

摘 要

作为一项正在兴起的无线应用服务,无线局域网已在机场、校园、会议室、甚至在家庭都有所应用,它正叩开高速无线数据业务市场的大门。目前,无线局域网仍处于众多标准共存时期。每一标准的背后都有大公司或者大集团的支持。在众多无线局域网协议中IEEE802.11a协议是很有特色的一个,它的优势在于采用了正交频分复用(OFDM)方式来传输数据,该技术可帮助提高速度和改进信号质量,并可克服干扰,因此得到众多关注。

为了让这种高速的局域网真正应用到实际中,我们的项目就是要在硬件上实现基于IEEE802.11a协议的OFDM系统的发射机和接收机,而本文的主要工作就是用FPGA实现这个系统的内接收机。内接收机主要包括同步估计和信道估计。但是目前OFDM系统中包括同步、信道编码、信道估计、用户检测、降低峰均比等一些关键技术在具体实现上还存在着一些困难。许多文献对这些关键技术基本停留在理论上的讨论,与具体的实现还存在很大的差距。因此本文通过研究同步和信道估计的多种算法的性能和其实实现的复杂度,提出一种适合在IEEE802.11a协议环境下的同步算法和信道估计,用FPGA加以实现。

首先本文总结了目前OFDM系统信道估计的算法。在此基础上详细的讨论了基于IEEE802.11a协议的OFDM系统可以采用的信道估计方法:(1)提出了借助训练序列的LS估计法和LS-average估计法,分别在AWGN信道和多径信道对这两种方法进行了比较,证明无论在何种信道环境下后者性能都要好于前者。为了能够进一步提高信道估计器的性能,在LS-average算法的基础上提出了消噪算法(NRA)。(2)提出了借助导频的DFT插值算法。

其次本文总结了目前OFDM系统同步的算法。OFDM系统同步包括定时同步和载波同步,其中定时同步又分为符号同步和抽样同步。本文主要是研究定时同步,而载波同步只是简单的讨论,因为在这项目中这是另有负责人。本文针对基于IEEE802.11a协议的OFDM系统把定时同步分为粗定时同步和细定时同步。然后分别对粗定时同步和细定时同步进行了详细的讨论。其中对粗定时同步的方法有:利用短训练序列和利用循环前缀,并对这两种方法进行了比较。对细定时同步是利用导频来跟踪。

最后根据前面两章提出的算法所分析的结果,以及突发OFDM系统的信号和信道特征,选取了其中一种信道估计算法和定时同步算法,结合合作伙伴所提出的载波同步算法一起用FPGA实现整个基于IEEE802.11a协议的OFDM系统的内接收机,并分别测试了各个模块的性能以及综合模块的性能。

【关键词】无线局域网,正交频分复用,载波同步,定时同步,信道估计,内接收机

ABSTRACT

As a rising wireless application service, wireless LAN is implementing in many areas such as school, air station, conference room, even home, accelerating high speed wireless data service market growing. In current, there are a lot of wireless LAN standards which are supported by some big companies. IEEE802.11a is undoubtedly a very special standard among these wireless LAN standards. It's a large advantage that it transmits data through OFDM which can help increase transmission rate, improve signal quality and has much robustness of multi-path fading. So many people pay more attention to it.

In order to apply this high speed wireless LAN into real life, we give the primary implementation of the transmitter and the receiver of OFDM system based on IEEE802.11a in our project, and the important work of this thesis is to implement the inner receiver. The inner receiver include two parts: synchronization and channel estimation. However, there are some difficulties on some key techniques implementation for OFDM system, including synchronization, channel coding, channel estimation, user detection, reducing PAR. Many studies still talk about these techniques in theory. So this thesis studies many algorithm for channel estimation and synchronization, and presents a FPGA-realizable algorithm for channel estimation and synchronization in OFDM system based on IEEE802.11a.

Firstly, this thesis summarizes present algorithms for channel estimation, and studies detailedly the algorithms for channel estimation which may be fit for the OFDM system based on IEEE802.11a: (1) this thesis presents the LS algorithm and the LS-average algorithm by 10 short training symbols, and makes a comparison about their performance on AWGN channel and multi-channel, proves the latter is better than the former. In order to improve the performance, this thesis presents ulteriorly the NRA (noise -removed algorithm) based on the LS-average algorithm. (2) this thesis presents DFT Interpolation algorithm aided by pilots.

Secondly this thesis summarizes present algorithms for synchronization. Synchronization of OFDM include timing synchronization and carrier synchronization, and timing synchronization also include symbol synchronization and clock synchronization. the most important task in this thesis is to study timing synchronization and simply discussion about carrier synchronization. Timing synchronization is divided to coarse timing synchronization and fine timing synchronization. coarse timing synchronization is aided by the short training symbol and CP, and fine timing synchronization is aided by pilots.

Lastly, this thesis sort out one timing synchronization and channel estimation algorithm which can be FPGA-realizable. Complying with carrier synchronization presented by the associate, the inner receiver of OFDM is implemented.

[Key Words] Wireless LAN, OFDM, Carrier Synchronization, Timing Synchronization, Channel-Estimation, the inner receiver

第一章 绪论

作为一项正在兴起的无线应用服务,无线局域网已在机场、校园、会议室、甚至在家庭都有所应用,它正叩开高速无线数据业务市场的大门。无线局域网市场已引起国内咨询机构的关注,最近的研究成果认为,未来一两年,国内各大运营商将掀起无线局域网业务的应用热潮。

目前,无线局域网仍处于众多标准共存时期。每一标准的背后都有大公司或者大集团的支持。现在,没有人能够解决无线互联标准不统一的问题,主要是因为行业发展太快而标准跟不上,造成标准“百花齐放”。另外值得一提的是,目前在中国大陆市场中推得比较成功的无线局域网产品,如Cisco和3Com的产品,均是支持IEEE802.11b协议。在世界大学生运动会上和在APEC会议期间,IEEE802.11b都有成功的运用,这对于IEEE802.11系列协议成为中国的主流无线局域网标准将有着重要的影响。

IEEE802.11a是IEEE802.11协议族中另一个高速的标准版本,它的优势在于采用了正交频分复用(OFDM)方式来传输数据,该技术可帮助提高数据传输速率和改进信号质量,并可克服干扰。正交频分复用(OFDM)技术是一种很有前途的克服多径干扰的传输手段。它利用许多并行的、低数据速率的子载波来实现一个高数据速率的通信。由于每个子载波的速率比较低,则其码元的周期相对较长,再加上每个码元又采用了循环前缀作为保护间隔,所以符号间干扰便可得到明显减少,甚至完全消除。但是OFDM系统中的一些关键技术在具体实现上还有一些困难,其中主要包括定时同步、信道编码、信道估计、用户检测、降低峰均比等。在这些关键技术中定时同步技术对于OFDM系统来说又显得尤为重要,它的好坏直接影响该系统的性能。原因是OFDM系统将高速率的数据分配到许多并行的、低数据速率的子载波上传输,这些子载波是相互正交的,可以很好的抵抗由于多径传输带来的干扰,但定时同步的误差将破坏子载波的正交性,导致整个系统性能的急剧恶化。本文在本实验室多载波调制理论和应用研究的基础上,着重研究在正交频分复用系统中定时同步的各种算法与实现,提出了适合在IEEE802.11a协议环境下的定时同步算法,加以实现并研究其性能。

本章首先简单介绍了无线局域网的发展以及各种无线局域网标准的技术特点。接着介绍了IEEE802.11a采用的正交频分复用系统的演进和应用以及原理,然后讨论了IEEE802.11a采用的正交频分复用系统的优缺点,最后介绍了本论文所研究的主要问题以及针对研究问题所给出的解决方案。

1.1 无线局域网技术的发展

无线局域网是20世纪90年代计算机网络与无线通信技术相结合的产物,它提供了使用无线多址信道的一种有效方法来支持计算机之间的通信,并为通信的移动化、个人化和多媒体应用提供了潜在的手段。世界上第一个试验性无线局域网是1987年建立的,随后在医疗、零售、机场等地方,都出现了无线局域网,在很多环境下,例如校园或者企业内,无线网络一般会作为已存在的有线网络的最终连接方式的一个补充,帮助一些计算机客户端通过无线手段访问大楼以外或者远在校园内某处的丰富资源。进入90年代以来,随着个人数据通信的发展,功能强大

的便携式数据终端以及多媒体终端的广泛应用, 为了实现任何人在任何时间、任何地点均能实现数据通信的目标, 要求传统的计算机网络由有线向无线, 由固定向移动, 由单一业务向多媒体业务发展, 更进一步推动无线局域网的发展。

随着无线局域网应用的发展, 各厂商的无线局域网能互联互通的要求也越来越迫切, 于是1990年11月成立了IEEE802.11委员会, 着手制定无线局域网标准, 并于1997年6月制定出全球第一个无线局域网标准IEEE802.11。无线局域网技术被提出之后, 已经有不同的厂商和规范化组织提出了多种标准规范。目前得到广泛应用的技术标准有IEEE802.11家族、HomeRF、HyperLAN2和蓝牙技术等, 它们各有特点, 其应用领域也不尽相同^[1]。

IEEE802.11是第一代无线局域网标准之一。该标准定义物理层和媒体访问控制(MAC)规范, 允许无线局域网及无线设备制造商建立互操作网络设备。目前它已有两个高速的标准版本:802.11b和802.11a, 其主要差别在媒体访问控制(MAC)子层和物理层。802.11b是目前无线局域网技术的主流标准, 在2.4GHz频率下提供11Mbit/s的数据传输速率, 适用于100—150米无阻碍的无线网络。其后续标准802.11a在5GHz频率提供56Mbit/s速率, 可支持语音、数据和图像业务, 它在提高速度和改进信号质量, 并克服干扰方面有很大的优势。

高性能局域网(HiperLAN2)是欧洲电信标准化协会(ETSI)制定的目前最为完善的无线局域网协议。它的特点是:高速传输、面向连接、支持QoS、自动频率配置、支持小区切换、安全保密、网络与应用无关。HiperLAN2标准是对目前无线接入系统的补充, 与其他蜂窝系统比较, 它的户外移动性虽然受到限制, 但适用面广, 可在典型的应用环境如办公室、家庭、机场、火车站等热点地区, 向终端用户提供高速数据传输。

HomeRF技术是为了满足家庭用户独特网络应用而开发设计的, 适用于小公司或家庭组建小无线局域网, 有人称之为无线个人局域网(WPAN)。HomeRF有效工作区域在150英尺的范围内, 工作频率为2.4GHz, 支持高质量的语音和数据业务。由于技术定位的局限, HomeRF不能成为目前无线局域网的主流, 而只能处于补充的地位。

蓝牙技术其实严格的来说该技术并不算一种WLAN技术, 它面向的是移动设备间的小范围连接, 因而本质上说它是一种代替线缆的技术。它可以用来在较短距离内取代目前多种线缆连接方案, 并且克服了红外技术的缺陷可穿透墙壁等障碍, 通过统一的短距离无线链路, 在各种数字设备之间实现灵活、安全、低成本、低功耗的语音和数据通信。但对蓝牙产品的全面测试(包括硬件和软件测试)问题还没有解决, 加上很关键的蓝牙芯片价格贵等问题, 蓝牙产品要实用化, 还有待测试等问题得到解决。

在众多无线局域网的标准中IEEE802.11a无疑是一个研究热点, 尽管802.11a和802.11b产品非常相似, 但是802.11a采用了正交频分复用(OFDM)方式来传输数据, 代替了802.11b的直接序列扩频(DSSS)。可以在整个覆盖范围内提供了更高的速度和更好的信号质量, 根据选用的信道编码速率和调制方式的不同组合, 信息数据传输速率可达6—54Mbit/s, 比任何其他WLAN解决方案都更快。

另外802.11a工作在5GHz频带, 该频带的使用者较少, 因此, 干扰和信号争用情况也较少。802.11a是最可靠、最有效的方法, 可以满足高带宽应用支持大量用户的需要。随着应用的发展, 802.11b会不能满足其需要, 最终802.11a将得到广泛采用。

1.2 正交频分复用(OFDM)系统的演进与应用

正交频分复用(OFDM)可以看成是一种特殊的频分复用(Frequency Division Multiplexing, FDM)。对于FDM技术的使用可以追溯到一个世纪前。那时,许多低速率信号,例如电报,即是使用不同载波频率,在同一个宽带信道中进行并行传输的。但是,为了在接收端能使用较容易实现的滤波器来分离这些信号,传统多载波系统中各载波频率要分隔的足够远,并且要采用保护频带来使各载波信号频谱互不重叠,所以它的系统频谱效率很低。此外,传统多载波传输方式复杂性也很高,因为各载波都需要自己的模拟前端。尽管传统多载波系统有这些缺点,但在当时,人们就已经认识到这种并行传输方式可有效地减少由于信道时延扩展引起的符号间干扰问题。这时因为各载波速率低,则信号码元周期就长,并可远大于信道的最大附加延时,这样ISI带来的影响就可减小。在均衡器没有被使用前,这种并行传输技术就被用来在时间色散信道中实现高速率通信。

最早实现高频谱效率的多载波通信系统的是五十年代的Kineplex系统。该系统设计目标是在有严重多径衰落效应的高频无线信道中实现无线传输。它有20个子载波,各载波上使用差分QPSK调制方式。与现代的OFDM系统一样,其相邻两个子载波之间的间隔近似等于各子载波上的符号率,这样就可保证各子载波的频谱即使是重叠的,但它们是正交的,在接收端可互不干扰地对各子载波进行解调。由于频谱允许,其频谱效率可大幅提高,但该系统仍使用传统的多载波系统的实现方式。为了减小多载波系统的复杂度,Weinstein和Ebert提出使用离散傅立叶变换(DFT)来完成多载波基带的调制和解调^[2]。这样就可以用一个模拟前端来代替传统方法中各子载波分别需要的多个模拟前端,并且DFT可以用快速傅立叶变换(FFT)来实现,大大减小了系统的复杂度。另外这个系统在各符号间采用一段空白时隙作为保护间隔来消除ISI。但是用这种方法,在信号经过色散信道后,各载波将不再正交。针对上述问题,又提出采用循环前缀(CP)而不是空白时隙作为保护间隔,来保证各载波信号在经过色散信道后仍保持正交。这样,现在我们使用的OFDM系统概念便形成了。另外值得一提的是Cimini将这种OFDM概念用到蜂窝移动无线通信中来,为当代无线OFDM通信系统的发展奠定了基础。

自从80年代以来,OFDM已经在数字音频广播(DAB)、数字视频广播(DVB)、基于IEEE802.11标准的无线本地局域网(WLAN)以及有线电话网上基于现有铜双绞线的非对称高比特率数字用户线技术(例如ADSL)中得到了应用^[3]。其中大都利用了OFDM可以有效地消除信号多径传播所造成符号间干扰(ISI)的这一特征。DAB是在AM和FM等模拟广播基础上发展起来的,其中可以提供与CD相媲美的音质,以及其它的新型数据业务。1995年,由欧洲电信标准协会(ETSI)制定了DAB标准,这是第一个使用OFDM的标准。接着在1997年,基于OFDM的DVB标准中也开始投入使用。在ADSL应用中,OFDM被典型地当做离散多音调制(DMT modulation),成功地用于有线环境中,可以在1 MHz带宽内提供高达8Mbps的数据传输速率。1998年7月,经过多次的修改之后,IEEE802.11标准组决定选择OFDM做为WLAN(工作于5GHz波段)的物理层接入方案,目标是提供6Mbps到54Mbps数据速率,这是OFDM第一次被用于分组业务通信当中。而且此后,ETSI, BRAN以及MMAC也纷纷采用OFDM做为其物理层的标准。此外,OFDM还易于结合空时编码、分集、干扰(包括ISI和ICI)抑制以及智能天线等技术,最大程度地提高物理层信息传输的可靠性。如果再结合自适应调制、自适应编码以及动态子载波分配、动态比特分配算法等技术,可以使其性能进一步得到优化。

1.3 OFDM 原理

OFDM 的思想是把一个高速的数据流分解成许多低速率的子数据流，以并行的方式在多个子信道上传输。这样在每一个子载波上的符号持续时间都比信号通过信道最大延迟长，从而可以比较容易的消除 ISI 的影响^[4-7]。

设一个 OFDM 信号由频率间隔为 Δf 的 N 个子载波构成，这样系统的总带宽 B 被分为 N 个等间距的子载波，所有子载波在一个间隔长度为 $T_s = 1/\Delta f$ 的时间内相互正交。

我们可以看到，利用 OFDM 技术传输的时候，每一个子载波上的符号持续时间为 $T_s = 1/\Delta f$ ，而利用单载波传输要达到相同的传输速率，则一个符号的持续时间应该为 $T = 1/B = 1/(N \cdot \Delta f)$ ，这样利用 OFDM 传输技术与利用单载波传输相比，前者的符号持续时间是后者的 N 倍，在每个子载波上传输的信号都是窄带信号。这样，当信道的最大延迟对单载波传输符号产生较大的影响而需要使用时域均衡器的时候，利用 OFDM 技术传输，只要子载波个数的选取使得子带带宽小于信道的相关带宽，则在子带内可以认为是平坦衰落，从而可以以子带为单位进行频域均衡处理。

第 k 个子载波信号可以用函数 $\hat{g}_k(t)$ ， $k=1, \dots, N-1$ 来描述：

$$\hat{g}_k(t) = \begin{cases} e^{j2\pi\Delta f t}, & t \in [0, T_s] \\ 0, & t \notin [0, T_s] \end{cases} \quad (1-1)$$

再在子载波信号 $\hat{g}_k(t)$ 上加上一个长度为 T_G 的循环前缀（保护间隔）得到如下信号：

$$g_k(t) = \begin{cases} e^{j2\pi\Delta f t}, & t \in [-T_G, T_s] \\ 0, & t \notin [-T_G, T_s] \end{cases} \quad (1-2)$$

保护间隔的作用是避免多径信道上产生的 ISI，如果设计的保护间隔比无线信道最大延迟还大，那么就不会产生 ISI 也不影响子载波的正交性。仅仅在保护间隔内才出现与先前已传信息的干扰，在进行估算的间隔内，多径信道仅仅改变子载波信号的幅度和相位。

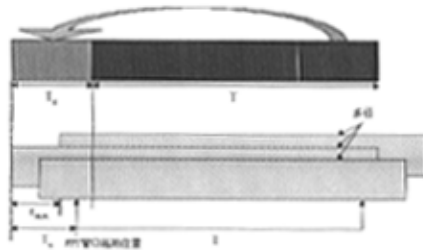


图 1.1 利用保护间隔消除多径影响的示意图

如图 1.1 所示，当信道的最大延迟长度 $\tau_{\max}$ 小于保护间隔的长度时，就可以选取一个适当的 FFT 窗口的起始位置，使得由于多径产生的 ISI 不会影响数据的解调。

每个子载波可以由复调制符号 $S_{n,k}$ 独立调制，在这里下标 n 表示 OFDM 符号的序号，而 k

表示子载波在该 OFDM 组的序号。因而在符号持续的时间 T 内，第 n 个 OFDM 组可以表示为：

$$s_n(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} S_{n,k} g_k(t - nT) \quad (1-3)$$

则由所有 OFDM 组构成的时间连续信号是：

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} S_{n,k} g_k(t - nT) \quad (1-4)$$

这里，每一个子载波都使用矩形脉冲进行成形，每个子载波的频谱是 sinc 函数。

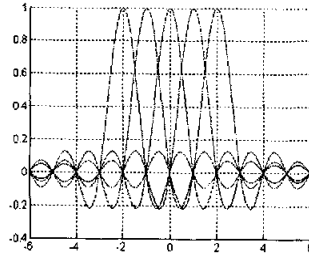


图 1.2 叠加的正交载波

图 1.2 是叠加的正交子载波示意图，在每个子载波的采样点上，其它子载波的值都是 0。

在实际应用中，需要产生离散的 OFDM 信号，而 OFDM 系统的带宽是 $B = N \cdot \Delta f$ ，所以信号的抽样时间间隔必须小于等于 $\Delta t = 1/B = 1/N \cdot \Delta f$ ，这里采用 Δt 为抽样间隔。经过抽样后的信号可以写成：

$$s_{n,i} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} S_{n,k} e^{j2\pi i k / N}, i = 0, 1, \dots, N-1 \quad (1-5)$$

这个等式实际上就是一个离散傅立叶逆变换，一般利用 IFFT 实现。

接收机则可以等效为一个离散傅立叶变换，可以利用 FFT 实现：

$$R_{n,k} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{i=0}^{N-1} r_{n,i} e^{-j2\pi i k / N}, k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (1-6)$$

在符号持续时间 T 比信道的相干时间小得多的情况下，每一个调制符号 $S_{n,k}$ 的持续时间内，无线信道的传输函数 $H(f, t)$ 可以认为是恒定的。无线信道对于 OFDM 信号的作用，仅仅是将每一个信号 $g_k(t)$ 乘上一个复传输因子 $H_{n,k} = H(k\Delta f, nT)$ ，接收到的调制符号在 FFT 变换之后为：

$$R_{n,k} = H_{n,k} S_{n,k} + N_{n,k} \quad (1-7)$$

这里 $N_{n,k}$ 是对应于信道上的加性噪声。从这个等式可以看出 OFDM 传输技术的优越性：即使在最大延迟大到在单载波系统里足以导致非常严重的 ISI 的情况下，我们仍可以保证每个被传输的调制符号仅被一个复传输因子和加性噪声所影响，而不存在 ISI。

1.4 OFDM 系统的优缺点

1.4.1 OFDM 技术的优点

由于 OFDM 信号的上述产生机制和特点, OFDM 技术有着许多单载波和传统多载波系统所没有的优点^[8-11]。在解决无线远距离移动通信的上述问题上有其独特的优势。

- 抗干扰能力强。

OFDM 技术可以有效的抵抗频率选择性衰减和窄带干扰, 当多径时延增大到与码元周期可比时, 就会引起码间干扰 ISI (intersymbol interference), 在第二章中将详细阐述无线通信有关特性。对于单载波系统, 一个衰减或干扰就可能对整个通信链路失效, 而在多载波系统中, 只有一小分子载波会被影响, 这时可以通过纠错编码来解决。OFDM 技术把每条子信道上的数据率降低, 通过多个子信道并行传输, 大大扩展了码元周期, 同时通过在时域上增加周期性前缀, 可以很好的克服多径干扰的问题。

OFDM (正交频分复用) 传输技术提供了让数据以较高的速率在较大延迟的信道上传输的另一种途径。OFDM 的思想是把一个高速率的数据流分解成许多低速率的子数据流, 以并行的方式在多个子信道上传输。这样, 在每个子信道上, 符号持续时间比信道的最大延迟小, 从而可以消除 ISI。

同单载波系统相比, OFDM 传输技术最重要的优越性体现在频率选择性信道上。由于 OFDM 子载波的正交性在无线信道传输之后还被保留, 信道干扰的影响就被减小为在每个子载波上乘一个复传输因子。因而它的信号均衡很容易。这种情况下接收机的信号处理过程将会非常简单。而在相同的带宽下, 传统的单载波传输进行均衡难度就要大一些了。并且, 由于 OFDM 的均衡是在频域进行, 与普通单载波调制方式相比, 虽然 OFDM 系统中的均衡和要受到相同的限制 (如残余误差和噪声增强), 在理论上具有相同的性能, 然而, OFDM 系统中均衡器的复杂性本质上要小于单载波系统 (OFDM 是单抽头, 而单载波则需要多抽头), 而均衡器的运算复杂度与抽头数量的平方成正比。随着信号数据传输率的提升, 信号带宽的进一步提高, 多径造成的影响会越来越明显, 使用单载波方式, 均衡器的计算负荷将极大的影响系统的传输能力。

此外, 同经典的 FDM 系统相比, OFDM 系统的频谱利用率要高的多。在 OFDM 系统中, 各窄带子信号独立产生, 然后被分配到不同的频带上传输, 在接收端用滤波器加以分离。个频带不能交叠。否则会互相产生干扰。而 OFDM 系统各个子信号的频谱是互相交叠的, 只要保证各个子载频的正交性, 就可以在接收端完全恢复出原来的信号。

- 频带利用率高。

传统的多载波系统为了避免产生载波间干扰 ICI (intercarrier interference), 各个子载波在频带上是不重叠的, 接收机可以用传统的滤波器加以分离和提取, 但是这样频带利用率很低。在 OFDM 系统中, 各个子载波的频谱是重叠的, 每个子载波都采用矩形脉冲成型。其频谱是 sinc 函数, 在频域上可以很好的保证不同的子载波信号的正交性, 而没有信道间干扰 (ICI) 的发生。同时提高了系统的频带利用率。如图 1.2 所示。

可以证明, 只要相邻子载波的频率相差 $1/T$, 就可以满足正交条件。而当各个子载波在整个码元周期上是正交的时后, 只要接收机用各子载波对接收信号在码元周期 T 上做相关积分,

就可以无失真的恢复出各个子载波上的数据。OFDM 信号的合成频谱非常近似于矩形, 其频带利用率可以接近 100%。

- OFDM 系统结构简单, 成本低。

在单载波系统中, 通常都通过设计自适应均衡器来消除多径的影响, 在高速数字通信中, 均衡器的抽头系统常常要求很大, 这就增加了均衡器的复杂度和成本。而 OFDM 系统具有优良的抗多径干扰性能和直观的信道估计方法, 无须设计复杂的均衡器, 大大简化了系统, 而且发送和接收可以通过 IFFT (快速反傅立叶变换) 和 FFT 来实现, 实现起来比较简单。

1.4.2 OFDM 技术的缺点

虽然 OFDM 有上述几大优点。但是, 也并非尽善尽美, 同样其信号调制机制也使得 OFDM 信号在传输过程中存在着一些劣势:

- 对相位噪声和载波频偏十分敏感。

这是 OFDM 技术一个非常致命的缺点, OFDM 在采用 IFFT 来实现调制时, 每个子载波都是采用矩形脉冲成型的, 这带来两个不利因素: a) 当频率间隔增加时, 子载波系统频谱副瓣衰减缓慢, 会产生带外干扰; b) 如果频率同步误差不能被忽略, 则每个子载波都会在其子载波上引起干扰。即整个 OFDM 系统对各个子载波之间的正交性要求格外严格, 任何一点小的载波频偏都会破坏子载波之间的正交性, 引起 ICI, 同样, 相位噪声也会导致码元星座点的旋转、扩散, 从而形成 ICI。而单载波系统就没有这个问题, 相位噪声和载波频偏仅仅是降低了接收到的信噪比 SNR, 而不会引起互相之间的干扰。

- 峰平比(PAP: Peak-to-Average Power)过大。

OFDM 信号由多个子载波信号组成, 这些子载波信号由不同的调制符号独立调制。由于传送的数据是一个随机过程, OFDM 信号的幅值也是一个随机过程。根据中心极限定理, 如果子载波的数量很多, OFDM 信号的幅值将服从复高斯分布。由此说来, OFDM 信号的峰值功率和平均功率之比很大, 即同传统的恒包络的调制方法相比, OFDM 调制存在一个很高的峰值因子。因为 OFDM 信号是很多个小信号的总和, 这些小信号的相位是由要传输的数据序列决定的。对某些数据, 这些小信号可能同相, 而在幅度上叠加在一起, 从而产生很大的瞬时峰值幅度。而峰平比过大, 将会增加 AD 和 DA 的复杂性, 而且会降低射频功率放大器的效率。同时, 在发射端, 放大器的最大输出功率就限制了信号的峰值, 这会在 OFDM 频段内和相邻频段之间产生干扰。

- 所需线性范围宽

由于 OFDM 系统峰值平均功率比(PAPR)大, 对非线性放大更为敏感, 故 OFDM 调制系统比单载波系统对放大器的线性范围要求更高。

1.5 本文工作

本文工作主要是实现基于 IEEE802.11a 协议的 OFDM 系统的内接收机。而内接收机主要包括同步参数的估计和信道参数的估计。而 OFDM 系统对相位噪声和载波频偏非常敏感, 所以

在同步参数的估计上尤为重要。

目前有很多文章对 OFDM 系统的信道估计和同步算法做了理论上的研究, 提出了各种算法:

在 OFDM 系统中, 估计信道传输函数的方法是基于频域导频和插值技术的信道估计方法, 其主要原理是在发射端将导频符号插入数据符号中, 在接收端从数据符号中取出导频符号并获得导频符号位置处子信道传输函数的估计, 两个导频符号位置之间的子信道传输函数通过二维插值^[12-13]的方法获得。由于多径和 Doppler 效应, 移动无线信道的传输函数是时间和频率选择性的, 当信道为广义平稳非相关散射 (WSSUS) 信道时, 信道的传输函数的自相关函数在时间和频率方向上是可分的, 从而可将二维插值分解为两个级联的一维插值分别进行。

而 OFDM 同步算法主要分为: 符号同步, 采样时钟同步和载波同步。其中符号同步 (Symbol Synchronization) 和采样时钟同步 (Sampling Clock Synchronization) 在数字通信中一般都称为定时同步。符号同步是要找到 FFT 窗的正确位置。可以通过接收的训练序列的帮助得到^[14-17], 也可以利用 OFDM 符号前的保护间隔 (GI 或 CP) 的相关性得到^[18-21], 这样就不需要训练序列, 但是在多径信道中, 保护间隔的循环特性会被 ISI 破坏, 从而, 无法保证正确的符号同步。如果符号定时误差在保护间隔所能提供的 ISI 的容限以外, 那么就会引起 ISI, 破坏正交性以及降低系统性能。另外, 在相干 OFDM 系统中, 通过内插进行的信道估计的性能也会因为符号定时误差而大大降低, 所以, 更加精确的符号同步的算法是非常必要的。

相对于符号同步, 采样时钟同步就是要使接收端的采样时钟频率和发射端的对齐。这是因为在实际的硬件实现过程中, 发射机和接收机的采样时钟总是存在偏差。每个信号采样和正确的采样时间有一个小的偏差, 而且随着采样的增加, 线性增加, 导致码元定时的漂移; 同时还会导致 ICI, 进一步恶化同步问题。举个例子: 如果采样时钟频率是 5 MHz, 偏差是 10ppm, 那么码元定时就会有每秒 50 个样值的漂移。只有在帧长足够短的情况下, 引起 ICI 导致的性能下降通常才可以忽略掉。所以采样时钟同步也是非常重要。如果采样偏差必须被补偿, 通常用时域的内插滤波器或者频域的相位旋转器来进行补偿。

另外在 OFDM 系统中, 载波频率的偏差一般来源于两个方面:

- 1) 发射机和接收机之间本地晶振的不匹配
- 2) 无线移动信道中多普勒效应

载波同步算法就是来补偿上面两点引起的频偏。OFDM 系统对信道的多径时延不敏感, 其抗多径效应较好, 但是由于 OFDM 信号是由很多正交的子载波构成的, 所以每个子信道带宽比起整个 OFDM 的信号带宽要小得多, 对信道频偏非常的敏感, 通常较小的频偏都会影响子载波之间的正交性, 从而导致整个系统性能的降低。像文献[22]中提出的, 很小的载波频偏就会引起信噪比的很大损失。例如: 当载波频率为 5GHz 时, 100ppm 的频偏相当于 50kHz。如果符号间隔为 $T = 3.2\mu s$, $\Delta f_c T = 1.6$ 。所以为了确保载波间的正交性, 在 FFT 之前就要尽量精确的估计载波的未知相位系数并进行补偿。对此主要是结合训练序列、循环前缀和导频对此进行估计^{[19][23-25]}。

但是上面这些算法大多数主要是偏向于针对于特定的帧结构或理论上的研究, 因此或不能应用于 IEEE802.11a 系统的, 或很难在 FPGA 中实现, 因此要想实现基于 IEEE802.11a 协议的

OFDM 系统内接收机，必须得根据此协议本身的帧结构来改进算法，适合用 FPGA 来实现。因此本论文在第二章对适合 IEEE802.11a 协议的信道估计算法进行了研究，提出了易于用 FPGA 实现的算法。在第三章对同步算法进行了研究，通过几种算法的比较最后得出了比较适合的方法。在第四章用 FPGA 实现了前面的提出的算法。

第二章 OFDM 系统的信道估计

本章主要讨论 OFDM 内接收机的信道估计问题, 本章先讨论了无线信道通信的信道特性, 然后给出了 OFDM 信道的估计模型, 最后讨论了适合 IEEE802.11a 局域网的信道估计方法。

2.1 无线信道特性

无线信道环境下的信息传输面临许多挑战。本节将简单地介绍一下无线信道的传输特性。关于无线通信信道的详细讨论, 可参考文献^{[26][27]}。与有线信息传输相比, 无线信道中的信号传输所经历的环境要复杂得多, 其传输过程受到发送机和接收机间的复杂地形、移动物体和空气温度湿度以及它们的变化特性的影响, 呈现出许多不稳定的传输损伤。信号在无线发射机和接收机间的信道环境下的传播过程可能经历的传播机制包括直射 (LOS: Line-Of-Sight)、反射 (Reflection), 衍射 (Diffraction) 和散射 (Scattering), 而且由于信道本身的随机性, 各机制在传输中的地位也是随机的, 这就是无线信道远比有线信道的传输环境恶劣的主要原因。有线传输环境通常是静态 (平稳的, 可预测的), 无线信道则出于前述的各种因素影响, 呈现出很强的随机时变性。无线信道的这种随机性和时变性大致可以划分为三类:

- 1) 自由空间传播损耗与弥散, 主要是距离和频率的函数;
- 2) 阴影衰落, 这主要是由于传播环境这的地形起伏、建筑等障碍物对电波的遮蔽作用引起的。
- 3) 多径衰落, 它是出于无线移动环境中的特有多径现象造成的。

实测表明: 这三种效应表现在不同的距离范围。从无线系统工程的角度, 前两种效应属于大尺度效应 (Large-Scale Effects), 主要影响无线通信的距离或者无线区的覆盖范围, 通过合理的天线布局等设计可以消除其不利影响; 而后一种效应属于小尺度效应 (Small-Scale Effects), 在数十个波长范围或极短时间内呈现快速剧烈的随机性起伏, 从而严重影响信号传输质量, 并且不能通过前述的简单手段消除, 所以本节主要来讲小尺度衰落。另外, 仅从无线信道特性的时变性还可以把无线信道划分为快衰落 (Fast Fading) 信道和慢衰落 (Slow Fading) 信道。

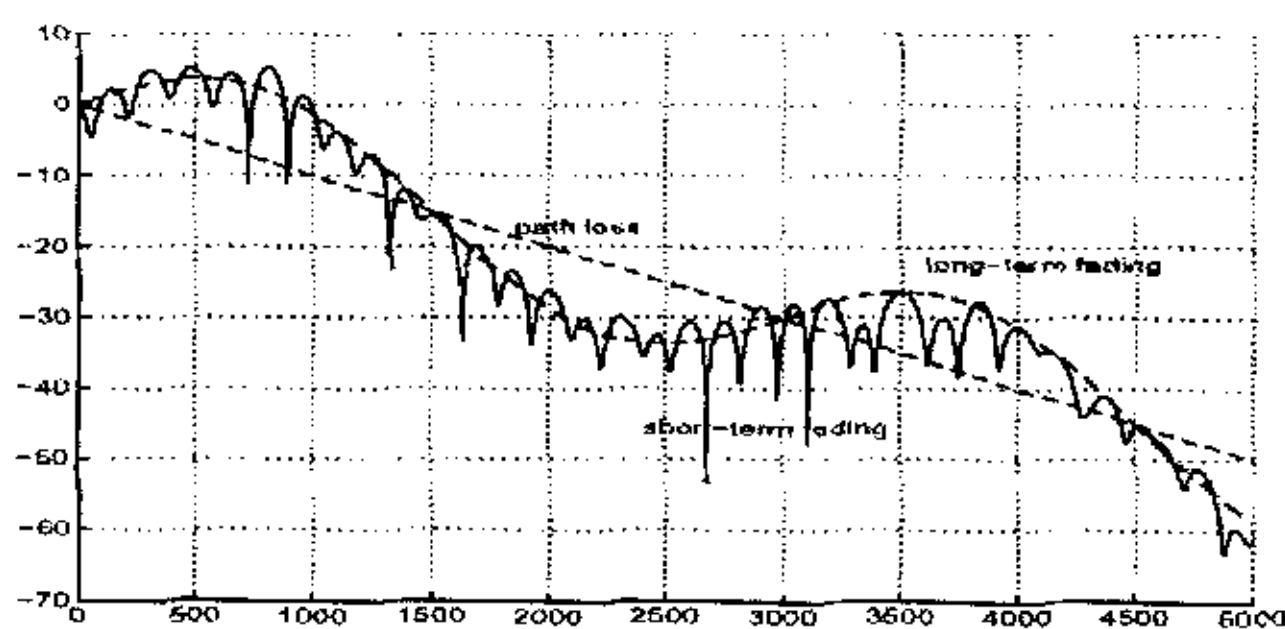


图 2.1 大尺度衰落和小尺度衰落示意图

2.1.1 小尺度衰弱

在实际的无线移动环境下，电波将经历不同的路程到达接收天线，这就是所谓多径效应。在多径信道中，当接收机和发射机的相对位置发生了即使 $1/2$ 载波波长的位移时，或在短时间内接收信号的幅度也会发生剧烈变化，我们称之为小尺度效应。

(1) 小尺度效应的表现和影响因素

小尺度效应具体表现为：

- (1) 在小距离或短时间范围内接收信号强度的剧烈变化；
- (2) 由于不同信号路径上的不同多普勒效应引起的随机频率调制；
- (3) 由多径时延扩展造成信号的时间弥散效应，

影响小尺度效应的主要因素有：

· 多径传播：无线移动信道中，由于反射、散射等的影响，实际到达接收机的信号为发射信号经过多个传播路径之后各分量的叠加。不同路径分量的幅度、相位、到达时间和入射角各不相同，使接收到的复合信号在幅度和相位上都产生了严重的失真。多径传播会引起信号在时间上的展宽，从而带来符号间的干扰(ISI)。

移动台的运动速度：在无线移动系统中，需要使用很高的载波频率进行信号传送。如果移动台相对于基站运动，由于各入射信号的入射角不相同，各路径分量受到不同的Doppler频率调制，使接收到的复合信号产生非线性失真。若所使用的载波频率一定，移动台的移动速度越高，Doppler频移对接收信号的影响就越严重。

传播环境中物体的运动：如果无线信道环境中存在运动的物体，会使到达接收天线的某些多径分量随时间变化。如果移动物体处于发射或接收天线附近且具有较高的速度，这时，移动环境中运动物体引起的Doppler频移对信号的影响就必须加以考虑。

· 信号的物理带宽：宽带信号和窄带信号在多径信道中的表现出不同的衰落特性。如果传送信号的物理带宽比“信道带宽”(相干带宽)更宽，接收信号将产生失真。但如果信号带宽比Doppler带宽大很多，信号对Doppler频移引起的失真将不敏感。如果传送信号的物理带宽比信道带宽窄，则接收信号波形在时间上不会引起明显的失真。但如果信号带宽窄到可以与Doppler带宽相比拟时，信号对Doppler频移引起的失真将较为敏感

(2) 多径时变信道的冲激响应模型

基于多径信道模型，并考虑到信道响应的时变性，无线移动信道的冲激响应可以表示为

$$h(t, \tau) = \sum_{p=1}^{P(t)} \alpha_p(t) \delta(\tau - \tau_p(t)) \quad (2-1)$$

其中 $\alpha_p(t) = |\alpha_p(t)| e^{j\phi_p(t)}$ 、 $\tau_p(t)$ 、 $\phi_p(t)$ 均是时变的随机参量，分别为第 p 条径的复衰减因子、时延和相移， $P(t)$ 为时刻 t 时的总路径数。设发射信号为 $x(t)$ ，于是接收到的信号 $y(t)$ 可表示为

$$\begin{aligned}
 y(t) &= h(t, \tau) * x(t) + n(t) \\
 &= \int_{-\infty}^{\infty} x(t - \tau) h(t, \tau) d\tau + n(t) \\
 &= \sum_{p=1}^{P(t)} \alpha_p(t) x(t - \tau_p(t)) + n(t)
 \end{aligned} \tag{2-2}$$

上式充分反映了无线移动信道的多径效应和时变效应。进一步，多径信道冲激响应的频域表示为

$$H(t, \omega) = F[h(t, \tau)] = \int_{-\infty}^{\infty} h(t, \tau) e^{-j\omega\tau} d\tau \tag{2-3}$$

(3) 多径时变信道的统计特性

从式(2.7)和式(2.9)中可以看出，可以通过脉冲激励法测量多径信道的各条径的复衰减系数及相应的路径时延，从而确定无线多径信道的冲激响应；也可以通过频率扫描法测量出无线多径信道的频率响应，从而得到无线多径信道的冲激响应。然而，对于系统设计来说，由于无线移动信道的复杂性和时变性，更重要的是了解其统计特性。通过大量实验，人们可以得到各种无线移动环境的统计特性，从而把无线移动环境划分为几种典型的信道，其划分依据主要从两个角度出发：

- 1) 多径时延扩展特性(信号包络的随机衰落)。
- 2) 时变特性(信号相位的随机衰弱)。

其中多径时延扩展特性引起了多径效应，而时变特性引起了多普勒效应。多径效应和多普勒效应是造成无线移动信道环境恶劣的两个相对独立的传播机制。根据它们对无线移动信道的影响，或者说根据相干时间和相关带宽与发送的符号周期和信号带宽的关系，我们把信道划分为：1)平坦衰落信道；2)频率选择性衰落；3)慢衰落信道；4)快衰落信道。

2.2 论文中所用到的信道模型

前面已经讨论了无线移动环境的大尺度效应和小尺度效应，特别地我们分析了小尺度效应中的多径传播特性和随机时变特性。本论文后面的讨论将只考虑小尺度效应，且只考虑基带模型，或者首先在 AWGN 环境下分析，然后把结果用到多径环境下；这也是大多数文献常用的两种方法。下面我们将首先给出论文用到的信道模型。

2.2.1 AWGN 信道(Model I)

AWGN信道是所有信道模型中最简单的一种，信号 $x(t)$ 经信道 $h(t)$ 之后输出为

$y(t) = x(t) * h(t) + \bar{n}(t)$ ，其中 $\bar{n}(t)$ 为平稳白噪高斯过程。信道的系统框图如图2-2所示，其中信噪比SNR(dB)是信道的唯一参数

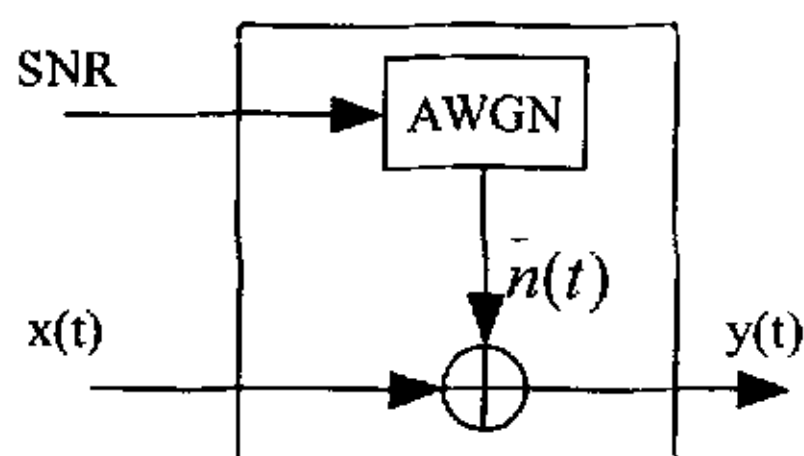


图 2.2 AWGN 信道系统框图

2.2.2 瑞利多径信道(Model II)

瑞利多径信道的参数包括:多径数 P 、各条径的时延 $\{\tau_p\}$ 和增益系数 $\{\alpha_p\}$ 以及白噪声功率 (以信噪比 SNR (dB) 表示)。从前面的讨论可知, 信号 $x(t)$ 经信道 $h(t)$ 之后输出为

$$h(t, \tau) = \sum_{p=1}^{P(t)} \alpha_p(t) x(t - \tau_p(t)) + \tilde{n}(t), \text{ 所以瑞利多径信道可以用横截滤波器级联一个 AWGN 信道构成, 其中横截滤波器的延迟系数和抽头系数分别为 } \{\tau_p\}, \{\alpha_p\} \text{ 如图 2.3 所示, 同图 2.2, 其中 SNR 是信噪比 (dB)。瑞利信道的产生请参考文献}^{[28]}$$

成, 其中横截滤波器的延迟系数和抽头系数分别为 $\{\tau_p\}, \{\alpha_p\}$ 如图 2.3 所示, 同图 2.2, 其中 SNR 是信噪比 (dB)。瑞利信道的产生请参考文献^[28]

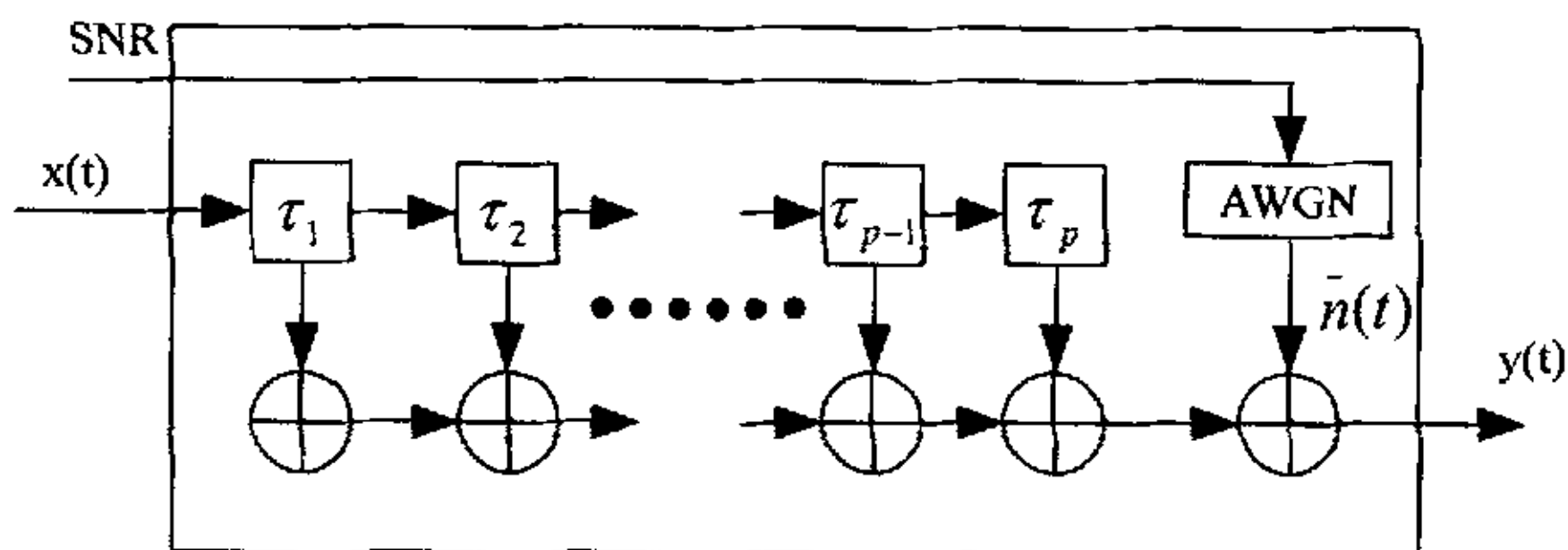


图 2.3 多径瑞利信道

2.3 OFDM 信道估计

2.3.1 数字系统的信道估计模型

信道估计就是要使信道的不确定性降至最小, 使之对收发两方而言是“透明的”。它包含两个方面:

1. 获取或测量信道参数, 这是通常意义上的信道估计问题。
2. 信道矫正或称信道去耦合, 这是信道估计的最终目的。

在很多系统中, 比如许多基于横截滤波的时域均衡器中, 两者可能是同时进行的, 甚至无需进行信道估计, 比如差分调相系统。

图 2.4 给出了一般通信系统的信道估计模型。

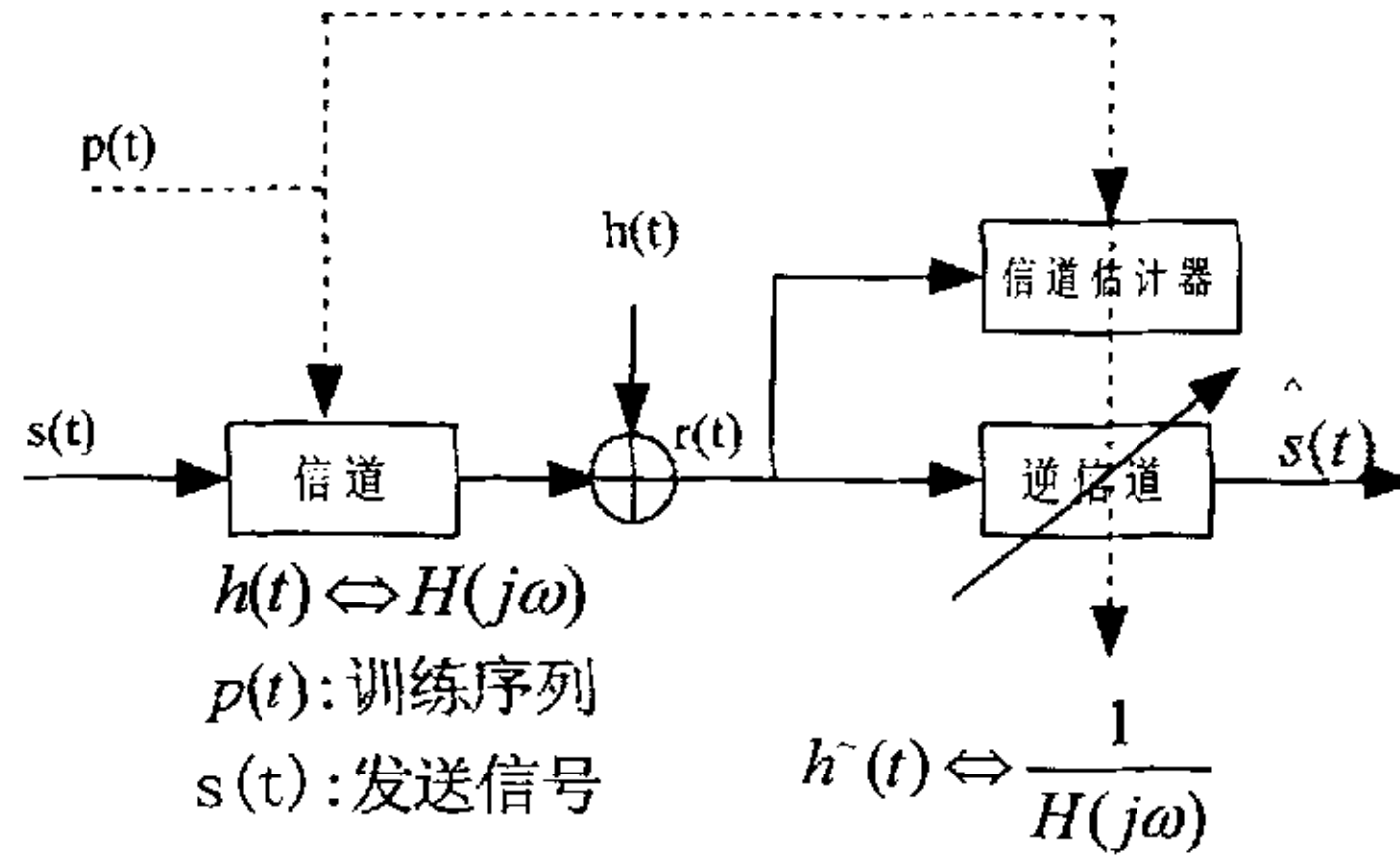


图 2.4 一般的信道估计模型

信道估计器接收到的信号可以表示为

$$r(t) = s(t) * h(t) + n(t) \quad (2-4)$$

信道估计器从 $r(t)$ 中估计信道的冲激响应 $h(t)$ ，然后根据估计出的 $\hat{h}(t)$ 构造一个系统 $\hat{h}(t)$ （我们称之为逆信道）级联起来，从而使得整个系统的最后输出正好是馈入给信道的信号的“准确”估计：

$$\begin{aligned}
 \hat{s}(t) &= [s(t) \otimes h(t) + n(t)] \otimes \hat{h}(t) \\
 &= s(t) \otimes h(t) \otimes \hat{h}(t) + n(t) \otimes \hat{h}(t) \\
 &= s(t) + \tilde{n}(t)
 \end{aligned} \quad (2-5)$$

$$\text{其中 } h(t) \otimes \hat{h}(t) = \delta(t)$$

从频域看，信道估计器从接收信号 $r(t)$ 中估计出信道的频域响应 $H(j\omega)$ ，从而构造一个逆系统 $H^-(j\omega)$ ，最后得到

$$\begin{aligned}
 \hat{s}(t) &= F^{-1} \{ [F\{s(t)\} \cdot H(j\omega) + N(j\omega)] \cdot H^-(j\omega) \} \\
 &= F^{-1} \{ F\{s(t)\} \cdot H(j\omega) H^-(j\omega) + N(j\omega) \cdot H^-(j\omega) \} \\
 &= s(t) + F^{-1} \{ N(j\omega) \cdot H^-(j\omega) \}
 \end{aligned} \quad (2-6)$$

$$\text{其中 } H^-(j\omega) = \frac{1}{H(j\omega)}$$

所有信道估计方法不外属于以下3种之一：

- 1) 盲信道估计 (Blind Channel Estimation, BCE)。
- 2) 半盲信道估计 (Semi-Blind Channel Estimation, SBCE)。
- 3) 非盲信道估计 《Non-Blind Channel Estimation, NBCE》，它需要借助训练数据进行信道参数估计，故又称数据辅助式信道估计 (Data Aided Channel Estimation, DA-CE)。鉴于此前两种又称为非数据辅助式信道估计 (Non-Data Aided Channel Estimation, NDA-CE)。

通常可以把信道估计算法归结为 3 种主要类型：基于导频信号的方法、利用训练序列的方

法和盲估计算法。

其中盲估计法可以使发射机不需要发送特殊的训练符号，从而提高了系统的频谱利用率，但是它必须接收足够多的数据情况下才能得到比较准确的信道估计值，所以它会引入大的延迟，同时要求信道统计特性不变或慢变(远小于信道估计的收敛时间)，否则不仅不能准确估计信道，反而严重劣化系统性能。通常半盲信道估计方法也不传送特殊训练序列，或利用少量的训练数据完成信道估计，故其信道估计的收敛时间也很长。这两种方法都要求信道特性的统计平稳或准平稳及慢时变，且算法比较复杂，所以这里不做探讨。

一般对OFDM系统的系统的信道估计都是基于训练数据的，所以在本文中主要是探讨基于训练数据的信道估计。

2.3.2、OFDM 系统的信道估计模型

由于OFDM对各个子载波间的正交性要求，使得OFDM系统的收发双方必须严格同步(包括载波同步、采样时钟同步)，同时必须有足够精确的信道估计。由于无线信道的时变性，大多数OFDM系统都采用了基于导频训练数据的信道估计方法。

训练数据一般以这两种方式插入，一种是整个符号的子载波上全是训练数据，这里我们把它称为训练序列，如图2.5a。另一种是在一个符号中隔几个子载波插入一个训练数据，这里我们称它为导频，如图2.5b，当然它的实际位置不一定是下图所示位置。一般在OFDM数据帧比较短的情况下，可以认为这这一帧传输的过程中信道是不变的，这时候可以直接用训练序列进行信道估计。如果在帧比较长的情况下，就不能光光用训练序列就行了，得用导频先做信道估计，再用插值法估计出不是导频位置上的信道参数。图2.6表示的是用导频来做信道估计的模型，如果用训练序列的话去掉插值这个模块就行了。

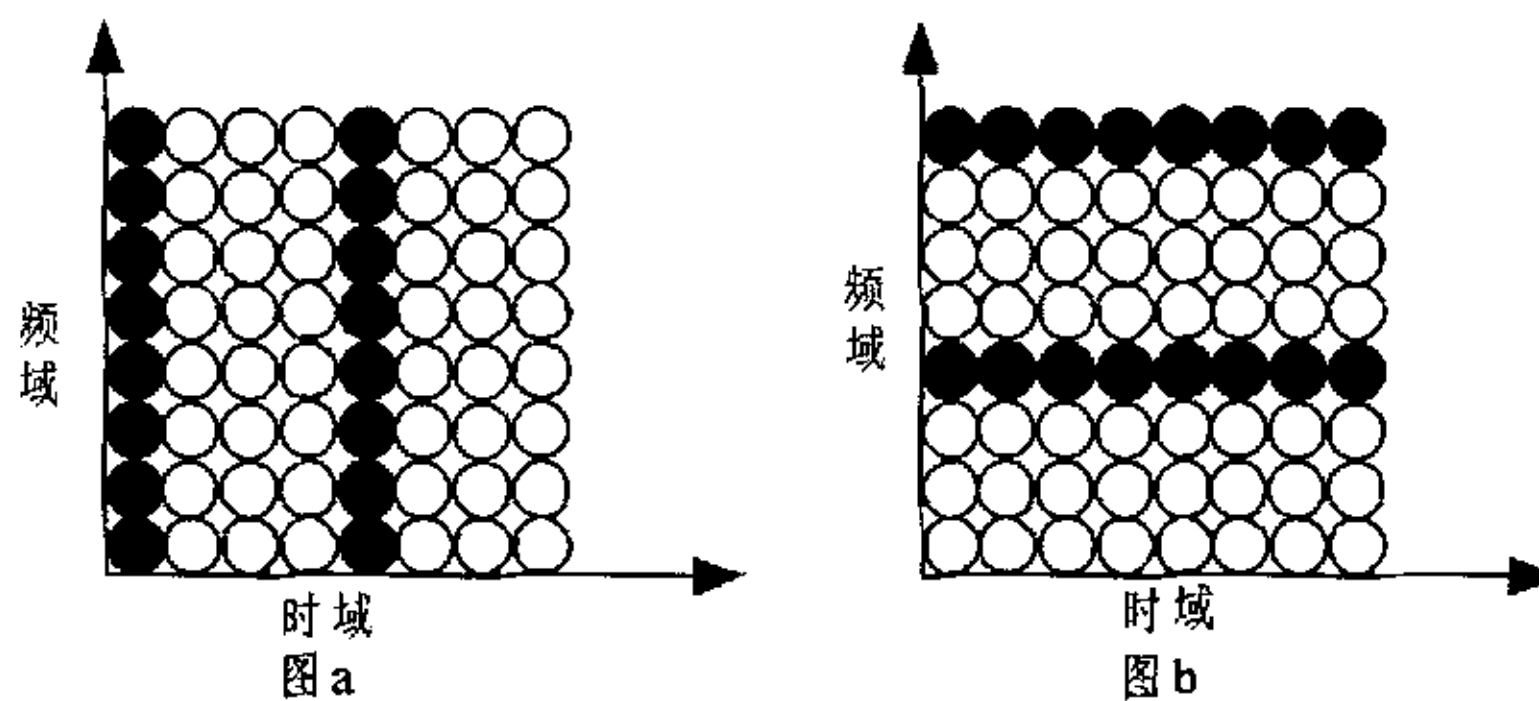


图2.5 训练数据不同的插入方式

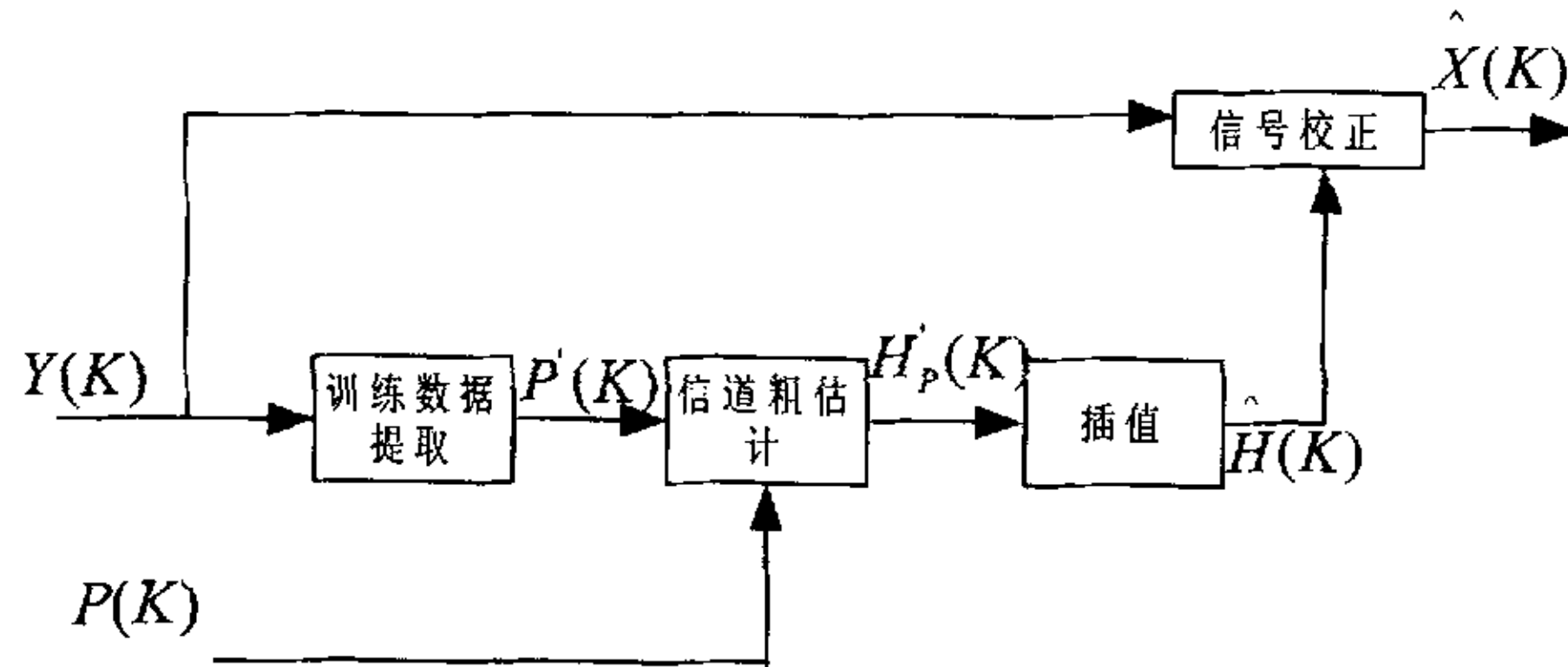


图 2.6 OFDM 信道估计模型

2.3.3 基于 IEEE802.11a 协议的 OFDM 系统的信道估计算法

要确定基于 IEEE802.11a 协议的 OFDM 系统的信道估计算法首先我们必须了解它的帧结构，只有这样我们才能确定什么样的算法适合它。下面我们来看一下基于 IEEE802.11a 协议的 OFDM 系统的帧结构模式^[29]：

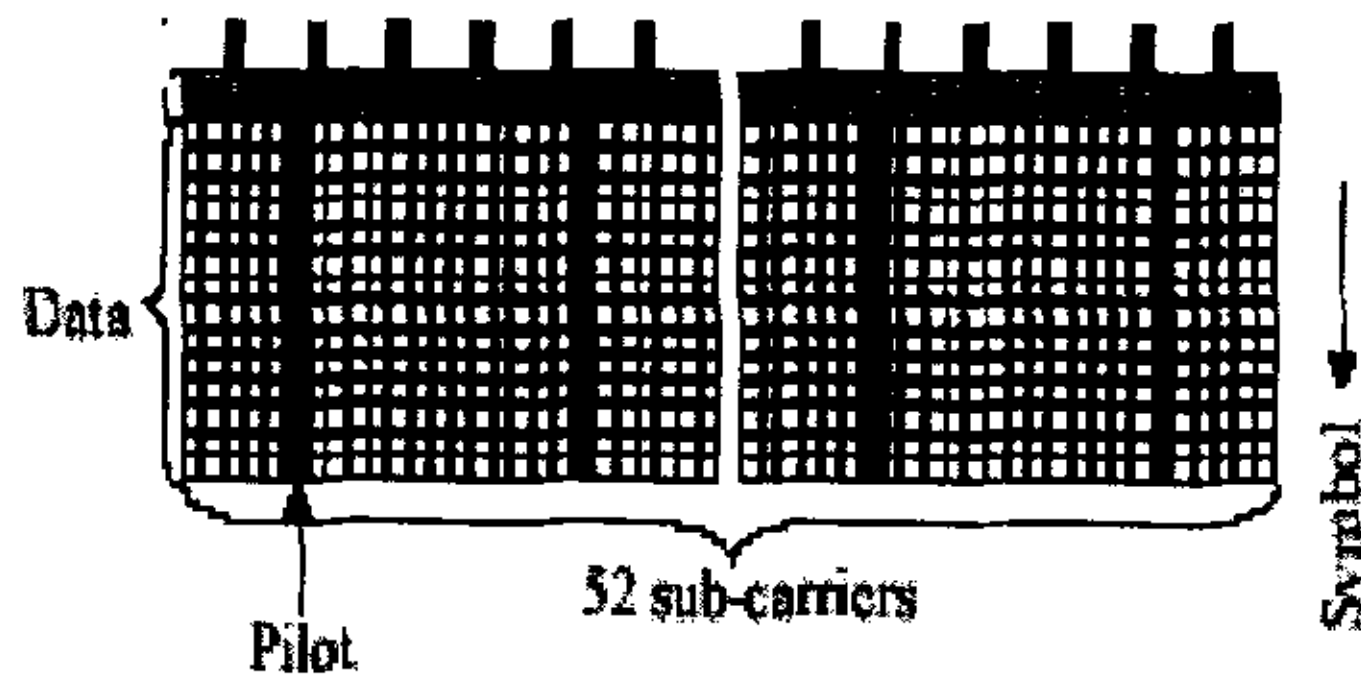


图 2.7 基于 IEEE802.11a 协议的 OFDM 系统帧结构

在图 2.7 中,纵向是表示时域,横向是表示频域,从纵向来看首先是短训练序列,它包含 10 个短训练序列,主要是用来定时,频偏粗估计和 auto-scale 的。接着就是 2 个背靠背的长训练序列,它主要是用来信道估计和频偏细估计。再接下来就是 signal 符号和 data 符号了。从横向看,从 signal 符号开始之后,每个符号中都包括四个导频,它们的位置分别在 -21、-7、7、21,导频有很多作用,可以用来定时跟踪,也可以用来频偏跟踪,当然还有这里提到的信道估计。

所以从帧结构的分析可以看出,基于 IEEE802.11a 协议的 OFDM 系统的信道估计既可以用长训练序列也可以用导频,下面分别来讨论这两种方法:

(1) 利用长训练序列

基于训练符号的信道估计算法最基本的是 LS (Least Square) 算法,当然更精确的方法可以用 MMSE 算法和 LMMSE 算法^[30-31],不过此算法很复杂,且需假设知道信道的相关值,在实际应用中是很难中得到的。由于训练符号中用来传送数据的 48 个子载波都插有导频,而且在一个数

据帧之内可以假设信道保持不变,那么只需要采用 LS 算法就可以很快地得出每个子载波上的信道频率响应值。在这个基础上发送数据符号时,就可以利用这 48 个值来进行均衡,最终完成数据的正确接收。在这一节中将重点分析 LS 算法应用于基于 IEEE802.11a 的 OFDM 系统的性能。对比利用单个训练符号进行 LS 估计和利用两个训练符号联合进行 LS 估计的性能。

原理如下:信号在接收端经过 FFT 之后的信号可以写成

$$Y = HX + N \quad \text{其中 } N \text{ 为高斯白噪声} \quad (2-7)$$

LS 的目标是使 $(Y - HX)^H (Y - HX)$ 最小,其中上表 H 是表示共轭转置,并且有

$$Y = [Y_0, Y_1, \dots, Y_{N-1}]^H \quad (2-8)$$

$$H = [H_0, H_1, \dots, H_{N-1}]^H \quad (2-9)$$

$$X = \text{diag}[X_0, X_1, \dots, X_{N-1}], \quad \text{diag 表示对角矩阵}$$

简化后得到 LS 估计法的信道估计为

$$H_{LS} = X^{-1}Y \quad (2-10)$$

由此得到长训练序列的信道响应为:

$$\hat{H}_{LS} = \left[\frac{Y_0}{X_0}, \frac{Y_1}{X_1}, \dots, \frac{Y_{N-1}}{X_{N-1}} \right] \quad (2-11)$$

由于噪声的存在,估计出来的信道频率响应值同真实的信道频率响应值并不完全相同,存在估计误差。LS 算法下的均方误差 (MSE) 可以表示成

$$\overline{|H - \hat{H}|^2} = \left| \frac{N}{X} \right|^2 \quad (2-12)$$

由于基于 IEEE802.11a 协议的 OFDM 信号有两个相同的长训练序列,所以可以取平均值

$$\bar{H} = \frac{1}{2} [Y(k)/X(k) + Y(k)/X(k)] \quad (2-13)$$

这种做法称做基于平均的 LS 算法。

这样用训练序列做信道估计有上面这两种算法。下面我们主要来比较一下这两种算法的性能,取其中性能有者。

A) 在高斯信道下 QPSK 数据经过信道估计后的误码率

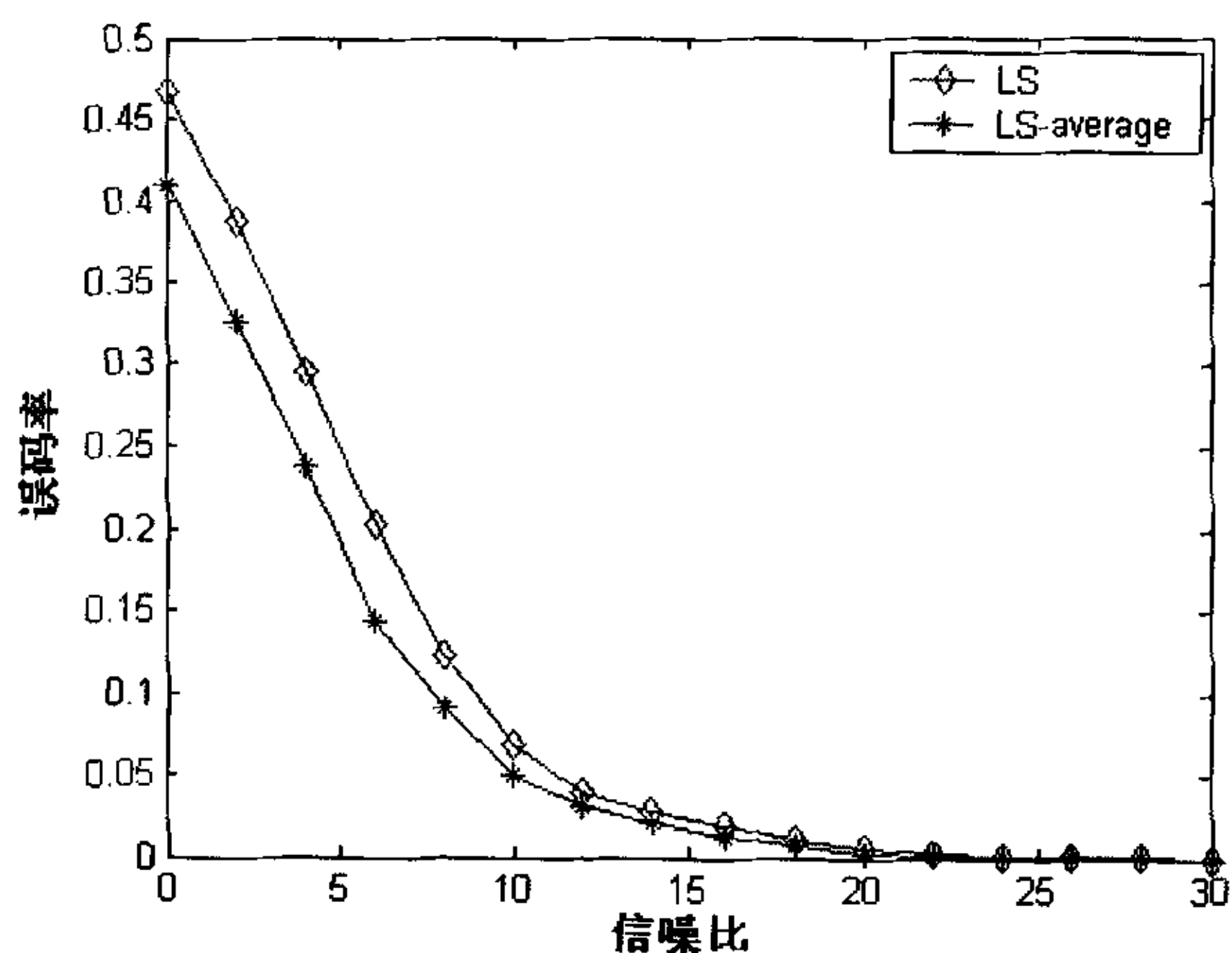


图 2.8 (a) 高斯信道下误码率曲线

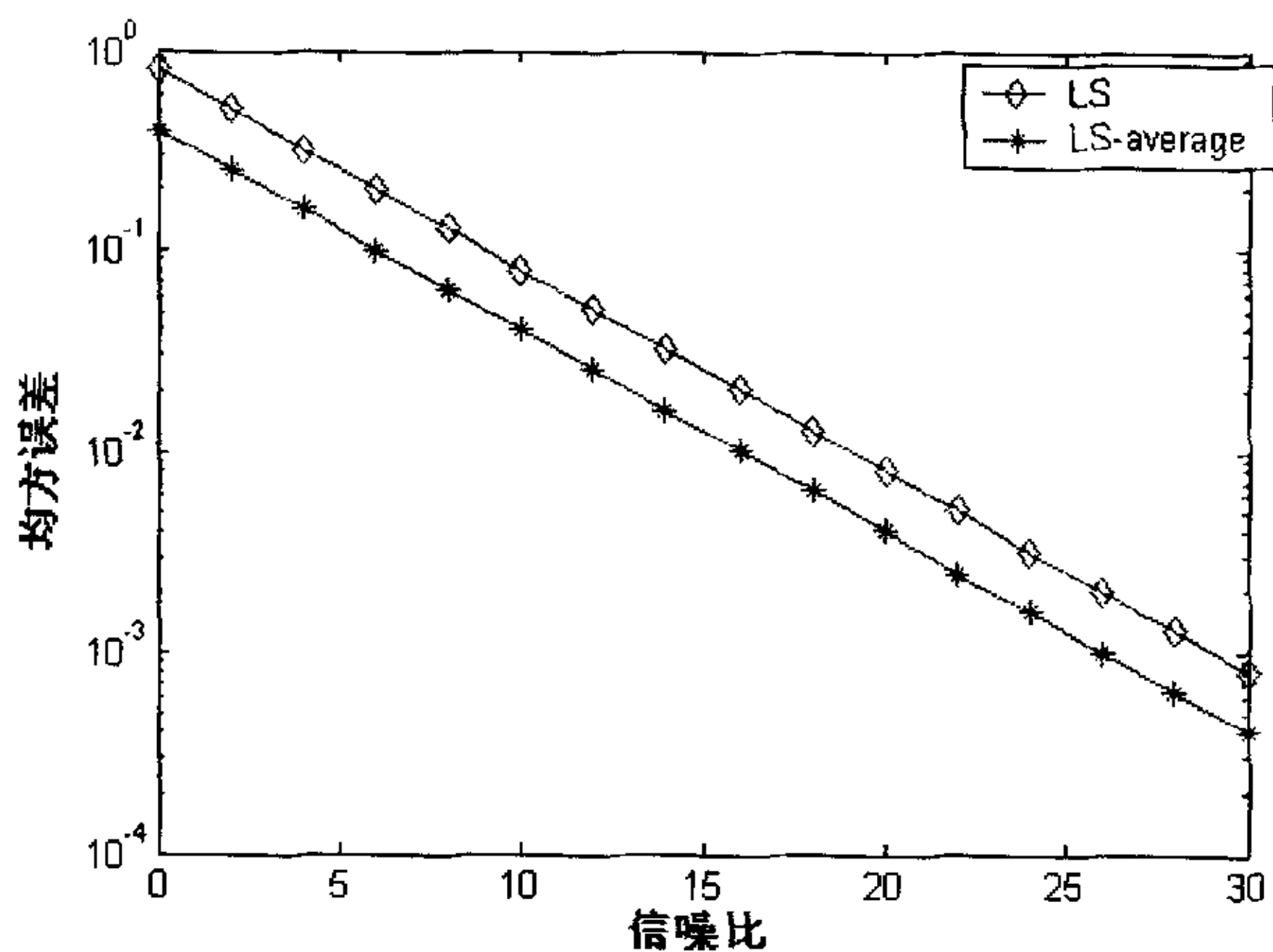


图2.8 (b) 高斯信道下信道估计均方误差曲线

其中 LS 是指只利用一个训练序列的信道估计, LS-average 是指利用两个训练序列取平均的信道估计。从图 2.8(a) 和 2.8(b) 可以看出在高斯噪声下, 后者明显要好于前者, 而且, LS-average 的均方误差性能要比 LS 好 3dB 左右。

B) 多径信道下 QPSK 数据经过信道估计后的误码率 (假设在一帧内信道是恒定不变的)

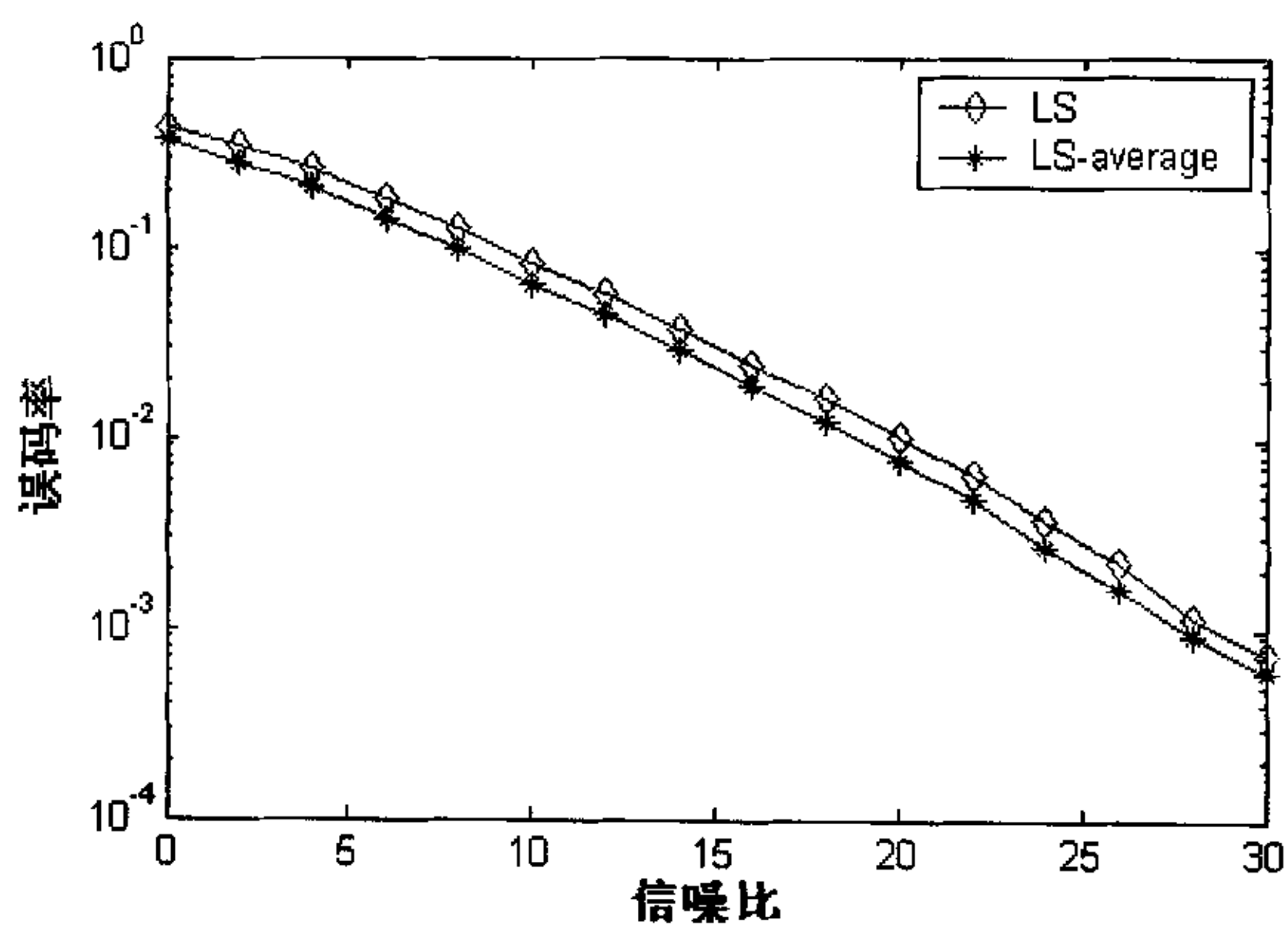


图 2.9 (a) 多径信道下误码率曲线

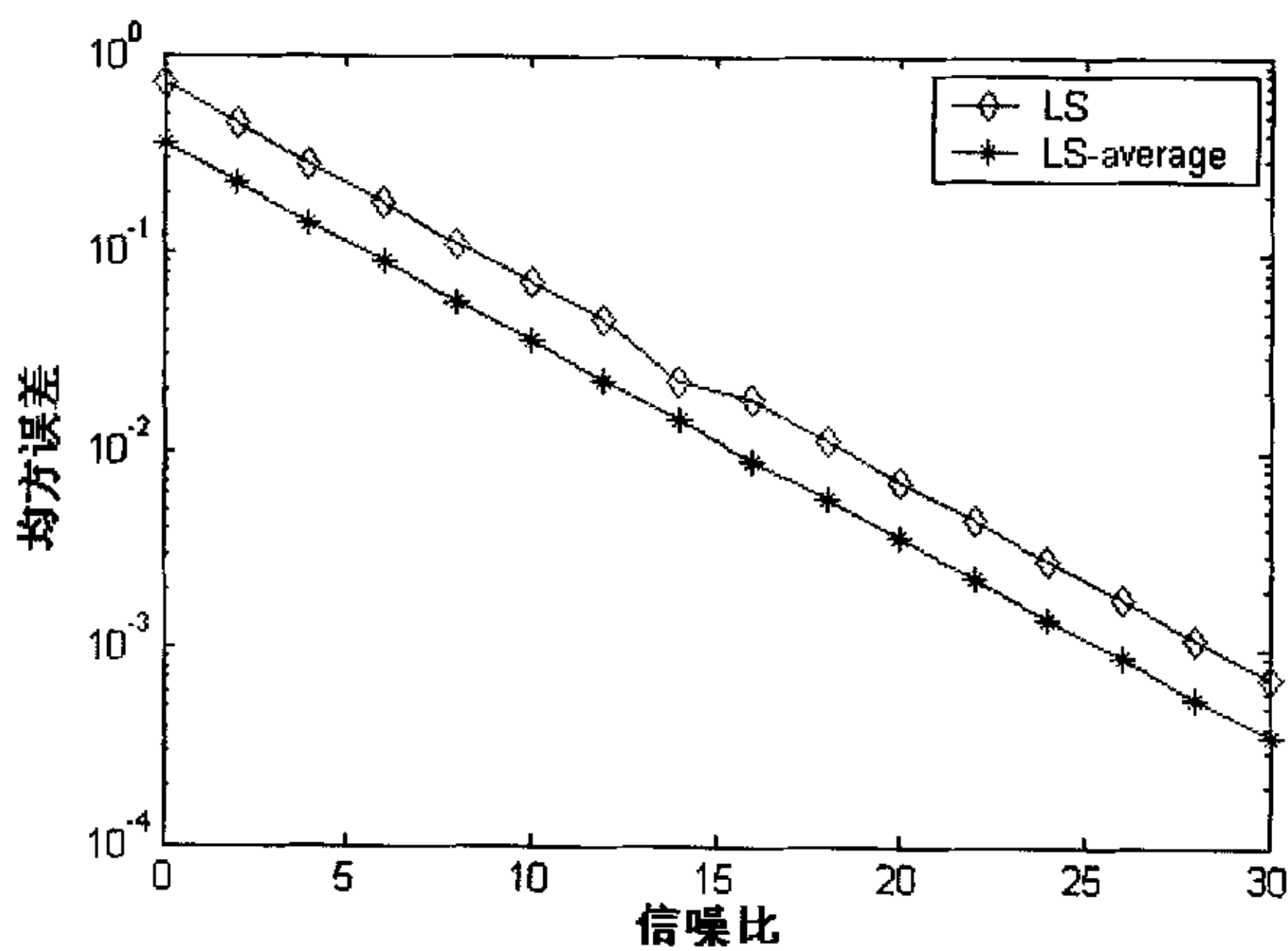


图2.9 (b) 多径信道下信道估计均方误差曲线

这里的多径信道为 8 径，分别延迟 0~7 个抽样点。从图 2.9(a)和图 2.9(b)可以看出在多径信道下 LS-average 的性能要比 LS 的性能好，这同在高斯信道下得出的结果是一样的。也可以从下面的星座图可以看出来：

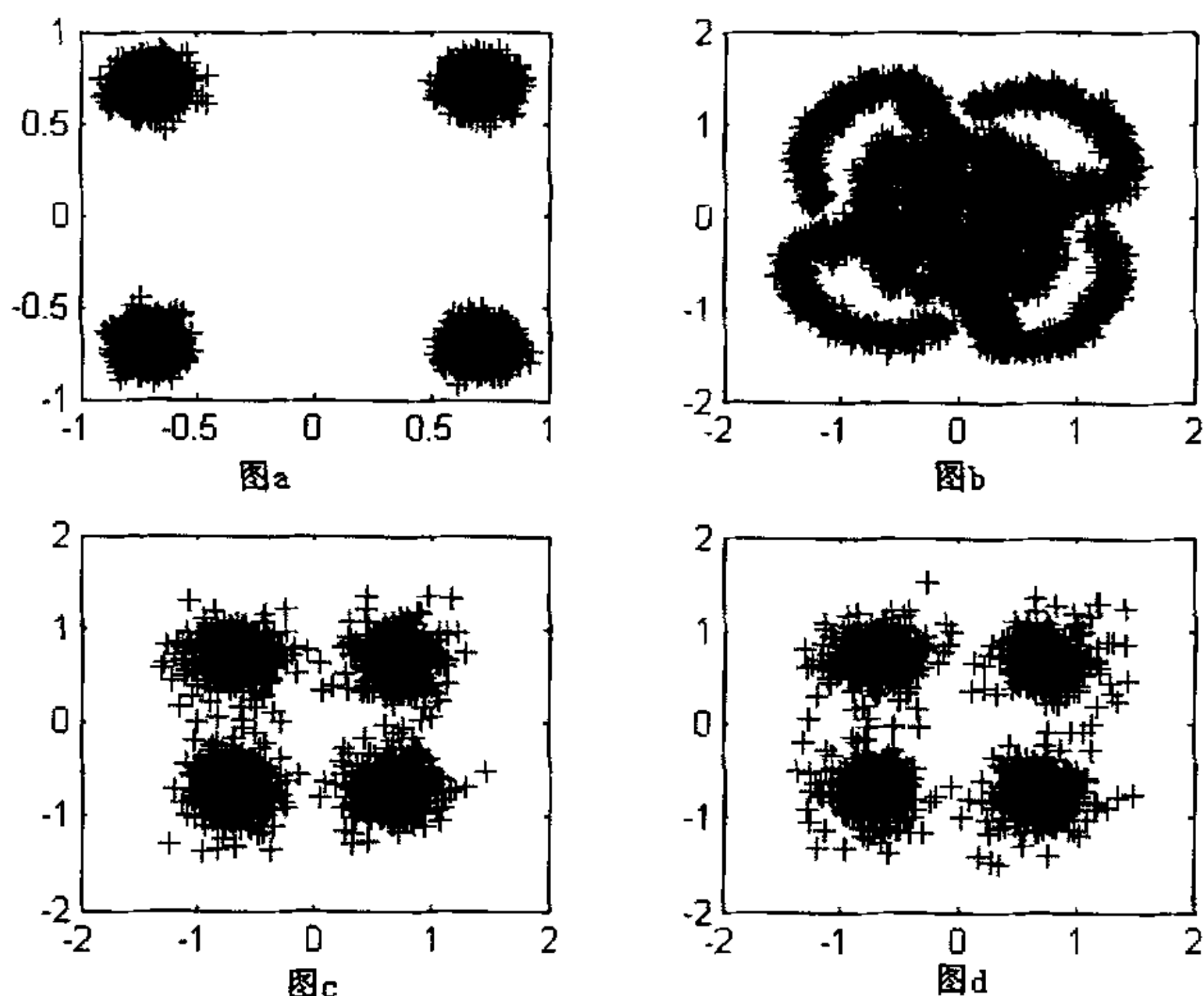


图 2.10 两种解调数据的星座图

其中上图中的图 a 是在信噪比为 20dB 的高斯信道下的频域信号, 其余三图所处环境为: 信噪比 20dB, 8 径, 假设整个一帧之内信道不变。图 c 是没有经过信道估计的频域信号。图 c 是经过 LS 信道估计法, 图 d 是经过 LS-average 信道估计法。从图上可以明显看出 LS-average 性能比 LS 要好。

综上所述, 我们在用长训练序列做信道估计的时候最好是采用 LS-average, 因为一则性能上明显的优于 LS, 而且算法复杂度并没有增加多少。

(2) 利用导频

上面那种方法只能在发射帧比较短的情况下才能应用, 因为那时可以假设信道恒定的情况下才能应用的, 但当帧比较长的情况下, 不能再认为信道是恒定的了, 所以我们在估计信道时是必须另外找一种能跟得上信道变化的方法。这就需要用到导频来估计信道。因为基于 IEEE802.11a 协议的 OFDM 信号只有四个导频, 所以只能估计出四个位置的信道参数, 别的子载波上的信道参数必须由这四个信道参数通过插值的方法获得。一般插值分为线性插值、IDFT/DFT 插值法^[32-33]、Lagrange 插值^[34]和最大似然估计插值^[35]。本文主要分析了 IDFT/DFT 插值法。

前面提到过基于 IEEE802.11a 协议的 OFDM 信号的导频位置分别在子载波的 -21, -7, 7 和 21 的位置, 在估计导频位置的信道参数跟前面用训练序列估计信道参数的做法一模一样, 可以用 LS 估计法来得到, 如下式所示:

$$\tilde{H}(k) = \frac{R(k)}{S(k)} \quad k = -21, -7, 7, 21 \quad (2-14)$$

然后, 把 $\tilde{H}(k)$ 用 IDFT/DFT 插值法进行插值得到其他数据子载波上的信道响应 $\hat{H}(k)$ 。下面讲一下 IDFT/DFT 插值法原理:

先对 DFT 和 IDFT 做分析, 可以推得如下性质:

- (1) 当 N 点序列 $\{s_i | i = 1, 2, \dots, N\}$ 只有最前面 N_p 个点为非零值, 其余 $N - N_p$ 个点为零值, 且满足 N 为 N_p 的整数倍关系时, 分别对序列 $\{s_i\}$ 进行 N 点和 N_p 点 DFT 运算, 分别记为 $DFT_N(s_i)$ 和 $DFT_{N_p}(s_i)$, 则 $DFT_{N_p}(s_i)$ 的 N_p 点取值分别与 $DFT_N(s_i)$ 中序号是 N/N_p 整数倍的 N_p 点值相等, 即满足 $\{S'_j = S_{j \cdot N/N_p}, j = 0, 1, \dots, N_p - 1\} = DFT_{N_p}\{S_i\}$;
- (2) 若知道 $DFT_N(s_i)$ 中序号为 N/N_p 整数倍的 N_p 点值 $\{S'_j, j = 0, 1, \dots, N_p - 1\}$, 则对 $\{S'\}$ 求 N_p 点 IDFT 运算可以得到序列 $\{s_i\}$ 的前 N_p 个非零值, 即满足下面的关系式

$$\{s_i, i = 0, 1, \dots, N_p - 1\} = \frac{N_p}{N} \cdot IDFT_{N_p}\{S'\}。$$

根据上面的性质, 可以得到如图 2.11 所示的 IDFT/DFT 内插算法, 估计频域 N 个子载波处的信道响应估计值 $\hat{H}$ 。

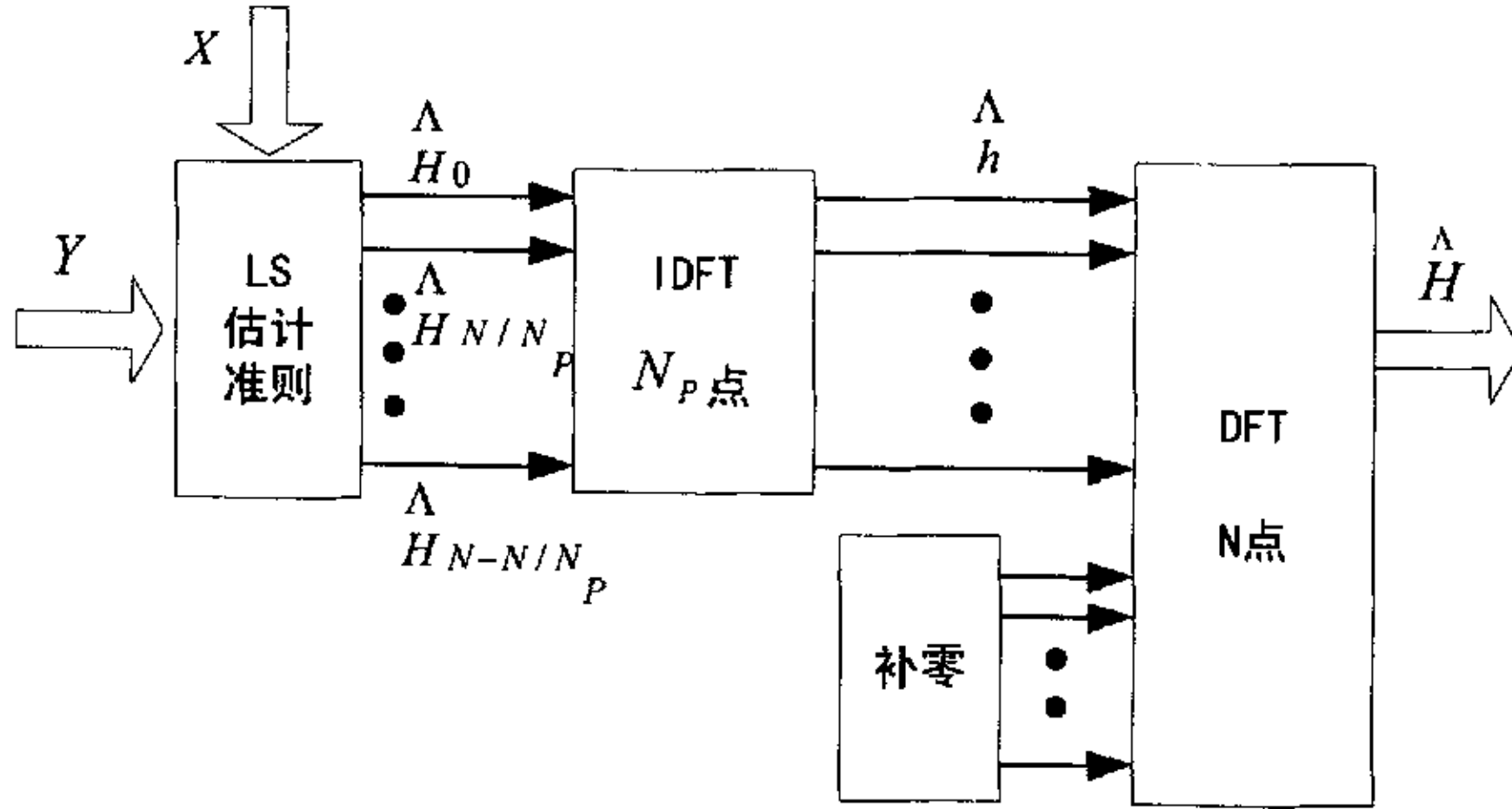


图 2.11 IDFT/DFT 内插结构图

若信道响应在频域的真实值为 H , 则估计误差为 $e = \hat{H} - H$, 由此得到信道估计的均方误差为:

$$MSE = \frac{1}{N} \cdot E[e^H e]$$

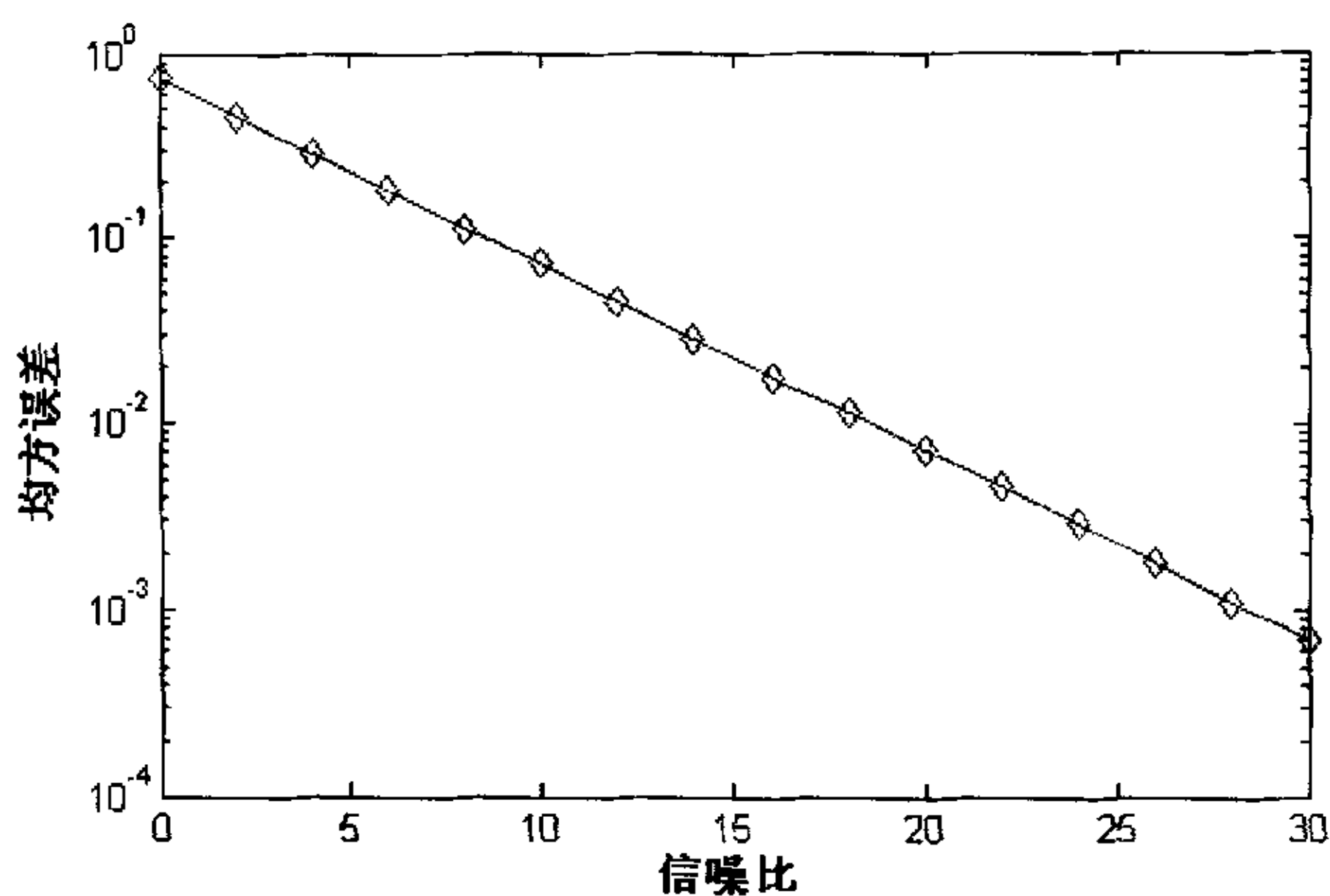


图 2.12 插值法的均方误差

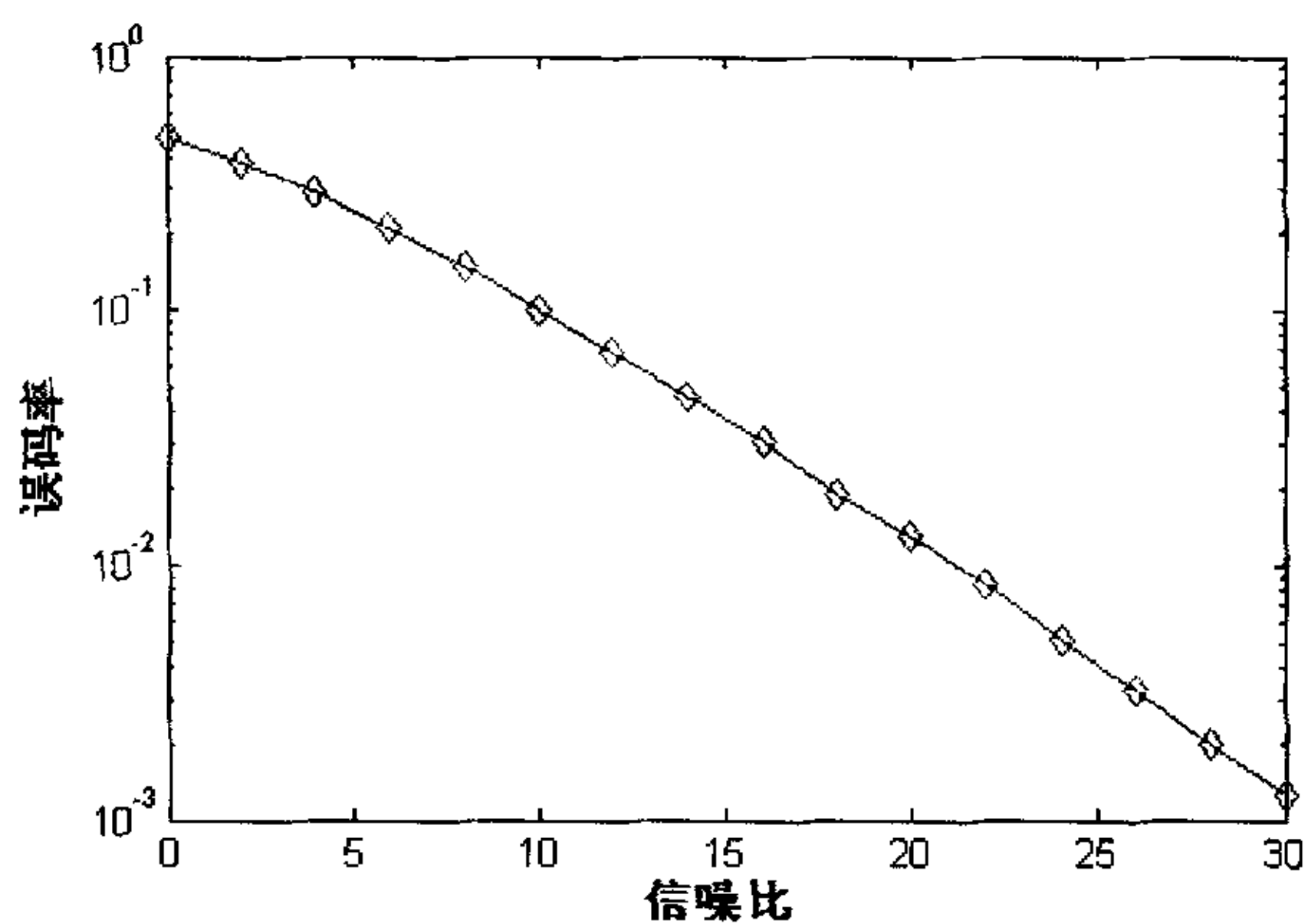


图 2.13 插值法的误码率

图 2.12 和图 2.13 的仿真环境：多径数目为 3 径，延迟时间为 0, 1, 2 个抽样点。

但是用导频来估计信道参数有个前提必须是导频个数大于或等于信道多径数目，对于基于 IEEE802.11a 协议的 OFDM 信号来说如果多径数目超过 4 个，就不能来估计了。如图所示

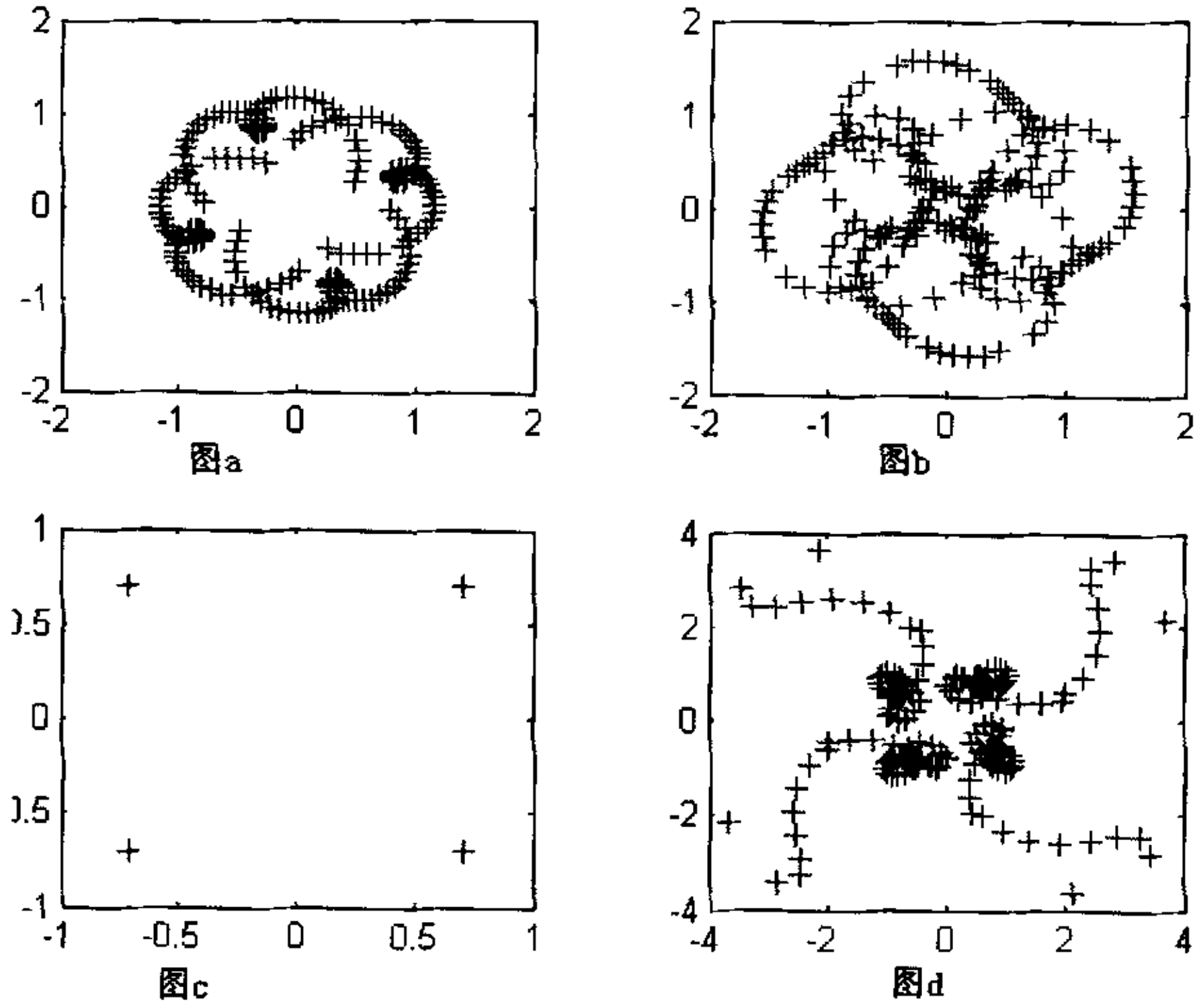


图 2.14 用导频估计两种不同径数的信道后的数据星座图

图 2.14 中图 a 表示 3 径信道下没有信道估计的数据，图 c 表示 3 径信道下用导频进行信道估计后的数据，图 b 表示 8 径信道下没有信道估计的数据，图 d 表示 8 径信道下用导频进行信道估计后的数据。图 c 中显示导频是完全可以估计 3 径信道，而图 d 显示 8 径信道已超过导频估计的范围了。

其实 DFT/IDFT 插值法起到一个减小噪声影响的作用，从图 2.11 看出四个导频先通过 4 点的 IDFT 变到时域再通过 64 点 DFT 变到频域，这样原先集中在 4 个导频上的噪声能量分散到 64 个子载波上了，所以每个子载波上的噪声能量只是原来的 1/16，因此减少了噪声对信道参数的影响。在利用训练序列做信道估计时也可以用这个方法减少噪声的影响。下面的小节就具体来讨论这个方法。

(3) 消噪 (NRA) 算法

在系统复杂度允许的情况下，可以用 NRA 方法减小噪声的影响，进一步提高系统的性能。就 AWGN 噪声 W_n 而言，估计和实际的信道脉冲响应关系式为： $\hat{H}_n = H_n + W_n$ 。一般情况下为满足无码间干扰 (ISI) 和载波干扰 (ICI) 的条件，要求信道脉冲响应与保护间隔相匹配，即最大延迟不能超过保护间隔。根据 IEEE802.11a 协议，保护间隔的长度为 16 个采样点 (800ns)，则长度为 N (64 个采样点) 的 FFT 的信道脉冲响应 $h(k)$ 应满足：

$$h(k) = \begin{cases} \Delta; & 0 \leq k \leq N_g - 1 \\ 0; & N_g \leq k \leq N - 1 \end{cases} \quad (2-15)$$

其中， Δ 不全为零的某一个值。消噪法就是基于这一基本概念所引成的，具体做法如下：当用

长训练序列做完 LS 的信道估计之后, 取 16 个信道估计值做 16 点 IDFT 变到时域, 在时域里进行 48 点的零点插值, 再做 64 点 DFT 变换到频域, 2.11 所示, 只是那里的 IDFT 为 4 点, 这里是 16 点。通过该算法估计出来的信道参数中的平均噪声功率是没有经过该算法信道参数中平均噪声功率的 $1/4$ 。

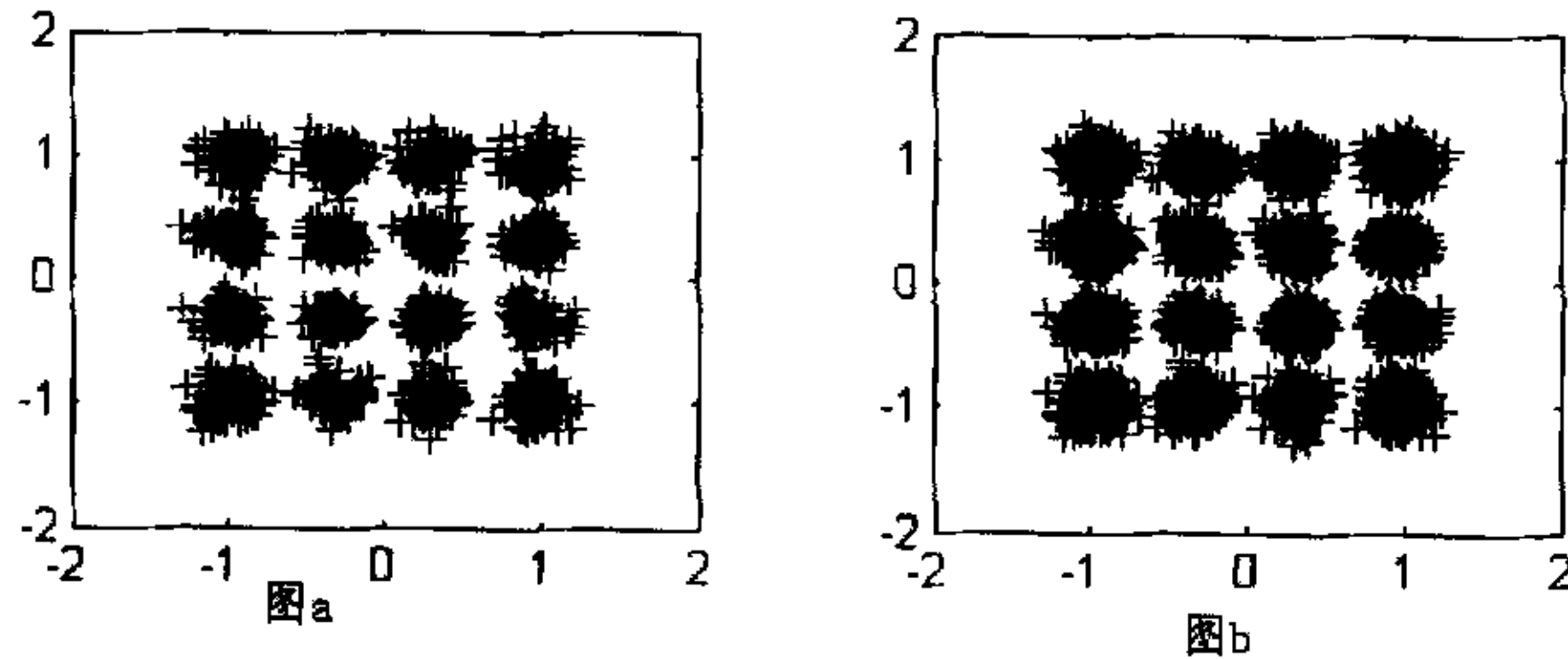


图 2.15 NAR 和非 NRA 的性能比较

图 a 显示了经过消噪法的数据的星座图, 图 b 显示了没有经过消噪法的数据的星座图。从上面两图可以看出经过消噪以后的性能比没经过消噪的性能要好。

2.4 总结

本章在简单总结 OFDM 系统中信道估计算法的基础上, 根据 802.11 a 无线局域网的信道特点和工作特点对适合于 802.11a 无线局域网的信道估计算法进行了分析。首先分别在 AWGN 信道、多径信道条件下对利用单个训练符号的 LS 估计算法和基于平均的 LS 估计算法进行了比较。得出无论是在哪种信道环境下, 基于平均的 LS 估计算法性能都要优于利用单个训练符号的 LS 估计算法。然后提出了基于导频的信道估计, 这里主要分析了 DFT/IDFT 插值法的性能。接着在此基础上提出利用训练序列的消噪算法, 分析了其性能。但是后面两种方法必须是在系统复杂度允许的情况下才可以采用。

第三章 OFDM 系统定时同步算法研究

在 OFDM 系统的接收端,其中最关键的两个需要解决的技术问题及就是同步和信道估计,因为这两个问题解决的好坏直接影响着整个系统的性能好坏。信道估计在第二章已经作了详细讨论,本章主要来讨论了定时同步算法,对载波同步做了一些讨论。在 OFDM 系统中存在如下几个方面的同步要求:

- (1) 定时同步:
 - (a) 符号同步: IFFT 和 FFT 起止时刻一致。
 - (b) 采样时钟同步: 接收端和发射端抽样频率和相位的一致。
- (2) 载波同步: 接收端的震荡频率要与发送载波同频同相。

下图中说明了 OFDM 系统中的同步要求,并且大概给出各种同步在系统中的所处位置。

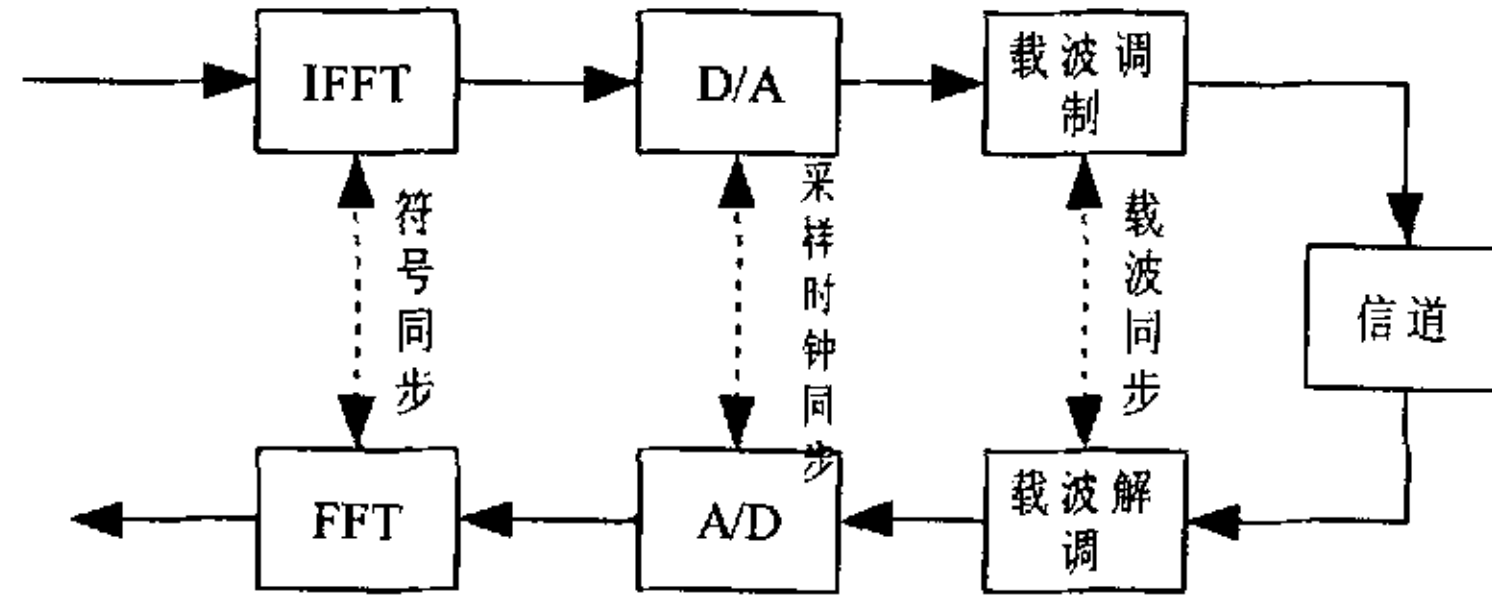


图 1、OFDM 系统内的同步示意图

3.1 同步误差分析

下面分别来分析一下同步误差对接收数据所造成的影响。

3.1.1 符号同步误差

由于保护间隔的存在,所以在一定范围内不会因为信道的散射效应产生码间干扰。只要 FFT 在这个间隔内开始,就能保证正交性。设 θ_0 为 OFDM 符号第一个采样值(有用部分,即去处保护间隔)的正确位置; $\hat{\theta}$ 为符号定时的估计值;从而估计误差为: $e_\theta = \hat{\theta} - \theta_0$ 。以上各值都经过采样间隔 T 归一化。

于是,符号定时误差的存在仅仅会导致频域每个子载波码元的相位旋转,并且旋转的量和子载波的位置,即 n 有关系^[36]:

$$Y_{i,n} = e^{j2\pi(n/N)e_\theta} X_{i,n} \cdot H_{i,n} + n_{i,n}, \quad (-\Delta + T_m)/T < e_\theta < 0 \quad (3.1)$$

其中 T_m 是信道最大时延,如图 3.1 中图 a 所示(图中数据是进行 16QAM 调制)。

但如果 FFT 的开始时刻不在保护间隔只能,那么码间干扰就会破坏子载波的正交性。此时,

解调器的输出可以表示为:

$$Y_{i,n} = e^{j2\pi(n/N)e_\theta} \frac{N - e_\theta}{N} X_{i,n} \cdot H_{i,n} + n_{i,n} + n_{e_\theta}(i,n) \quad (3.2)$$

其中由于 ISI 引起的 ICI 可以归结为一个附加的噪声量 $n_{e_\theta}(i,n)$ 。

所以码元的定时同步必须非常的精确, 使得 $n_{e_\theta}(i,n)$ 比高斯噪声小很多。否则就需要采用一个更长保护间隔的传输机制。

3.1.2 抽样时钟误差

设接受端的抽样时钟间隔为 T' , 与发射端的不一致。主要来自两个方面, 时钟的相位误差和时钟的频率误差。

时钟相位误差的影响与码元定时误差的类似, 即会产生某种相位的旋转。但时钟频率的误差就会产生 ICI。如果我们定义归一化的抽样频率误差为: $\beta = (T' - T)/T$, 即有^[36]:

$$Y_{i,n} = e^{j2\pi n\beta(T'/T)} \sin c(n\beta) X_{i,n} \cdot H_{i,n} + n_{i,n} + n_\beta(i,n) \quad (3.3)$$

其中 $\sin c(x) = \sin(\pi x)/\pi x$, $n_\beta(i,n)$ 是抽样时钟频率误差归结的噪声量, 如图 3.1 中图 c 所示, 其方差为:

$$\text{Var}[n_\beta] \approx \frac{\pi^2}{3} (n\beta)^2 \quad (3.4)$$

当 $n\beta \ll 1$ 时, $n_\beta(i,n)$ 就可以忽略不计。同时, 我们必须注意到, 抽样时钟的频率误差会导致 OFDM 信号的定时漂移。一般在实际应用中抽样时钟频率误差非常小, 与子载波频率相比大概在 10^{-4} 以下, 所以可以与小数倍定时误差一起估计。

3.1.3 载波频偏误差

由于接收端和发射端的本振不可能完全一样, 以及信道的多普勒频率漂移都可能导致频偏 Δf , 由此对接受信号的影响可以表示为^[37]:

$$Y_{i,n} = e^{j2\pi n\Delta f T_u} \sin c(\pi \Delta f T_u) X_{i,n} \cdot H_{i,n} + n_{i,n} + n_{\Delta f}(i,n) \quad (3.5)$$

可见, 载波频偏不仅在各个子载波上之间产生了干扰, 即 ICI, 而且在每个码元上, 相位和幅度都受到了影响, 如图 3.1 中图 d 所示。其中 $n_{\Delta f}(i,n)$ 既是载波频偏误差归结为噪声量, 其方差为:

$$\text{Var}[n_{\Delta f}] \approx \frac{\pi^2}{3} (\Delta f T_u)^2 \quad (3-6)$$

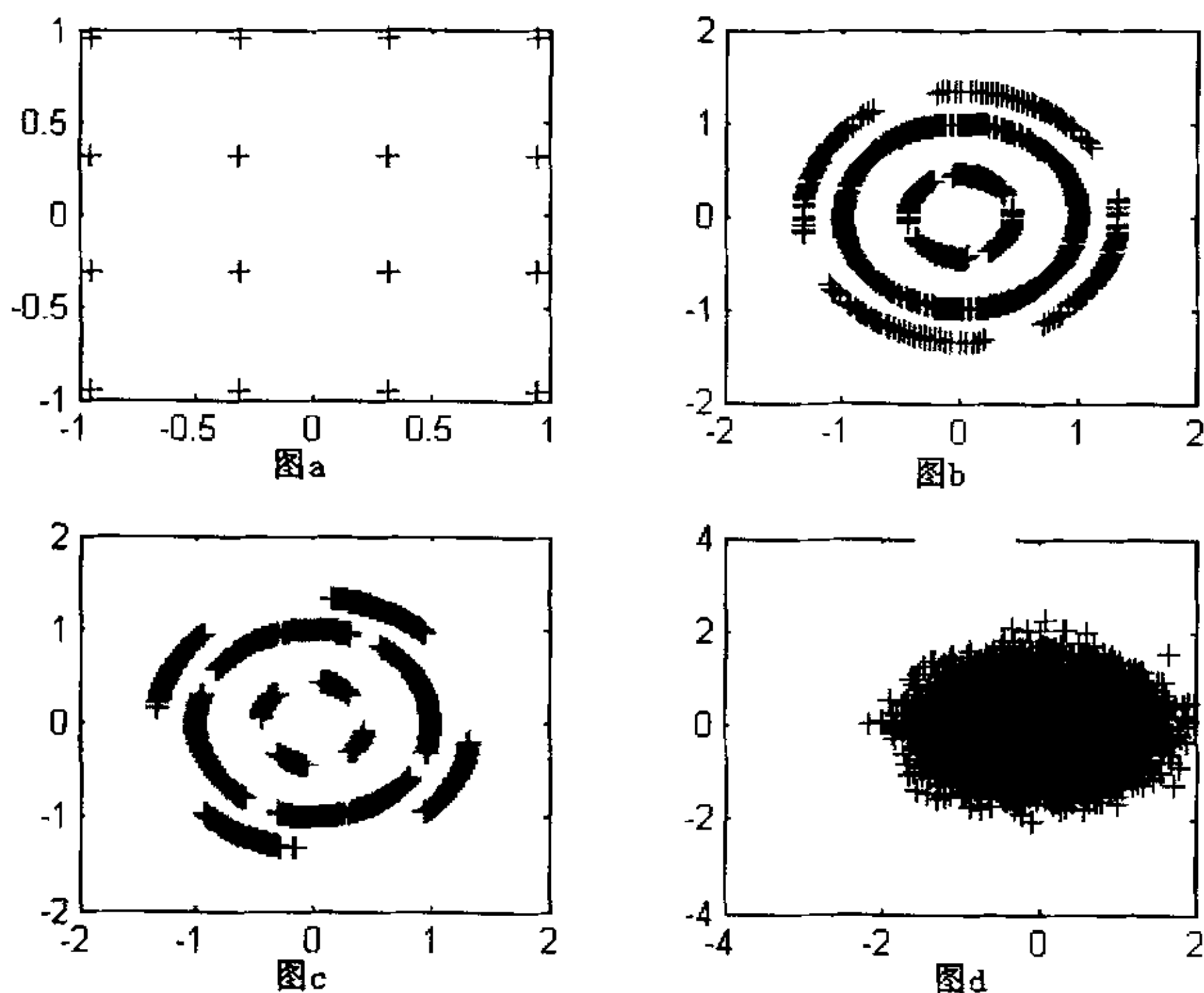


图 3.1 数据受各种误差污染后的星座图

3.2 定时同步的方法

定时同步一般分两个步骤：1、粗定时同步；2、细定时同步。粗定时同步的作用是用来找到大致的 FFT 的窗的位置，消除整数倍的定时误差，一般是在时域里进行。而细定时同步又叫定时跟踪，是补偿小数倍的定时误差以及除由于抽样时钟不同而带来的相位的影响。

3.2.1 粗定时同步

在 OFDM 系统中，粗定时同步可以利用的同步信息有两个来源：1) OFDM 信号本身由于循环前缀的引入具有一定的重复性，可以通过检测这种重复结构达到同步的目的。2) 发特定的训练序列用于同步，这是大多数数字系统采用的方法。相应的，OFDM 系统可供选择的方法也有两种：1) 基于 CP 的同步方法 (Cyclic Prefix Based Synchronization, CPBS)；2) 基于导频的同步方法 (Training Symbol Based Synchronization, TSBS)。其中 CPBS 又称盲同步算法，因为它是利用信号周期结构，但发射信号对接收机来说是未知的，又称非数据辅助同步 (Non-data Aided Synchronization)。而 TSBS 则是非盲同步算法，发送的训练序列是接收机已知的，所以又称数据辅助同步算法 (Data Aided Synchronization)。

CPBS 和 TSBS 这两种方法其实都属于基于时域相关峰值检测的定时算法，都可以用下图来描述：

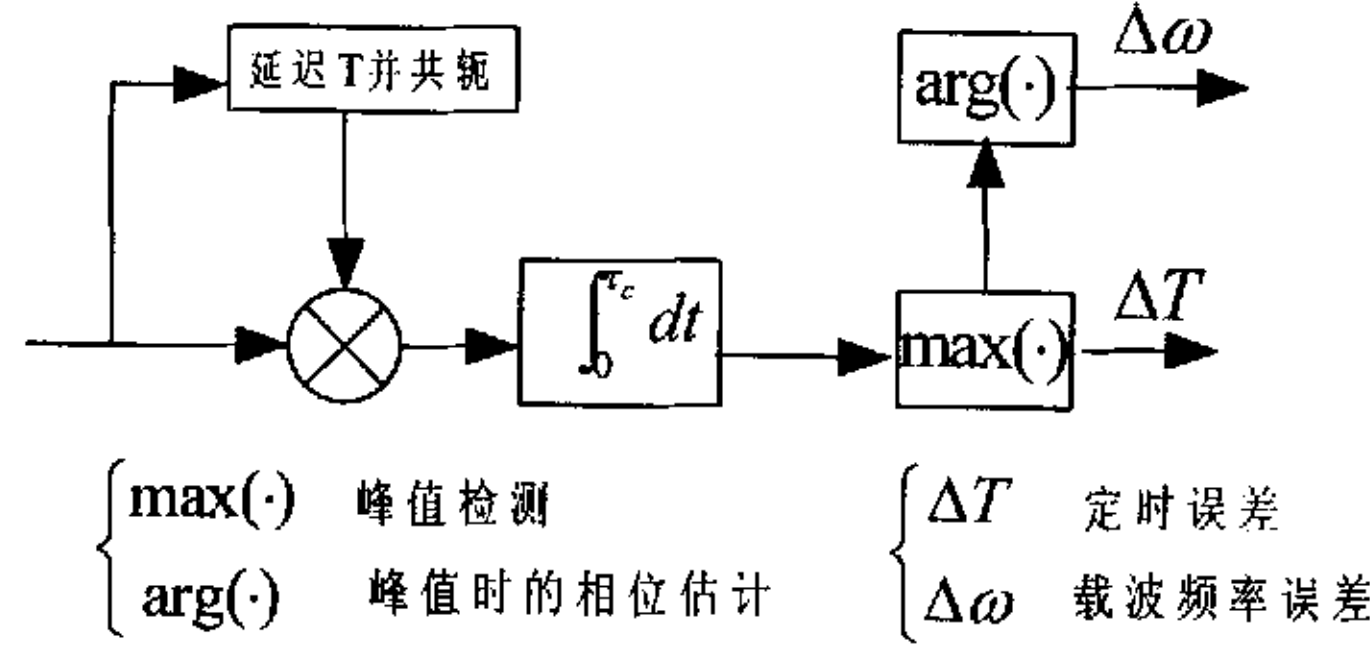


图 3.2 时域相关峰值同步检测模型

其中主要包含了两个部件：1) 时域相关器；2) 峰值检测器。根据 OFDM 系统时间和频率同步的需要，图中也绘出了由峰值检测器驱动的相位估计器，它被用于估计由载波频偏引起的相位偏差。

3.2.2 CPBS 盲同步算法

我们知道 OFDM 信号为了抗多径，防止码间干扰，在信号前面插入了 L 个样值，这 L 个样值和信号最后 L 个样值完全一样，所以叫做循环前缀。关于 CPBS 的同步算法很多，最经典的是由 J.beek 提出的时间和频域同步的 ML 联合最大似然估计法^[19]。其具体的思想如下：

OFDM 接收机接收到的符号具有两个不确定性：

- (1) OFDM 符号到来的时间不确定（引起符号的旋转）；
- (2) 载波频率的不确定（发射机和接收机的本地振荡器的不同引起载波的偏移）。

前者我们用信道响应 $\delta(k - \theta)$ 中的时延来表示，这里 θ 为符号到来的不确定时延。后者用接收到的数据在时域上乘以系数 $e^{j2\pi\epsilon k/N}$ 来表示，这里 ϵ 表示为本振间的频差。假设信道仅仅受高斯白噪声影响，那么接收到的信号可以表示为：

$$r(k) = s(k - \theta_c) e^{j2\pi\epsilon k/N} + n(k) \quad (3.7)$$

用 ML 估计法，其对数似然函数为：

$$\Lambda_r(\theta_c) = \sum_{k=\theta_c-L+1}^{\theta_c} 2(1-\rho) \operatorname{Re}\{r(k) \cdot r^*(k-N)\} - \rho \cdot |r(k) - r(k-N)|^2 \quad (3.8)$$

其中 θ_c 为瞬时符号位置， L 为保护间隔的长度（IEEE802.11a 中 $L=16$ ），

$$\rho = \frac{SNR}{SNR + 1}, \quad SNR = \frac{\sum_{k=0}^{N-1} s^2(k)}{\sum_{k=0}^{N-1} n^2(k)}$$

上式可以化简为：

$$\Lambda_r(\theta_c) = \sum_{k=\theta_c-L+1}^{\theta_c} \operatorname{Re}\{r(k) \cdot r^*(k-N)\} - \rho \cdot |r(k) - r(k-N)|^2 \quad (3.9)$$

使 $\Lambda_r(\theta_c)$ 达到最大值的 $\hat{\theta}_c$ 即为 θ 的估计值，即如下表达式：

$$\hat{\theta}_c = \arg \max_{\theta} \{ |\gamma(\theta)| - \rho \Phi(\theta) \}, \quad \hat{\varepsilon}_c = -\frac{1}{2\pi} \angle \gamma(\hat{\theta}_c) \quad (3.10)$$

其中：

$$\gamma(\theta_c) = \sum_{k=\theta_c-L+1}^{\theta_c} r(k)r^*(k-N), \quad \Phi(\theta_c) = \frac{1}{2} \sum_{k=\theta_c-L+1}^{\theta_c} |r(k)|^2 + |r(k-N)|^2$$

但是由于用 ML 估计法得出的频偏范围比较小 ($|\varepsilon| < 0.5$)，而且精度不高，所以这里频偏估计不考虑，只拿这个方法来进行定时同步。从上面几个公式可以看出估计器的性能主要受两个因素的影响：循环前缀的采样点数 L 和由 SNR 决定的相关系数 ρ 。前者是已知的，基于 IEEE802.11a 协议的 OFDM 信号的 CP 长度为 16。后者如果想得出一个比较精确得只是比较困难的，一般是根据实际情况取一个固定的值。所以 $\gamma(\theta_c)$ 可以提供 θ_c 的估计。

这个估计器实现结构如下：

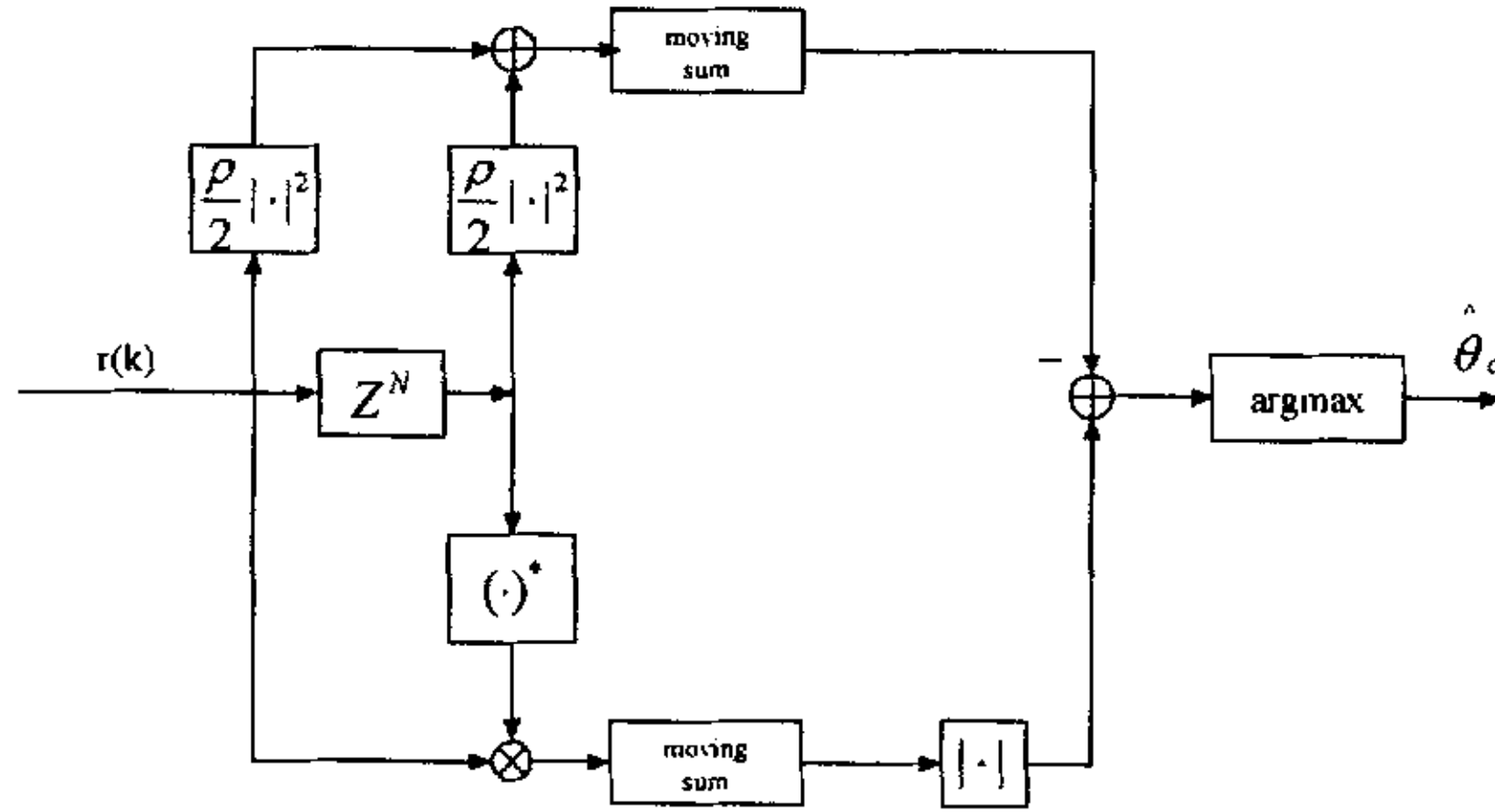


图 3.3 最大似然估计法的实现框图

在理想信道下的仿真图如下：

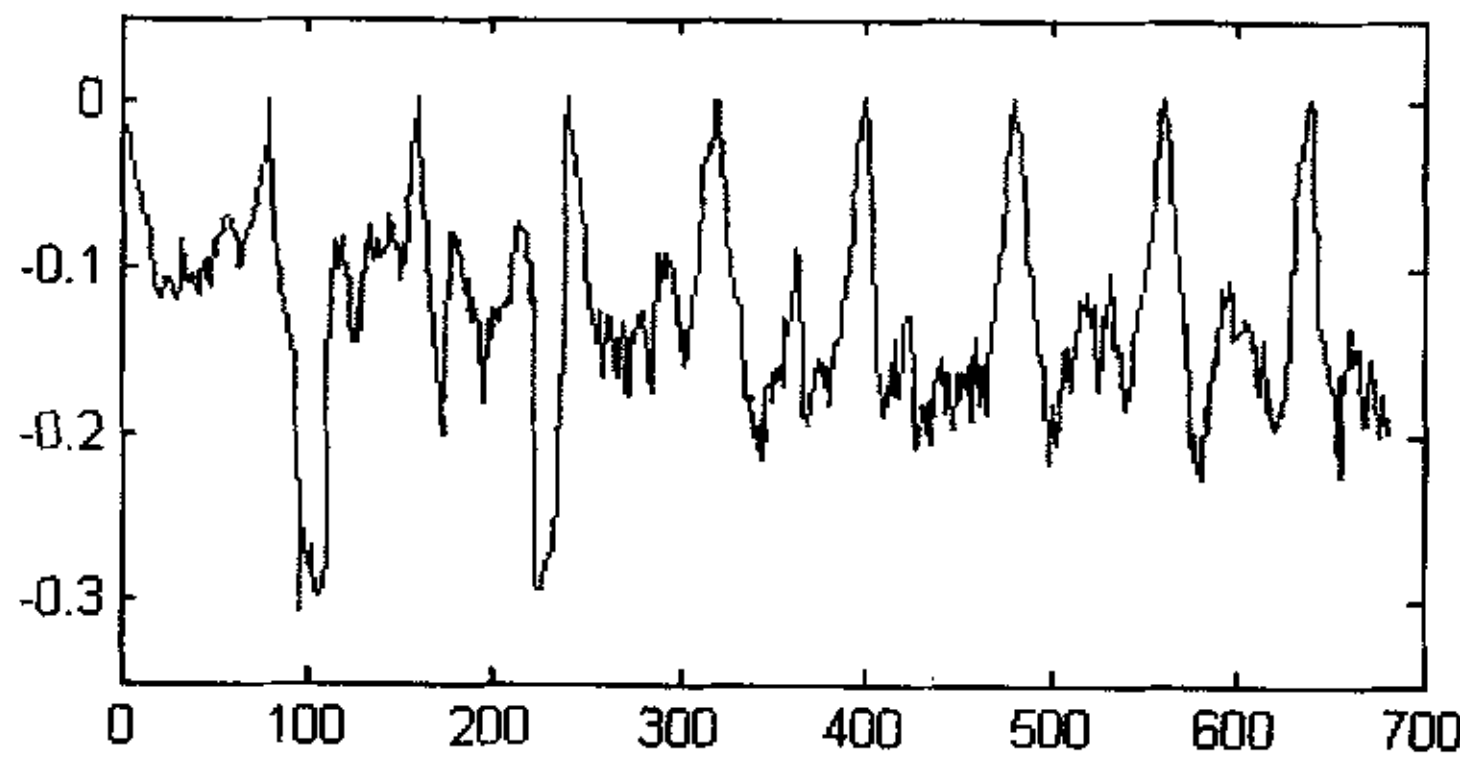


图 3.4 最大似然估计法定时图

最大似然估计法在多径加高斯噪声的信道下进行了定时误差的统计。仿真环境：三径，SNR=15dB。仿真数据：基于 IEEE802.11a 协议的突发 OFDM 信号。

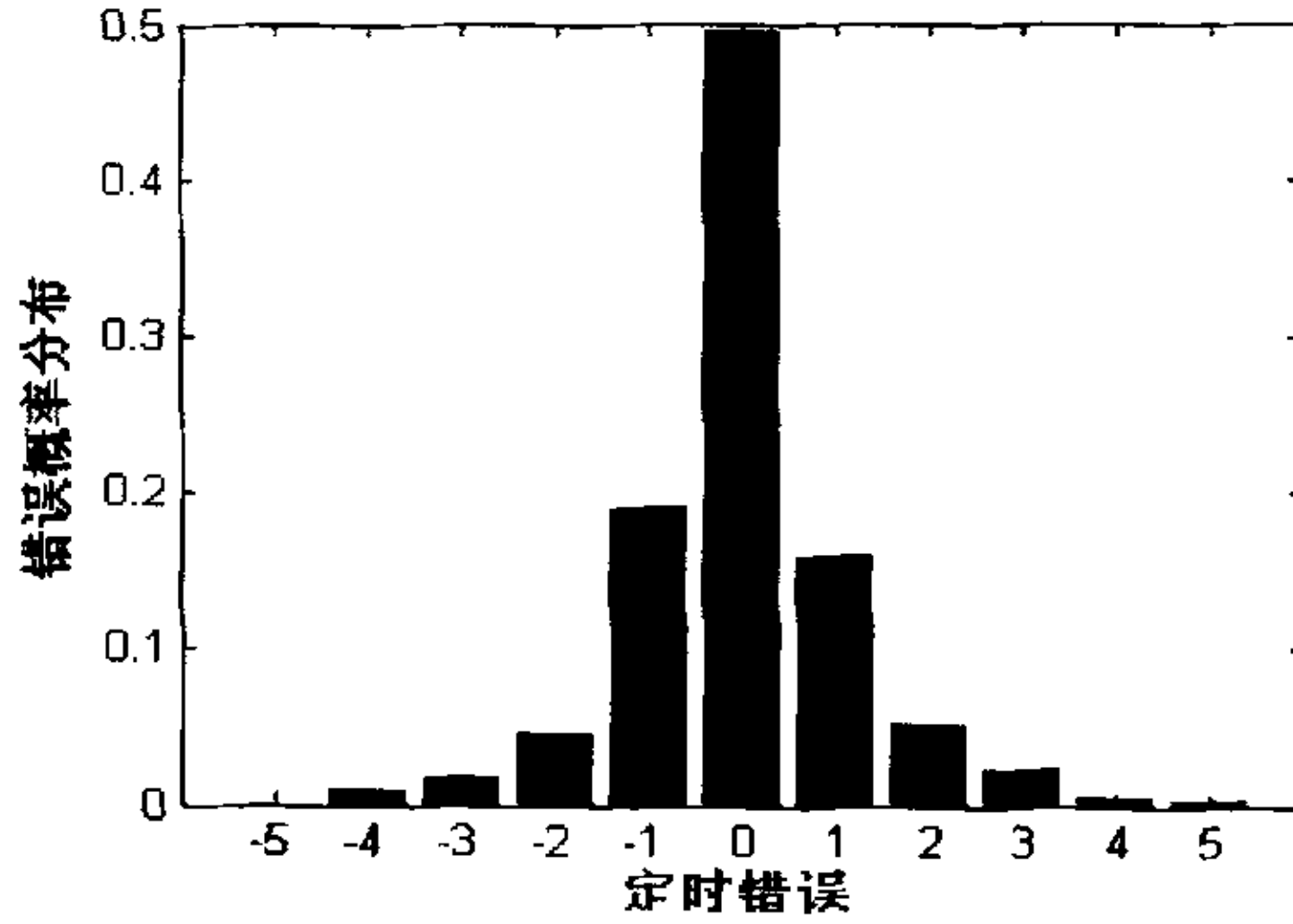


图 3.5 定时误差统计

从图 3.5 可以看出利用最大似然估计法定时的错误范围比较广 (-5——5), 这样如果插入得导频比较少时就会造成频域上利用导频纠正的难度, 甚至无法进行纠正, 例如基于 IEEE802.11a 协议的突发 OFDM 信号, 其导频纠正定时误差的范围为 -2——2。

3.2.3 TSBS 非盲同步算法

突发的 OFDM 信号为了能准确、快速的定时, 一般都在帧头加有训练序列, 所以又叫帧同步。而采用已知训练序列信号作为同步信息的方式通常有两种: 1) 利用抗干扰能力比较强的伪随机信号作为训练序列进行同步, 这是许多数字通信系统用于定时或符号定界的方法。2) 利用一个具有 J 个周期为 P 的训练符号构成的训练序列进行同步, 这是一种比较典型的方法, IEEE802.11a 协议就是采用了这种方法。这里主要讲第二种方式。下面以 IEEE802.11a 为例介绍利用训练序列来定时同步。

第二章中将过基于 IEEE802.11a 协议的 OFDM 信号帧格式中包括 10 个相同的短训练序列和两个长训练序列。其中 10 个短训练序列用来同步。这里采取的同步方法主要是相关法, 这里讨论了三种比较经典的算法: A、基础相关法; B、共轭相关法; C、Schmidl&Cox's 定时估计法以及在此基础上改进的算法。

A、基础相关法:

为了得到了更加鲁棒的同步算法, 这里我们采用两个相关量来联合检测接受的信号^[14], 即:

- 1) 接收的信号和延迟 0.8us (一个短训练序列的长度) 的本身进行自相关

$$Auto_Corr(i) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n+i) \cdot x^*(n+i+N) \quad (3.11)$$

- 2) 接受的信号和本地已知的短训练序列相关

$$Loca_Corr(i) = \sum_{n=0}^{N-1} x(i+n) \cdot c^*(n) \quad (3.12)$$

其中, N 是短前导字的样值点数, 这里假设 $x(n)$ 为单倍采样后的信号, $c(n)$ 为本地已知的

前导字序列。

显然，因为前导字良好的自相关特性，第一个相关可以得到九个短前导字长度的平台，第二个相关可以得到较好的峰值。如果相关得到的峰值在平台以内，我们就将最后一个峰值用于判断下一个符号的开始。

事实上，在实现过程中无论是对于峰值还是对于平台都需要预置各自的门限（Threshold）来进行判决。而峰值或者是平台的幅值的大小都是与输入信号的功率相关的，这也就意味着在不同的传输情况下，预置的门限应该是不一样的，而且是可以自动调节的。这在后面还要讲到这个问题，这里先不讨论。

图 3.6 是将短前导字进行相关得到的结果

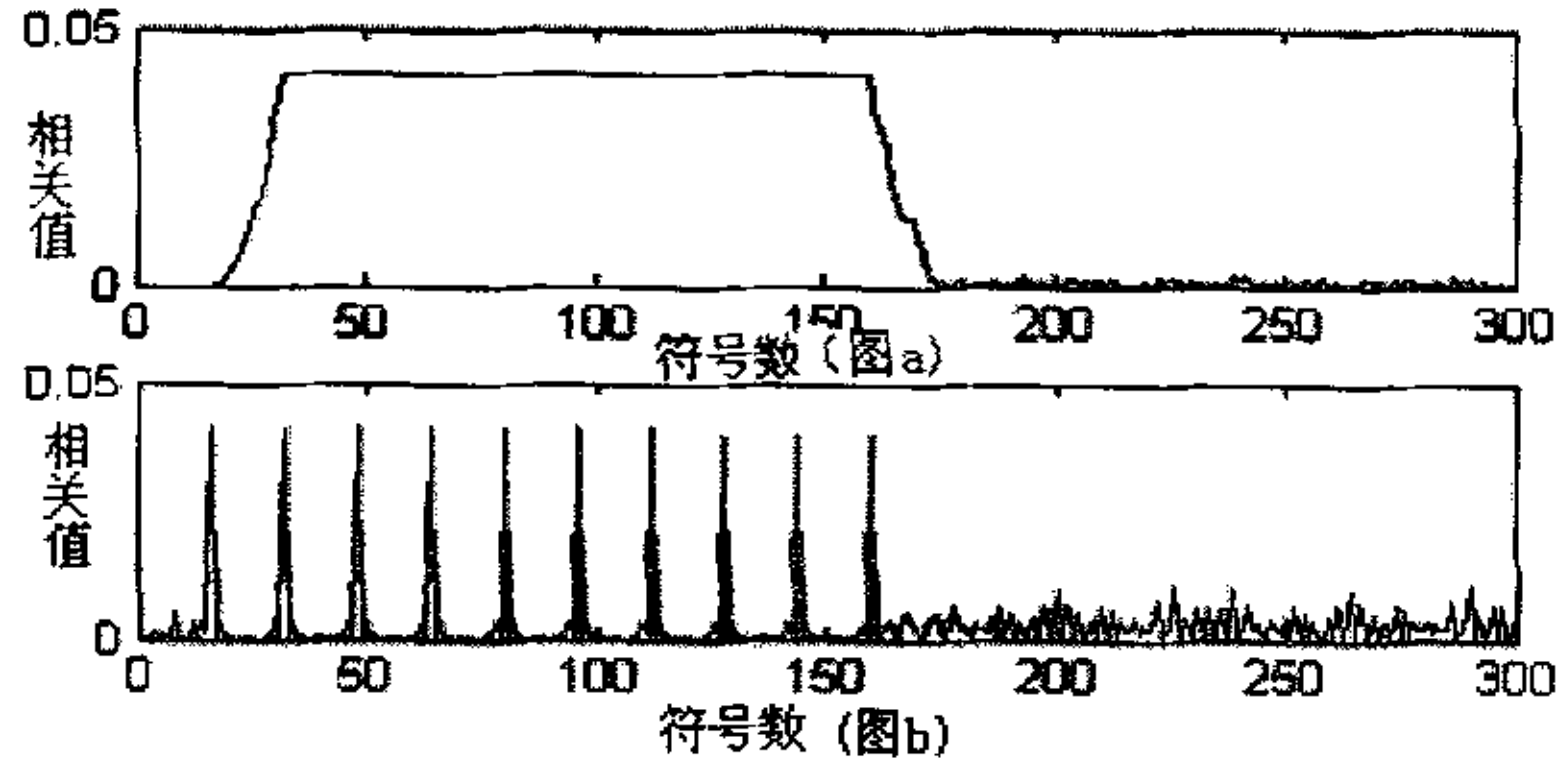


图 3.6 短训练序列定时同步结果图

从上图可以看出当频偏比较大时，已无法分辨出所需要的尖峰值，这样无法准确的确定符号的位置，所以必须对频偏进行消除。

B、共轭互相关法

共轭相关法的具体思想：首先把输进来的数据做前后相关

$$\begin{aligned} z(n+1) &= x(n+1) * x^*(n) \\ &= x(n+1) * x^*(n) \end{aligned} \quad , \quad N = 64 \quad (3.13)$$

再把这个值拿去做本地相关得到值为

$$\begin{aligned} Loca_Corr(i) &= \sum_{n=1}^{15} z(n+i) * k^*(n) \\ &= \sum_{n=1}^{16} x(n+i+1) * x^*(n+i) * k^*(n) \end{aligned} \quad (3.14)$$

其中 $N = 64, k^*(n) = c^*(n+1) * c(n)$

实现情况图如下：

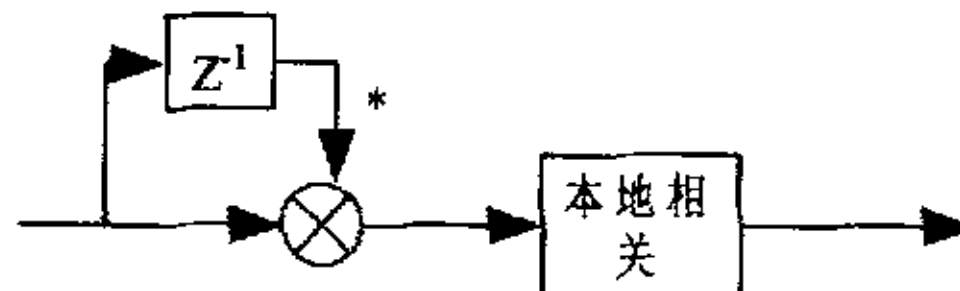


图 3.7 共轭相关法的实现情况图

C、Schmidl&Cox's 定时估计法和改进 Schmidl&Cox's 定时估计法

一般利用这个方法必须具有两个特征：

- OFDM 符号本身的互相关和自相关具有近似白噪声的形式。
- OFDM 具有两个一上完全相同的训练序列。

具体思想如下：

令 L 是半个 OFDM 符号周期内的采用点数(这里 OFDM 符号周期不包括循环前缀的时间)，则对每一对采样点进行处理后进行求和可得：

$$P(d) = \sum_{m=0}^{L-1} (r_{d+m}^* r_{d+m+L}) \quad (3.15)$$

为了减少计算量，可以使用 $P(d)$ 的递推公式，

$$P(d+1) = P(d) + (r_{d+L}^* r_{d+2L}) - (r_d^* r_{d+L}) \quad (3.16)$$

其中 d 是一个宽度为 $2L$ 个采样点的窗口中对应的第一个采样点的在接收到的时域信号中的位置。将这样一个窗在时域上进行滑动，搜寻第一个训练字的位置。

定义符号后半部分的能量如下：

$$R(d) = \sum_{m=0}^{L-1} |r_{d+m+L}|^2 \quad (3.17)$$

这个值也可以通过递推公式来计算，减少计算量。这个值可以用于一个自动增益控制的环路。

定时估计的度量函数可以如下定义：

$$M(d) = \frac{|P(d)|^2}{|R(d)|^2} \quad (3.18)$$

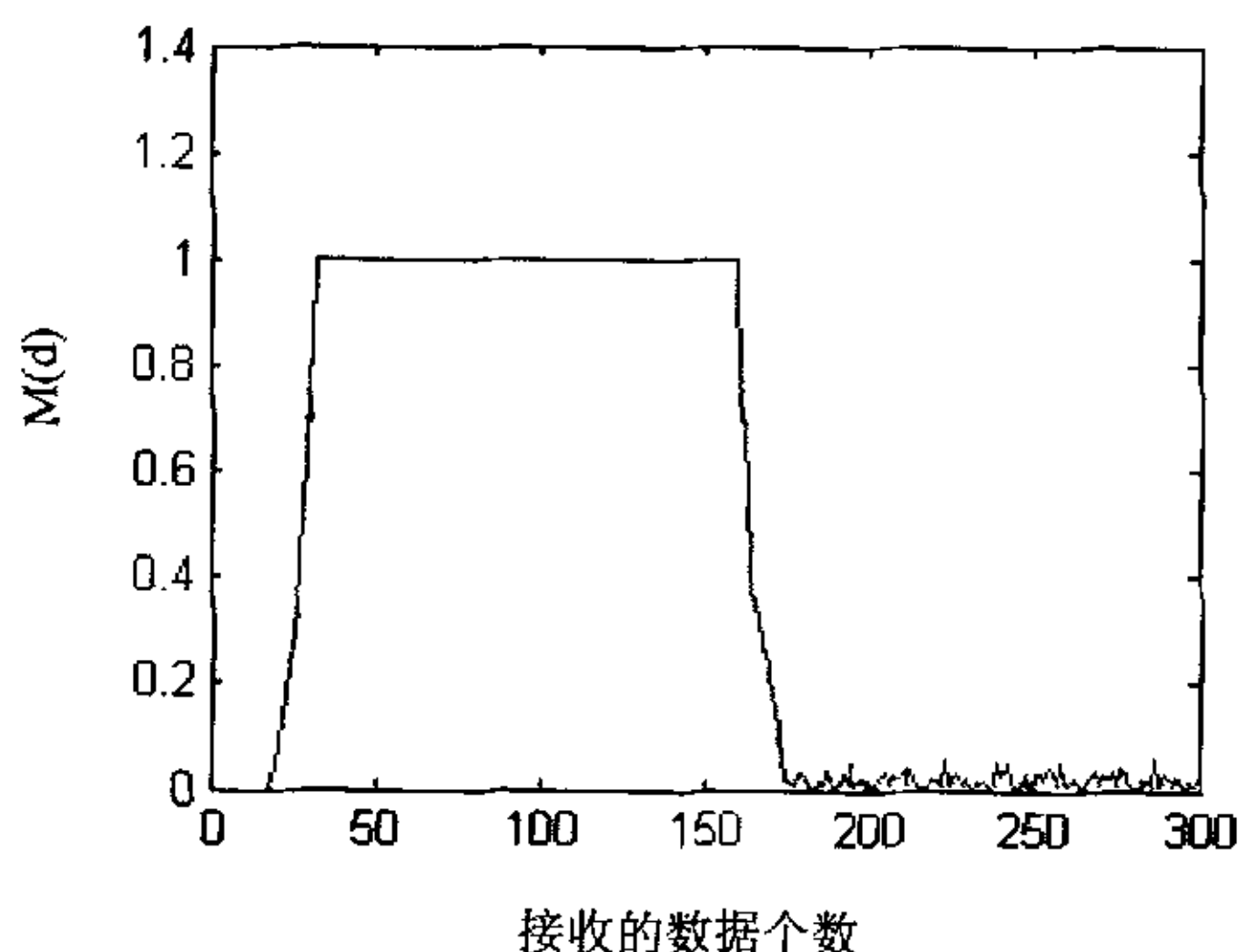


图 3.8 Schmidl&Cox's 定时示意图

上图仿真时采用的 OFDM 帧格式是基于 IEEE802.11a 协议的，这里 $L=16$ 。Schmidl&Cox's

定时估计法具有以下 4 个特征：(1) 与接收采样 r 的功率无关，既具有恒虚警特性；(2) 可以应用 Neyman-Pearson 判据，根据预先指定的虚警概率确定判决阀门值。(3) 与信噪比无关，因此可以在较大的动态范围内工作而无需更改参数。(4) 这个方法也很好的消除了频偏对定时的影响。实现框图如下：

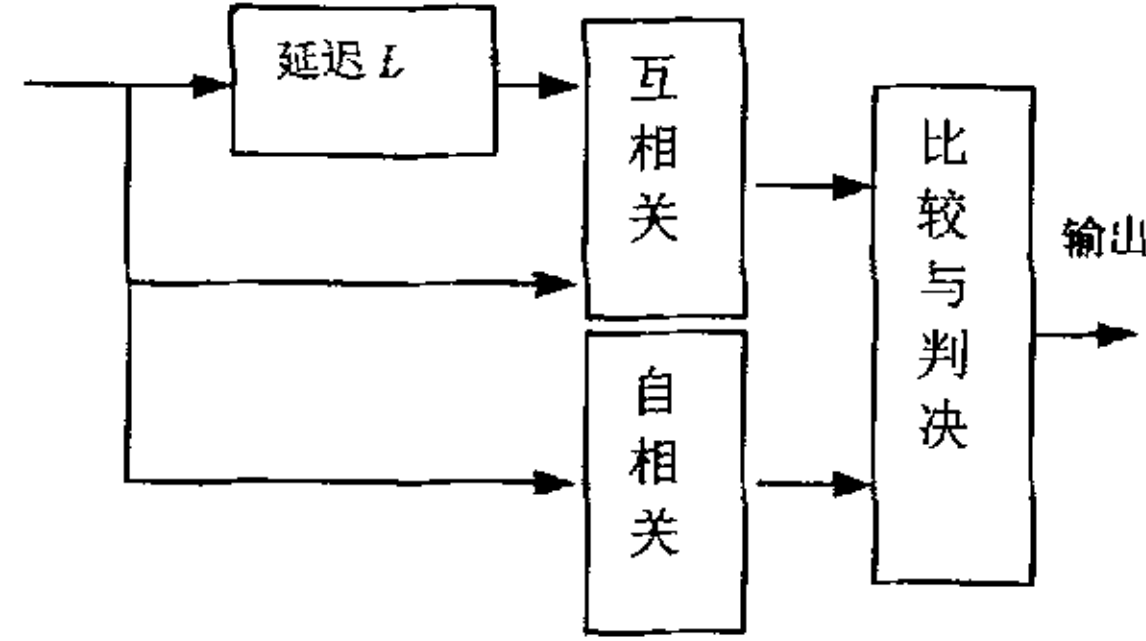


图 3.9 Schmidl 法的实现框图

但是这里有个问题存在，图 3.10 显示的是一个平台，因此在多径和噪声影响下要判断精确的定时位置比较困难，下面对这个方法进行稍微的改进，具体如下：

$$\begin{aligned}
 P_1(d) &= \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{m=0}^{L-1} r_{d+2Lk+m}^* \cdot r_{d+2Lk+m+L} \\
 R_1(d) &= \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{m=0}^{L-1} |r_{d+2Lk+m+L}|^2
 \end{aligned} \tag{3.19}$$

其中 K 为相同训练序列的个数。则得到的定时示意图如下：

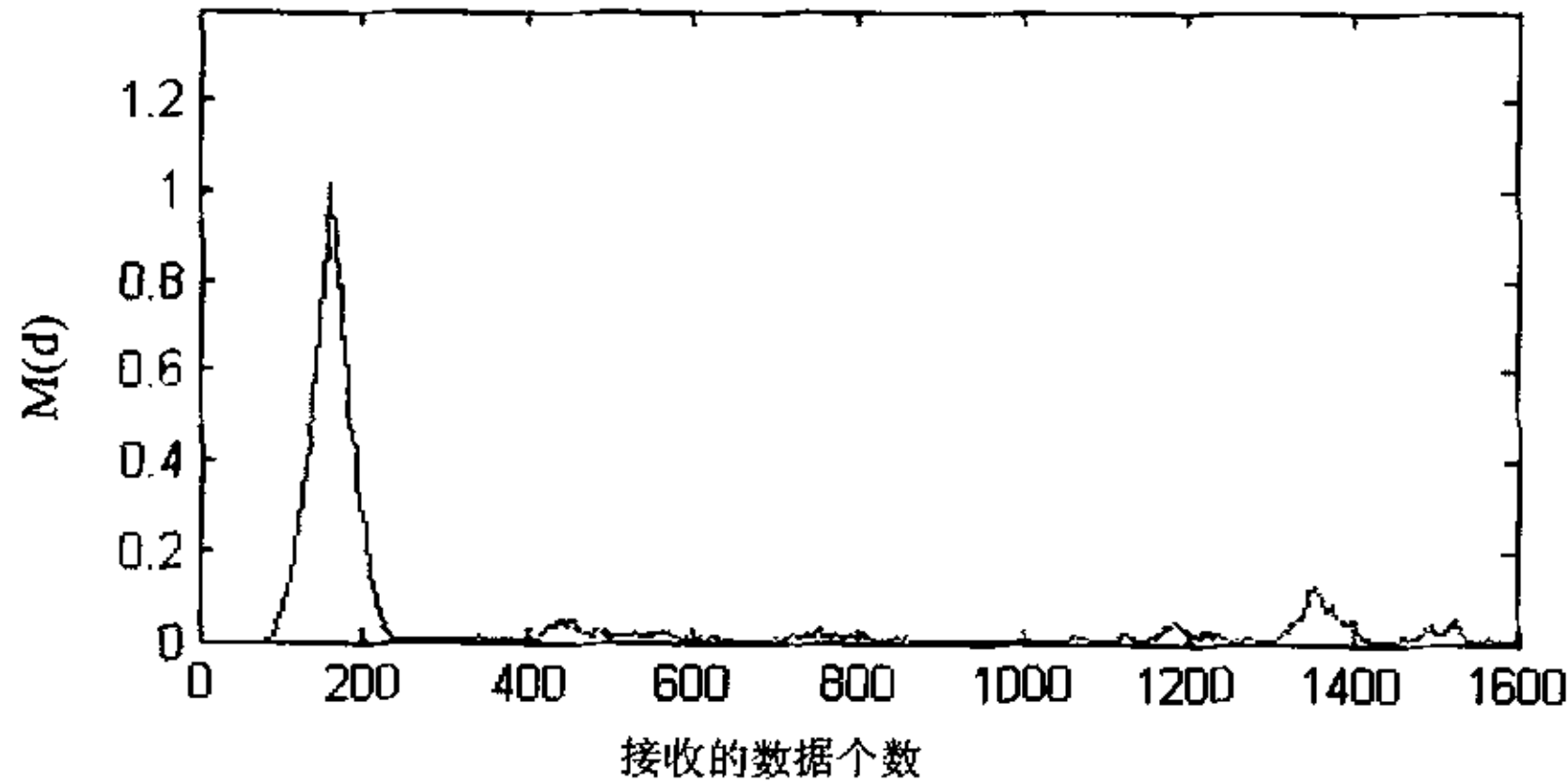


图 3.10 理想信道下使用最大值法的定时

从图上可以看出这时定时图是个尖峰，而不再像前面只是个平台了，这样位置能相当精确的定出来。这个方法和文献[39]中讲的方法基本一样，只是那里对 $P_1(d)$ 和 $R_1(d)$ 去的绝对值，而这里是进行平方。

3.2.4 CPBS 和 TSBS 定时同步算法比较

上面讨论了分别利用短训练序列和利用循环前缀的定时同步，对分别的性能有了一个初步

的了解。下面具体把这两种方法进行了比较详细的比较。

A) CPBS 性能分析

我们知道, CPBS 利用了 OFDM 符号的周期结构信息, 并在下式成立的条件下进行推演得出的。其中 $K \triangleq \{\theta + N, \dots, \theta + N + L - 1\}$

$$\forall k \in K: E\{r(k)r^*(k+m)\} = \begin{cases} \sigma_s^2 + \sigma_n^2, m = 0 \\ \sigma_s^2 e^{-j2\pi\epsilon}, m = N \\ 0, otherwise \end{cases} \quad (3.20)$$

但是这些条件显然是很苛刻的: 首先要求子载波数 N 足够大, 同时要求子载波上的调制数据的严格相互独立; 其次, 它是在 AWGN 信道环境下推导的, 但由于信道的时延扩展带来的弥散性是接收信号: $r(n) = h(n) * s(n)$ ($h(n)$ 为信道响应 CIR) 一般不满足上式的平稳性要求, 同时有效的指标集长度 (即原 CP 的长度) 减少为 $L - M + 1$, 从而大大降低峰值检测的成功概率 M 为 CIR 长度。特别地, 当 $M > L$ 时 σ_s^2 将被噪声 σ_n^2 全部淹没。

利用 CP 与 OFDM 符号的相关性可以实现时间同步, 并同时估计频率偏差。但目前所以文献的相关结论是在纯 AWGN 信道上得出的。

为了准确描述 CPBS 在无线移动环境下的性能, 我们直接在多径信道下进行分析。图采取的 OFDM 信号是基于 IEEE802.11a 协议的。用于定时的 CP 是不受信到影响的那部分, 即长度为 $L - M + 1$ 。其中单次检测概率 P 和 P_e 定义为:

$$P_e = 1 - P \triangleq \frac{\text{峰值检测错误}}{\text{符号总数}} \quad (3.21)$$

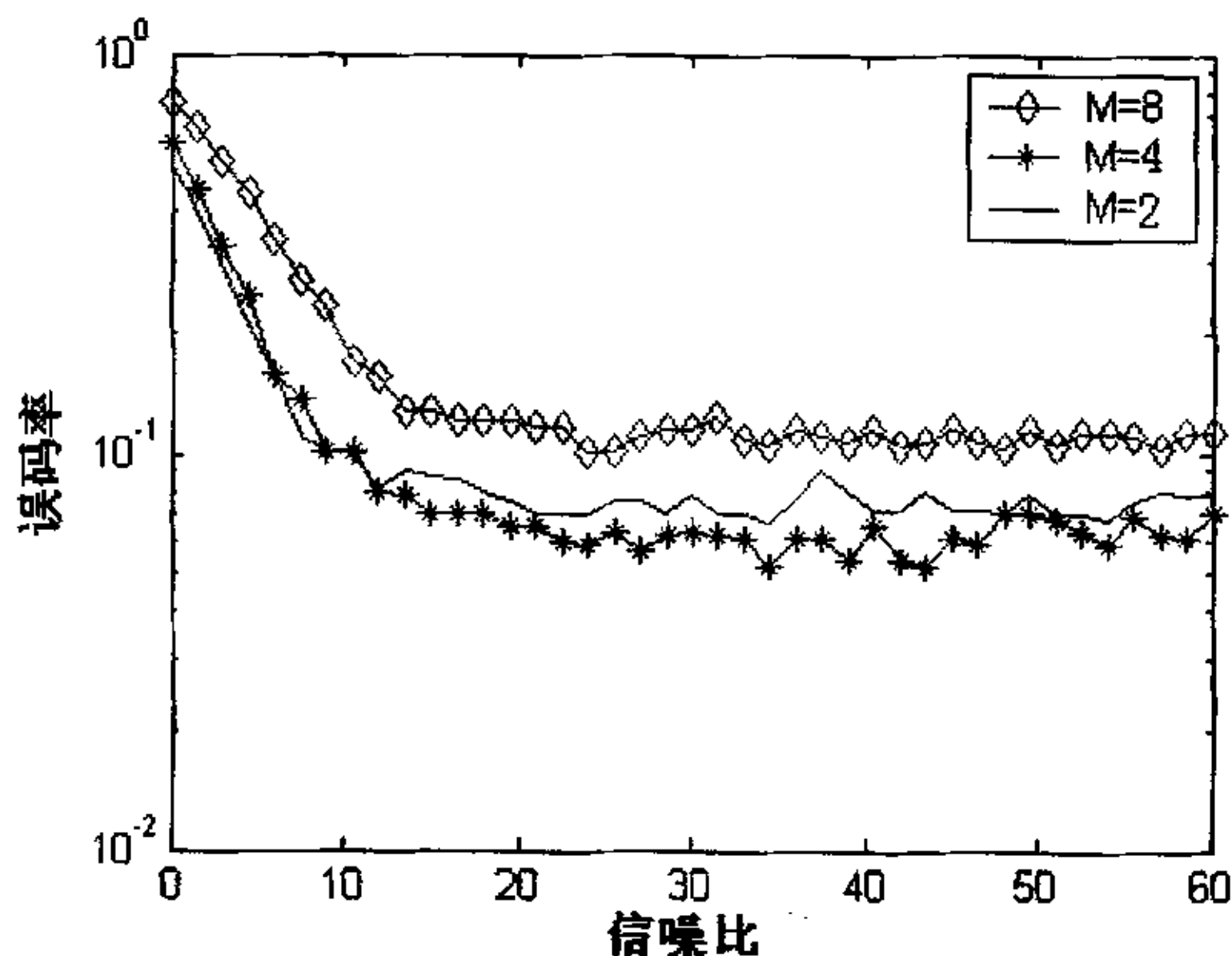


图3.11 在不同信道下CPBS的定时错误概率

从图中我们可以清楚地看到:

- 1) 随着CIR长度 M 的增加, 在相同信噪比条件下算法性能逐渐劣化。
- 2) 对不同的CIR长度 M , 算法性能都随信噪比 SNR 增加而有所改善, 但在 SNR 接近 20dB 时,

性能不再随之改善,即存在地板效应。而且我们看到,在所给的系统参数下,系统在最有利条件下的定时误差基本也大于 10^{-2} 。

B) TSBS性能分析

在TSBS中,出于采用了多周期信号作为训练序列,在经过信道之后仍能为此其周期性(只要信道CIR不是一个长度等于此周期的方波),对周期信号的检测通常也采用相关算法,检测相关峰值确定训练信号的存在,从而完成符号同步和帧同步。这里用基础相关法来做性能分析。这算法可以看成是独立的单周期检测的合并,于是其性能可以在AWGN信道下的CPBS基础上推导。这里仍采用式(4.13)的定义,并假设采用多数原理进行判决合并,即

$$\begin{cases} \text{成功 } 1 - P_e^* : \text{单次成功检测次数超过预计个数} \\ \text{失败 } P_e^* : \text{其它} \end{cases}$$

当 n 重实验中采用多数原理(半数以上(含)有效)判决时,给定单次错误检测概率为 P_e ,则 n 次实验的错误检测概率为:

$$P_e^* = \begin{cases} \sum_{i=0}^{(n+1)/2} C_n^i (1-P_e)^i P_e^{(n-i)}, n \text{ 为奇数} \\ \sum_{i=0}^{n/2-1} C_n^i (1-P_e)^i P_e^{(n-i)}, n \text{ 为偶数} \end{cases} \quad (3.22)$$

图3.12是基于IEEE802.11a协议的OFDM信号用短训练序列在多径信道下的定时时的错误概率图,在图中可以看出随着信噪比的增加,定时错误迅速下降,而不像CPBS的定时错误下降到一定之后不管信噪比怎么增加都不在下降。

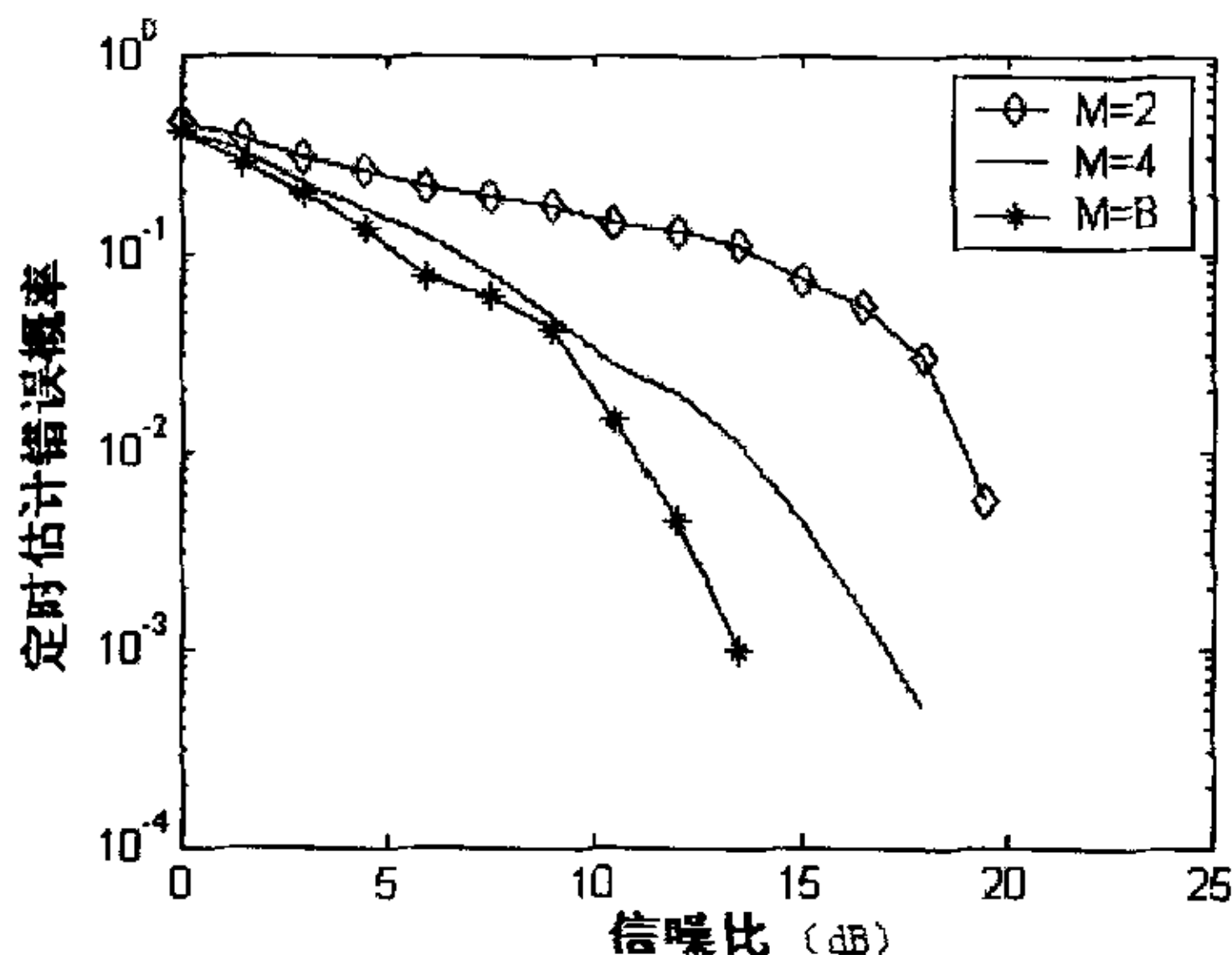


图3.12 在不同信道下PSBS的定时错误概率

综上所述,对比CPBS和PSBS,我们有,

1) 在TSBS中,由于周期性能得到保持,单次平均检测成功概率高于CPBS中的同步检测命中率;

- 2) 在TSBS中, 由于采用了多次检测合并从而获得较高的同步检测成功率, 换句话说,
- 3) 在CPBS中, 为了达到同样的同步捕获率, 需要对多个OFDM符号的检测结果进行平均, 从而降低噪声和OFDM信号的非理想自相关特性的干扰, 这将引入很大的延时; 而TSBS则同步捕获时间短。

所以, 尽管TSBS由于引入了不传数据的训练序列用于同步开销, 从而对频谱效率有所降低(从而降低SNR), 由于同步捕获快的特定, 特别适合突发数据传送系统, 而且训练序列还可以用于信道估计的用途。而CPBS则较为适合DAB/DVB等连续传输媒体流的广播系统。

3.2.5 各种 TSBS 定时同步算法比较

在 3.2.3 节中我们分别列举了三种利用循环前缀来定时的方法, 这里我们主要来比较一下这三种方法的性能以及在硬件上的实现的难易度。

1) 在存在频偏情况下三种算法性能:

假设发射数据为 $x(n)$, 频偏为 Δf , 则接收到的数据为 $y(n) = x(n) * e^{j2\pi\Delta f n/N}$, $N = 64$ 。下面分别来看看这三种在频偏影响下的情况:

(a) 方法 A

基础相关法的本地相关式子变为:

$$Loca_Corr(i) = \sum_{n=1}^{16} c^*(n) * x(n+i) * e^{j2\pi\Delta f n/N}, \quad N = 64 \quad (3.23)$$

从上式可以清楚的看出由于每个数据上受影响的频偏相位不一样, 造成了 $Loca_Corr(i)$ 受到频偏的严重影响。(其中 c_n^* 为理想短训练序列的共轭值) 如图所示:

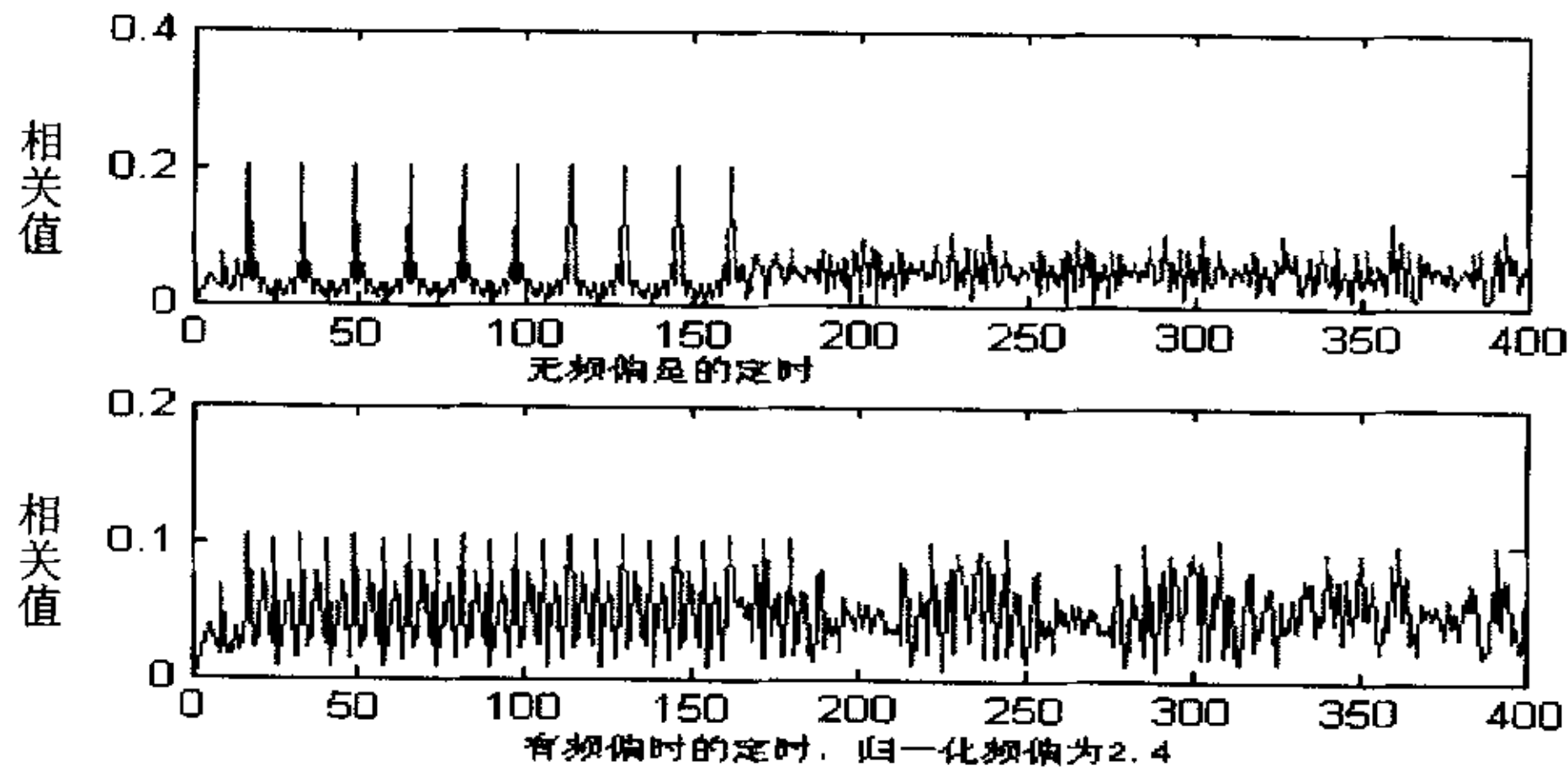


图 3.13 不同频偏下的两种定时比较

从上图可以看出当频偏比较大时, 已无法分辨出所需要的尖峰值, 这样无法准确的确定符号的位置。

(b) 方法 B

共轭相关法前后数据共轭相乘变为

$$\begin{aligned}
 z(n+1) &= y(n+1) * y^*(n) \\
 &= x(n+1)e^{j2\pi\Delta f(n+1)/N} * x^*(n)e^{-j2\pi\Delta f n/N} \\
 &= x(n+1) * x^*(n) * e^{j2\pi\Delta f/N}
 \end{aligned} \tag{3.24}$$

把这个值拿去做本地相关得到值为

$$\begin{aligned}
 Loca_Corr(i) &= \sum_{n=1}^{15} z(n+i) * k^*(n) \\
 &= e^{j2\pi\Delta f/N} \sum_{n=1}^{16} x(n+i+1) * x^*(n+i) * k^*(n)
 \end{aligned} \tag{3.25}$$

其中 $k^*(n) = c^*(n+1) * c(n)$ 。从上式可以看出 $Loca_Corr(i)$ 的绝对值不受频偏的任何影响。如图所示：

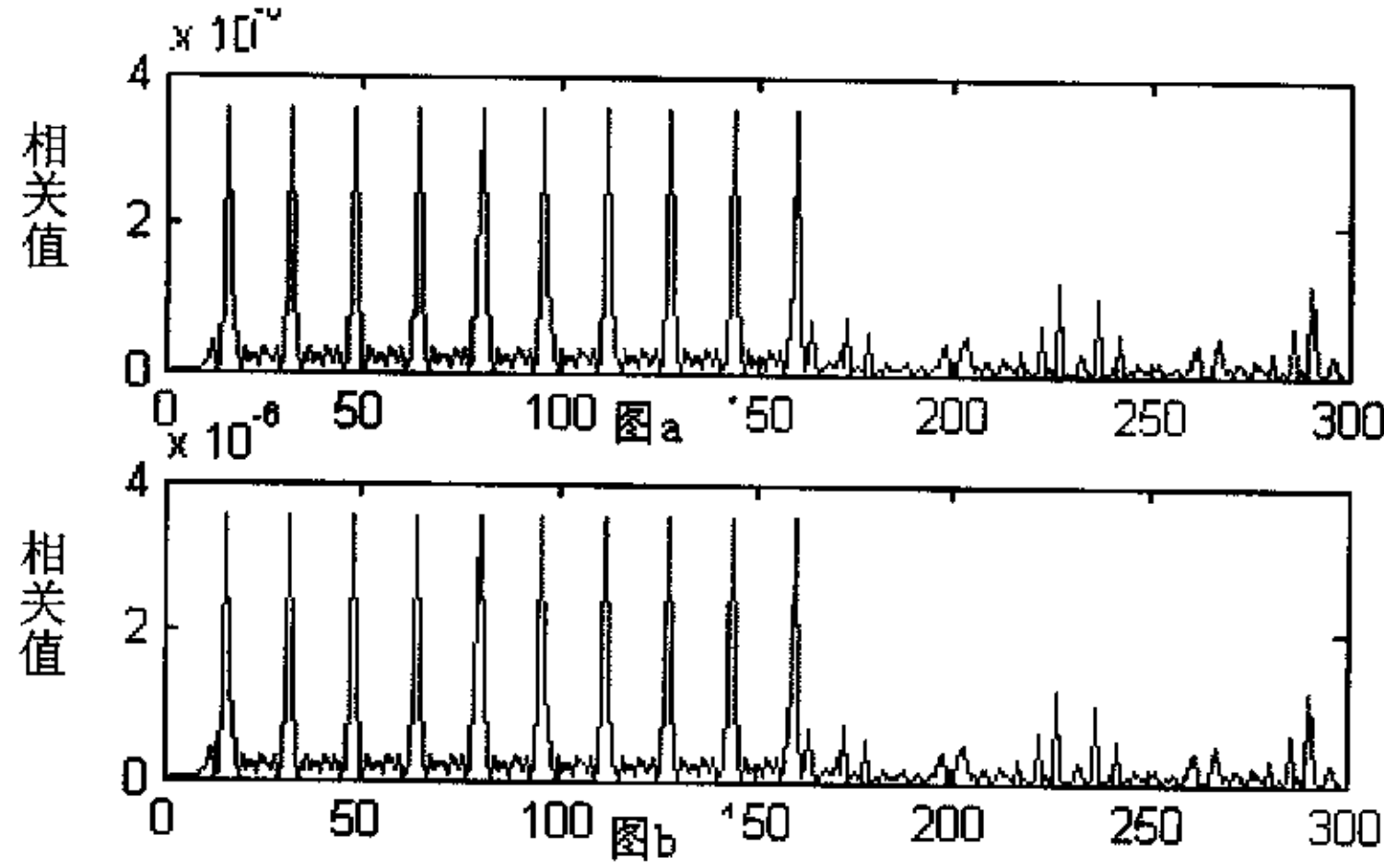


图 3.14 频偏对共轭相关法的影响

其中图 a 是在没有频偏情况下的定时，而图 b 是在频偏 $\Delta f = 2.4$ （归一化）。

(c) 方法 C

改进 Schmidl&Cox's 定时估计法的估计式子

$$\begin{aligned}
 P_1(d) &= e^{j2\pi L\Delta f/N} \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{m=0}^{L-1} x^*(d+2Lk+m) \cdot x(d+2Lk+m+L) \\
 R_1(d) &= \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{m=0}^{L-1} |e^{j2\pi(d+2Lk+m+L)\Delta f/N} x(d+2Lk+m+L)|^2 \\
 &= \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{m=0}^{L-1} |x(d+2Lk+m+L)|^2
 \end{aligned} \tag{3.26}$$

所以 $P_1(d)$ 的绝对值不受频偏影响，因此 $M(d) = \frac{|P_1(d)|^2}{|R(d)|^2}$ 也不受频偏影响。如图所示：

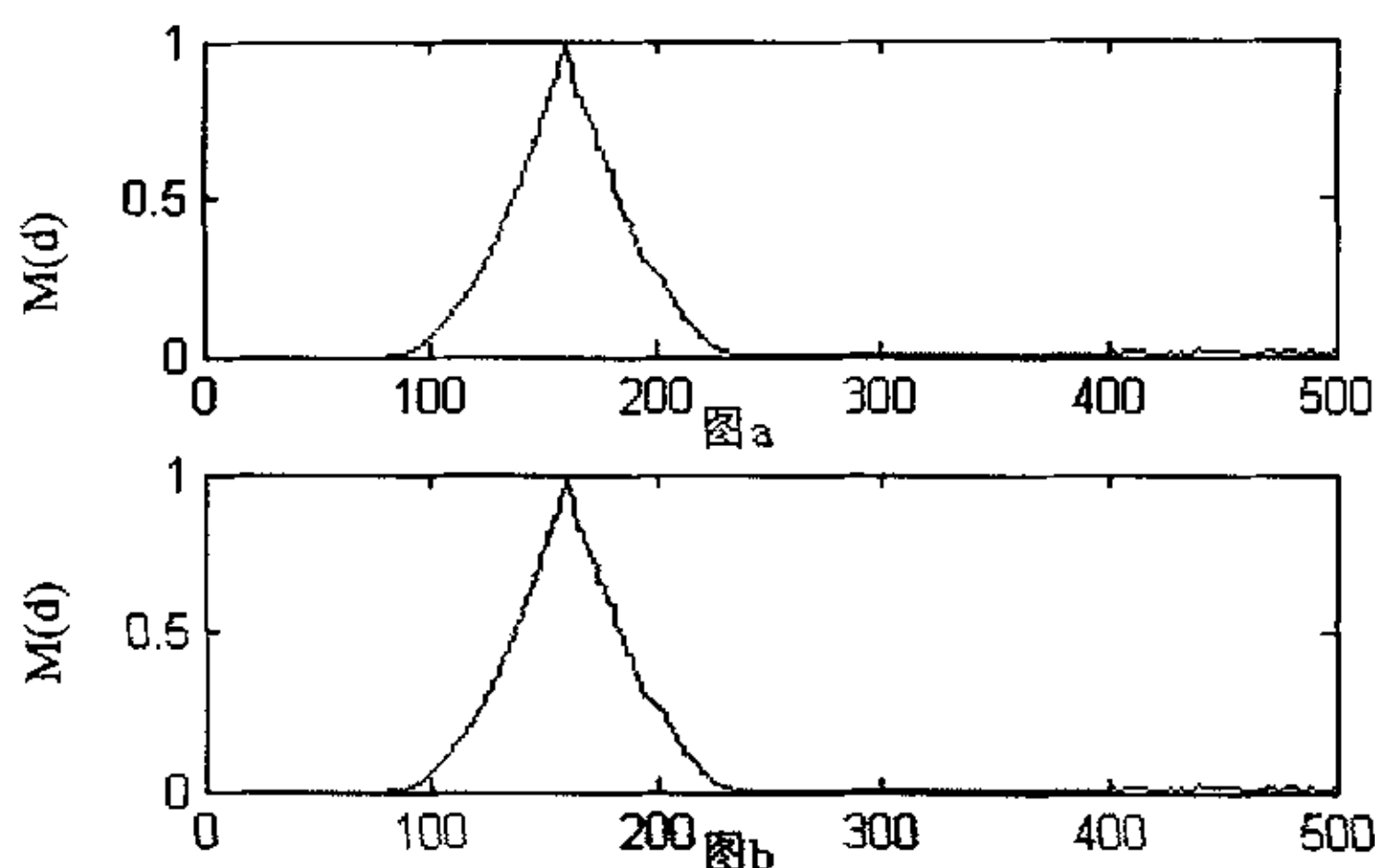


图 3.15 频偏对改进 Schmidl&Cox's 定时估计法的影响

其中图 a 是在没有频偏情况下的定时，而图 b 是在频偏 $\Delta f = 2.4$ （归一化）。

综上所述，基础相关法会受到频偏的影响，而其余两种则不受影响。在实际接收机实现中必定存在着载波频偏，所以基础相关法只是适合理论上的讨论。

2) 高斯信道下三种方法的定时性能比较：

仿真工具：Matlab。仿真环境：AWGN 信道，没有频偏影响。仿真参数：FFT(IFFT)为 64 点，52 个子载波传输数据，5000 帧的数据，每一帧取 300 点，包括 160 个短训练序列。仿真结果如下图所示

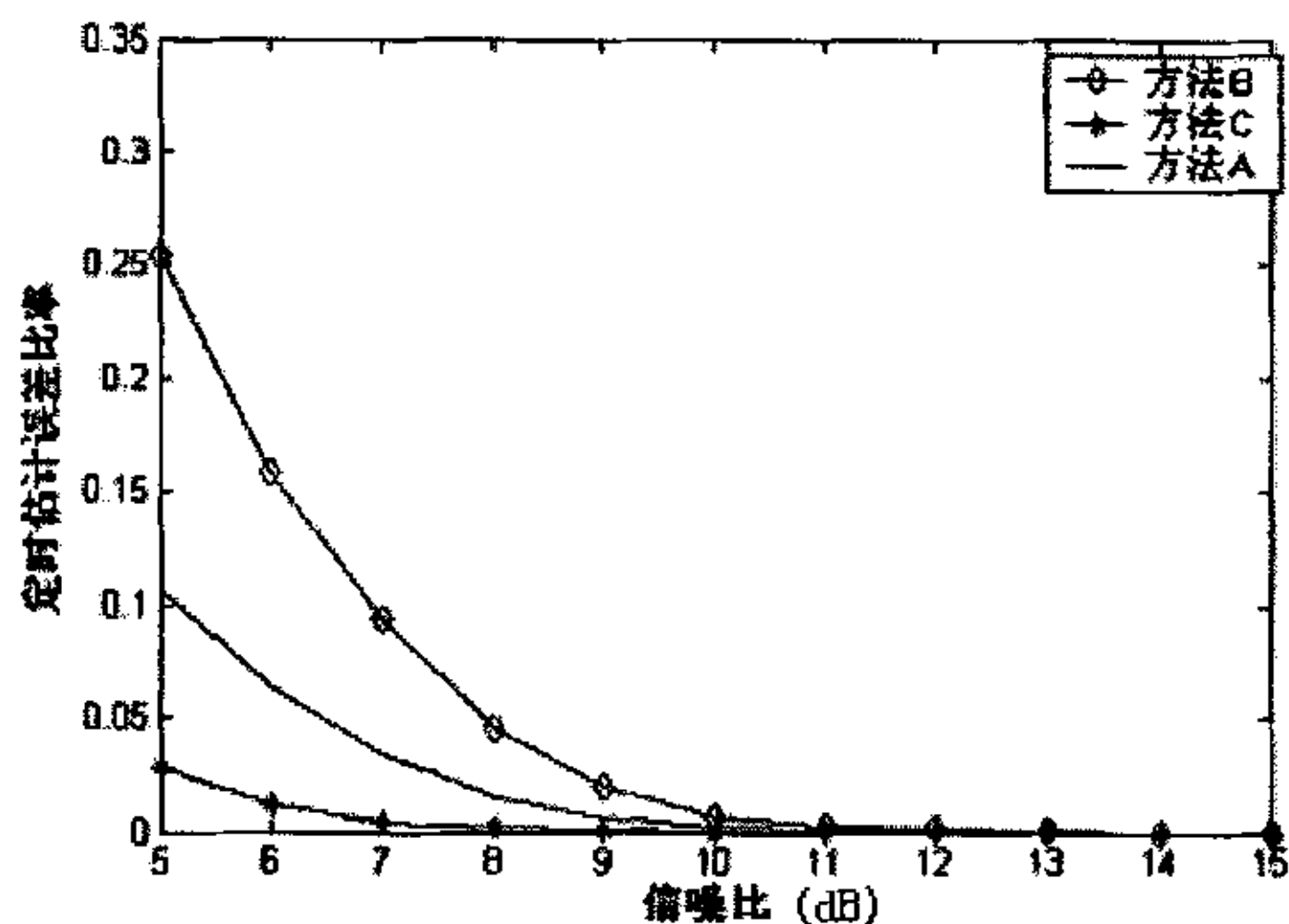


图 3.16 高斯信道下三种定时方法在不同信噪比下的性能比较

从上图可见，在没有频偏或频偏较小的情况下，方法 A 的定时性能最好，方法 C 其次，方法 B 最差。方法 B 其实是方法 A 的改进，这样的话能防止频偏影响，但是这样改进以后又带来一个新的不足，比改进前更容易受噪声影响，原因如下：设接收到的前后两个信号分别为：

$$\begin{aligned} s(n) &= x(n) + N(n) \\ s(n+1) &= x(n+1) + N(n+1) \end{aligned} \quad (3.27)$$

其中 $x(n)$ ， $x(n+1)$ 发射的信号， $N(n)$ ， $N(n+1)$ 为高斯噪声。则前后两个信号共轭相乘之

后的值为:

$$z(n) = x^*(n) * x(n+1) + x^*(n) * N(n+1) + x(n+1) * N^*(n) + N^*(n) * N(n+1) \quad (3.28)$$

其中有用信号为上式第一项,后面三项都为噪声,第二项和第三项这两项噪声是有共轭相乘所引起的,从下图可以很清楚地看到这个影响:

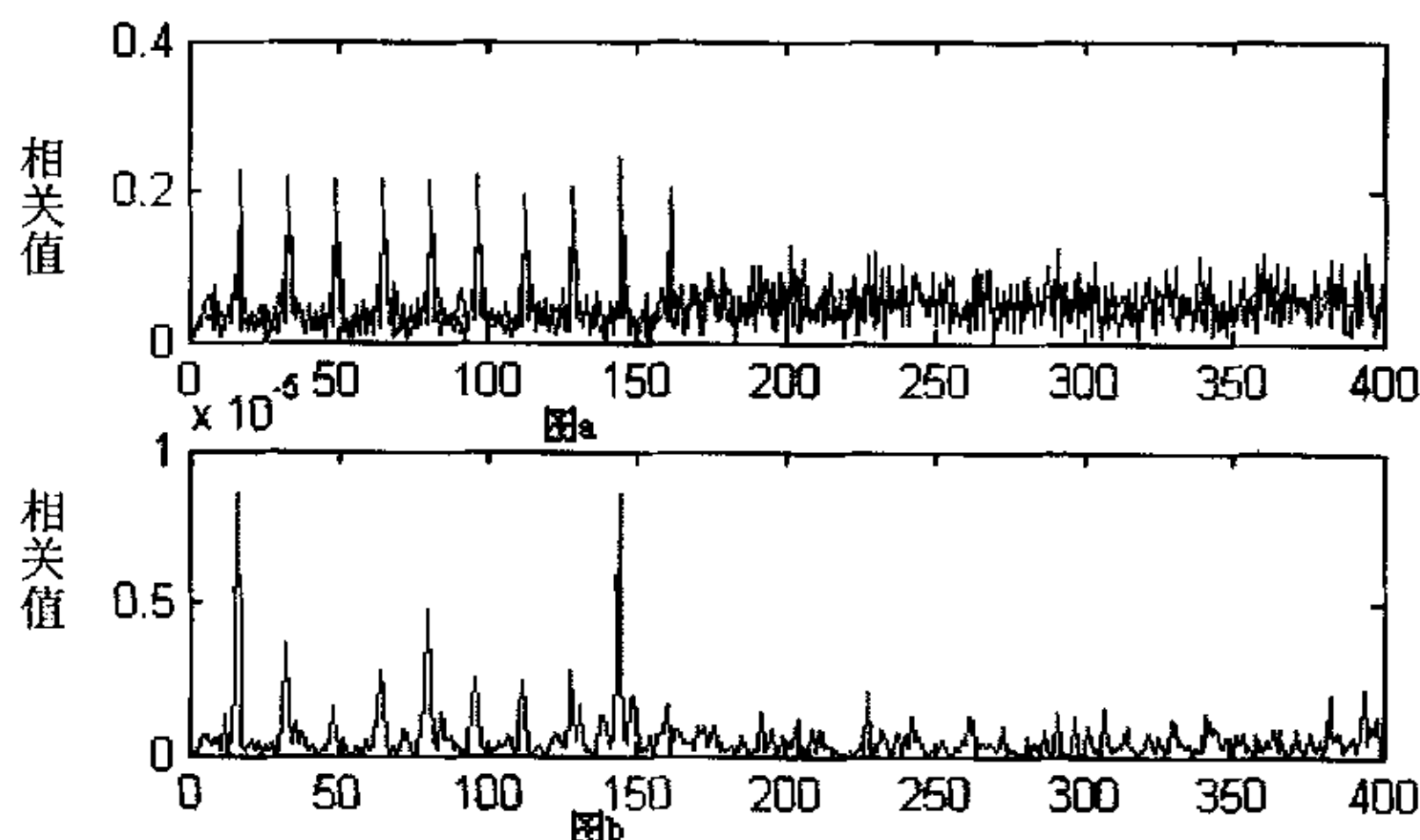


图 3.17 在同一信噪比下两种定时方法的比较

另外同样原因,方法 C 在操作过程中引入的噪声比方法 A 要多,有点与方法 B 相似,所以受噪声影响要比方法 A 大。不过当信噪比超过 10dB 以后,三个方法的定时误差非常接近。

3) 多径信道下的三种方法的定时性能比较:

仿真工具: Matlab。仿真环境: 多径信道, 没有频偏影响。仿真参数: FFT(IFFT)为 64 点, 52 个子载波传输数据, 5000 帧的数据, 每一帧取 300 点, 包括 160 个短训练序列。仿真结果如下图所示

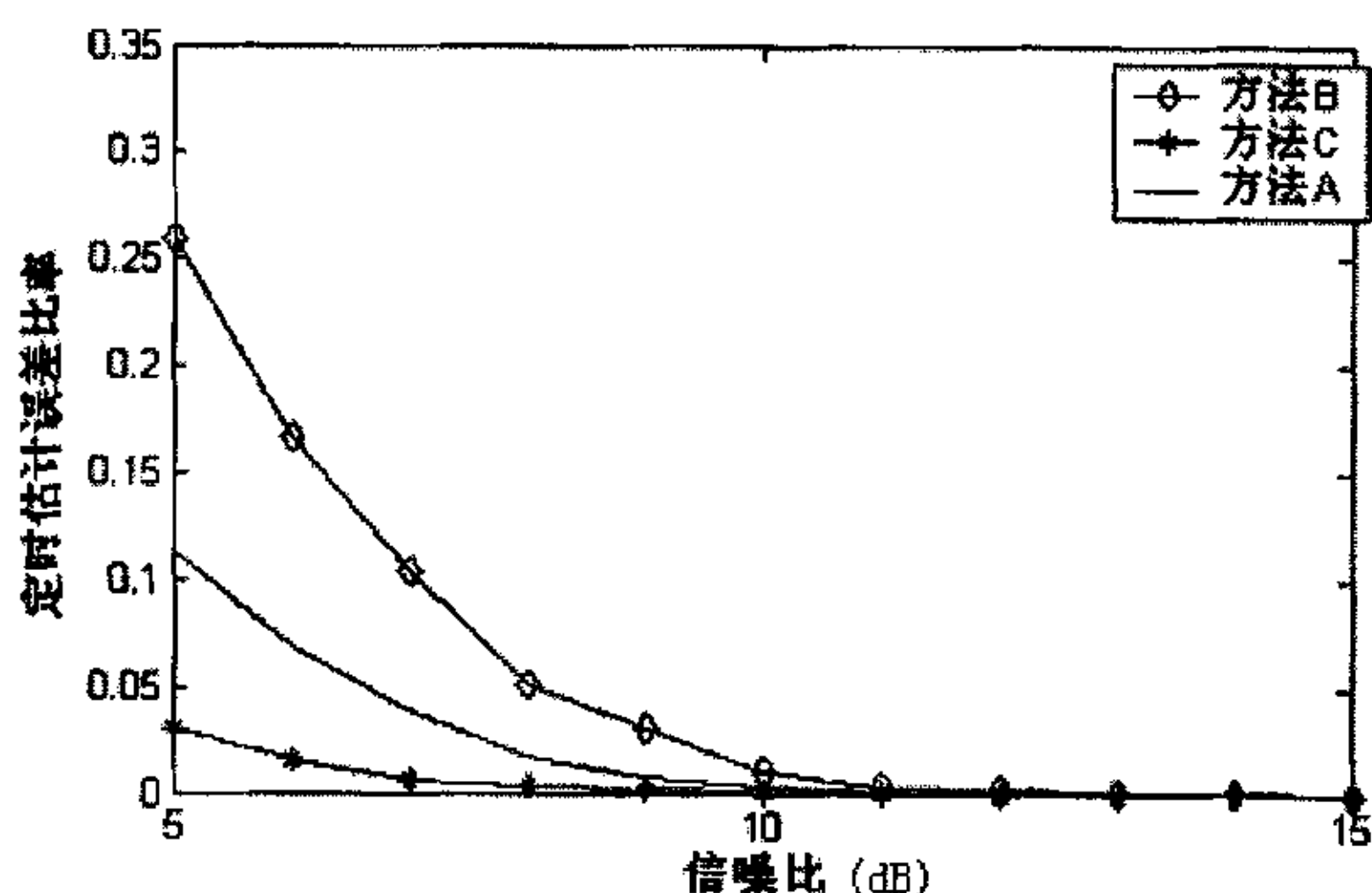


图 3.18 多径信道下三种定时方法在不同信噪比下的性能比较

比较图 3.17 和图 3.18,可以看出这三种方法在多径情况下的定时性能和在高斯信道下的定时性能基本上是一样的。

4) 总观上面的比较, 从理论上讲方法 C 是这三种方法中最理想的, 不仅消除了频偏问题, 而且定时性能比较好, 但是我们可以看出在信噪比达到 11dB 以上, 方法 B 的性能和方法 C 差不多。下面我们来具体考虑一下硬件实现的复杂度来观察 (由于实际中要考虑到频偏的影响, 这里具体讨论方法 B 和方法 C)。

实现方法 B 前后数据需要共轭相乘所以需要用到一个复乘, 其中两个输入数据的位数为 10bit, 输出为 14bit。另外因为需要本地相关需要 15 个复乘, 不过这里由于 15 个本地值是已知的, 所以可以采取查表法来代替乘法或把这 15 个值分别近似 2 的次幂的和的形式, 这样就可以用移位来代替乘法, 大大节省了系统资源 (具体方法可以看第四章), 所以方法 B 的实现实际只需要一个共轭乘, 以及 13 个加法器, 还有 2 个平方器。

实现方法 C 的具体实现也要用到一个和上面一模一样的乘法器, 一个累加器和一个减法器以及 4 个平方器。另外, 方法 C 还需要实现一个除法, 这是在 FPGA 种是很难实现的一个问题, 如果要比较精确实现需要大量的资源, 而在我们这个项目中 FPGA 的资源不多, 因此在本文实现部分所采取的定时方法为方法 B。

3.2.6 细定时同步

随着时间的增长, 由于位定时误差造成的偏移量会不断的增加, 而且采样时钟的偏差造成的相位偏差在不同的子载波上是不相同的, 这样的相位偏差会使得 QAM 的星座图旋转成几个同心圆, 如图 3.1 的 b、c 所示。

从上面的图中可以看出, 由于采样时钟的偏差造成的位定时误差随着时间的积累会对星座图的上各个星座点产生严重的影响, 导致无法正确的解调出 QAM 的符号。由于在实际情况下, 采样时钟的偏差是必然存在的, 所以必须进行由于采样时钟偏差造成的位定时误差的跟踪。

细定时同步一般是在频域上, 用导频来实现。原理如下:

接收信号经过 FFT 变换以后, 从时域变到频域, 如式 (3.1), 为了清楚期间这里再写一遍

$$Y_{i,n} = e^{j2\pi(n/N)e_\theta} X_{i,n} \cdot H_{i,n} + n_{i,n}, \quad (-\Delta + T_m)/T < e_\theta < 0 \quad (3.29)$$

不过这里 e_θ 只剩下小数倍定时误差, 下面用 θ_{fra} 表示。

假设小数倍的定时误差在每一个符号里都一样, 这样可以用导频来跟踪实现。具体的方法主要是两种: A、早迟门跟踪环; B、一般的锁相环。下面来大致讨论一下这两种方法:

(1) 早迟门跟踪环

早迟门算法广泛的应用于通信系统中的定时跟踪环路, 其思想是在噪声存在的情况下, 信号峰值的辨别一般比较困难, 因此就考虑在峰值时刻 T 早 ξ 时延和晚 ξ 时延的时刻分别抽样, 通过对两个抽样值的比较处理, 找到最佳的抽样时刻, 一般来说是提取定时误差信息, 产生鉴相曲线, 通过 LPF 来控制采样点的位置, 显然鉴相增益与 ξ 的大小有关。

[36]中作者正是借鉴了这种思想, 所不同的是, 此时的算法是在频域进行的, 即考虑到定时误差的影响在频域表现为相位旋转, 通过输入信号中受影响的导频和本地导频作相关, 通过一定的比较处理, 提取定时误差信息, 同样通过一个 DPLL 环路来对输入的信号进行补偿, 整个的结构如图 3.19。

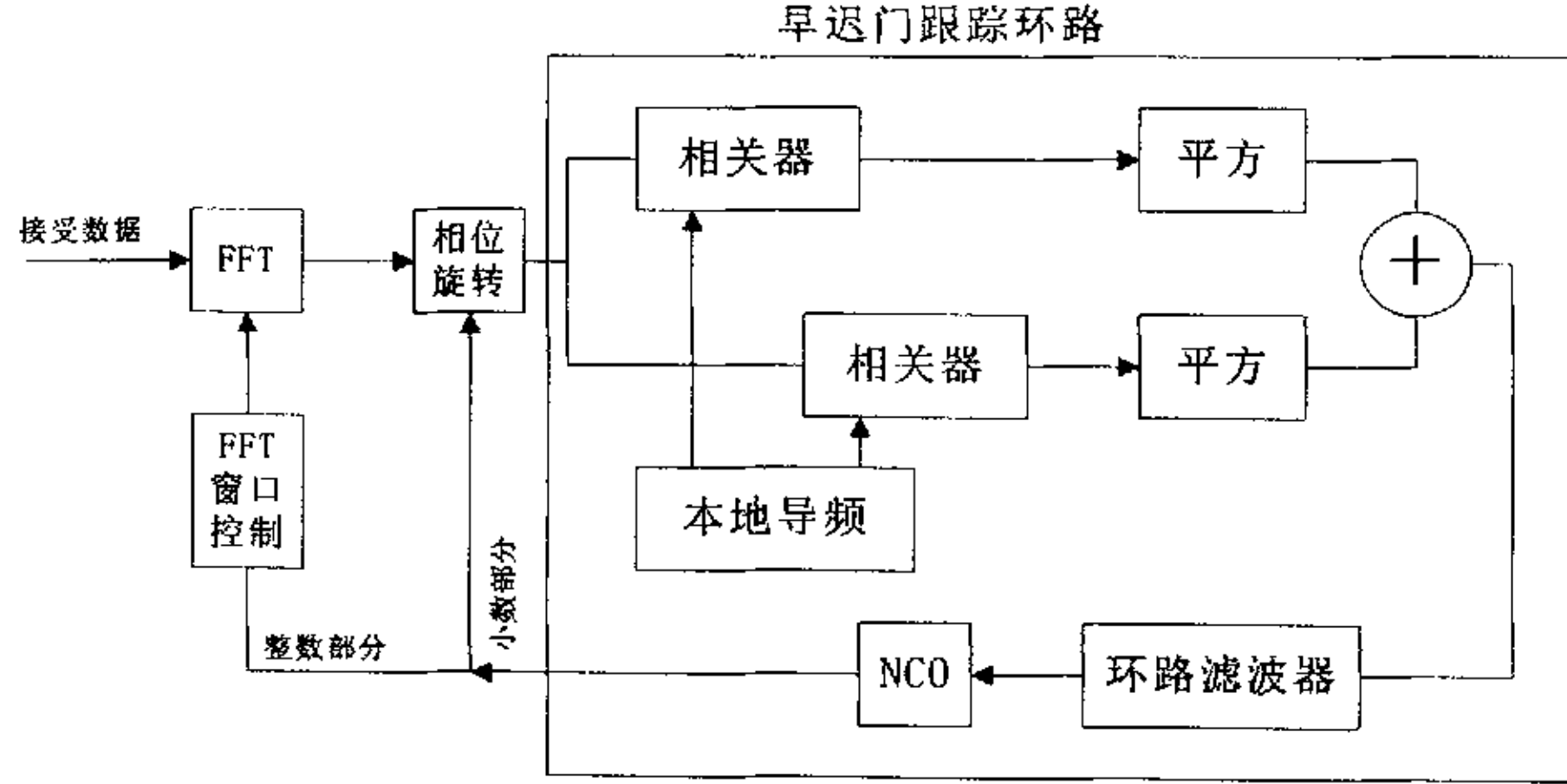


图 3.19 早迟门跟踪环结构示意图

当存在剩余定时误差 θ_{fra} 时，此时接受到的导频在频域表示为：

$$\hat{\gamma}_{i,m_k} = e^{-j(2\pi/N)m_k\theta_{fra}} H_{i,m_k} \gamma_{m_k} + n_{i,m_k}, \quad k = 1 \dots M \quad (3.30)$$

$\{\gamma_m | m = m_1, \dots, m_M\}$ 为发射端插入的导频，在 IEEE 802.11a 中，显然 $m = -21, -7, 7, 21$ 。

本地产生的用来和输入信号相关的早迟参考导频信号为：

$$\gamma_e(k) = e^{-j(2\pi/N)m_k\zeta} \gamma_{m_k}, \quad \gamma_l(k) = e^{j(2\pi/N)m_k\zeta} \gamma_{m_k}, \quad k = 1 \dots M \quad (3.31)$$

其中 $0 < \zeta < 1/2$ 是提前（或延后）的时延，并已经相对 OFDM 采样时钟归一化。因此我们可以得到早延迟的互相关函数为：

$$R_e(i, \theta_{fra}) = \sum_{k=1}^M \hat{\gamma}_{i,m_k} \gamma_e^*(k) \quad R_l(i, \theta_{fra}) = \sum_{k=1}^M \hat{\gamma}_{i,m_k} \gamma_l^*(k) \quad (3.32)$$

将这两个互相关函数平方相减之后，便可以产生定时误差信号：

$$a(i, \theta_{fra}) = |R_l(i, \theta_{fra})|^2 - |R_e(i, \theta_{fra})|^2 = E[a(i, \theta_{fra})] + n_a(i) \quad (3.33)$$

其中 $E[a(i, \theta_{fra})]$ 是有用的分量，而 $n_a(i)$ 是称之为零均值的环路噪声。将此误差信号送入 LPF，产生的控制电压送入 NCO，即能跟踪上一定范围内的定时偏差。如下图所示：

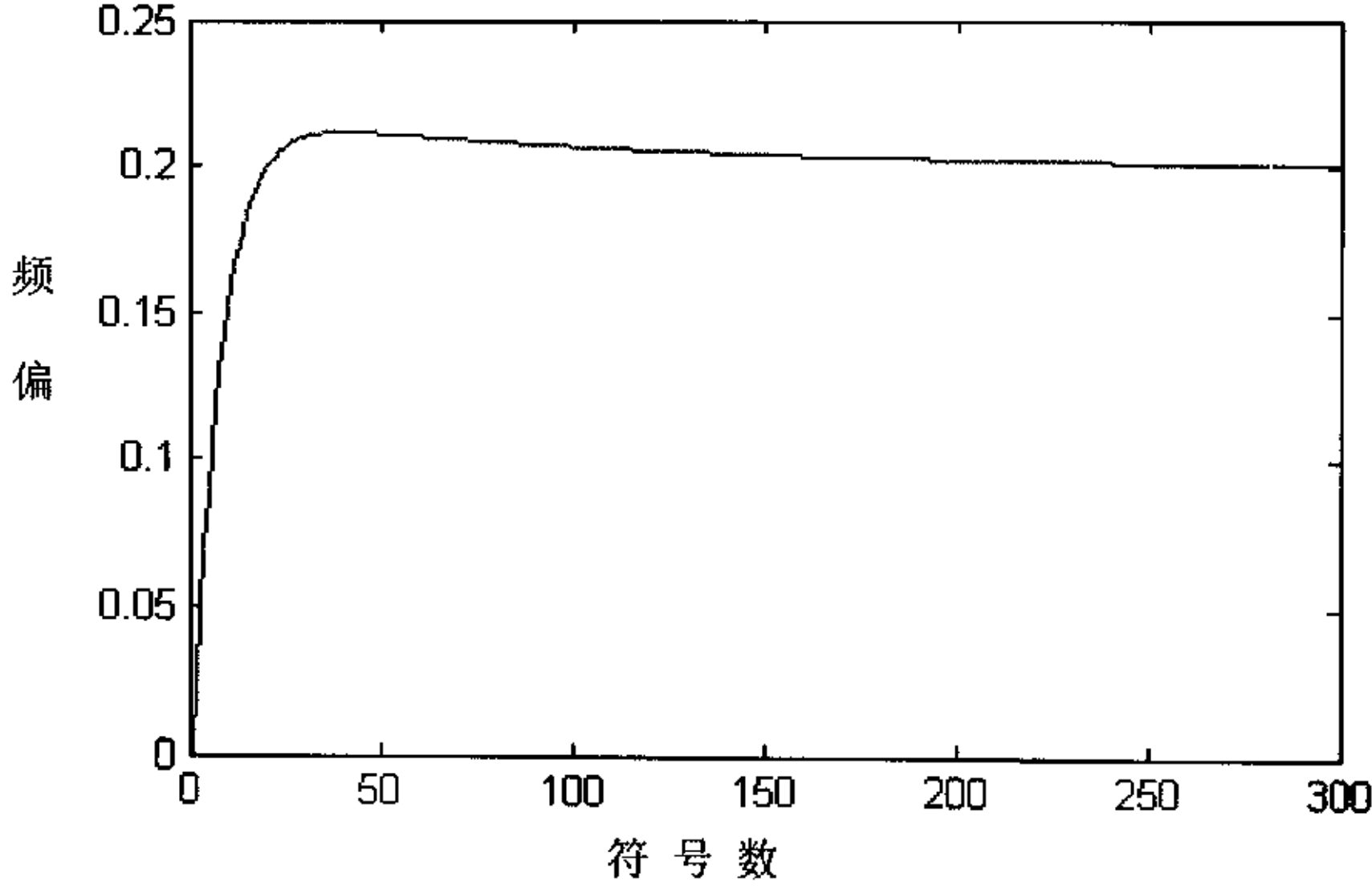


图 3.20 理想信道下早迟门的跟踪曲线

$$(\varepsilon = 0.2, \zeta = 0.5, \xi = 0.707, B_e T = 0.007)$$

显然，整个环路的性能和两个关键参数有关，一个是导频的个数 M ，一个是 ζ ，但在基于 IEEE802.11a 的系统中 M 已规定等于 4。而 ζ 作为早迟门中的时延量，直接影响鉴相曲线的形状，即有不同的鉴相增益，从而影响环路的性能，因此对 ζ 选择尤为重要，在理想状态下，环路的鉴相曲线是由 ζ 决定， ζ 越大，鉴相曲线越陡，即鉴相增益越大，但是线性范围之外的抖动越小。

(2) 一般的锁相跟踪环

一般锁相环也是利用导频的信息来进行跟踪，从而来纠正误差。它的鉴相思路如下：设接收到的导频的表达式为：

$$\hat{\gamma}_{i,m_k} = e^{-j(2\pi/N)m_k\theta_{fra}} \gamma_{m_k} + n_{i,m_k}, \quad k=1\dots M \quad (3.34)$$

则前后两个导频共轭相乘得到：

$$multi = \hat{\gamma}_{i,m_l} \cdot \hat{\gamma}_{i,m_{l+1}}^* = \gamma_{m_l} \cdot \gamma_{m_{l+1}}^* e^{j(2\pi/N)(m_{l+1}-m_l)\theta_{fra}}, l=1\dots M-1 \quad (3.35)$$

由于 γ_{m_l} 一般是个实数，则

$$angle(multi) = (2\pi/N)(m_{l+1}-m_l)\theta_{fra} \quad (3.36)$$

所以

$$\hat{\theta}_{fra} = \frac{angle(multi)}{(2\pi/N)(m_{l+1}-m_l)} \quad (3.37)$$

然后，就可以将这个误差量送入反馈环路，进行位定时误差的跟踪。

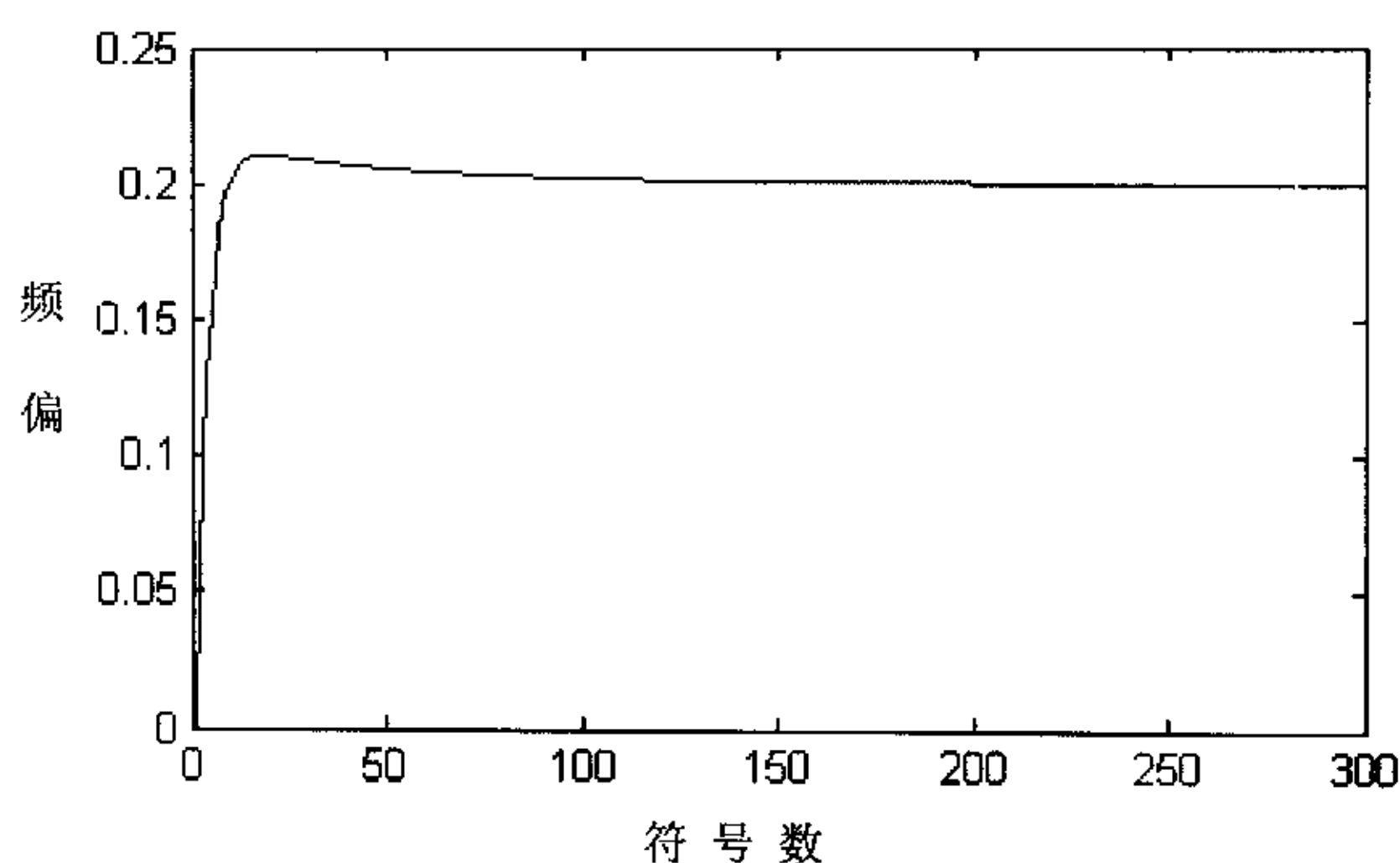


图 3.21 理想信道下方法 B 的跟踪曲线

($\varepsilon = 0.2$, $\zeta = 0.5$, $\xi = 0.707$, $B_L T = 0.007$)

(3) 两种方法的比较

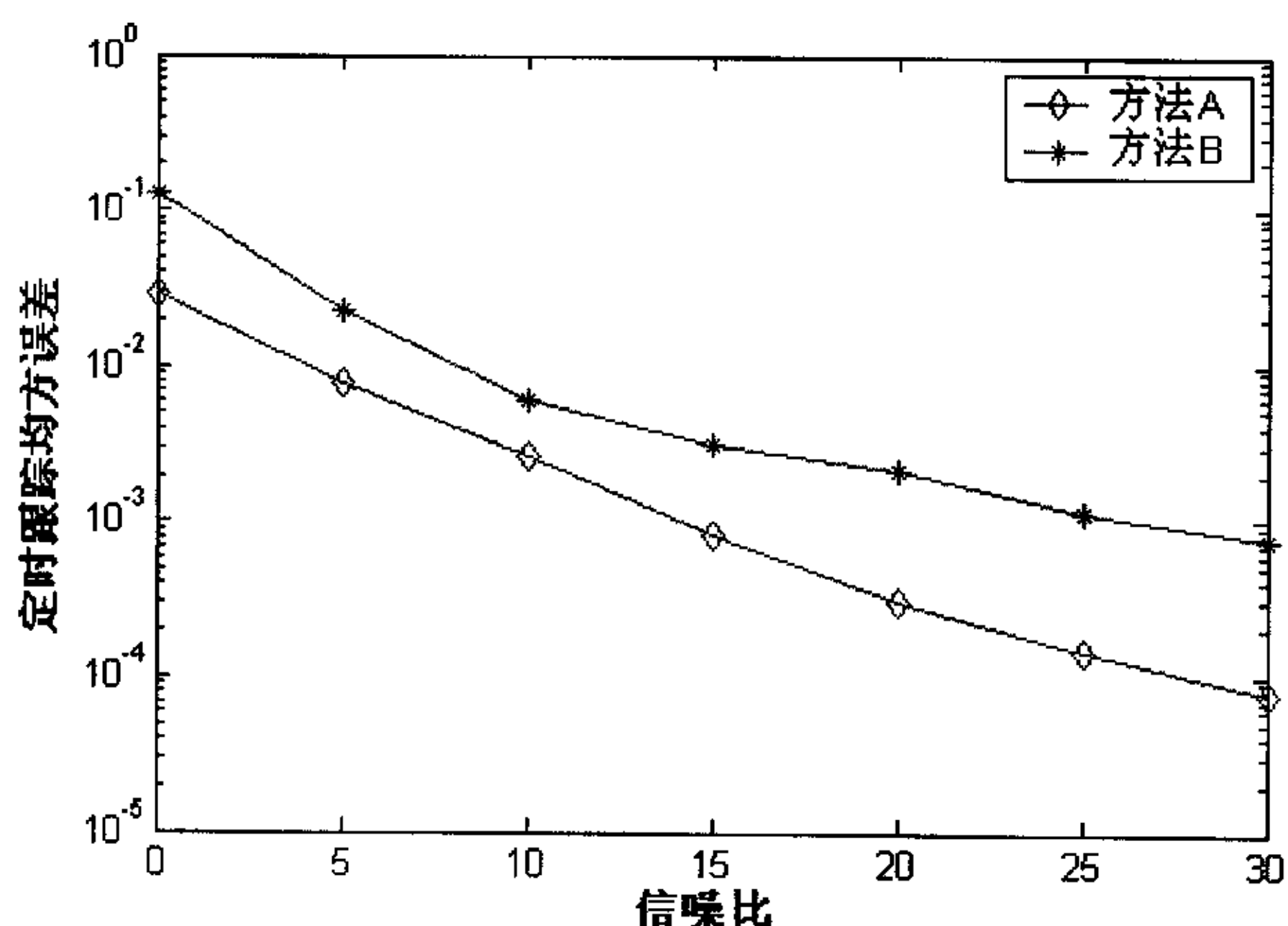


图 3.22 在高斯信道下的两种定时跟踪环的比较

从图 3.22 可以看出方法 A 的定时跟踪性能比方法 B 要好很多，而且随着信噪比的提高方法 A 的性能更胜方法 B。

但是不管是用方法 A 或用方法 B,只要是锁相环跟踪，必须需要一定的时间才能建立稳定，这就意味着前面的一段有用数据将受到“污染”。所以在用锁相环的同时必须结合相位直接估计。在锁相环为稳定之前，现有导频估计出定时误差，直接进行补偿，等到锁相环稳定之后再用锁相环进行补偿,如下图所示：

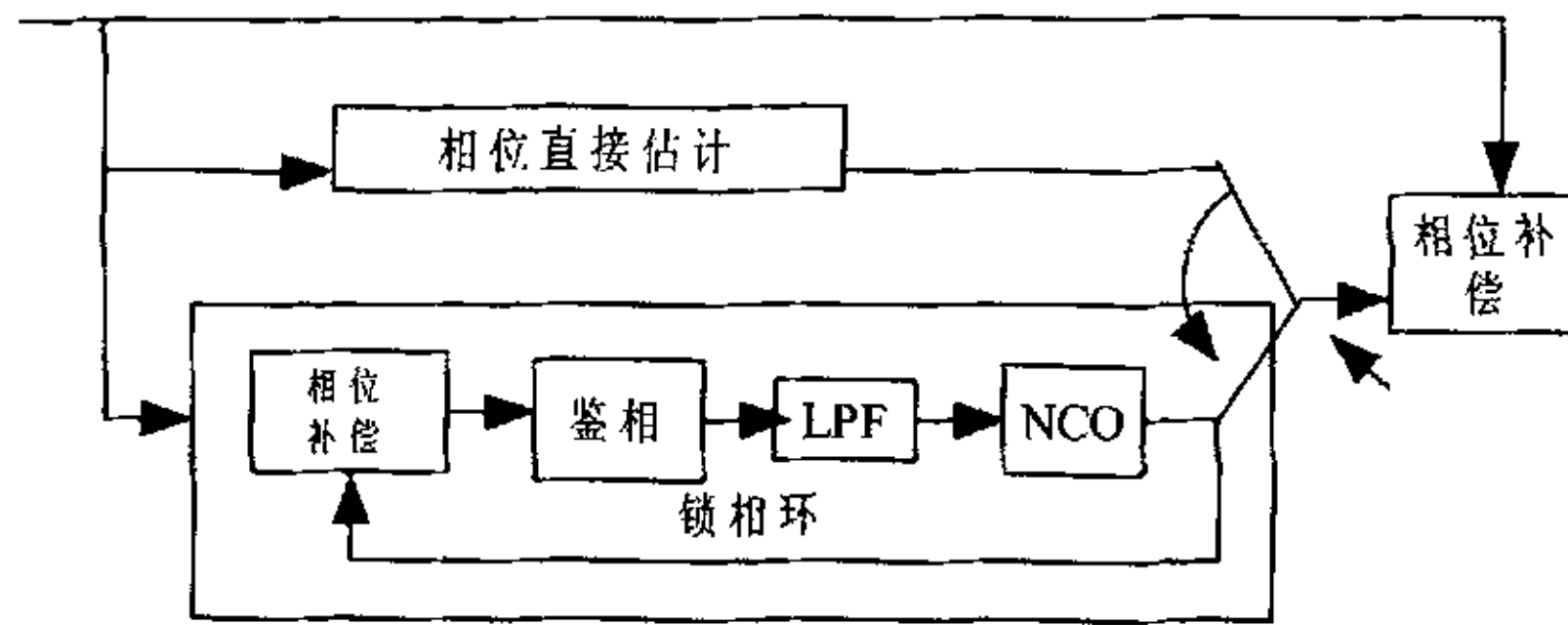


图 3.23 定时误差补偿框图

相位直接估计可以用长训练序列，也可以用导频来估计，这可以和信道估计结合起来。

3.3 载波同步

近几年，相关文献大量的涌现。文献中，很多种算法用来估计和补偿频率偏差，大致都可以分为三种类型：

- 1) 基于插入在 OFDM 时域帧结构中特殊同步块分析的算法 (data-aided) [37-38];
- 2) 基于接收端 FFT 输出数据 (频域数据) 分析的算法 (nondata-aided) [23-24];
- 3) 基于对于接受信号采样后、FFT 模块之前的保护间隔 (GIB or CP) 的冗余分析;

第一种算法需要特定的同步块来进行频偏估计，但能提供较好的结果。然而，同步块的插入降低了信息传输速率，同时只有当接受到同步块之后才能进行频偏估计，所以一方面同步块的长度必须很小相对数据块，另一方面捕获的时间也较长。同时，信道的非线性也增加了它实施的复杂度。

第二种算法不需要特定的同步块，但它性能一般都比较差，尤其在无线移动信道。

第三种类型的算法利用的是 OFDM 信号的内在数据特性，来达到同步的准确性。所以运算的复杂度相对前两种类型都低，有利于硬件实现。

在我们要实现基于 IEEE802.11a 的 OFDM 传输系统中，同步算法的设计要充分考虑到以下几个要素：

- 1) 基于 IEEE802.11a 的 OFDM 是突发的分组传输方式，必须获得快速而精确同步；
- 2) 充分利用协议所制定的帧结构，也就意味着可以用来提取载波同步信息主要有：
 - 训练序列 (时域信息)
 - 循环前缀 CP (时域信息)
 - 4 个导频 (频域信息)
- 3) 由于频偏的存在对于子载波之间的正交性是严重的破坏，会直接影响系统的性能，所以要尽量在 FFT 之前，也就是时域部分就能消除大部分的频偏。

所以在本文中将载波同步分成两步：捕获阶段和跟踪阶段。

3.3.1 频偏捕获

这里的频偏捕获集利用了短训练序列也利用了长训练序列。具体如下：

假定在信道较为平坦，即在长前导字间隔内信道没有明显的跳变，于是又要频偏引起的相位累加，就可以通过前后两个背靠背的前导字对应位置相关估计得到，从而用来估计频偏：

$$\text{设： } \rho = \Delta f_c T$$

那么相关的结果为：

$$J = \sum_{l=0}^{N-1} r(l)r^*(l+N) = e^{-j2\pi\rho} \sum_{l=0}^{N-1} |r(l)|^2 \quad (3-38)$$

频偏估计结果为：

$$\rho = \frac{1}{2\pi} \arg \left[\frac{J^*}{|J|} \right] \quad (3-39)$$

因为上式得到的 ρ 不能大于 1，而实际中 ρ 可能大于 1（当频偏为 100ppm 时， ρ 为 1.6）。

一般我们用短前导字序列进行粗略的频偏估计。相邻的短前导字之间的相关为：

$$K = \sum_{l=0}^{N/4-1} r(l)r^*(l+N/4) = e^{-j2\pi\rho/4} \sum_{l=0}^{N/4-1} |r(l)|^2 \quad (3-40)$$

那么

$$\frac{\rho}{4} = \frac{1}{2\pi} \arg \left[\frac{K^*}{|K|} \right] \quad (3-41)$$

因为当 100ppm 时 $\frac{\rho}{4}$ 小于 1，那么就消除了 ρ 模糊度。另外，仅相关 1/4 个符号的结果精确度要小一些，所以我们将粗频偏估计和细频偏估计结合起来就得到载波频偏的捕获值：

$$\rho_{all} = \left\lfloor \frac{4}{2\pi} \left[\frac{K^*}{|K|} \right] \right\rfloor + \frac{1}{2\pi} \arg \left[\frac{J^*}{|J|} \right] \quad (3-42)$$

这里 $\lfloor \cdot \rfloor$ 为向下取整。

长短前导字用途的不同是因为各自的长度不同。由于相关得到相位必须在 $[-\pi, +\pi]$ 内，否则会产生 2π 的模糊度，所以长前导字的估计精确度高，但频偏的估计范围较短前导字小，而由于短前导字只有 16 个采样点，是长前导字的四分之一，虽然精确度没有长的高，但捕获范围理论上，却是长前导的四倍，这就是我们采用粗细频偏估计结合的愿意。用短前导字进行粗的频偏估计即做 16 点的累加和平均。这个结果可以将估计范围提高 4 倍。精确的估计，是通过 64 个采样点累加平均得到，而粗的频偏估计是作为一个范围指针。仿真显示，接收机前端在信噪比为 15SNR 时可以得到 1% 的精确度。这个算法用 FPGA 实现最大难点是需要进行除法运算。如果直接用除法需要耗很多资源，当然可以式用查表的方式，但是当位数一多，不可能建立一张很大的表。在我们这个项目中对此进行了改进：使用锁相环。先用短训练序列进行相位的捕获，当短训练序列结束后再用长训练序列对相位进行捕获，这个方法很适合突法的 OFDM 信号。具体的算法可以看我的合作伙伴的论文，这里就不具体展开了。

3.3.2 剩余频偏的跟踪

由于无线局域网信道并不能保证频率相应的不变性，所以必须有跟踪机制来保证接收机能正确的处理载波频偏的漂移。频偏跟踪可以在时域上通过循环前缀实现也可以在频域上通过导频实现，这里主要讲一下用循环前缀来跟踪，原理如下：

在进行初始频偏捕获之后，残留的频偏我们认为足够小，为了跟踪上变化，同样可以利用 OFDM 数据符号中的循环前缀 CP 来检测频偏信息，作为反馈环路中鉴相的输出，其结构图见图 3.24。

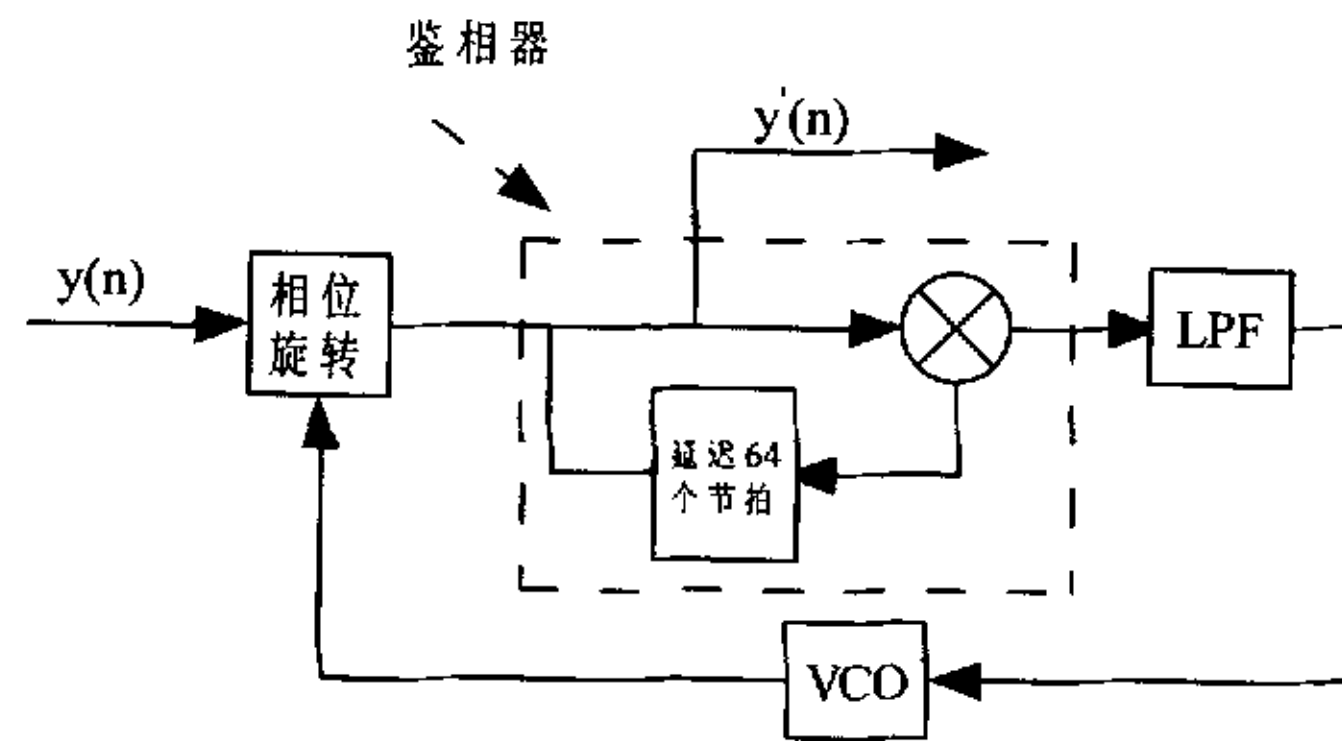


图 3.24 循环前缀跟踪环结构示意图

此时的残留频偏的提取公式为：

$$\hat{e}_i(\Delta f) = \frac{1}{2\pi} \sum_{k=1}^L r(i, k) r^*(i, k + N) \quad (3.43)$$

环路的鉴相曲线如下图：

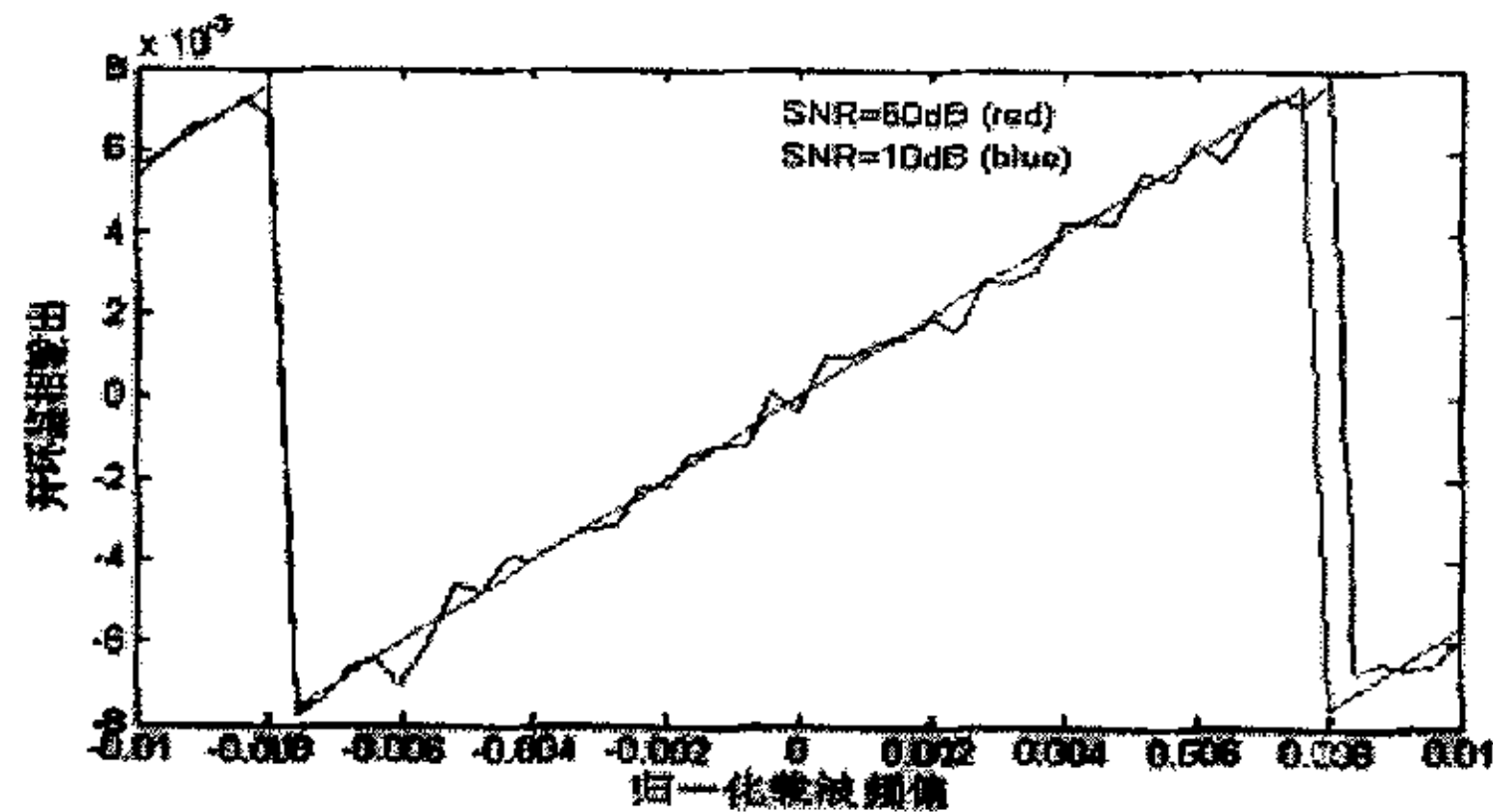


图 3.25 循环前缀跟踪环鉴相曲线 (SNR=100, 10dB)

而鉴相曲线零点附近的线性逼近的斜率既是环路的鉴相增益，这里 $K=0.15915$ 。此时的闭环暂态响应如图 3.26。

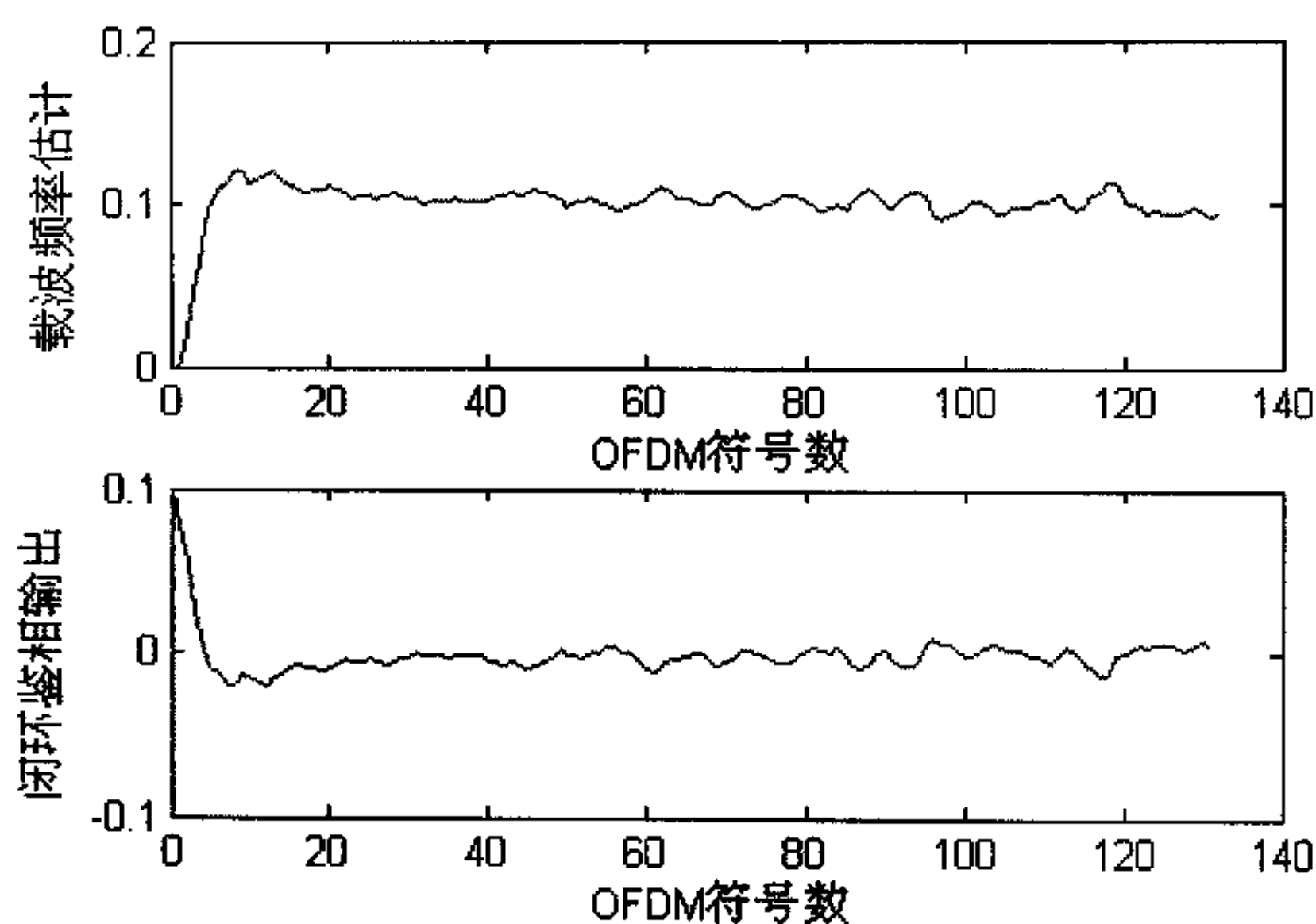


图 3.26 SNR=15dB 情况下 CP 跟踪环暂态响应曲线

($\Delta f = 0.1$, $B_L T = 0.033$, $\xi = 0.707$)

一般对于突发 OFDM 信号, 频偏经过在时域上的捕获和跟踪之后, 基本上可以补偿回去了, 剩下的频偏移不会造成对整个系统造成影响了。但是如果帧很长的话, 由于频偏积累的相位会越来越大, 可能会对后面的数据造成比较大的误差, 所以最好在频域上再用导频进行跟踪。

3.4 小结

本章主要讨论了适合基于 IEEE802.11a 协议的 OFDM 信号的定时同步各种算法。首先分析了各种同步误差对性能所造成的影响。然后总结了多种定时算法, 对其进行了分析, 比较, 为后面接收机中定时模块的设计提供了理论基础。最后简单讨论了一下载波同步算法。

第四章 基于 IEEE802.11a 协议 OFDM 内接收机的 FPGA 实现

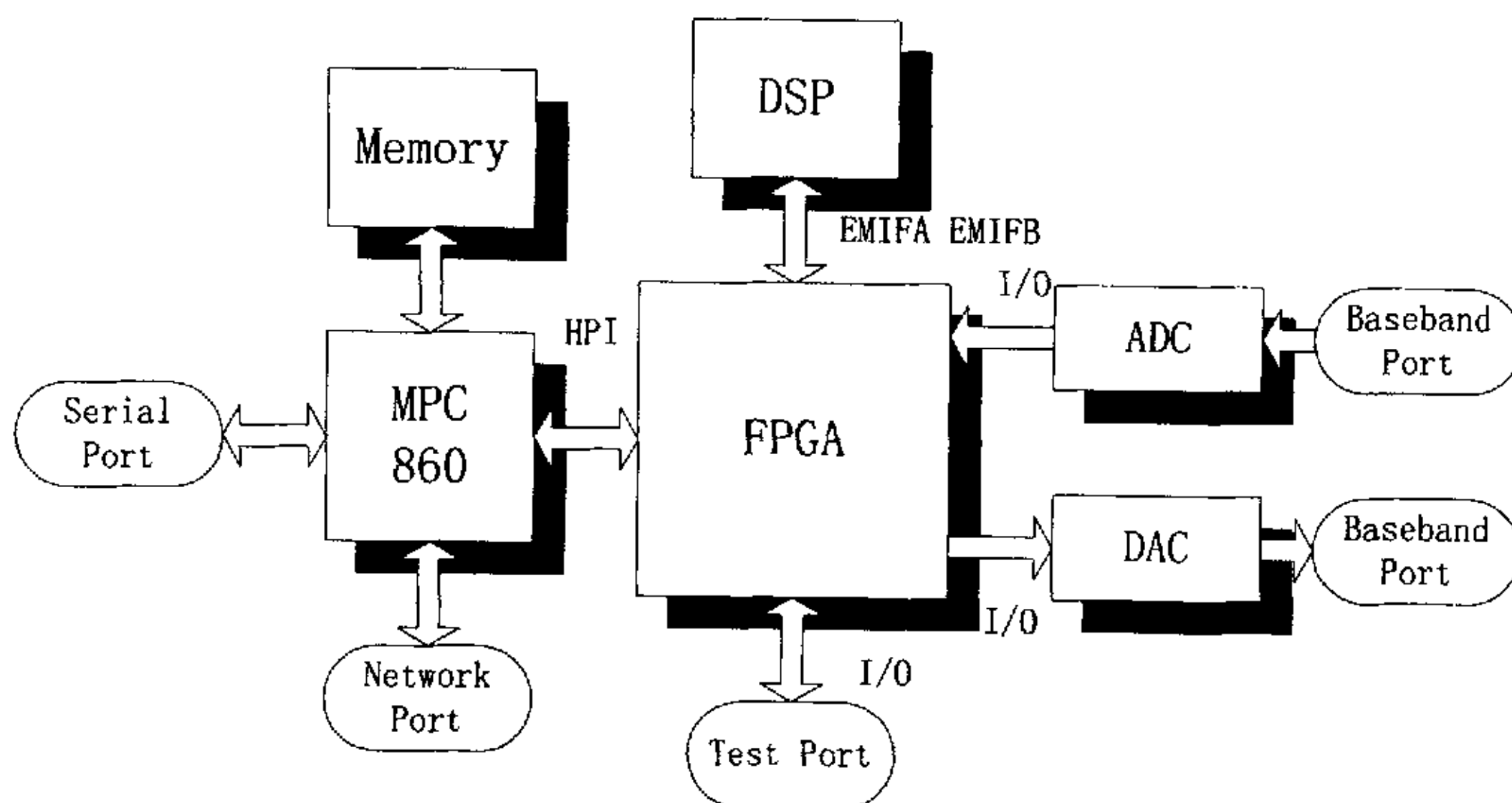
前面介绍了 OFDM 的基本原理,并在第二章和第三章分别对信道估计和同步的关键算法做了仿真和比较,本章在此基础上提出了适合硬件实现的 OFDM 数字接收机的系统方案,将各种同步和信道估计算法有机的结合在一起。在选择算法的时候必须考虑到一下两个问题:一是算法性能的选择,二是算法复杂度的考虑。本文后面选择的算法是考虑其在信噪比为 15dB 以上的性能且易于用 FPGA 实现。

4.1 OFDM 系统平台的硬件结构

在具体描述接收机算法之前,我们先来基本了解一下整个接收机算法运行的硬件平台。所以这一节将简要的介绍我们已经实现的 OFDM 基带传输平台的硬件结构,简单分析各个模块的功能、芯片选用以及内部接口和外围接口的实现方式。

4.1.1 系统结构

根据我们整个项目的研究目的,即要在实现基于 IEEE 802.11a 的 OFDM 物理层基带传输的基础上,实现部分的 IEEE 802.11 的 MAC 协议,对无线局域网的 QoS 进行分析研究。我们设计并实现了如图 4.1 的一个传输系统。数字部分主要由 FPGA, DSP, MPC860 及其外围电路和接口组成;模拟部分并没有设计射频系统,只是由双路的 ADC 和 DAC 实现基带的数字和模拟信号的转变,预留了灵活的接口以备多天线的扩展。



图

4.1 OFDM 基带传输平台结构示意图

4.1.2 数字部分

1) FPGA

FPGA 是整个硬件平台的核心，其他的模块都是以它为中心而展开。OFDM 数字发射机和接收机的大部分任务都是在 FPGA 中实现的，包括发射端的整个帧的组成，以及接收端的帧检测、载波定时同步、IFFT/FFT 和基于前导字简单的信道估计。由于需要大量的硬件资源和较多的 I/O，我们选用的是 Altera 公司的 60 万门 EPF20K600CB-652。

2) DSP

DSP 在系统中主要负责将来一些结合 MIMO 的信道估计中的复杂算法，可以预见的是对其运算速度有很高的要求，所以我们选用的 TI 公司的 TMS320C6416，可以工作在 600M 频率的定点信号处理器。

3) MPC860

MPC860 主要负责 MAC 层协议的实现，以及与主机和网络的接口。通过外部的 SDRAM 扩展其存储空间。

4) 内部接口

内部接口主要是指系统中主要芯片之间、以及与外围电路的通信方式。在设计上，主要的有两个：

- DSP 与 MPC860 之间通过 DSP 的主机接口 HPI 实现通信。
- DSP 与 FPGA 之间主要通过 DSP 的扩展存储接口 EMIFA 和 EMIFB 实现数据的交换，由于是异步操作，在 FPGA 内势必要设计一个循环队列来缓存数据。

5) 外围接口

外围接口主要有三：

- 串行通信口：MPC 控制，用来和计算机取得通信，传递数据和控制之用。
 - 网络接口：MPC 控制，用以网络数据的转发。
 - 测试端口：FPGA 控制，用以测试信号的导出，以及扩展用。

4.1.3 模拟部分

模拟部分较为简单，因为我们只实现基带信号的传输，选用了两块高精度的双 ADC 和双 DAC 作为数字模拟信号的转换，并预留了灵活的接口。

4.2 基于 IEEE802.11a 协议的 OFDM 系统内接收机的实现结构

4.2.1 总体设计

本内接收机设计是针对调制在 10MHz 中频上基于 IEEE 802.11a 协议的 OFDM 信号，其频谱分别如下所示：

4.1.2 数字部分

1) FPGA

FPGA 是整个硬件平台的核心,其他的模块都是以它为中心而展开。OFDM 数字发射机和接收机的大部分任务都是在 FPGA 中实现的,包括发射端的整个帧的组成,以及接收端的帧检测、载波定时同步、IFFT/FFT 和基于前导字简单的信道估计。由于需要大量的硬件资源和较多的 I/O,我们选用的是 Altera 公司的 60 万门 EPF20K600CB-652。

2) DSP

DSP 在系统中主要负责将来一些结合 MIMO 的信道估计中的复杂算法,可以预见的是对其运算速度有很高的要求,所以我们选用的 TI 公司的 TMS320C6416,可以工作在 600M 频率的定点信号处理器。

3) MPC860

MPC860 主要负责 MAC 层协议的实现,以及与主机和网络的接口。通过外部的 SDRAM 扩展其存储空间。

4) 内部接口

内部接口主要是指系统中主要芯片之间、以及与外围电路的通信方式。在设计上,主要的有两个:

- DSP 与 MPC860 之间通过 DSP 的主机接口 HPI 实现通信。
- DSP 与 FPGA 之间主要通过 DSP 的扩展存储接口 EMIFA 和 EMIFB 实现数据的交换,由于是异步操作,在 FPGA 内势必要设计一个循环队列来缓存数据。

5) 外围接口

外围接口主要有三:

- 串行通信口: MPC 控制,用来和计算机取得通信,传递数据和控制之用。
 - 网络接口: MPC 控制,用以网络数据的转发。
 - 测试端口: FPGA 控制,用以测试信号的导出,以及扩展用。

4.1.3 模拟部分

模拟部分较为简单,因为我们只实现基带信号的传输,选用了两块高精度的双 ADC 和双 DAC 作为数字模拟信号的转换,并预留了灵活的接口。

4.2 基于 IEEE802.11a 协议的 OFDM 系统内接收机的实现结构

4.2.1 总体设计

本内接收机设计是针对调制在 10MHz 中频上基于 IEEE 802.11a 协议的 OFDM 信号,其频谱分别如下所示:

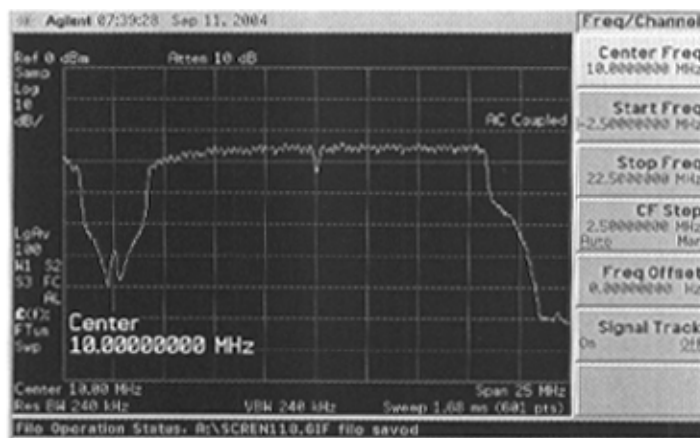


图 4.2 10MHz 调试信号的频谱

如图 4.2 所示（其中细线表示实信号，粗线表示复信号，虚线框内表示频域跟踪模块，），整个接收机的系统模块大致分为：数字前端（A/D 采样，数字下变频，抽样率转换），帧检测和符号定时，粗频偏捕获和补偿，FFT，信道估计和补偿，最后是定时跟踪和载波跟踪。

首先是对这 10MHz 的中频信号进行 A/D 采样，由于信号带宽为 20MHz，所以采用 40MHz 的采样频率。然后对采样进来的数据进行下变频，然后滤波，得到 40MHz 的样本数据，然后选取一路 20MHz 的样本数据。

然后数据进入帧检测模块，这个模块利用短前导序列来检测突发 OFDM 信号帧是否到达和结束。在检测到有帧到达后，同时启动符号粗定时模块和频偏捕获和补偿模块。符号粗定时模块也是利用短前导序列。粗频偏捕获模块采用本文提出的捕获环路算法进行，需要利用短前导序列和长前导序列，其中通过控制模块进行短前导序列和长前导序列的切换。频偏补偿只需对两个长前导序列及后面的数据进行，因为短前导序列在频域没有用到。然后将补偿过的数据进行 FFT，再利用 FFT 出来的两个长前导序列进行信道估计，然后只需对 SIGNAL 域和 Data 域的数据进行补偿，同时剩余的定时误差可以在此模块中一起得到补偿。最后还需要对剩余载波偏差和采样时钟偏差进行跟踪，由于跟踪环路需要几个符号的时间才能稳定，所以需要对最后输出的数据进行选择，即在环路稳定前送至外接收机的数据是从信道估计和补偿模块直接出来的数据，当环路稳定后，开关进行切换，将经过跟踪的数据送至外接收机。

下面分别介绍各个模块所采用的算法和结构。

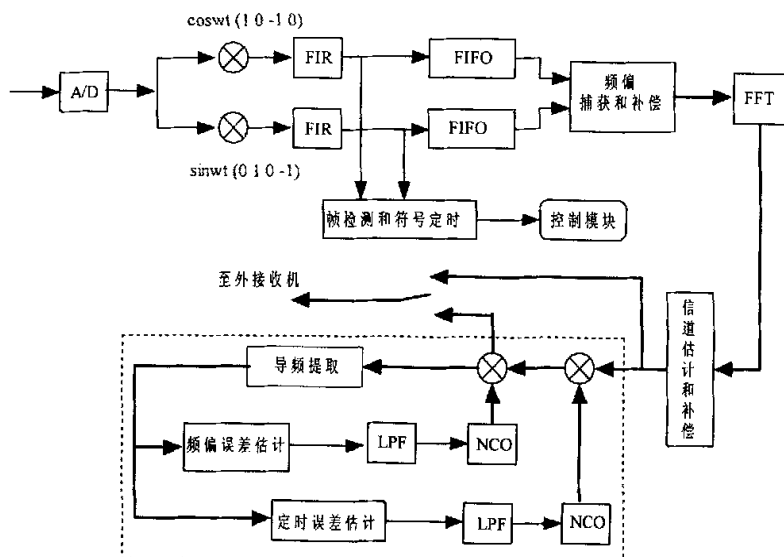


图 4.2 内接收机的系统模块

4.2.2 数字前端

数字前端主要功能是：对接收到的中频信号进行 A/D 采样，此时的采样速率为 40M，再进行数字下变频，解调出基带信号，然后进行讲采样速率，把信号速率还原成 20M。

(1) A/D 模块

A/D 变换是由硬件实现的，采用的是 AD9238 芯片，以 40M 的采样速率对输入的 10M 中频信号进行采样，得到 40M 速率的中频信号样本。

(2) 数字下变频

此时接收到的中频信号包括了 I,Q 两路的信息，所以必须把 I,Q 两路的信息分别解调出来。

原理^[39]：设此时抽样以后的信号为

$$s(nT_s) = \cos(2\pi f_0 nT_s + \theta_1) \cdot I(nT_s) + \sin(2\pi f_0 nT_s + \theta_1) \cdot Q(nT_s) \quad (4-1)$$

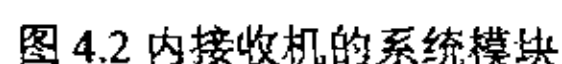
其中 f_0 是指中频， T_s 是指抽样间隔， θ_1 为本地中频信号和接收到的中频信号的相位差。

(a) 解调 I 路信号：

$$\begin{aligned} s(nT_s) \cdot \cos(2\pi f_0 nT) &= \{\cos(2\pi f_0 nT_s + \theta_1) \cdot I(nT_s) + \sin(2\pi f_0 nT_s + \theta_1) \cdot Q(nT_s)\} \cdot \cos(2\pi f_0 nT) \\ &= \frac{1}{2} [\cos(4\pi f_0 nT + \theta_1) + \cos \theta_1] \cdot I(nT_s) + \frac{1}{2} [\sin(4\pi f_0 nT + \theta_1) - \sin \theta_1] \cdot Q(nT_s) \end{aligned} \quad (4-2)$$

经过一个低通滤波后上式变为 $\frac{1}{2} \cos \theta_1 \cdot I(nT_s) - \frac{1}{2} \sin \theta_1 \cdot Q(nT_s)$

(b) 解调 Q 路信号



4.2.2 数字前端

数字前端主要功能是：对接收到的中频信号进行 A/D 采样，此时的采样速率为 40M，再进行数字下变频，解调出基带信号，然后进行讲采样速率，把信号速率还原成 20M。

(1) A/D 模块

A/D 变换是由硬件实现的,采用的是 AD9238 芯片,以 40M 的采样速率对输入的 10M 中频信号进行采样,得到 40M 速率的中频信号样本。

(2) 数字下变频

此时接收到的中频信号包括了 I、Q 两路的信息，所以必须把 I、Q 两路的信息分别解调出来。

原理^[39]: 设此时抽样以后的信号为

$$s(nT_s) = \cos(2\pi f_0 nT_s + \theta_1) \cdot I(nT_s) + \sin(2\pi f_0 nT_s + \theta_1) \cdot Q(nT_s) \quad (4-1)$$

其中 f_0 是指中频, T_s 是指抽样间隔, θ_1 为本地中频信号和接收到的中频信号的相位差。

(a)解调 I 路信号:

$$\begin{aligned} s(nT_s) \cdot \cos(2\pi f_0 nT) &= \{\cos(2\pi f_0 nT_s + \theta_1) \cdot I(nT_s) + \sin(2\pi f_0 nT_s + \theta_1) \cdot Q(nT_s)\} \cdot \cos(2\pi f_0 nT) \\ &= \frac{1}{2} [\cos(4\pi f_0 nT + \theta_1) + \cos \theta_1] \cdot I(nT_s) + \frac{1}{2} [\sin(4\pi f_0 nT + \theta_1) - \sin \theta_1] \cdot Q(nT_s) \end{aligned} \quad (4-2)$$

经过一个低通滤波后上式变为 $\frac{1}{2} \cos \theta_1 \cdot I(nT_s) - \frac{1}{2} \sin \theta_1 \cdot Q(nT_s)$

(b) 解调 Q 路信号

$$\begin{aligned}
 s(nT_s) \cdot \sin(2\pi f_0 nT) &= \{\cos(2\pi f_0 nT_s + \theta_1) \cdot I(nT_s) + \sin(2\pi f_0 nT_s + \theta_1) \cdot Q(nT_s)\} \cdot \sin(2\pi f_0 nT) \\
 &= \frac{1}{2} [\sin(4\pi f_0 nT + \theta_1) + \sin \theta_1] \cdot I(nT_s) - \frac{1}{2} [\cos(4\pi f_0 nT + \theta_1) - \cos \theta_1] \cdot Q(nT_s)
 \end{aligned}
 \quad (4-3)$$

经过一个低通滤波后上式变为 $\frac{1}{2} \sin \theta_1 \cdot I(nT_s) + \frac{1}{2} \cos \theta_1 \cdot Q(nT_s)$

当 $\theta_1 = 0$ 时上面两路解调信号变成 $\frac{1}{2} I(nT_s)$, $\frac{1}{2} Q(nT_s)$, 这时的解调信号中 I 路和 Q 路之间没有任何干扰, 不过一般情况下 $\theta_1 \neq 0$, 这就会对解调产生上面的影响, 这个影响在复数域上可表示为 $e^{j\theta_1} (I + j \cdot Q)$ 。所以去掉 θ_1 的影响有很多种方法, 一种是自同步: 发送端不发送专门的同步信息, 接收端设法从收端的信号中提取同步信息。如图 4.3 所示。另一种是外同步法: 有发送端发送专门的同步信息 (称为导频), 接收端把这个导频提取出来做为同步信号。我们这里采取的是外同步法, 不过是直接进行补偿: 在频域上, 令接收到的长训练序列除上已知的长训练序列, 这样就得出 $e^{j\theta_1}$ 的值, 然后把这个值补偿掉。这样做一个粗的补偿, 还剩下的误差可以看作是定时误差, 在后面的定时跟踪上的到补偿。

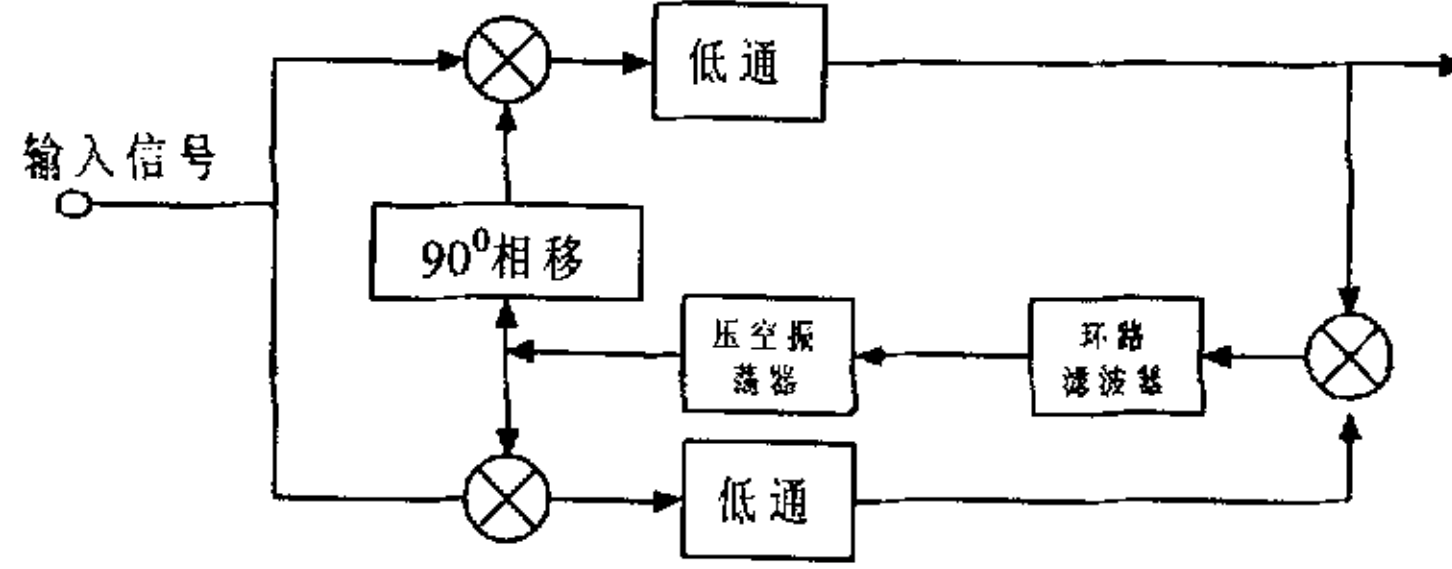


图 4.3 自同步法消除 θ_1

在我们这个系统由于抽样频率是中频的 4 倍, 即: $T_s = \frac{1}{4f_0}$ 。所以本地的同步信号

$$\cos(2\pi f_0 nT_s) = \cos\left(\frac{n\pi}{2}\right) = \begin{cases} 1 & n = 4k, \quad k = 0, 1, 2, \dots \\ 0 & n = 4k + 1, k = 0, 1, 2, \dots \\ -1 & n = 4k + 2, k = 0, 1, 2, \dots \\ 0 & n = 4k + 3, k = 0, 1, 2, \dots \end{cases}, \text{可以取}\{1, 0, -1, 0\}, \text{代入}$$

(4-2) 式得,

$$\{\cos \theta_1 \cdot I(4kT_s) + \sin \theta_1 Q(4kT_s), 0, \cos \theta_1 \cdot I((4k+2)T_s) + \sin \theta_1 Q((4k+2)T_s), 0\}$$

其中 $k = 0, 1, 2, \dots$ 。同理本地信号

$$\sin(2\pi f_0 n T_s) = \sin\left(\frac{n\pi}{2}\right) = \begin{cases} 0 & n = 4k, \quad k = 0, 1, 2, \dots \\ 1 & n = 4k + 1, k = 0, 1, 2, \dots \\ 0 & n = 4k + 2, k = 0, 1, 2, \dots \\ -1 & n = 4k + 3, k = 0, 1, 2, \dots \end{cases} \text{可以取}\{0, 1, 0, -1\}$$

代入 (4-3) 式得

$$\{0, \sin \theta_1 \cdot I(4kT_s) - \cos \theta_1 \cdot Q(4kT_s), 0, \sin \theta_1 \cdot I((4k+2)T_s) - \cos \theta_1 \cdot Q((4k+2)T_s), 0\}$$

从上面得到的解调数据来看，并没有包含高频项，所以不需要在经过一个低通滤波器了，这是采样频率是中频四倍的所带来的好处。这样的话整个下变频是很容易用 FPGA 来实现了。

(3) 抽样速率转换

由于后面模块处理的数据速率为 20M，而采样进来的速率为 40M，所以必须进行 2 倍的抽样。如果直接对下变频的数据进行抽样，会有一个问题：当 I 路上有值时 Q 路上为 0，当 Q 路上有值时 I 路为 0，即在同一时刻不能同时都到 I 路和 Q 路上的值。所以必须经过一个内插滤波器，使 I 路和 Q 路在每一个时刻上都同时有值。仔细观察上面所得的 I 路，Q 路的下变频数据，I 路：\$s(1), 0, s(3), 0, s(5), 0, \dots\$；Q 路：\$0, s(2), 0, s(4), 0, s(6), \dots\$。就会发觉 I 路、Q 路数据可以看作是被 2 倍零值内插了。其实对 I 路和 Q 路来说，A/D 采样结合数字下变频可以看作是零值内插的过程。对整数倍零值内插这里简单介绍一下：所谓整数倍零值内插是指把原始抽样点之间插入 \$(I-1)\$ 个零值^[40]。则内插后的序列 \$x_I(m)\$ 为：

$$x_I(m) = \begin{cases} x\left(\frac{m}{I}\right), (m = 0, \pm I, \pm 2I, \dots) \\ 0, \text{其他} \end{cases} \quad (4-4)$$

内插过程如图 4-4 所示。

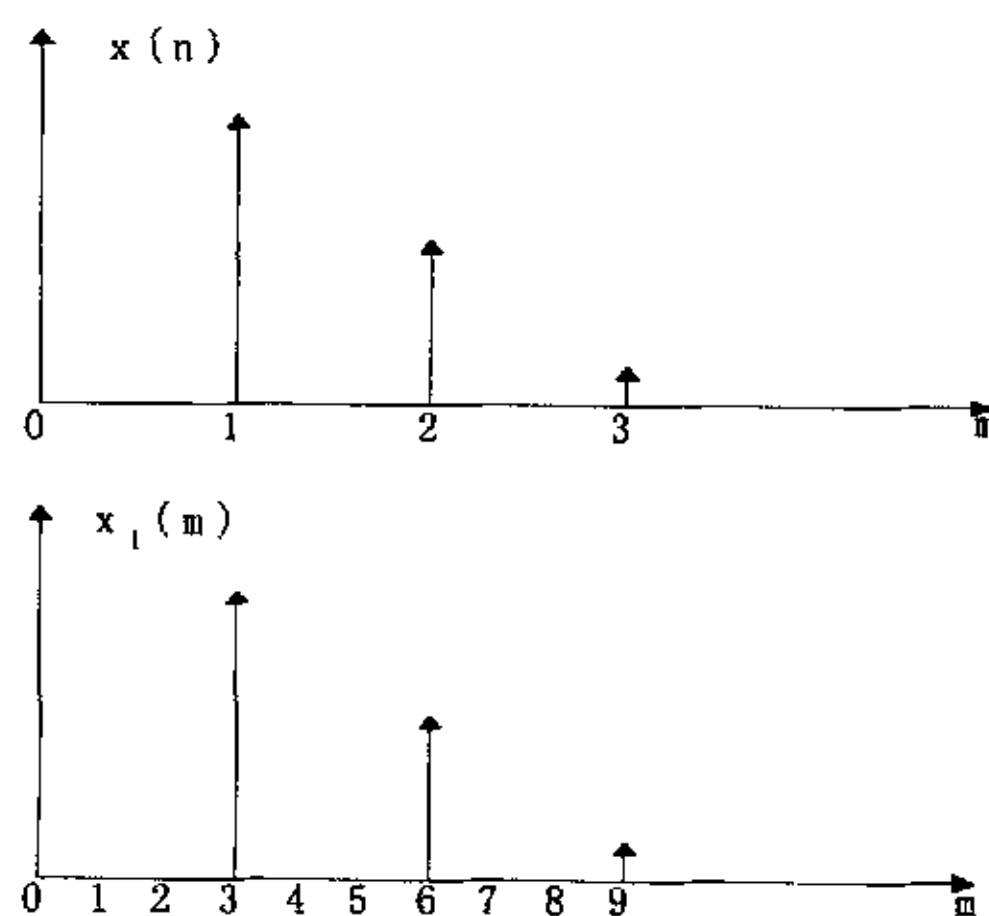


图 4-4 整数倍零值内插

内插器用符号表示则如图 4-5 所示。

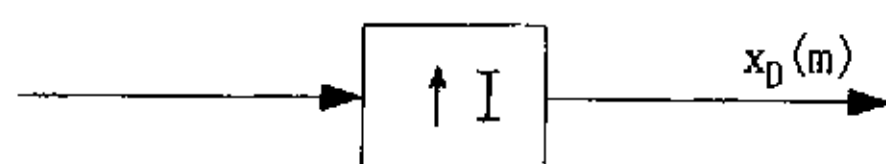


图 4-5 内插器的符号表示

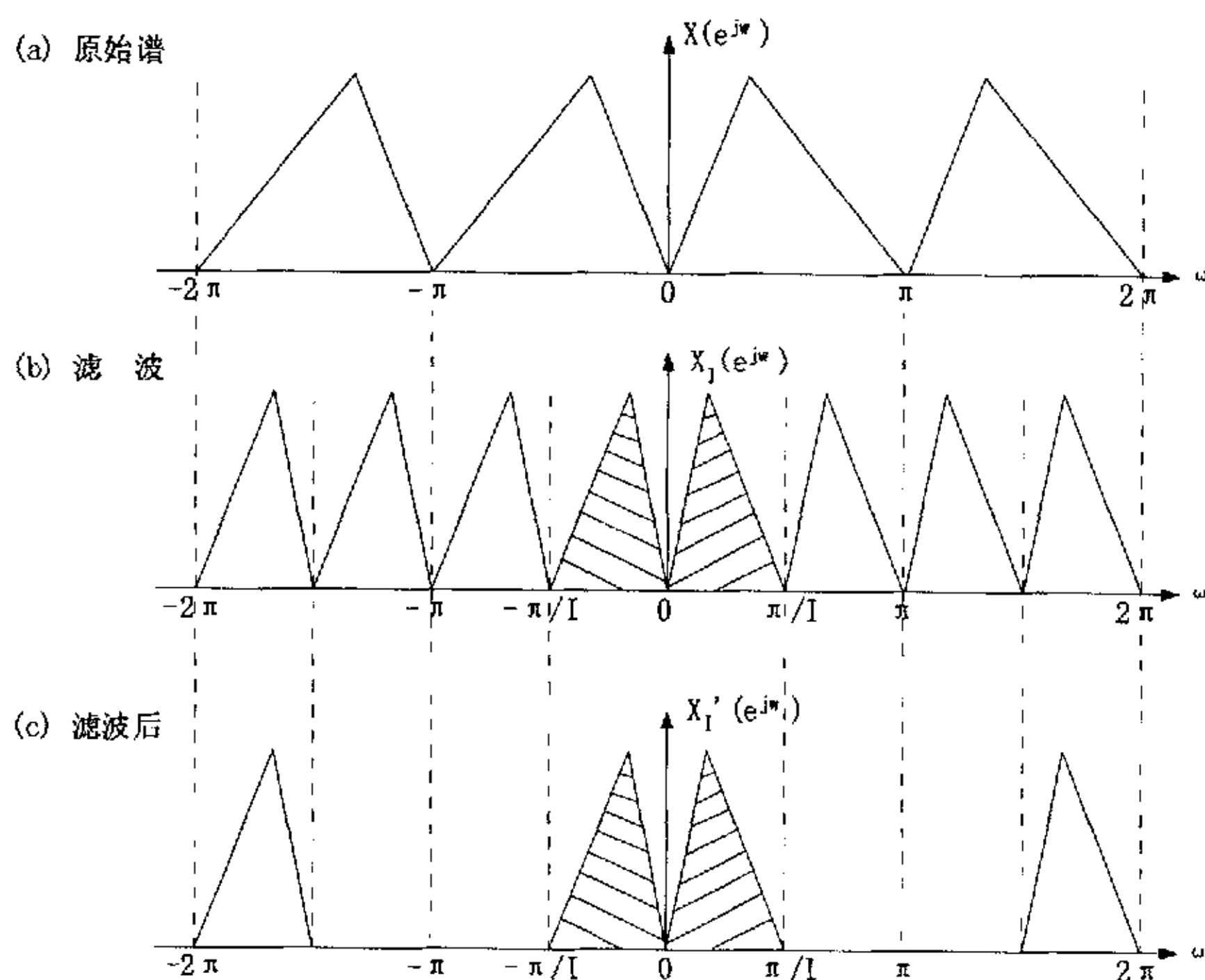
下面讨论内插的信号频谱 $X_I(e^{j\omega})$ 与原始谱 $X(e^{j\omega})$ 之间的关系。

由于 $x_I(m)$ 除了 m 为 I 的整数倍处为 $x(\frac{m}{I})$ 外, 其余都为零, 所以有:

$$\begin{aligned} X_I(z) &= \sum_{m=-\infty}^{+\infty} x_I(m) z^{-m} \\ &= \sum_{m=-\infty}^{+\infty} x(m) z^{-mI} \\ &= X(z^I) \end{aligned} \quad (4-5)$$

把 $z = e^{j\omega}$ 代入式 (4-5) 可得内插后的信号频谱为:

$$X_I(e^{j\omega}) = X(e^{j\omega I}) \quad (4-6)$$


 图 4-6 内插 ($I = 2$) 前后的频谱结构图

从原理可以得出必须经过一个滤波器滤掉冗余的信息。因此, 本文针对此模块的要求设计了一个 FIR 滤波器^[41]。此滤波器是用升余弦函数来实现的。升余弦函数的频域函数为:

$$H(f) = \begin{cases} \frac{1}{r_c} & |f| \leq \frac{(1-\alpha)r_c}{2} \\ \frac{1}{r_c} \cos^2 \left[\frac{\pi}{2\alpha r_c} \left(|f| - \frac{(1-\alpha)r_c}{2} \right) \right] & \frac{(1-\alpha)r_c}{2} < |f| \leq \frac{(1+\alpha)r_c}{2} \\ 0 & |f| > \frac{(1+\alpha)r_c}{2} \end{cases} \quad (4-7)$$

冲激响应为：

$$h(t) = \frac{\sin \pi t / T_s}{\pi t / T_s} \cdot \frac{\cos \alpha \pi t / T_s}{1 - 4\alpha^2 t^2 / T_s^2} \quad (4-8)$$

其中 $\alpha = \frac{\omega_2}{\omega_1}$ 为滚降系数， ω_1 为无滚降时的截止频率， ω_2 为滚降部分的截止频率， T_s 为抽样频率。

此滤波器最主要的参数为 α ，下面我们来描述一下是如何设计此参数的：由于基于 IEEE802.11a 协议的 OFDM 信号的基带带宽为 10MHz，子载波数为 64 个，其中真正有用的子载波数范围为 $(-26, -1)$ ， $(1, 26)$ ，别的都是零，所以对 OFDM 基带信号来说真正有用的信号在 0—8.1250MHz，因此设计的滤波器必须是能准确无误的滤过此范围的信号，即升余弦函数

$\omega_1 \geq \frac{8.1250}{40} \cdot 2 \cdot \pi = 0.4063\pi$ ，且 $\omega_1 + \omega_2 \leq \frac{11.8750}{40} \cdot 2 \cdot \pi = 0.5938\pi$ ，在实际设计中为了

确保此范围的信号能准确通过，我选择了 $\omega_1 = 0.5\pi$ ， $\omega_2 = 0.0938\pi$ ， $\alpha = \frac{\omega_2}{\omega_1} = 0.1876$ ，

另外滤波器的阶数为 32 阶。

频谱图如下：

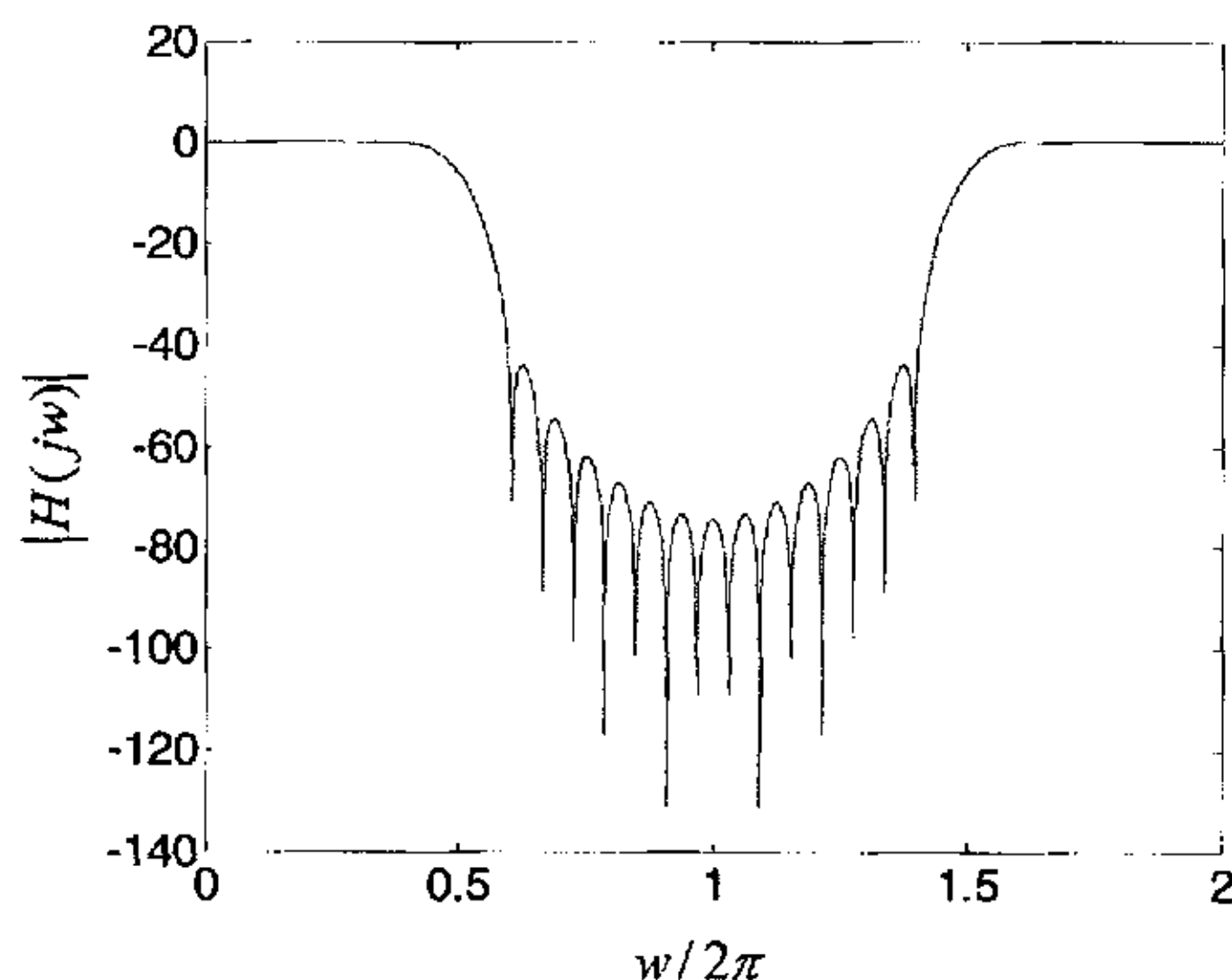


图 4.7 FIR 频率响应

常规 FPGA 实现框图：

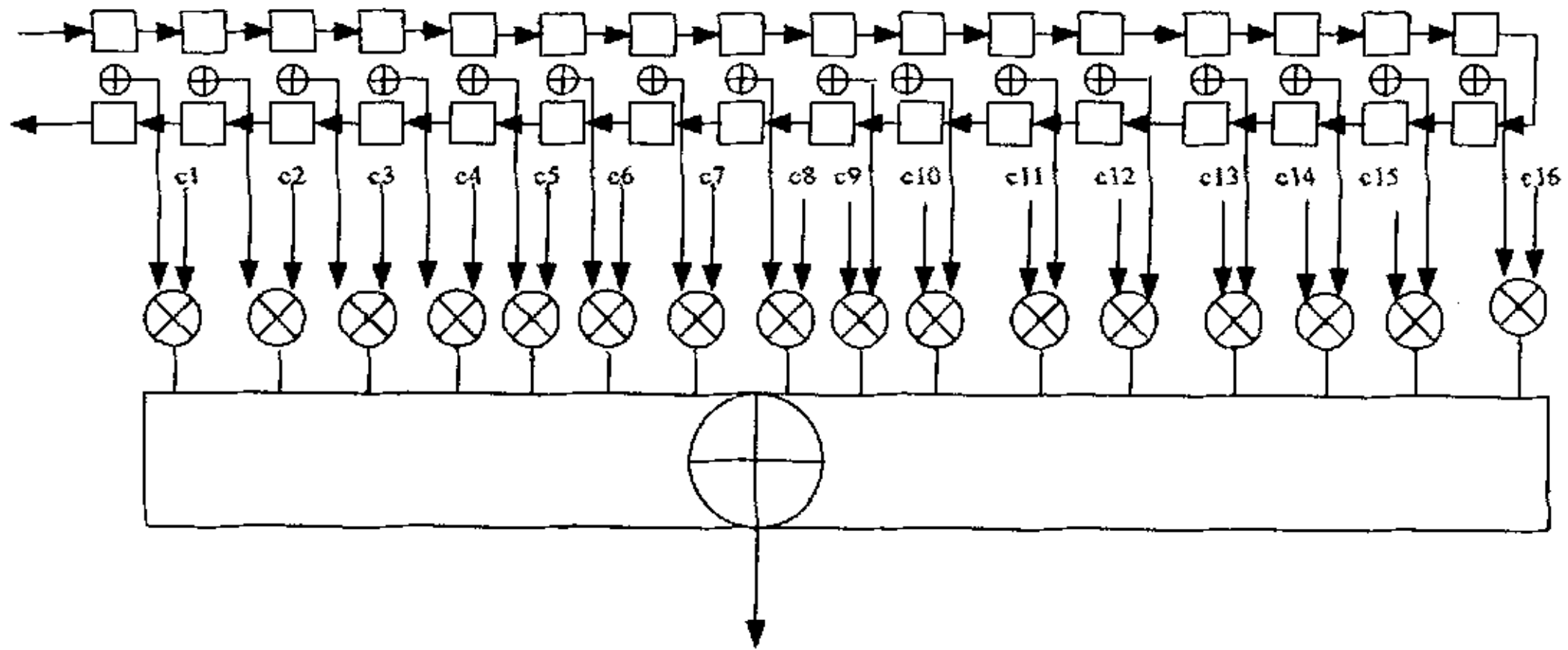


图 4-8 滤波器结构

这样的话整个接收机需要两个滤波器：I 路一个，Q 路一个。但是这里输进来的数据比较特别：I 路： $s(1), 0, s(3), 0, s(5), 0, \dots$ ；Q 路： $0, s(2), 0, s(4), 0, s(6), \dots$ ；所以可以根据此数据特点专门设计一个滤波器，使 I 路和 Q 路能共同使用，设计的结构如下图所示：

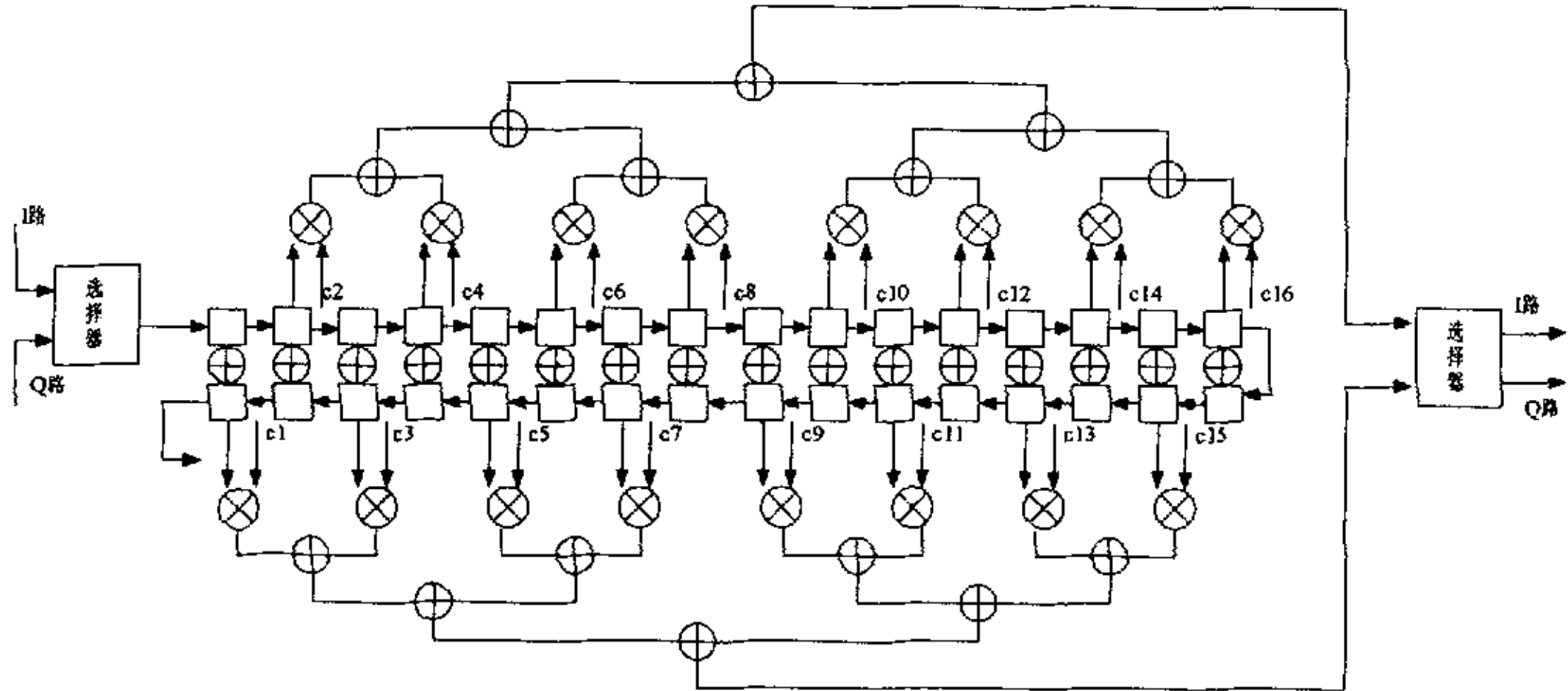


图 4-9 改进后滤波器结构

使用这个结构，资源大约可以节省一半。当数据经过滤波器后对数据进行 2 倍的抽取，使抽样速率降为 20M。

4.2.2 帧检测和粗定时同步

(1) 帧检测

帧检测的功能是检测 OFDM 帧有没有到达和帧有没有结束。当检测到有信号过来的时候开始执行符号定时模块以及后面的模块工作，当检测到帧结束以后，别的所有模块都停止工作。帧检测利用 OFDM 信号相隔 16 个节拍做自相关，当相关值连续 30 次大于设值的帧到达门限 $start_th$ ，就表示帧已到达，期间如果能量值小于 $start_th$ ，计数器清零重新开始计数。当判定有帧到达时，开始启动帧结束检测计数器，当能量值连续 30 次小于 end_th 时，判定帧结束，然后开始下一个帧的检测，期间如果能量值大于 end_th ，计数器清零重新开始计数。

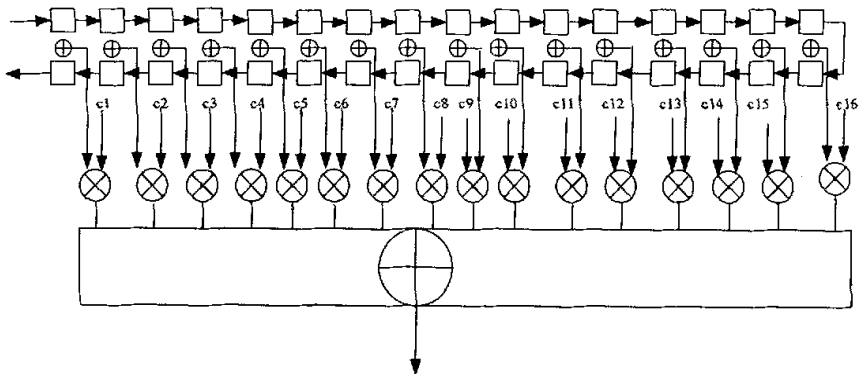


图 4-8 滤波器结构

这样的话整个接收机需要两个滤波器：I 路一个，Q 路一个。但是这里输入进来的数据比较特别：I 路： $s(1), 0, s(3), 0, s(5), 0, \dots$ ；Q 路： $0, s(2), 0, s(4), 0, s(6), \dots$ ；所以可以根据此数据特点专门设计一个滤波器，使 I 路和 Q 路能共同使用，设计的结构如下图所示：

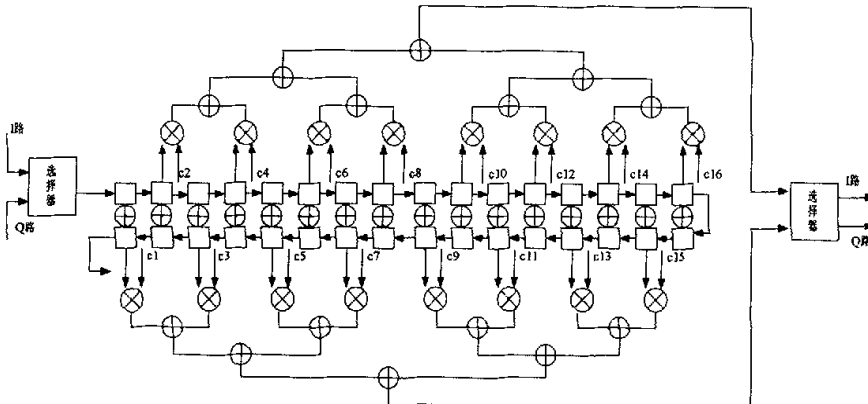


图 4-9 改进后滤波器结构

使用这个结构，资源大约可以节省一半。当数据经过滤波器后对数据进行 2 倍的抽取，使抽样速率降为 20M。

4.2.2 帧检测和粗定时同步

(1) 帧检测

帧检测的功能是检测 OFDM 帧有没有到达和帧有没有结束。当检测到有信号过来的时候开始执行符号定时模块以及后面的模块工作，当检测到帧结束以后，别的所有模块都停止工作。帧检测利用 OFDM 信号相隔 16 个节拍做自相关，当相关值连续 30 次大于设置的帧到达门限 $start_th$ ，就表示帧已到达，期间如果能量值小于 $start_th$ ，计数器清零重新开始计数。当判定有帧到达时，开始启动帧结束检测计数器，当能量值连续 30 次小于 end_th 时，判定帧结束，然后开始下一个帧的检测，期间如果能量值大于 end_th ，计数器清零重新开始计数。

结构如下图所示。。因为乘法器很占资源，所以可以通过上述迭代算法，将并行的乘加改成串行的乘法累加，这样可以少用 15 个复数乘法器，大大节省了逻辑单元。同时，充分利用 FPGA 的片内 RAM，将其中的 4 个 16 级的移位寄存器用 fifo 代替，通过控制模块控制 fifo 的时序，这样又可以节省很多逻辑单元

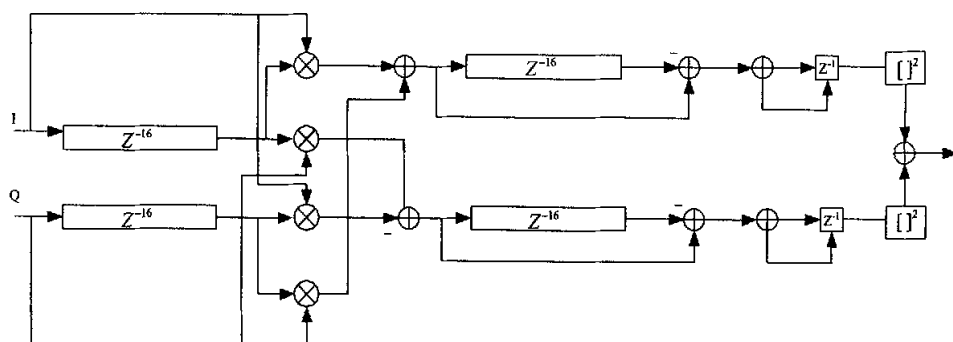


图 4.6 帧检测结构图

(2) 粗定时同步

当前面的帧检测模块发出帧已到达的信号，系统开始运行符号定时模块。在第三章中我们对粗定时同步的几种方法简单地做了一个比较，得出了在突发 OFDM 系统中利用训练序列来定时比循环前缀性能更好，因此粗定时同步在本项目中也是利用 OFDM 信好的短训练序列来完成的。这里我们采用的方法是第三章中利用短训练序列的方法 B,即改进后的互相关法，虽然这个方法在低信噪比情况下不如方法 C 最大值法性能好，但是我们这个系统中信噪比是考虑在 15dB 以上，这时两个算法的性能相差无几，而且前者比后者更易在 FPGA 上实现，所以从总的方面来考虑前者好于后者。

粗定时同步的 FPGA 的实现模块具体如图所示：

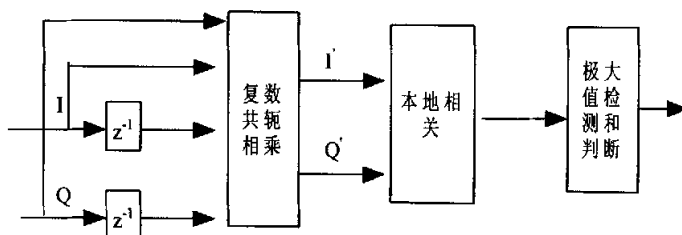


图 4-9 粗定时同步的实现模块

由上图可知，这里粗定时同步的主要包括三部分：A、前后数据共轭相乘；B、本地相关；C、极大值的检测以及符号位置的确定。

A. 数据共轭相乘

这个模块的主要功能是消除频偏对定时的影响，这在第二章已经详细讲过了。这里主要是介绍一下实现的 FPGA 的结构。

设前一个复数为： $a_1 + b_1j$ ，后一个复数为： $a_2 + b_2j$ ，前后共轭相乘为：

$$(a_1 + b_1 j) \cdot (a_2 - b_2 j) = (a_1 a_2 + b_1 b_2) + j \cdot (a_2 b_1 - a_1 b_2)$$

从上面式子看出做复乘如果结构不做任何复用，要使用四个乘法器，而乘法器在 FPGA 里占的资源比较大，为了节省资源的话必须对乘法器进行复用。在我们这个项目里 FPGA 里有 40MHz, 20MHz 两个时钟，其中 20MHz 的时钟是由 40MHz 时钟分频得到的，其逻辑时序图为：

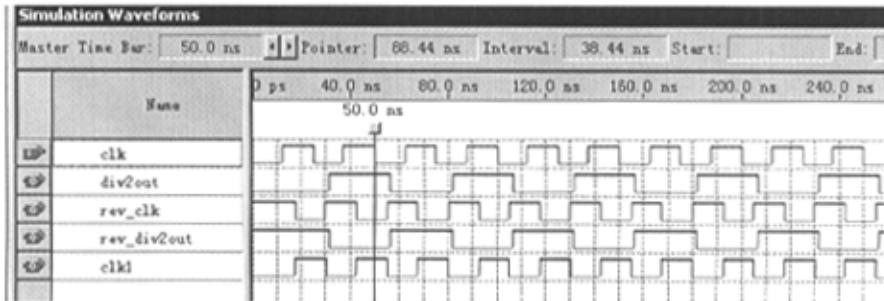


图 4.10 时钟的逻辑时序图

结构如下图所示：

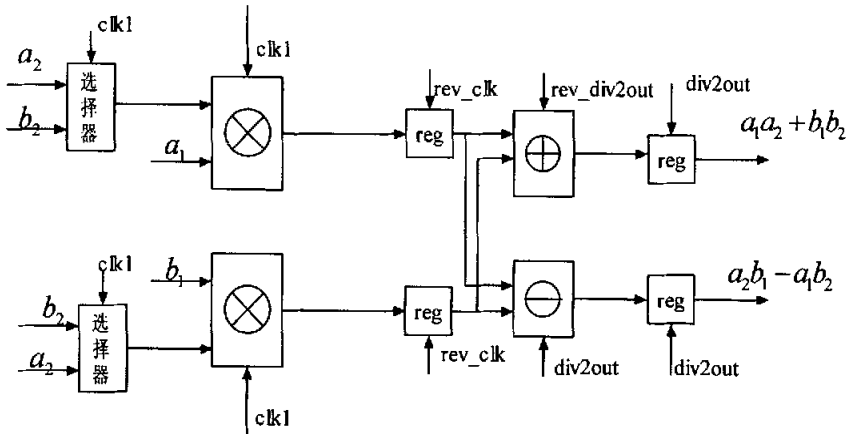


图 4.11 共轭复乘的实现框图

其中 clk1 是 40MHz 的时钟，rev_clk 是 clk1 相反的时钟，div2out 是 20MHz 时钟，rev_div2out 是 div2out 相反的时钟。这样做大约可以省一半的资源。

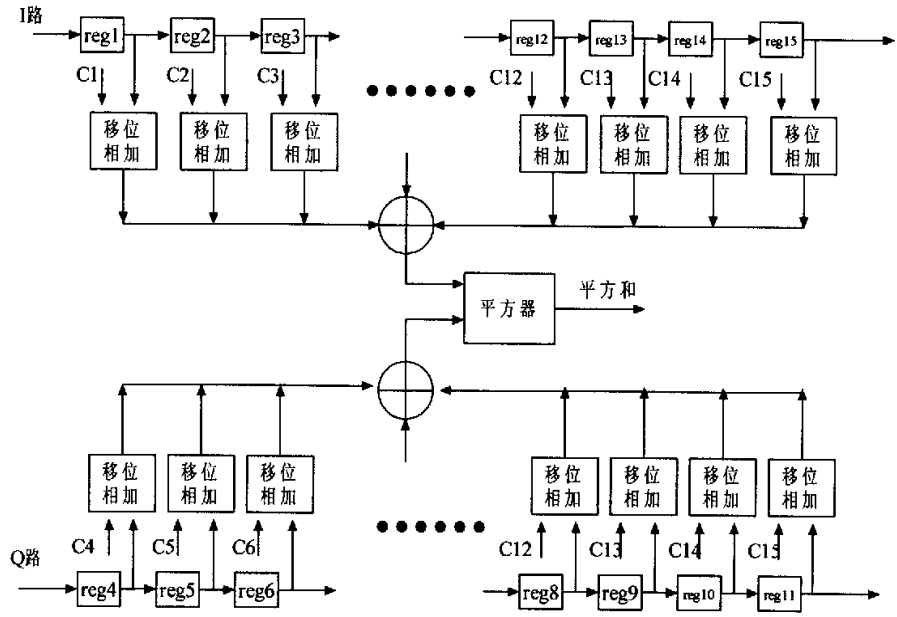
B 本地相关

本地相关是指 I、Q 两路共轭复乘的数据分别与已知的 15 个短训练序列值（有原先的 16 个短训练序列前后共轭乘得到的）相乘，再把这 15 个乘积累加，送入平方器。这里我们也碰到一个复乘的问题，而且这里 I、Q 两路需要 30 个复乘，且乘法器的输入数据宽度为 12bit，这样的话单单做这个本地相关模块就规模惊人了。我们必须寻找一种比较简单的方法来实现这个模块。我们可以看到这里输入到乘法器里的其中一个值是已知的定值，于是我们可以选择 2 的倍数去近似这个值，比如说这个值是 803，那么 $803 \approx 2^9 + 2^8 + 2^5$ ，于是乘法可以变成移位相加了，大大节省了资源，简化了程序。这样做并没有带来多少性能损失，下表是分别用这两种方法定时的性能比较：

SNR(dB)	Error1	Error2
5	0.6995	0.7035
6	0.583	0.5855
7	0.4265	0.433
8	0.2855	0.2862
9	0.1955	0.1955
10	0.104	0.105
11	0.038	0.0395
12	0.0195	0.0195
13	0.007	0.007
14	0.0015	0.002
15	0	0
16	0	0

其中 Error1 表示原来的值，而 Error2 表示近似的值。

下面是列出其实现框图：



在上面的帧检测中也用到了平方器，它的作用都是为了消除频偏的影响。下面讨论平方器的设计。平方器是特殊的乘法器，可以用乘法器实现，但是这样做比较耗资源，可以采用下面的简化结构来实现（假设要对一个 5 比特的二进制数进行平方）：

$$\begin{array}{r}
 \begin{array}{ccccccccc}
 & & & & A4 & A3 & A2 & A1 & A0 \\
 & & & & A4 & A3 & A2 & A1 & A0 \\
 X) & & & & & & & & \\
 \hline
 & & & & P04 & P03 & P02 & P01 & P00 \\
 & & & P14 & P13 & P12 & P11 & P10 & \\
 & & P24 & P23 & P22 & P21 & P20 & & \\
 & P34 & P33 & P32 & P31 & P30 & & & \\
 +) & P44 & P43 & P42 & P41 & P40 & & & \\
 \hline
 = & P44 & P34 & P24 & P14 & P04 & P03 & P02 & P01 & P00 \\
 & & P43 & P33 & P23 & P13 & P12 & P11 & P10 & \\
 & & & P42 & P32 & P22 & P21 & P20 & & \\
 & & & & P41 & P31 & P30 & & & \\
 +) & & & & & P40 & & & & \\
 \hline
 = & P44 & P24 & P14 & P04 & P03 & P02 & P01 & 0 & P00 \\
 & P43 & 0 & P23 & P13 & P12 & 0 & P11 & & \\
 +) & & & P33 & 0 & P22 & & & & \\
 \hline
 = & R9 & R8 & R7 & R6 & R5 & R4 & R3 & R2 & R1 & R0
 \end{array}
 \end{array}$$

其中 $P_{ij}=A_i \& A_j=P_{ji}$ ($i \neq j$), $P_{ii}=P_i$, 在上面的结构中需要 10 个 P_{ij} ($i \neq j$) 和 2 个加法器。

C 极大值的检测和符号位置的确定

这个模块的主要功能是检测出前面平方器出来的数据的极大值, 然后根据这些极大值的位置来符号定时。在前面章节中提过基于 IEEE802.11a 协议的 OFDM 信号有十个相同的短训练序列, 且这些短训练序列子相关性非常强, 因此在做本地相关时, 如果数据位置的匹配时, 这时会出现一个极大值, 可以参考第三章的图 3.3, 而且每个极大值之间的位置间隔为十六, 当出现第十个极大值说明短训练序列已结束, 长训练序列开始。因此可以根据这些特性来确定符号的位置: 程序先在前 32 个值中找出两个极大值, 记下位置, 如果两者位置差为 16, 那么出现极大值的位置已经锁定, 如果不是相差 16, 那么继续找第三个极大值, 然后记下其位置, 再与前面的两个位置做比较, 只要其中有其中两个位置是相差 16 的整数倍, 这就是极大值出现的位置。后面的工作是判断与这两个位置隔 16 个整数倍的数据是不是超过门限的极大值, 如果是继续判断下一个, 如果不是则说明上一个极大值的位置是短训练序列最后一个位置。

这里最大的一个问题是门限的问题, 不过这里由于预先知道这是在帧的短训练序列之间, 因此可以用简单的方法来解决这个问题: 在 32 个值中检测到两个极大值时, 在记下它们的位置的同时记下它们的值大小, 取它们值的平均的二分之一作为找下一个极大值的门限, 当找到下一个极大值后, 再与其做平均, 这样不停地做下去, 直到短训练序列结束。

4.2.3 频偏捕获和补偿模块

频偏捕获环路基本结构如图所示, 先用短训练序列进行捕获, 接着用长训练序列捕获。

$$\begin{array}{r}
 \begin{array}{ccccccccc}
 & & & & A4 & A3 & A2 & A1 & A0 \\
 & & & & A4 & A3 & A2 & A1 & A0 \\
 \hline
 & & & & P04 & P03 & P02 & P01 & P00 \\
 & & & P14 & P13 & P12 & P11 & P10 & \\
 & & P24 & P23 & P22 & P21 & P20 & & \\
 & P34 & P33 & P32 & P31 & P30 & & & \\
 +) & P44 & P43 & P42 & P41 & P40 & & & \\
 \hline
 = & P44 & P34 & P24 & P14 & P04 & P03 & P02 & P01 & P00 \\
 & & P43 & P33 & P23 & P13 & P12 & P11 & P10 & \\
 & & & P42 & P32 & P22 & P21 & P20 & & \\
 & & & & P41 & P31 & P30 & & & \\
 +) & & & & & P40 & & & & \\
 \hline
 = & P44 & P24 & P14 & P04 & P03 & P02 & P01 & 0 & P00 \\
 & P43 & 0 & P23 & P13 & P12 & 0 & P11 & & \\
 +) & & & P33 & 0 & P22 & & & & \\
 \hline
 = R9 & R8 & R7 & R6 & R5 & R4 & R3 & R2 & R1 & R0
 \end{array}
 \end{array}$$

其中 $P_{ij}=A_i \& A_j=P_{ji}$ ($i \neq j$), $P_{ii}=P_i$, 在上面的结构中需要 10 个 P_{ij} ($i \neq j$) 和 2 个加法器。

C 极大值的检测和符号位置的确定

这个模块的主要功能是检测出前面平方器出来的数据的极大值, 然后根据这些极大值的位置来符号定时。在前面章节中提过基于 IEEE802.11a 协议的 OFDM 信号有十个相同的短训练序列, 且这些短训练序列子相关性非常强, 因此在做本地相关时, 如果数据位置的匹配时, 这时会出现一个极大值, 可以参考第三章的图 3.3, 而且每个极大值之间的位置间隔为十六, 当出现第十个极大值说明短训练序列已结束, 长训练序列开始。因此可以根据这些特性来确定符号的位置: 程序先在前 32 个值中找出两个极大值, 记下位置, 如果两者位置差为 16, 那么出现极大值的位置已经锁定, 如果不是相差 16, 那么继续找第三个极大值, 然后记下其位置, 再与前面的两个位置做比较, 只要其中有其中两个位置是相差 16 的整数倍, 这就是极大值出现的位置。后面的工作是判断与这两个位置隔 16 个整数倍的数据是不是超过门限的极大值, 如果是继续判断下一个, 如果不是则说明上一个极大值的位置是短训练序列最后一个位置。

这里最大的一个问题是门限的问题, 不过这里由于预先知道这是在帧的短训练序列之间, 因此可以用简单的方法来解决这个问题: 在 32 个值中检测到两个极大值时, 在记下它们的位置的同时记下它们的值大小, 取它们值的平均的二分之一作为找下一个极大值的门限, 当找到下一个极大值后, 再与其做平均, 这样不停地做下去, 直到短训练序列结束。

4.2.3 频偏捕获和补偿模块

频偏捕获环路基本结构如图所示, 先用短训练序列进行捕获, 接着用长训练序列捕获。

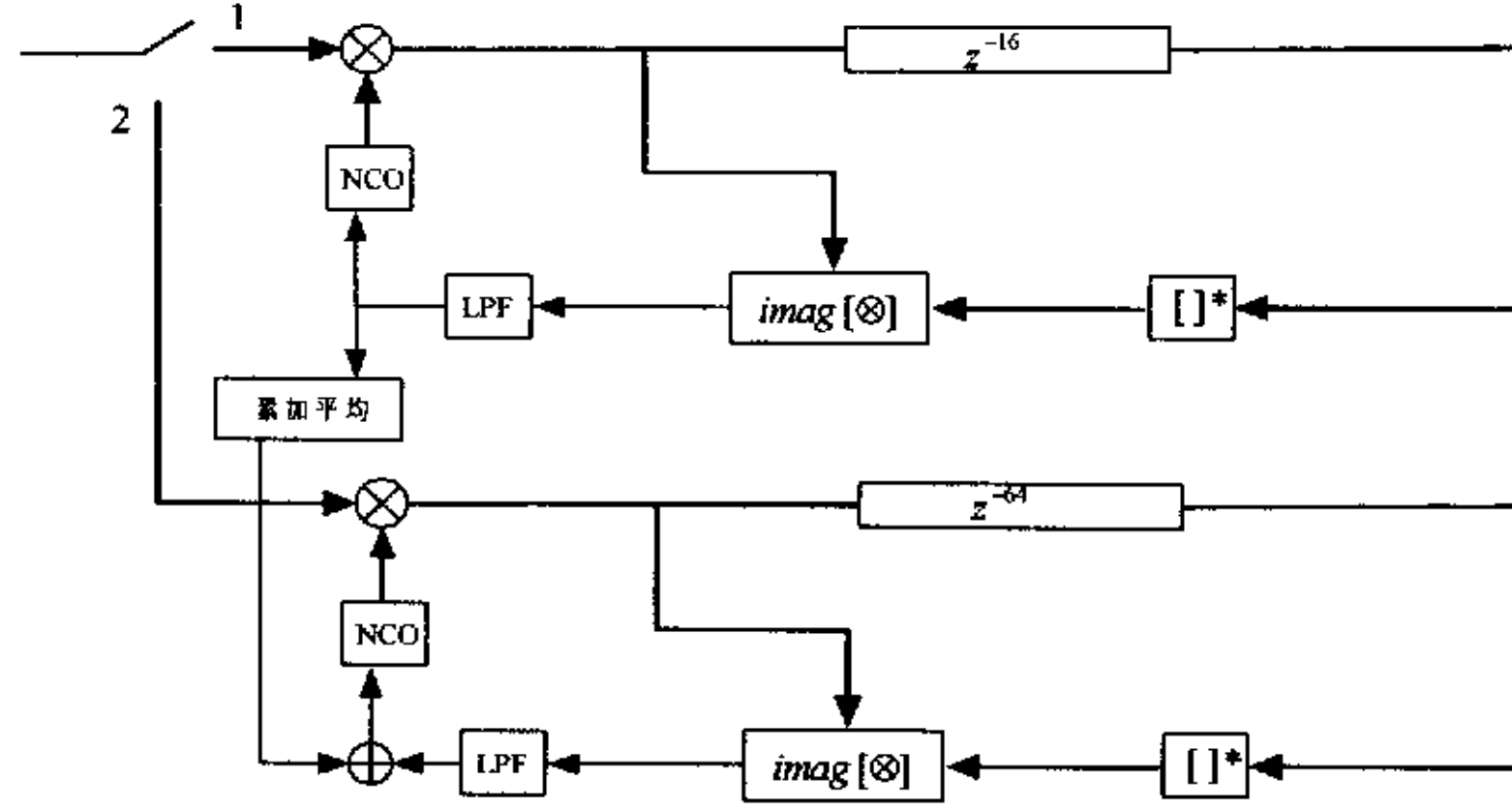


图 4.13 频偏捕获和补偿框图

在实际实现时，两个环路中的 $[]^*$ 模块、 $imag[\otimes]$ 模块、解旋器和 NCO 都是可以复用的，根据开关的位置选择数据。其中解旋器是用复数乘法器实现；环路中的延时单元同样象上述一样用片内 RAM 代替寄存器，以节省逻辑单元； $imag[\otimes]$ 模块只是取了虚部，所以只用两个乘法器就可以了。

4.2.4 信道估计和补偿

这里所选的信道估计方法是第二章里详细分析过的利用长训练序列的 LS-average 估计法。这是因为对基于 IEEE802.11a 协议的突发 OFDM 信号的传输信道可以认为在一帧内是恒定的。这里这个模块的功能除了信道估计外还有相位补偿的功能，原理如下：为了能看得清楚，在这里重新把式 3-26 写一遍

$$Y_{i,n} = e^{j2\pi(n/N)e_\theta} X_{i,n} \cdot H_{i,n} + n_{i,n}, \quad (-\Delta + T_m)/T < e_\theta < 0 \quad (3-26)$$

而用 LS 估计法估计出来的是 $\hat{H}_{i,n} = \frac{Y_{i,n}}{X_{i,n}} = e^{j2\pi(n/N)e_\theta} \cdot H_{i,n}$ ，这相当于是信道和相位偏差看成是一个新的信道。所以长训来序列在估计信道的同时，也粗步估计了相位。

但是由于 LS-average 估计法做除法，在 FPGA 中实现比较困难，所以对此做了一些简化，数

据 $\hat{X}_d = \frac{Y_d}{\hat{H}_n} = \frac{Y_d \cdot X_L}{Y_L} = \frac{Y_d \cdot X_L \cdot Y_L^*}{|Y_L|^2}$ ，在 $SNR \geq 15dB$ 可以认为 $|Y_L|^2$ 是恒值，所以

$k \cdot \hat{X}_d = Y_d \cdot X_L \cdot Y_L^*$ ，只是在总体上把接收到的信息扩大了 $k = |Y_L|^2$ ，这就避免了除法。具体结构图如下：

图 4.14 信道估计框图

上图的 RAM 中存的是接收到的两个长训练序列的平均值，ROM 中存的理想的长训练序列，因为理想长训练序列是 1, -1, 0，所以数据与它相乘的结果分别为原数据，相反数，0。所以可以用选择器代替乘法器。

4.2.5 频域跟踪模块

这个模块主要是数字锁相环的实现，环路各个模块的结构除了鉴相器以外和上述的频偏捕获环路基本一样，下面分别介绍频域跟踪模块中两个不同鉴相器的实现。

从 Costas 环的鉴相方程 $\text{sign}(I)Q$ 可以看到，鉴相器并不需要进行乘法运算，只需将 I、Q 两路的符号位进行异或逻辑运算，得到的值为误差相位的符号位：

$$\text{sign}(\varphi_e) = \text{sign}(I) \text{ xor } \text{sign}(Q)$$

在我们实现的内接收机中，在频域用 12bit 表示每个子载波上调制的数据，因此得到误差相位其余 11bit 为 Q 路信号的除符号为以外的剩余 11bit。

在采样时钟跟踪环中，由鉴相方程可以看到鉴相器需要进行两次相关运算，因为最后只用到相关完了以后的虚部部分，所以只用进行两次乘法运算，而且由于导频位置的关系，前后两次相关运算之间有相当的间隔，所以可以进行乘法器的复用，即可以用一个乘法器完成所需的 4 次乘法运算，然后再进行累加得到相位误差。

4.3 系统调试

上述整个系统包括 FFT 模块在内总共用了 50 万门左右，其中同步模块用了 20 多万门左右，FFT 模块用了 20 多万门左右。在给出各种实际测试结果之前，先简单介绍一下整个平台的调试流程。

4.3.1 调试流程

先简单介绍接收机的调试信号产生。我们是用 ROHDE & SCHWARZ 的 SMIQ 信号发生器配合其配套的软件 WinIQOFDM 和 WinIQSIM 产生不同的基于 IEEE802.11a 协议的 OFDM 测试信号。先在 WinIQOFDM 中按照 IEEE802.11a 物理层标准产生基带数据，用户可以在 WinIQOFDM 中设置各种长度的突发帧，可以任意设置调制数据。我们在调试中就是在 WinIQOFDM 先设置好已知的调制数据，然后和经过内接收机以后得到的解调数据进行比较，判断结果是否正确。

4.2.5 频域跟踪模块

这个模块主要是数字锁相环的实现，环路各个模块的结构除了鉴相器以外和上述的频偏捕获环路基本一样，下面分别介绍频域跟踪模块中两个不同鉴相器的实现。

从 Costas 环的鉴相方程 $\text{sign}(I)Q$ 可以看到，鉴相器并不需要进行乘法运算，只需将 I、Q 两路的符号位进行异或逻辑运算，得到的值为误差相位的符号位：

$$\text{sign}(\varphi_e) = \text{sign}(I) \text{ xor } \text{sign}(Q)$$

在我们实现的内接收机中，在频域用 12bit 表示每个子载波上调制的数据，因此得到误差相位其余 11bit 为 Q 路信号的除符号为以外的剩余 11bit。

在采样时钟跟踪环中，由鉴相方程可以看到鉴相器需要进行两次相关运算，因为最后只用到相关完了以后的虚部部分，所以只用进行两次乘法运算，而且由于导频位置的关系，前后两次相关运算之间有相当的间隔，所以可以进行乘法器的复用，即可以用一个乘法器完成所需的 4 次乘法运算，然后再进行累加得到相位误差。

4.3 系统调试

上述整个系统包括 FFT 模块在内总共用了 50 万门左右，其中同步模块用了 20 多万门左右，FFT 模块用了 20 多万门左右。在给出各种实际测试结果之前，先简单介绍一下整个平台的调试流程。

4.3.1 调试流程

先简单介绍接收机的调试信号产生。我们是用 ROHDE & SCHWARZ 的 SMIQ 信号发生器配合其配套的软件 WinIQOFDM 和 WinIQSIM 产生不同的基于 IEEE802.11a 协议的 OFDM 测试信号。先在 WinIQOFDM 中按照 IEEE802.11a 物理层标准产生基带数据，用户可以在 WinIQOFDM 中设置各种长度的突发帧，可以任意设置调制数据。我们在调试中就是在 WinIQOFDM 先设置好已知的调制数据，然后和经过内接收机以后得到的解调数据进行比较，判断结果是否正确。

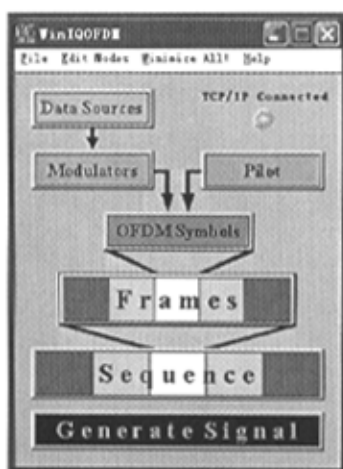


图 4.15 WinIQOFDM 界面

产生的基带数据是用 WinIQSIM 通过 GPIB 传至 SMIQ 信号发生器。在 WinIQSIM 先进行两倍的过采样处理，然后在 SMIQ 调制到 10MHz 的中频信号。这样就得到了如图 4.2 所示的频谱。

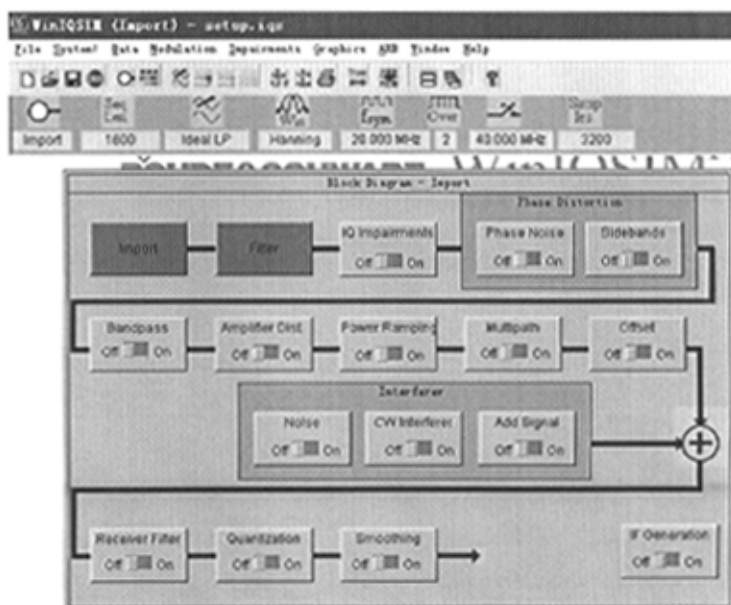


图 4.16 WinIQSIM 界面

接收机的任务就是接收上述产生的信号，然后解调出调制数据，为了配合本项目的后续工作，将 MPC860 和 FPGA 之间的 IDMA 通信及 MPC860 和 PC 之间的以太网通信和我们所实现

的内接收机进行了连调。由于重点在内接收机的设计，所以维特比译码这个模块还没有实现，其实在 6416 中就有专门的维特比译码模块，可以考虑在 DSP 中实现译码。所以在不考虑编译码的情况下，先在上述软件中产生未经卷积编码的已知调制数据，调制方式为 QPSK 或 BPSK，然后通过 SMIQ 产生中频信号，为了验证同步模块，特地在中频调制时加了 400KHz 的频偏，即接收机实际处理的是调制在 10.4Mhz 的信号，此信号经过整个内接收机进行同步和信道估计及补偿以后，进行解映射得到解调完的数据，由于 IDMA 总线是 32bit，所以需要得到的串行数据进行串并变换，然后经过 IDMA 送至 MPC860，MPC860 通过简单的组帧处理，通过 socket 方式和 PC 通信，在 PC 上显示得到的解调完的数据。下图为 PC 上的程序界面。现在整个链路已初步调通，能对定长的突发数据包进行正确解调，然后在 PC 上显示。

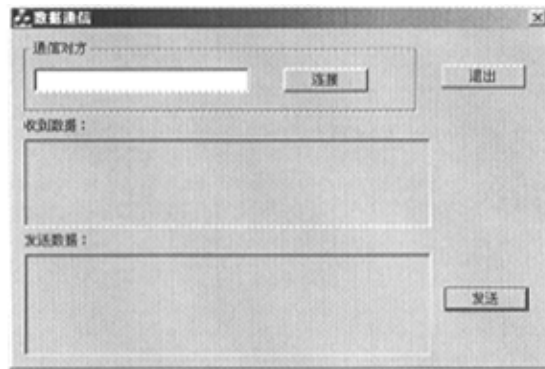


图 4.17 PC 调试程序界面

4.3.2 调试结果

(1) 变频前后的信号频谱图



图 4.18 变频前后的信号频谱图

上图中的左图是调制在 10MHz 上的中频信号，右图是解调下来的基带信号。

(2) 帧检测模块和帧定时的模块

图 4.19 表示帧检测效果图，上面表示帧有效指示信号，下面表示时域信号，由于信号发生器产生的是连续的突发信号，当然在每两个突发信号之间有一段空隙，所以得到周期性的帧有效指示信号，在帧有效指示信号为高电平时，其余同步模块才会工作。可以看到帧有效指示信号比时域信号有一定延时，这时因为帧有效信号是经过前面几个短前导自相关以后得到的。

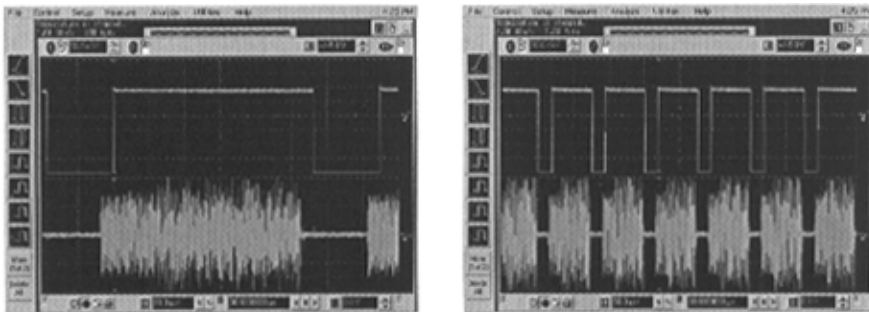


图 4.19 帧检测效果图

图表示粗符号定时效果，下面表示帧有效指示信号，上面表示符号定时指示信号，检测到最后一个跳变以后表示粗符号定时完成。

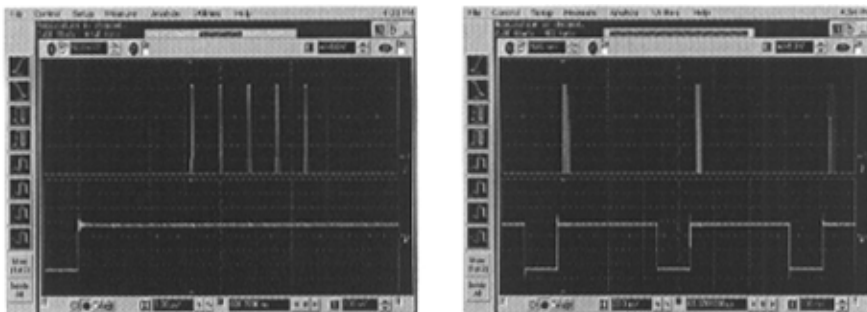


图 4.20 符号定时效果图

(3) 分析频域跟踪环路的效果

图 4.21 表示经过信道估计和补偿但没进行频域跟踪得到的未解映射的频域数据，此时调制方式为 BPSK，每帧有一百个 OFDM 符号，可以看到有明显的调制现象，这和上文的仿真结果是一致的，图表示加了频域跟踪模块以后同样条件下得到的数据，可以看到此时调制现象消失，数据得到比较理想的恢复。

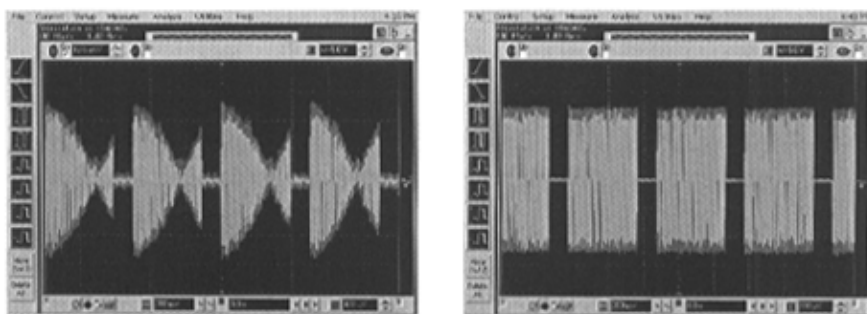


图 4.21 频域跟踪效果图

(4) 信道估计模块前后数据比较

图 4.22 左边是在信道估计前的数据，右边是信道估计后的数据。可以从图上很明显的看出信道估计的作用是比较明显的。

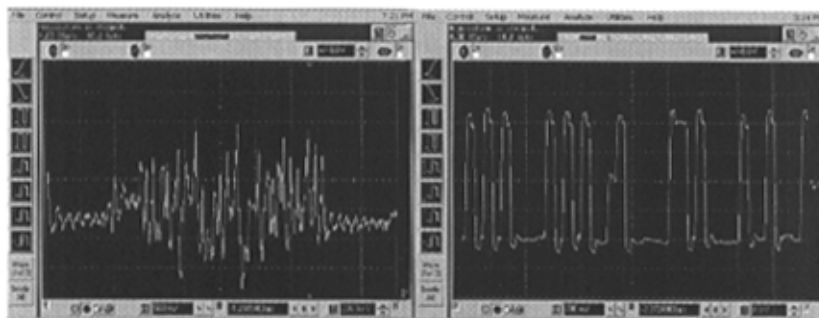


图 4.22 信道估计前后数据比较 (bpsk 调制)

(5) 经过所有内接收机模块后解调出来的频域数据的电平情况(未解映射前的数据)

图 4.23a 和图 4.23b 分别表示 QPSK 和 16QAM 调制，图中零电平表示零频上没有调制数据，在图同样可以看到中间的零频，而且可以看到 4 个 BPSK 调制的导频，图中可以清楚的看到 16QAM 的四个不同的电平，图中很长一段零电平表示虚载波和由于 FFT 模块引入的 16 个时钟的空闲。

图 4.23a 解映射前 QPSK 实际电平

图 4.23b 解映射前 16QAM 实际电平

(6) 在不同调制方式下经过所有模块后解调数据得到的眼图

分表表示 BPSK、QPSK、和 16QAM，中间那个黄线表示虚载波和和由于 FFT 模块引入的 16 个时钟的空闲，可以看到上面两副眼图都很清晰，所以可以得到很好的解调效果，16QAM 的眼图的两个低电平之间比较模糊，有部分原因是虚载波和和由于 FFT 模块引入的 16 个时钟的空闲引起的。

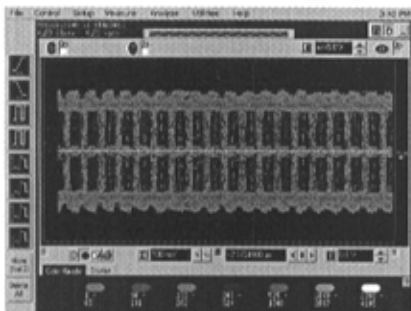


图 4.24a BPSK 眼图

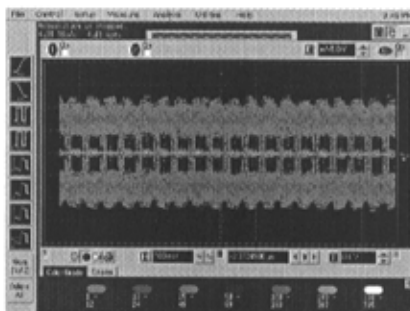


图 4.24b QPSK 眼图

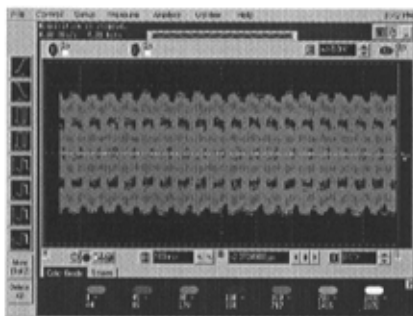


图 4.24c 16QAM 眼图

4.4 小结

本章主要是描述了整个 OFDM 系统内接收机的 FPGA 模块，做了一定的理论上的分析，给出了各个模块的实现框图。然后给出了各个模块的测试图。从眼图可以看出当数据采取 BPSK 和 QPSK 调制时本接收机能比较准确的解调出数据，而当采取 16QAM 调制时，解调效果就没有向前面的调制那么好，主要引起的原因可能是各个模块中数据处理的精度不够，最后造成输出数据的精度不够，这在以后的工作中必须注意的问题。虽然还有许多地方需要改进，但是从整体上讲，本接收机基本实现了解调的功能，走出了尝试的第一步。

第五章 结束语

本章是论文的总结和结论，并对进一步工作提出了建议。

本文的工作用FPGA实现基于IEEE802.11a协议OFDM系统的内接收机，其中内接收包括同步和信道估计。目前IEEE802.11a协议是众多无线局域网协议中很有特色的一个，它的优势在于采用了正交频分复用(OFDM)方式来传输数据，该技术可帮助提高速度和改进信号质量，并可克服干扰。但是OFDM系统中的一些关键技术在具体实现上还有一些困难，其中主要包括定时同步、信道编码、信道估计、用户检测、降低峰均比等。现在的一些算法要么过于复杂，适合理论研究，要么是针对特定的帧结构。所以本文至关重要的一点是找出一种既要适合IEEE802.11a协议的，又要易于用FPGA来实现的同步和信道估计算法。

因此针对这个问题，本文在第二章重点讨论了针对基于IEEE802.11a协议OFDM帧格式的信道估计，提出了分别用长训练序列和利用导频的信道估计方法，并分别对它们进行了性能上的分析。

在第三章重点讨论了针对基于IEEE802.11a协议OFDM帧格式的不同步算法，其中主要是讨论了定时同步算法，提出了分别利用短训练序列和利用循环前缀的粗定时同步，以及利用导频的细定时同步。并对不同的算法进行了性能上的比较。

在第四章中根据前两章的讨论，选出了一种算法来实现内接收机。由于基于IEEE802.11a协议的OFDM信号是突发信号，所以在传输一帧数据时的信道可以认为是不变的，所以在本文中主要是采用长训练序列来做信道估计。同时由于突发信号必须快速同步，所以在本文中的粗同步基本上是依靠训练序列来进行，后面的精细跟踪是依靠导频来进行的。在第四章中还列出内接收机实现的各个模块框图以及测试的信号图。

从整体上来说本文基本实现了一个基于IEEE802.11a协议OFDM系统的内接收机，在比较理想的情况下可以比较精确的解调数据。但是，还存在着许多不足，比如由于内部模块处理数据的精度不够高，导致输出数据的精度也不高。如果数据调制方式采用16QAM以上，解调出来的数据难以判决。另外，由于本项目中的FPGA资源比较少，所以在采取算法的时候偏向于比较简单的算法，这样的话导致性能不怎么好，所以这是以后工作中要改进的地方。但是从长远来看，本文工作走出了万里长征第一步，用硬件实现了一个OFDM接收机的模型，以便将来的工作可以以此为基础进一步研究，让OFDM技术真正的应用到实际中去。

致 谢

本文的完成得到众多老师和亲人朋友的支持与帮助，借此机会：

深深感谢我的导师张朝阳教授对我学术上的悉心指导和生活上的热情关怀，从项目的申请，到日常研究工作的进行，再到硕士论文的撰写和修改，倾注了张老师的大量心血，张老师渊博的学术修养，敏锐的学术洞察力，严谨认真、孜孜不倦的治学态度以及对事业、对工作的高度热情，对我产生了潜移默化的影响。

感谢本实验室已经毕业和即将毕业的博士和硕士研究生共同创造的浓厚的学术讨论气氛，他们是管云峰博士，余官定博士，贾会玲博士，老元威硕士，赵俊硕士，李立志硕士，曹明硕士，余毅硕士，赖利峰硕士，曹芊芊硕士，唐震洲硕士，谭磊硕士，吕峻硕士，杨晓硕士，胡俊硕士，赵珂硕士，梁建新硕士，李佶硕士等。这是一个团结向上的集体，在实验室度过这三年给我留下终生难忘的回忆。很荣幸结识各位师长和同学，正是这种愉悦的氛围，让我的硕士研究生涯充满快乐。

我还要感谢我的父母和妻子对我的支持与帮助。在求知的道路上，我的每一步足迹都凝聚着他们的鼓励与关爱，谢谢你们为我所做出的一切。

最后，作者还要感谢在百忙中抽出宝贵时间阅读本论文的各位评委。

参考文献

- [1] 钱进, “无线局域网技术与应用”, 电子工业出版社, 2004 年 10 月 1 日。
- [2] Weinstein, S.; Ebert, P., “Data Transmission by Frequency-Division Multiplexing Using the Discrete Fourier Transform”, *Communications, IEEE Transactions on* [legacy, pre - 1988], Volume: 19, Issue: 5, Oct 1971 Pages: 628 – 634
- [3] ETSI.Radio Broadcasting Systems : “Digital Audio Braodcasting to Mobile,Portable and Fixed Receivers”. European Telecommunication Standard, ETS 300-401, Feb, 1995。
- [4] Wales, S. W . “ Modulation and Equalization Techniques for HIPERLAN. Proc. Of PIMRC/WCN. ” The Hague, The Netherlands, Sept. 21-23, 1994: 959~963
- [5] Sari, H., G. Karam, I. Jeanclaude. “Techniques for Digital Terrestrial TV Broadcasting.” *IEEE Communications Magazine*, Feb. 1995: 100~109
- [6] Parhi, K. K., T. Nishitani. “Digital Signal Processing for Multimedia Systems.” New York: Marcel Dekker, Inc., 1999
- [7] B. Weinstein and P. M. Ebert, “Data Transmission by Frequency-division Multiplexing Using the Discrete Fourier Transformation”, *IEEE Trans. Commun., Technol.*, vol. Com-19, pp. 628-634, Oct. 1971.
- [8] 佟学俭, 罗涛, “OFDM 移动通信技术原理与应用”, 人民邮电出版社, 2003 年 1 月。
- [9] Nee, R. Van. “OFDM for high speed wireless networks,” *IEEE P802.11~97/128*, Nov. 1997.
- [10] ETST, “Digital Video broadcasting: framing structure, channel coding, and modulation for digital terrestrial television”. European Telecommunication Standard, EN 300~744, Aug. 1997.
- [11] Tuttlebee, W. H. W. “Consumer digital radio: from concept to reality, *Electronics and Communication Engineering*”. *Journal*, Dec. 1998: 10(6): 263~276
- [12] Richard Nilsson, Ove Edfors, Magnus Sandell. “Analysis of Two-Dimensional Pilot-symbol Assisted Modulation for OFDM”. *IEEE Trans. Vehucular Tech.*, Apr. 1997: 71~73
- [13] P. Hoher, S. Kaiser, and P. Robertson. “Two-dimensional pilot-symbol-aided channel estimation by Wiener filtering”. In *Processing IEEE international Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing ICASSP*, Munich, Germany, Apr. 1997: 1845~1848
- [14] Yun Chiu, Dejan Markovic, Haiyun Tang, Ning Zhang. OFDM Receiver Design. *EE225C*, Dec. 2000
- [15] Willian D. Warner and Cyril Leung. OFDM/FM frame sychronisation for mobile radio data communicatin. *IEEE Trans. Vehucular Tech.*, August, 1993: 42(3): 302~313
- [16] H. Minn and V. K. Bhargava, Fellow. “A Simple and Efficient Timing Offset Estimation for OFDM Systems.” *IEEE Trans. Vehucular Tech.*, August, 2000: 42(3): 51~55

- [17] Timothy M. Schmidl and Donald C. Cox, fellow .“Robust Frequency and Timing Synchronization for OFDM”.IEEE trans. On communications.VOL.45,NO.12,dec.1997
- [18] Navid Lashkarian,Sayfe Kiaei. “Globally Optimum ML Estimation of Timing and Frequency Offset in Ofdm Systems.” IEEE Trans.Vehucular Tech,Much,2000:1044~1048.
- [19] J.van de Beek,M.Sandel,P.O.Borjesson, “ML Estimation of Timing and Frequency Offset in OFDM systems”.
- [20] Jan-Jaap Van de Beek,Magnus Sandellm . “Low_complex Frame Sytnchronizaytion in OFDM Systems”. IEEE 0-7803-2955-4/95
- [21] Daniel Landstrom,Sarah Kate Wilson,Jan-Jaap van de Beek. “Symbol time offset estimation in coherent OFDM systems.” IEEE1999,0-7803-5284-X/99.
- [22] T. Pollet, M. V. Bladel and M. Moeneclaey, “BER Sensitivity of OFDM Systems to Carrier Frequency Offset and Wiener Phase Noise”, IEEE Trans. on Commun., vol. 43, No. 2, pp. 191-193, Feb. 1995.
- [23] M. Luise and R. Reggiannini, “Carrier Frequency Acquisition and Trancking for OFDM Systems”, *IEEE Trans. Commun.*, vol. 44, pp. 15990-1598, Nov. 1996
- [24] F. Daffara and A. Chouly, “Maximum Likelihood Frequency Detectors For Orthogonal Multicarrier Systems”, in *Proc. IEEE Int. Conf. Commun.*, Geneva, Switzerland, May 23-26, 1993, pp. 766-771.
- [25] J. S. Oh, Y. M. Chung and S. U. Lee, “A Carrier Synchronization Technique for OFDM on the Frequency-Selective Fading Environment”, in *Proc. VTC'96*, pp. 1574-1578, 1996.
- [26] Gibson, D. Jerry, *The Mobile Communications Handbook*, IEEE Press, Jan. 1999
- [27] Theodore S. Rappaport, *Wireless Communications Principles and Practice*,电子工业出版社, 北京, 1998 年 9 月第一版
- [28] 杨大成, cdma2000 1x 移动通信系统, 机械工业出版社, 2003 年 1 月第一版
- [29] IEEE802.11astandard[s].IEEE.std,1999-9.
- [30] Ove Edfors,Magnus Sandell,Jan-Jaap van de Beek. “OFDM channel estimation by singular value decomposition”.IEEE Transactions on communcion,vol,46,No.7,July 1998
- [31] Ye Li, Nambirajan Seshadri, and Sirikiat Ariyavisitakul. “Channel Estimation for OFDM Systems with Transmitter Diversity in Mobile Wireless Channels”. IEEE journal on selected areas in communications, VOL. 17, NO. 3, MARCH 1999
- [32] Sinem Coleri, Mustafa Ergen, Anuj Puri. Channel estimation techniques based on pilot arrangemeng in OFDM systems. IEEE Transactions on Broadcasting, 2002; Vol.48 (3):223-229.
- [33] 谭磊、张朝阳, “一种基于导频的 OFDM 信道估计”。无线电工程, 2004 年 9 月
- [34] Lars Erup, Floyd M. Gradner, Robert A. Harris, “Interpolation in Digital Modems—Part II:

- Implementation and Performance”, IEEE trans.on communications, VOL41, No.6, June 1993
- [35] 沈凤麟 叶中付 钱玉美, “信号统计分析与处理”, 中国科学技术大学出版社, 2001 年 3 月
- [36] Baoguo Yang, Letaief, K.B., Cheng, R.S. and Zhigang Cao, “Timing recovery for OFDM transmission,” *IEEE Journal on Selected Areas in Commun.*, Vol.18, pp. 2278 –2291, Nov. 2000
- [37] F. Classen and H. Meyr. “Frequency Synchronization Algorithms for OFDM Systems suitable for Communications over Frequency Selective Fading Channels”, in *Proceedings of the IEEE International Conference on Vehicular Technology*, (Stockholm, Sweden), pp. 1655-1659, June, 1994.
- [38] P. M. Moose, “A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 42, pp. 2908-2914, Oct. 1994.
- [39] 孙健, 仇佩亮. “周期前导结构 OFDM 帧信号的检测”, 电子与信息学报第 26 卷第 10 期, 2004 年 10 月
- [40] 曹志刚, 钱亚生. “现代通信原理”. 清华大学出版社, 1993 年 4 月。
- [41] 杨小牛, 楼才义, 徐建良, “软件无线电原理与应用”, 电子工业出版社, 2001.1
- [42] 程佩青, “数字信号处理教程”。清华大学出版社, 2000 年 7 月