特性是平稳的（即只受到多普勒频移的影响）；电波到达角 α 和传播时延是统计独立变量。此时， L 个多径信道组合而成的时变冲激响应为：

$$h(\tau, t) = \sum_{l=0}^{L-1} \sqrt{P_l} g_l(t) \delta(\tau - \tau_l) \quad (2-2)$$

其中， P_l 为第 l 个时延时间的功率； $g_l(t)$ 为第 l 个时延分量，是复高斯过程，可以理解为它是在某个时间间隔内从不同入射角到达的不可分辨的多径分量的组合。 τ_l 为抽头时延。

仿真频率选择性衰落信道可分为两步：

- (1) 由正弦波叠加法中六种方法之一仿真出多个平坦衰落信道，但是要保证各个可分辨径之间相互独立。
- (2) 在各个可分辨径上乘以相应的系数 \bar{a}_l ，加上相应的离散传播时延 τ_l ，它们的共同作用就是频率选择性衰落信道。

Jakes 信道仿真器模型[145][154]就是这样建立的。图 2-5 为移动速度为 100km/h 的 10 条多径的频率选择性瑞利衰落信号仿真。

在本文仿真时所使用的信道模型都是由 Jakes 仿真法产生的，具体信道参数见表 2-1 和表 2-2[156][12]。

关于多输入多输出（MIMO）信道模型，由于本文算法仿真中不涉及该方面的内容，所以在此不作介绍。

而实现对 Clarke 模型的仿真。Smith 提出了一种简单的成形滤波器计算机仿真方法[155]。

2.3.2 频率选择性衰落信道模型建立及仿真

假设频率选择性衰落的信道脉冲响应模式是一个离散的广义平稳非相关散射模型，即：在时间 t （可能是几个码元长度）内，衰落的统计特性是平稳的（即只受到多普勒频移的影响）；电波到达角 α 和传播时延是统计独立变量。此时， L 个多径信道组合而成的时变冲激响应为：

$$h(\tau, t) = \sum_{l=0}^{L-1} \sqrt{P_l} g_l(t) \delta(\tau - \tau_l) \quad (2-2)$$

其中， P_l 为第 l 个时延时间的功率； $g_l(t)$ 为第 l 个时延分量，是复高斯过程，可以理解为它是在某个时间间隔内从不同入射角到达的不可分辨的多径分量的组合。 τ_l 为抽头时延。

仿真频率选择性衰落信道可分为两步：

(1) 由正弦波叠加法中六种方法之一仿真出多个平坦衰落信道，但是要保证各个可分辨径之间相互独立。

(2) 在各个可分辨径上乘以相应的系数 \bar{a}_l ，加上相应的离散传播时延 τ_l ，它们的共同作用就是频率选择性衰落信道。

Jakes 信道仿真器模型[145][154]就是这样建立的。图 2-5 为移动速度为 100km/h 的 10 条多径的频率选择性瑞利衰落信号仿真。

在本文仿真时所使用的信道模型都是由 Jakes 仿真法产生的，具体信道参数见表 2-1 和表 2-2[156][12]。

关于多输入多输出（MIMO）信道模型，由于本文算法仿真中不涉及该方面的内容，所以在此不作介绍。

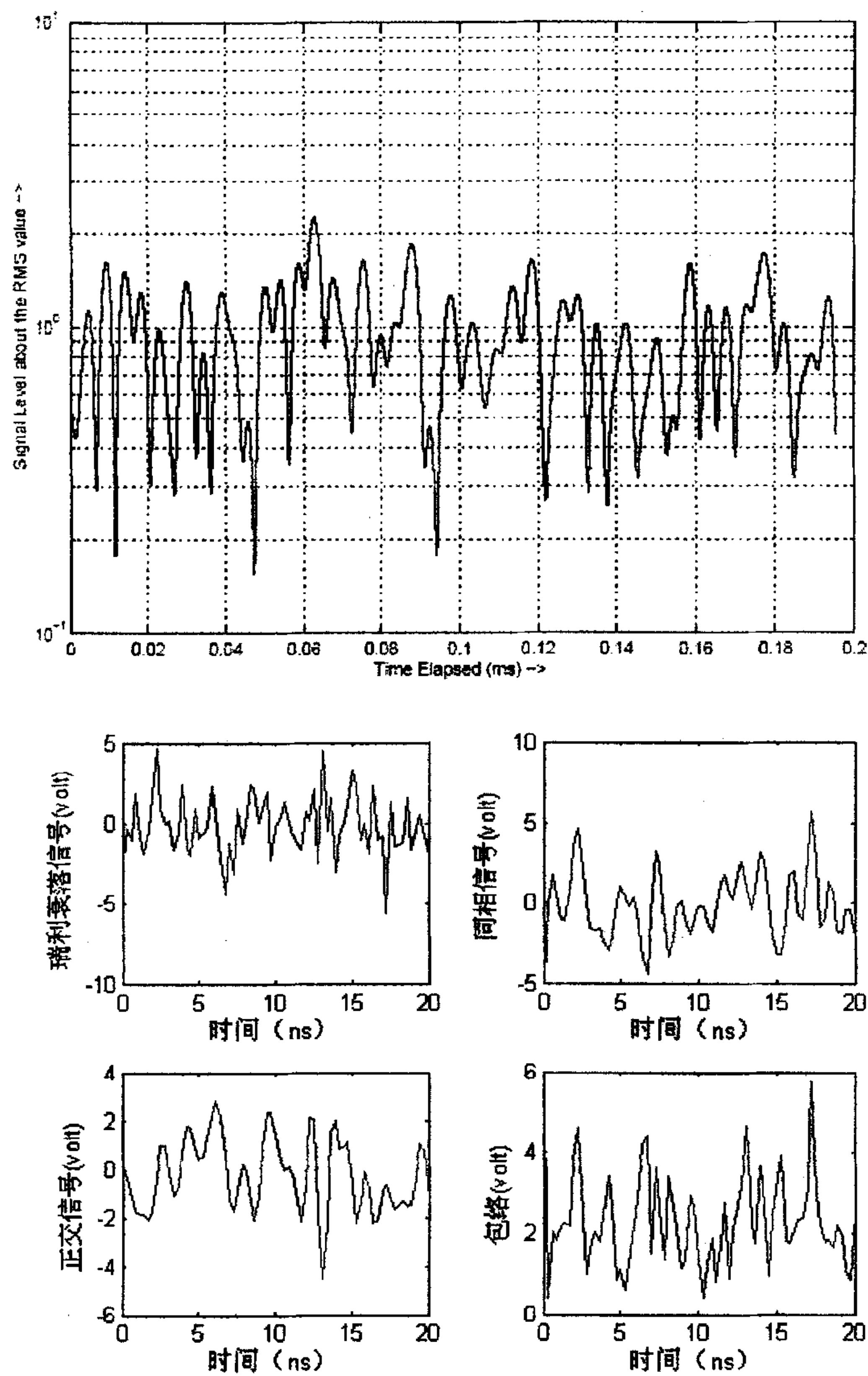


图 2-4 10 条多径、移动速度 27.778m/s 的 Rayleigh 衰落信号及包络

表 2-1 ETSI 典型城市区域信道模型参数值

抽头序号	时延(μs)	平均功率(dB)
1	0.0	-3.0
2	0.2	0.0
3	0.5	-2.0
4	1.6	-6.0
5	2.3	-8.0
6	5.0	-10.0

表 2-2 ETSI DVB-T 信道模型参数值

i	ρ_i	$\tau_i [\mu s]$	$\theta_i [rad]$
1	0,057 662	1,003 019	4,855 121
2	0,176 809	5,422 091	3,419 109
3	0,407 163	0,518 650	5,864 470
4	0,303 585	2,751 772	2,215 894
5	0,258 782	0,602 895	3,758 058
6	0,061 831	1,016 585	5,430 202
7	0,150 340	0,143 556	3,952 093
8	0,051 534	0,153 832	1,093 586
9	0,185 074	3,324 866	5,775 198
10	0,400 967	1,935 570	0,154 459
11	0,295 723	0,429 948	5,928 383
12	0,350 825	3,228 872	3,053 023
13	0,262 909	0,848 831	0,828 578
14	0,225 894	0,073 883	2,128 544
15	0,170 996	0,203 952	1,099 463
16	0,149 723	0,194 207	3,462 951
17	0,240 140	0,924 450	3,664 773
18	0,116 587	1,381 320	2,833 798
19	0,221 155	0,640 512	3,334 290
20	0,259 730	1,368 671	0,393 889

备注：表中 ρ_i 、 τ_i 、 θ_i 分别表示第 i 径的相对功率、延时、相位。

2.4 小结

在本章中，讨论了无线移动通信信道的大尺度传播模型和小尺度传播模型。关于大尺度传播模型，分别介绍了自由空间传播模型、室外传播模型和室内传播模型。关于小尺度传播模型，介绍了平坦衰落信道模型、频率选择性衰落信道模型的建立方法，并对 Rayleigh 衰落信道进行了计算机仿真建模；最后，介绍了论文中所使用的两种多径衰落信道模型参数。

第三章 OFDM 系统接收机设计

在 OFDM 系统中，信号经过发射机处理后，电波在多种介质组成的信道中传播，在接收端通过接收机对接收信号进行处理，并恢复出发送信号。接收机设计主要考虑的就是：在非理想的情况下，如何更好地处理接收信号，准确恢复出原始信号？所以，接收机设计对于整个系统而言是最关键的技术。

3.1 引言

早在二十世纪五十年代，科研工作者和通信工程师就已经认识到研究接收机的设计对于在 AWGN 和多径衰落环境中实现最佳系统性能的意义。但是，大多数成果都仅仅适用于最简单的调制/检测方案和衰落信道（即：仅仅是 BPSK 的相干检测和 Rayleigh/Rice 衰落信道）。

本章深入讨论了 OFDM 无线移动通信系统中接收机设计问题，提出了一种新的内接收机模型以适应更复杂的调制方式和信道环境。

本章的内容是如此安排的：第 2 节介绍了通常的通信系统接收机设计模型和 OFDM 系统接收机设计模型；第 3 节介绍了内接收机模型，并引出本文研究的同步、信道估计和 PAPR 三个关键技术难点。在降低 PAPR 的情况下，如何精确地获得同步和信道的相关参数成为了内接收机的关键任务，在第 3 节提出了一种新的内接收机结构模型；最后在第 4 节中对本章内容进行了总结。

3.2 OFDM 系统实际传输模型

由于篇幅有限，在理想情况下，OFDM 系统的基带信号模型和块传输模型在此不做介绍，感兴趣的读者可以参阅[158]。本节讨论在实际情况下如何实现。

3.2.1 通用通信系统接收机设计模型

在任何通信系统中，都可以用如图 3-1 的模型来描述。

信源在数据传输前都要经过数据压缩(信源编码)以及增加冗余(信道编码)，

最终进入调制器的是二进制序列。信息论指出信源的极限压缩率是信源的“熵”，在信道上传输的最大速率是信道容量。对于图 3-1 系统，离散序列经过调制器成为时间连续信号 X，在经过信道后，接收到的连续信号 Y 不仅与发送的二进制序列有关，而且还与未知的同步参数 θ_{sync} 和信道参数 $\theta_{channel}$ 有关。

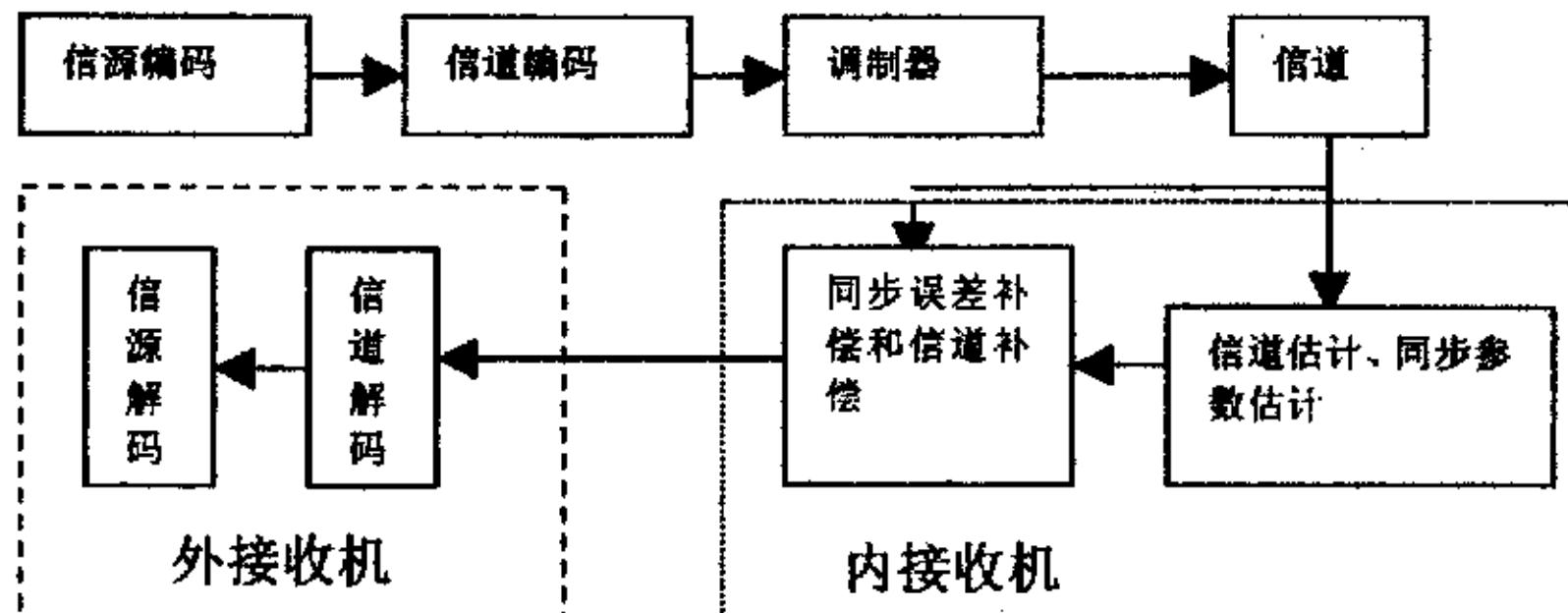


图 3-1 数字通信系统模型

按照[159][160][161]的模型将接收机分为两部分，如图 3-1 所示。内接收机的主要任务是利用接收到的信号对未知参数 θ_{sync} 和 $\theta_{channel}$ 进行估计，得到估计值 $\hat{\theta}_{sync}$ 和 $\hat{\theta}_{channel}$ ，并补偿以产生同步参数和信道参数均已知的信号 $Y(\hat{\theta}_{sync}, \hat{\theta}_{channel})$ 。内接收机的中心任务就是如何精确地估计出同步参数和信道参数，使之输出的信号 $Y(\hat{\theta}_{sync}, \hat{\theta}_{channel})$ 更准确。外接收机的主要任务是对接收序列 $Y(\hat{\theta}_{sync}, \hat{\theta}_{channel})$ 进行最优解码与判决。对于外接收机来说，在 $Y(\hat{\theta}_{sync}, \hat{\theta}_{channel})$ 很精确的情况下，使外接收机的性能尽可能接近理想情况下的性能，使外接收机信道容量接近于信息论中的理想信息容量。

3.2.2 OFDM 系统接收机设计模型

在实际的 OFDM 系统接收机中，参数估计总存在一定的误差，从而造成系统性能下降。这些误差包括：

- 接收机的采样时钟 T' 与发射机的采样时钟 T 存在差异；
- 接收机和发射机的振荡器频率存在差异；这个频率偏移可以用接收机的时变相位 $\theta_0(t)$ 来描述。
- 发射机的定时对于接收机而言是未知的。因此，接收机在消除保护间隔时很容易发生时间偏移 εT 。该时间偏移通过信道模型来反映：

$$h_\varepsilon(t, \tau) = h(t, \tau) * \delta(\tau - \varepsilon T) \quad (3-1)$$

综合考虑以上非理想的因素，等效系统模型如图 3-2 所示，此时，接收信号可以表示为：

$$r(t_m) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} x_{i,k} \Psi_{i,k}(mT' - iT) h_e(mT' - iT, mT') e^{j2\pi\theta(mT')} + n(mT') \quad (3-2)$$

一个近似测量内接收机质量的参数是额外的信噪比损失[160]，该参数反映了为获得相同系统性能，实际系统相对于理想系统需要的额外 SNR。即：

$$SNR_{loss} = \frac{SNR_{real}}{SNR_{ideal}} = \frac{\sigma_N^2 ideal}{\sigma_N^2 real} \quad (3-3)$$

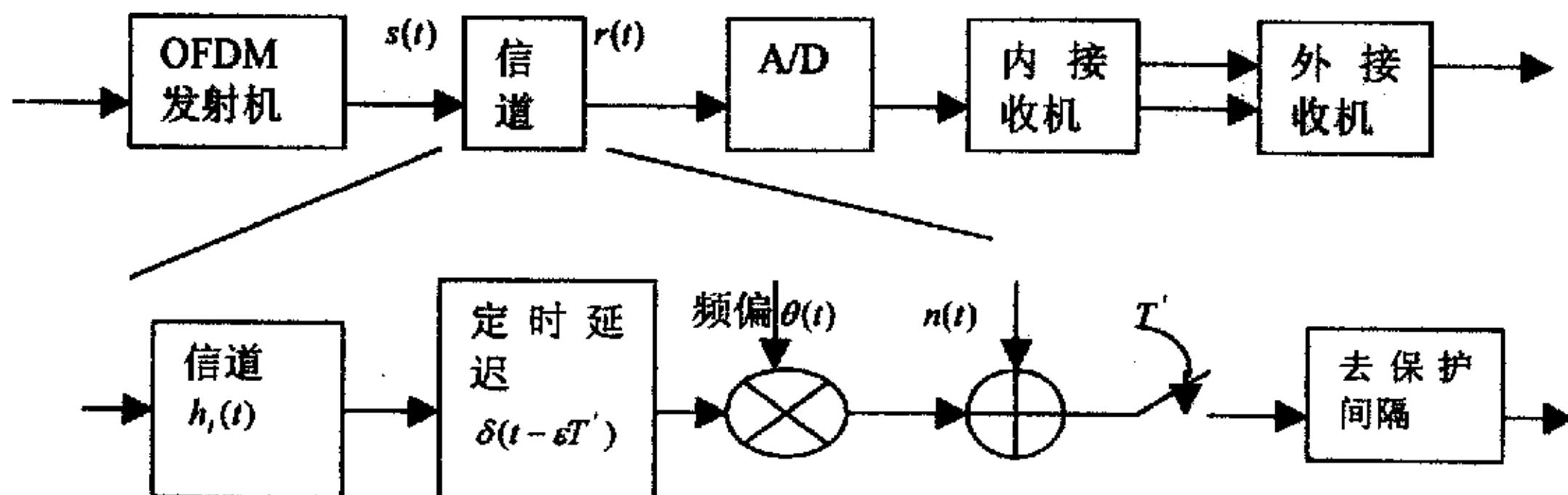


图 3-2 非理想情况下基带传输模型

或者

$$SNR_{loss}(dB) = SNR_{real}(dB) - SNR_{ideal}(dB) \quad (3-4)$$

式中， SNR_{ideal} 表示为在理想的同步等情况下外接收机为了达到某种性能所需要的 SNR； SNR_{real} 表示为在实际情况下外接收机为了达到相同性能所需要的 SNR。

3.3 OFDM 系统内接收机设计

由于篇幅有限，关于非理想传输条件对系统性能的影响（如：时间同步误差影响[162][163]、载波频偏影响[164]、载波相位噪声影响[165][166][167]、采样时钟频率偏移影响[168]、非理想信道估计影响[169]）在此不作介绍，感兴趣的读

者可以参阅参考文献。

由前面各节分析，不难得出 OFDM 系统内接收机所要完成的任务就是：将各种未知参数通过相应算法求出精确解并进行补偿，将各种非理想因素进行处理变成近似理想状态。

为此，本文提出的内接收机结构如图 3-3 所示。为了完成内接收机的任务，本文主要对同步、信道估计和降低 PAPR 三类关键技术进行深入研究。详细内容见第 4、5、6、7 章。

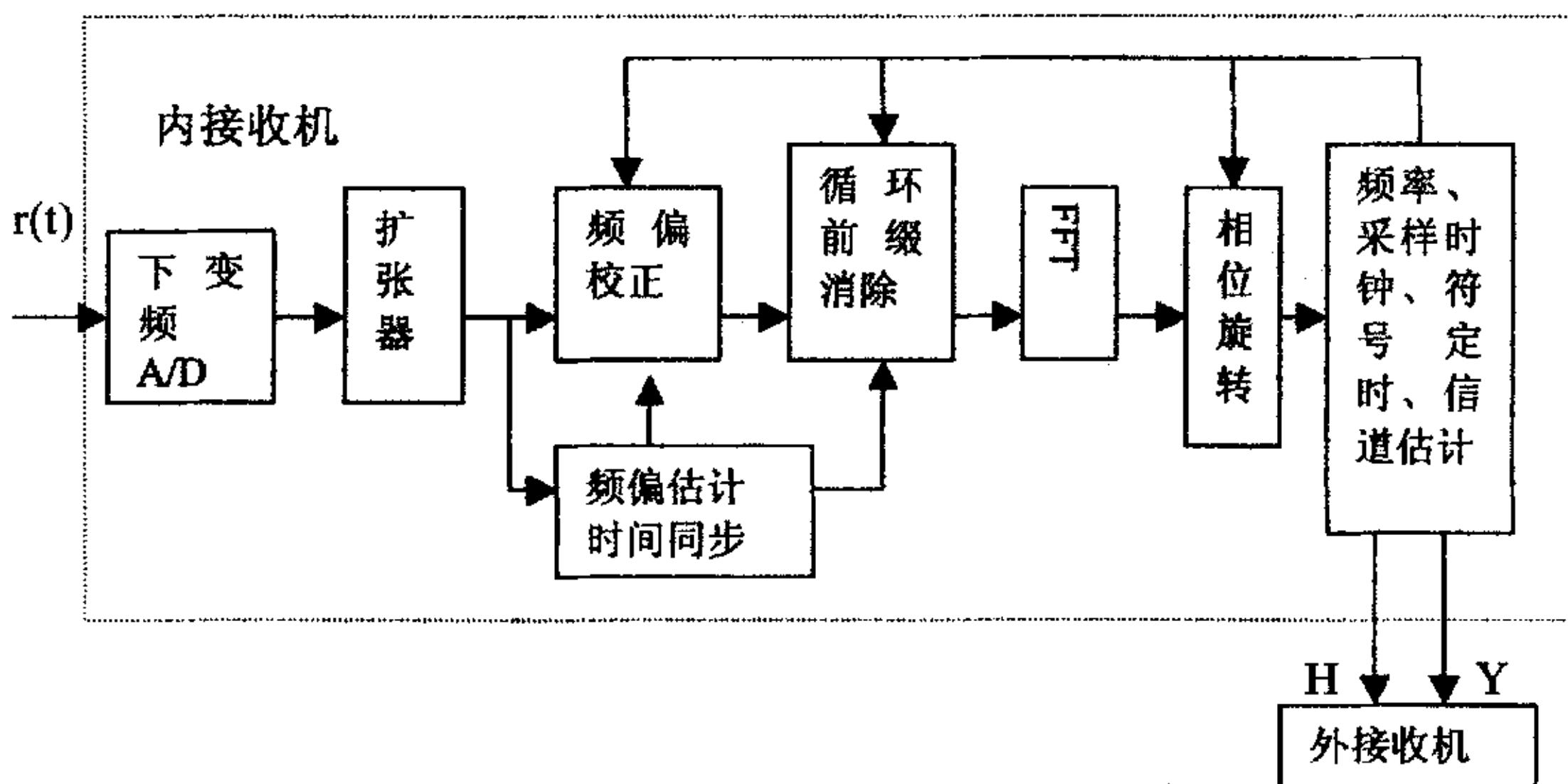


图 3-3 OFDM 接收机结构框图

3.4 小结

本章主要讨论 OFDM 系统中接收机设计问题。首先从 OFDM 原理入手，通过对实际的通信系统接收机模型、OFDM 系统接收机模型进行了分析；其次从非理想状况下影响 OFDM 系统性能的各种因素入手，提出了一种 OFDM 系统内接收机模型并用于 OFDM 无线移动通信系统。

第四章 串行 PN 序列同步技术

在 1.3.1 节中通过对目前的各种同步技术进行分析，得出结论：采用 PN 序列进行同步相对采用保护间隔、导频进行同步以及盲同步而言，性能最好。而采用 PN 序列进行同步按照 PN 序列插入的不同方式又分为两类：串行 PN 序列同步和并行 PN 序列同步。这两类 PN 序列同步技术因其 PN 序列的不同放置方式，其同步技术的难点和所适用的系统都有所区别。本章将讨论串行 PN 序列同步技术，并行 PN 序列同步技术将在第五章论述。

4.1 引言

在 OFDM 无线移动通信系统中，同步的主要任务包括载波频率同步和时间同步。

为了使 OFDM 系统工作状态良好，发射机和接收机必须都知道符号的起始位置。时间同步的目的就是检测到第 1 个 OFDM 符号的起始位置。其基本原理很简单，通常就是一个滑动相关器，并一直追踪它的相关峰。而峰值的幅度将起伏变化，一般可设计一个在正弦频率处的带通滤波器，并为过滤信号设置一个门槛值。超过门槛值时可以认为接收信号与本地序列对齐，获得了时间同步。而频率同步随之而得。

采用串行 PN 序列进行同步，其极具代表性的、性能优良的方法有两类：第一类是采用重复 PN 序列进行同步 [38][39][40][41][42][43][44][45][46][47][48][49][50][52][53][54]；第二类是对频域中插入的 PN 序列进行设计，使之在时域满足某种特殊性质的同步方法 [55][56][57][53]。在第一类方法中，多个 PN 序列的重复造成了其相关器输出了多个以采用 PN 序列的长度为周期的小峰；对于第二类方法，其相关主峰产生了一个峰值平台；因此，这两类方法都存在技术缺陷。

为此，本章提出了四种串行 PN 序列同步算法，其性能均优于同类算法。由于本章建议的串行 PN 序列同步算法不仅适用于采用 OFDM 作为调制技术的系统，而且在 SMCC 系统（一种由电子科技大学提出的作为国家数字广播电视候选标准之一的方案，Synchronizationed Multicarrier CDMA，同步多载波 CDMA）

系统，简称 SMCC 系统）中也可使用，因此，在本章第 2 节介绍了 SMCC 系统模型。

本章的内容是这样安排的：

- 4.2 节简单描述了由电子科技大学提出的 SMCC 系统模型；
- 4.3 节研究并提出了一种码片重复的巴克码辅助串行 PN 序列同步算法，并对算法及性能进行了理论推导和仿真验证；
- 4.4 节研究并提出了一种码重复的巴克码辅助串行 PN 序列同步算法，并对算法及性能进行了理论推导和仿真验证；
- 4.5 节提出了一种串行 PN 序列设计及与保护间隔融合同步算法，并对算法进行了理论推导和仿真验证及性能分析；
- 4.6 节提出了一种特殊设计串行 PN 序列时间同步算法，并对算法进行了理论推导和仿真验证及性能分析；
- 4.7 节对本章提出的四种串行 PN 序列同步算法进行了比较；
- 4.8 节总结了本章内容。

4.2 SMCC 系统模型

SMCC系统的发射机和接收机简图如图4-1所示。信号帧是SMCC系统下链接信道的基本单元，长PN序列和短PN序列与信息符号的配置如图4-2所示。每秒传输2124个OFDM符号，称为一个秒帧。每秒帧分为36个同步符号帧(No.0 ~ No.35)，每同步符号帧持续 $1/36$ 秒。每同步符号帧内含59个OFDM符号(No.0~No.58)。其中，最后一个OFDM符号为长PN序列，用作下一个符号帧的定位、导引和信道均衡的主要参考符号。No.0符号帧的第一(No.0)个OFDM符号与GPS的秒时钟同步，并担任授时符号和传送部分系统参数(TPS)的任务。长PN序列OFDM符号中，除带有标准的短PN序列引导头外，还在头、尾处带有另外2个短PN序列。这样，长PN序列OFDM符号就具有了处理2倍短PN码长的超长多径的能力，如图4-3所示。本设置为少量超长多径的时域预均衡提供了条件。

在 OFDM 符号用于 MIMO 信号传送时，保留授时符号，保留所有长 PN 符号和短 PN 导引头用于信道均衡。其余子符号一律用于传送 MIMO 时空编码信号。

长 PN 序列用作下一个符号帧的定位、导引和信道均衡的主要参考符号。短 PN 序列起到时间保护间隔去除 ISI、精确同步和自适应均衡的作用。

信息时隙 I 内放置完整的信息采样 FFT 符号周期 (N_I 点)，嵌于各周期重复出现的固定波形短 PN 序列之中。信息时隙 I 加上前、后各 1 个短 PN 序列，扩充组成带有重复前缀的加长信息 I_Z 符号 (N_Z 点)，该加长的信息符号 I_Z (N_Z 点) 形成了一个完整的去符号间干扰 (ISI) 周期，所以信息符号 I 与其前、后各 1 个短 PN 序列的配置完全可以用作去 ISI 使用，其 IFFT/FFT 处理长度为 N_Z 。

在时域中以固定的重复周期发送特定不变的短 PN 序列，填充在每个信息符号之前。并与并行时域同步一起，作为精确可靠的时域同步机制基准。周期重复出现的固定波形 PN 序列与并行时域同步波形一起，组成了稳定的时域同步信号。

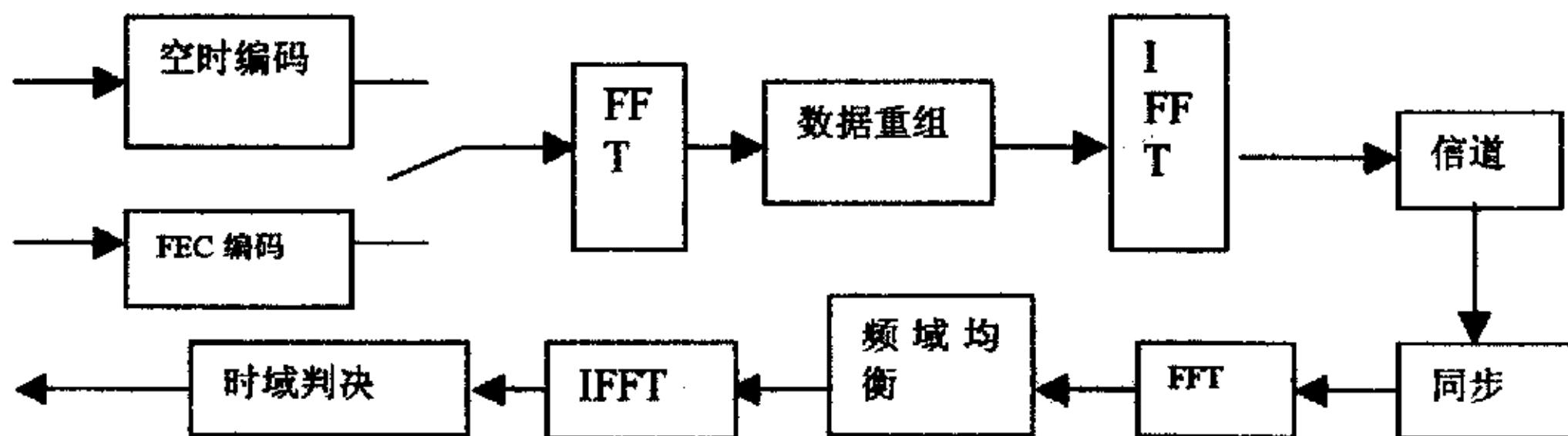


图 4-1 SMCC 系统框图

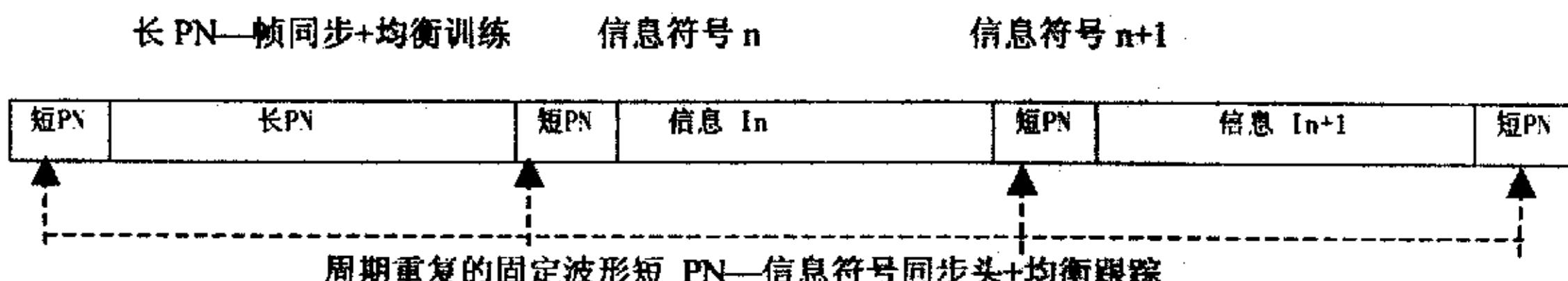


图 4-2 长 PN / 短 PN 配置图

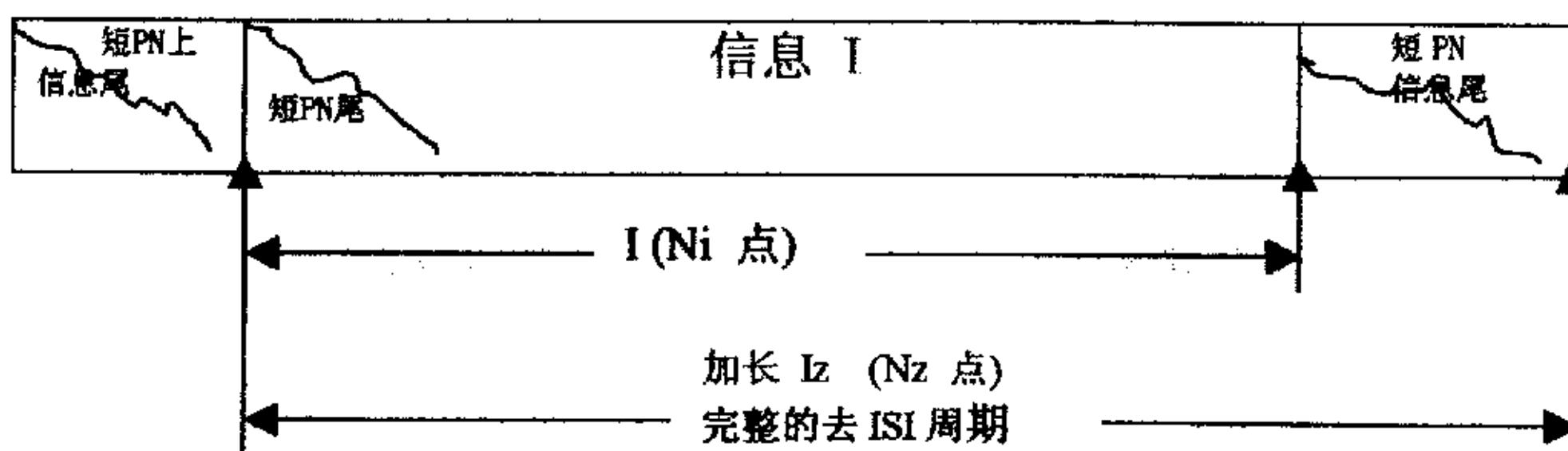


图 4-3 短PN序列去符号间干扰 (ISI) 示意图

4.3 码片重复巴克码辅助串行 PN 序列同步算法

4.3.1 算法概述

在发射端, 利用 PN 序列的优良自相关特性, 选择长度为 N_m 的 PN 序列 $p[k]$, 设计出长度为 N_{ph} 的长 PN 序列 $P[k]$ 。选择长度为 N_{md} 的 PN 序列 $m[k]$, 设计出长度为 N_{pnd} 的短 PN 序列 $PN[k]$ 。利用巴克码优良的局部相关性, 优选一个长度为 N_b 的巴克码, 设计出巴克码组 $B[k]$, 并与短 PN 序列进行乘性融合。最后, 将这些序列与传输的信息符号一起发射, 发射信号用 $s[k]$ 表示。

对于 AWGN 信道, 假设 θ 表示相位偏移, $\varepsilon = \Delta f \cdot T_s$ 表示由子信道间隔归一化的频偏, $n[k]$ 为方差等于 σ_n^2 的高斯白噪声, N_c 为 OFDM 系统的信号长度, 则在接收端接收到的信号 $r[k]$ 为:

$$\begin{aligned} r[k] &= \sigma_s s[k] \exp(j(2\pi\varepsilon k / N_c + \theta)) + n[k] \\ &= \begin{cases} \sigma_s B[k] P N[k] \exp(j(2\pi\varepsilon k / N_c + \theta)) + n[k] & k \in [0, N_c - 1] \\ \delta_s t[k] \exp(j(2\pi\varepsilon k / N_c + \theta)) + n[k] & others \end{cases} \end{aligned} \quad (4-1)$$

其中, $\{t[k]\}$ 为传输信号。

假设 a 表示接收到的短 PN 序列相对本地序列的滑动点数, 并且 a 为整数。于是, 接收信号与本地序列在时域可产生相应相关信号的基本单元见式 (4-2), 其中, σ_s^2 为发射信号的功率。因此, 同步信号可由式 (4-3) 产生, 在式 (4-3) 中 K 为构造短 PN 时码片重复次数, R 为相关长度, P 根据所做相关 PN 序列的选取而定, $m^*[•]$ 表示对序列 $m[•]$ 取共轭。

$$m^*[k-a]r[k] = \sigma_s m^*[k-a]s[k] \exp(j(2\pi\varepsilon k / N_c + \theta)) + n[k] \quad (4-2)$$

$$Cor[k, a] = \sum_{l=0}^{N_c-1} B[l] \left\{ \sum_{n=0}^{K-2} \left[\left(\sum_{m=0}^{R-1} m^*[k-n-lR-a] r[k-n-lR-K-m] \right) \right] \right\} \cdot \left\{ \left[\left(\sum_{m=0}^{R-1} m^*[k-n-lR-a] r[k-n-1-(l+P)RK-Km] \right) \right] \right\} \quad (4-3)$$

当同步时, 该同步信号会产生一个较大的主峰值; 同时, 在没有同步时, 由于巴克码组的作用, 边峰值会减少, 从而达到主峰值相对边峰值更加尖锐的效果。

值得注意的是：(4-3)式中同步信号提取方法与常规的 PN 序列同步算法有两大差异，一是常规 PN 序列算法要么采用完整的一个 PN 序列，要么采用 PN 序列完整重复构造而成，而本节中短 PN 序列由 PN 序列采用码片重复的方法构造而成；二是该建议算法通过引入具有优良自相关性的巴克码，在与短 PN 序列融合后，产生的同步信号不常规算法同步信号的峰值更尖。

于是，时间同步通过在滑动窗口中搜索 $Cor[k, a]$ 的最大值点就可获得。当时间同步正确时，即 $a = 0$ 时，PN 序列和接收到的 PN 序列之间没有任何相对滑动。

假定 $|\varepsilon| < N_c / 2R$ ，频率偏移在去除巴克码组影响后获得信号 $Cor'[k, 0]$ ，即可求得：

$$\hat{\varepsilon} = -\arg(Cor'[k, 0]) \cdot N_c / 2\pi \quad (4-4)$$

式 (4-4) 能处理大范围的频率偏移。

4.3.2 算法性能理论分析

1. 时间同步性能分析

此时，子相关同步信号可以表示为：

$$\eta[k, a] = \frac{1}{\sqrt{L}} \sum_{n=0}^{R-1} b[k] m[k] (m[k-a])^* \exp(j(2\pi\varepsilon k / N_c + \theta)) + n_\eta[k, a] \quad k \in [0, N_c - 1] \quad (4-5)$$

式中， $n_\eta[k, a]$ 的方差为：

$$\sigma_\eta^2 = m^2 \sigma_n^2 / (R(K-1)N_b \sigma_s^2 m) = m \sigma_n^2 / (R(K-1)N_b \sigma_s^2)$$

其中， m 为巴克码序列 $\{b[k]\}$ 的数学期望值。

定义归一化同步信号为：

$$|\lambda[k, a]| = |Cor[k, a]| / (R^2 (K-1) N_b \sigma_s^2 m^2) \quad (4-6)$$

此时有：

$$|\lambda[k, a]| = \sum_l B[l] |\eta[k - lR, a]| |\eta[k - (l + P)RK - 1, a]| \quad (4-7)$$

在正确同步时，子相关同步信号的数学期望值可表示为：

$$\begin{aligned} E(\eta[k, 0]) &= \frac{1}{\sqrt{L}} m \sin c(\varepsilon R / N_c) \exp(j(2\pi\varepsilon(k + 0.5) / N_c)) + n_\eta[k, 0] \\ k &\in [0, N_c - 1] \end{aligned} \quad (4-8)$$

式中， $n_\eta[k, 0]$ 是方差为 $\sigma_n^2 = m\sigma_s^2 / (RL\sigma_s^2)$ 的高斯白噪声。

对于低信噪比时，由于计算太复杂，没法进行性能分析的近似简化计算。

仅当在信噪比不是特别低，频偏在能够估计范围内，即： $|\varepsilon| < N_c / (2PR)$ 时，噪声的平方项可以忽略不计，正确同步的同相信号幅度大于正交部分幅度。此时，同步信号幅度可以表示为：

$$|\lambda[k, 0]| \approx \sum_L \left[\frac{m^2}{L} \text{sinc}^2\left(\frac{\varepsilon R}{N_c}\right) + \text{InPhase} \left\{ \begin{array}{l} n_\eta[k, 0] \left(\frac{m}{\sqrt{L}} \text{sinc}\left(\frac{\varepsilon R}{N_c}\right) \exp(-j\frac{2\pi\varepsilon(k - PR + 0.5)}{N_c}) \right) \\ + \left(\frac{1}{\sqrt{L}} \text{sinc}\left(\frac{\varepsilon R}{N_c}\right) \exp(j\frac{2\pi\varepsilon(k + 0.5)}{N_c}) \right) n_\eta^*[k - PR, 0] \end{array} \right\} \right] \quad (4-9)$$

此时， $|\lambda[k, 0]|$ 服从高斯分布，假设巴克码组的数学期望和方差分别为 m 和 v ，此时的归一化的同步信号 $Cor[k, 0]$ 的数学期望和方差为：

$$E[|Cor[k, 0]|] = \sin c^2(\varepsilon R / N_c) \quad (4-10)$$

$$\begin{aligned} Var[|Cor[k, 0]|] &= [\sigma_n^2 \sin c^2(\varepsilon R / N_c) / (N_b(K - 1)R^2\sigma_s^2) + \sin c^4(\varepsilon R / N_c)(v + m^2)^3 - \sin c^4(\varepsilon R / N_c)(v + m^2)m^2 \\ &= (v + m^2)^3 \sigma_n^2 \sin c^2(\varepsilon R / N_c) / (N_b(K - 1)R^2\sigma_s^2) + \sin c^4(\varepsilon R / N_c)(v + m^2)v \end{aligned} \quad (4-11)$$

2. 正确同步概率和错误同步概率计算

为了进一步说明本算法的性能，下面从正确同步概率和错误同步概率来反映算法性能。

假设 $\lambda_r[k, a]$ 、 $\lambda_i[k, a]$ 分别为同步信号的实部和虚部，那么可通过 $Z = \sqrt{|\lambda_r[k, a]|^2 + |\lambda_i[k, a]|^2}$ 与门槛值 Z_0 进行比较来实现同步判定。若 $Z \geq Z_0$ 则认为找到同步头，处于 H_1 状态；反之，为未同步，处于 H_0 状态。

因为 $\lambda[k, a]$ 的实部和虚部均服从高斯分布，所以 $|\lambda[k, a]|$ 服从瑞利分布，其概率密度函数可以表示为：

$$f(z|\lambda[k, a]) = \frac{z}{\sigma_n^2} \exp(-(z^2 + s^2)/(2\sigma_n^2)) I_0(zs/\sigma_n^2) \quad (4-12)$$

其中，

$$s^2 = |\lambda[k, a]|^2 \quad (4-13)$$

$I_0(\bullet)$ 是零阶修正的 Bessel 函数，并有：

$$I_0(x) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\left(\frac{x}{2}\right)^{2n}}{(n!)^2} \quad x \geq 0 \quad (4-14)$$

由此，错误同步检测概率可以表示为：

$$P_F = \int_{\{PN_n\} \in G} \int_{a \in H_0} \int_{Z_0}^{\infty} f(z|\lambda(PN_n, a)) dz \cdot f(\lambda(PN_n, a)) dad\{PN_n\} \quad (4-15)$$

正确同步检测概率为：

$$P_D = \int_{\{PN_n\} \in G} \int_{a \in H_1} \int_{Z_0}^{\infty} f(z|\lambda(PN_n, a)) dz \cdot f(\lambda(PN_n, a)) dad\{PN_n\} \quad (4-16)$$

其中， G 表示观察的 PN 序列的集合， H_0 是未同步的集合， H_1 是正确同步的集合， Z_0 为判定同步的门槛值。 $f(z|\lambda(PN, a))$ 与 $f(z|\lambda[k, a])$ 其实质是一样的，只是在表达形式上有所变化。由于 (4-15) 和 (4-16) 式计算非常复杂，化简很难，所以，只有通过数字仿真来分辨出加入巴克码和没有加巴克码的同步效果。

3. 载波频偏估计性能分析

实践证明：采用最大似然估计（MLE）原理进行同步比采用最小均方误差估计（MMSEE）原理进行同步性能更稳定。所以，本文中同步算法均利用 MLE 原理获得。根据 MLE 原理，频率偏移在去除巴克码组影响后获得信号 $Cor'[k, 0]$ ，即可求得。定义：

$$-\arg(Cor'[k, 0]) = -\arg\left(\sum_l \eta[k, 0] \eta^*[k - (l + P)RK - 1 - Km, 0]\right) \approx (2\pi\varepsilon)/N_c \quad (4-17)$$

显然，载波频偏估计为 (4-4)。

按照理论推导，该算法应该能估计 1/2 带宽范围内的频率偏移，但实际上，仿真表明，式 (4-4) 能处理 $|\varepsilon| \leq (3N_c/(8R))$ 的载波频率偏移。

其归一化频偏估计方差可由式 (4-18) 计算：

$$\text{var}(\hat{\varepsilon}) = N_c^2 / (4\pi^2(K-1)N_bP) \cdot \left(\frac{1}{(K-1)N_b} \cdot \frac{\sigma_n^2}{\sigma_s^2 m^2 \sin c(\varepsilon/N_c)} + \frac{1}{2P} \left(\frac{\sigma_n^2}{\sigma_s^2 m^2 \sin c(\varepsilon/N_c)} \right)^2 \right) \quad (4-18)$$

4.3.3 算法仿真及性能分析

通过计算机仿真，对该同步算法性能进行了评估。

仿真信道环境为 AWGN 和瑞利衰落信道，子载波个数为 512，短 PN 序列长度为 511，巴克码组由周期为 4 的巴克码构造而成，接收机移动速度为 250km/h。采用均方误差衡量频率同步性能，采用正确同步概率等来分析时间同步性能。衰落信道采用 1 个独立瑞利分布的抽头时延模型。

1. 时间同步性能

在 AWGN 和单径瑞利衰落信道中，在信噪比为 0dB 以上时，均能以至少 99% 的正确概率快速找到时间同步点位置。图 4-4 为 15dB 的单径瑞利信道下同步信号归一化能量分布曲线，其中符号偏移 0 处为正确同步点。

由图 4-4 可看出，本节算法在正确同步位置处，信号能量明显强于常规算法，而旁瓣值明显低于常规算法[44]。显然，本节建议算法能够获得比常规算法更佳的时间同步性能。

2. 载波频偏估计性能

图 4-5 是归一化频偏为 2.9 时不同信噪比下 1 条瑞利多径信道中频率偏移估计的 MSE 图。在均采用长度为 31 的 PN 序列构造短 PN 序列时，常规算法性能非常差；这是因为在该条件下估计的频偏超过了该常规算法[44]的估计范围。而在与常规算法相同条件下，采用本节建议的频偏估计算法则可进行粗估计；这是因为所建议的算法具有估计大范围频偏的能力。当信噪比在 20dB 以上时，本节建议方法对于大范围频偏的估计能达到精确估计的性能要求。

特别指出的是：由图 4-5 不能说明文献[44]的常规算法估计频偏性能就一定差；实际上，在改变条件时，该常规算法也能有较好的频偏估计性能。只是在相同的计算复杂度时，该常规算法估计频偏的范围远小于本节建议算法。故在估计较大频偏时，本节建议算法性能就远远优于文献[44]中常规算法性能。

3. 计算复杂度和同步所需时间分析

由于建议算法实行时域同步，大大节约了同步时间。在本算法中的相关检测

按照理论推导，该算法应该能估计 $1/2$ 带宽范围内的频率偏移，但实际上，仿真表明，式(4-4)能处理 $|\epsilon| \leq (3N_c/(8R))$ 的载波频率偏移。

其归一化频偏估计方差可由式(4-18)计算：

$$\text{var}(\hat{\epsilon}) = N_c^2 / (4\pi^2(K-1)N_bP) \cdot \left(\frac{1}{(K-1)N_b} \cdot \frac{\sigma_n^2}{\sigma_s^2 m^2 \sin c(\epsilon/N_c)} + \frac{1}{2P} \left(\frac{\sigma_n^2}{\sigma_s^2 m^2 \sin c(\epsilon/N_c)} \right)^2 \right) \quad (4-18)$$

4.3.3 算法仿真及性能分析

通过计算机仿真，对该同步算法性能进行了评估。

仿真信道环境为 AWGN 和瑞利衰落信道，子载波个数为 512，短 PN 序列长度为 511，巴克码组由周期为 4 的巴克码构造而成，接收机移动速度为 250km/h。采用均方误差衡量频率同步性能，采用正确同步概率等来分析时间同步性能。衰落信道采用 1 个独立瑞利分布的抽头时延模型。

1. 时间同步性能

在 AWGN 和单径瑞利衰落信道中，在信噪比为 0dB 以上时，均能以至少 99% 的正确概率快速找到时间同步点位置。图 4-4 为 15dB 的单径瑞利信道下同步信号归一化能量分布曲线，其中符号偏移 0 处为正确同步点。

由图 4-4 可看出，本节算法在正确同步位置处，信号能量明显强于常规算法，而旁瓣值明显低于常规算法[44]。显然，本节建议算法能够获得比常规算法更佳的时间同步性能。

2. 载波频偏估计性能

图 4-5 是归一化频偏为 2.9 时不同信噪比下 1 条瑞利多径信道中频率偏移估计的 MSE 图。在均采用长度为 31 的 PN 序列构造短 PN 序列时，常规算法性能非常差；这是因为在该条件下估计的频偏超过了该常规算法[44]的估计范围。而在与常规算法相同条件下，采用本节建议的频偏估计算法则可进行粗估计；这是因为所建议的算法具有估计大范围频偏的能力。当信噪比在 20dB 以上时，本节建议方法对于大范围频偏的估计能达到精确估计的性能要求。

特别指出的是：由图 4-5 不能说明文献[44]的常规算法估计频偏性能就一定差；实际上，在改变条件时，该常规算法也能有较好的频偏估计性能。只是在相同的计算复杂度时，该常规算法估计频偏的范围远小于本节建议算法。故在估计较大频偏时，本节建议算法性能就远远优于文献[44]中常规算法性能。

3. 计算复杂度和同步所需时间分析

由于建议算法实行时域同步，大大节约了同步时间。在本算法中的相关检测

器的乘法运算由于巴克码组取值的特殊性，可以把式中的乘法运算全部简化，从而可大大地减少运算复杂度，对实现快速同步非常有益。即使与计算复杂度较低的常规算法[44]相比，也几乎相同。所以该法具有计算量小，俘获时间短的优点。

4. 巴克码算法性能的影响及分析

巴克码的选择与 PN 序列长度、PN 序列码片的重复次数等有关。但是，由于巴克码的数量有限，长度有限，故构造具有优良自相关特性的巴克码组是非常必要的。

4.3.4 结论

本节提出了一种基于 SMCC 和 OFDM 系统的在低信噪比下快速的、准确的时间同步和大范围频偏估计方法。仿真表明：在低信噪比的高速移动（250km/h）瑞利衰落信道环境中，该方法的时间同步性能优于常规算法，频率偏移估计范围也比常规算法更大。总之，该算法在不增加计算量的情况下，获得了比常规算法更优的性能。

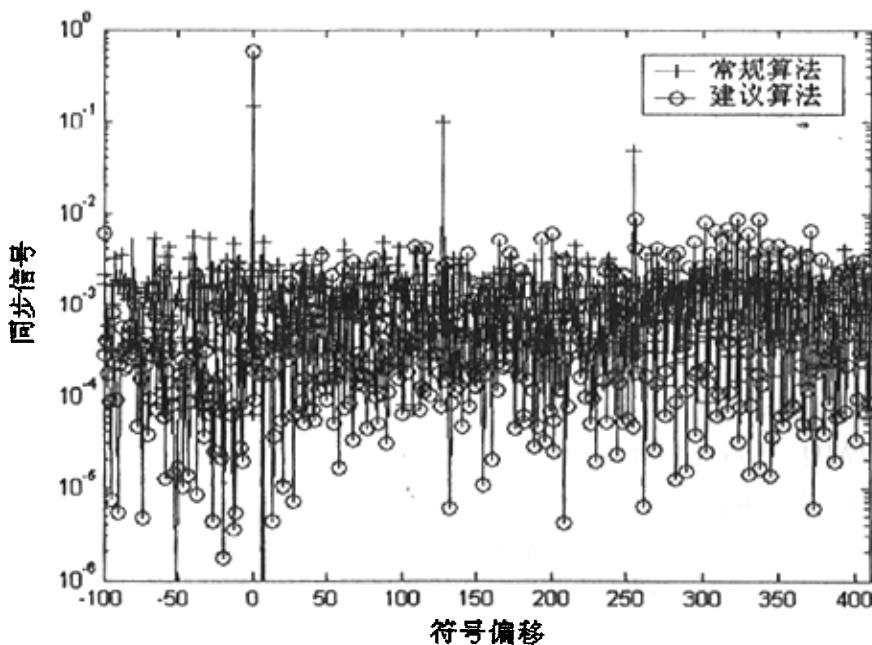


图 4-4 15dB 单径瑞利衰落信道中同步信号归一化能量示例

器的乘法运算由于巴克码组取值的特殊性，可以把式中的乘法运算全部简化，从而可大大地减少运算复杂度，对实现快速同步非常有益。即使与计算复杂度较低的常规算法[44]相比，也几乎相同。所以该法具有计算量小，俘获时间短的优点。

4. 巴克码算法性能的影响及分析

巴克码的选择与 PN 序列长度、PN 序列码片的重复次数等有关。但是，由于巴克码的数量有限，长度有限，故构造具有优良自相关特性的巴克码组是非常必要的。

4.3.4 结论

本节提出了一种基于 SMCC 和 OFDM 系统的在低信噪比下快速的、准确的时间同步和大范围频偏估计方法。仿真表明：在低信噪比的高速移动（250km/h）瑞利衰落信道环境中，该方法的时间同步性能优于常规算法，频率偏移估计范围也比常规算法更大。总之，该算法在不增加计算量的情况下，获得了比常规算法更优的性能。

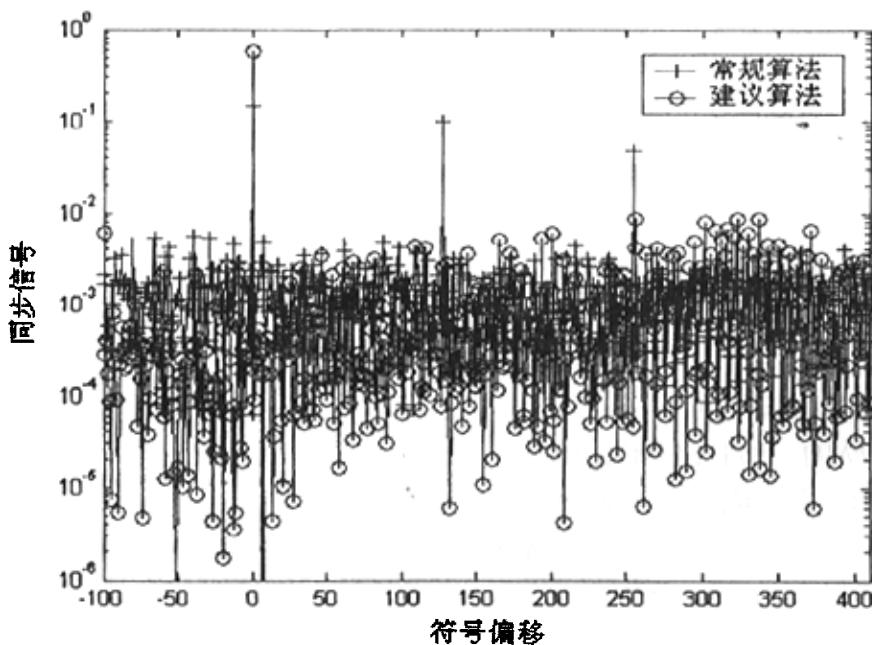


图 4-4 15dB 单径瑞利衰落信道中同步信号归一化能量示例

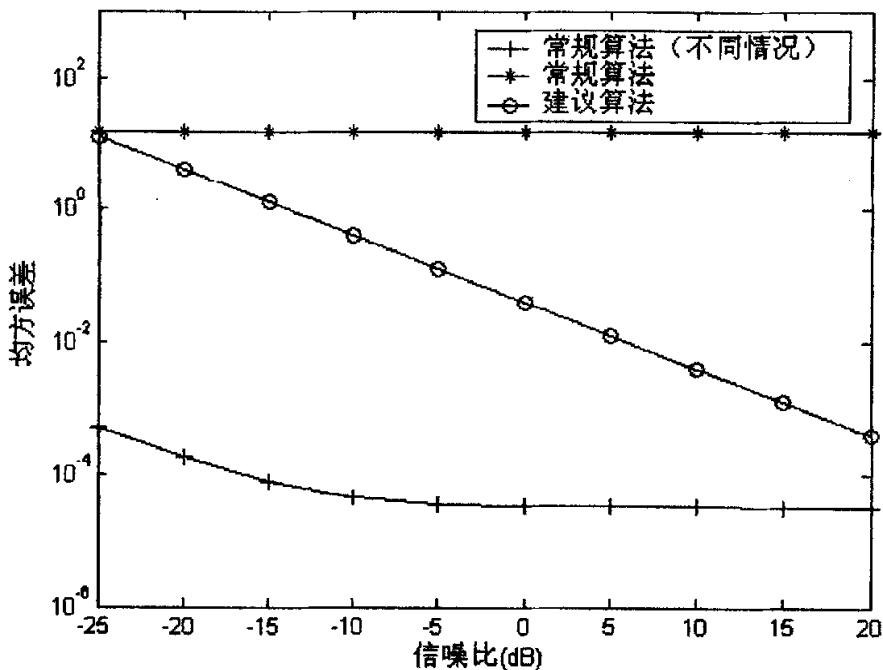


图 4-5 不同信噪比下单纯瑞利衰落信道中频偏估计

4.4 码重复巴克码辅助串行 PN 序列同步算法

4.3 节提出了一种采用码片重复的巴克码辅助串行 PN 序列同步方法，本节再提出一种采用码序列重复的巴克码辅助的 PN 序列同步方法。该方法与 4.3 节的方法有相似之处，但实质不同。

4.4.1 算法概述

在发射端，利用具有优良自相关特性的 m 序列，设计出长度为 N_{pnd} 的短 PN 序列 $PN[k]$ 。利用巴克码优良的局部相关性，优选一个长度为 N_s 的巴克码，设计出巴克码组 $B[k]$ ，并与短 PN 序列一起作为信号发射出去。

假定 $r[k]$ 表示接收信号， τ 表示接收到的 PN 序列相对本地 PN 序列的滑动点数，并假定 τ 为整数，则有：

$$r[k] = \sigma_s PN[k] B[k] \exp(j(2\pi\tau k / N_c + \theta)) + n[k] \quad (4-19)$$

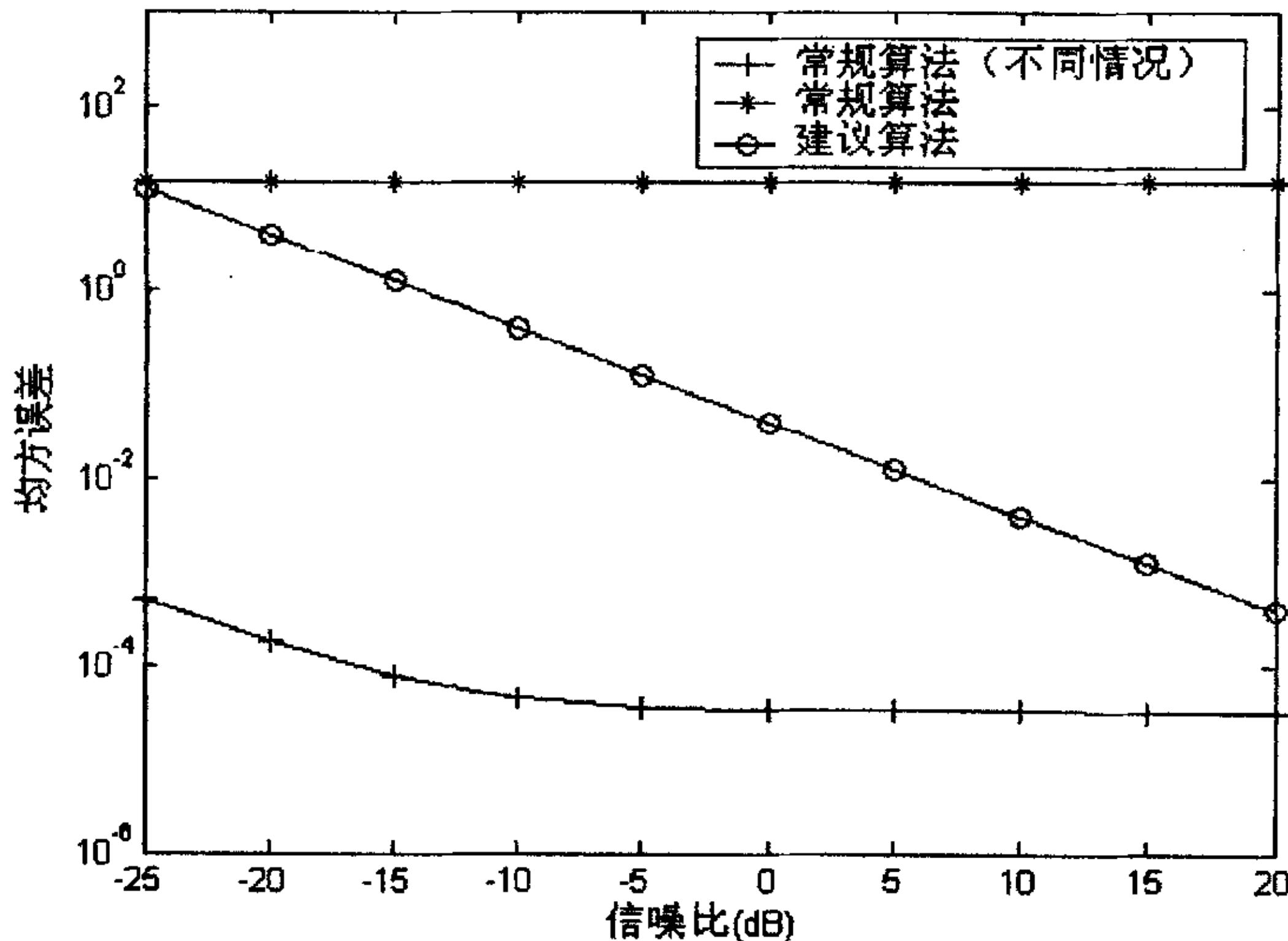


图 4-5 不同信噪比下单径瑞利衰落信道中频偏估计

4.4 码重复巴克码辅助串行 PN 序列同步算法

4.3 节提出了一种采用码片重复的巴克码辅助串行 PN 序列同步方法，本节再提出一种采用码序列重复的巴克码辅助的 PN 序列同步方法。该方法与 4.3 节的方法有相似之处，但实质不同。

4.4.1 算法概述

在发射端，利用具有优良自相关特性的 m 序列，设计出长度为 N_{pnd} 的短 PN 序列 $PN[k]$ 。利用巴克码优良的局部相关性，优选一个长度为 N_b 的巴克码，设计出巴克码组 $B[k]$ ，并与短 PN 序列一起作为信号发射出去。

假定 $r[k]$ 表示接收信号， τ 表示接收到的 PN 序列相对本地 PN 序列的滑动点数，并假定 τ 为整数，则有：

$$r[k] = \sigma_r PN[k] B[k] \exp(j(2\pi\epsilon k / N_c + \theta)) + n[k] \quad (4-19)$$

其中， σ_s^2 为发射信号的功率， N_c 为OFDM系统的子载波数， $n[k]$ 是方差等于 σ_n^2 的白高斯噪声， $m[k]$ 是已知的PN序列， $\varepsilon = \Delta f \cdot T_s$ 表示被估计的由子信道间隔归一化的频偏。

此时，同步信号为：

$$Cor[k, \tau] = \left\{ \sum_{l=0}^{L-1} \left[\left(\sum_{n=0}^{R-1} m^*[k-n-lR-\tau] r[k-n-lR] \right) \cdot \left(\sum_{n=0}^{R-1} m^*[k-n-lR-\tau] r[k-n-(l+P)R] \right)^* \right] \right\} \quad (4-20)$$

式中 R 为相关长度，P 根据所做相关的PN序列的选取而定。

特别注意的是：式 (4-20) 与文献[43][44]中计算同步信号的表达式有些相似，但其两者之间有本质的不同，其最大的不同在于式 (4-20) 是在式 (4-19) 基础上产生的，它融合了巴克码的相关性和PN序列的相关性。而本节提出的同步算法中巴克码组和PN序列的构造都与4.3节中算法不同。

通过在滑动窗口中搜索 $Cor[k, \tau]$ 的最大值点获得帧同步点。由于该最大值点在整个帧中相对旁瓣非常尖锐，所以非常容易发现，且虚警概率和漏警概率极低。

当帧同步正确时，即 $\tau = 0$ 时，本地PN序列和接收到的PN序列之间没有任何滑动。

在适当信噪比和频偏情况下，无时间偏移时，对同步信号进行归一化处理后，此时有：

$$E[|Cor[k, 0]|] \approx \sin c^2 \left(\frac{\varepsilon R}{N_c} \right) \quad (4-21)$$

$$\text{var}(|Cor[k, 0]|) \approx \delta_n^2 \sin c^2 \left(\frac{\varepsilon R}{N_c} \right) (v + m^2)^2 / (LR\delta_n^2) \quad (4-22)$$

式中 m 、 v 分别为巴克码组的均值和方差。

分析式 (4-21) 和式 (4-22)，并与[44]的同步算法性能比较，可以获得如下结论：建议的算法可以获得更尖锐的峰值和更小的旁瓣值，这点与仿真结果相吻合。

4.4.2 算法性能理论分析

1. 时间同步性能分析

子相关同步信号可以表示为:

$$\eta[k, \tau] = \frac{1}{\sqrt{L}} \sum_{n=0}^{R-1} B[k] P N[k] (P N[k-n])^* \exp(j(2\pi n k / N_c + \theta)) + n_\eta[k, \tau] \quad k \in [0, N_c - 1] \quad (4-23)$$

式中, $n_\eta[k, \tau]$ 的方差为 $\sigma_n^2 = m^2 \sigma_s^2 / (RL \sigma_s^2 m) = m \sigma_s^2 / (RL \sigma_s^2)$, m 为巴克码序列 $\{B[k]\}$ 的数学期望值。

定义归一化同步信号为:

$$|\lambda[k, \tau]| = |\text{Cor}[k, \tau]| / (LR^2 \sigma_s^2 m^2) \quad (4-24)$$

此时有:

$$|\lambda[k, \tau]| = \sum_l |\eta[k-lR, \tau]| |\eta[k-(l+P)R, \tau]| \quad (4-25)$$

在正确同步时, 此时, $|\lambda[k, 0]|$ 服从高斯分布, 其均值可以表示为:

$$E[|\lambda[k, 0]|] \approx \sin c^2 \left(\frac{\epsilon R}{N_c} \right) \quad (4-26)$$

其方差为:

$$\text{var}(|\lambda[k, 0]|) \approx \sigma_n^2 \sin c^2 \left(\frac{\epsilon R}{N_c} \right) (v + m^2)^2 / (LR \sigma_s^2) \quad (4-27)$$

式中, m 和 v 分别为巴克码组 $\{B[k]\}$ 的数学期望和方差。

2. 载波频偏估计性能分析

根据ML原理, 可定义:

$$-\arg(\lambda[k, 0]) = -\arg \left(\sum_L \eta[k, 0] \eta^*[k-PR, 0] \right) \approx (2\pi \epsilon PR) / N_c \quad (4-28)$$

因此, 频偏估计为:

$$\hat{\varepsilon} = -\arg(\lambda[k,0]) \bullet N_c / (2\pi R P) \quad (4-29)$$

在AWGN信道下，在消除巴克码组对同步信号的影响时，该算法近似无偏估计。其估计范围为 $|\hat{\varepsilon}| < N_c / 4RP$ 。其归一化载波频偏估计的方差为：

$$Var(\hat{\varepsilon}) = N_c^2 / (4\pi^2 R^3 L P) \bullet \left(\frac{1}{L} \bullet \frac{\sigma_n^2}{\sigma_s^2 m^2 \sin c(\varepsilon R / N_c)} + \frac{1}{2RP} \left(\frac{\sigma_n^2}{\sigma_s^2 m^2 \sin c(\varepsilon R / N_c)} \right)^2 \right) \quad (4-30)$$

3. 同步错误对系统性能影响分析

当存在时间偏移时，产生的ISI将导致系统的BER增加。下面以BPSK调制来进行说明。

根据错误概率的定义，有：

$$P_e(\tau) = P_e(\tau | s_n = A)P(s_n = A) + P_e(\tau | s_n = -A)P(s_n = -A) \quad (4-31)$$

假设对于二进制信号出现错误的概率均等，对于发射符号A和时间偏移 τ ，其错误概率可以表示为：

$$P_e(\tau, A) = P\left[\sum_{i \neq 0} s_n p(iT_s - \tau) + n_n < -Ap(\tau) \right] \quad (4-32)$$

其中，数据源为 $s = \{..., s_{i-1}, s_i, s_{i+1}, ...\}$ ，下标*i*表示当 $t = iT_s$ 时的第*i*个数据符号， T_s 为符号周期， $p(t)$ 是有限脉冲响应函数。噪声 n_n 是均值为0，方差为 σ^2 的加性高斯白噪声（AWGN）。推导可得：当噪声与ISI之和小于负的信号水平时，错误产生。分析时间同步错误的影响，可计算出噪声和ISI的联合概率，最后计算出比特错误概率为：

$$P_e(\tau, \beta_j) = \frac{1}{R} \sum_{j=1}^R Q\left(\frac{\sum_i s_{n-i} p(iT_s - \tau)}{\sigma} \right) \quad (4-33)$$

4.4.3 算法仿真及性能分析

本部分通过计算机仿真来评估该同步算法性能。主要的仿真参数如下：子载波调制方式为16QAM，子载波数为512，短PN长度511，巴克码周期为4。

1. 时间同步的俘获时间性能

本算法的相关检测器等需要使用多次的乘法运算，对快速同步不利。但是，鉴于m序列（当取实数时）和巴克码组的特殊取值，可经过一步符号判断把式中的乘法运算全部简化为加减法运算，从而大大减少运算复杂度，对实现快速同步非常有益。并且，由于快速算法在较小范围搜索，在符号头处，该法产生的同步信号峰值十分尖锐，故极大程度减少了误判或漏判；所以该同步方法具有同步点俘获容易、俘获时间短、且非常准确的特点。最为重要的是，本算法是在时域中检测同步信号，并获得时间同步，所以比常规频域同步算法时间更短。

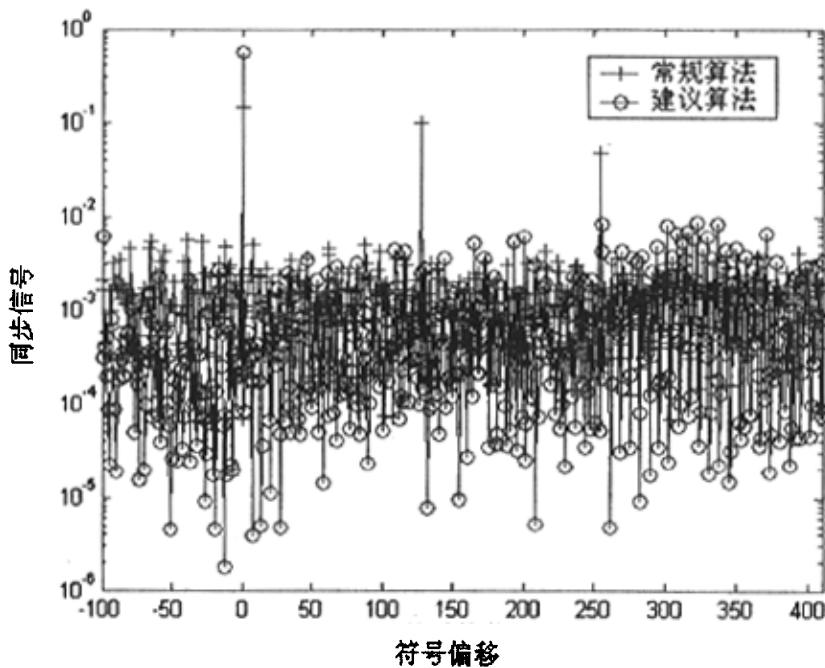


图 4-6 5dB 单径瑞利衰落信道中同步信号归一化能量示例

2. 时间同步算法的性能

在AWGN和一条瑞利多径信道的情况下，在低信噪比时，该方法均能分别以至少99%的准确率快速找到帧同步点位置。图4-6为5dB时在单径瑞利衰落信道下建议算法和常规算法帧中各位置归一化能量分布图的一个示例。可见，本算法克服了常规基于PN的同步算法中多个峰值[44]的缺点，而且在正确同步位置处的能量

也比常规算法强；同时由于PN序列没有直接加在OFDM信号上，避免了PN序列对信号的干扰；由于巴克码组的作用，抑制了旁瓣，相对地提高了峰值的尖锐度，所以能够采用最大值取代门槛值检测法获得时间同步，从而避免了选择门槛值时的尴尬，也为低信噪比下的时间同步提供了可能；可见，本节算法性能优于常规算法。

3. 频率同步算法的性能

图4-7给出了频率偏移为0.98时在AWGN和一条瑞利多径信道的情况下不同信噪比进行估计的频偏估计均方误差（MSE）。可见，在低信噪比时，MSE仍低于 10^{-4} 。显然，该频偏估计算法在低信噪比下的性能与常规算法[44]在较高信噪比下才能达到的性能相当。

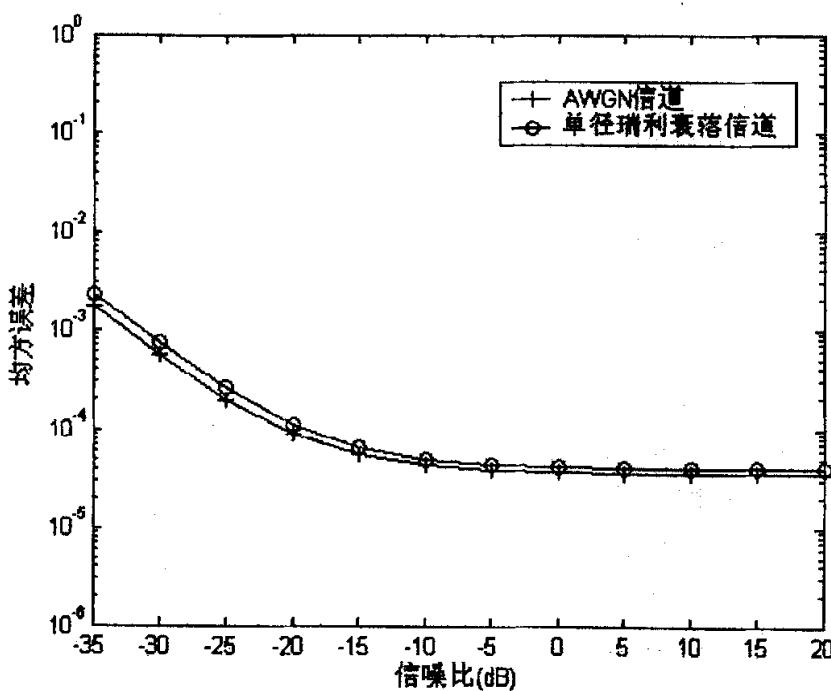


图4-7 不同信噪比时频偏估计性能

4. 巴克码组对时间同步性能的影响

最佳的选择是：巴克码的长度与PN序列的重复次数成比例。只有在这个条件下，才可能获得时间同步最优性能。

4.4.4 结论

本节提出了一种基于SMCC系统和OFDM系统的、可应用于低信噪比的、

也比常规算法强；同时由于PN序列没有直接加在OFDM信号上，避免了PN序列对信号的干扰；由于巴克码组的作用，抑制了旁瓣，相对地提高了峰值的尖锐度，所以能够采用最大值取代门槛值检测法获得时间同步，从而避免了选择门槛值时的尴尬，也为低信噪比下的时间同步提供了可能；可见，本节算法性能优于常规算法。

3. 频率同步算法的性能

图4-7给出了频率偏移为0.98时在AWGN和一条瑞利多径信道的情况下不同信噪比进行估计的频偏估计均方误差（MSE）。可见，在低信噪比时，MSE仍低于 10^{-4} 。显然，该频偏估计算法在低信噪比下的性能与常规算法[44]在较高信噪比下才能达到的性能相当。

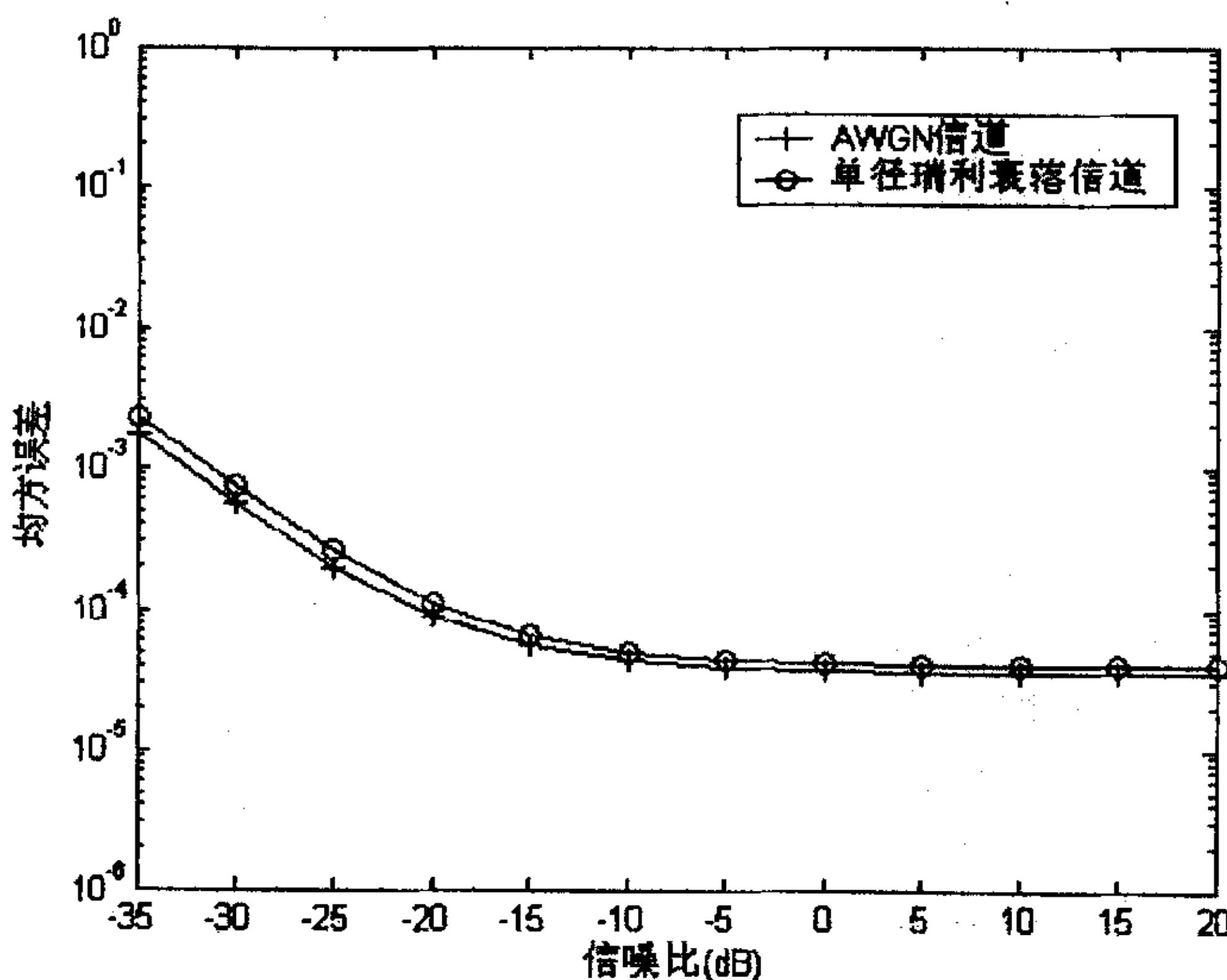


图4-7 不同信噪比时频偏估计性能

4. 巴克码组对时间同步性能的影响

最佳的选择是：巴克码的长度与PN序列的重复次数成比例。只有在这个条件下，才可能获得时间同步最优性能。

4.4.4 结论

本节提出了一种基于SMCC系统和OFDM系统的、可应用于低信噪比的、

短 PN 序列的、快速的、准确的时间同步和频率偏移估计方法。在获得同步信号时，已知的 PN 序列在相乘之前，将接收到的采样相加。当没有找到帧同步点时，该法可以减少噪声和其他干扰的影响。由于巴克码组的加入，使得同步信号出现了一个尖锐的最大值点，这避免了常规方法选择门槛值的问题。同时，该最大值点全帧唯一，从而保证了同步实现的精确度，有效地提高了同步性能。另外，本节算法是稳健的、计算复杂度低的、易于实现的算法。

4.5 特殊设计串行 PN 序列同步算法

本节提出了一种利用训练序列在傅氏变换中的特殊性质进行时间同步和频率同步的算法。与常规方法[32][39][41]相比，在高速移动的六条多径衰落信道下使用该方法具备如下优点：

- 正确时间同步概率比常规方法高；
- 虚警概率和漏警概率比常规算法低；
- 频偏估计范围达到 $1/2$ 带宽；
- 频偏估计均方误差比常规算法低几个数量级。

与文献[41]相比，该方法只用了一个信息符号，同步所需时间大大减少。

4.5.1 算法概述及理论推导

OFDM系统时间离散的基带模型如图4-8所示。在发射端， $X[k]$ 是星座调制的输出复信号，并将由长度为 N_s 的PN序列与相对应的复信号 $X[k]$ 调制到偶数子载波上，而在奇数子载波上仅调制相对应的复信号 $X[k]$ ，这样通过逆傅氏变换（IDFT）调制到 N_c 个子载波后，并将变换出的采样序列 $x[k]$ 的后 N_g 个采样序列 $g[k]$ 复制到前面做循环前缀，形成OFDM符号 s_k 。采样数据流 $s[k]$ 在时间离散信道上串行传输，为了对抗多径，避免ISI和ICI，一般选择保护间隔的长度 N_g 大于这个信道冲激响应的时域长度 $N_{channel}$ ，以保证各子载波之间的正交性。在接收端，由接收的PN序列的特殊结构，获得时间同步，此时可由PN序列与接收到的信号的相关性获得小数倍频偏估计并校正，然后去除保护间隔，最后将信号 r_k 送入傅氏变换（DFT）中进行解调，利用解调后信号与PN序列的相关性获得整数倍频偏估计。

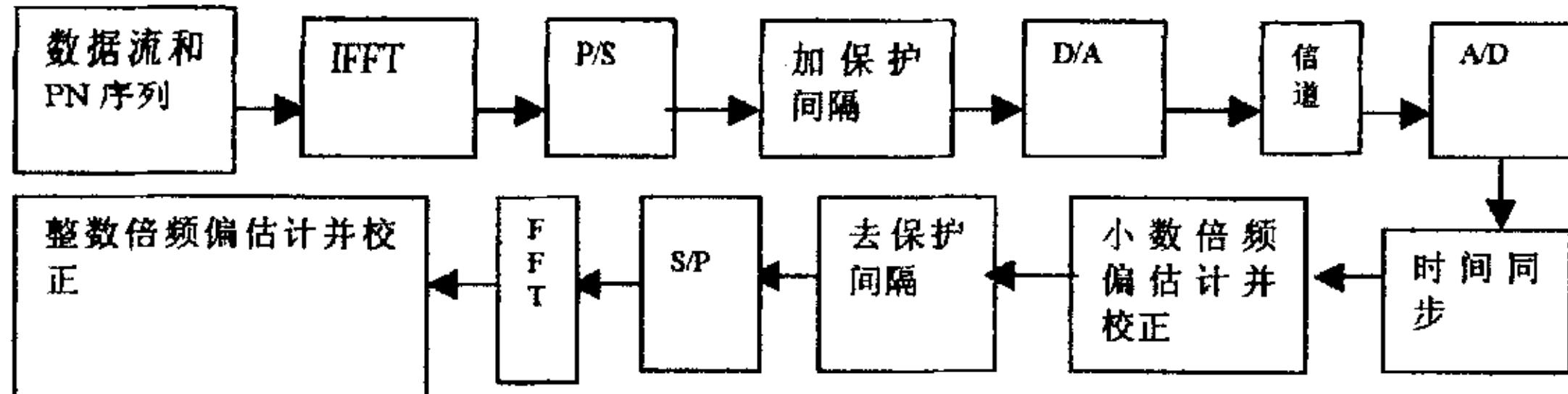


图4-8 含同步模块的OFDM系统简易框图

假设信道是非弥散的（即 $h_k = 1, \forall k \in \{0, 1, \dots, N_c - 1\}$ ），信道只受到高斯白噪声 n_t 影响，当存在定时偏移和频率偏移时，有如下输入输出关系式：

$$r(k) = s(k - \theta) \exp(j2\pi\delta k / N_c) + n_t \quad k = 0, \dots, N_c - 1 \quad (4-34)$$

式中， h_k 是第 k 个子载波的信道衰减； n_t 是加性高斯白噪声， θ 为一个符号未知到达时间， δ 为接收机与发射机振荡器之间的频率偏差。

将训练帧设计成具有特殊性质的实数伪随机（PN）序列，该PN序列仅在偶数子载波上调制，从而在经过IFFT变换和FFT变换后，PN序列就有以下三个特性：

首先，实数的PN序列经过IFFT变换后，前一半数据与后一半数据相同。即：

$$x_{n+N_c/2} = x_n, n = 0, 1, \dots, N_c/2 - 1 \quad (4-35)$$

其次，选择的PN序列使之在经过IFFT变换后具有如下性质：

$$\|x_0\| > \|x_i\| \quad 1 \leq i < N_c/2 \quad (4-36)$$

虽然该特性在高速移动环境的噪声作用下会受到一定的污染，但是该数据结构所包含的时间偏移 θ 和小数倍频率偏移 ε_F 信息仍然存在。因此，可以在时域进行时间同步、估计出小数倍频率偏移 ε_F ，并用 ε_F 对接收数据进行纠正。

第三，在经过FFT变换后，PN序列又恢复成实数PN序列。虽然该特性在噪声作用后，会受到一定影响，但是在经过差分解调后，用已知的PN序列与接收到的数据进行滑动相关，由最大相关值的移动位置就可获得整数倍频偏 ε_I 。

综上所述，本节建议算法的步骤如下：

- 1) 在发射端选定实数的PN序列，并将其在偶数子载波上进行调制（IFFT），在奇数子载波上调制0；并将调制的PN序列和OFDM信息发射出去；
- 2) 接收端收到信号时，取定观察区间 $[0, N_c + L]$ ，L为已知的最大信道时延，在该区间利用前述的第一个和第二个特性，确定时间同步位置 θ ，随之得到小数倍频率偏移估计 ε_F ；
- 3) 时间同步位置确定OFDM帧，并去除保护间隔，用 ε_F 纠正部分频偏，使残余频偏为子载波间隔的整数倍；
- 4) 对纠正后的数据进行傅里叶变换，对得到的序列进行差分解调，并利用前述的第三个特性，通过最大值检测法获得相应的移动位置，得到整数倍频偏 ε_I 的估计值；
- 5) 利用 ε_I 对接收到的数据进行整数倍频偏的纠正。

4.5.2 算法仿真与性能分析

本部分通过计算机仿真来评估建议的同步算法性能。

分别仿真了本节算法在多径衰落信道下的性能，多载波的子载波个数为4096，保护间隔有256个采样点，采样频率为9MHz，符号速率为 8×10^6 符号/秒，移动台的运动速率为150km/h，m序列的长度为2047，采用符号位置出现概率来判定时间同步性能。采用欧洲ESTI标准的无线城市信道模型，衰落信道采用6个独立的瑞利分布的抽头时延模型，最大多径时延为5微秒。

1. 评价时间同步的性能

图4-9反映了本节建议算法在四条和六条多径瑞利衰落信道下正确时间同步概率。仿真表明：在信噪比为5dB时，在高速移动的瑞利多径环境下建议算法的时间同步正确概率可达到95%，而与本节算法思路有一定相似之处的参考文献[41]利用两个符号的能量进行同步在信噪比为10dB时在AWGN信道中的同步信号仍有一个信号平台（见[41]中的图3所示）。这主要是由于本节中在对序列的选择并得到(4-36)式的性质所致。

2. 载波频偏估计性能

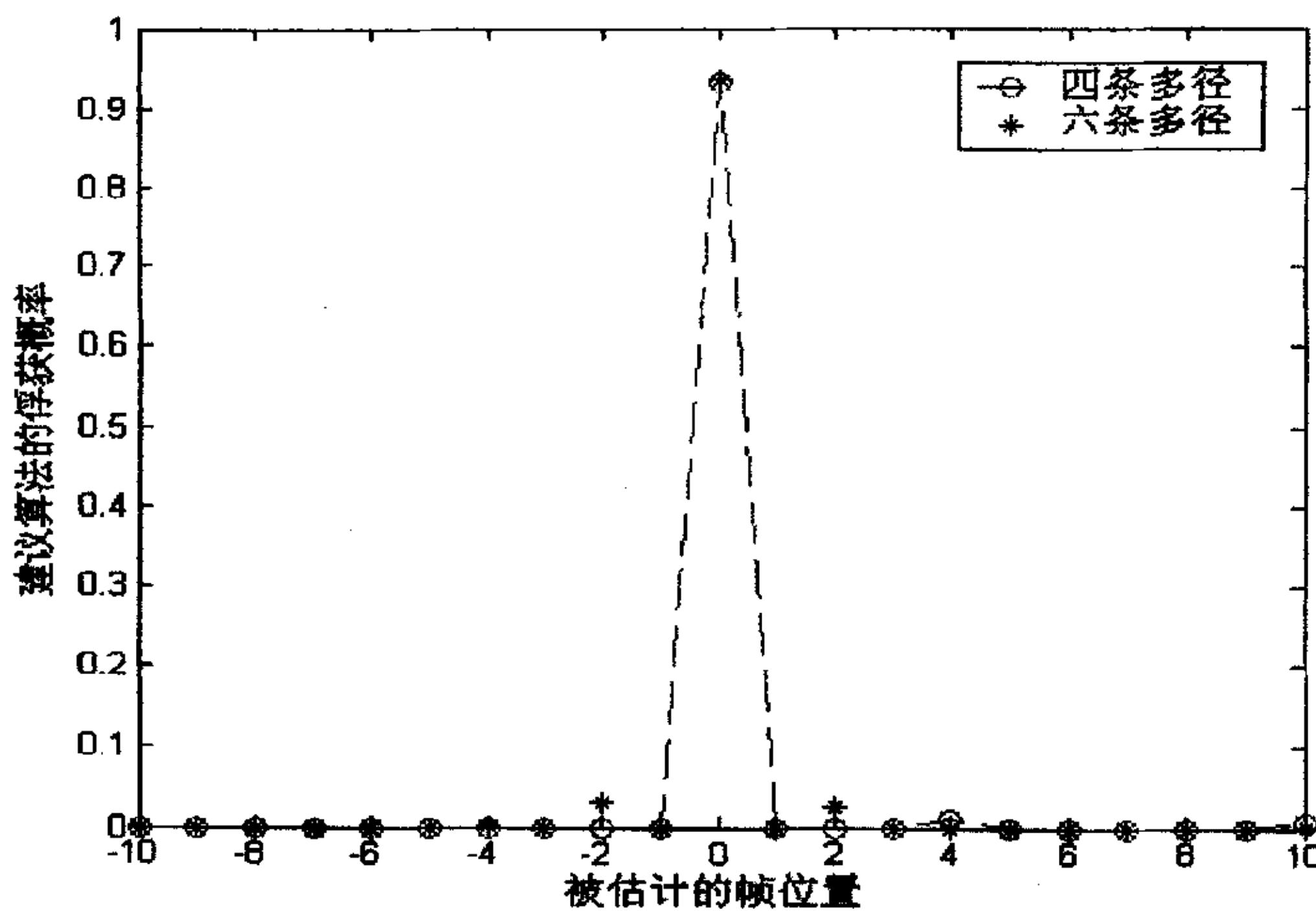


图4-9 时间同步性能比较
(本文建议算法在信噪比为5dB时四条多径或六条多径瑞利衰落信道性能)

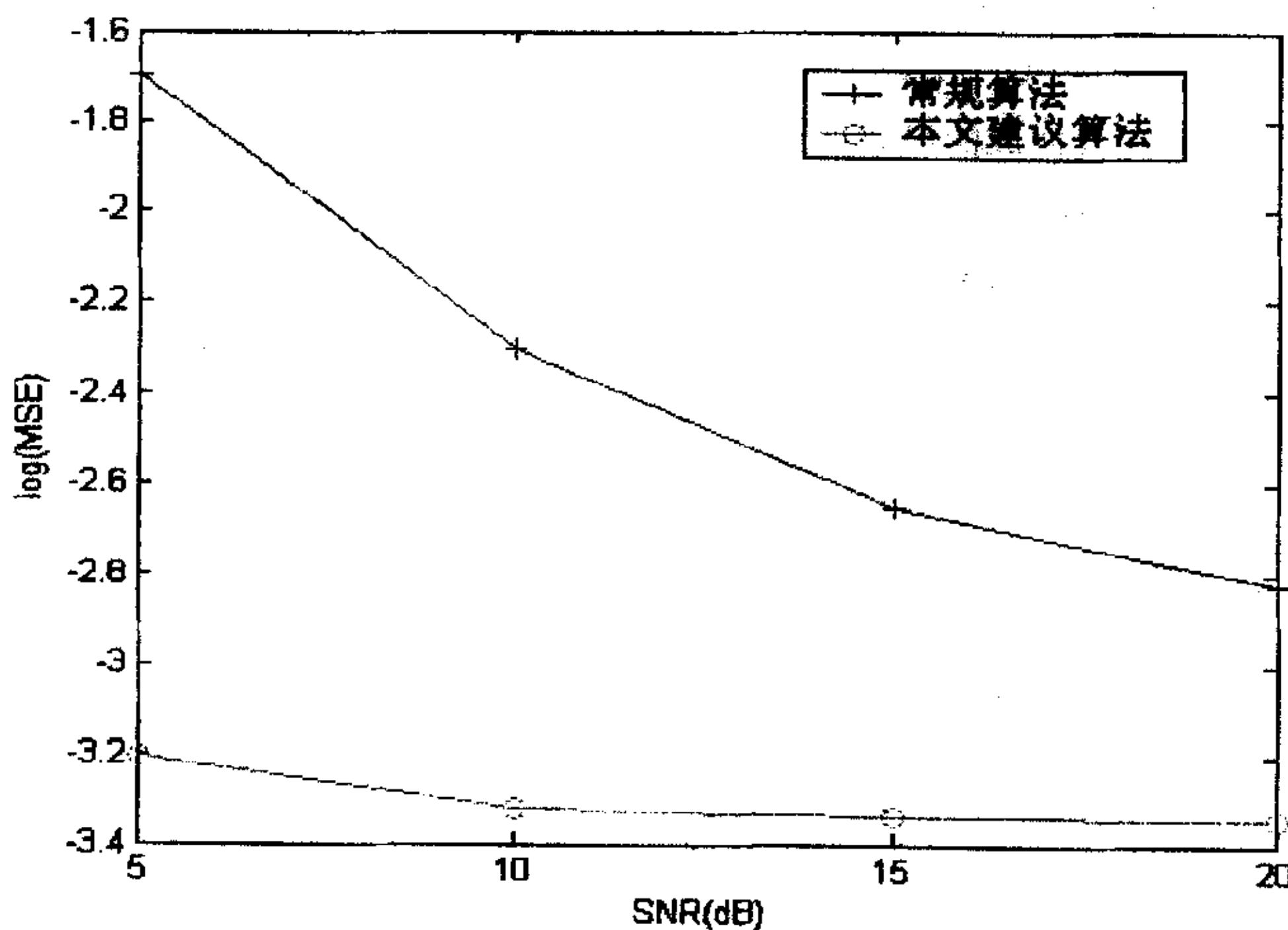


图4-10 频偏估计性能比较
(常规算法估计频偏 $\epsilon = 10.6$, 4条多径瑞利衰落信道; 本节建议算法估计频偏 $\epsilon = 200.6$, 6条多径瑞利衰落信道)

通过频率偏移的粗估计和精估计，本算法所获得的性能非常好。如图 4-10 所示，其中纵坐标为频偏估计的均方误差以 10 为底的对数值。可见，该法可对大范围的频率偏移进行估计，而且在多径衰落信道下高速移动环境的频偏估计性能比常规相关算法高几个数量级。

4.5.3 结论

本节提供了一种在六条多径衰落信道的高速移动环境下的基于 OFDM 系统的时间同步和可校正大范围频偏的方法。该算法利用了实数 PN 序列在 IFFT 和 FFT 变换中的特殊结构，实现了远远优于常规同类算法的时间同步和频率同步性能。另外，本算法是稳健的、计算复杂度低的。所以，该算法可以很好地用于实际的无线通讯中。

4.6 特殊构造串行 PN 序列时间同步算法

在时域中利用 PN 序列来同步是一种常见方法。在这类方法中，其技术关键就是如何使峰值相对其他旁瓣值更高、更尖锐，从而能够更快、更准地搜索出时间同步点，避免虚警概率和漏警概率。但是，这不容易办到，尤其是对于由多个较短的 PN 序列重复而成的已知训练序列来说，这个问题尤为突出[43][44]。文献[41]采用了特殊构造的 PN 序列实现时间同步的方法，但该方法所获得的同步信号在信噪比为 10dB 的 AWGN 信道时就存在峰值平台（见文献[41]图 3 所示），故同步精确度受到影响。在低信噪比时，由于噪声严重，文献[41]的同步信号峰值尖锐程度会更加不明显，此时的同步更是难上加难。这也是众多同步技术所遇到的核心问题。所以，多年来同步研究多局限在信噪比较高的情况下进行。

在 4.5 节中已经提出了一种通过序列特殊设计来获得同步信号的同步算法，其突出特点是频偏估计范围远比 4.3 节和 4.4 节的算法大。

本节提出一个与 4.5 节具有相似思路但又不同的时间同步算法。该算法在低信噪比下、可克服常规 PN 序列同步算法中同步信号主峰不尖锐的缺点，该方法比文献[41]的时间同步方法性能更优。其区别在于本节新方法所用的长 PN 序列在时域包含了更多的相关信息可用于构建同步信号，并且还可根据多径信道的特征采用加性融合更多的有用信号。

4.6.1 算法概述及理论推导

系统模型与 4.5 节一致，不再介绍。将长 PN 序列设计成具有特定属性的实

数伪随机(PN)序列与零的组合。该PN序列仅在偶数子载波上调制，从而在经过IFFT变换和FFT变换后，PN序列就有以下四个特性：

首先，实数的PN序列经过IFFT变换后，前一半数据与后一半数据相同。即：

$$x_{n+N_c/2} = x_n, n = 0, 1, \dots, N_c/2 - 1 \quad (4-37)$$

其次，选择的PN序列使之在经过IFFT变换后具有如下性质：

$$\begin{aligned} \text{norm}(x_0) &> \text{norm}(x_i) & 1 \leq i \leq (N_c/2 - 1) \\ \text{norm}(x_{N_c/2}) &> \text{norm}(x_i) & N_c/2 < i \leq N_c - 1 \end{aligned} \quad (4-38)$$

其中， $\text{norm}(x)$ 表示对 x 取模。

第三，该PN序列在时域中，除前后两半的首位模值最大外，其余均相等而且较小。如图4-11所示，图中长PN序列是由长度为63的PN序列构造而成。该性质对于产生较好的时间同步信号很有好处。

第四，在经过FFT变换后，PN序列又恢复成实数PN序列。

综上所述，本节建议的时间同步算法的步骤如下：

首先，在发射端，选定实数PN序列，并将其在偶数子载波上进行调制(IFFT)，在奇数子载波上调制0；并将调制的PN序列和OFDM信息发射出去；特别注意：为了维持能量守恒，PN序列能量须加权系数 $\sqrt{2}$ 。

其次，接收端收到信号时，取定观察区间 $[0, N_c + L]$ ， L 为已知的最大信道时延，在该区间利用前述的第一个和第二个特性，可获得同步信号：

$$Cor_r[k, a] = \text{norm}(r[k, a]) + \text{norm}(r[k + N_c/2, a]) \quad (4-39)$$

同时，根据高速移动多径环境对PN序列的影响情况，采用加性融合法处理由(4-39)式获得的同步信号，进一步增大主峰与旁瓣边峰的比值。注意：对于AWGN信道环境，不用加性融合法。

最后，如果为了进一步提高同步性能，可以再融合以下相关信号[41]：

$$Cor_2(a) = \frac{\left| \sum_{k=0}^{N_c/2-1} (r^*[a+k]r[a+k+N_c/2]) \right|^2}{\left(\sum_{k=0}^{N_c/2-1} |r[a+k+N_c/2]|^2 \right)^2} \quad (4-40)$$

在文献[41]中实数 PN 序列与本节类似,但是,所包含的相关特性没有这么多。文献[41]中仅由式 (4-40) 来获得同步信号。在本节建议算法中,同步则可融合式 (4-39) 去掉多径影响后的信息以及式 (4-40) 所包含的信息。但是,为了与文献[41]中算法进行严格区别,在本节仿真中没有融合式 (4-40) 的信息。

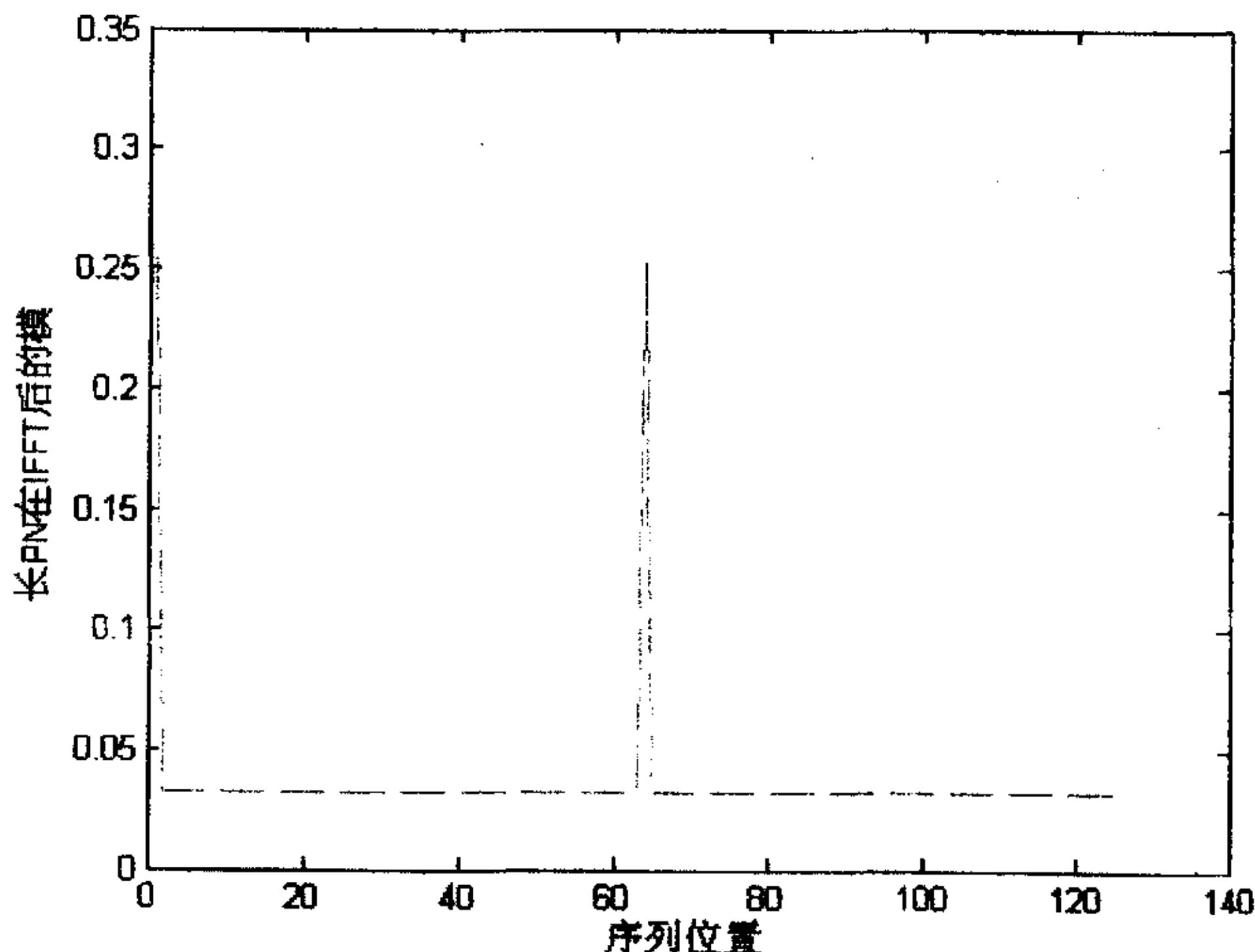


图4-11 长PN序列在时域的特殊性质

4.6.2 算法仿真及性能分析

仿真参数主要是:子载波个数为 4096,保护间隔有 256 个采样点,采样频率为 9MHz,符号速率为 8×10^6 符号/秒,移动速率为 150km/h,归一化频偏为 0.6,PN 序列长度为 2047。

1. 时间同步的俘获时间性能

在不采用式 (4-40) 的相关来获得同步信号时,大大简化了常规算法中相关

所需的大量乘法运算。即使在本算法中再融合式 (4-40) 的信号，其计算量也不大。同时，在采用式 (4-39) 获得同步信号时，其峰值能量与 PN 序列的长度没有关系。即：PN 序列的长度可以适当地变短，从而时间同步的俘获时间也可适当变短。

2. 时间同步算法的性能

图 4-12 为建议算法在六条多径的高速移动环境不同信噪比下采用最大值检测方法进行时间同步所获得的正确概率。可见，建议算法在高速移动的多径瑞利环境能获得较好的同步效果。同时，图 4-13 绘出了一个信噪比为 10dB 时的同步信号示例。将该图与文献[41]中的图 3（下面简称“原图 3”，见图 4-14）比较会有如下结果：图 4-13 是在 150km/h 的高速移动多径环境，原图 3 是在 42km/h 的低速 AWGN 信道下；而原图 3 的同步信号有较宽的峰值平台，建议算法则没有或很窄。显然，建议的时间同步算法有一定的优越性。如果继续融合式 (4-40) 的信号，毫无疑问，所获得的同步信号峰值会更尖锐，时间同步性能会比图 4-13 更优，也会比文献[41]中时间同步性能更优，因为此时融合了更多的正确同步信号。

4.6.3 结论

本节提供了一种基于 OFDM 系统的可应用于低信噪比的利用长 PN 序列进行快速的、准确的时间同步方法。该方法利用构造的长 PN 序列在 IFFT 后所具有的特殊属性获得更多的产生同步信号的关系，并使用加性融合各种信号以消除多径影响、抑制旁瓣，达到使同步信号主峰更尖锐的目的，从而实现了在低信噪比的高速移动多径瑞利环境下采用最大值检测得到很好时间同步性能的目的。该算法比文献[41]中 Schmidl 的算法性能更优。另外，本算法是稳健的、计算复杂度低的、易于实现的。

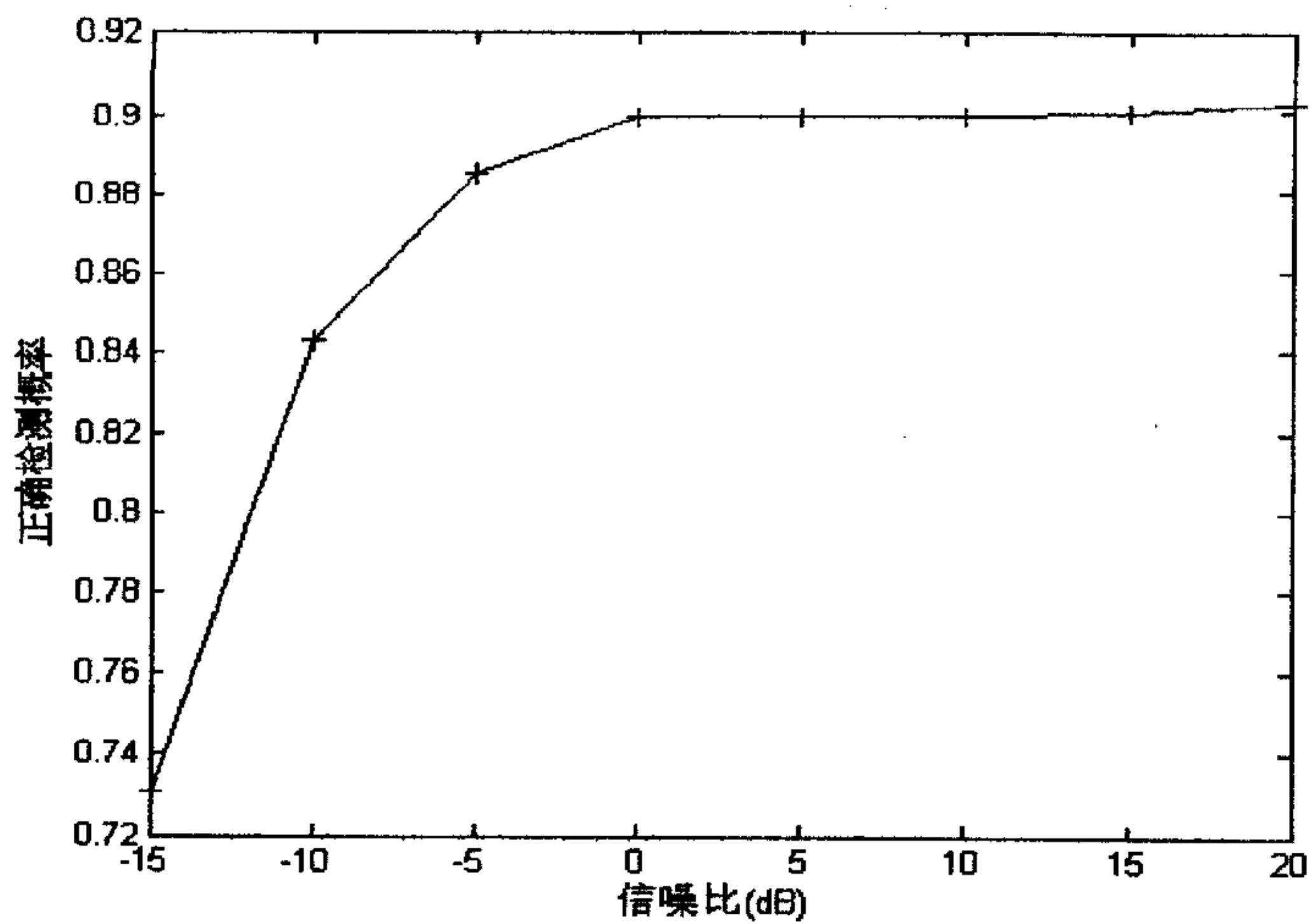


图 4-12 建议算法在高速移动瑞利多径环境中时间同步性能

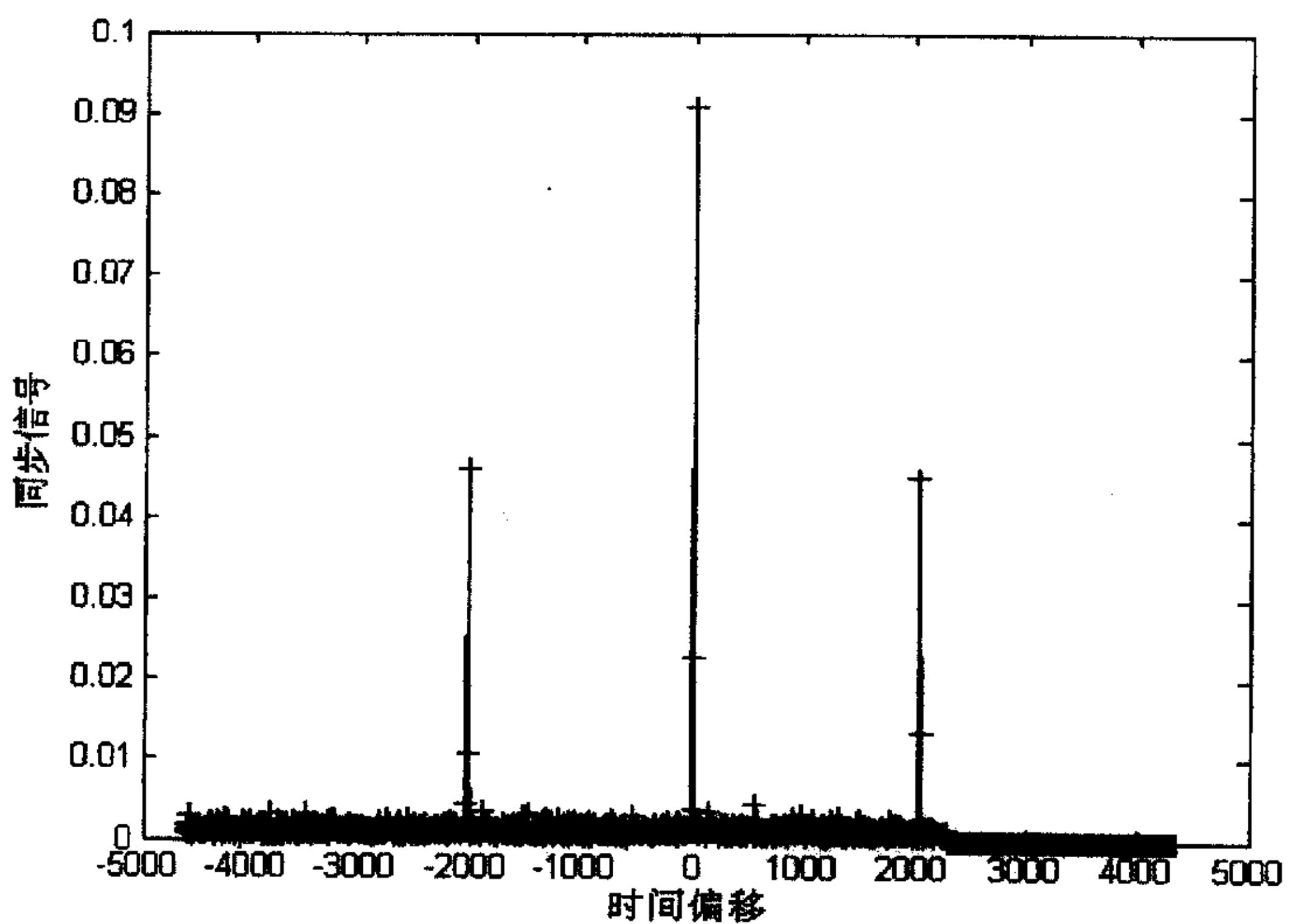


图 4-13 建议算法在瑞利多径环境中同步信号示例 (SNR=10dB)

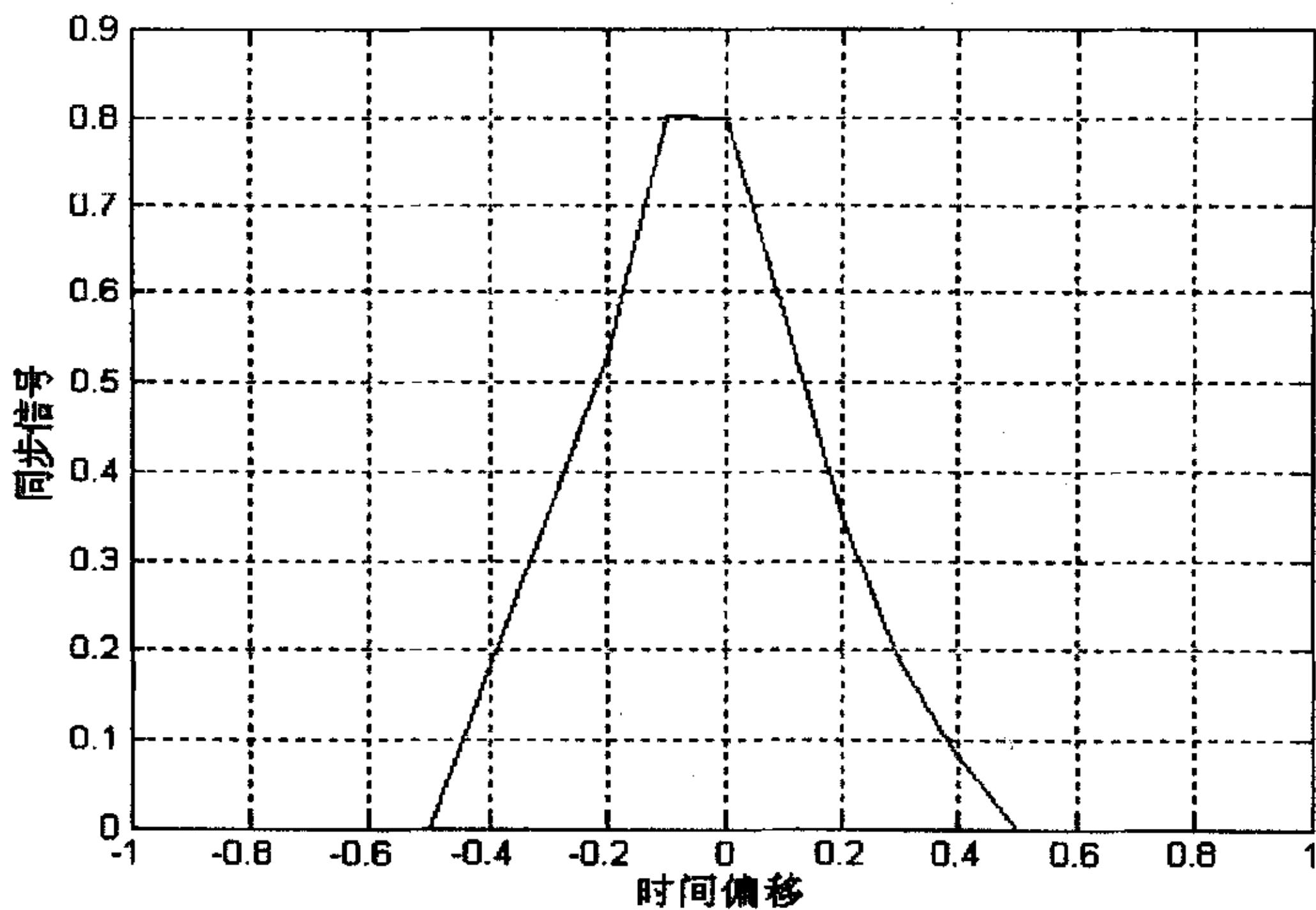


图 4-14 文献[41]算法在 AWGN 信道环境中同步信号示例 (SNR=10dB)

4.7 串行 PN 序列同步算法比较

本节对本章提出的四种串行 PN 序列同步算法从计算复杂度、算法性能两个方面进行了比较。为了下面描述简单，按照前面描述的顺序依次将 4.3 节、4.4 节、4.5 节以及 4.6 节建议的算法称之为第 1 种、第 2 种、第 3 种、第 4 种算法。

4.7.1 计算复杂度比较

相对而言，第 1 种、第 2 种、第 3 种算法计算复杂度都较低，第 4 种算法在融合式（4-21）的相关信号后，其计算复杂度增加，但是性能也随之增加。

4.7.2 同步性能比较

相对而言，第 1 种算法和第 2 种算法性能相近。第 3 种算法相对第 1 种算法和第 2 种算法性能更优。在不考虑计算复杂度时，第 4 种算法的性能最好。

通过比较可以看出，在建议的四种串行 PN 序列同步算法中，第 3 种算法是计算复杂度和算法性能折衷最好的算法。

4.8 小结

本章研究提出了利用串行 PN 序列进行同步的四种算法。这四种算法分别是对两类串行 PN 序列同步算法的改进。在改进中，前两种方法通过引入构造的不同的巴克码组融合进入 PN 序列形成两者的融合相关来提高同步信号的峰值的尖锐度；后两种方法通过在频域构造序列形成时域更多的可利用的特性来产生更优的同步信号。这些方法的性能都比相应的同类算法性能更优，考虑到性能和算法复杂度的问题，建议采用第 3 种算法。

第五章 并行 PN 序列同步技术

并行 PN 序列同步技术是利用 PN 序列进行同步的第二类方法。在将 OFDM 作为调制技术的系统中，如果有专用的同步符号的系统（如：4G、WLAN），则可用串行 PN 序列同步技术；对于没有专用的同步符号的系统（如：DVB-T），则只能使用并行 PN 序列同步技术。当然，采用并行 PN 序列进行同步和信道估计不仅可用于 DVB-T 系统，而且可用在其他采用 OFDM 调制的系统；在这些系统中，由于 PN 序列没有占用宝贵的系统带宽资源，这对传输数据率的提高很有益，所以，并行 PN 序列技术对于实现下一代移动通信的目标将显示出重要意义。

5.1 引言

关于并行 PN 序列同步技术公开发表的文章并不多，这些文章主要可以分为两类：第一类是采用 PN 序列重复的并行 PN 序列同步算法[43][50][51]；第二类是利用一个完整长 PN 序列的并行 PN 序列同步算法[32]。

众所周知，采用并行 PN 序列来同步存在一个非常关键的技术问题。由于叠加 PN 序列对信号会产生影响并导致系统性能的下降，如何消除叠加 PN 序列对信号产生的影响在该类算法中具有非常重要的意义。文献[43][51]采用在不同同步阶段使用不同的能量因子以调整并行 PN 序列能量的方法确实能获得良好的同步性能，但是，关于叠加 PN 序列对系统性能的影响，该文中没有讨论。实际上，按照[43][51]的方法进行同步不能消除叠加 PN 序列对系统性能的影响。尤其是对于高速移动的多径环境，由于信道环境变化很快，如果频繁地不断在捕获和跟踪之间切换，那么捕获阶段所占用的时间比重必然比那种在速度较低时一旦捕获后就可跟踪很久的情况下所占用的时间比重加大许多，即：必须在较多时间提高叠加 PN 序列的能量，以便很好地捕获到帧头，这势必对信号造成较大的干扰，所以，这些算法的缺点是系统性能会受到严重影响。文献[50]提出了一种消除叠加 PN 序列对信号影响的好方法，但是，该法必须对接收机结构进行调整才行。而对于即将讨论的 DVB-T 系统，由于数字电视接收机在过去几十年已经存在了，如果为了增强 DVB-T 系统的移动接收功能，而采用文献[50]的方法，那么原来每个家庭的接收机就没法与之兼容，这必然要么牺牲原来的数字电视接收机用户的利益，要么投巨资将发射装备再新建一套专门供移动 DVB-T 使用的系统，这种思路就没法很好地实现出原来的数字电视接收机向新的高速移动数字电视接

收机地平稳过渡，显然在实际实施中会遇到很大阻力甚至夭折。而文献[32]的帧同步性能较差，没法使用。

那么，如何实现高速移动环境 DVB-T 系统的同步？

DVB-T 是欧洲地面数字广播电视标准，常规方法都是采用保护间隔和导频来进行信道估计和同步。同时，由于该系统中没有专用的同步符号，所以，该系统同步仅局限于移动速度在 100km/h 左右。

随着人们生活水平地不断提高，人们迫切要求能适应高速移动环境的新一代数字地面广播电视出现。而从标准到技术全面更新的新一代数字地面电视要成功走向家庭实用并非易事，从我国地面数字广播电视标准迟迟未定就可知道其中的难度，所以，“一方面通过改进现有的大家熟悉的 DVB-T 标准的移动性能以满足现有用户需要并实现逐步过渡，另一方面逐步探索研制出一套全新的地面数字广播电视标准和技术以替代 DVB-T 标准，从而最终实现具有我国自主知识产权的数字地面电视标准”的思路确实是一个良策。

为此，下面对 DVB-T 移动性能如何改善进行深入分析。

目前，一般的 DVB-T 信道解码器尚不能在城市移动环境条件下可靠的工作。这是由于 DVB-T 原设计缺乏在城市环境高度动态的频率选择性通道中的接收机制。为了在 DVB-T 信道城市环境下可靠地接收高清晰度电视节目，必须在 DVB-T 信道发送端的信道编码调制器中增加相应的技术措施以增强其移动接收性能。为了保持与 DVB-T 体系的兼容性，这些技术措施必须尽量精简、优化可靠。它应该是与 DVB-T 后向兼容的，即：原有的 DVB-T 接收机可以在固定环境下接收 DVB-T 发送信号，而增强型的新型接收机则可在移动环境下可靠地接收 DVB-T 发送信号。

显然，研究改进 DVB-T 性能的同步技术对于改善该系统的移动性能具有极其重要的作用。

经研究提出的技术思路是：在没有时间同步和频率同步的情况下，快速发现帧同步头，改善同步性能。采用弱能量的 PN 序列或巴克码叠加在时域信号上，利用其优良的自相关性来实现帧同步。而该 PN 序列或巴克码虽然叠加在信号上，但由于其所分配能量仅占总能量的 1.4%，仿真表明，它们对系统性能的影响非常小，可以忽略不计(如图 5-6 所示)。

对于 OFDM 系统，帧同步问题非常关键。因为 OFDM 数据是按照帧进行解调的，每帧中包含了多个载波的数据。如果送入 FFT 窗口数据的位置不正确，则整个帧的数据都会错误，从而严重地破坏了载波之间的正交性。

在 OFDM 信号中，其固有的循环前缀结构带来了很强的相关性，而与其他

部分数据的相关性则很差。

一般而言，同步头不必一定就是该帧的起始位置，只要找到的帧同步参考位置落于保护间隔之内，就不会破坏载波之间的正交性。因为 FFT 窗口仍然包括所有的正确数据，只是数据在时间上发生了一定的循环移位而已。这是因为：

当帧同步参考位置在保护间隔之内时，接收到的信号可以表示为：

$$\begin{aligned}\hat{X}(k) &= \frac{1}{N_c} \sum_{l=0}^{N_c-1} x(l) \exp(-j(2\pi(l-\tau)/N_c)) \\ &= \frac{1}{N_c} \sum_{l=0}^{N_c-1} x(l) \exp(-j(2\pi k l / N_c)) \cdot e^{-j2\pi \frac{\tau}{N_c}} = X(k) e^{-j2\pi \frac{\tau}{N_c}}\end{aligned}\quad (5-1)$$

式中， τ 是帧同步发生错误而产生的移位， $X(k)$ 和 $\hat{X}(k)$ 分别为精确帧同步、帧同步位置确定在保护间隔内两种情况下所接收到的解调信号。显然，当帧同步位置被误判在保护间隔之内时，定时错误转换成频率偏移，而这种偏移是固定的，故可以通过乘以旋转因子 $\exp(-j(2\pi \frac{\tau}{N_c}))$ 在信道均衡中恢复出数据[170]。

如果帧同步参考位置被错误的确定在保护间隔以外的位置时，该 FFT 窗口不仅包含该帧的部分数据，而且还包括下一帧保护间隔内的部分数据，于是符号间干扰就产生了。

显然，帧同步的目的在于找到每帧的起始点位置。如果性能稍差，该帧同步参考位置也不能落于保护间隔之外。

关于时间同步、帧同步、符号同步的方法很多，许多方法效果也较好。但都是在以下这些关键条件下进行的：

- 用于产生同步信号的保护间隔、导频或 PN 序列等都具有足够的能量；
- 系统存在专用的同步符号；
- 如果没有专有的同步符号（如：常规 DVB-T 系统）的时间同步、频率同步，那么必须采用有足够的能量的导频和保护间隔；如果没有专用的同步符号，也不要导频和保护间隔的帮助，那么采用叠加在信号上的 PN 序列也可，但此时的 PN 序列同步分为捕获和跟踪两个阶段，其中捕获阶段 PN 序列必须要有足够能量才能实现，而这个能量已经足以产生对信号的干扰，最终导致对系统性能的影响。

显然，同步的关键就是相关信号能量的积累。

为了改进 DVB-T 系统的同步性能，在既不采用导频和保护间隔这种常规手段，又不能对系统性能产生影响的尴尬处境下，出路之一就是采用弱能量的 PN 序列叠加在信号上，而且该 PN 序列的能量必须足够弱，以便叠加的 PN 序列对传输信号的影响非常小而忽略。

同时，由于改进 DVB-T 系统的移动性能的首要目标在于快速找到帧同步头。如果在多个信号符号上叠加弱能量的 PN 序列，通过多个信息符号上 PN 序列的相关性累积能量就没有意义。因为等到已经传输了两个或多个信息符号时，时间同步和频率同步就已经获得了，实际上，就没有达到在没有任何同步信号的情况下快速找到帧同步头的初衷。同时采用多个信息符号上 PN 序列的相关性累积能量就意味着帧同步所需的时间较长，显然与“快速”相悖。

通过以上分析可知，所需的帧同步算法必须满足以下三个条件：

- 改进 DVB-T 系统性能的帧同步算法可采用弱能量的 PN 序列叠加在信号上；
- 该 PN 序列的能量必须足够弱，以至于该 PN 序列对传输信号的影响非常小而忽略，从而叠加的 PN 序列对 DVB-T 系统的性能影响非常小；
- 必须只在一个信息符号之内实现帧同步；

如果为了工程实现方便，还有一个条件：

- 所选用 PN 序列不能太长，最好长度小于 100，以减少做卷积相关时的运算量。

以上这四个条件，一个比一个严格，层层递进。

本章介绍由上述条件决定的、改变高速移动环境 DVB-T 系统同步性能的三种算法。

本章内容安排如下：

- 5.2 节简单描述了 DVB-T 系统模型；
- 5.3 节研究并提出了利用长 PN 序列的并行 PN 序列帧同步算法，并对算法进行了理论推导、算法仿真验证以及性能分析；
- 5.4 节研究并提出了利用二次相关法产生 PN 序列的相关信号并融合保护间隔的相关性产生同步信号的帧同步算法，并对算法进行了理论推导、算法仿真验证以及性能分析；

- 5.5 节研究并提出了利用重复并行短 PN 序列产生同步信号的帧同步算法，并对算法进行了理论推导、算法仿真验证以及性能分析；
- 5.6 节对本章提出的三种算法在计算复杂度和性能上进行比较；
- 5.7 节是本章结论。

5.2 DVB-T 系统模型

欧洲 DVB-T 标准是全球许多国家（包括我国）都采用的数字广播电视标准。其系统发射机、接收机框图如图 5-1 和图 5-2 所示。

5.2.1 DVB-T 系统发射机

假设一个 OFDM 符号的起始时间为 $t = t_s$, d_i 为复调制符号, N_c 为子载波数, T 是符号延迟, f_c 为载波频率。此时,

$$s(t) = \operatorname{Re} \left\{ \sum_{i=-N_c/2}^{N_c/2-1} d_{i+N_c/2} \exp \left(j2\pi \left(f_c - \frac{i+0.5}{T} \right) (t - t_s) \right) \right\}, \quad t_s \leq t \leq t_s + T$$

(5-2)

$$s(t) = 0, \quad t < t_s \quad \text{或者} \quad t > t_s + T$$

对于 DVB-T 系统，其发射信号可以表示为：

$$s(t) = \operatorname{Re} \left\{ e^{j2\pi f_c t} \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{l=0}^{67} \sum_{k=K_m}^{K_{\max}} c_{m,l,k} \cdot \psi_{m,l,k}(t) \right\}$$

(5-3)

其中，

$$\psi_{m,l,k}(t) = \begin{cases} e^{j2\pi \frac{k}{T_u} (l - \Delta - lT_s - 68 \cdot m \cdot T_s)} & (l + 68 \cdot m) \cdot T_s \leq t \leq (l + 68 \cdot m + 1) \cdot T_s \\ 0 & \text{其他} \end{cases}$$

(5-4)

式中, k 表示载波数目, l 表示 OFDM 符号数目, m 表示传输的帧数目, K 是传输的载波数目, T_s 是符号长度, T_u 是子载波间距的倒数, Δ 是保护间隔长

度, f_c 是射频 (RF) 信号的中心频率, k' 是相对中心频率的载波序号 ($k' = k - (K_{\max} + K_{\min})/2$)。

$c_{m,0,k}$ 是第 m 帧中第 1 个数据符号的第 k 个子载波的复数符号;

$c_{m,1,k}$ 是第 m 帧中第 2 个数据符号的第 k 个子载波的复数符号;

.....

$c_{m,67,k}$ 是第 m 帧中第 68 个数据符号的第 k 个子载波的复数符号。

在本章中, 针对的是 DVB-T 2K 模型。该模型可用于标准清晰度数字电视的移动接收。发射的 OFDM 信号以帧为单位进行组织。每帧的符号长度为 T_s , 由 68 个 OFDM 符号组成。每四个帧组成一个超帧。在 2K 模式中, 每个符号由 $K=1705$ 个载波组成, 其长度为 T_s 。一个长度为 T_s 的有用信息部分与一个长度为 Δ 的保护间隔共同组成一个长度为 T_s 的符号。对于 2K 模式的 OFDM 参数, 特殊的参数值列于表 5-1 中。

$$s(t) = \operatorname{Re}\left\{ e^{j2\pi f_c t} \sum_{k=K_{\min}}^{K_{\max}} c_{0,0,k} e^{j2\pi k'(t-\Delta)/T_s} \right\} \quad (5-5)$$

其中, $k' = k - (K_{\max} + K_{\min})/2$

式 (5-5) 与式 (5-6) 关于逆离散傅氏变换 (IDFT) 的表达式非常相似:

$$x_n = \frac{1}{N_c} \sum_{q=0}^{N_c-1} X_q e^{-j2\pi \frac{nq}{N_c}} \quad (5-6)$$

由于存在非常有效的 FFT 算法可用于计算 DFT 及其逆, 对于每个符号中长度为 T_s 的有用信号部分, 很易获得 N_c 点采样 x_n 。保护间隔可通过复制这些符号的最后 $N_c \Delta / T_s$ 部分到它们前面。随后由上变换产生中心频率为 f_c 的实信号。

在 DVB-T 系统中除传输数据外, 还有三种参考导频, 即: 分布导频、连续导频和传输参数信令 (TPS) 导频。

5.2.2 DVB-T 系统接收机

正如前面提到的, OFDM 接收机的设计是开放的, 即: OFDM 仅仅是一个传输标准。对于这个开发性的设计, 许多研究者和改革者都在接收机上下功夫。比如: 由于频率敏感性问题是传输信道预测中的一个关键问题, 于是一些措施在接收机上就会用到, 所以, 本节仅仅介绍一个基本的接收机结构。一个基本的接收机正好是信号传输过程的逆过程, 如图 5-2b 所示。在图 5-2 中给出了 DVB-T 系

统仿真结构框图。

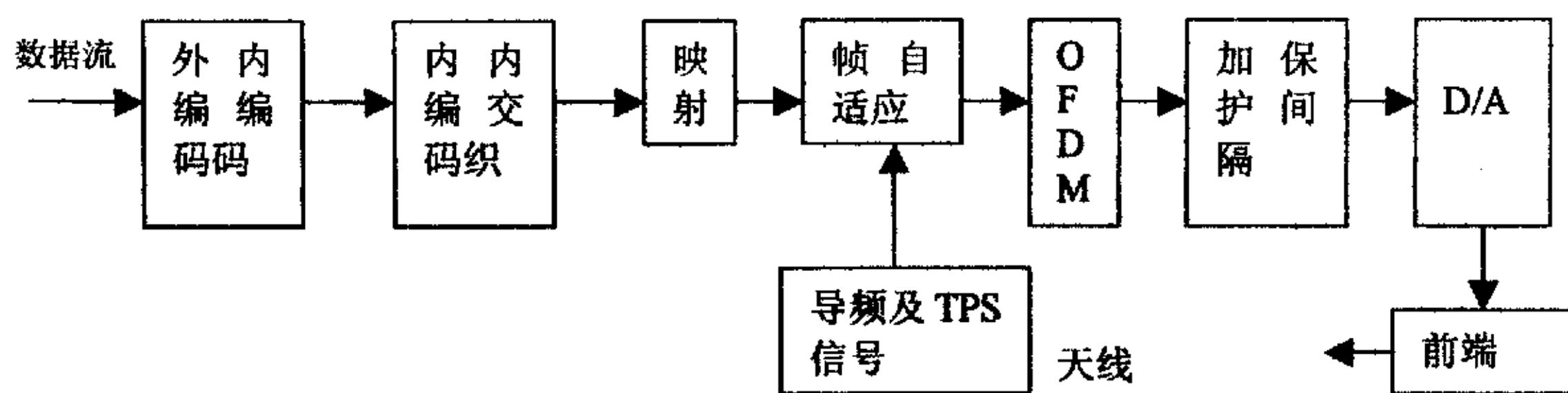


图 5-1 OFDM DVB-T 系统发射机框图

表 5-1 DVB-T 2K 模式参数表

参 数	2 K 模式
基本周期 r	$7/64 \mu s$
载波数 K	1705
载波数 K_{\min}	0
载波数 K_{\max}	1704
符号长度 T_s	$224 \mu s$
载波间隔 $1/T_s$	4464 Hz
载波 K_{\min} 和 $K_{\max}(K-1)/T_s$ 之间的间隔	7.61MHz
允许的保护间隔 Δ/T_s	$1/4, 1/8, 1/16, 1/32$
信息符号部分长度 T_i	$2048 \times r = 224 \mu s$
保护间隔长度 Δ	$56 \mu s, 28 \mu s, 14 \mu s, 7 \mu s$
符号长度 $T_s = \Delta + T_i$	$280 \mu s, 252 \mu s, 238 \mu s, 231 \mu s$

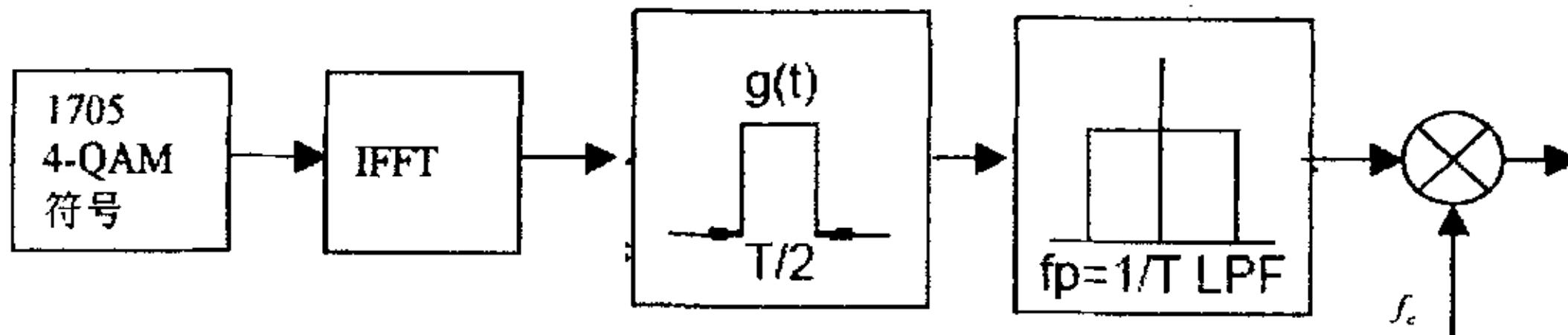


图 5-2a DVB-T 系统 OFDM 符号产生

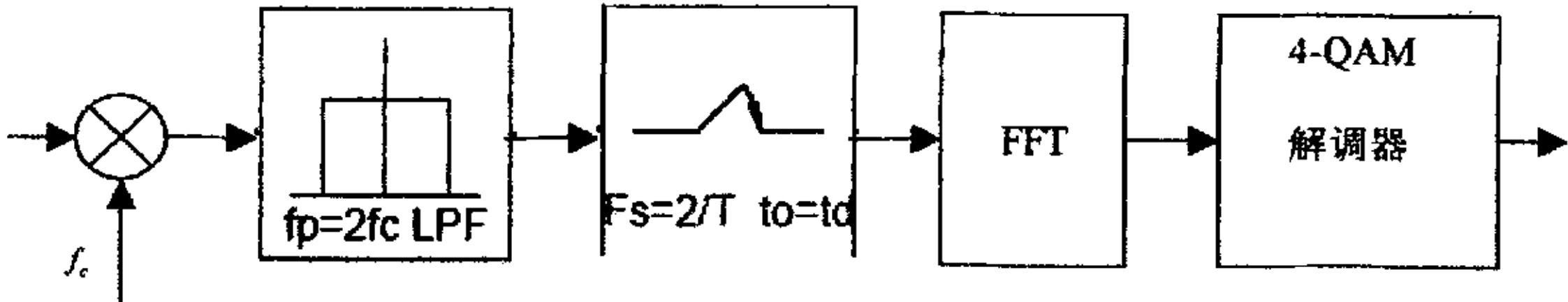


图 5-2b DVB-T 系统接收机仿真

5.3 并行长 PN 序列帧同步算法

本节提出了一种适用于 DVB-T 系统和 OFDM 系统的帧同步算法。该算法采用一个所分配能量仅占总能量 1.4% 的、叠加在信息符号上的长 PN 序列来获取同步信号。而该长 PN 序列虽然与信息符号并行，但是由于所分配的能量极弱，经仿真表明，其对系统性能造成的影响可以忽略。

该帧同步算法的简易框图如图 5-3 所示。该算法融合了 m 序列相关性和保护间隔的循环特性，采用融合门槛值检测法实现多径衰落信道下的帧同步。与其他常规帧同步算法相比，在高速移动多径衰落环境时，该算法具有以下优点：

- 时域同步，同步所需时间短；
- 同步信号峰值尖锐；
- 计算量小，算法复杂度低；
- 正确帧同步概率比常规方法高 70%；
- 虚警概率和漏警概率比常规算法低；

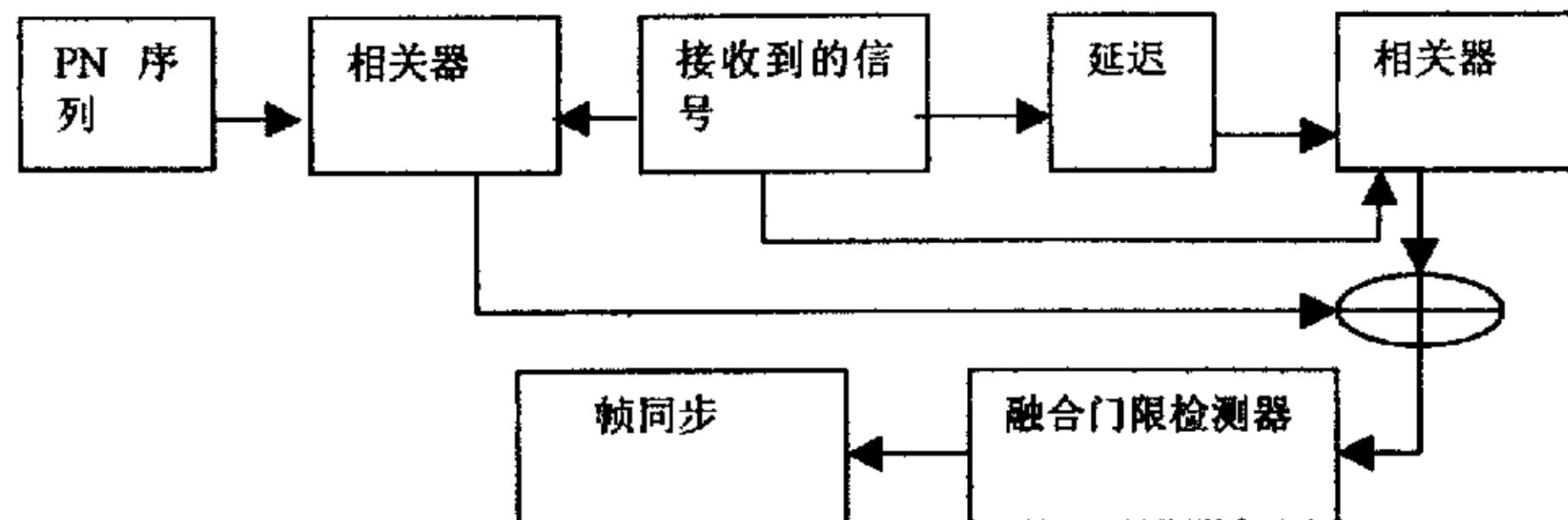


图 5-3 建议的帧同步算法框图

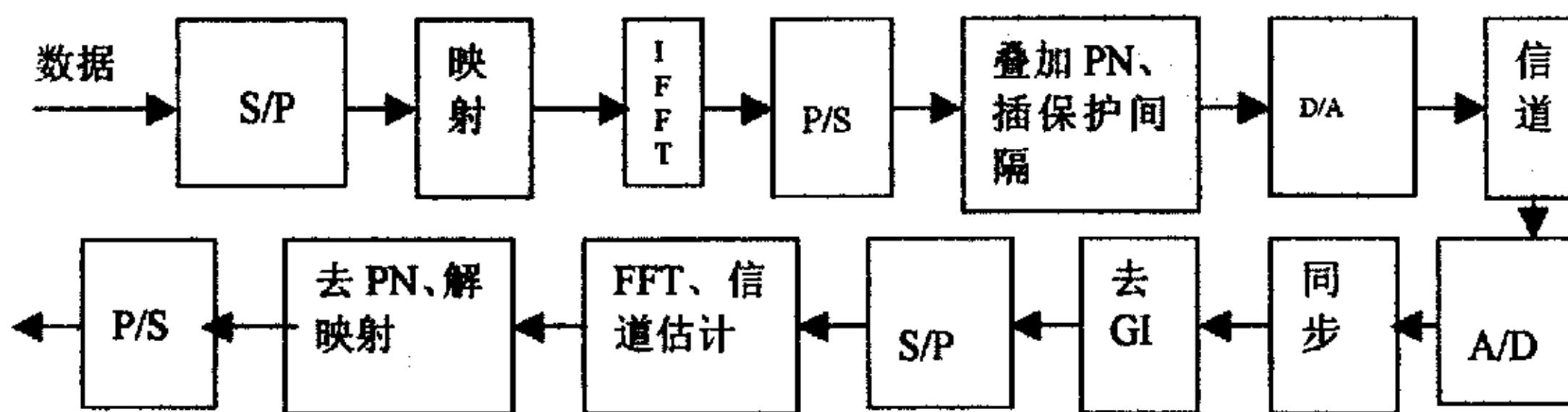


图 5-4 含同步方案的 OFDM 系统框图

5.3.1 算法概述及理论推导

OFDM 系统时间离散的基带模型如图 5-4 所示。 $X[k]$ 是星座调制的输出复信号， $X[k]$ 通过逆傅氏变换 (IDFT) 调制到 N_c 个子载波上，将长度为 N_{pn} 的能量仅占总能量 1.4% 的 PN 序列 $p[k]$ 叠加到 OFDM 符号上，并将变换出的采样序列 $x[k]$ 的后 N_g 个采样序列 $g[k]$ 复制到前面做循环前缀，共同形成 OFDM 符号 $s[k]$ 。采样数据流 $s[k]$ 在时间离散信道上串行传输，为了对抗多径，避免 ISI 和 ICI，一般选择保护间隔的长度 N_g 大于这个信道冲激响应的时域长度 $N_{channel}$ ，以保证各子载波之间的正交性。在接收端，融合接收信号与 PN 序列的相关性和保护间隔的循环特性，获得时间同步信号，然后再去除保护间隔，最后将信号 r_k 送入傅氏变换 (DFT) 中进行解调。

时域加入 PN 序列后，发射信号样本可以表示为：

$$s(n) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{k=0}^{+\infty} \Psi_{N_c}(n - kN'_c) \sum_{m=-\frac{N_c - N_g}{2}}^{\frac{N_c + N_g - 1}{2}} X_m(k) e^{j2\pi f_m(n - N_c - kN'_c)} + \sqrt{P_m} p(n - N_g - kN'_c) \quad k = 0, 1, 2, \dots, n = 0, 1, 2, \dots \quad (5-7)$$

式中，

$\Psi_{N_c} = \begin{cases} 1, & 0 \leq n < N'_c \\ 0, & \text{其他} \end{cases}$ 为矩形窗函数，其中 $N'_c = N_c + N_g$ ， $f_m = m / N_c$ 为子载波频率，

$N_u < N_c$ 为有用子载波数，其余子载波均匀地放置于有用子载波两侧作为保护频带； $X_m(k)$ 为第 k 个OFDM符号内第 m 个子载波上的调制信号； $m(n) = \pm 1$ 为 m 序列在第 n 个符号上的值， P_m 为 m 序列归一化功率。

假设信道的冲激响应为 $h(n)$ ，其频域响应为 $H_m(k)$ ，即： $H_m(k)$ 为第 k 个 OFDM 符号内第 m 个子载波上信道冲激响应。信道只受到高斯白噪声 n_n 影响，此时输入输出关系式为：

$$\begin{aligned} r(n) &= s(n-\theta) \exp(j2\pi\epsilon n / N_c) + n_n \\ &= \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{m=\frac{N_c-N_u}{2}}^{\frac{N_c+N_u-1}{2}} H_m(k) X_m(k) e^{j2\pi f_m(n-\theta-kN_c-N_g+\epsilon n)} \\ &\quad + \sqrt{P_m} p(n-kN_c-N_g-\theta) * h(n) e^{j2\pi\epsilon n / N_c} + n_n \end{aligned} \quad (5-8)$$

式中， θ 为一个符号未知到达时间， ϵ 为接收机与发射机振荡器之间的频率偏差。

由于在 $N_u > 64$ 时，OFDM 时域信号呈均值为 0、方差为 σ_s^2 的正态分布，且在系统可工作的SNR条件下， $\sigma_s^2 \gg \sigma_n^2$ ，所以，在接收端，对于重叠上PN序列的那个符号，可将 (5-8) 近似表示为：

$$r(n) = \sqrt{P_m} p(n-\theta) \exp(j2\pi\epsilon n / N_c) + n_n \quad (5-9)$$

式中， n_n 是均值为 0、方差为 σ_n^2 的AWGN。

对于已知的接收信号 $r(n)$ ，其对数似然函数为：

$$\begin{aligned} \Lambda_r(\theta) &= \ln p_s(r(n)) = \ln \left\{ \prod_{n \in Sym} p(r(n)) \cdot \prod_{n \notin Sym} p(r(n)) \right\} \\ &= \sum_{n \in Sym} \ln(p(r(n))) + \sum_{n \notin Sym} \ln(p(r(n))) \end{aligned} \quad (5-10)$$

式中， $p(\bullet)$ 为概率密度函数。由式 (5-9) 和式 (5-10)， θ 的最大似然估计 $\hat{\theta}$ 为：

$$\begin{aligned}\hat{\theta} &= \arg \left\{ \max_{\theta} \Lambda_r(\theta) \right\} \\ &= \arg \left\{ \max_{\theta} \sum_{n \in \text{Syn}} r(n) p(n-\theta) \right\}\end{aligned}\quad (5-11)$$

式(5-11)是由于PN序列的加入形成了 N_{pn} 组相隔 N_g 的采样对而获得的。实际上，循环前缀的存在也具有 N_g 组相隔 N_c 的采样对。这些结构均包含了时间偏移 θ 信息。为了提高时间同步正确概率，可将循环前缀的相关信号融入到式(5-11)，此时，时间偏移估计 $\hat{\theta}$ 可以表示为：

$$\hat{\theta} = \arg \left\{ \max_{\theta} \left[\sum_{n=\theta}^{\theta+N_{pn}-1} r^*[n] p[n-\theta] + \sum_{m=\theta}^{\theta+N_c-1} r^*[m-\theta] r[m-\theta-N_c] \right] \right\} \quad (5-12)$$

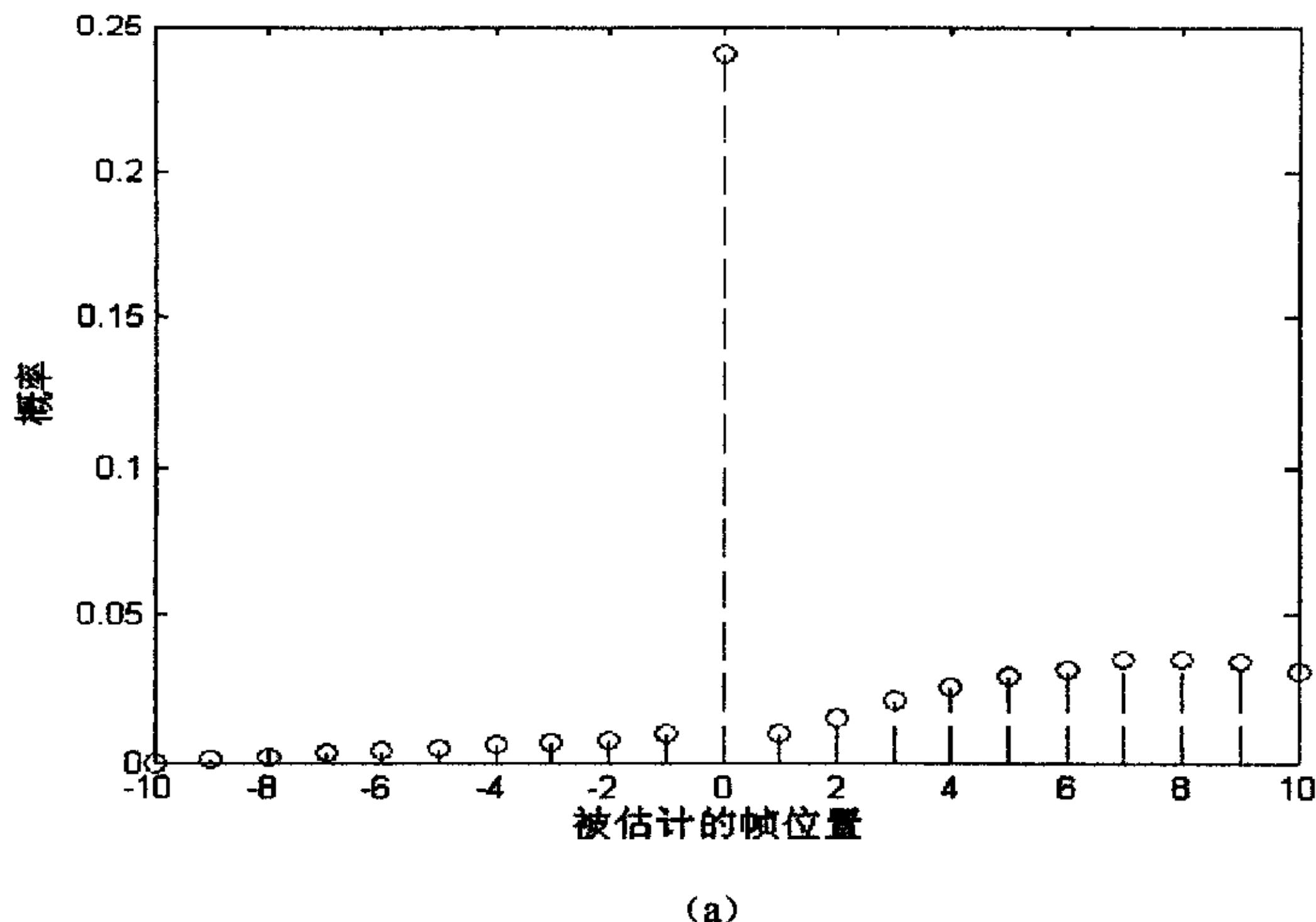
5.3.2 算法仿真及性能分析

主要的仿真参数为：多载波的子载波数为4096，保护间隔有256个采样点，PN序列的长度为4095，调制方式为16QAM，多径信道模型为欧洲典型城市信道模型，最大时延为5微秒，采样频率为9MHz，符号速率为 8×10^6 符号/秒，移动台的运动速率为150km/h，采用符号位置出现概率来判定时间同步性能。

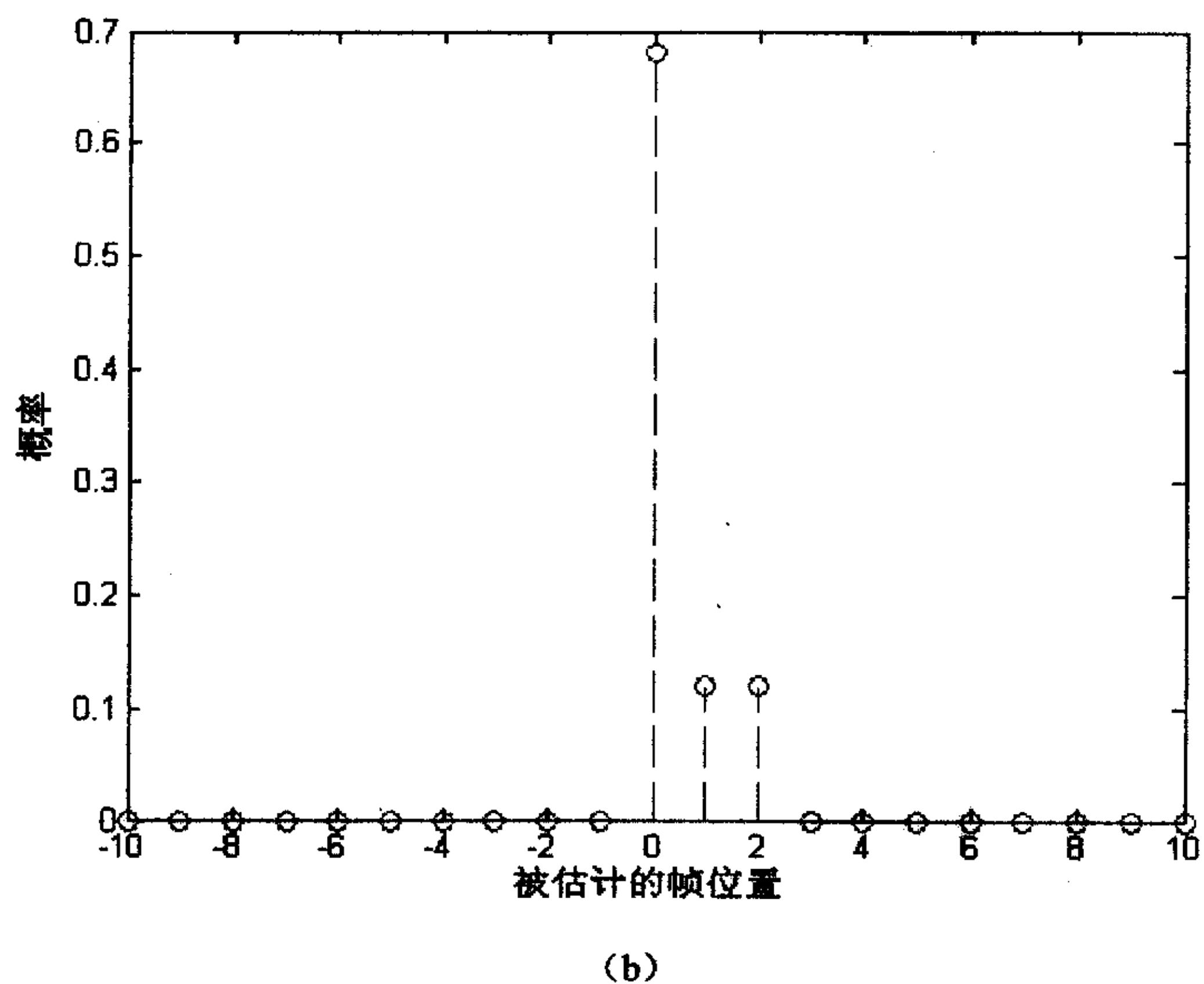
如图5-5所示，本节建议算法在信噪比为13dB的四条或多径衰落信道下计算 m 序列和保护间隔的融合相关获得同步信号后，使用融合门限检测方法能以至少99%的概率快速找到正确的帧同步位置，而常规算法中文献[26]在四条多径衰落信道下的正确俘获概率小于25%，文献[32]中在四条多径衰落信道下正确俘获概率小于70%。而且，本节算法的虚警概率和漏警概率远远小于常规算法。显然，本节算法的帧同步性能明显优于其他常规相关算法。

其次，本算法简单、可靠，在时域获得同步信号，比常规算法在收端频域获得同步信号俘获时间更短，所以该算法具有同步点俘获容易，俘获时间短的特点。

另外，值得一提的是，算法中叠加的所分配能量仅占总能量1.4%的 m 序列对系统传输性能的影响可以忽略不计。如图5-6所示。但是，实际上，通过本文6.4节中对并行PN序列能量分配方案的讨论知，可以为PN序列分配更多的能量，其产生的对系统性能的影响可以通过系统中精确的信道估计消除。



(a)



(b)

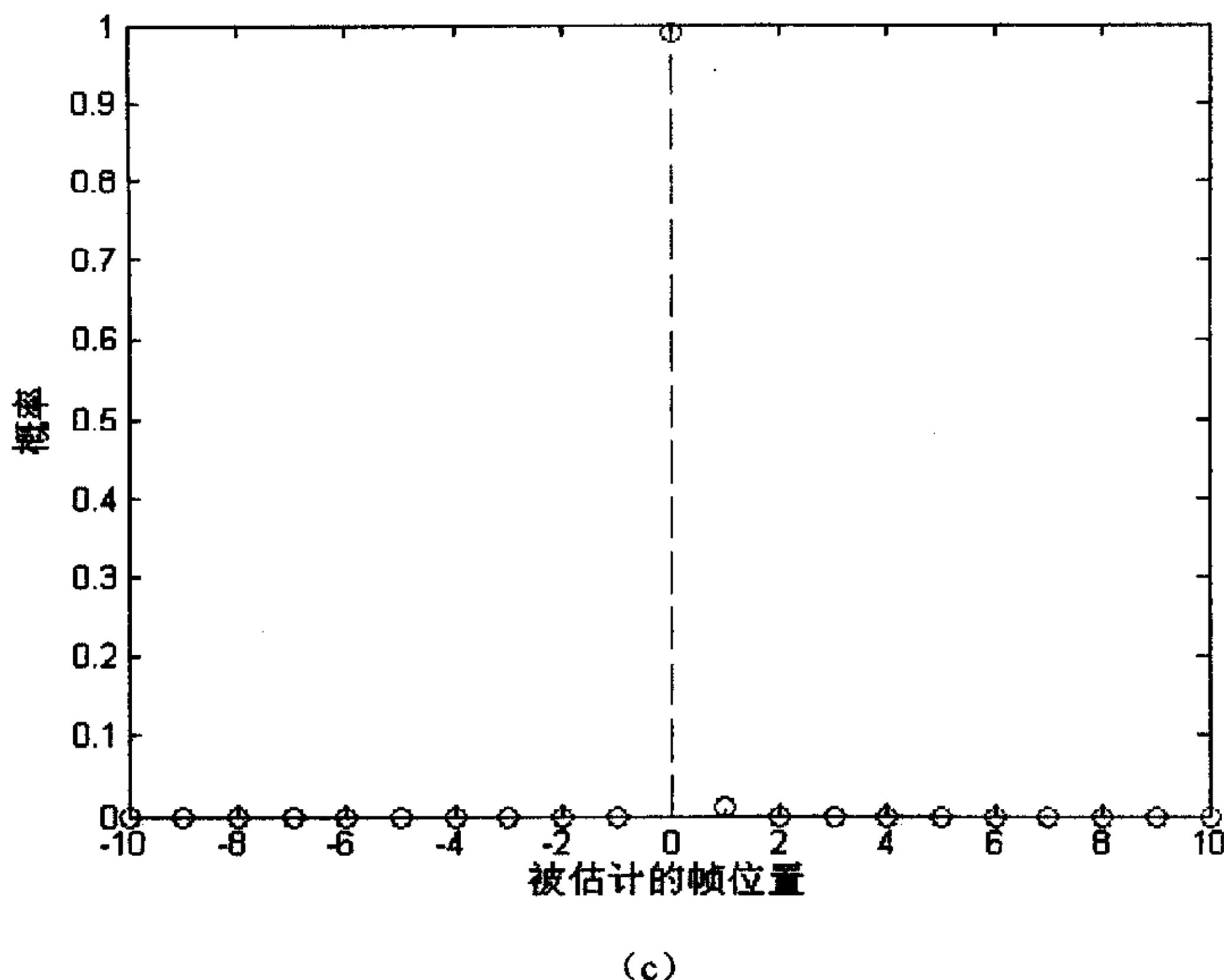


图 5-5 被估计的帧位置的时间同步俘获概率
(a)文献[26]的性能, (b)文献[32]的性能, (c)本文推荐算法性能.

5.3.3 结论

本节提供了一种基于 OFDM 系统的快速、准确帧同步方法，该算法融合了 m 序列的相关特性和保护间隔的循环特性，增加了同步信号峰值的尖锐度；采用融合门槛值检测法，对降低虚警概率和漏警概率，提高帧同步正确俘获概率发挥了作用。另外，本算法是稳健的、计算复杂度低的、易于实现的快速算法。该算法可以很好地用于 HDTV 和无线通讯中。

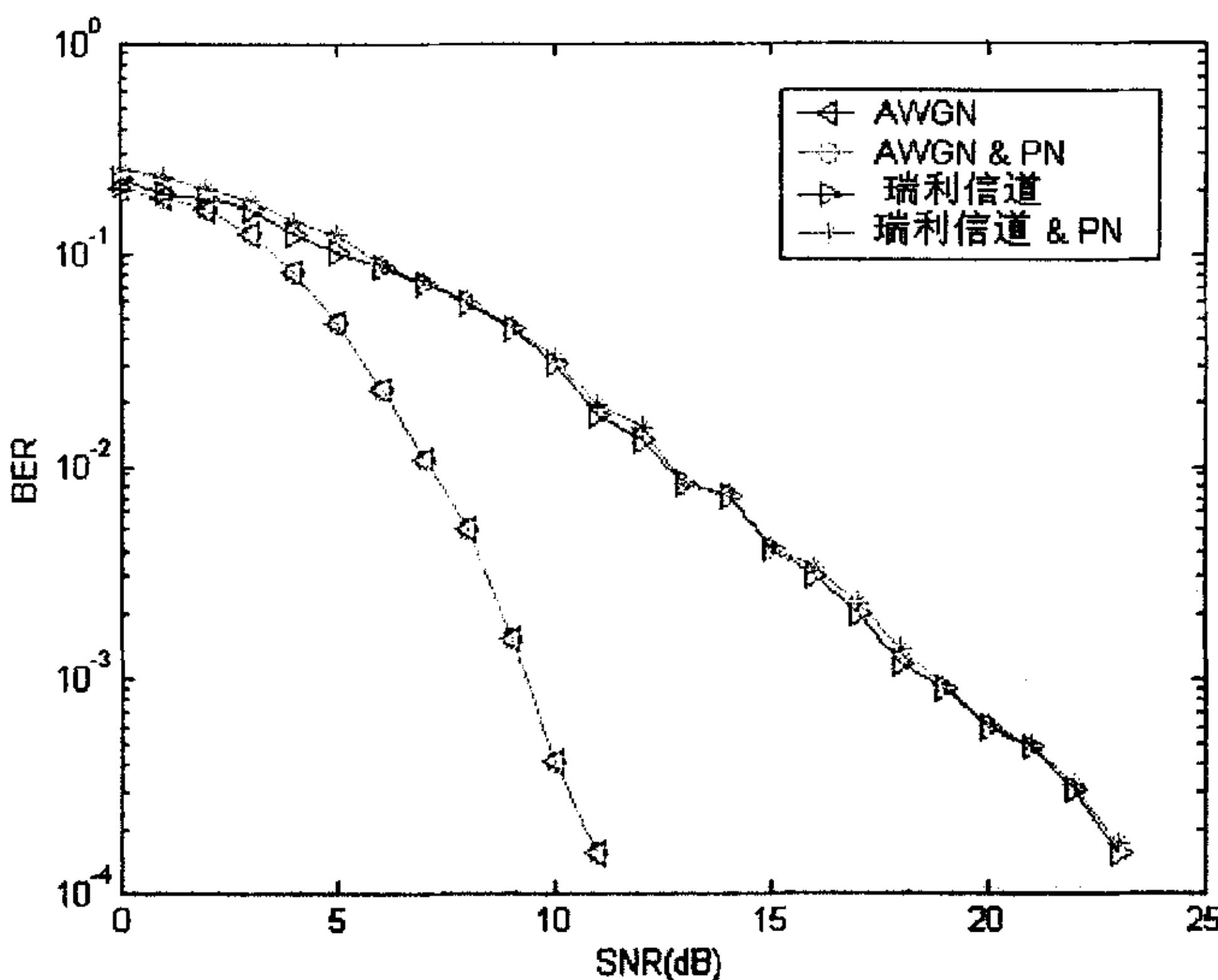


图 5-6 PN 序列加入与否对 OFDM 系统性能的影响

(注：图中叠加 PN 序列所分配的能量仅占发射总能量的 1.4%)

5.4 融合相关并行 PN 序列帧同步算法

众所周知，欧洲数字电视标准化工作已经完成并为许多国家所采用。欧洲 DVB-T 系统采用了 COFDM 调制方式，然而 DVB-T 系统在快衰落或移动的多径瑞利环境中同步性能不佳，所以 DVB-T 接收机在高速移动城市环境中不能获得准确的 HDTV 信号。

为了弥补这一问题，一些附加的改进措施必须采用。本节介绍了一种改进欧洲DVB-T系统移动性能的帧同步算法，该算法使用叠加在信号上的所分配能量仅占总能量1.4%的训练序列的自相关性和保护间隔的循环特性来产生同步信号，利用融合相关检测方法获得帧同步。与常规算法最大不同是：该算法中使用的训练序列是叠加在信号上的；而且该序列能量仅占发射总能量的1.4%，对系统性能的影响可以忽略。

常规算法中一般使用保护间隔和导频来实现DVB-T系统的同步，而保护间隔

的相关性在高速移动多径瑞利衰落环境易遭到破坏，导频的插入必将占用宝贵的带宽资源。使用叠加的训练序列来做同步是一个好的选择，但是，如果训练序列能量太弱，则不易积累足够的能量用于同步；相反，如果训练序列能量较强时，则会对系统性能产生严重影响。目前报道的采用叠加PN序列来进行同步的算法的多径条数最多为六径，而且其算法中的叠加训练序列对于信号和系统性能的影响都没有分析或者该解决方法对欧洲DVB-T系统不适合[43][50][51][32]。

对于像欧洲DVB-T系统的20条多径瑞利信道环境，且移动速度达到150km/h以上的采用弱能量的叠加PN训练序列来实现帧同步的方法至今未见报道。

而现行的采用保护间隔和导频来进行实现DVB-T系统同步的方法所达到的移动速度多在100km/h左右，无法满足高速移动环境的要求。

在保证DVB-T系统帧结构不变的前提下，要改进该系统的同步性能，一条有效办法就是使用叠加在OFDM信号上的训练序列。经过深入研究发现，采用叠加的训练序列来提高DVB-T系统同步性能是一个很好的方法。这是因为我们找到了两种抑制训练序列对信号干扰的方法：一是让训练序列所分配的能量非常弱，以致于在一定信噪比下对信号或系统性能的影响可以忽略；二是即使训练序列的能量较强，但所产生的影响亦可以通过采用特定的方法消除，从而不会影响系统性能。

鉴于此，本节提出了一种利用叠加在信息符号上的能量仅占总能量1.4%的训练序列和保护间隔来进行DVB-T 2K系统的帧同步方法。与常规非叠加的训练序列同步方法相比，在高速移动的多径衰落信道下使用该方法具备如下优点：

- 不需占用多余的系统资源；
- 帧同步正确概率非常高；只使用一个信息符号，能迅速准确地找到帧头，从而有效地提高DVB-T 2K系统移动性能；
- 首次将叠加的弱能量的训练序列用于DVB-T系统中，没有造成对系统性能的影响。对于改进系统的同步性能有益。
- 该算法采用的叠加的PN序列对改进发射机的功率效率有好处。关于这点的理论分析和论述由于不属于本文涉及范围，在此不做论述。

5.4.1 算法概述及理论推导

对于DVB-T 2K 系统，在发射端的第一个时域信息符号上叠加能量仅占总能量1.4%的PN序列，此时，发射信号可以表示为：

$$S_{n,m} = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{l=-\frac{N_c}{2}}^{\frac{N_c}{2}} a_{n,l} \exp(j \frac{2\pi}{N} ml) + \sqrt{P} p_{n,l} \quad -N_g \leq m \leq N_c - 1 \quad (5-13)$$

式中: $a_{n,l}$ 是第 n 个OFDM符号中第 l 个子载波的数据符号, 其对应的PN序列
为 $p_{n,l}$, 且 $a_{n,l}$ 是服从独立同分布的均值为0的高斯变量。

在接收端, 由接收的数据与已知训练序列的相关性和保护间隔的循环特性来
获得帧同步信号, 利用融合相关检测法实现帧同步。随之去除保护间隔, 最后将
信号 r_t 送入傅氏变换 (DFT) 中进行解调, 实现信号的恢复。

当传输信号通过 M 径的多径信道时, 假设载波频率为 f_1 Hz, 当通过模数转
换后, 其输出 r_t 可表示为:

$$r_t = \sum_{p=0}^{M-1} S_{t-\tau_p-\theta} \rho_p \exp(j(\frac{2\pi}{N_c} lf_1 + \theta_p + 2\pi \frac{\varepsilon n}{N_c})) + n_t, \quad -\infty < l < \infty \quad (5-14)$$

其中 s_t 是信号, ρ_p , θ_p 和 τ_p 分别是第 p 条多径上的幅度衰减因子、相位旋
转因子和延迟。 θ 为符号未知的到达时间, ε 为接收机与发射机振荡器之间的频
率偏差。

由于OFDM时域信号在 $N_c > 64$ 时, 其分布可以近似成零均值的正态分布,
所以, 式 (5-14) 可以近似看作成由PN序列的信号和相应的噪声两部分组成。有:

$$r(n) = \sqrt{P} p(n-\theta) e^{j2\pi n/N_c} + n_n \quad (5-15)$$

由接收信号与已知训练序列的相关性可得:

$$Cor_l[k, \theta] = \sum_{n=0}^{N_c-1} r[n] p^*[k-n-\theta] \quad (5-16)$$

当信道有较大时延时, 用式 (5-16) 的相关结果进行峰值检测会产生一定的
错误。这是因为: 如图5-7所示, 发射信号经 M 条多径衰落信道后所接收到的相

关信号已经不是一个尖锐的峰值，而是一个长度由多径衰落信道各径时延确定的峰值台阶。假设第1条径时延为0，其他M-1条径相对第1条径的时延分别为 τ_i ($i=1,\dots,M-1$)，且 $\tau_1 \leq \tau_2 \leq \dots \leq \tau_{M-1}$ ，则第*i*条径与第*i*-1条径这两个相邻的相关过程间有 $N_c - (\tau_i - \tau_{i-1})$ 个抽样区间的重叠。所以，由于多径的影响，现在的相关信号是由M个相邻间隔为 $\tau_i - \tau_{i-1}$ ($i=1,\dots,M-1; \tau_0 = 0$)个抽样的相关峰值叠加而成，顶部比较平坦。

当然，以上分析都是建立在PN序列的能量没有被有意地抑制时各条径信号的相关峰出现理想的三角形的情形。在实际情况中，对于叠加在信号上的弱能量PN序列由于受到相对而言能量较强的信号的干扰，其优良的相关性受到严重破坏，同时，再加上多径衰落信道和高速移动的多普勒效应的影响，峰值平台早就变成了多个起伏的小峰值，而且很不规则，此时的门槛值很难确定，相关后采用峰值检测法就显得不实用。

此时，采用(5-17)式可以在一定程度上避免定位不精确。因为在相对静态的信道中，信道的冲激响应在较短的时间内是比较稳定的。虽然由于多径的作用，每次相关的结果都产生了不同的不确定性，但是把这些信号进行相关，利用这些峰值波形间存在的相关性可进一步累积能量。这些波形相隔一个符号间隔，所以延时为($N_c + N_g$)。现在利用这个特性来获得DVB-T 2K系统每帧帧头的位置。

$$Cor_2[k, \theta] = \left| \sum_{i=0}^{N_g-1} Cor_1[k-i, \theta] Cor_1^*[k-i-N_c-N_g, \theta] \right| \quad (5-17)$$

其中， $r[k]$ 是接收的时域信号， $p[k]$ 是已知的训练序列， $Cor_1[k-i, \theta]$ 是第一次相关的输出。在第一次相关之后相邻相关峰值之间相距 $N_c + N_g$ 个采样，这个周期结构可以用于积累更多能量。同时由于使用了第二次相关，可在一定程度上抑制噪声。第二次相关滑动 N_c 个采样间隔，以发现第二次相关的最大峰值位置，积累更多的能量。注意：这里假设信道冲激响应的最大延时小于保护间隔的长度。

但是，在实际的多径信道中多径特性变化并不满足第二次相关所依赖的假设条件，即：在高速移动环境多径信道变化是较快的，这就会导致第一次相关输出的峰值波形间相关性很差，于是，在第二次相关之后仍然不能有效得到精确的帧

头位置。

为了使相关峰值更加尖锐，可以进一步融合保护间隔的有用信息。此时，帧同步可由下式获得：

$$\hat{\theta} = \arg \left\{ \max_{\theta} [Cor_2[k, \theta] + \sum_{m=\theta}^{\theta+N_c-1} r^* [m-\theta] Y[m-\theta-N_c]] \right\} \quad (5-18)$$

本节建议的帧同步算法原理图如图5-8所示。

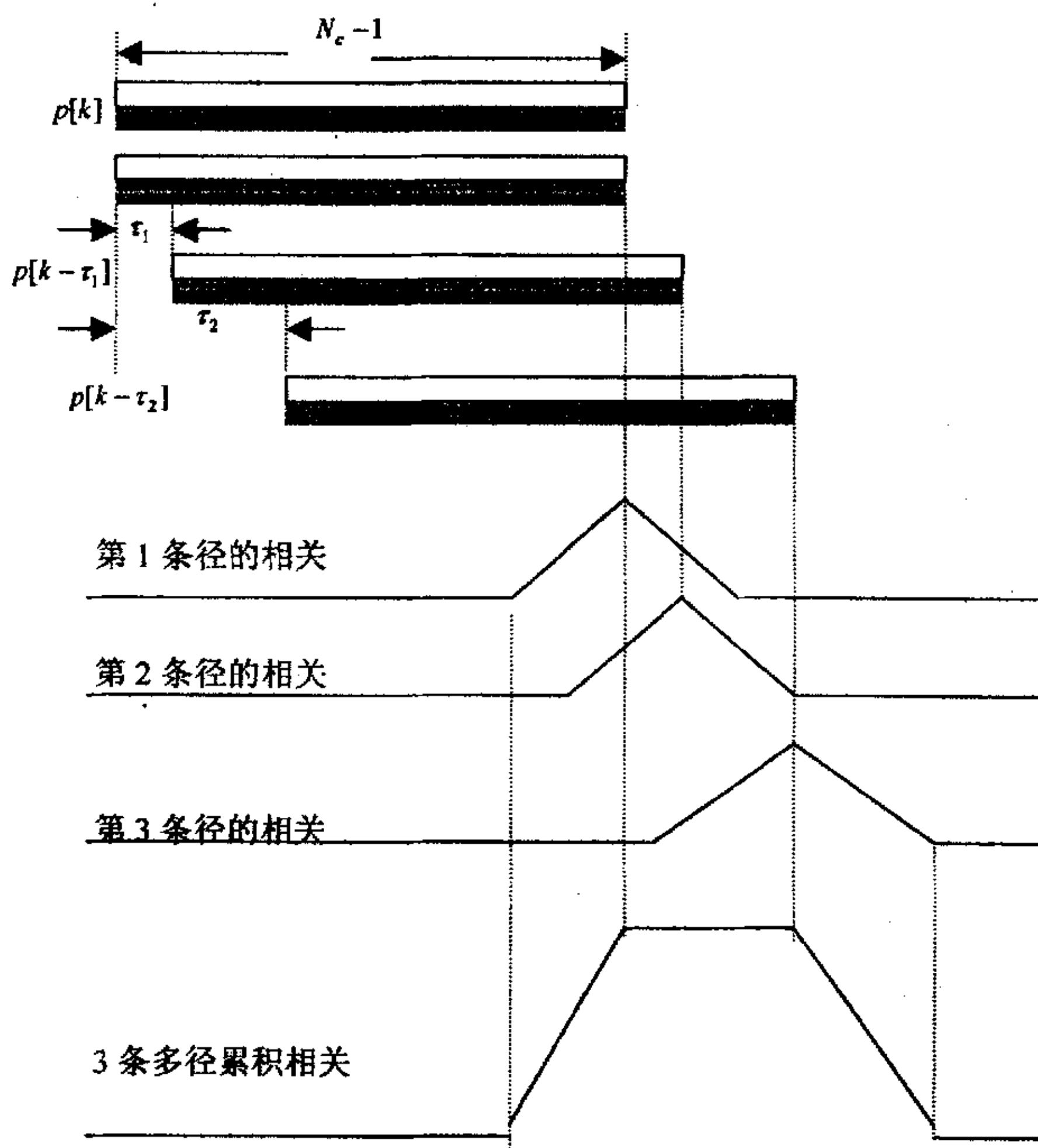


图5-7 3条多径信道下PN序列的理想相关模型

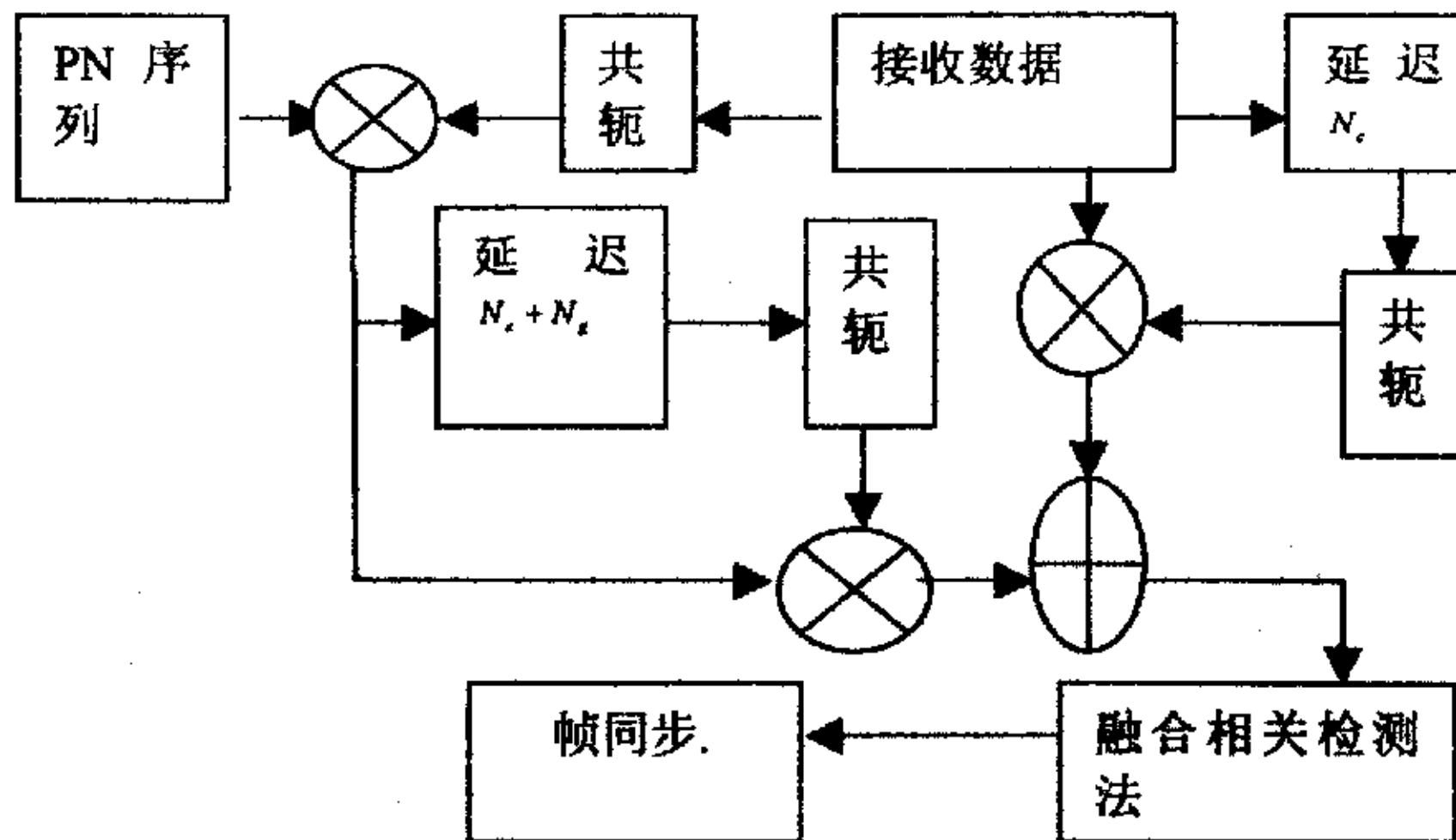


图5-8 建议的帧同步算法框图

5.4.2 算法仿真及性能分析

分别仿真了本算法在最大多径延迟为 $5\mu s$ 的六径瑞利衰落城市信道模型下的性能，并与常规算法进行了比较。同时仿真了该算法在 DVB-T 系统中 20 条多径下的性能。仿真中主要参数为：子载波数为 2048，PN 序列长度为 2047，保护间隔长度为 128。

图 5-9 是信噪比为 0dB 和 5dB、移动速度为 150km/h 在六径城市移动信道环境时建议算法的帧同步性能。可见建议的帧同步算法确实能很好的从弱信号中积累出较强的的能量，而常规算法即使采用非叠加的、能量无任何减少的 PN 序列来进行同步，其最佳性能也就是与建议算法性能类似，可见本节算法的强大优势。

图 5-10 是移动速度为 150km/h 时采用 DVB-T 2K 系统 20 条瑞利多径信道[12]下不同信噪比时的正确帧同步概率。

另外，由于以前所公开的出版物中都没有文章涉及使用如此弱能量的叠加训练序列进行同步，所以，本节中没有展示与常规算法的同步性能比较。但是，由图 5-9 可以知道，在信噪比大于或等于 5dB 时，移动速度为 150km/h 时，无论是对于 AWGN 信道还是高速移动的多径瑞利衰落信道，本节所建议的帧同步算法均能获得至少 99% 的正确俘获概率。即使在 DVB-T 系统中，移动速度在 150km/h 时，由图 5-10 可以知道，当信噪比为 5dB 以上时，帧同步正确概率仍较高；显然，建议的算法具有良好的帧同步性能。

在建议的帧同步算法中训练序列不仅是叠加在信号序列上，而且所分配的能

量远远低于常规同步算法中训练序列的能量,这算法不仅可用于改进欧洲DVB-T系统的帧同步性能,而且也为高速传输数据的通信系统带来了更优的选择。

5.4.3 结论

本节提供了一种适合于 DVB-T 2K 系统的帧同步算法。该算法利用了叠加的分配能量仅占总能量 1.4% 的训练序列和保护间隔来产生同步信号, 实现帧同步。仿真表明, 虽然该算法中训练序列的能量很弱, 而且还受到信号序列的影响, 但是仍然实现了常规算法中强能量的训练序列才能达到的性能, 显然该算法远优于常规同步算法。本算法是性能稳健的、计算复杂度低的。所以, 该算法可以很好地用于实际的无线移动通信和 DVB-T 2K 系统中, 并对提高 DVB-T 系统的移动性能起到重要作用。

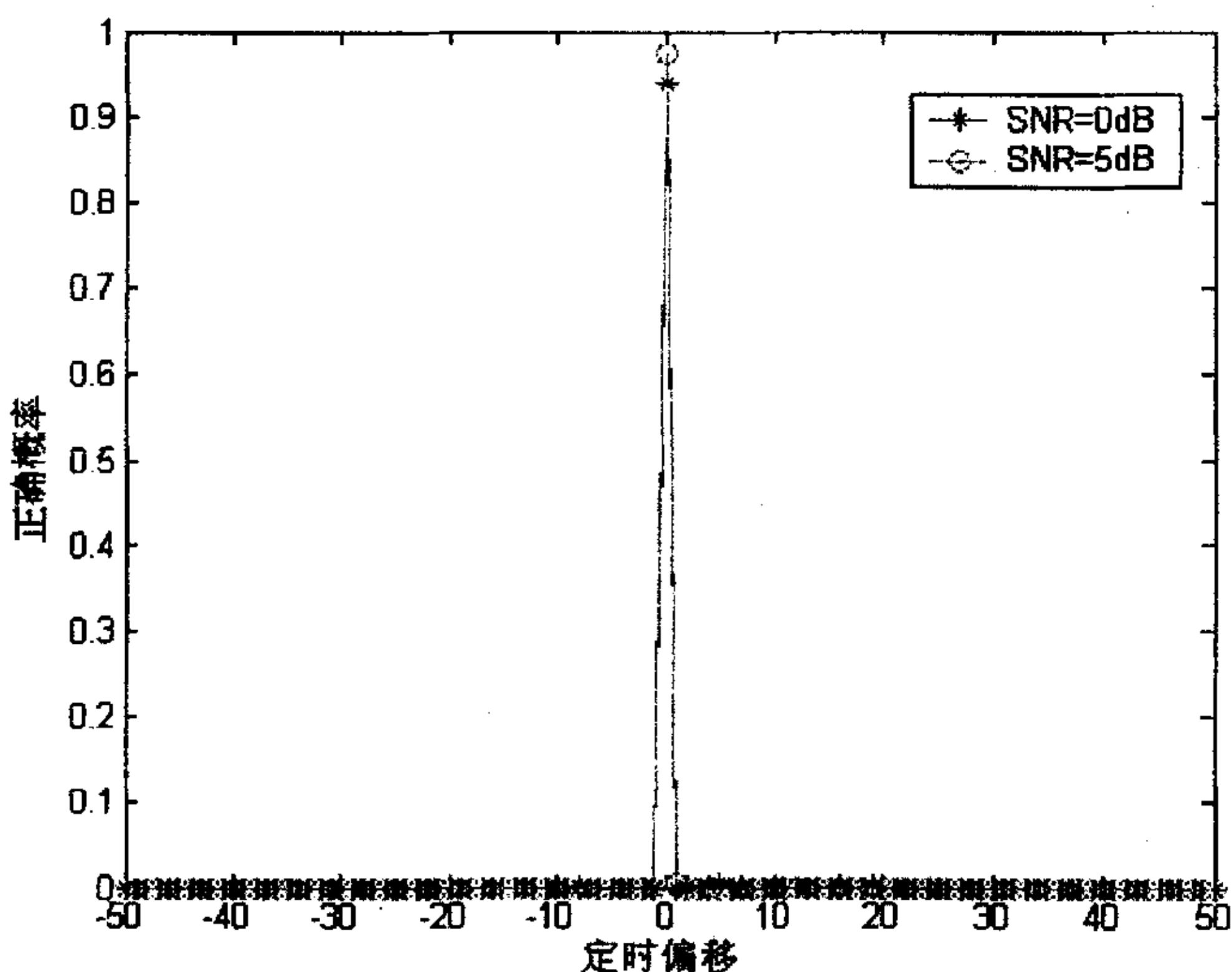


图5-9 150km/h时六条多径瑞利衰落信道下的帧同步性能

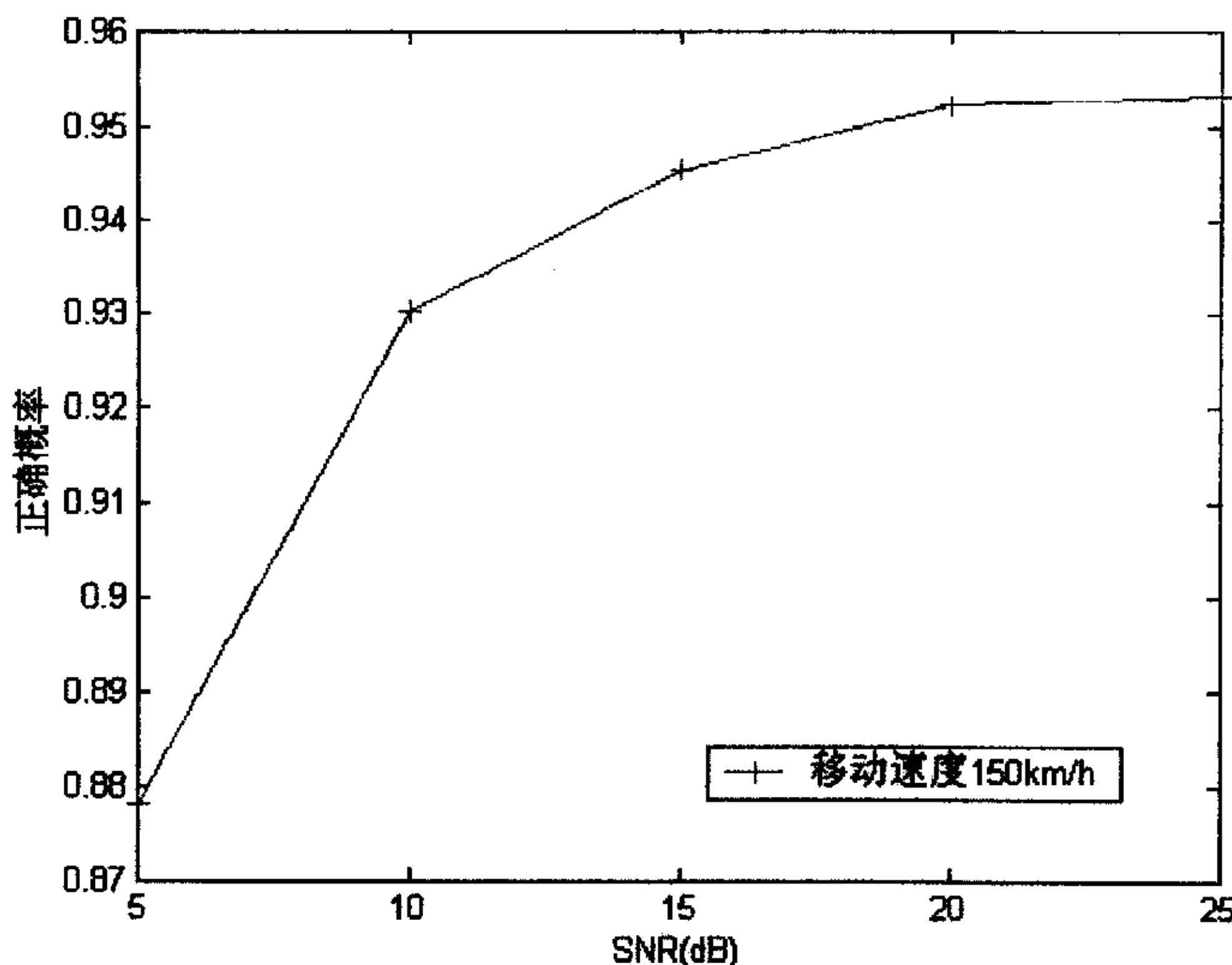


图5-10 20条多径瑞利衰落信道不同移动速度下的帧同步性能

5.5 短并行 PN 序列相关帧同步算法

前面两节提出的两种算法虽然性能很好，能应用于 DVB-T 2K 系统中，但是，由于所选择的 PN 序列都必须较长，从而导致计算复杂度较高。本节提出一种采用长度仅为 32 的复巴克码实现 DVB-T 2K 系统中快速帧同步的简单方法。该方法最大的优点是：

- 由于选用的复巴克码长度仅 32，在进行相关计算时，卷积计算所须的乘法运算较少，运算复杂度比前面提出的两种并行 PN 序列帧同步算法以及其他常规算法都更低；
- 对于 DVB-T 2K 系统，该算法帧同步性能比前两种建议算法和常规算法性能都更好；

本节所提出的算法是一种最佳的并行 PN 序列帧同步算法。该算法能获得如此成功，主要原因是采用了长度为 32 的复巴克码和良好的算法。

5.5.1 算法概述及理论推导

如图 5-11 所示, PN 序列在时域叠加在 OFDM 信号上, 在这个过程中被分配极弱的能量 P_c , 该能量对信号或系统性能的影响如图 5-6 所示。

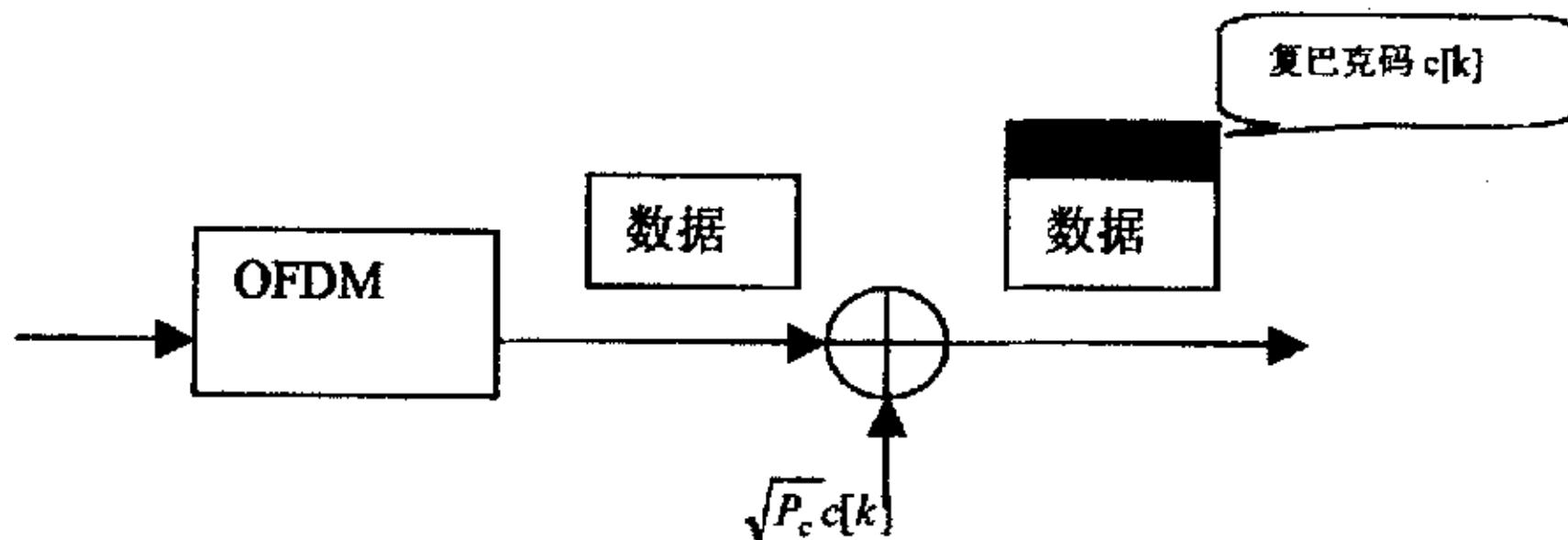


图 5-11 产生发射信号示意图

对于子载波数为 N_c 的 OFDM 系统, 符号长度为 T_s 。在 AWGN 信道中, 基带接收信号可以表示为:

$$\begin{aligned}
 r[k-\tau] &= s[k-\tau] + n[k-\tau] \\
 &= (\sqrt{P_c} \sigma_s c[k-\tau] + \sigma_n d[k-\tau]) e^{j\left(\frac{2\pi k}{N_c} + \theta\right)} + n[k-\tau]
 \end{aligned} \tag{5-19}$$

其中, $c[k]$ 为传输的复巴克码, $d[k]$ 为 OFDM 数据序列, $n[k]$ 为复高斯白噪声, θ 为载波相位, ε 为待估计的归一化频偏, τ 为待估计的定时位置。复巴克码 $c[k]$ 所分配的能量 P_c 非常弱。发射信号和噪声的功率分别为 σ_s^2 和 σ_n^2 。接收信号通过本地复巴克码组解扩, 有:

$$c^*[k]r[k-\tau] = \sqrt{P_c} \sigma_s c^*[k]c[k-\tau] e^{j\left(\frac{2\pi k}{N_c} + \theta\right)} + \sigma_s c^*[k]d[k-\tau] e^{j\left(\frac{2\pi k}{N_c} + \theta\right)} + n^*[k-\tau] \tag{5-20}$$

对于帧同步, 假设两个序列之间的相对滑动位置 τ 为整数。为了进行同步, 在式 (5-20) 中最后两项可以看作噪声干扰。

在整个同步阶段，复巴克码组的能量均仅占总能量的 1.4%，不像其它常规方法在俘获阶段让复巴克码组的能量几乎为 1，而在跟踪阶段又把其能量降低到一个对数据信号不产生影响的程度，这是本节提出的方法与文献[43]等常规方法最大的不同之处。

假设解扩信号有 K 个子相关信号，于是复巴克码产生的相关信号则通过 L 个子间隔为 KP 个采样点求和获得，其中 P 为相关器长度的延时。有：

$$Cor_1[k, \theta] = \sum_{l=0}^{L-1} \left[\left(\sum_{n=0}^{K-1} c^*[k-n-lK-\theta] r[k-n-lK] \right) \cdot \left(\sum_{n=0}^{K-1} c[k-n-(l+P)K-\theta] r[k-n-(l+P)K] \right) \right]. \quad (5-21)$$

其中， $c^*[\cdot]$ 表示对 $c[\cdot]$ 取共轭。

为了改善帧同步的性能，保护间隔的相关性被与复巴克码的相关性融合在一起，共同产生同步信号。于是，帧同步由下式确定：

$$\hat{\theta} = \arg \{ \max_{\theta} [Cor_1[k, \theta] + \sum_{m=\theta}^{\theta+N_c-1} r^*[m-\theta] r[m-\theta-N_c]] \} \quad (5-22)$$

正确同步的数学期望和方差分别为：

$$E = \sin c^2(\varepsilon K / N_c) \quad (5-23)$$

$$Var = \frac{(\sigma_s^2 + \sigma_n^2) \sin c^2(\varepsilon K / N_c)}{LKP_c \sigma_s^2} \quad (5-24)$$

5.5.2 算法仿真及性能比较

本节建议算法（下面简记为：第 2 种算法）与上节建议的算法（下面简记为：第 1 种算法）在该部分进行了比较。其仿真均基于 DVB-T 2K 系统 AWGN 信道和 Rayleigh 衰落信道。仿真的主要参数有：假设频率偏移为 3.6，移动速度为 150km/h。建议的帧同步算法的性能通过正确的同步概率和错误的同步概率来进行描述。

特别注意的是：在常规采用并行 PN 序列进行同步的算法中，其 PN 序列的能量均没有弱到仅占分配总能量的 1.4% 的这种程度，因此与常规算法没有可比性，所以，本节没有与常规的同步算法比较。但是，通过建议算法所获得的正确

同步概率和错误同步概率可以反映出新算法的性能。

1. 同步性能比较

图 5-12 展示了第 1 种方法和第 2 种方法在多径衰落信道下的同步信号的一个例证。其中，所选用的保护间隔和 PN 序列的长度分别为 64、2047；复巴克码的长度为 32，该复巴克码的自相关图如图 5-13 所示。正确的帧头位置为定时偏移 0 处，如图 5-12 所示。

仿真表明：本节建议方法对于移动速度为 150km/h 的 DVB-T 2K 系统均能获得较好的帧同步性能。当 SNR 为 5dB 以上时，该法的帧同步正确概率在 99% 以上。

显然，当在时域周期地加入 PN 序列时，对于移动的 DVB-T 2K 系统，所建议的方法（尤其是第 2 种方法）均能快速地、精确地和稳定地获得帧同步。

2. 帧同步算法的复杂度

至于这两种算法的计算复杂度，第 1 种算法显然比第 2 种算法复杂。这主要是因为第 1 种算法选用的 PN 序列长度为 2047，而第 2 种算法所用的复巴克码的长度仅为 32，于是，在作卷积相关计算时，第 1 种算法的计算量至少是第 2 种算法计算量的 64 倍。显然，第 1 种算法的计算量较高。

3. 巴克码的长度

仿真表明：对于第 2 种算法，所选择的复巴克码的长度至少为 32，这样，该算法在 5dB 以上就能获得理想的帧同步性能。同时，当选择长度高于 32 的复巴克码时，其帧同步性能变化不大，而计算复杂度却增加较明显。总之，对于第 2 种算法，复巴克码长度选择为 32 是一个明智之举。

5.5.3 结论

本节提出了一种采用复巴克码进行帧同步的算法。对于快速移动的 DVB-T 2K 系统，该算法无论是从算法的计算复杂度，还是算法的性能而言，都堪称最优算法。

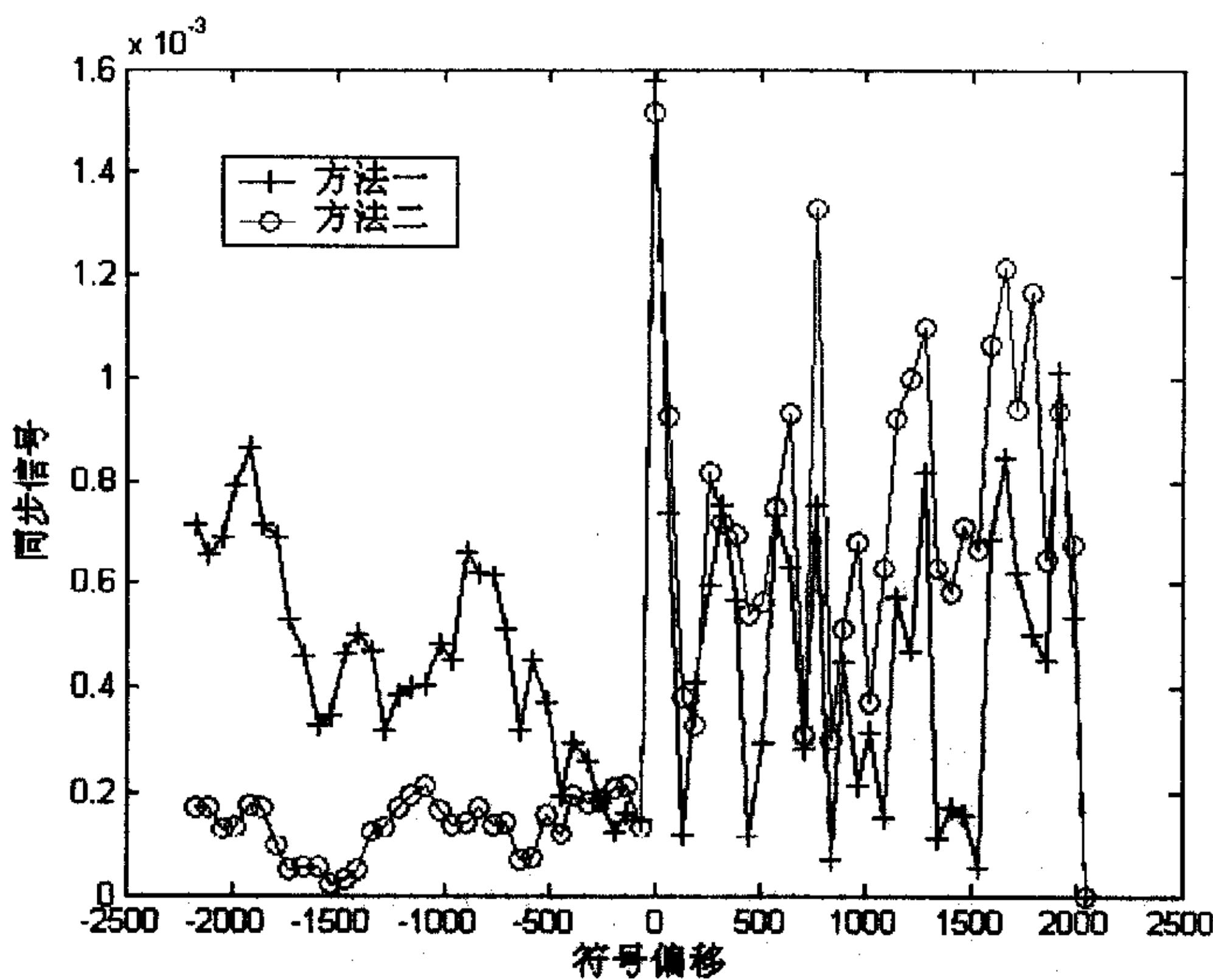


图 5-12 信噪比为 10dB 时第 1 种算法和第 2 种算法的一个同步信号

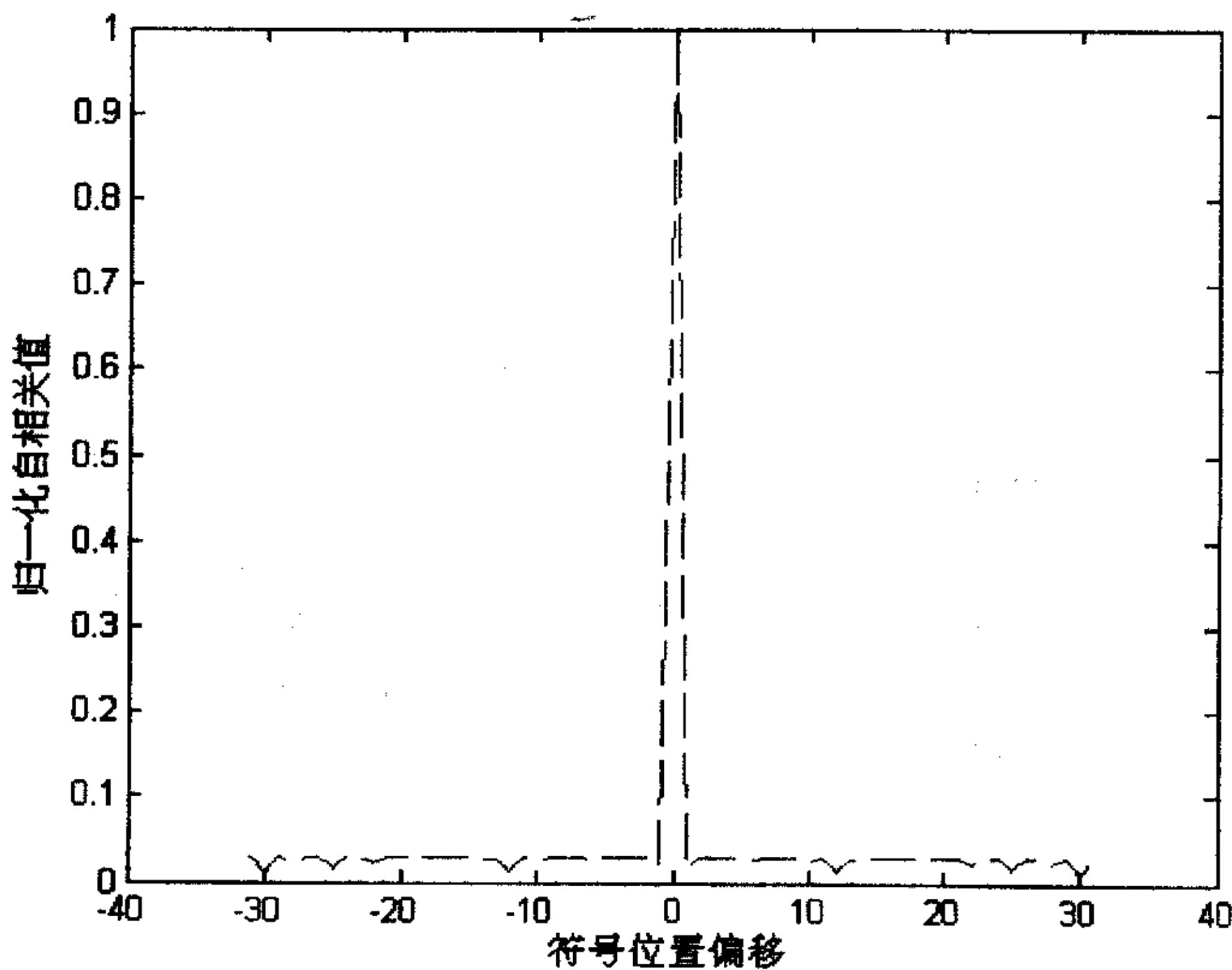


图 5-13 第 2 种建议算法所选择的复巴克码的自相关性能

5.6 并行 PN 序列同步算法比较

本章提出了三种利用并行 PN 序列进行 DVB-T 系统的帧同步算法。其目的是为了改善 DVB-T 系统的移动接收性能。

5.6.1 计算复杂度比较

相比较而言，5.3 节算法针对 OFDM 系统，也可用于 DVB-T 系统，由于选用的序列长度达 4095，计算复杂度最高；5.4 节算法针对 DVB-T 2K 系统，选用的序列长度为 2047，计算复杂度较高；计算复杂度最低的是在 5.5 节中选用长度为 32 的复巴克码进行同步的算法。

5.6.2 同步性能比较

相比较而言，计算复杂最高的 5.3 节算法和计算复杂度最低的 5.5 节算法，其帧同步性能都较为理想；只有计算复杂度也较高的 5.4 节算法性能稍差。

这主要原因在于：由于 5.3 节算法和 5.4 节算法都选用了一个完整的 PN 序列叠加在信号上，PN 序列越长，其累积的同步信号能量则越强。对于 5.5 节算法，由于选用了自相关性能特别优秀的复巴克码进行同步，并融合了保护间隔的相关特性，所以，该算法以最低的计算复杂度获得了最优的帧同步性能。

5.7 小结

本章建议的三种并行 PN 序列同步算法，均获得了优良的帧同步性能。尤其是，在这些算法中 PN 序列与信号并行，所以，没有占用系统宝贵的带宽资源，可用于高速数据传输的通信系统；同时，由于叠加的 PN 序列所分配的能量仅占总能量的 1.4%。仿真表明：该 PN 序列对信号的影响可以忽略；同时，这些帧同步算法都能在 150km/h 以上的高速移动环境获得良好的帧同步性能。而在常规的采用并行 PN 序列进行同步的所有算法，均不能同时具备这三个优点。所以，本章提出的三种算法与常规算法相比具有明显的优越性。

这三种算法不仅适用于 DVB-T 系统，而且对于其他的选用 OFDM 技术作调制方式的系统也同样适用。

第六章 并行 PN 序列信道估计及能量分配技术

在 OFDM 系统中，PN 序列既可进行同步，又可用于信道估计。其中，采用并行 PN 序列进行信道估计是 PN 序列信道估计技术中最重要的技术之一。这是因为采用并行 PN 序列进行信道估计至少有以下优点：(1) 与 PSAM 方法相比没有损失信息速率；(2) 信道估计很简单；(3) 由于 OFDM 的结构，通过单抽头可以实现均衡；(4) 对于发射机可以改善其能量利用效率。所有这些优点正好满足下一代移动通信对数据高速传输、低功耗的要求。

6.1 引言

众所周知，高频带无线电波在传输过程中，要经过房屋、车辆、高山等多种传输环境反射或衍射。即：天线接收到的原始信号不仅幅度不同，而且相位也存在差异。这些信号幅度组合的结果将导致信号幅度剧烈的波动，即所谓的多径衰落。

在 OFDM 通信系统中，这种多径衰落无线信道是频率选择性的和时间选择性的[171]，所以，在 OFDM 信号解调前对动态信道进行估计是非常重要的。

信道估计可以采用以一定的周期在 OFDM 符号的子载波上插入训练序列来实现，也可采用在每个 OFDM 符号上插入训练序列的方式。前者称为块状导频信道估计，主要用于对慢衰落信道的估计。后者称为梳状导频信道估计，主要用于快衰落信道的估计。这两种方法均可进一步分为最小二乘（Least Square, LS）法或最小均方误差(Minimum Mean-Square-Error, MMSE)法等。然而，这些方法均占用了有用的带宽并减少了数据传输效率。

将训练序列叠加在时域信号上进行信道估计的方法则是另一种思路。该方法最大的优点就是没有用宝贵的带宽资源来换取信道估计的性能。

叠加训练序列用于信道估计的思想起源于 1965 年[87]。1995 年该思想被用于数字通信 [91]，其后不同的信道估计方法也逐渐被提出 [92][93][94][95][96][97][98]。

本章提出了一种利用叠加 PN 序列进行信道估计的线性最小均方误差估计 (LMMSEE) 方法。由于 MMSEE 方法需要信道的先验信息，计算量较大，为

此，对 MMSEE 方法进行简化处理形成 LMMSEE 方法，该方法不需要信道先验信息，而且计算复杂度大大降低并比 LS 算法都低，信道估计性能在低信噪比时比 LS 方法更好。

另外，本章中还讨论了并行 PN 序列的能量分配问题，该问题是并行 PN 序列同步和信道估计技术中的一个非常重要的问题。但是，迄今为止，尚没有公开的文献对此问题进行深入地探讨。

本章的内容是这样安排的：

- 6.2 节提出了并行 PN 序列信道估计算法，并对该算法的获得进行了详细的理论推导；
- 6.3 节对该算法进行了仿真，以验证算法的正确性。并将该算法与常规的 LS 算法[98]进行了比较，对叠加 PN 序列进行信道估计所应该分配的能量、算法性能与子载波数之间的关系进行了深入地探讨；
- 6.4 节提出了对并行 PN 序列能量进行分配的方案。该方案对于拓宽并行 PN 序列的应用有较高价值。
- 6.5 节总结本章内容。

6.2 信道估计算法及理论推导

对于一个子载波数为 N_c 的 4QAM 调制的 OFDM 系统， $X_i(k)$ 表示第 i 个块（block）的第 k 个符号的频域信号。假设在系统中保护间隔比信道时延更长，于是无块间干扰（inter-block-interference, IBI）。为了简化，可以省略块标记 i 。时域 OFDM 信号 $\{x(n)\}$ 可以表示为：

$$x(n) = IDFT\{X(k)\} = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{k=0}^{N_c-1} X[k] e^{j2\pi kn/N_c} \quad (6-1)$$

在信号上叠加弱能量的训练序列 $p(n)$ ，有：

$$\tilde{x}(n) = x(n) + p(n) \quad (6-2)$$

然后，长度为 N_g 的保护间隔填充在信息符号前面，有：

$$s(n) = \begin{cases} G\tilde{x}(N_c + n) & n = -N_g, -N_g + 1, \dots, -1 \\ G\tilde{x}(n) & n = 0, 1, \dots, N_c - 1 \end{cases}$$
(6-3)

式中，G 为功率放大器的增益。一般假设 $G = 1$ 。

对于频率选择性衰落信道，可以用时不变的有限冲激响应滤波器 $h(n)$ 来表示。于是，接收信号可以表示为：

$$\tilde{y}(n) = s(n) * h(n) + w(n), \quad -N_g \leq n \leq N_c - 1$$
(6-4)

其中，

$$h(n) = \sum_{i=0}^{r-1} h_i e^{-j \frac{2\pi}{N_c} f_{D_i} T n} \delta(\lambda - \tau_i), \quad 0 \leq n \leq N_c - 1$$
(6-5)

式中，* 表示线性卷积， $h(n)$ 是发射机滤波器、频率选择性信道、接收机滤波器的冲激响应， $w(n)$ 为零均值加性噪声， r 是信道衰落径的总条数， h_i 是第 i 条径的复冲激响应， f_{D_i} 是第 i 条径的多普勒频移， λ 是延迟扩展标号， T 是采样周期， τ_i 是通过采样时间进行归一化的第 i 条径的时延。

在接收端，接收信号通过A/D与低通滤波器后，保护间隔被删除，有：

$$y(n) = \tilde{y}(n + N_g) \quad 0 \leq n \leq N_c - 1$$
(6-6)

当消除循环前缀后，线性卷积就变成循环卷积（用 \otimes 表示），此时，有：

$$y(n) = \tilde{x}(n) \otimes h(n) + w(n) = p(n) \otimes h(n) + u(n) = q(n) + u(n), \quad 0 \leq n \leq N_c - 1$$
(6-7)

其中，

$$q(n) = p(n) \otimes h(n) \quad (6-8)$$

$$u(n) = s(n) \otimes h(n) + w(n) \quad (6-9)$$

用矩阵改写 (6-7) 式为:

$$y = Ph + u \quad (6-10)$$

其中, P 是一个 $N_c \times L$ 循环矩阵, 其第一列为 $[p[0], p[1], \dots, p[N_c - 1]]^T$, $y = [y[0], y[1], \dots, y[N_c - 1]]^T$, $h = [h[0], h[1], \dots, h[L - 1]]^T$, $u = [u[0], u[1], \dots, u[N_c - 1]]^T$, 此处 T 表示转置。

对于时变的频率选择性信道, 选择周期为 P 的 PN 序列 $p[n]$ 进行信道估计。

为了估计出长度为 L 的信道, 要求 $P \geq L$ 。同时, 为了进一步简化, 假设 $M = \frac{N_c}{P}$

为一个整数。此时, 构造一个大小为 $P \times N_c$ 的平均矩阵 $A = \frac{1}{M} [\underbrace{I_p, \dots, I_p}_M]$,

其中 I_p 是一个 $P \times P$ 的单位阵[98]。由 (6-10) 可得:

$$Ay = AP\bar{h} + Au \quad (6-11)$$

此时, 假设 $z = Ay$, 则 z 是一个 $P \times 1$ 的对 $y[n]$ 进行平均的矩阵, 同理, 设 $\bar{u} = Au$, \bar{u} 是一个 $P \times 1$ 的对 $u[n]$ 进行平均的矩阵。于是, 可以改写 (6-11) 式为:

$$z = Ay = P_0 h + \bar{u} \quad (6-12)$$

最小均方误差估计(MMSEE)是基于 Bayesian 估计的一种统计方法, 其中假设 h 是一个随机矢量。假设 h 服从零均值的高斯分布, 且与 u 不相关, 此时, 有[75]:

$$\hat{h}_{MMSEE} = V^{-1} P_0^H z \quad (6-13)$$

其中：

$$V = \sigma^2 C_h^{-1} + D \quad (6-14)$$

$$D = P_0^H P_0 \quad (6-15)$$

$$C_h = E\{hh^H\} \quad (6-16)$$

MMSEE 相应的信道频率响应为：

$$\hat{H}_{MMSEE} = G \hat{h}_{MMSEE} \quad (6-17)$$

其中 G 为一个矩阵，其元素可以表示为：

$$[G]_{n,k} = e^{-j2\pi nk/N} \quad |n| \leq N_a, 0 \leq k \leq L-1 \quad (6-18)$$

即：

$$\hat{H}_{MMSEE}(n) = \sum_{m=0}^{N_p-1} z(m) Q_{MMSEE}(n, m) \quad (6-19)$$

其中：

$$Q_{MMSEE}(n, m) = \sum_{k=0}^{L-1} [V^{-1} P_0^H]_{k,m} e^{-j2\pi nk/N} \quad (6-20)$$

由式 (6-13) 知，MMSEE 信道估计方法需要信道的先验信息 C_h ，该信息的准确获得不易；而且还须对 C_h 求逆，当信道冲激响应长度较长时，该计算量也是较高的。

下面提出一种线性最小均方误差算法来估计信道，降低计算复杂度。

假设 $E\{(hh^H)^{-1}\} = E\{|1/h_k|^2\} I$ ，其中 I 是一个单位矩阵。定义平均信噪比 SNR 为 $E\{|x_k|^2 / \sigma^2\}$ ，由 (6-13) 式可以获得：

$$\hat{h}_{LMMSEE} = \left(\frac{\sigma^2}{E\{|x_k|^2\}} \cdot E\{|x_k|^2\} \cdot E\{|1/h_k|^2\} + P_0^H P_0 \right)^{-1} \cdot P_0^H \cdot z$$

$$= \left(\frac{B}{SNR} I + P_0^H P_0 \right)^{-1} \cdot P_0^H \cdot z \quad (6-21)$$

其中，

$$B = E\{|x_k|^2\} \cdot E\{|1/h_k|^2\} \quad (6-22)$$

在 (6-22) 式中， B 是一个与信号星座和信道状况有关的常数。

在实际中，为了简化， B 可以直接确定为一个常数 c 。此时，由于 X 不再是矩阵计算的一个因子，所以 $P_0^H P_0 + (c / SNR)I$ 的逆不需要随着传输数据 X 的变化而重新计算。另外，由于 $P_0^H P_0$ 事先已知， SNR 可在收端实测，此时 $\left(\frac{c}{SNR} I + P_0^H P_0 \right)^{-1} \cdot P_0^H$ 是 SNR 的函数，在实际系统中， $\left(\frac{c}{SNR} I + P_0^H P_0 \right)^{-1} \cdot P_0^H$ 可以通过查找表直接获得。于是，式 (6-21) 就简化为一个矩阵的乘法运算，有：

$$\hat{h}_{LMMSEE} \approx Qz \quad (6-23)$$

其中：

$$Q = \left(\frac{c}{SNR} I + P_0^H P_0 \right)^{-1} \cdot P_0^H \quad (6-24)$$

此时，计算量比 LS 方法都更小。因为 LS 方法涉及矩阵求逆运算，而 (6-23) 式中 Q 直接通过查找表来获得，没有计算复杂度；(6-24) 式的计算就主要体现在矩阵 Q 与矩阵 z 的乘法运算，而这个运算量对于 LS 方法也是不可缺少的，所以，简化后的 LMMSEE 方法计算复杂度比 LS 方法都更低。当然，与 MMSEE 方法的计算量相比，则是大大减少了。

6.3 算法仿真及性能分析

仿真主要参数为：信道模型 $h(l) = 0.6912 + 2.5340i, 1.0603 + 0.4829i, -0.0014$

- 0.5519i, -0.6523-0.0743i, 0, 0.2098+0.1348i, -0.0287-0.0617i; 导频 $p(n) = \sigma_p \exp\{j\pi/7\} \exp\{-j\pi(n^2 + 1)/7\}$, 周期 $P=7$, 其 DFT 为 $P(k) = 2\sigma_p \exp\{j\pi(k^2 + 1)/7\}$ 为一个线性调频脉冲。我们固定发射功率 $\sigma_s^2 + \sigma_p^2 = 1$ 。4QAM 调制。

6.3.1 误比特率性能分析

图 6-1 为 $N_c=252$ 时, LS 方法[98]、LMMSEE 方法信道估计性能比较。其中, LMMSEE 方法和 LS 方法中叠加训练序列所分配的能量因子固定为 $\beta=0.3$ 和 0.5 , $c=1.0$ 。由图可知, LMMSEE 方法在低信噪比时性能稍优于 LS 方法, 在信噪比较高时, LS 方法更优。

图 6-2 为 LS 方法和 LMMSEE 方法信道估计 MSE 对比图, 其中 $\beta=0.5$, $c=1.0$ 。可见, 两种方法性能相近。

6.3.2 叠加训练序列能量分配因子分析

图 6-3 为叠加训练序列分配不同的能量时, 信道估计性能对比。其中, $N_c=252$, $B=1$ 。

由图可知, 在信噪比低于 5dB 且 $\beta=0.3$ 时, 系统性能和信道估计性能与理想情况接近。

6.3.3 不同子载波数对应的信道估计性能分析

图 6-4 中反映了子载波数分别为 252, 504, 1008, 2016 时 $\beta=0.3$ 的信道估计性能。可见, 随着子载波数的增加, 信道估计的精度逐渐提高。图 6-5 为 $N_c=2016$ 且 $\beta=0.3$ 时采用建议的 LMMSEE 方法与理想情况下所对应的系统性能对比。该图进一步证明, 采用叠加的弱能量的训练序列可以进行高精度的信道估计, 而且对系统性能的影响可以忽略。

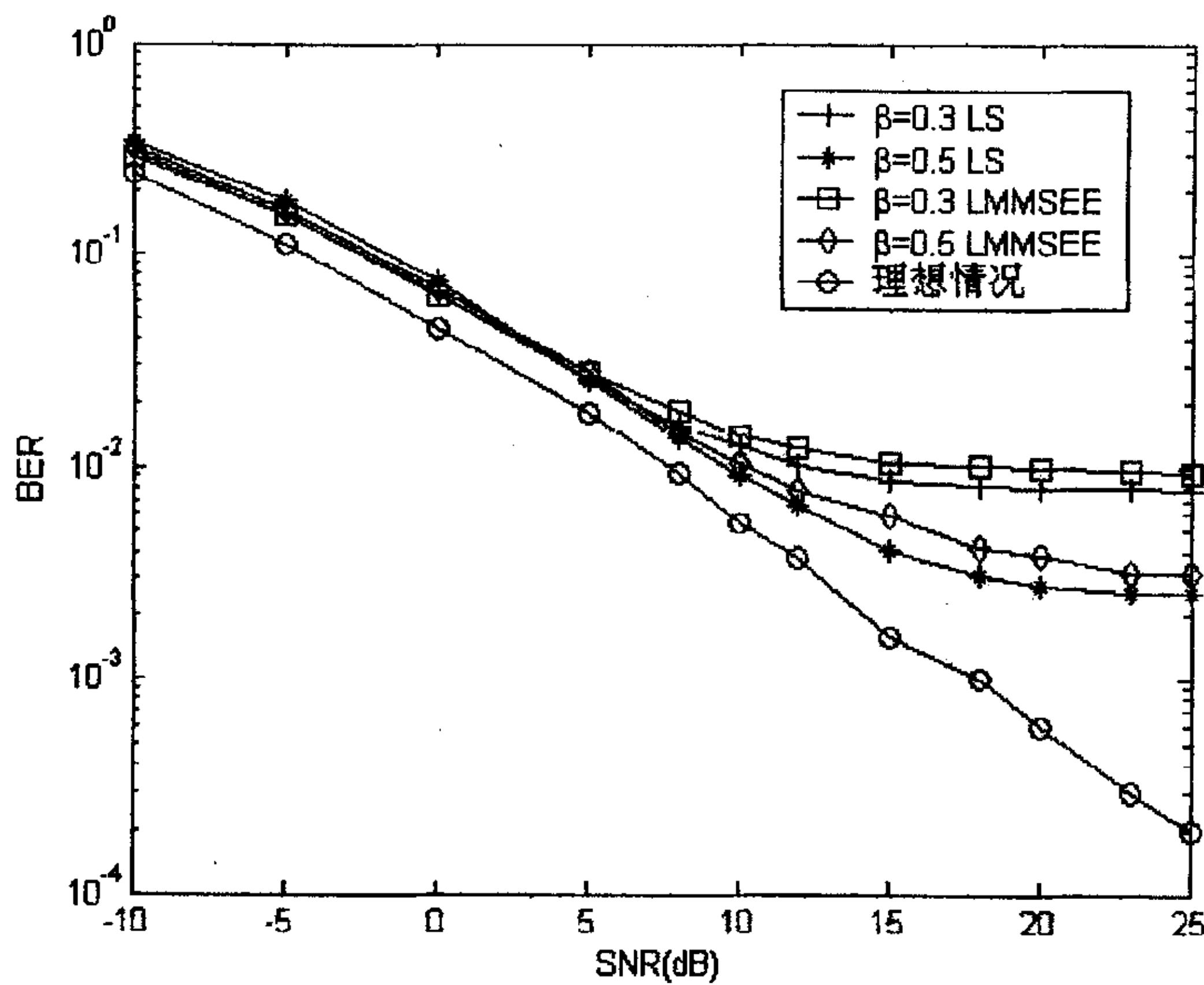


图 6-1 叠加序列 LS 方法与 LMMSEE 方法系统性能对比

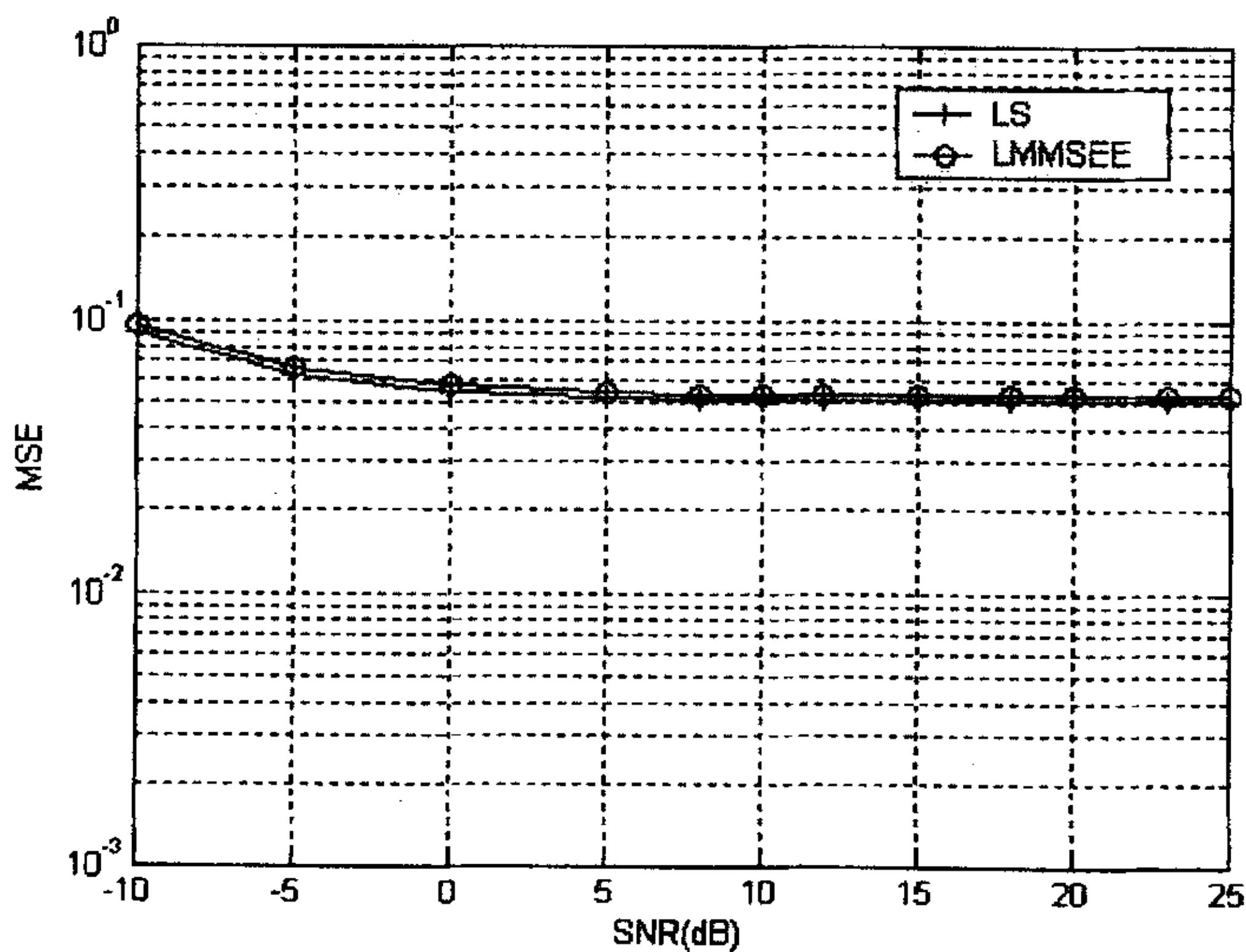


图 6-2 LS 方法与 LMMSEE 方法信道估计性能对比

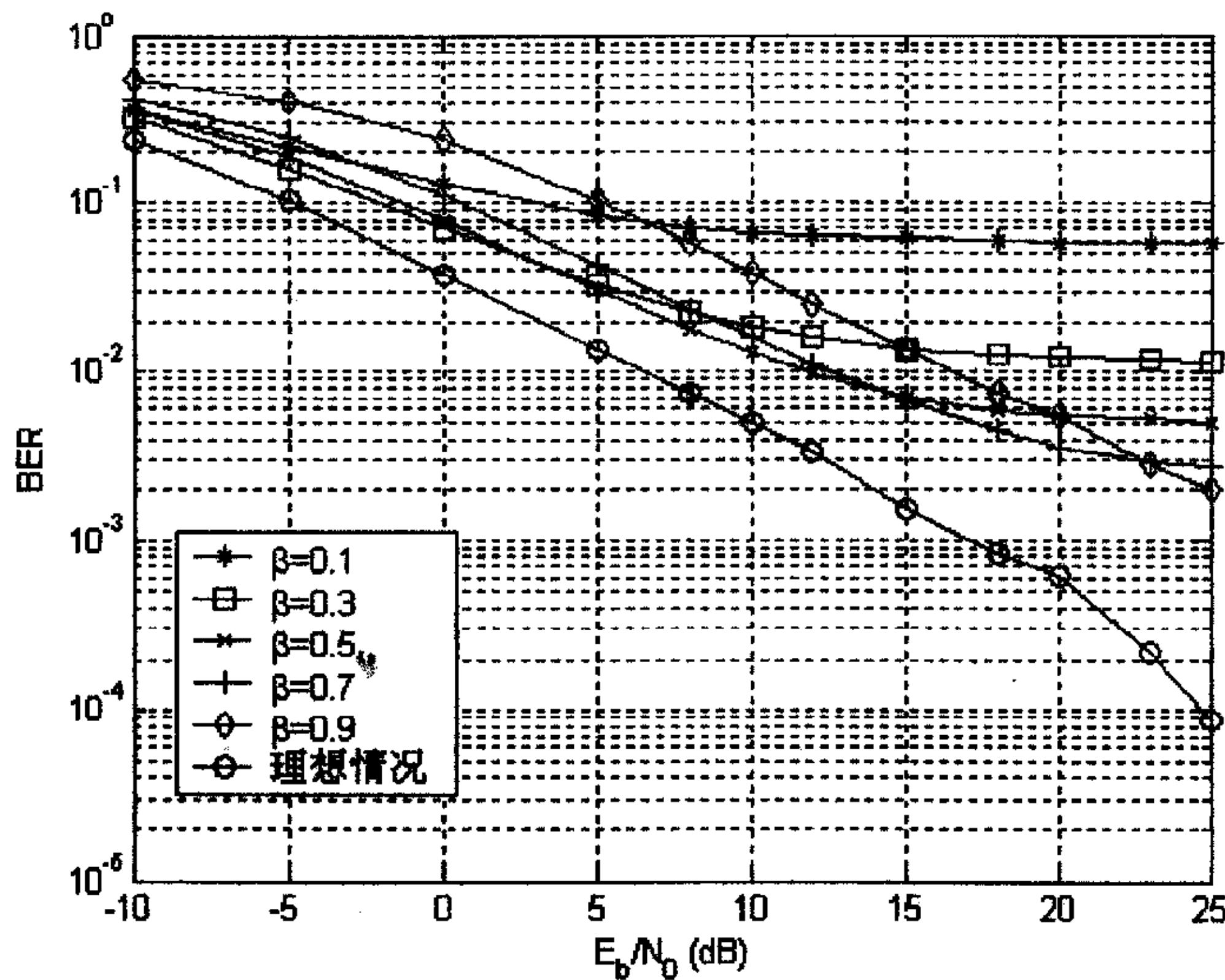


图 6-3 不同能量训练序列 LMMSEE 方法系统性能对比

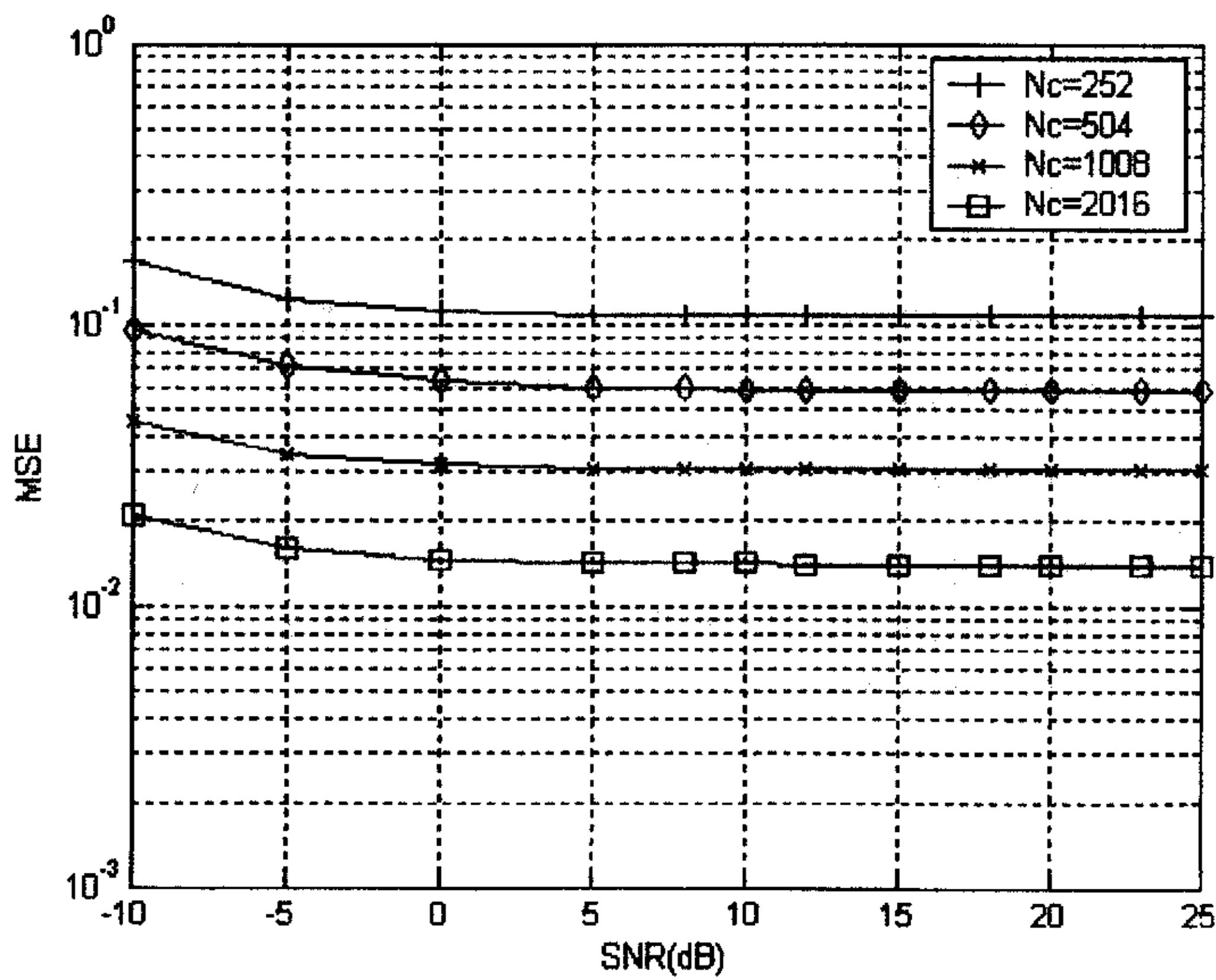


图 6-4 LS 方法与 LMMSEE 方法信道估计性能对比

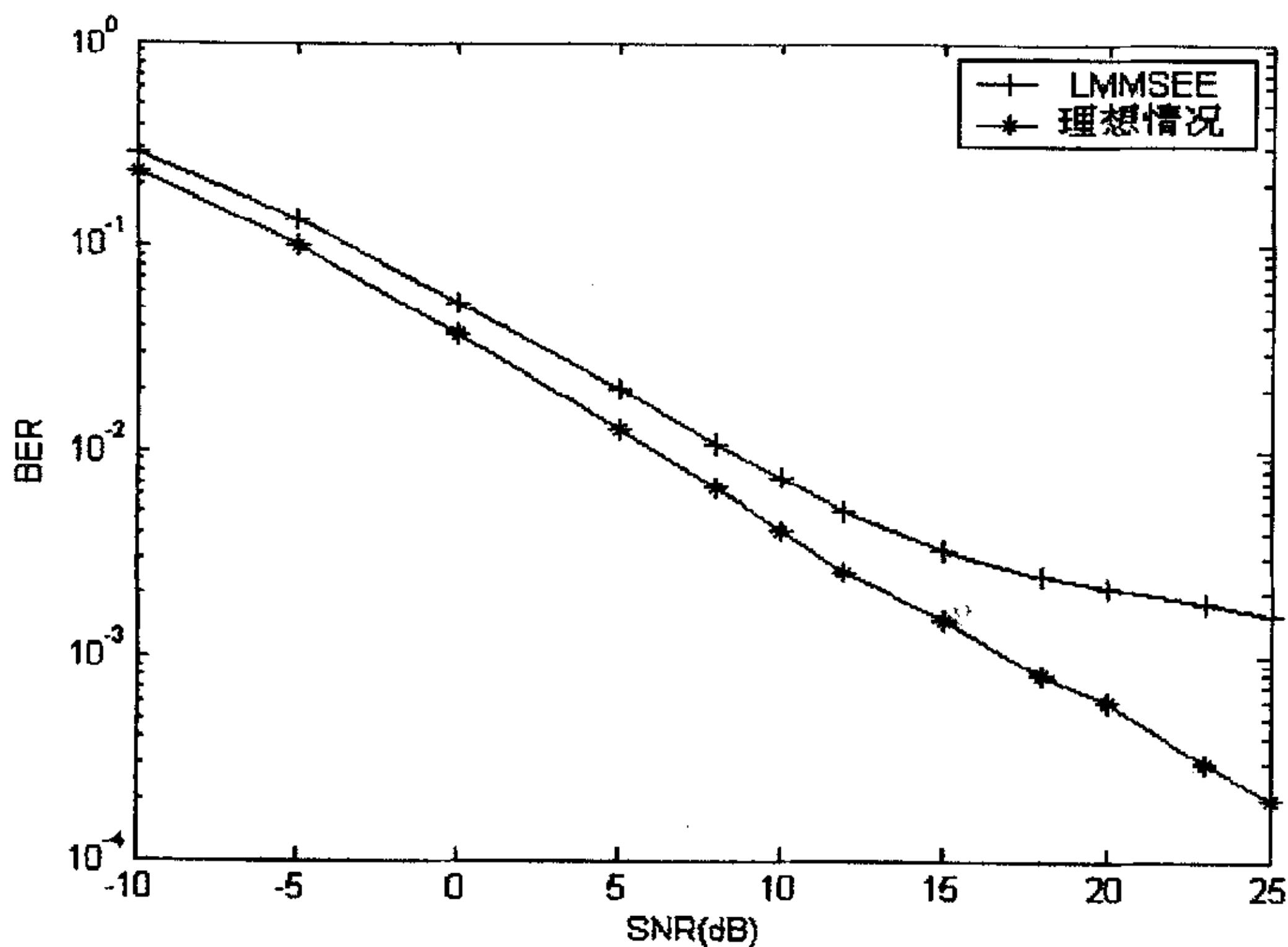


图 6-5 LMMSEE 方法信道估计性能

6.4 并行 PN 序列能量分配方案

叠加训练序列如何分配能量一直是困扰学术界的一个难题。其难度主要体现在PN序列能量分配所涉及的因素很多，而且其中穿插矛盾，不易考虑。

6.4.1 并行 PN 序列能量分配原理

为了本节叙述方便，定义一个概念：能量分配因子。能量分配因子等于叠加训练序列 σ_p^2 （此处训练序列指 PN 序列或导频）的能量与总能量（即：训练序列的能量 σ_p^2 与信号序列的能量 σ_s^2 之和。）之比。即：

$$\beta = \frac{\sigma_p^2}{\sigma_s^2 + \sigma_p^2} \quad (6-25)$$

在本节中把总能量归一化为 1，且发射端总能量固定不变。

训练序列能量分配问题的本质就是如何在系统中利用叠加的 PN 序列、导频

实现同步、信道估计和均衡等功能，并达到系统性能没有任何损耗的最优化问题。

要利用叠加训练序列来实现同步、信道估计和均衡，当然希望叠加训练序列所占的能量越强越好。但是，在叠加训练序列与相应的信号序列的总能量保持恒定时，叠加训练序列所分配的能量越强，信号所分配的能量就越弱，那么系统的性能必然会受到较大影响。

为了克服这一问题，在同步时，在俘获阶段加大叠加训练序列的能量（如： $\beta = 1$ ），而在跟踪阶段降低叠加训练序列的能量（如： $\beta = 0.1$ ）[43][51]。这种方法有其可行性，但是，一旦处于高速移动环境，信道是快衰落的或者同步状态保持不是很好，随时需要进行信道估计和同步俘获，那么系统性能就会受到大的影响。

如果叠加训练序列的能量一直保持较强的状态（如： $\beta = 0.5$ ），此时，同步和信道估计都可能精确实现。但是，系统性能则会受到较大影响。为了维持系统性能，在接收端可以采用一定的装置将训练序列和数据信号从接收信号中进行分离，然后在信号解调前将 PN 序列滤除，从而获得相对精确的数据信号，保证系统的性能不下降[50]。但是，这种方法必须改变现有的接收机中的部分功能模块。如：对于现有的数字广播电视系统，要想使其具有高速移动的功能，则必须改变现有的接收机的结构。

如果尽量降低叠加训练序列所分配的能量到很低（如： $\beta = 0.014$ ），此时的训练序列对系统性能的影响可以忽略。从前面三节可知，在DVB-T系统中，在还没有利用保护间隔和导频之前，如此弱能量的训练序列能够实现快速的帧同步。但是，要获得较好的频率同步和信道估计就很难了。同时，正是由于信道估计不准确，即使信号能量较强，也没法精确解调出信号。这也说明一个道理，并不是叠加训练序列的能量越弱越好。叠加训练序列的能量太弱，导致的信道估计不准的坏处远大于叠加训练序列能量稍强而带来的好处。

既然如此，那么是否存在一个最佳的能量分配因子？

答案是肯定的。但是，这个最佳因子与系统信噪比SNR、调制星座 C 、接收机结构 R 、发射机结构 s 等因素有关。即：

$$\beta = f(SNR, C, R, S) \quad (6-26)$$

求解这个方程是不现实的，所以，只好借助仿真来得出一些相关结论。

图 6-6 为不同叠加导频的能量分配因子 β 所对应的系统性能。由该图可以看出，对于固定的发射功率 $\sigma_s^2 + \sigma_p^2$ ，要获得较好的系统性能，必须细心地调整能量分配因子 β 。由于叠加训练序列所包含的能量直接与同步、信道估计的性能相关，数据信号所包含的能量又对系统性能有较大影响，而叠加训练序列与数据信号的总能量是保持不变的。如何解决这个矛盾并使之最后结果都令人满意？由图 6-6 可以看出， $\beta = 0.3$ 能获得一个较好的信道估计，并且对系统性能的影响可以忽略。同时，对于较低的信噪比来说，叠加导频更有优势。

对于叠加 PN 序列，图 5-6 为 $\beta = 0.014$ 时，信号叠加 PN 序列和不叠加 PN 序列的系统性能比较。可见，此时叠加 PN 序列对系统性能不产生影响。

但是特别注意，由图 5-6 和图 6-6 所得出的结论并不是一个通用的准则。影响能量分配因子的因素很多，在不同情况下，式 (6-26) 应有不同的最优解。

6.4.2 并行 PN 序列能量分配原则

由图 6-3 进一步证明了：常规思想“并行 PN 序列所分配能量越多，则其对系统性能的影响越大”是错误的。这个道理实际上非常简单。当对并行 PN 序列分配的能量极弱时，虽然减少了对信号的干扰，但是，由于 PN 序列的能量极弱，由此产生的信道估计精度就非常低，自然在分离 PN 序列时就没法做到完全消除，所以，在进行解调信号时，由于该信号尚包含了部分 PN 序列成分在内，自然解调结果就不理想，系统性能自然就不佳。这也反映了叠加 PN 序列在能量分配上与信号能量之间的一个矛盾。

如何很好地找到其中的临界点，实现系统同步、信道估计以及系统性能最优才是 OFDM 无线移动通信系统中并行 PN 序列能量分配的总体原则。该原则与式 (6-26) 在本质上是一致的。

由于该原则的论证涉及冗长而且非常烦琐的数学推导，所以在此仅介绍能量分配原则并用仿真说明，而不作具体的数学推导证明。

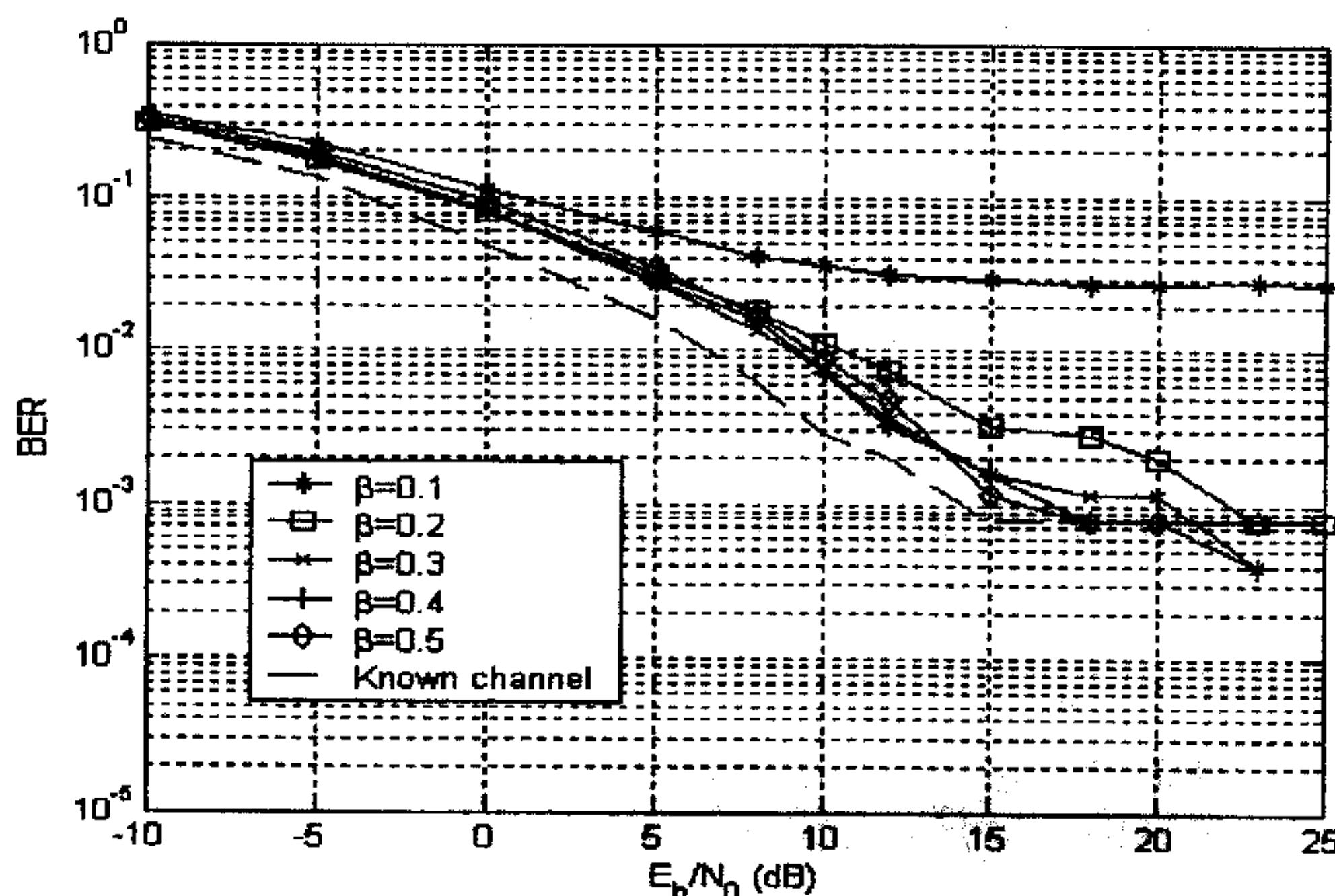


图 6-6 不同信噪比下导频的不同能量分配因子对应的系统性能

6.4.3 并行 PN 序列能量分配方案

通过导频、PN序列以及信号的优化配置和叠加PN序列能量分配原则，如图6-7所示，该结构为本节建议的第一种叠加训练序列最佳结构。

如前所述，当叠加PN序列的能量分配因子 $\beta_2 >> 0.014$ 时，在收端能获得精确的时间同步和频偏估计。在此前提下，叠加导频的能量分配因子 β_1 在某个最佳值（如： $\beta_1 = 0.3$ ）时，在时域的信道响应参数能被精确估计，而且系统性能不会受到影响。

由于此时，时间同步已经获得，频偏已得到校正，信道参数变成已知，假设信号和噪声的均值为零，那么，很易获得准确的信息数据。

另外，也可以让PN序列和导频分别在不同信息符号上叠加，这就是第二种叠加PN序列和导频与信息序列的最佳组合结构，如图6-8所示。此时，在获得同步信号时方法与图6-7所示结构的方法稍有不同，但原理是完全一样的。

综上所述，叠加训练序列能量的分配方案可概括为：对于叠加PN序列可以适当提高其能量分配因子，以满足在收端准确地实现同步；同时，为叠加导频选择适当的能量分配因子，可在收端获得最佳的信道估计；在以上前提下，通过对掉训练序列，就可获得准确的信息，以用于解调。

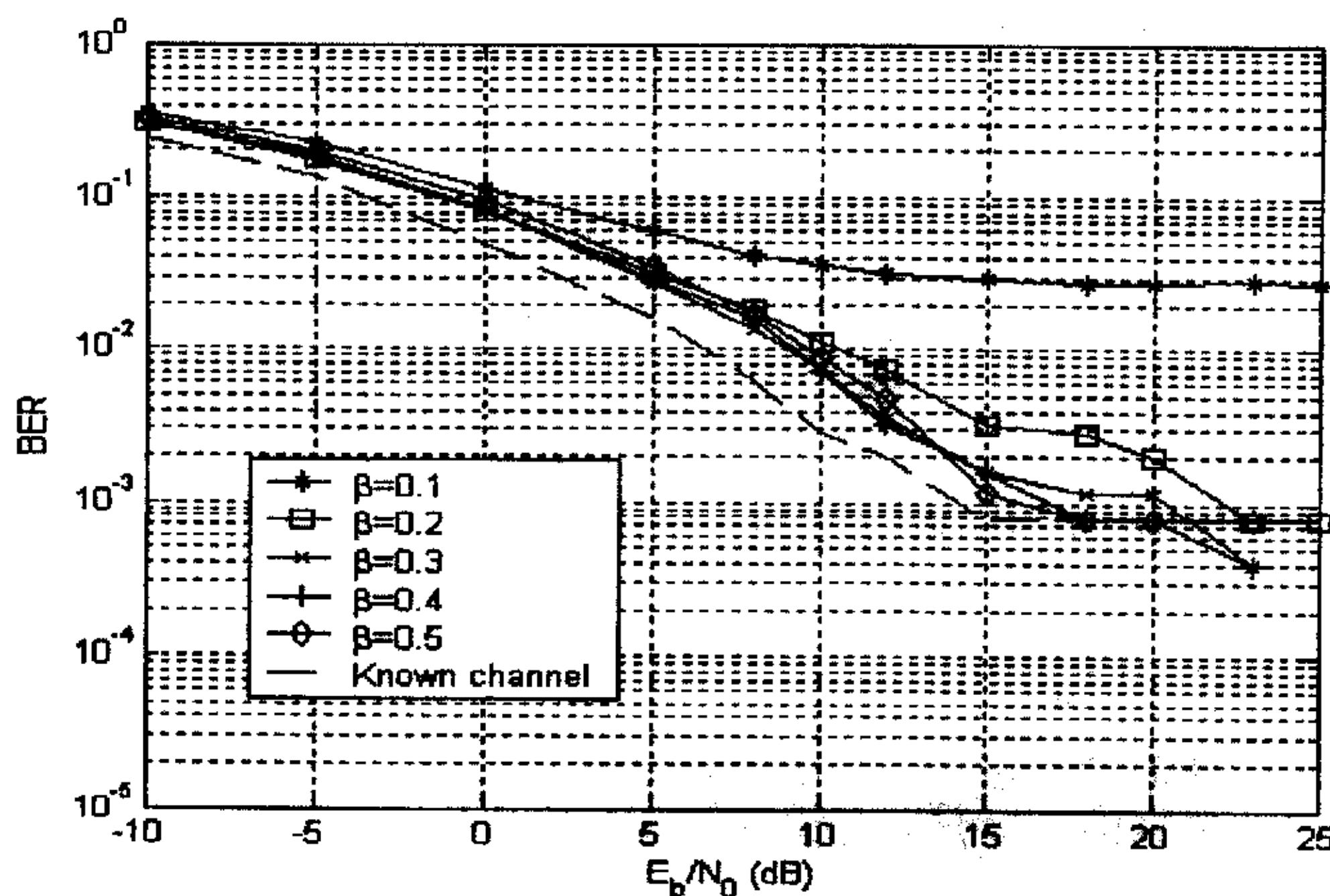


图 6-6 不同信噪比下导频的不同能量分配因子对应的系统性能

6.4.3 并行 PN 序列能量分配方案

通过导频、PN序列以及信号的优化配置和叠加PN序列能量分配原则，如图6-7所示，该结构为本节建议的第一种叠加训练序列最佳结构。

如前所述，当叠加PN序列的能量分配因子 $\beta_2 >> 0.014$ 时，在收端能获得精确的时间同步和频偏估计。在此前提下，叠加导频的能量分配因子 β_1 在某个最佳值（如： $\beta_1 = 0.3$ ）时，在时域的信道响应参数能被精确估计，而且系统性能不会受到影响。

由于此时，时间同步已经获得，频偏已得到校正，信道参数变成已知，假设信号和噪声的均值为零，那么，很易获得准确的信息数据。

另外，也可以让PN序列和导频分别在不同信息符号上叠加，这就是第二种叠加PN序列和导频与信息序列的最佳组合结构，如图6-8所示。此时，在获得同步信号时方法与图6-7所示结构的方法稍有不同，但原理是完全一样的。

综上所述，叠加训练序列能量的分配方案可概括为：对于叠加PN序列可以适当提高其能量分配因子，以满足在收端准确地实现同步；同时，为叠加导频选择适当的能量分配因子，可在收端获得最佳的信道估计；在以上前提下，通过对掉训练序列，就可获得准确的信息，以用于解调。

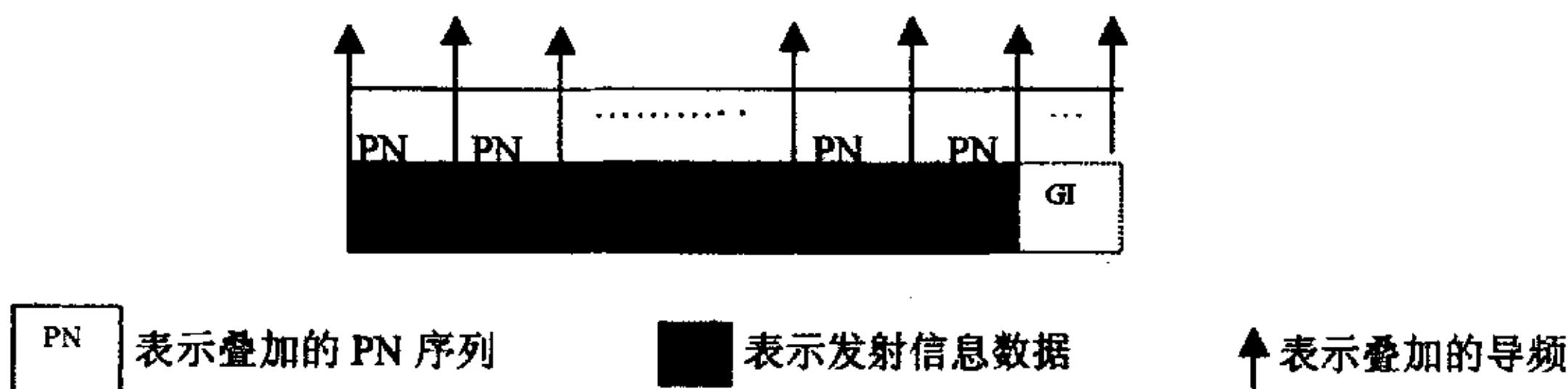


图6-7 第一种叠加训练序列最佳结构

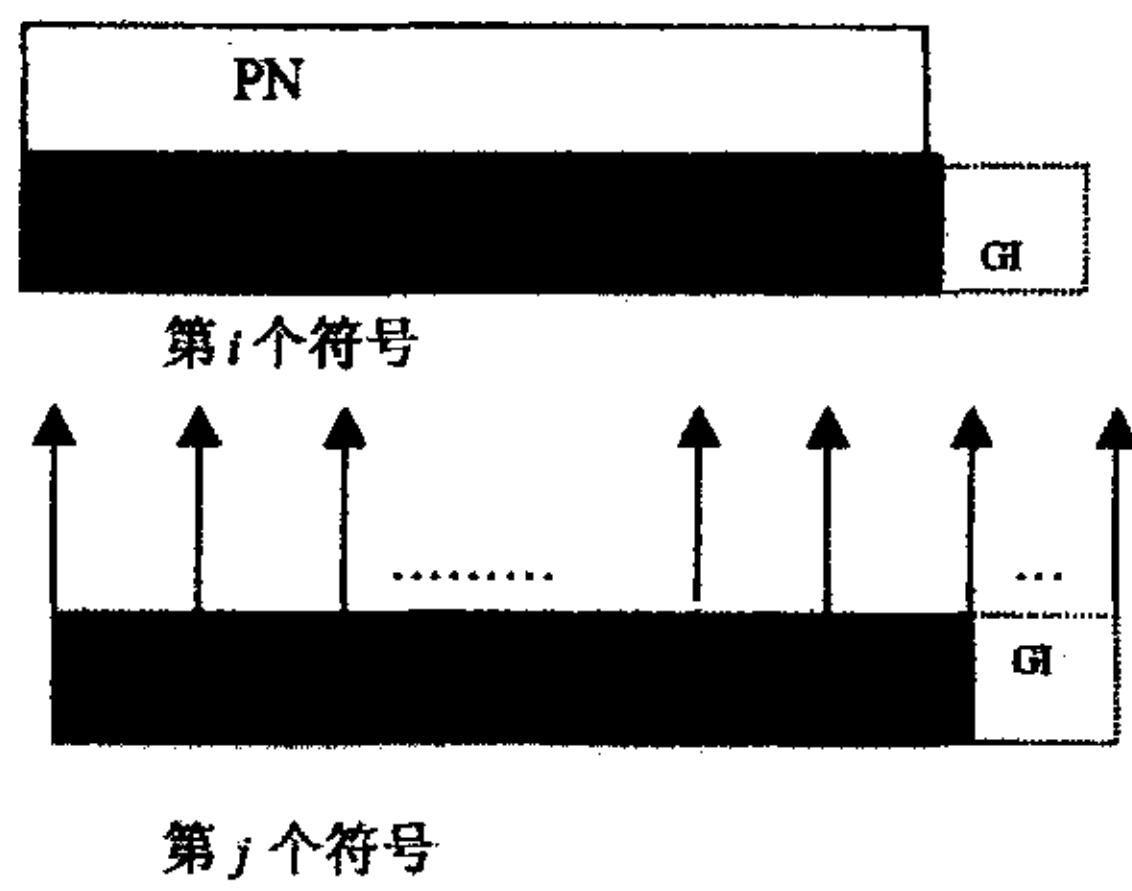


图6-8 第二种叠加训练序列最佳结构

该方案成功之处在于不必对收端的功能块做太调整，而且解决了训练序列能量与同步、信道估计和均衡以及系统性能的矛盾，使整个叠加训练序列的OFDM系统达到了有机地统一。

6.4.4 结论

关于并行PN序列能量分配问题的深入研究，在国内外至今没有任何公开报道。但实际上该问题是并行PN序列技术的最核心问题。因为无论进行同步，还是进行信道估计，并行PN序列所分配能量的多少都直接决定了同步、信道估计以及系统的性能，所以，本节对过去并行PN序列能量的错误指导思想进行了澄清，提出了并行PN序列能量分配的总体原则/思想和方案。由于在该思想指导下，可对叠加PN序列分配较强的能量，所以，采用并行PN序列同步和信道估计技术将在下一代无线移动通信系统发展中起到重要的作用。

6.5 小结

本章提出了一种利用弱能量的叠加训练序列进行信道估计的 LMMSEE 方法。理论分析和计算机仿真证明：该算法不仅计算量比 LS 方法更低，而且在低信噪比时 LMMSEE 方法的信道估计性能比 LS 方法更好，实现了计算量低和性能好的高度统一。同时，由于采用叠加训练序列进行信道估计，没有占用宝贵的带宽资源，对于高速数据传输非常有利。本章建议的采用弱能量 PN 序列来实现信道估计的 LMMSEE 算法是一种从性能、计算量、带宽利用率、数据传输率、发射功耗等因素来考虑的最佳方法，该法的使用对高速数据无线移动通信系统非常有效。

另外，本章讨论了并行 PN 序列能量分配问题，对该问题的深入研究表明：只给并行 PN 序列分配极弱的能量以避免其对信号干扰的方法对于系统性能的实现并不是最优的选择。作为并行 PN 序列的能量分配问题应该综合考虑信道估计和同步的需要，从系统的角度形成一个叠加 PN 序列能量分配的方案。该思想的应用必将拓宽并行 PN 序列同步和信道估计技术思路，为满足目前移动用户对下一代移动通信系统中高速移动接收、高速传输数据、低发射功耗等新需求提供关键技术。

第七章 低复杂度 PAPR 降低技术

降低峰平比（PAPR）技术是 OFDM 无线移动通信系统中的关键技术之一。如何采用简单地、有效地方法降低 PAPR 一致是学术界关注的难题。

7.1 引言

正交频分复用调制（OFDM）因其信道利用率很高、有很好的抗衰落能力而被广泛利用。然而，在 OFDM 通信系统中，随着载波数增加，叠加后信号的峰平比（PAPR）的数值较大。因此，调制信号的动态范围较大，这就要求系统中功放具有较高的线性放大范围，以避免传输信号的频谱扩散和非线性失真，同时也要求后续的 D/A 转换器具有较大的转换宽度，这就增加了系统成本和实现难度[122]。

目前，降低 OFDM 通信系统信号峰平比的方法主要有：限幅法[113][114]、加窗法[116][117]、部分传输序列法[132]、选择映射法[130][131]、基于分组编码法 [136][137][138][139][140][141][142][143][144] 以及 压扩法 [121][122][123][124][125]。限幅法[113][114]给系统引入了新的噪声，导致系统性能下降。加窗法需要在上采样以后的较高速率下对信号进行处理，因此实现较难，且会影响信号频谱特性。部分传输序列法和选择映射法虽然有效降低了 PAPR，但是计算量太大，且需要发送边信息。基于分组编码法只发送 PAPR 小的序列而避免使用 PAPR 大的序列，为此需挑选序列，当子载波数较大时需要巨大的计算量和庞大的查找表。由 Wang 提出的压扩法对非线性失真很敏感[124]。由 Huang 提出的压扩转换法[122]和最近由 Wang 提出的压扩法[125]这两种压扩法的表达式均借鉴了语音信号信源编码中非均匀量化方法，且计算复杂度不低。

本章提出了一种计算复杂度更低的压扩算法，该法是一种数值变换的预失真方法。在发端，将 OFDM 调制后的子载波基带信号进行幅度压缩，降低 PAPR，同时进行功率调整以补偿幅度压缩中造成的功率改变；在收端进行幅度扩张，恢复出发端压缩之前的信号。仿真表明：该压扩算法在低信噪比下对系统性能影响可以忽略。

本章的内容是这样安排的：

- 7.2 节提出了一种压扩算法，并进行了理论推导；
- 7.3 节对算法进行了仿真及性能分析；
- 7.4 节总结本章。

7.2 压缩扩张算法及理论推导

图 7-1 为含压扩算法的 OFDM 基带仿真系统框图。编码后串行比特流在转换后成并行比特流。在这 N_c 个不同子信道中的比特在映射（MAP）模块中映射成复数 C_n ，其中：

$$C_n = a_n + i b_n \quad a_n, b_n \in \{\pm 1, \pm 3, \dots\} \quad n = 0, 1, 2, \dots, N_c - 1 \quad (7-1)$$

表示 OFDM 符号中的第 n 个复数信号。在原始信号尾部加入 $(K-1)N_c$ 个零点形成过采样，产生 KN_c 点输入信号 \bar{C}_n 。在发射端，输入信号 \bar{C}_n 通过 IFFT 后，第 k 个 OFDM 符号基带信号表示为：

$$S_k = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{n=0}^{KN_c-1} [\bar{C}_n e^{j2\pi f_n}] \quad k = 0, 1, 2, \dots, KN_c - 1 \quad (7-2)$$

其中， $f_n = n / KN_c T_s$ ， K 是过采样因子， $K=1$ 对应 Nyquist 采样，且 T_s 为采样周期。

此时，为了降低 PAPR，将所有的信号都通过压缩器，假设发射端信号通过压缩器后信号为 S'_k ，于是有：

$$S'_k = \ln(S_k + a) \quad k = 0, 1, 2, \dots, KN_c - 1 \quad a \text{ 为大于 } 1 \text{ 的常数} \quad (7-3)$$

注意：在压缩之前，须加入保护间隔以避免 ISI，在此为了叙述简单而省略。

假设 $h(t)$ 是多径衰落信道， $n(t)$ 包括加性高斯白噪声和其他系统噪声。假设信道估计和同步性能均非常理想，于是在接收端信号可以表示为：

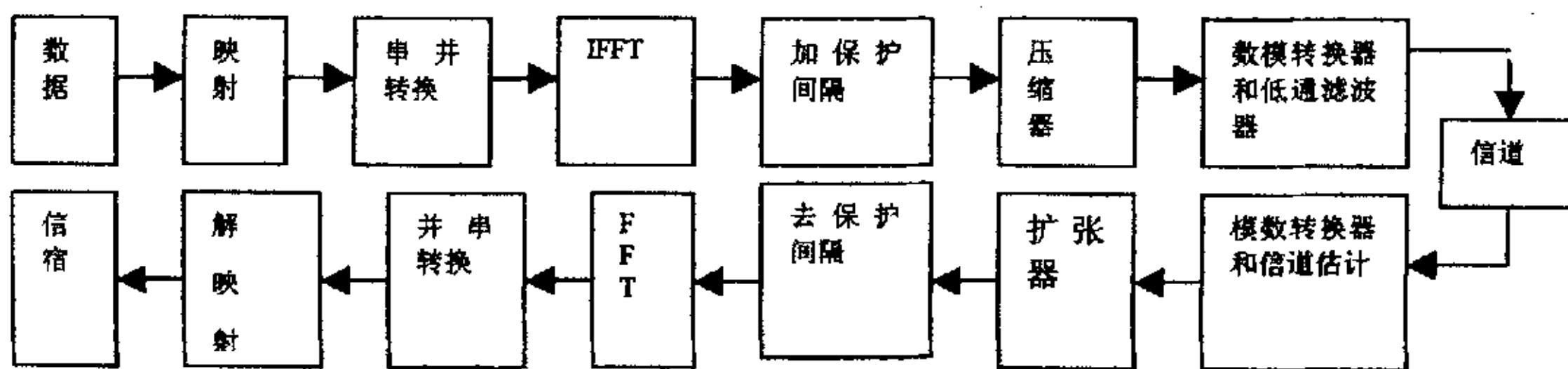


图 7-1 含压缩扩张算法的基带 OFDM 系统框图

$$R(t) = h(t) * S'(t) + n(t) \quad (7-4)$$

在接收端，接收信号经过扩张器，恢复出原信号，有：

$$R'(t) = \exp(R(t)) - a \quad (7-5)$$

定义压扩增益为：

$$G = \frac{PAPR_{s(t)}}{PAPR_{t(t)}} \quad (7-6)$$

如图 7-2 所示，随着 a 的增大，压扩增益逐渐增大，但当增到一定程度时，压扩增益增加的幅度越来越小。该图中仿真主要参数为：QPSK 调制、子载波数为 128，SNR=10dB，AWGN 信道。由图 7-2 知，当 a 大于 2 时，PAPR 可以降低 7.6~8.1dB，而文献[122]中对于不同压扩率，其 PAPR 可以降低 3~7.5dB。显然，本章建议的压扩算法可获得更大的压扩增益。一般 a 值可以选择为 2~4 之间的值，能获得较大增益。

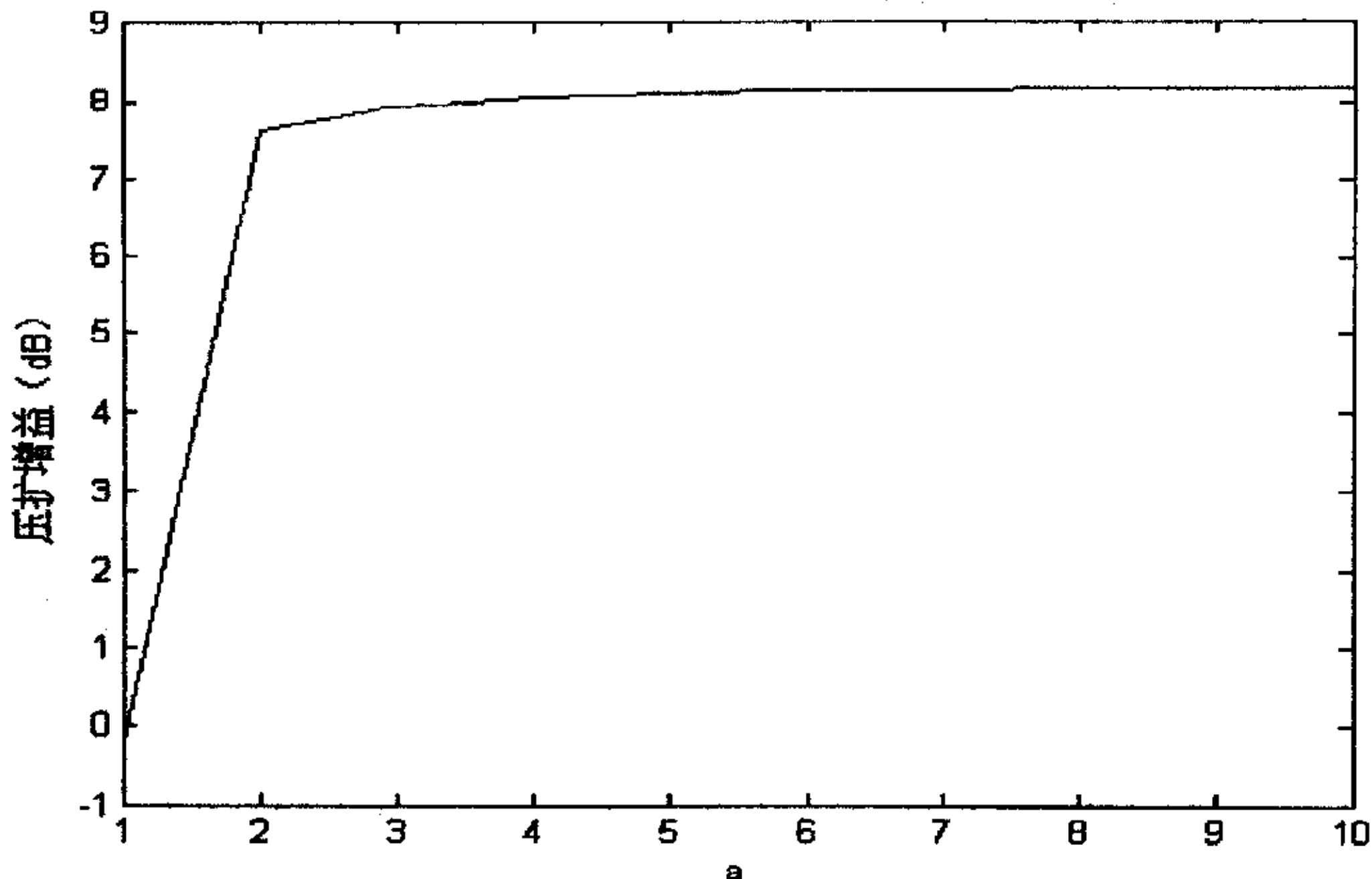


图7-2 SNR=10dB时不同a值对应的压扩增益图

7.3 算法仿真及性能分析

本节介绍提出的压扩算法与常规的部分传输序列法、选择映射法、线性压缩扩张法进行性能比较。如图 7-3 所示，线性压缩扩张法、选择映射法、部分传输序列法其降低 PAPR 的性能依次增强，性能最好的是本章建议的算法——非线性压缩扩张法。显然，该非线性压缩扩张算法性能大大优越于常规方法。图 7-3 的主要仿真参数与图 7-2 相同，此时 a 选择为 3。此时的系统性能如图 7-4 所示，图中比较在相同情况下，使用压扩算法和不使用压扩算法时的系统性能。仿真表明：本章建议的非线性压扩算法在信噪比小于 10dB 时，对系统性能影响可以忽略。

注意：在评估建议算法的性能时，为了使发端和收端功率一致，发射信号必须乘以一个常数 K ，这不会改变发射信号的 PAPR[122]。

$$K = \sqrt{\frac{E_s}{E_{s'}}} \quad (7-7)$$

式中 E_s 和 $E_{s'}$ 分别为使用压缩器前后的信号的平均功率。注意：在进行图 7-4

的仿真时，没有加入编码和解码等。

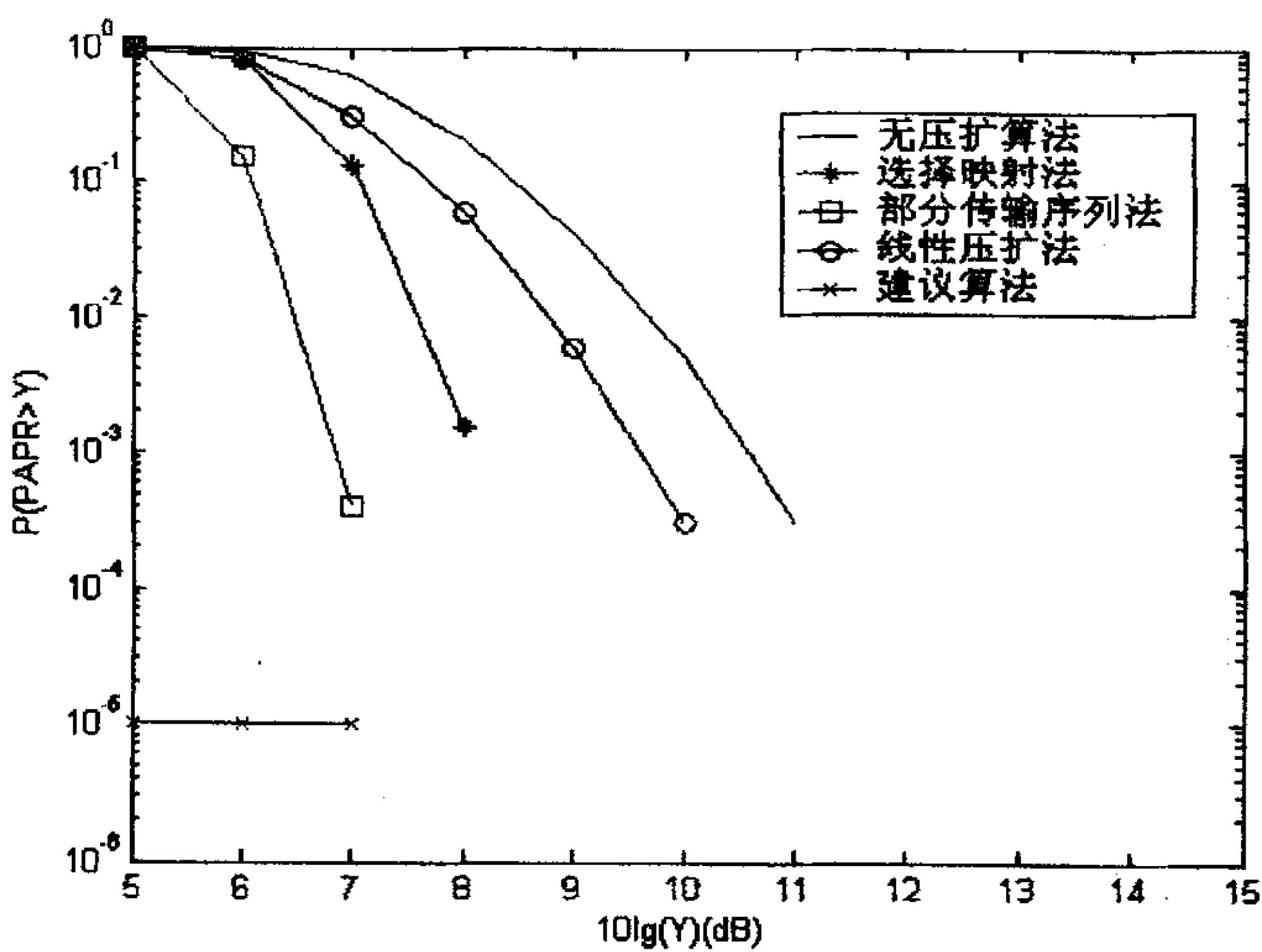


图7-3 不同算法降低PAPR性能比较

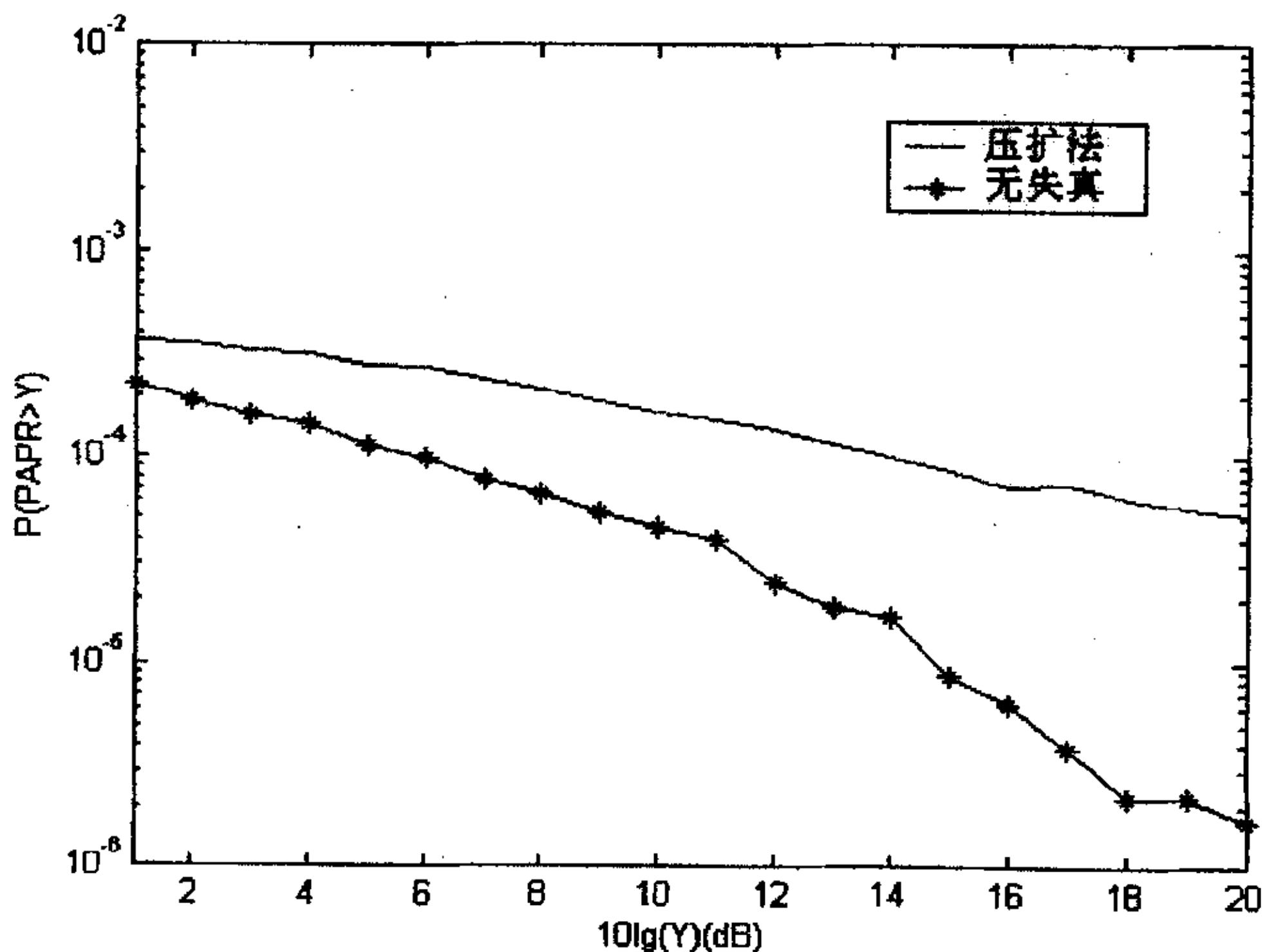


图7-4 本章建议的压扩算法对系统性能的影响

7.4 小结

本章提供了一种低复杂度的、性能优良的降低 OFDM 信号 PAPR 的算法。与传统的降低 PAPR 算法相比，该压扩算法降低 PAPR 的性能更优，而且计算量更小，恢复出来的信号几乎没有失真。该算法可以适用于 OFDM 等多载波调制系统。

第八章 结论

本章对整个论文进行总结和结论，并对进一步工作提出建议。

8.1 论文贡献

OFDM 的一个主要优点就是对抗多径衰落。因此，其主要应用在无线环境。在无线移动通信环境中，OFDM 系统接收机设计存在三个关键技术难题，即同步、信道估计和 PAPR 问题。虽然这些问题早已引起学术界的广泛关注，但是，其相应的算法在计算复杂度和性能等方面总存在缺陷且不能满足目前急剧增加的移动用户对高速传输数据、高速移动接收、低功耗等的要求。针对这些问题，本论文主要研究了 OFDM 接收机中的时间同步和频率同步算法、信道估计算法以及降低 PAPR 算法。现将论文的主要贡献总结如下：

1. 根据最大似然估计原理理论推导并提出了适用于高速移动环境的四种串行 PN 序列同步算法，这些算法既可应用于由电子科技大学提出的作为国家数字广播电视标准候选方案之一的同步多载波 CDMA 系统（简称：SMCC 系统），也可用于使用 OFDM 作为调制技术的其他系统。其中前两种算法都是利用巴克码和 PN 序列的相关融合获得比常规算法峰值更尖锐的同步信号，这两种算法的区别在于对巴克码和 PN 序列的组合方式不同，一种是采用码重复构造，另一种是采用码片重复构造；两种算法的同步性能类似，但是，采用码片重复的同步算法其频偏估计范围更大。后两种算法都是通过将 PN 序列在频域进行重新设计，从而在时域获得一些特殊的结构和属性，产生比常规算法更多的相关结构；这两种算法相比较而言，4.5 节算法计算复杂度更高，性能更优。

2. 根据最大似然估计原理理论推导并提出了三种并行 PN 序列同步算法，这些算法主要适用于 DVB-T 系统。其目的是为了改善 DVB-T 系统在高速移动环境的性能。前两种算法均是采用长 PN 序列叠加在信号上，第三种算法则是利用复巴克码来进行 DVB-T 系统的帧同步。这三个帧同步算法最大的共同点是：所利用来产生同步信号的 PN 序列（含复巴克码）的能量都仅占总能量的 1.4%，PN 序列所分配的功率比信号的功率小很多，以至于并行 PN 序列对系统性能的影响可以忽略。由于在公开的常规同步算法中，尚没有采用如此弱能量的 PN 序列来进行同步，所以没法与同类常规算法进行类比。但是，从这三种算法的仿真性能来看，其正确同步概率都较高。尤其是，采用并行复巴克码来实现 DVB-T 2K 系

统的帧同步算法不仅计算复杂度低，而且算法在高速移动环境的同步性能也很好，在工程中很有用。

3. 根据最小均方误差准则理论推导并提出了一种应用并行 PN 序列进行信道估计的 LMMSE 算法。该算法不仅没有占用宝贵的带宽资源，而且算法计算复杂度极低，信道估计性能优良，是一种难得的好算法。同时提出并行 PN 序列能量分配原则和方案，该原则和方案从系统角度综合考虑同步、信道估计问题，确定出最优能量分配因子的原则，该原则和方案为并行 PN 序列技术研究拓宽了思路。

4. 根据压缩扩张理论推导并提出了一种计算复杂度极低的降低 PAPR 的压扩算法。该算法不仅计算复杂度比同类算法更低，而且降低 PAPR 的性能也远远优于常规同类算法，而且在低信噪比下该算法对系统性能的影响可以忽略。

8.2 进一步工作建议

将来工作可以考虑以下几个方面：

1. MIMO OFDM 系统中的同步问题是目前学术界尚很少问津的难题。由于 MIMO OFDM 系统对于改善系统性能很有益，研究 MIMO OFDM 系统的同步问题必然是学术界下一个热点。

2. 盲信道估计的研究目前已经达到一定深度。但是，关于如何加快算法的收敛速度，增加快速跟踪时变信道的能力仍是值得研究的课题。

3. 关于降低 PAPR 的方法非常多，但是，寻找一种性能优良而计算复杂度低的算法仍是关注的一个方向。

4. 今后关于无线移动通信系统的发展必然向着节约系统资源、降低发射功耗、实现高速移动环境接收这些方面发展，早日围绕这些方面进行研究必然会为自己带来先机。

参考文献

- [1] Eric Lawrey, The suitability of OFDM as a modulation technique for wireless telecommunications, with CDMA comparison, James Cook University, Oct. 1997.
- [2] G.A.Doelz, E.T.Heald, and D.L.Martin, Binary data transmission techniques for linear systems, Proc. I.R.E., vol. 45, May 1957, pp:656-661.
- [3] R.W.Chang, Synthesis of band-limited orthogonal signals for multichannel data transmission, Bell System Tch., vol. 45, Dec.1966,pp: 1775-1796.
- [4] B.R.Saltzberg, Performance of an efficient parallel data transmission system, IEEE Trans. Commun., COM-15(6),Dec.1967, pp:805-811
- [5] S.B.Weinstein and P.M.Ebert, Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete Fourier transform, IEEE Trans. Commun., vol. Com-19,no.5, Oct. 1971, pp. 628-634.
- [6] A.Peled and A.Ruiz, Frequency domain data transmission using reduced computational complexity algorithms, in Proc. IEEE Int. Conf. Acoust., Speech, Signal Processing, Denver, CO,1980,pp. 964-967.
- [7] L.J.Cimini, Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing, IEEE Trans. Commun., vol. 33,no. 7, July 1985, pp. 665-675.
- [8] Nee,R. Van, OFDM for high speed wireless network, IEEE P 802.11-97/123, Nov. 1997.
- [9] W.Y.Chen, The development and standardization of asymmetrical digital subscriber line, IEEE Commun. Mag., vol. 37, no. 5, May 1999, pp.68-72.
- [10] J.M.Cioffi,V.Oksman,J.Wener, and et al., Very-high-speed digital subscriber lines, IEEE Commun. Mag., vol. 37, no. 4, Apr. 1999, pp.72-79.
- [11] B.Le Floch,R.Halbert-Lassalle, and D.Castelain, Digital sound broadcasting to mobile receivers, IEEE Trans. Consumer Electron., vol. 35,no. 3, Aug. 1989, pp. 493-503.
- [12] ETSI, Digital Video Broadcasting (DVB):framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television, Tech. Rep. EN 300 744 v 1.1.2,ETSI,Aug. 1997.
- [13] ETSI, Radio Broadcasting System:Digital Audio Broadcasting to mobile, portable and fixed receiver, European Telecommunication standard, ETS 300-401, Feb. 1995.
- [14] H.Sari,G.Karam, and I.Jeanclaude, Transmission techniques for digital terrestrial TV broadcasting, IEEE Commun. Mag., vol. 33, no.2, Feb.1995, pp. 100-109.
- [15] R.van Nee,G.Awater,M.Morikura, H.Takanashi, M.Webster, and K.W.Halford, New high-rate wireless LAN standards, IEEE Commun. Maag., vol. 37,no. 12, Dec. 1999, pp. 82-88.
- [16] ETSI,Broadcasting Radio Access Networks (BRAN):High Performance Radio Local Area Network (HIPERLAN) Type 2;requirements and architectures for wireless broadband access, Tech. Rep. TR 101 031 v2.2.1, ETSI, Jan. 1999.
- [17] U.Dettmar,J.Khun-Jush,P.Schramm,J.Thielecke, and U.Wachsmann, Modulation for HIPERLAN type 2, in Proc. IEEE VTC'99-Spring,1999.
- [18] L.Hu and K.H.Teo, Modulation candidates for LMDS/LMCS broadband wireless system, in Proc. PIMRC'99, 1999.
- [19] J.van de Beek,P.O.Borjesson,M.Boucheret, and et al, A time and frequency synchronization scheme for multiuser OFDM, IEEE J.Select. Areas Commun.,vol. 17,no. 11, Nov. 1999, pp. 1900-1914.
- [20] L.J.Cimini,Jr,J.C.-I.Chuang, and N.R.Sollemburger, Advanced cellular internet service, IEEE Commun. Maag.,vol. 36, no.10, Oct. 1998, pp.150-159.
- [21] J.Chuang and N.Sollenberger, Beyond 3g: Wideband wireless data access based an OFDM and dynamic packet assignment, IEEE Commun. Mag., vol. 38,no. 7, July 2000, pp.78-87.
- [22] F.F.Adachi and M.Sawahashi, Challenges in realizing the multimedia mobile communications era: IMT-2000 and beyond, in Proc. PIMRC'99,1999.
- [23] J. J. Van De Beek, M. Sandell, M. Isaksson and P. O. Borjesson, Low-Complex Frame Synchronization in OFDM Systems, Universal Personal Communications 1995 Record, 1995 Fourth IEEE International Conference On, pp. 982-986.
- [24] Jan-jaap van de Beek,etc, ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems, IEEE Trans.on signal Processing,vol. 45,No. 7,July 1997,pp:1800-1804.
- [25] Der-Zheng Liu,etc,An extension of Guard-interval based symbol and frequency

- synchronization technique for wireless OFDM transmission, IEEE Conference, 2001
- [26] M. H. Hsieh and C. H. Wei, A Low-Complexity Frame Synchronization and Frequency Offset Compensation Scheme for OFDM Systems over Fading Channels, IEEE Trans. Vehicular Technology, Vol. 48, No. 5, Sep. 1999, pp. 1596-1609.
- [27] M. Speth, S. Fechtel, G. Fock and H. Meyr, Optimum Receiver Design for Wireless Broad-Band Systems Using OFDM—Part II: A Case Study, IEEE Trans. Commun., Vol. 49, No. 4, April 2001, pp. 571.
- [28] Zhongzhe Xiao, Zaiwang Dong, Improved GIB synchronization method for OFDM systems, IEEE Conference, 2003.
- [29] Lei Xu, Zai-wang Dong, A new GIB frequency synchronization algorithm with reduced influence of ISI for OFDM systems, IEEE conference, 2002.
- [30] Defeng Huang, Lin Yang, Hanqing Xing, Zucheng Zhou, Multiplexing guard intervals and time domain pilots in OFDM systems, IEEE Conference, 2001, pp:68-69.
- [31] Donghoon Lee and Kyungwhoon Cheun, Coarse Symbol Synchronization Algorithms for OFDM Systems in Multipath Channels, IEEE Comm. Letters, vol.6, No. 10, Oct. 2002, pp:446-449.
- [32] J. L. Zhang, M. Z. Wang and W. L. Zhu, A Novel OFDM Frame Synchronization scheme, International Conference of Communications, Circuits and Systems & West Sino-Exposition 2002, 6.
- [33] F. Daffara and O. Adami, A New Frequency Detector For Orthogonal Multicarrier Transmission Techniques, VTC'95, 1995, pp. 804-809.
- [34] F. Daffara and A. Chouly, Maximum Likelihood Frequency Detectors for Orthogonal Multicarrier Systems, ICC'93, 1993, pp. 766-771.
- [35] Arto Palin, Jukka Rinne, Symbol synchronization in OFDM system for time selective channel conditions, IEEE Conference, 1999.
- [36] J. Echavarri, M.E. Woodward and S. Kbarton, A comparison of time and frequency synchronization algorithms for the European DVB-T system, Vehicular Technology Conference Proceedings VTC, Fall, 1999, pp: 678-682.
- [37] William D. Warner and Cyril Leung, OFDM/FM Frame synchronization for mobile radio communications, IEEE. Trans. on vehicular technology, vol.42, No.3, Aug, 1993.
- [38] P.H. Moose, A technique for OFDM frequency offset correction, IEEE Trans. on Comm., vol.42, No.10, Oct. 1994, pp:2908-2914.
- [39] Meng-Han Hsieh and Che-Ho Wei, A frequency acquisition scheme for OFDM systems, IEEE Conference, 1996.
- [40] Marco Luise and Ruggero Reggiannini, Carrier frequency acquisition and tracking for OFDM systems, IEEE Trans. on Comm., vol.44, No. 11, Nov. 1996, pp:1590-1598.
- [41] Timonthy M. Schmidl and Donald C. Cox, Robust frequency and timing synchronization for OFDM, IEEE Trans. on Comm., vol.45, No.12, Dec. 1997, pp:1613-1621.
- [42] Yun Hee Kim, Young Kwon Hahn, etc, An efficient frequency offset estimator for timing and frequency synchronization in OFDM systems, IEEE Conference, 1999.
- [43] Fredrik Tufvesson, Mike Faulkner, Peter Hoeher and Ove Edfors, OFDM time and frequency synchronization by spread spectrum pilot technique, IEEE Conference, 1999.
- [44] Fredrik Tufvesson, Ove Edfors and Mike Faulkner, OFDM time and frequency synchronization for OFDM using PN-sequence preambles, IEEE Conference, 1999.
- [45] Navid Lashkarian, Sayfe Kiaei, Globally optimum ML estimation of timing and frequency offset in OFDM systems, IEEE Conference, 2001.
- [46] Wen Lei, Tao Tao, Jianhua Lu, A robust frequency acquisition algorithm for OFDM systems, IEEE Conference, 2002.
- [47] Ma Zhangyong, Zhao Chunming, You Xiaohu, A novel OFDM time and frequency synchronization algorithm, ICCT2003, pp:1114-1118.
- [48] Tiejun Lv and Jie Chen, ML estimation of timing and frequency offset using multiple OFDM symbols in OFDM systems, IEEE GLOBECOM 2003, pp:2282-2284.
- [49] Chunlin Yan, Jiayi Fang, Youxi Tang, and Shaoqian Li, etc, OFDM synchronization using PN sequence and its performance, The 14th IEEE 2003 international symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communication Proceedings, pp:936-939.
- [50] Liying Song, Youxi Tang, Hongzhi Zhao, Shaoqian Li, etc, Optimum partial interference canceling factor pilot assisted coherent OFDM system with partial power training sequences

- synchronization, The 14th IEEE 2003 international symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communication Proceedings,pp:1906-1910.
- [51] Steinga B.A,etc,Frame synchronization using superimposed sequence, Proc. IEEE ISIT'97, ULM,Germany,1997, pp:489.
- [52] Haiyun Tang,Kam Y.Lau,Robert W.Brodersen, Synchronization schemes for packet OFDM system,IEEE Conference,pp:3346-3350.
- [53] Hlaing Minn,Vijay K. Bhargava, and Khaled Ben Letaief, A robust timing and frequency synchronization for OFDM systems,IEEE Trans. on wireless communications,vol.2,No. 4,July 2003,pp:822-838.
- [54] Byungjoon Park, Hyunsoo Cheon,Changeon Kang and Daesik Hong,A novel timing estimation method for OFDM systems,IEEE Communications letters,vol.7,No.5,,May 2003, pp:239-241.
- [55] Yun Hee Kim, Iickho Song, Seokho Yoon, and So Ryoung Park,An Efficient Frequency Offset Estimator for OFDM Systems and Its Performance Characteristics,IEEE Trans. on Vehicular Technology,vol. 50,No. 5,Sept. 2001,pp:1307-1312.
- [56] Timothy M.Schmidl,Donald C.Cox,Robust frequency and timing synchronization for OFDM,IEEE Trans. On Communications,vol. 45,No.12,Dec. 1997,pp.1613-1621.
- [57] Sukru Ekin Kocabas and Abdullah Atalar, Binary sequences with low aperiodic autocorrelation for synchronization purposes,IEEE Commun. Letters,January 2003,7(1),pp:36-38.
- [58] Choi Y S, Voltz P J, Cassara F A. ML estimation of carrier frequency offset for multicarrier signal in Rayleigh fading channels. IEEE Trans on Vehicular Techn, 2001, 50(2),pp: 644-655.
- [59] Muquet B, Courville M D, Duhamel P. A subspace based blind and semi-blind channel identification method for OFDM systems. Proc IEEE-SP Workshop on Signal Proc Advances in Wireless Comm, May 9-12 1999,pp: 170-173.
- [60] Keller T, Piazzo L, Mandarin P, et al. Orthogonal frequency division multiplex synchronization techniques for frequency-selective fading channels. IEEE JSAC, 2001, 19(6),pp: 999-1008.
- [61] Tureli U, Kivanc D, Liu H. Experimental and analytical studies on a high-resolution OFDM carrier frequency offset estimation. IEEE Trans on Vehicular Technology, 2001, 50(2),pp: 629-643
- [62] Yang B, Letaief K B, C Roger S. Timing recovery for OFDM transmission. IEEE JSAC, 2000, 18(11),pp: 2278-2291.
- [63] Beek J V, Sandell M, Borjesson P O. ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems. IEEE Trans on Signal Processing, 1997, 45(6),pp: 1800-1805.
- [64] Speth M, Fcchtel S A, Fock G, ct al. Optimum receiver design for wireless broad-band systems using OFDM-Part II: A case study. IEEE Trans on Commun, 2001, 49(4),pp: 571-578.
- [65] Biao Chen, Maximum likelihood estimation of OFDM carrier frequency offset,IEEE Signal Processing Letters,vol. 9,No. 4,April 2002,pp:123-126.
- [66] Ufuk Tureli,Hui Liu and Michael D.Zoltowski, OFDM blind carrier estimation :ESPRIT, IEEE Transactions on Communications, vol. 48,No. 9,Sept. 2000, pp:1459-1461.
- [67] Y.Lin, Shift and added property of m-sequence and its application to channel characterization of digital magnetic recording,IEE Proceedings-Communications, vol.142 No.3 June 1995, pp:135-140.
- [68] Che-Shen Yeh, Yinyi Lin and Yiyan Wu, OFDM system channel estimation using time-domain training sequence for mobile reception of digital terrestrial broadcasting,
- [69] Che-Shen Yeh and Yinyi Lin,Channel Estimation Using Pilot Tones in OFDM Systems,IEEE Transactions on Broadcasting, Vol.45, No.4 December 1999, pp: 400-409.
- [70] C.S.Yeh and Y. Lin, Channel estimation using pilot tones in OFDM systems, IEEE Trans. On Broadcasting, vol.45, No.4,Dec 1999, pp: 400-409.
- [71] ETS,Digital video broadcasting (DVB) frame structure, channel coding and modulation digital trrestrial television(DVB-T), ETS 300 744, v1.2.1, June 1999.
- [72] M.-S. Kang and W.J. Song,A Robust Channel equalizer for OFDM TV receivers, IEEE. Transactions on Consumer Electronics, Vol.44, No.3 August 1998, pp.1129-1133.
- [73] S.Kaiser,OFDM with code ivision multiplexing andtransmit antenna diversity for mobile communications,IEEE,0-7803-646-5/00.

- [74] R.Negi and J.Cioffi, Pilot tone selection for channel estimation in a mobile OFDM system, IEEE Trans. Consum. Electron., vol.44, Aug. 1998, pp1122-1128.
- [75] Michele Moreli, and Umberto Mengali,A comparison of pilot-aided channel estimation methods for OFDM systems, IEEE Trans on Signal Processing, vol.49, No.2 December 2001, pp.3065-3073.
- [76] Baoguo Yang, Khaled Ben Letaief Roger S. Cheng and Zhigang Cao, Channel Estimation for OFDM Transmission in Multipath Fading Channel Based on Parametric Channel Modeling, IEEE Transactions on Communications, Vol. 49, No.3, March 2001, pp.467-478.
- [77] M.Sandell and O.Edfors, A comparative study of pilot-based channel estimators for wireless OFDM, Div of Signal Processing, Lulea Univ. of Technology, Lulea Sweden Tech, Rep, Sep,1996.
- [78] Peter Hoeher, Stefan Kaiser and Patrick Robertson,Two-dimensional pilot-symbol-aided channel estimation by Winner filtering, in Proc.ICASSP, 1997, pp.1845-1848.
- [79] P.Hoher, S.Kaiser, and P.Robertson,Pilot-symbol-aided channel estimation in time and frequency, in Globecom 1997, Commu. The mini Conf. Phoenix AZ. Nov.1997, pp.90-96.
- [80] M.Speth, S.Fechtel, G.Fock, and H.Meyr, Broadband transmission using OFDM: System performance and receiver complexity, In Proc.Int.Zurich Seminar on Broadband Communications, 1998, pp.99-104.
- [81] Y.Li, Pilot-symbol-aided channel estimation for OFDM in wireless systems, In IEEE Vehicular Technlogy Conference, Houston,Texas May 1999, pp.16-19.
- [82] Henrik Schober and Friedrich Jondral, Adaptive Channel Estimation OFDM Based High Speed Mobile Communication Systems, <http://www.comcar.de/papers/paper36.pdf>
- [83] P.Hoeher, A statistical discrete-time model for the WSSUS multipath channel, IEEE Trans. Vechicular Techn.,Vol.41,No.4 Nov.1992, pp461-468.
- [84] Y.Li, L.J.Cimini and N.R.Sollenberger, Robust channel estimation for OFDM systems with rapid dispersive fading channels, IEEE Trans. Commun. Vol.47, Aug.1999,pp.1140-1150.
- [85] Moon,J.K, Chio,S. Performance of channel estimation methods for OFDM systems in multipath fading channels. IEEE Transaction on consumer electronics. Feb 2000,pp161-170.
- [86] Van Duc Nguyen and Christian Hansen, Channel estimation with the aid of robust pilot symbols for a coherent OFDM system, 5th International OFDM-Workshop 2000, Hamburg, pp:321-324.
- [87] Van Duc Nguyen, Christian Hansen and Hans-Peter Kuchenbecher, "Performance of channel estimation using pilot symbols for coherent OFDM system", WPMC'00 November12-15 2000, Bangkok, Thailand, pp:842-847.
- [88] Frieder Sanzi and Joachim Speidel,An Adaptive Two-Dimensional Channel Estimation for Wireless OFDM with Application to Mobile DVB-T, IEEE Trans. On Broadcasting, vol.46. No.2 June 2000, pp:128-133.
- [89] Y.Zhao,A.Huang,A novel channel estimation method for OFDM mobile communication systems based on pilot signals and transform-domain processing, IEEE, 0-7803-3659-3/97.
- [90] Moon, S.I.Chi,etc,Perfroamance of channel estimation methods for OFDM Systems in amultipath fading channels, 0098-3063/00.
- [91] C.E.Kastenholz and W.P.Birkemeier, A simultaneous information transfer ans channel sounding modulation technique for wide-band channels,IEEE Trans. on Communication Technology,June 1965, pp:162-165.
- [92] B.Farhang-Boroujeny, Pilot-based channel identification: proposal for semi-blind identification of communication channels, IEE Electronics Letters,vol. 31,no. 13,June 1995, pp:1044-104.
- [93] G.T.Zhou, M.Viberg, and T.Mckelvey, Superimposed periodic pilots for blind channel estimation,Proc. 35th Asilomar Conference on Signals,Systems,and Computers, Pacific Grove,CA,Nov. 2001, pp: 653-657.
- [94] N.Chen and G.T.Zhou,A superimposed periodic pilot scheme for semi-blind channel estimation of OFDM systems,Proc. 10th IEEE DSP Workshop, Pine Mountain,GA,Oct.2002, pp:362-365.
- [95] J.K.Tugnait and W. Luo, On channel estimation using superimposed training and first-order statistics, Proc. IEEE Int. Conf. Acoust, Speech, Signal Processing, Hong Kong,China,Apr. 2003, pp:624-627.
- [96] G.T.Zhong and N.Chen, Superimposed training for doubly selective channels, Proc. IEEE

- Statistical Signal Processing Workshop, St.Louis, MO, Sept.2003, pp:73-76.
- [97] X. Meng and J.K. Tugnait, Semi-blind channel estimation and detection using superimposed training, ICASSP, 2004, pp:417-420.
- [98] Ning Chen, G.Tong Zhou, Superimposed training for OFDM:a peak-to-average power ratio analysis, IEEE Trans. on Signal Processing, submitted, 2004.
- [99] Vittoria Mignone and Alberto Morello, CD3-OFDM: A novel Demodulation Scheme for Fixed and Mobile Receivers, IEEE Transactions on Communications, Vol.44, No.9 1996, pp:1144-1151
- [100] Ahmad Chini Yiyian Wu and et.al., Filtered Decision Feedback Channel Estimation for OFDM Based DTV Terrestrial Broadcasting System, IEEE Trans. On Broadcasting, vol.44, No.1 March 1998, pp:2-10.
- [101] Jan-Jaap van de Beek, Ove Edfors and Magnus Sandell, On channel estimation in OFDM systems, in Proc. IEEE VTC, 1995, pp:815-819.
- [102] O.Edfors, M.Sandell, J.-J. van de Beek, S.Wilson and P. Borjesson, OFDM channel estimation by singular value decomposition, IEEE Trans. Comm. Vol.46, July 1998, pp:931-939.
- [103] Dieter Schafhuber, Gerald Matz and Franz Hlawatsch, Predictive equalization of time-varying Channels for Coded OFDM/BFDM systems, <http://www.nt.tuwien.ac.at/dspgroup/time.html>.
- [104] Zhengdao Wang and Georgios B.Giannakis, Linearly precoded or coded OFDM against wireless channel Fades?, 3rd IEEE Signal Processing Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications, Taoyuan, Taiwan March 20-23, 2001, pp:267-270.
- [105] S.ohno and G.B.Giannakis, Optimal training and redundant procoding for block transmissions with application to wireless OFDM, Proc.of ICASSP, Salt Lake City, May 7-11, 2001.
- [106] Yi Sun, Bandwidth-Efficient Wireless OFDM, IEEE J. on Selected Areas in Communications, Vol.19, No.11, Noveber 2001, pp:2267-2277.
- [107] B. Muquet, and M. de Courville, Blind and semi-blind channel identification methods using second order statistics for OFDM systems, Proc.ICASSP'99, vol.5 1999, pp:2745-2748.
- [108] B.Muquet, M. de Courville, P.duhame and V.Buzenac,A sub-space based blind and semi-blind channel identification method for OFDM systems, Second IEEE Workshop on SPAWC, 1999, pp:170-173.
- [109] Chengyang Li and Sumit Roy, Subspace Based Blind Channel Estimation for OFDM by Exploiting Virtual Carrier, <http://students.washington.edu/cyli/research/globecom01.pdf>
- [110] R.W.Heath, Jr. and G.B.Giannakis, Exploiting input cyclostationarity for blind channel identification in OFDM system, IEEE Trans. Sig Processing, Vol.47, No.3 Mar.1999, pp:848-856.
- [111] Chin Keong Ho, B. Farhang-Boroujeny and Francois Chin, A Comparison of Blind Channel Estimation Schemes for OFDM in Fading Channels, www.cwc.nus.edu.sg/~cwcpub/zfiles/siccs_20-241100.pdf
- [112] Shengli Zhou and Georgios B. Giannakis, Finite-Alphabet Based Channel Estimation for OFDM and Related Multicarrier Systems, IEEE Trans. On Communications, Vol.49, No.8, August,2001, pp:1402-1414.
- [113] X.Li and L.J.Cimini Jr, Effects of clipping and filtering on the performance of OFDM, IEEE Communications Letters, May 1998, pp:131-133.
- [114] Hideki Ochiai and Hideki Imai Performance analysis of deliberately clipped OFDM signals, IEEE Trans.on communications VOL.50,NO.1,January 2002.
- [115] D.Wulich and L.goldfeld, Reduction of peak Factor in Orthogonal Multicarrier Modulation by amplitude limiting and coding IEEE Trans. On COM, VOL.50, No.1, January 2002
- [116] M.Pauli,H.P.Duchenbecker,Minimization of the intermodulation distortion of a nonlinealy amplified OFDM signal, Wireless communications, No. 4, 1996, pp:93-101.
- [117] R.J.van Nee and A.de Wild, Reducing peak-to-average power ratio of OFDM, IEEE Vehic. Technol. Conf. VTC'99full, 1999, pp:2072-2076.
- [118] Thomas May and H.R. Reducing the peak-to-average power ratio in OFDM radio transmission systems Proc.IEEE VTC'98,18-21.5 ,1998.

- [119] NikookarH, PrasadR. Weighted multicarrier modulation for peak-to-average power reduction IEEEICT'99,1999,pp:118-121.
- [120] A.Gatherer and M.Polley Controlling clipping probability in DMT transmission in Proceedings of the 31st Asilomar Conference on Signals ,Systems and Computers 1997, pp:578-584.
- [121] WangX,TjhungTT. Reduction of peak-to-average power ratio of OFDM system using a companding technique. IEEE Trans.On broadcasting,1999,
- [122] X.Huang,J.Lu ,J. Zheng and J.Chuang,Reduction of peak-to-average power ratio of OFDM signals with companding transform,Electronics letters,April. 2001,pp:506-507.
- [123] M.Anders,M.Geoffrey and D.Tim. Comments on ‘Reduction of Peak-to-Average Power Ratio of OFDM systems using a companding technique’,IEEE Trans. on Broadcasting,1999(45),Dec.1999,pp: 418-419.
- [124] W.Xianbin, T.T.Tjhung and C.S.Ng, Resution of Peak-to-Average Power Ratio of OFDM systems using a companding technique. IEEE Trans. on Broadcasting,1999(45),Sep. 1999,pp:303-307.
- [125] Xianbin Wang, T.T.Tjhung, and Yiyan Wu,On the SER and spectral analysis of a-law companded multicarrier modulation,IEEE Trans. on vehicular technology,2003(52),Sept. 2003, 1408-1412.
- [126] ChoYS,KangHW,YounDH. On compensating nonlinear distortions of an OFDM system using an efficient adaptive predistorted. IEEE Trans .Comm., 1999,47(4)
- [127] Friese M., Multicarrier modulation with low peak-to-average power ratio, Electronics letters,1996,32(8).
- [128] Gimlin D.R.,Patisaul C.R., On minimizing the paek-to-average power ratio for the sum of N sinusoids, IEEE Trans. Comm.,1993,41(4).
- [129] Newman D.J., An L1 extremal problem for polynomials, Proc. Amer. Math. Soc., 1965,16,pp:1287-1290.
- [130] Bauml, R.W.; Fischer, R.F.H.; Huber, J.B. Reducing the peak-to-average power ratio of multicarrier modulation by selected mapping. Electronics Letters , Volume: 32 Issue: 22 , 24 Oct. 1996,pp: 2056 -2057
- [131] Mestdagh D J G,Spruyt P M P., A method to reduce the probability of clipping in DMT-based Transceivers.IEEE Trans.Commun.,1996,44(10),pp:1234-1238.
- [132] Wilkinson T A,Jones A E, Minimisation of the Peak to Mean Envelope Power Ratio of Multicarrier transmission schemes by block coding, IEEE Vehicular Technology conference,1995,pp:825-829.
- [133] Muller, S.H.; Huber, J.B., OFDM with reduced peak-to-average power ratio by optimum combination of partial transmit sequences,Electronics Letters , Volume: 33 Issue: 5 , 27 ,Feb. 1997 , pp: 368 -369
- [134] Balhut,R.E.,Fast algorithms for digital signal processing.Reading,MA:Addison-Wesley,1985.
- [135] Muller, S.H.; Huber, J.B. A comparison of peak power reduction schemes for OFDM, Global Telecommunications Conference, 1997. GLOBECOM '97, IEEE Volume: 1 ,1997,pp:1-5 .
- [136] Pavel A.Pushkarev,KW.Ryu, A study on the PAR Reduction by Hybrid Algorithm Based on the PTS and SLM Techniques, IEEE 2003.
- [137] A.E.Jones,T.A.Wilkinson, and S.K.Barton, Block coding scheme for reduction of peak to mean envelope power ratio of multicarrier transmission schemes , Electron. Lett., vol. 300 , 1994, pp: 2098-2099 .
- [138] J.A.Davis and J.Jedwab Peak-to-mean power control in OFDM Golay Complementary Sequences and Reed-Muller codes,IEEE Trans. On Information Theory, vol 45, No.7, Noverber 1999 ,pp:2397-2417
- [139] Ahn Hyo-Joo,Shin Yoan,Im Sungbin A block coding scheme for peak-to-average power ratio reduction in an orthogonal frequency division multiplexing, IEEE VTC. 2000[C],pp: 56-60
- [140] Jones A E and wilkinson T, A Combined coding for error control and increased robustness to system nonlinearities in OFDM, VTC.96, Atlanta.GA, April /May 1996, pp:904-908
- [141] R.D.J.van Nee,OFDM codes for peak-to-average power reduction and error correction,

- IEEE Globecom 1996,pp: 740-747.
- [142] Vahid Tarokh and H.Jafarkhani, On the Computation and reduction of the peak-to-average power ratio in multicarrier communication, IEEE Trans. On Communications, vol 48, No.1, 1st 2000.
- [143] Paterson K.G., Generalized Reed_Muller Codes and Power Control in OFDM Modulation,IEEE Trans. Information Theory ,2000,46(1),pp:104-120.
- [144] Davls J A , Jedwah J.,Peak-to-mean Power Control in OFDM,,Golay Complementary sequences, and Reed-Muller Codes, IEEE Trans. Information Theory 1999,pp:2397-2417.
- [145] Theodore S.Rappaport, Wireless Communications Principles & Practice, Prentice Hall PTR,1996.
- [146] Longley,A.G,Rice, P.L.,Prediction of Tropospheric Radio Transmission Loss Over Irregular Tarrain:A Computer Method,ESSA Technical Report,ERL 79-ITS 67.1968.
- [147] B.H.Fleury,U.P.Bernhard,R.Heddergott, Advanced radio channel model for magic WAND,Proc. Of the ACTS Mobile Telecommunications Summit 1996,Granada,Spain,pp:600-605.
- [148] P.Pechac,M.Klepal, Effective indoor propagation predictions,Vehicular Technology Conference, VTC 2001 Fall, IEEE VTS 54th,2001,vol. 3,pp:1247-1250.
- [149] R.H.Clarke, A statistical theory of mobile-radio reception,Bell Syst. Tech.,J. vol. 47, Ujly-Aug.1968, pp:957-1000.
- [150] H.Suzuki,A statistical model for urban radio propagation,IEEE Trans. Commun., vol. COM-25,No. 7, July 1977, pp:673-680.
- [151] Mathias Patzold, Mobile fading channel, New York,Wiley,2002.
- [152] Matthias Patzold, A deterministic digital simulation model for Suzuki processed with application to a shadowed Rayleigh land mobile radio channel,IEEE Trans. Commun., vol.45,No.2,May 1996.
- [153] Matthias Patzold, A new and optimal method for derivation of deterministic simulation models for mobile radio channels,in Proc. IEEE 46th Veh. Technol. Conf. VTC'96,Atlanta,Georgia,USA,April/May 1996,pp:1423-1427.
- [154] W.C.Jakes, Microwave Mobile Communictions, New York:Wiley,1974.
- [155] J.I.Smith, A computer generated multipath fading simulation for mobile radio,IEEE Trans. Veh. Technol.,vol. VT-24,No.3,1975, pp:39-40.
- [156] ETSI/TC GSM,Recommendation GSM 05.05,Oct. 1992.
- [157] H.Sari,G.Karam, and I.jeanclaude, Transmission techniques for digital terrestrial TV broadcasting,IEEE Commun. Mag., vol. 33,No.2, Feb. 1995,pp: 100-109.
- [158] 佟学俭, 罗涛著, OFDM 移动通信技术原理与应用, 邮电出版社, 2003 年 6 月。
- [159] H.Meyr,M.Moeneclaey, and S.A.Fechtel, Digital Communication Receivers:Synchronization,Channel Estimation, and Signal Processing,John Wiley& Sons,INC.,New York,1998.
- [160] M.Speth,S.A.Fechtel,G.Fock, and H.Meyr,Optimum receiver design for wireless broad-band systems using OFDM-part I,IEEE Trans. Commun.,vol. 47,no.11,Nov. 1999, pp:1668-1677.
- [161] H.Meyr,G.Ascheid, Synchronziation in Digital Communications,NY:Wiley,1990.
- [162] M.Speth,D.Daecke, and H.Meyr, Minimum overhead burst synchronization for OFDM based broadband transmission, in Proc. Globecom'98,1998,pp: 3227-3232.
- [163] Heidi Steendam, The effect of synchronization errors on multicarriers systems, Universiteit Gent Faculteit Toegepaste Wetenschappen Vakgroep Telecommunicatie en Informatieverwerking,2001.
- [164] G. Santella, Frequency and symbol synchronization system of OFDM signals: Architecture and simulation results, IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 49, no. 1, January 2000, pp: 254-275.
- [165] T.Pollet,M.Van Bladel, and M.Moeneclaey, BER sensitivity of OFDM systems to carrier frequency offset and wiener phase noise,IEEE Trans. Commun. ,vol. 43,no.2-4, Feb-Apr. 1995, pp: 191-193.
- [166] T.Pollet and M.Moeneclaey, Synchronization of OFDM signals, in Proc. Globecom,vol. 3, Singnapore,Nov. 1995, pp.2054-2058.
- [167] B.Vucetic and J.Du,The effects of phase noise on trellis-coded modulation over

- Gaussian OFDM system, in Proc. IEEE Vehic. Technol. Conf., vol. 3, Atlanta,GA,Apr. 1996, pp: 1569-1573.
- [168] T.Pollet,P.Spruyt, and M.Moeneclaey, The BER performance of OFDM systems using non-synchronized sampling,in Proc. Globecom, vol. 1, San Francisco,CA,Nov. 1994, pp: 253-257.
- [169] M.Speth and H.Meyr,Complexity constrained channel estimation for OFDM based transmission over fast fading channels, in Proc. EPMCC'99,Mar. 1999,pp: 220-224.
- [170] M.Kuhn,The single frequency network of Deutsche Bundespost--Telekom ,Proc. Of HDTV'93,Ottawa,October 1993, pp:26-28.
- [171] A.B.S.Bahai,B.R.Saltzberg, Multicarrier digital communications:theory and application of OFDM, Kluwer Academic/Plenum,1999.

致 谢

感谢导师朱维乐教授对我的悉心指导。导师在我的专业课程学习、研究课题选题、研究工作、论文写作以及论文的修改等方面都倾注了大量的精力和心血。他严谨的科学态度、宽广的知识视野、清晰的研究思路、敏锐的学术洞察力、诲人不倦的崇高师德不仅是我论文得以完成的基本保障，同时也为我今后科研工作作出了榜样。在此，向朱老师表示最诚挚的谢意和最崇高的敬意，同时，我还要感谢师母王雪梅老师对我的关心和照顾。

感谢中国电子集团公司 10 所姚居济研究员和 30 所邱杰研究员；美国 Georgia 大学 GT. Zhou 博士、Ning Chen 博士；西南交通大学张家树教授；重庆邮电学院李祥明教授、王汝言副教授；西南石油学院姚恒申教授；四川大学王东平副教授、邓洪敏副教授；韩国三星集团总部张骏凌博士、杜江博士；中兴集团公司纪中伟博士、宋春玲硕士；电子科技大学邵怀宗博士、严春林博士、易岷博士以及博士生李忻、公岷、黄绣江、陈永倩、刘光辉、蒋涛、黄启宏、张光玉、敬龙江、成先涛、罗朗硕士、硕士生赵雪峰给我的关心和帮助。与他们在学术上的讨论让我受益非浅。

感谢电子工程学院 1603 教研室的全体老师和同学对我的帮助。

感谢在博士期间曾经关心和帮助过我的电子工程学院领导和老师、电子工程学院研究生科和研究生院的领导和老师。

感谢所有参考文献的作者们，他们的辛勤工作和成果给了本文工作以极大的帮助和启发。

深深感谢我的家人在我从硕士到博士期间与我一起经历了贫穷的考验，同时感谢他们对我的鼓励、鞭策与关怀，没有他们的支持就不可能有论文工作的顺利完成。

最后，衷心地感谢为评阅本论文而付出辛勤劳动的各位专家和学者。

个人简历

1973 年出生于四川省内江市中区四合乡；

1992 年 7 月毕业于西南石油学院，获工学学士学位；

1992 年 7 月至 1999 年 10 月在四川石油管理局某单位任副经理、工程师；曾主持地震阵列信号采集、处理和解释等部级和局级重点施工与研究项目共 10 项。其中一项获四川石油管理局科技进步一等奖；曾获“十佳优秀青年管理者”和“十佳青年科技明星”等称号。

1999 年 9 月至 2002 年 1 月就读于西南石油学院国家重点实验室，获工学硕士学位；

2002 年 3 月以电子工程学院第一名的成绩考入，至今作为统招博士生就读于电子科技大学信息与信号处理专业。2003 年 12 月获校优秀研究生联想二等奖学金；2004 年被聘为美国通信类重要刊物《Digital Signal Processing》和中国电子类核心刊物《电子学报》无线移动通信领域审稿人；2004 年 9 月代表电子科技大学参加第二届全国博士生论坛并担任信息与通信工程分论坛主席。2004 年 10 月获电子科技大学优秀博士研究生一等奖学金。2004 年 12 月获校优秀研究生华为二等奖学金。