

## 摘 要

3GPP 长期演进 LTE 项目是 3G 标准的演进, 它改进并增强了 3G 的空中接口技术。正交频分复用 OFDM 技术是 LTE 系统下行链路传输的核心技术之一, 其具有频谱利用率高、数据传输速率快和抗多径衰落能力强等优点。但是, 相比单载波系统, OFDM 系统对定时偏移和载波频率偏移更敏感。由定时错误引进的符号间干扰 ISI 和频率偏移带来的载波间干扰 ICI 会导致 OFDM 系统性能急剧下降。所以同步问题是 OFDM 系统的一个关键技术问题, 同步技术对于 OFDM 系统至关重要。本文的主要工作是在分析 OFDM 系统同步算法的基础上, 结合 LTE 协议, 确定适合 LTE 下行 OFDM 系统的同步技术方案, 并在 DSP 平台上进行设计实现。

论文首先介绍了 OFDM 技术的基本原理, 并分析了同步误差对 OFDM 系统的影响, 分析了 OFDM 系统同步技术方案, 包括基于 OFDM 符号结构特性的盲同步算法以及基于训练序列的同步算法, 并从仿真性能和运算复杂度上对这些算法进行了分析比较。

其次, 结合 LTE 协议下行物理信号生成方式及时频位置特点, 筛选确定适合 LTE 下行 OFDM 系统的同步技术方案。LTE 下行主同步信号 PSS 由 Zadoff-Chu (ZC) 序列生成, 并且在一个无线帧内发送两次, 论文中利用 PSS 序列良好的相关特性来得到粗定时同步点; 粗小数倍频偏估计采用了基于 PSS 的算法, 该算法性能良好, 估计范围比较大, 并且容易在 DSP 上实现; 细定时同步和残留频偏估计采用了基于参考符号 RS 的估计算法, 但基于参考符号的残留频偏估计算法估计范围与 CP 长度有关。

最后, 在验证 LTE 系统同步技术方案的基础上, 论文对 LTE 下行 OFDM 系统的同步方案进行了 DSP 设计, 包括粗细定时模块, 粗小数频偏和细小数频偏 (残留频偏) 估计模块、频偏纠正模块。编写的整个 DSP 测试模块包括调制、RS 生成模块、资源例子映射模块、OFDM 符号生成模块、OFDM 解调模块以及同步模块。论文分析表明, 采用并行方式生成参考符号以提高运算速度, 采用平面坐标旋转数字计算 CORDIC 算法实现频偏估计和纠正以有效减少 DSP 资源的占用以及硬件消耗, 减小运算复杂度。

**关键词:** 3GPP LTE; OFDM; 定时同步; 频偏同步; DSP 设计实现。

## Abstract

3GPP Long Term Evolution(LTE) project is the evolution of 3G standards, which improves and enhances the 3G air-interface technologies. Orthogonal frequency-division multiplexing(OFDM) is one of the key technologies in the LTE downlink transmission system, and important features of OFDM systems include high spectrum efficiency, high data transmission rate and immunity to multipath fading and impulsive noise. However, OFDM systems are far more sensitive to time synchronization error and frequency offset than single-carrier systems. The performances are degraded dramatically by inter-symbol interference(ISI) because of time synchronization error or inter-carrier interference (ICI) for frequency offset. Therefore, synchronization is a key technical problem in OFDM systems, and synchronization techniques for OFDM systems are essential. The work of this thesis is to determine the synchronization scheme for LTE downlink OFDM systems on the basis of the analysis of the classical synchronization algorithms for OFDM systems, and design the synchronizer on the DSP platform.

Firstly, the basic principles of OFDM technology and the influence of the synchronization errors on OFDM systems are addressed in this thesis. Then several classical OFDM synchronization schemes are introduced, including synchronization algorithms based on training sequences and blind synchronization algorithms based on structural characteristics of OFDM symbols like cyclic prefix(CP), and different synchronization algorithms are analyzed and compared from the simulation performance and computational complexity .

Secondly, the synchronization scheme for LTE downlink OFDM system is determined according to the generating operations and time-frequency mapping characteristics of physical signals. The PSS is generated by Zadoff-chu(ZC) sequence, which has good correlation properties and sent twice in a radio frame. In this thesis, the algorithm based on PSS cross correlation is employed to get the coarse timing synchronization point; Meanwhile, the coarse fractional frequency offset estimation is also based on the PSS and the algorithm has a good performance and a relatively large estimated range. Fine timing synchronization and residual frequency offset estimation algorithm are performed by reference symbols (RS), but the length of CP has a influence on the estimated range of the residual frequency offset.

Finally, the synchronization scheme for LTE downlink OFDM system is designed and implemented on the DSP platform based on the verification of LTE synchronization schemes, and the synchronization modules include the coarse timing module, coarse fractional

---

frequency offset estimation module, fine fractional frequency offset estimation module, fine timing module, and frequency correction module. Test modules on the DSP platform include modulation module, RS generation module, resource element mapping module, OFDM symbol generation module, OFDM demodulation module, and synchronization module. The analysis validates that, the reference symbols are generated in parallel to raise the operating speed and the coordinate rotation digital computer (CORDIC) algorithm is employed to design the frequency offset estimation and frequency offset correction modules in order to reduce the hardware consumption and computational complexity.

**Key words:** 3GPP LTE; Orthogonal frequency-division multiplexing; timing synchronization; frequency offset synchronization; design and implementation of DSP

---

## 第 1 章 绪论

### 1.1 移动通信的发展现状

随着基于分组的无线宽带系统,例如全球微波接入互操作(WIMAX 802.16e)的出现,2004年底,第三代合作伙伴计划(3<sup>rd</sup> Generation Partnership Project, 3GPP)为了提高其在新兴的宽带无线接入市场的竞争力,开始了通用移动通信系统(Universal Mobile Telecommunications System, UMTS)技术的长期演进(Long Term Evolution, LTE)项目<sup>[1]</sup>,这一演进项目顺应了移动通信与宽带接入技术相融合的需求。

LTE项目改进并增强了3G的空中接口技术,为3G技术到4G技术的演进提供了过渡<sup>[2]</sup>。3GPP LTE项目的主要性能目标包括<sup>[3]</sup>:支持更高的峰值速率(下行100Mbit/s,上行50Mbit/s);改善小区边缘用户的性能,提高小区边缘用户吞吐量;降低系统延迟,用户平面单向传输时延低于5ms,控制平面延时低于100ms;提高频谱效率,下行频谱效率为R6 HSDPA的3~4倍,上行为R6 HSUPA的2~3倍;以尽可能相似的技术同时支持成对和非成对频谱;支持1.25~20MHz多种带宽;支持与现有的3GPP和非3GPP系统的互操作,强调后向兼容等。

为了实现LTE系统的性能要求,LTE物理层采用了OFDM多载波调制技术和MIMO多天技术,在网络结构方面,LTE采用Node B构成的单层结构来简化网络,降低时延和成本,与传统的3GPP接入网相比,其减少了RNC的节点,逐步趋近与典型的IP宽带网络结构<sup>[4]</sup>。LTE下行传输采用了OFDM技术来满足系统性能要求,OFDM系统均衡更加容易实现,可以简化接收机的设计。在多址接入技术方面,3GPP组织决定对LTE系统物理层下行传输方案采用先进成熟的OFDMA技术,对于上行传输考虑到OFDM较高的峰均比会增加终端的功放成本和功率消耗,限制终端的使用时间,决定采用峰均比较低的单载波方案SC-FDMA技术<sup>[5]</sup>。MIMO作为提高系统传输率的主要手段,也被3GPP采用为LTE的一项核心技术。LTE中采用的收发天线配置为1,2或4根,基本MIMO模型是下行为2×2、上行1×2,高阶天线配置(4×4)正在考虑中。针对具体的MIMO技术,目前正在考虑的方法包括空分复用(SDM)、空分多址(SDMA)、预编码(Precoding)、开环发射分集和智能天线等。

LTE上行关注的首要问题是峰均比的问题,目前主要考虑采用位移BPSK和频域滤波两种方案进一步降低上行SC-FDMA的峰均比。LTE下行链路要求传输速率可达100Mbps,故高传输速率是LTE下行链路需要解决的主要问题,为了实现该目标,在3G原有的QPSK、16QAM调制的基础上,LTE系统新增加了64QAM高阶调制。在

信道编码方面, LTE 的信道编码技术主要采用两种, 一种是采用 Turbo 码, Turbo 编译码在 FPGA 中较容易实现, 另一种是采用咬尾卷积编码, 其实现也较简单。表 1-1 对 3GPP LTE 和其他主流标准的关键技术进行了对比。

表 1-1 主流标准关键技术对比

	IEEE 802.16e	3GPP LTE	IEEE 802.20
基本传输和多址方式	OFDM/OFDMA	下行 OFDMA, 上行 SC-FDMA	调度或调频 OFDMA, 上行可采取半正交 OFDMA
多天线技术	空间复用和发射分集	空间复用、发射分集、波束赋形、虚拟 MIMO	预编码 MIMO
调制方式及 AMC (自适应调制与编码)	BPSK、QPSK、16QAM、64QAM、支持 AMC	QPSK、16QAM、64QAM、单用户采用频域一致的 AMC	QPSK、8PSK、16QAM、64QAM、支持 AMC
编码方式	卷积+RS 级联码、块 Turbo 码、卷积 Turbo 码、LDPC 码	Turbo 码、卷积码	卷积码、Turbo 码
资源分配	子信道大小 24/48 个子载波, 支持集中和分散分配	资源块大小为 12 个载波, 上行支持集中分配, 下行支持集中和分散分配	调度和调频 (符号级/块级跳频, 本地/全局跳频)
CP 长度	OFDM 符号长度的 1/4、1/8、1/16、1/32	常规 CP: 4.6875us 扩展 CP: 16.67us	6.15~26.04us 保护间隔 3.26us
子载波间隔	10.94kHz	15kHz	9.6kHz
双工方式	FDD、TDD、半双工 FDD	FDD、TDD、半双工 FDD	FDD、TDD、半双工 FDD
频域调度	通过子信道化技术实现	以子帧为单位的动态调度	频率复用、SDMA、MIMO 联合设计
同步	采用外部时钟同步	小区间同步或异步	支持半同步异步系统
切换	支持硬切换、宏切换、快速基站切换	快速硬切, 支持和其他 RAT 的切换	快速小区选择、异频切换、跨系统切换

## 1.2 OFDM 同步技术的国内外研究现状

### 1.2.1 OFDM 系统的基本原理

正交频分复用 (OFDM) 作为一种有效的多载波调制技术, 具有频谱利用率高、抗符号间干扰 (ISI) 能力强, 数据传输速率高, 并且易于与其他技术相结合等优点, 已经成为 B3G 系统的关键技术之一。

作为一种多载波调制 (MCM) 技术, OFDM 的基本原理是将高速串行数据流转变为  $N$  路低速率的数据流并行传输。由于使用并行子信道进行传输, 使得每个子信道上的符号周期相对增加, 因而可以减小多径时延扩展对整个系统的影响。为了降低符号间干扰 (ISI), 在 OFDM 符号中插入了循环前缀 (CP), 并且 CP 长度大于多径信道的最大时延扩展。另外, 子信道正交, 其频谱可以重叠, 因而可以有效地提高频谱利用率。

图 1-1 为 OFDM 发射端和接收端调制解调原理框图, 在发射端, 高速数据流经过串并转换后转换到并行的  $N$  个正交子信道上进行传输, 经过调制后的数据  $d_i$ ,  $i = 0, 1, \dots, N-1$  分别被调制到  $N$  个子载波上。

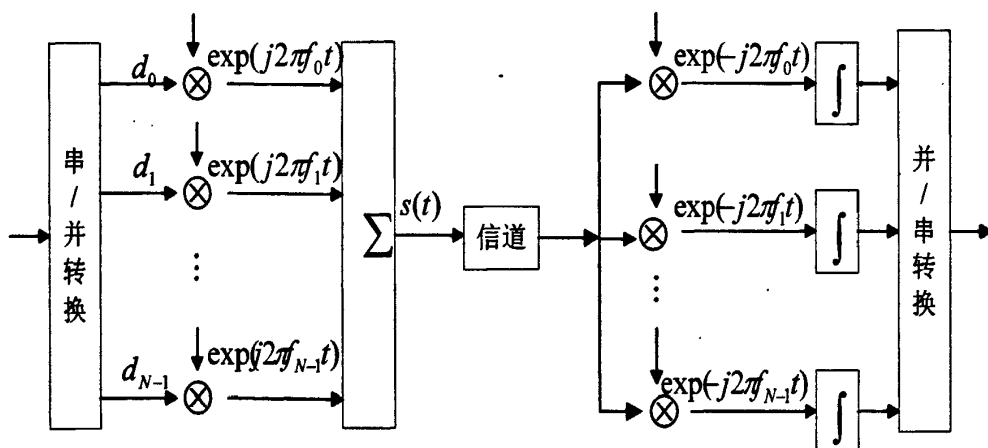


图 1-1 OFDM 调制解调示意框图

由图 1-1 可以看出, 每个 OFDM 符号是由  $N$  个子载波上的信号叠加得到, 一个 OFDM 符号可以表示成式 (1-1)

$$s(t) = \begin{cases} \operatorname{Re} \left\{ \sum_{i=0}^{N-1} d_i \operatorname{rect} \left( t - t_s - \frac{T}{2} \right) \exp \left[ j2\pi \left( f_c + \frac{i}{T} \right) (t - t_s) \right] \right\}, & t_s \leq t \leq t_s + T \\ 0 & t \leq t_s, t \geq t_s + T \end{cases} \quad (1-1)$$

其中  $N$  为子载波数,  $T$  表示 OFDM 符号周期,  $f_c$  为载波频率,  $t_s$  为此 OFDM 符号开始时刻。  $\operatorname{rect}(t) = 1, |t| \leq T/2$  为每个数据符号的脉冲波形。OFDM 符号等效的基带信号可以由式 (1-2) 得到

$$s(t) = \begin{cases} \operatorname{Re} \left\{ \sum_{i=0}^{N-1} d_i \operatorname{rect} \left( t - t_s - \frac{T}{2} \right) \exp \left[ j2\pi \frac{i}{T} (t - t_s) \right] \right\}, & t_s \leq t \leq t_s + T \\ 0 & t \leq t_s, t \geq t_s + T \end{cases} \quad (1-2)$$

在实际应用中,尤其是当 OFDM 系统子载波数目很大,对频率分辨率要求很高时,如果直接按照式 (1-2) 实现 OFDM 系统是相当困难的,因此实际的 OFDM 系统的调制解调器常采用离散傅立叶变换 (DFT) 来实现,令式 (1-2) 中的  $t_s = 0$ , 抽样速率为  $T/N$ , 并且忽略矩形窗函数  $rect(t)$ , 则式 (1-2) 可以改写为<sup>[6]</sup>

$$s_k = \sum_{i=0}^{N-1} d_i \exp(j \frac{2\pi i k}{N}), \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (1-3)$$

由式 (1-3) 可以看出,在发送端可以利用离散傅立叶逆变换 (IDFT) 实现 OFDM 信号调制,在接收端通过对  $s_k$  进行逆变换,即进行 DFT 变换来恢复得到原始数据符号  $d_i$ 。

为了减小 OFDM 系统的实现复杂度,可以采用如图 1-2 所示的快速傅立叶变换 (FFT/IFFT) 来具体实现 OFDM 调制解调。

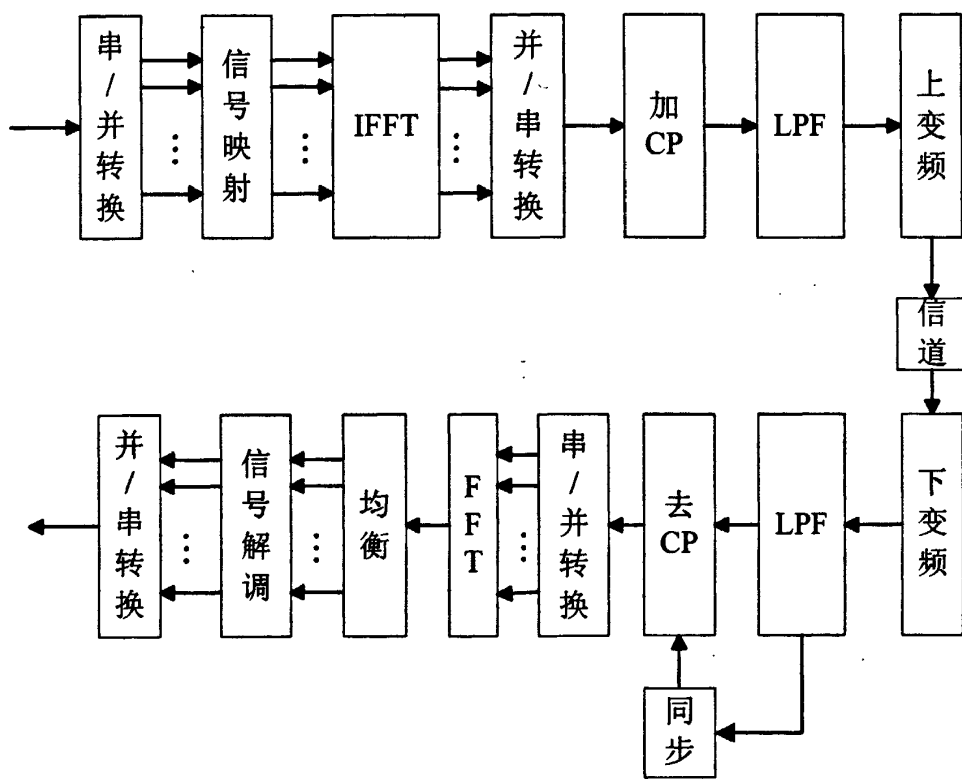


图 1-2 基于 IFFT 和 FFT 的 OFDM 通信系统原理框图

### 1.2.2 OFDM 系统同步技术国内外研究现状

3GPP LTE 物理层采用了 OFDM 调制技术<sup>[7]</sup>,虽然 OFDM 系统对于单载波系统有很多优点,但是其对定时偏移和载波频率偏移十分敏感。定时偏移会减小循环前缀 (CP) 的有效长度,引入符号间干扰 (ISI); 载波频率偏移会破坏子载波间的正交性,导致子载波间干扰 (ICI),因而在接收端要对定时偏移和载波频率偏移进行估计和补偿<sup>[8]</sup>。OFDM 系统中的同步方法可以分为两类:盲同步算法和基于训练序列的同步算法。

基于训练序列的同步算法是利用插入的已知导频符号来实现同步。T.M.Schmidl 和

Donald.C.Cox 在文献[8]中提出了一种新的训练结构,利用第一个训练符号实现定时同步和小数倍频率偏移估计,利用前后两个训练序列的差分关系实现整数倍频率偏移估计。此算法存在定时平台问题,影响了同步性能。H.Minn 等人在文献[9]中提出了一种新的训练序列结构,其定时测度函数克服了定时平台问题,但是其定时测度函数在正确定时位置有很多旁瓣,在信道条件比较恶劣的情况下易造成定时误判。Park 等人在文献[8]和[9]的基础上,提出了一种改进的训练序列结构,该算法的定时测度函数有比较尖锐的峰值,其有着比较好的定时性能[10]。Tefveson 等在文献[11]中提出利用 PN 序列作为同步序列,通过检测接收信号与本地序列的相关峰值得到同步,其相关器有比较大的峰值,但是计算量大。文献[12]中提出发送两个相同的 OFDM 符号在频域进行频偏估计,但其频偏估计范围比较小,此外由于需要 FFT 变换以实现在频域估计,所以算法的实现复杂度较高。文献[13]提出了利用 PN 序列优良的相关特性来实现 OFDM 时频同步,与其他同步方法相比,定时函数有比较明显的峰值并且其漏报概率和虚警概率比较低。

盲同步算法主要利用了 OFDM 系统的 CP 性质来完成同步估计。1996 年, van de Beek 等人在文献[14]中提出了一种基于 CP 的最大似然算法,该算法可以联合估计出定时偏移和载波频率偏移,该算法在 AWGN 信道下有良好性能,在多径信道下可以通过对多个符号进行平均来改善性能,但是接收端需要知道接收信号的信噪比。D.Lee 和 K.Cheun 在文献[15]中提出了在多径信道下的最大似然粗定时同步器,并且讨论了简化同步算法的方法,使之更易于实际实现。Ronghong Mo 等人在文献[16]中提出了一种新的多径衰落信道下的联合估计定时偏移和载波频率偏移的盲同步方法,该算法将接收到的时域 OFDM 采样点分成几个子集,每个子集中的样点互不相关。该同步器的优点是在高 SNR 情况下有比较好的性能,但其缺点在于其在低 SNR 情况下性能不如文献[14][15]中的同步器。Wen Long Chin 和 Sau Gee Chen 在文献[17]中提出了一种基于信干扰比(SINR)最大化的盲同步算法。同步误差引入了 ISI 和 ICI 造成系统损失的同时,接收数据的 SINR 也随之下降,该算法利用这一特性,通过最大化 SINR 度量函数估计定时偏差和载波频率偏差,仿真证明该算法较之传统的同步算法有着较好的性能,但是其复杂度比较高。文献[18]中提出了一种新的定时函数,其正确定时点需要通过定时函数进行二维搜索得到,其在信道比较差的情况下仍然有比较好的性能。

### 1.3 论文的研究内容及组织结构

论文围绕 3GPP LTE 下行同步技术设计与实现展开相关工作。论文分析了传统 OFDM 系统条件下的同步算法,包括盲同步算法和基于训练序列的同步算法,并选择确定了适合 LTE 下行 OFDM 系统的同步技术方案,并设计了此方案的 DSP 同步器,本文的主要研究内容包括:



(1) 分析了 OFDM 系统同步技术方案, 包括基于 OFDM 符号结构特性的盲同步算法以及基于训练序列的同步算法, 并从仿真性能和运算复杂度上对这些算法进行了分析比较。研究分析表明, 盲同步算法不需要额外的训练序列, 频谱利用率高, 数据传输效率高。基于训练序列的同步算法精度较高, 但是由于使用了额外的训练序列, 降低了数据传输效率。

(2) 根据 3GPP LTE 下行同步信号生成方式及时频位置特点, 筛选出了适合 LTE 下行 OFDM 系统的同步技术方案, 利用主同步信号良好的相关特性来实现粗定时同步和粗小数倍频偏估计, 利用参考符号实现精同步和精小数频偏估计(残留频偏估计)。仿真验证这一方案可以满足 LTE 系统的同步性能要求。

(3) 在验证 LTE 系统同步技术方案的基础上, 论文对其进行了 DSP 设计。论文分析表明, 采用并行方式生成参考符号以提高运算速度, 采用 CORDIC 算法实现频偏估计和纠正以有效减少 DSP 资源的占用以及硬件消耗, 减小运算复杂度。

论文各章节内容安排如下:

第 1 章主要介绍移动通信的发展现状, OFDM 系统的基本原理以及 OFDM 系统同步技术的国内外研究现状。

第 2 章主要介绍了同步偏差对 OFDM 系统性能的影响, 并对 OFDM 系统传统的同步算法进行了分析, 包括盲同步算法和基于训练序列的同步算法, 并从仿真性能和实现复杂度上进行了对比。

第 3 章主要介绍了 3GPP LTE 系统的下行物理信号, 并结合下行物理信号给出了适合 LTE 下行 OFDM 系统的同步方案, 并通过仿真分析验证了此方案的可行性。

第 4 章是主要介绍了 LTE 系统同步器的 DSP 设计。

第 5 章给出了论文的结论与展望, 对全文工作进行了总结, 并对未来的工作进行了展望。

## 第 2 章 OFDM 系统中的同步算法

对于任何数字通信系统，同步是数据可靠传输的前提和重要保证。同步性能的好坏将直接影响对整个通信系统的性能。3GPP LTE 下行采用了频谱利用率比较高的 OFDM 调制技术，OFDM 符号是由多个子载波信号叠加形成，在接收端利用子载波之间的正交性进行解调，因而 OFDM 系统对子载波间的正交性提出了严格的要求。在实际传输中，由于多普勒频移和收发机本地振荡器之间的不匹配带来的频率偏差，会破坏 OFDM 系统子载波间的正交性，造成子载波间干扰 (ICI)。定时偏移则会造成符号间干扰 (ISI)，降低循环前缀 (CP) 的有效性。因此，同步对于 OFDM 系统十分重要。本章首先介绍了同步误差对 OFDM 系统性能的影响，然后介绍了 OFDM 系统中几种常见的同步算法，包括基于训练序列的同步算法和利用 OFDM 信号本身特性的盲同步算法，最后从性能和复杂度两方面将几种算法进行了分析比较。

### 2.1 同步偏差对 OFDM 系统性能的影响

OFDM 系统中主要存在的同步偏差包括：采样时钟偏差、定时偏差、载波频率偏差。在接收端，由于接收机抽样时钟不稳定，使得其采样时钟周期与发送信号采样周期不一致，从而导致了采样时钟偏差；接收机不知道 OFDM 符号的到达时间，找不到正确的 FFT 窗口，带来了定时偏差；由于收发机本地振荡器的不匹配，以及移动终端的相对运动带来的多普勒频偏，造成了收发机的载波间的频率偏差。

#### 2.1.1 定时误差分析

由于循环前缀的插入，接收端首先要找到 FFT 窗口的位置，然后才能进行正确的解调，符号同步的目的就是要找到每个 OFDM 符号的起止时刻，确定 FFT 窗口的位置。当接收端和发送端的 FFT 窗口不一致时，便会导致符号定时偏差。图 2-1 分别针对定时点超前和滞后的情况进行了分析，其中  $N_{cp}$  为循环前缀， $N$  为有效数据。 $A$  区为循环前缀内有上个符号干扰的部分， $A$  区包括  $L$  个样点， $L$  为信道冲击响应长度， $B$  区为循环前缀内无符号干扰部分， $C$  区定时点在数据有效部分。

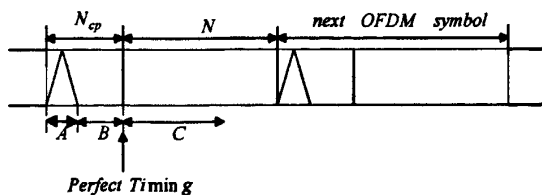


图 2-1 OFDM 符号定时误差示意图

设 OFDM 接收机接收到的时域信号为

$$r(n) = s(n) \otimes h(n) + w(n) \quad (2-1)$$

其中  $s(n)$  为发送端的 OFDM 符号,  $h(n)$  为信道冲击响应, 其表达式为

$$\begin{aligned} s(n) &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} S_k e^{j\frac{2\pi}{N}nk} \\ h(n) &= \sum_{l=0}^{L-1} h_l \delta(n-n_l) \end{aligned} \quad (2-2)$$

其中  $n = -N_{cp}, \dots, -1, 0, \dots, N-1$ ,  $L$  为多径数,  $n_l$  为对应支路的时延。在理想定时情况下, 接收端得到的解调数据  $R_k$  为

$$\begin{aligned} R_k &= FFT(r(n)) \\ &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} r(n) e^{-j\frac{2\pi}{N}nk} \\ &= S_k H_k + W_k \end{aligned} \quad (2-3)$$

其中  $k = 0, \dots, N-1$ ,  $W_k = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} w(n) e^{-j\frac{2\pi}{N}nk}$ 。

当定时点落在 B 区, 且超前理想定时位置  $\theta$  个样值, 此时 FFT 窗口为从循环前缀第  $\theta$  个样值开始的  $N$  个样值, 即对接收的时域信号  $r_{(n-\theta)_N}$  进行解调,  $(n-\theta)_N$  为对  $N$  取模, 则此时 FFT 的输出结果为

$$\begin{aligned} R_k &= FFT(r_{(n-\theta)_N}) \\ &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} r_{(n-\theta)_N} e^{-j\frac{2\pi}{N}nk} \\ &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{l=-\theta}^{N-1-\theta} r_l e^{-j\frac{2\pi}{N}(l+\theta)k} \\ &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{l=0}^{N-1} r_l e^{-j\frac{2\pi}{N}(l+\theta)k} \\ &= e^{-j\frac{2\pi}{N}\theta k} \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{l=0}^{N-1} r_l e^{-j\frac{2\pi}{N}lk} \\ &= e^{-j\frac{2\pi}{N}\theta k} S_k H_k + W_k \end{aligned} \quad (2-4)$$

由式(2-4)可以看出, 当定时点落在循环前缀未受干扰的 B 区, 在 AWGN 信道中, 定时点落在整个循环前缀内时, 不会引入 ISI, 也没有破坏子载波间的正交性, 因此 OFDM 系统对定时同步的要求相对宽松。此时的定时偏移在接收端只引入了相移, 造成星座图的相位旋转, 第  $k$  个子载波上的相位改变  $\varphi_k$  和定时偏差  $\theta$  的关系为

$$\varphi_k = \frac{2\pi}{N} k\theta \quad (2-5)$$

当定时点落在 C 区, 且滞后理想定时位置  $\theta$  个样值, 此时的 FFT 窗口包括了下一个符号分量, 引入了 ISI。此时 FFT 的输出结果为

$$\begin{aligned}
 R_k &= FFT(r_{(n+\theta)_N}) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} r_{(n+\theta)} e^{-j\frac{2\pi}{N}nk} \\
 &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{l=\theta}^{N-1+\theta} r_l e^{-j\frac{2\pi}{N}(l-\theta)k} \\
 &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{l=\theta}^{N-1} r_l e^{-j\frac{2\pi}{N}(l-\theta)k} + \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{l=N}^{N-1+\theta} r_l e^{-j\frac{2\pi}{N}(l-\theta)k} \\
 &= e^{j\frac{2\pi}{N}\theta k} \frac{N-\theta}{N} S_k H_k + W_k + \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{l=N}^{N-1+\theta} r_l e^{-j\frac{2\pi}{N}(l-\theta)k}
 \end{aligned} \tag{2-6}$$

由式 (2-6) 可以看出, 当定时点落在循环前缀之后会引入 ISI, 使得解调信号相位发生旋转并且幅度衰减。

通过以上分析, 可以得出由于循环前缀的存在, 使得 OFDM 系统对定时同步的要求相对比较宽松, 当定时点落在不同区域时, 对系统性能的影响是不一样的, 只要定时点落在多径最大延时后的循环前缀内, 就不会引入 ISI。

## 2.1.2 载波频率误差分析

由于收发机的本地振荡器不匹配或移动终端 UE 的相对运动带来的多普勒频移, 使得接收信号产生了频率偏移。对子载波归一化的频率偏移  $\varepsilon$  分成两部分: 整数部分  $\varepsilon_I$  和小数部分  $\varepsilon_F$ 。当存在载波频率偏移  $\varepsilon = \varepsilon_F + \varepsilon_I$  时, 接收到的时域信号为式(2-7):

$$\begin{aligned}
 r(n) &= (s(n) \otimes h(n)) e^{j\frac{2\pi}{N}\varepsilon n} + w(n) \\
 &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} S_k H_k e^{j\frac{2\pi}{N}kn} e^{j\frac{2\pi}{N}\varepsilon n} + w(n)
 \end{aligned} \tag{2-7}$$

接收端进行解调得到的数据为式(2-8):

$$\begin{aligned}
R_k &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} r(n) e^{-j\frac{2\pi}{N}kn} \\
&= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} \left( \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{m=0}^{N-1} S_m H_m e^{j\frac{2\pi}{N}mn} e^{j\frac{2\pi}{N}\varepsilon n} + w(n) \right) e^{-j\frac{2\pi}{N}kn} \\
&= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} \left( \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{m=0}^{N-1} S_m H_m e^{j\frac{2\pi}{N}mn} \right) e^{j\frac{2\pi}{N}\varepsilon n} e^{-j\frac{2\pi}{N}kn} + \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} w(n) e^{-j\frac{2\pi}{N}kn} \\
&= \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} \sum_{n=0}^{N-1} S_m H_m e^{j\frac{2\pi}{N}n(m+\varepsilon-k)} + W_k \\
&= S_{k-\varepsilon_l} H_{k-\varepsilon_l} e^{j\pi\varepsilon_F \frac{N-1}{N}} \frac{\sin(\pi\varepsilon_F)}{N \sin(\frac{\pi\varepsilon_F}{N})} + I_k + W_k
\end{aligned} \tag{2-8}$$

其中  $I_k$  是由小数频偏  $\varepsilon_F$  引起的 ICI, 其表达式见式(2-9):

$$I_k = \sum_{\substack{m=0 \\ m \neq k - \varepsilon_l}}^{N-1} S_m H_m e^{j\pi\varepsilon_F \frac{N-1}{N}} e^{-j\pi \frac{m-k+\varepsilon_l}{N}} \frac{\sin(\pi\varepsilon_F)}{N \sin \frac{\pi(m-k+\varepsilon)}{N}} \tag{2-9}$$

● 当  $\varepsilon_F = 0$  时, 由式(2-9)可得,  $I_k = 0$ , 则式(2-8)可以简化为式(2-10):

$$R_k = S_{k-\varepsilon_l} H_{k-\varepsilon_l} + W_k \tag{2-10}$$

由式(2-10)可以看出, 整数频偏只造成了数据的循环移位, 并没有破坏子载波之间的正交性。当  $\varepsilon_l = 0$  时, 则式(2-8)可以简化为式(2-11):

$$R_k = S_k H_k e^{j\pi\varepsilon_F \frac{N-1}{N}} \frac{\sin(\pi\varepsilon_F)}{N \sin(\frac{\pi\varepsilon_F}{N})} + I_k + W_k \tag{2-11}$$

此时  $I_k$  见式(2-12):

$$I_k = \sum_{\substack{m=0 \\ m \neq k - \varepsilon_l}}^{N-1} S_m H_m e^{j\pi\varepsilon_F \frac{N-1}{N}} e^{-j\pi \frac{m-k}{N}} \frac{\sin(\pi\varepsilon_F)}{N \sin \frac{\pi(m-k+\varepsilon_F)}{N}} \tag{2-12}$$

由式(2-12)可以看出,  $\varepsilon_F$  的存在, 使得数据符号幅度产生了衰减, 并且带来了相位旋转, 同时引入了 ICI。设各子载波上的信道功率相同, 即  $E[|H_l|^2] = |H|^2$ 。数据符号均值为 0。则  $I_k$  的均方值见式(2-13):

$$E[|I_k|^2] = |S|^2 \sum_{\substack{k=0 \\ k \neq l}}^{N-1} E[|H_k|^2] \frac{(\sin \pi\varepsilon)^2}{(N \sin(\pi(l-k+\varepsilon)/N))^2} \tag{2-13}$$

● 当  $\varepsilon_F < 0.5$ , 时, 可得式<sup>[19],[20]</sup>(2-14):

$$E[|I_k|^2] \leq 0.5947 |S|^2 |H|^2 (\sin \pi\varepsilon)^2 \tag{2-14}$$

由式(2-13)和(2-14)可得

$$SNR_{\epsilon} \geq \frac{|S|^2 |H|^2 (\sin \pi \epsilon / (\pi \epsilon))^2}{0.5947 |S|^2 |H|^2 (\sin \pi \epsilon)^2 + E[|W_k|^2]} \quad (2-15)$$

由  $\frac{|S|^2 |H|^2}{E[|W_k|^2]} = \frac{E_s}{N_o}$  可将式(2-15)改写为

$$SNR_{\epsilon} \geq \frac{\frac{E_s}{N_o} (\sin \pi \epsilon / (\pi \epsilon))^2}{0.5947 \frac{E_s}{N_o} (\sin \pi \epsilon)^2 + 1} \quad (2-16)$$

由式(2-16)可以看出,  $\epsilon$  对于 SNR 的影响很大, OFDM 系统对频率偏差非常敏感。Pollet 等的研究表明<sup>[20]</sup>, 调制阶数越高, OFDM 系统对频率偏差越敏感, 即使很小的偏差也会带来很大的信噪比损失。整数部分频率偏移, 虽然不会引入 ICI, 但是使信号发生了频移, 使得系统误码率很高。而小数部分频率偏移, 则会引入 ICI, 破坏子载波间的正交性, 导致系统性能下降。

## 2.2 基于训练序列的同步算法

### 2.2.1 S&C 算法

T.M.Schmidl 和 D.C.Cox 提出了使用两个特殊结构的训练符号实现定时和频率偏移估计<sup>[8]</sup>。第一个训练符号的时域训练序列  $T = [A_{N/2} \ A_{N/2}]$ , 由相同的两部分  $A_{N/2}$  组成, 其中  $N$  为子载波数。

根据 FFT 性质, 第一个训练符号可以通过在频域偶数频点上传输一个伪随机序列  $PN_1$ , 奇数频点上不传输符号来得到。另外一种等效的方法为对长度为 OFDM 符号一半的序列在所有频点做 IFFT 变换来得到半个周期的时域符号, 然后进行复制得到另外相同的半个周期符号。

第一个训练符号经过信道后, 除了载波频率偏移带来的相位旋转外, 并没有破坏其结构上相同的特性。将接收训练序列的前半部分样点和后半部分对应样点共轭相乘去除信道信息后, 得到的结果相位为  $\varphi = \pi N T_s \Delta f$ 。在帧的起始点位置, 将会得到最大值。

设 OFDM 符号长度为  $N$ ,  $r$  为接收的第一个训练符号, 则其自相关函数  $P(d)$  和能量项  $R(d)$  为

$$P(d) = \sum_{k=0}^{N/2-1} r^*(d+k)r(d+k+\frac{N}{2}) \quad (2-17)$$

$$R(d) = \sum_{k=0}^{N/2-1} \left| r(d+k+\frac{N}{2}) \right|^2$$

则其定时测度函数  $M(d)$  见式(2-18):

$$M(d) = \frac{|P(d)|^2}{(R(d))^2} \quad (2-18)$$

定时测度函数  $M(d)$  描述了训练序列前后两部分之间相关性的大小, 搜索到其最大值对应的采样点即得到了符号定时同步的估计点  $\hat{d}$ 。

图 2-1 为在 AWGN 信道下,  $SNR = 10dB$ ,  $N = 2048$ , 对于载波间隔归一化的载波频率偏移时  $\varepsilon = 1.25$  时 S&C 算法的定时测度曲线。由图可以看出, 测度曲线存在一个定时平台, 其长度为 CP 长度。由于定时平台的存在, 导致了定时点的不确定性, 从而会增加估计器的方差, 对定时性能造成影响。为了减少定时平台对估计器性能的影响, Schmidl 对定时点的确定进行了处理, 即找到最大值, 然后在其左右分别找到数值为其 90% 的两个点, 取其均值作为正确定时点的估计值。

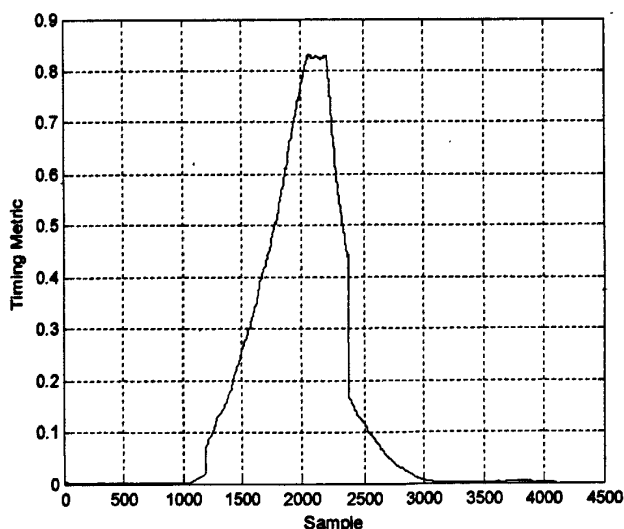


图 2-1 S&C 算法在 AWGN 信道下的定时测度函数曲线

### 2.2.2 Minn 算法

为了减小 S&C 算法定时平台对估计器带来的影响, H.Minn 等人设计了新的训练符号结构<sup>[9]</sup>, 其测度函数具有陡峭的定时滚降轨迹, 使定时估计精度得到了提高。此训练序列的时域序列  $T = [A_{N/4} \ A_{N/4} \ -A_{N/4} \ -A_{N/4}]$ ,  $A_{N/4}$  由 PN 序列经过  $N/4$  的 IFFT 变换得到,  $-A_{N/4}$  为  $A_{N/4}$  的相反数,  $N$  为 FFT 变换点数, 其定时测度函数表示为式(2-19):

$$M(d) = \frac{|P(d)|^2}{(R(d))^2} \quad (2-19)$$

其中自相关函数  $P(d)$  和能量函数  $R(d)$  为

$$P(d) = \sum_{m=0}^1 \sum_{k=0}^{N/4-1} r^*(d+k+\frac{mN}{2})r(d+k+\frac{mN}{2}+\frac{N}{4}) \quad (2-20)$$

$$R(d) = \sum_{m=0}^1 \sum_{k=0}^{N/4-1} \left| r(d+k+\frac{mN}{2}+\frac{N}{4}) \right|^2$$

图 2-2 为在 AWGN 信道下,  $SNR = 10dB$ ,  $N = 2048$ , 对子载波间隔归一化的载波频率偏移时  $\varepsilon = 1.25$  时的 Minn 等算法的定时测度曲线图。由图 2-2 可以看出, Minn 算法的定时测度曲线在正确定时点附近存在一个尖锐的峰值, 不存在 S&C 算法中定时平台的问题, 从而可以提高定时估计的精度。但是 Minn 算法的定时测度曲线在正确定时位置附近, 存在很多旁瓣, 且其峰值比较大, 在信道条件比较恶劣的情况下, 会影响定时性能。

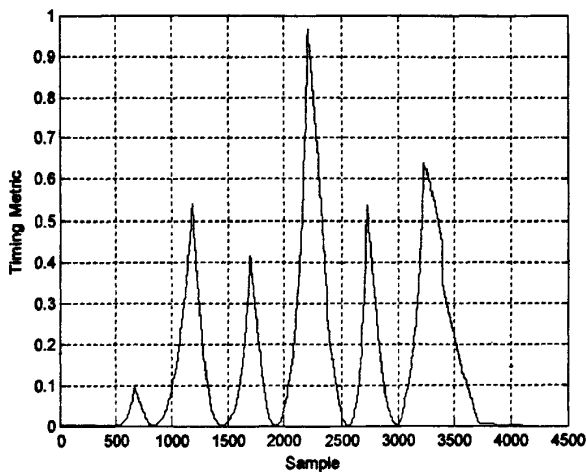


图 2-2 Minn 算法在 AWGN 信道下的定时测度函数曲线

### 2.2.3 Park 算法

虽然 Minn 算法克服了 S&C 算法定时平台的问题, 定时测度曲线在正确是点附近存在一个尖锐的峰值, 但是同时也存在很多旁峰, 在信道条件比较差的情况下, 会导致定时点的误判, 通过分析, B.Park 等人发现, S&C 算法和 Minn 等算法在计算定时测度曲线时, 相邻两点的定时测度函数值的求和项仅有一项不同, 从而导致了定时测度曲线相邻值很接近, 使得定时测度函数曲线不够尖锐。

为了增大定时测度函数相邻值的差异, B.Park 等人设计了新的训练结构并且给出了



度量函数新的计算方法<sup>[10]</sup>，其训练序列的时域序列  $T=[A_{N/4} B_{N/4} A_{N/4}^* B_{N/4}^*]$ ， $A_{N/4}$  是由 PN 序列经过  $N/4$  的 IFFT 变换得到的序列， $B_{N/4}$  为  $A_{N/4}$  的对称序列， $A_{N/4}^*$  为  $A_{N/4}$  的共轭序列， $B_{N/4}$  为  $B_{N/4}^*$  的共轭序列，其定时测度函数表示为式(2-21)：

$$M(d) = \frac{|P(d)|^2}{(R(d))^2} \quad (2-21)$$

其中自相关函数  $P(d)$  和能量函数  $R(d)$  为

$$P(d) = \sum_{k=1}^{N/2} r(d+N/2-k)r(d+k+N/2-1) \quad (2-22)$$

$$R(d) = \sum_{k=1}^{N/2} |r(d+k+N/2-1)|^2$$

图 2-3 为在 AWGN 信道下， $SNR=10dB$ ， $N=2048$ ，对于载波间隔归一化的载波频率偏移时  $\varepsilon=1.25$  时的 B.Park 等算法的定时测度曲线图。由图 2-3 可以看出，B.Park 的定时测度曲线在正确定时点附近十分尖锐，这是由于在求定时测度函数值  $M(d)$  的计算中， $P(d)$  的求和项中都不相同，因而其相邻值差别很大，从而可以得到更精确的定时估计值。但是 Park 算法在 CP 长度增加时，其会存在旁峰对定时性能造成影响。

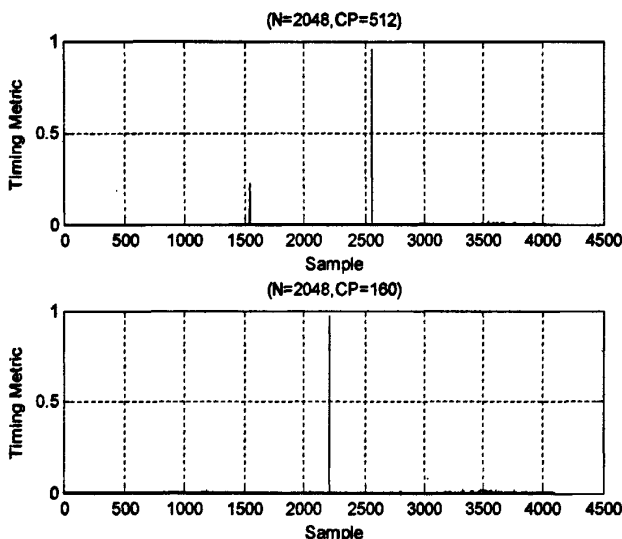


图 2-3 Park 算法在 AWGN 信道下的定时测度函数曲线

## 2.3 盲同步算法

### 2.3.1 ML（最大似然）算法

1996 年，van de Beek 提出了基于 CP 的最大似然(ML)时频同步算法<sup>[14]</sup>，根据 OFDM 符号自身的特点联合实现定时估计和频率偏移估计。该算法是在 AWGN 信道下推导出来的，设发送信号  $s(k)$ ， $k=0, \dots, N-1$ ，经过 AWGN 信道后，多普勒频移和收发机本

地振荡器的不稳定产生的归一化的频率偏移为  $\varepsilon$ ，接收信号延时为  $d$ ，加性高斯白噪声为  $n(k)$ ，则接收信号可以表示为式(2-23)：

$$r(k) = s(k-d)e^{j\frac{2\pi}{N}dk} + n(k) \quad (2-23)$$

发送信号  $s(k)$  为经过 IFFT 调制生成的信号，如果子载波数量足够大，根据中心极限定理可知， $s(k)$  近似服从实部和虚部相互独立的复高斯过程。由于循环前缀的插入，使得间隔为  $N$  的某些样点产生了相关性，因此， $r(k)$  不服从高斯过程，但是其携带了定时偏差  $d$  和频率偏差  $\varepsilon$  的信息。

如图 2-4， $N_{cp}$  为循环前缀的长度， $N$  为有效数据长度，假设选定的观察窗口为  $r(k)$  中的  $2N + N_{cp}$  个连续的样点，则必包含一个完整的 OFDM 符号。由于接收机并不知道信道的时延  $\theta$ ，因而无法找到 OFDM 符号的起点。定义两个集合  $T = \{\theta, \dots, \theta + N_{cp} - 1\}$ ， $T' = \{\theta + N, \dots, \theta + N + N_{cp} - 1\}$ ，集合  $T$  为循环前缀的样点下标集， $T'$  为与循环前缀间隔  $N$  个采样点的下标集。

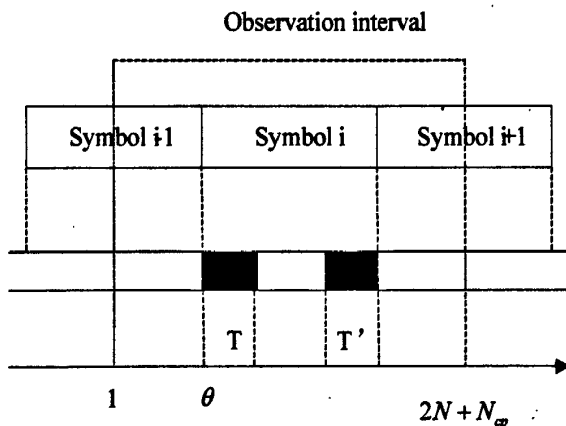


图 2-4 OFDM 符号框图

对于  $k \in T \cup T'$  时，当  $m=0$  时可得

$$\begin{aligned} E\{r(k) * r^*(k+m)\} &= E\{r(k) * r^*(k)\} \\ &= E\{\{s(k-\theta)e^{j2\pi mk/N} + n(k)\} * \{s(k-\theta)e^{j2\pi mk/N} + n(k)\}^*\} \\ &= E\{s(k-\theta)e^{j2\pi mk/N} * \{s(k-\theta)e^{j2\pi mk/N}\}^*\} + E\{n(k) * n(k)^*\} \\ &= E\{|s(k-\theta)|^2\} + E\{|n(k)|^2\} \\ &= \sigma_s^2 + \sigma_n^2 \end{aligned} \quad (2-24)$$

当  $m=N$ ，可得

$$\begin{aligned}
E\{r(k) * r^*(k+m)\} &= E\{r(k) * r^*(k+N)\} \\
&= E\{\{s(k-\theta)e^{j2\pi k/N} + n(k)\} * \{s(k-\theta+N)e^{j2\pi(k+N)/N} + n(k+N)\}^*\} \\
&= e^{-j2\pi\varepsilon} E\{s(k-\theta)e^{j2\pi k/N} * \{s(k-\theta)e^{j2\pi k/N}\}^*\} + E\{n(k) * n(k+N)\}^* \\
&= E\{|s(k-\theta)|^2\} e^{-j2\pi\varepsilon} \\
&= \sigma_s^2 e^{-j2\pi\varepsilon}
\end{aligned} \tag{2-25}$$

其中  $\sigma_s^2 = E\{|s(k)|^2\}$ ,  $\sigma_n^2 = E\{|n(k)|^2\}$ 。

综上所述可得：

$$E\{r(k) * r^*(k+m)\} = \begin{cases} \sigma_s^2 + \sigma_n^2 & m=0 \\ \sigma_s^2 e^{-j2\pi\varepsilon} & m=N \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \tag{2-26}$$

由式(2-26)可知，接收函数自相关函数里携带频率信息和同步信息，可以通过其联合估计出载波和定时频偏，定义对数似然函数  $\Lambda(\theta, \varepsilon)$  为

$$\Lambda(\theta, \varepsilon) = \log f(r|\theta, \varepsilon) \tag{2-27}$$

经过推导可得<sup>[14]</sup>：

$$\begin{aligned}
\Lambda(\theta, \varepsilon) &= \log f(r|\theta, \varepsilon) \\
&= |\gamma(\theta)| \cos(2\pi\varepsilon + \angle\gamma(\theta)) - \rho\varepsilon(\theta)
\end{aligned} \tag{2-28}$$

其中  $\gamma(\theta)$ 、 $\varepsilon(\theta)$ 、 $\rho$  为：

$$\begin{aligned}
\gamma(m) &= \sum_{k=m}^{m+L-1} r(k) * r^*(k+N) \\
\varepsilon(m) &= \frac{1}{2} \sum_{k=m}^{m+L-1} |r(k)|^2 + |r(k+N)|^2 \\
\rho &= \frac{SNR}{SNR + 1}
\end{aligned} \tag{2-29}$$

其中信噪比  $SNR = \sigma_s^2 / \sigma_n^2$ ， $\gamma(\theta)$  为间隔为  $N$  个样点的  $N_{cp}$  对样点的相关值的和，其权值依赖于归一化频率偏差  $\varepsilon$ ， $\varepsilon(\theta)$  为独立于  $\varepsilon$  的能量项，其权值依赖于  $SNR$ 。

基于 CP 的 ML 算法，要同时估计出符号定时同步点和频率偏差，对于对数似然函数的最大化分两步实现，具体见式(2-30)

$$\max_{(\theta, \varepsilon)} \Lambda(\theta, \varepsilon) = \max_{\varepsilon} \max_{\theta} \Lambda(\theta, \varepsilon) = \max_{\theta} \Lambda(\theta, \hat{\varepsilon}_{ML}(\theta)) \tag{2-30}$$

当  $\theta$  固定时， $\cos(2\pi\varepsilon + \angle\gamma(\theta)) = 1$  时使得式(2-30)得到最大值。根据余弦函数的周期性，可以得到频率偏差  $\hat{\varepsilon}_{ML}(\theta)$  的估计值为

$$\hat{\varepsilon}_{ML}(\theta) = -\frac{1}{2\pi} \angle\gamma(\theta) + n \tag{2-31}$$

当  $\cos(2\pi\varepsilon + \angle\gamma(\theta)) = 1$  时，式(2-28) 可以简化为

$$\Lambda(\theta, \hat{\varepsilon}_{ML}(\theta)) = |\gamma(\theta)| - \rho\varepsilon(\theta) \quad (2-32)$$

假设频率估计值在一个很小的范围内, 即  $|\varepsilon| < 1/2$ , 则  $\hat{\theta}$  和  $\hat{\varepsilon}$  的联合似然估计为:

$$\begin{aligned} \hat{\theta} &= \arg \max_{\theta} (|\gamma(\theta)| - \rho\varepsilon(\theta)) \\ \hat{\varepsilon} &= -\frac{1}{2\pi} \angle \gamma(\hat{\theta}_{ML}) \end{aligned} \quad (2-33)$$

图 2-5 给出了 AWGN 信道下,  $SNR = 10dB$ , 归一化载波频率频移  $\varepsilon = 0.25$  时的似然函数  $\Lambda(\theta, \hat{\varepsilon}_{ML}(\theta))$  曲线和频率频移估计  $\hat{\varepsilon}_{ML}(\theta)$  曲线。从图中可以看出, 在似然函数取得最大值处可以得到定时同步点, 并且根据此同步点可以得到正确的频率偏差。

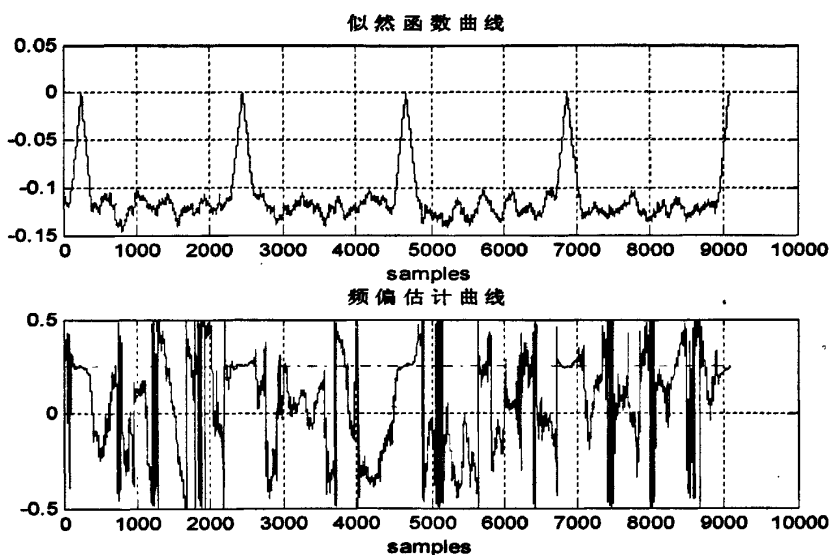


图 2-5 ML 定时估计和频偏估计曲线

如果参数  $\theta$  和  $\varepsilon$  在几个 OFDM 符号内是常数, 通过观察  $M$  个完整的 OFDM 符号, 即观察窗口为  $M(N+L)+N$  个样点来改善估计上述估计器的性能, 此时的对数似然函数可以表示为式(2-34):

$$\Lambda(\theta, \varepsilon) = \sum_{m=0}^{M-1} \Lambda_m(\theta, \varepsilon) \quad (2-34)$$

其中  $\Lambda_m(\theta, \varepsilon)$  为符号  $m$  的对数似然函数, 见式(2-27),  $M$  的选取与接收机允许的复杂度以及物理信道的特性决定。

### 2.3.2 MC (最大相关) 算法

由于 van de Beek 算法的复杂度比较高, 文献[18]中提出了最大相关 (MC) 算法, 其似然函数见式(2-35):

$$\Lambda(\theta, \varepsilon) = |\gamma(\theta)|^2 \quad (2-35)$$

则  $\hat{\theta}$  和  $\hat{\varepsilon}$  的联合似然估计见(2-36):

$$\begin{aligned} \hat{\theta}_{MC} &= \arg \max_{\theta} (|\gamma(\theta)|^2) \\ \hat{\varepsilon}_{MC} &= -\frac{1}{2\pi} \angle \gamma(\hat{\theta}_{MC}) \end{aligned} \quad (2-36)$$

由式(2-35)和(2-36)可以看出,最大相关算法去掉了和信噪比相关的能量项  $\rho\varepsilon(\theta)$ , 其定时点估计主要取决于相关项。

### 2.3.3 基于 CP 的盲同步新算法

文献[18]设计了一种新的基于 CP 的定时函数,根据提出的定时函数,通过二维搜索来获得定时偏移。该算法不需要预先知信道信息,并且在频率选择性信道下也有比较好的新能。

设  $s(k), k \in \{0, 1, \dots, N + N_{cp} - 1\}$  为发送信号,经过频率选择性信道后,接收端接收到的采样信号为

$$r(k) = e^{j2\pi k \varepsilon / N} \sum_{l=0}^L h(l) s(k-l-\theta) + \omega(k) \quad (2-37)$$

其中  $\varepsilon$  为归一化的载波频率偏移,  $\theta$  为待估计的定时偏移,  $h(l)$  为频率选择性信道的冲击响应,  $\omega(k)$  为独立于  $s(k)$  的加性高斯白噪声,其均值为 0, 方差为  $\sigma_k^2$ , 则接收信号  $r(k)$  和  $r(k+N)$  的相关值为

$$E\{r(k)r^*(k+N)\} = E\left\{e^{-j2\pi k \varepsilon} \left( \sum_{l=0}^L h(l) s(k-l-\theta) \right) \times \left( \sum_{l=0}^L h^*(l) s^*(k+N-l-\theta) \right)\right\} \quad (2-38)$$

由于循环前缀的插入,则发送信号  $s(k)$  的相关性满足下式

$$E\{s(k_1)s^*(k_2)\} = \begin{cases} \sigma_s^2 & k_1 = k_2, |k_1 - k_2| = N \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (2-39)$$

其中  $\sigma_s^2 = E\{s(k)|^2\}$ , 则根据式(2-38)可得

$$E\{r(k)r^*(k+N)\} = \begin{cases} \sigma_s^2 e^{-j2\pi k \varepsilon} & k \in \{\theta + L, \theta + L + 1, \dots, \theta + N_{cp} - 1\} \\ P_1(k) e^{-j2\pi k \varepsilon} & k \in \{\theta, \theta + 1, \dots, \theta + L - 1\} \\ P_2(k) e^{-j2\pi k \varepsilon} & k \in \{\theta + N_{cp}, \theta + N_{cp} + 1, \dots, \theta + N_{cp} + L - 1\} \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (2-40)$$

$$\text{其中 } P_1(k) = \sum_{l=0}^{k-\theta} |h(l)|^2 \sigma_s^2, \quad P_2(k) = \sum_{l=k-\theta N_{cp}+1}^L |h(l)|^2 \sigma_s^2, \quad \sigma_x^2 = \sum_{l=0}^L |h(l)|^2 \sigma_s^2.$$

由以上各式可得新的定时似然函数为

$$\Lambda(d, m) = \left| \sum_{k=m}^{N_{cp}-1} E\{r(k+d)r^*(k+N+d)\} \right| - \frac{\rho^2}{2} \sum_{k=m}^{N_{cp}-1} [E\{|r(k+d)|^2\} + E\{|r(k+d+N)|^2\}] \quad (2-41)$$

$$\theta \in \{0, 1, \dots, N + N_{cp} - 1\}; \quad m \in \{0, 1, \dots, N_{cp} - 1\}$$

其中  $\rho = \sigma_x^2 / (\sigma_x^2 + \sigma_n^2)$ , 从(2-41)中可以得出在高信噪比下,  $\Lambda(\theta, m)$  在  $(d = \theta, m = L)$  处取得最大值, 由此可以估计出定时偏移  $\theta$  为

$$\hat{\theta} = \arg \max_k \max_m \Lambda(k, m) \quad (2-42)$$

此算法不同于文献[14]中的基于 CP 的算法, 其定时函数包括两个参数, 需要进行二维搜索得到定时偏移。

## 2.4 载波频率同步算法

### 2.4.1 P.H.Moose 载波同步算法

P.H.Moose 提出连续发送两个相同的 OFDM 符号在频域进行载波频偏估计的方法<sup>[12]</sup>。如图 2-6 为 Moose 算法设计的 OFDM 系统帧结构, 其中  $N$  为 OFDM 数据长度,  $N_{cp}$  为循环前缀长度。

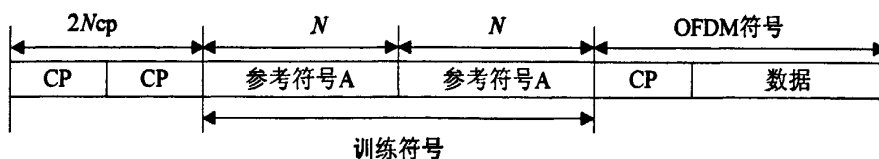


图 2-6 Moose 算法 OFDM 训练序列结构

设  $s(n)$  和  $r(n)$  分别为发送的 OFDM 符号序列和接收到的 OFDM 符号序列, 则在 AWGN 信道下接收机接收到的训练序列为

$$r(n) = s(n) \exp(j2\pi k \varepsilon / N) + w(n) \quad n = 0, 1, \dots, 2N - 1 \quad (2-43)$$

其中训练符号前  $N$  点和后  $N$  点经过 FFT 变换后的频域输出值  $Y_{1,k}$  和  $Y_{2,k}$  分别为

$$\begin{aligned} Y_{1,k} &= \sum_{n=0}^{N-1} r(n) \exp(-j2\pi nk / N) \\ Y_{2,k} &= \sum_{n=N}^{2N-1} r(n) \exp(-j2\pi nk / N) \quad k = 0, 1, \dots, N - 1 \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} r(n+N) \exp(-j2\pi nk / N) \end{aligned} \quad (2-44)$$

由于训练符号为相同的两个 OFDM 符号, 则在不考虑噪声的情况下, 由式(2-44)可得  $Y_{2,k} = Y_{1,k} \exp(j2\pi\epsilon)$ 。在有噪声存在的情况下, 即:

$$\begin{aligned} Y_{1,k} &= Y_{1,k} + W_{1,k} \\ Y_{2,k} &= Y_{2,k} + W_{2,k} \end{aligned} \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (2-45)$$

则根据条件概率可得频率偏移的最大似然估计 (MLE) 为

$$\hat{\epsilon} = (1/2\pi) \tan^{-1} \left\{ \frac{\sum_{k=-N}^N \text{Im}[Y_{2,k} Y_{1,k}^*]}{\sum_{k=-N}^N \text{Re}[Y_{2,k} Y_{1,k}^*]} \right\} \quad (2-46)$$

图 2-7 描述了 Moose 算法的频偏估计范围, 其仿真条件为: AWGN 信道, 20MHz 带宽, 常规 CP, QPSK 调制。由图可得 Moose 算法估计的归一化频偏范围为 (-0.5, 0.5), 估计范围比较小。另外由于是在频域进行估计, 接收数据要经过 FFT 变换到频域, 算法复杂度比较高。

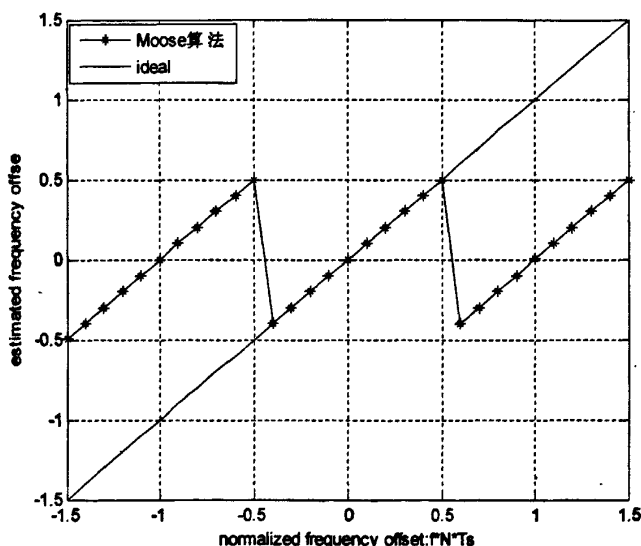


图 2-7 Moose 算法频偏估计范围 (SNR = 10dB)

## 2.4.2 S&C 载波同步算法

由 2.2.1 节可知, T.M.Schmidl 和 D.C.Cox 提出了使用两个特殊结构的训练符号实现定时和频率偏移估计<sup>[8]</sup>, 第一个训练符号在时域上由相同的两部分构成, 利用第一个训练序列完成了定时同步获得定时点  $\hat{d}$  后, 利用前后两部分相位差实现小数频偏估计, 其小数频偏估计值为

$$\hat{\epsilon}_F = \frac{1}{\pi} \text{angle}(P(\hat{d})) \quad (2-47)$$

其中  $P(\hat{d})$  由式(2-17)得到。在得到小数频偏后首先进行频偏补偿, 然后进行整数倍频偏

估计。由文献[8]可知，其第二个训练序列通过在奇数子载波上传输已知的伪随机序列，偶数子载波上传输另外一个伪随机序列  $PN_2$  得到。其中由伪随机序列  $PN_2$  与第一个训练序列  $PN_1$  构成的差分序列  $v_k$  为

$$v_k = \frac{PN_{2,k}}{PN_{1,k}} \quad k = 0, 1, \dots, N/2 - 1 \quad (2-48)$$

其中  $N$  为 FFT 点数，设两个训练符号经过 FFT 变换后的频域序列为  $x_{1,k}$  和  $x_{2,k}$ ， $X$  为偶数子载波序号的集合，则整数倍频偏估计函数为

$$B(g) = \frac{\left| \sum_{k \in X} x_{1,k+2g}^* v_k^* x_{2,k+2g} \right|^2}{2 \left( \sum_{k \in X} |x_{2,k}|^2 \right)^2} \quad (2-49)$$

则由式(2-49)可以得到整数倍频偏  $g$  的估计值为

$$\hat{g} = \max_g (B(g)) \quad (2-50)$$

图 2-8 描述了 S&C 算法的小数倍频偏估计范围，其仿真条件为：AWGN 信道，20MHz 带宽，常规 CP。由图可得 Moose 算法估计的归一化频偏范围为 (-1,1)。

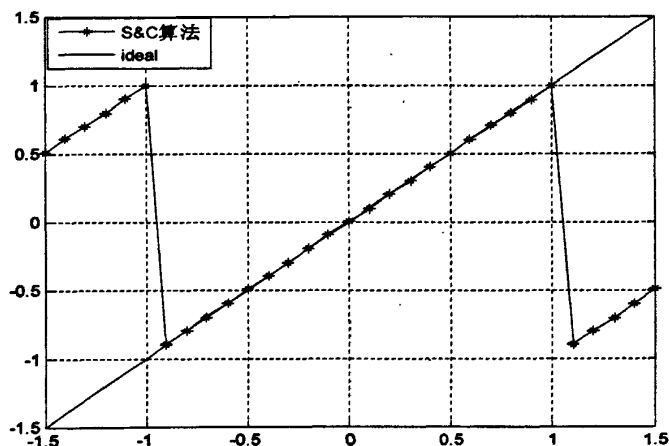


图 2-8 S&C 算法频偏估计范围 (SNR = 10dB)

## 2.5 同步算法性能比较

本文对以上几种同步算法分别在 AWGN 信道下和 3GPP EPA 信道下进行了仿真，仿真条件：QPSK 调制，系统带宽为 20MHz，常规 CP，步行速度为  $v = 3\text{km/h}$ 。

图 2-9 和图 2-10 分别描述了基于训练序列的 3 种算法在 AWGN 信道下和 3GPP EPA<sup>[25]</sup>场景下的定时测度曲线比较图。从图中可以看出 Minn 和 Park 算法定时测度函数在正确定时点都存在一个尖峰，不存在 S&C 算法中定时平台的问题。在多径信道下 Minn 算法和 Park 算法定时测度曲线的尖峰值相对 AWGN 信道下有所减小，旁峰值相对增大，会带来定时点的误判，对定时性能造成影响。



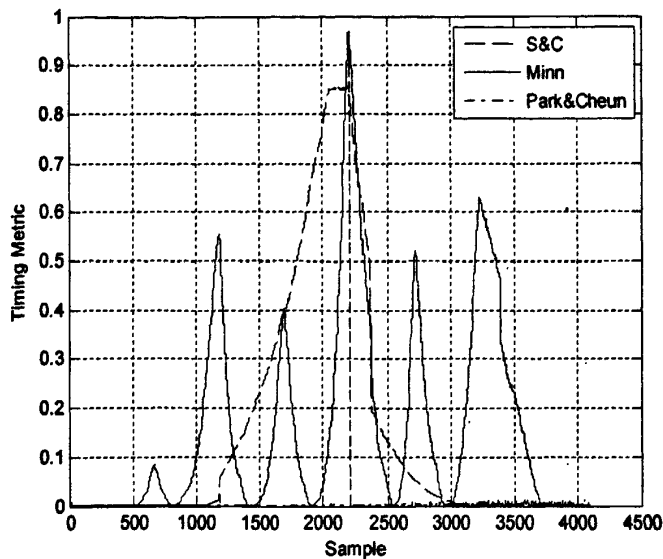


图 2-9 不同算法在 AWGN 信道下定时测度函数曲线

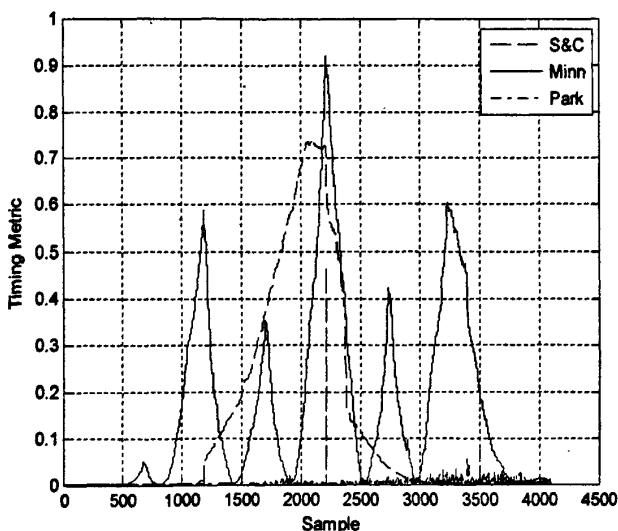


图 2-10 不同算法在 3GPP EPA 场景下定时测度函数曲线

图 2-11 和图 2-12 分别给出基于训练序列的 3 种算法在 AWGN 信道下和 3GPP EPA 场景下的定时均方误差曲线比较图。S&C 算法中定时平台问题导致其定时均方误差曲线很平,随着信噪比的增加性能并没有很大的改善,由于 Minn 算法和 Park 算法不存在 S&C 算法定时平台问题,其定时性能优于 S&C 算法,但是在信道环境恶劣的情况下,其旁峰会造成定时点的误判,影响了定时性能。

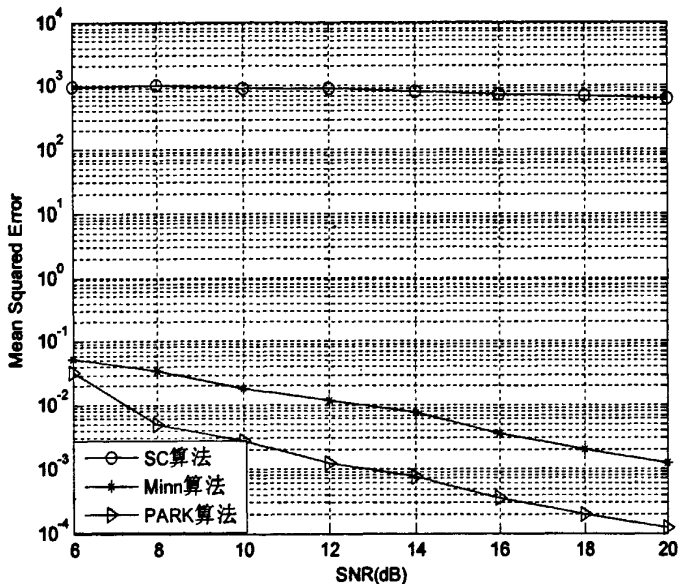


图 2-11 AWGN 信道下 SC 算法、Minn 算法和 Park 算法定时性能

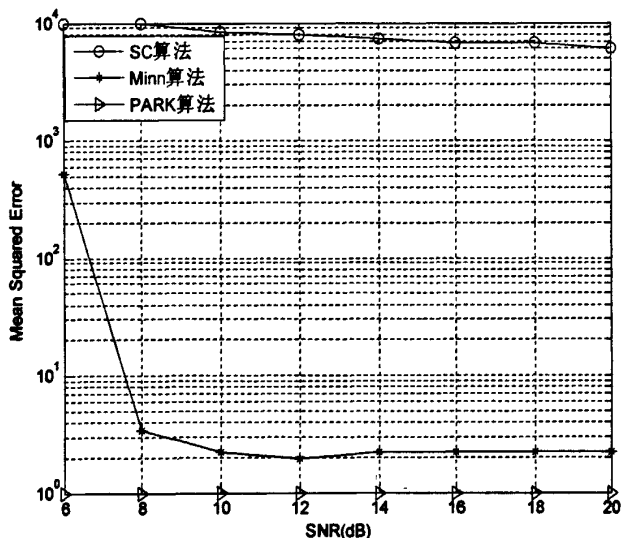


图 2-12 3GPP EPA 场景下 SC 算法、Minn 算法和 Park 算法定时性能

图 2-13 和图 2-14 描述了 ML 算法和 MC 算法在 AWGN 信道下的定时性能和频偏估计性能，从图 2-13 可以看出 ML 算法在 AWGN 信道下定时性能优于 MC 算法，这是由于 MC 算法去掉了能量项，高信噪比的情况下，能量项对其定时影响较大，导致其性能没有很大的改善。图 2-14 中两种算法的频偏估计性能在低信噪比情况下，没有很大差距，但是随着信噪比的增加，能量项的作用加大，使得 ML 算法性能优于 MC 算法。

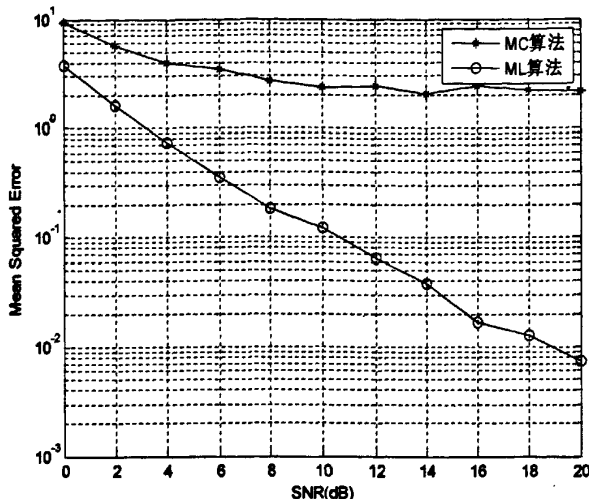


图 2-13 AWGN 信道下 MC 和 ML 算法的定时性能

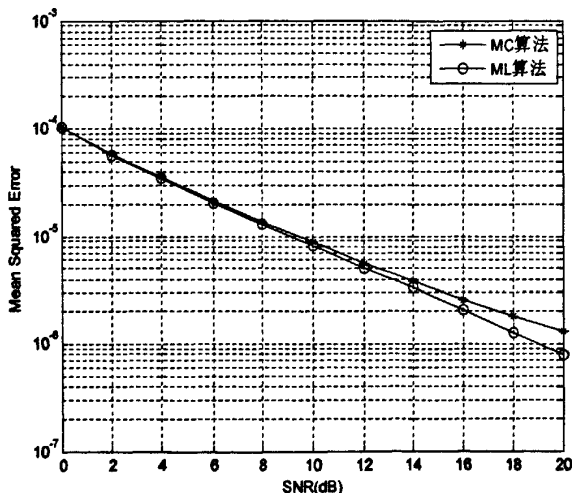


图 2-14 AWGN 信道下 MC 和 ML 算法的频偏估计性能

图 2-15 和图 2-16 描述了 3 种算法在 3GPP EPA 场景下的定时性能和频偏估计性能。从图中可以看出 ML 算法和 MC 算法在多径衰落信道下定时性能比较差，随着信噪比的增加性能改善不大，其中通过对多个符号进行平均可以提高 ML 算法的定时性能，文献 [18] 中算法定时性能优越，并且均方误差随着信噪比的增大而下降，这是由于文献 [18] 的定时函数中加性噪声对其定时点的正确与否起主要作用，而另外两种算法在频率选择性信道情况下，其定时偏移估计落在区间  $(\theta, \theta + L)$ ，其性能主要取决于信道条件，信噪比对其影响很小。

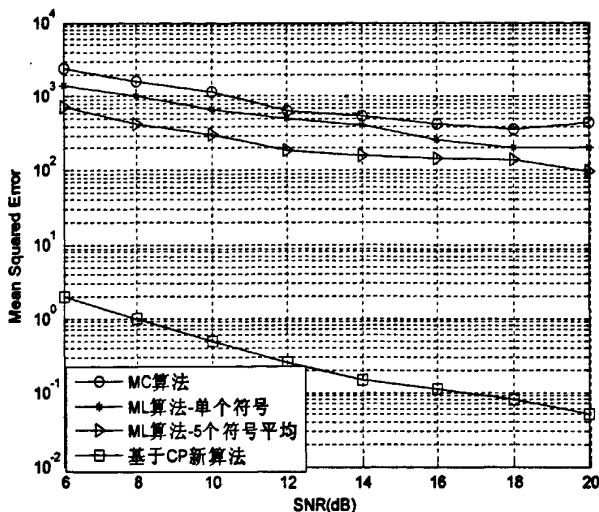


图 2-15 3GPP EPA 场景下盲同步算法定时性能

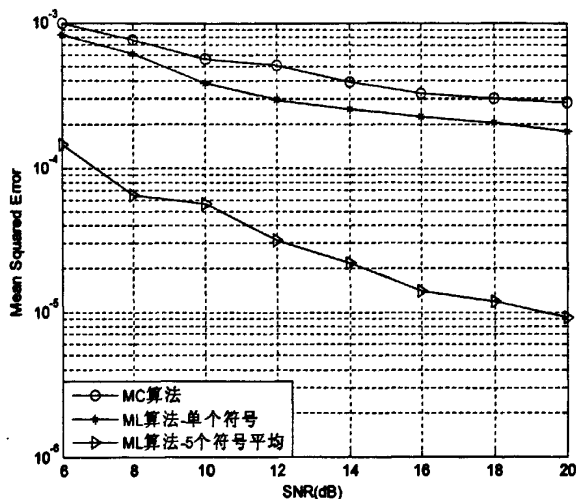


图 2-16 3GPP EPA 场景下盲同步算法频偏估计性能

表 2-1 给出了不同同步算法的运算复杂度，从表中可以看出基于训练序列的 3 种算法所需复数乘法和加法次数一样，所需复数乘法次数都为 FFT 变换点数，基于 CP 的盲同步算法中，复数乘法次数和 CP 长度有关，由于 MC 算法去掉了能量项，所需复数乘法次数最少，文献[18]中算法复杂度最高，其乘法次数为  $N_{cp}^2$ ，其中 ML 算法中用多个符号进行平均改善性能的方法，其乘法次数随使用的符号数线性增加。

表 2-1 各种同步算法的运算复杂度比较

基于训练序列的同步算法	复数乘法次数	复数加法次数	求模运算
S&C 算法	$N$	$N/2-1$	0
Minn 算法	$N$	$N/2-1$	0

续表 2-1 各种同步算法的运算复杂度比较

基于训练序列的同步算法	复数乘法次数	复数加法次数	求模运算
Park 算法	$N$	$N/2-1$	0
基于 CP 的盲同步算法	复数乘法次数	复数加法次数	求模运算
ML 算法 (单个符号)	$3N_{cp}$	$N_{cp}-1$	1
ML 算法 ( $M$ 个符号平均)	$3MN_{cp}$	$MN_{cp}-1$	1
最大相关 MC 算法	$N_{cp}+1$	$N_{cp}-1$	1
基于 CP 的新算法	$3N_{cp}(N_{cp}+1)/2$	$N_{cp}(N_{cp}-1)/2$	1

## 2.6 小结

本章首先分析了同步误差对 OFDM 系统性能的影响, 主要定性分析了定时同步误差和载波频率偏差对系统性能的影响, 然后介绍了几种经典的同步方法, 包括基于训练序列的同步方法和盲同步方法, 为 3GPP LTE-OFDM 系统同步方案奠定了基础。近年来盲同步算法的研究已经成为研究的热点, 由于盲同步算法不需要额外的训练序列, 可以提高频谱利用率, 因而在实际的通信系统中, 如果信道频谱资源有限, 盲同步算法显得尤为重要。

## 第 3 章 适合 LTE 系统的同步技术方案

由 3GPP LTE 协议<sup>[6]</sup>可知, 其下行帧结构中有专门的物理同步信道, 因而不需要插入额外的导频训练来进行同步。本章主要介绍了 LTE 下行物理信道, 主要是 LTE 标准所使用的主同步信号、辅同步信号和小区专用参考信号, 并结合下行物理信号详细讨论适合 LTE 下行链路的同步技术方案。

### 3.1 LTE 系统帧结构及下行物理信号

帧结构定义了系统最基本的传输时序, 是整个空中接口系统设计的基础, 几乎所有的传输技术参数设计、资源分配和物理过程设计, 都基于这个基本时序结构<sup>[1]</sup>。LTE 下行链路包括两种物理信号: 参考信号和同步信号。这些物理信号并不携带来自上层的信息, 是发送端提供给接收端的已知信号, 可以根据其良好的特性及特殊的时频位置进行信道估计、下行信道质量测量和完成小区初始接入。

#### 3.1.1 LTE 系统的无线帧结构

LTE 系统支持两种帧结构模式: 频分双工 (FDD) 和时分双工 (TDD) 模式。两种模式下, 每个无线帧长 10ms, 由 10 个 1ms 的子帧组成, 每个子帧包括 2 个 0.5ms 的时隙。每个时隙的 OFDM 符号数由循环前缀 (CP) 决定。在正常 CP 下, 每个时隙包含 7 个 OFDM 符号, 扩展 CP 下为 6 个 OFDM 符号。图 3-1 和图 3-2 为 LTE 系统两种帧结构模式图。

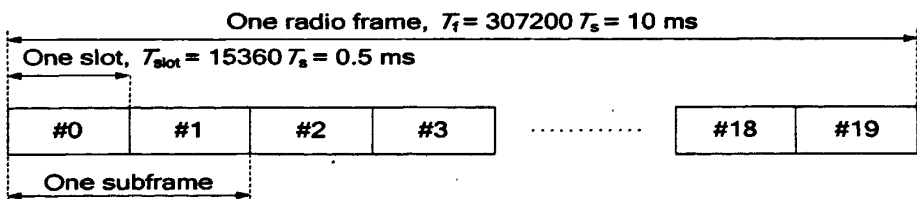


图 3-1 LTE-FDD 下行帧结构

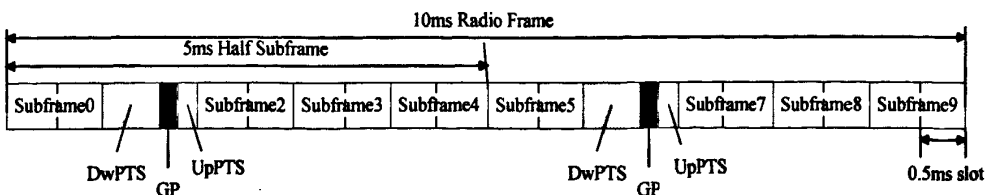


图 3-2 LTE-TDD 帧结构

对于 FDD 模式, 10 个子帧可以全部用于上行或下行传输。TDD 帧格式是在 TD-SCDMA 帧结构基础上修改而来的, 保留了 TD-SCDMA 帧结构中的三个特殊时隙: 下行导频时隙 (DwPTS)、保护间隔 (GP)、上行导频时隙 (UpPTS)。这三个特殊时隙构成了一个特殊子帧, 根据此特殊子帧的出现频率, LTE-TDD 帧结构可分为 5ms 周期帧结构和 10ms 周期帧结构。图 3-2 为 5ms 周期帧结构图, 每个无线帧由 2 个结构完成相同的 5ms 半帧组成, 特殊子帧存在于在两个半帧中的第二个子帧中, 而 10ms 周期帧结构中, 特殊子帧仅在第一个半帧内。为了满足上下行传输的不同需求, LTE-TDD 模式支持 7 种不同的上下行转换配置, 具体见表 3-1, 子帧 0 和子帧 1 和 DwPTS 总是用于下行传输, UpPTS 和紧跟其后的子帧总是用于上行传输。

表 3-1 LTE-TDD 模式上下行配置表

上下行配置	上下行转换点周期	子帧序号									
		0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
0	5ms	D	S	U	U	U	D	S	U	U	U
1	5ms	D	S	U	U	D	D	S	U	U	D
2	5ms	D	S	U	D	D	D	S	U	D	D
3	10ms	D	S	U	U	U	D	D	D	D	D
4	10ms	D	S	U	U	D	D	D	D	D	D
5	10ms	D	S	U	D	D	D	D	D	D	D
6	5ms	D	S	U	U	U	D	S	U	U	D

### 3.1.2 主同步信号的生成方式及时频映射位置

主同步信号 (PSS) 由频域上相互正交的 2 个长度为 62 的 Zadoff-Chu (ZC) 序列构成。根据 LTE 物理层规范[6], PSS 序列  $d_u(n)$  可由式(3-1)生成

$$d_u(n) = \begin{cases} e^{-j\frac{\pi un(n+1)}{63}} & n = 0, 1, \dots, 30 \\ e^{-j\frac{\pi u(n+1)(n+2)}{63}} & n = 31, 32, \dots, 61 \end{cases} \quad (3-1)$$

其中 ZC 根序列索引值  $u$  与小区组内 ID 有关, 表 3-2 给出了其对应关系。

表 3-2 主同步信号根索引值

$N_{ID}^{(2)}$	Root index $u$
0	25
1	29
2	34

PSS 序列  $d_u(n)$  在频域上按照式 (3-2) 映射到资源例子上。

$$\begin{aligned}
 a_{k,l} &= d_v(n), \quad n=0,1,\dots,61 \\
 k &= n-31 + \frac{N_{RB}^{DL} N_{SC}^{RB}}{2}
 \end{aligned}
 \tag{3-2}$$

PSS 序列的频域映射关系如图 3-3 所示, 其中  $k$  为频域子载波序号,  $l$  为时域序号。对于不同的帧结构, 在时间上, PSS 位于不同的 OFDM 符号上, 对于 FDD 模式, PSS 信号映射到时隙 0 和时隙 10 的最后一个 OFDM 符号上; 对于 TDD 模式, PSS 信号映射到子帧 1 和子帧 6 的第三个 OFDM 符号上。

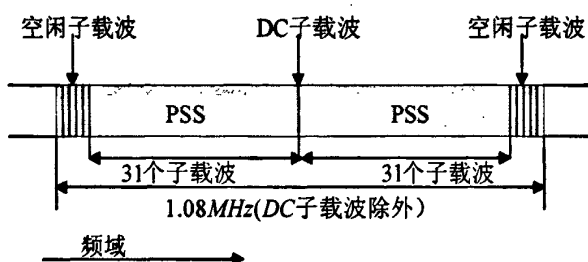


图 3-3 PSS 序列频域映射图

### 3.1.3 辅同步信号的生成方式及时频映射位置

在辅同步序列的研究中, 各公司提出了各种方案, 如 ZC 序列、二进制序列、类似 FEC (前向纠错) 码序列等, 最后 3gpp 选择采用了二进制序列设计辅同步信号 (SSS)。

用于辅同步信号 (SSS) 序列的候选序列包括 Hadamard 码、Golay-Hadamard 码、M 序列等, M 序列具有适中的解码复杂度, 且在频率选择性衰落信道中性能占优, 最终被选为 SSS 序列设计的基础<sup>[1]</sup>。M 序列由两个长度为 31 的二进制序列交织级联生成, 并且此级联序列由 PSS 序列生成的加扰序列进行加扰。对于子帧 0 与子帧 5, 辅同步信号有不同的生成方式, 见式(3-3)。

$$\begin{aligned}
 d(2n) &= \begin{cases} s_0^{(m_0)}(n)c_0(n) & \text{in subframe 0} \\ s_1^{(m_1)}(n)c_0(n) & \text{in subframe 5} \end{cases} \\
 d(2n+1) &= \begin{cases} s_1^{(m_1)}(n)c_1(n)z_1^{(m_0)}(n) & \text{in subframe 0} \\ s_0^{(m_0)}(n)c_1(n)z_1^{(m_1)}(n) & \text{in subframe 5} \end{cases}
 \end{aligned}
 \tag{3-3}$$

其中  $c_0(n)$ ,  $c_1(n)$ ,  $z_1^{(m_0)}(n)$ ,  $z_1^{(m_1)}(n)$  为加扰序列,  $s_0^{(m_0)}(n)$  和  $s_1^{(m_1)}(n)$  是由  $m$  序列  $\tilde{s}(n)$  分别循环移位  $m_0$ ,  $m_1$  位生成。 $m_0$ ,  $m_1$  与物理层小区 ID 组号  $N_{ID}^{(1)}$  有关, 具体由(3-4)计算确定



$$\begin{aligned}
 m_0 &= m' \bmod 31 \\
 m_1 &= (m_0 + \lfloor m'/31 \rfloor + 1) \bmod 31 \\
 m' &= N_{\text{ID}}^{(1)} + q(q+1)/2, \quad q = \left\lfloor \frac{N_{\text{ID}}^{(1)} + q'(q'+1)/2}{30} \right\rfloor, \quad q' = \lfloor N_{\text{ID}}^{(1)}/30 \rfloor
 \end{aligned} \tag{3-4}$$

其中  $c_0(n)$ ,  $c_1(n)$ ,  $z_1^{(m_0)}(n)$ ,  $z_1^{(m_1)}(n)$  通过对  $m$  序列  $\tilde{c}(n)$  和  $\tilde{z}(n)$  按照式(3-5)进行循环移位得到,  $c_0(n)$ ,  $c_1(n)$  循环移位值依赖于终端检测 PSS 得到的物理层小区 ID 组内号  $N_{\text{ID}}^{(2)}$ 。

$$\begin{aligned}
 c_0(n) &= \tilde{c}((n + N_{\text{ID}}^{(2)}) \bmod 31) \\
 c_1(n) &= \tilde{c}((n + N_{\text{ID}}^{(2)} + 3) \bmod 31) \\
 z_1^{(m_0)}(n) &= \tilde{z}((n + (m_0 \bmod 8)) \bmod 31) \\
 z_1^{(m_1)}(n) &= \tilde{z}((n + (m_1 \bmod 8)) \bmod 31)
 \end{aligned} \tag{3-5}$$

$\tilde{s}(i)$ ,  $\tilde{c}(i)$  为  $m$  序列,  $\tilde{z}(i) = 1 - 2x(i)$ ,  $0 \leq i \leq 30$ 。  $x(i)$  由递推公式(3-6)得到。

$$\begin{aligned}
 x(\bar{i} + 5) &= (x(\bar{i} + 2) + x(\bar{i})) \bmod 2, \quad 0 \leq \bar{i} \leq 25 \quad \text{for } \tilde{s}(i) \\
 x(\bar{i} + 5) &= (x(\bar{i} + 3) + x(\bar{i})) \bmod 2, \quad 0 \leq \bar{i} \leq 25 \quad \text{for } \tilde{c}(i) \\
 x(\bar{i} + 5) &= (x(\bar{i} + 4) + x(\bar{i} + 2) + x(\bar{i} + 1) + x(\bar{i})) \bmod 2, \quad 0 \leq \bar{i} \leq 25 \quad \text{for } \tilde{z}(i)
 \end{aligned} \tag{3-6}$$

SSS 序列的频域映射方式与 PSS 序列相同, 其频域映射关系见图 3-4 所示。在时域, 对于 FDD 模式, SSS 序列映射到时隙 0 和时隙 10 的倒数第二个 OFDM 符号上; 对于 TDD 模式, SSS 序列映射到时隙 1 和时隙 11 的倒数第一个 OFDM 符号上。

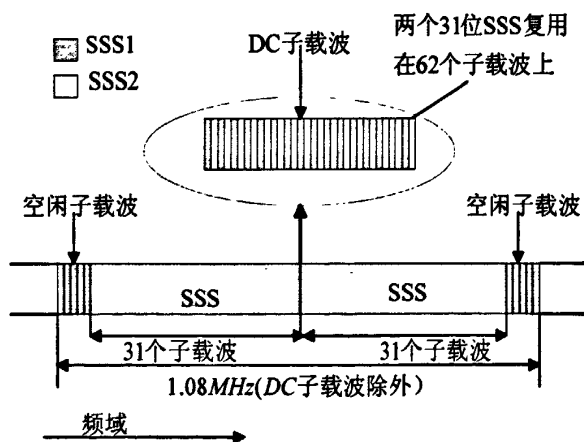


图 3-4 SSS 序列频域映射图

### 3.1.4 小区专用参考信号的生成及时频映射位置

小区专用参考信号序列  $r_{l,n_s}$  的生成方式如下

$$r_{l,n_s}(m) = \frac{1}{\sqrt{2}}(1 - 2 \cdot c(2m)) + j \frac{1}{\sqrt{2}}(1 - 2 \cdot c(2m+1)), \quad m = 0, 1, \dots, 2N_{\text{RB}}^{\text{max,DL}} - 1 \tag{3-7}$$

其中  $n_s$  为时隙号,  $l$  为一个时隙内的 OFDM 符号序号, 伪随机序列  $c(i)$  是由长度为 31

的 Gold 序列生成, 见式(3-8)。

$$\begin{aligned} c(n) &= (x_1(n+N_c) + x_2(n+N_c)) \bmod 2 \\ x_1(n+31) &= (x_1(n+3) + x_1(n)) \bmod 2. \\ x_2(n+31) &= (x_2(n+3) + x_2(n+2) + x_2(n+1) + x_2(n)) \bmod 2 \end{aligned} \quad (3-8)$$

其中  $N_c=1600$ , 两个  $m$  序列的初始化为:  $x_1(0)=1, x_1(n)=0, n=1, 2, \dots, 30$ ,  $c_{init} = \sum_{i=0}^{30} x_2(i) \cdot 2^i$ 。参考符号伪随机序列  $c(i)$  的初始化为  $c_{init} = 2^{10} \cdot (7(n_s+1)+l+1) \cdot (2N_{ID}^{cell} + 1) + 2N_{ID}^{cell} + N_{CP}$ 。参考信号序列  $r_{l,n_s}(m)$  按照式(3-9)进行时频位置映射

$$a_{k,l}^{(p)} = r_{l,n_s}(m') \quad (3-9)$$

其中  $k, p$  分别对应子载波序号, 天线端口序号, 频域和时域映射规则见式(3-10)

$$\begin{aligned} k &= 6m + (v + v_{shift}) \bmod 6 \\ l &= \begin{cases} 0, N_{symbol}^{DL} - 3 & \text{if } p \in \{0, 1\} \\ 1 & \text{if } p \in \{2, 3\} \end{cases} \\ m &= 0, 1, \dots, 2N_{RB}^{DL} - 1 \\ m' &= m + N_{RB}^{max, DL} - N_{RB}^{DL} \end{aligned} \quad (3-10)$$

变量  $v$  和  $v_{shift}$  决定了不同参考信号在频域中的映射位置,  $v_{shift} = N_{ID}^{cell} \bmod 6$ , 变量  $v$  的值由式(3-11)给出。

$$v = \begin{cases} 0 & \text{if } p = 0 \text{ and } l = 0 \\ 3 & \text{if } p = 0 \text{ and } l \neq 0 \\ 3 & \text{if } p = 1 \text{ and } l = 0 \\ 0 & \text{if } p = 1 \text{ and } l \neq 0 \\ 3(n_s \bmod 2) & \text{if } p = 2 \\ 3 + 3(n_s \bmod 2) & \text{if } p = 3 \end{cases} \quad (3-11)$$

图 3-5 为在常规 CP 下行参考信号在单天线情况下的时频映射图,  $R_p$  表示传输在天线端口  $p$  上的参考符号占用的资源例子。

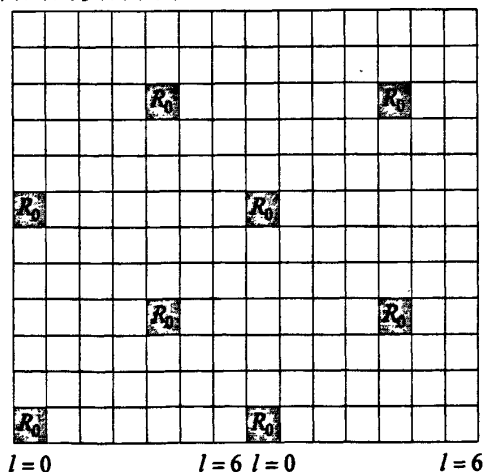


图 3-5 LTE 系统下行参考信号时频映射图 (常规 CP)

## 3.2 适合 LTE 系统的同步方案

### 3.2.1 粗定时同步

由于 PSS 序列采用 ZC 序列生成, 其具有良好的自相关和互相关特性, 并且每 5ms 发送一次, 论文中采用了基于 PSS 序列的互相关算法来实现 5ms 定时同步<sup>[26]-[34]</sup>, 即使用本地的 PSS 与接收信号进行滑动相关。本地三个频域序列经过补零和翻转预处理后得到  $p_i(k), k = 0, 1, \dots, N-1$ , 其经过 IFFT 变换后对应的时域序列为  $s_i(k), k = 0, 1, \dots, N-1$ 。将接收序列与  $s_i(k)$  分别进行滑动相关, 得到三个相关集为式:

$$P_i(d) = \frac{\left| \sum_{k=0}^{N-1} r(d+k) s_i^*(k) \right|^2}{\left| \sum_{k=0}^{N-1} r(d+k) r^*(d+k) \right|^2} \quad i = 25, 29, 34 \quad (3-12)$$

通过搜索三个相关集中的最大值所在位置, 即可确定定时同步的位置, 由于噪声和频偏的存在可能导致定时点的偏移, 因此设定门限系数进行约束, 其判决公式如式:

$$\hat{d}_{coarse} > (Thresh_{AT} * \max_d \{P_i(d)\}) \quad (3-13)$$

图 3-6 为在 AWGN 信道下和 3GPP EVA 场景下, 根序列值为 25, 归一化子载波频偏为 0.3 时, PSS 相关峰检测图。图中三条曲线分别对应于接收序列与三个本地序列 (根序列值: 25、29、34) 的定时相关情况。从图中可以看出, 根序列值为 25 的本地序列与接收序列存在比较明显的峰值, 其余两个本地序列与接收序列相关峰值不明显, 不容易区分。从而可以得出接入的同步序列的根序列值为 25, 和设置的一致。通过对比两图可知, 多径信道对于峰值检测影响不大。通过检测相关峰位置, 可以找到同步点  $\hat{d}$ 。由于一个无线帧内, 发送两个相同的 PSS, 其周期为 5ms, 因此此时得到的仅是半帧定时点, 并不能得到整个帧的定时点。由 SSS 序列的生成方式可知, 一个无线帧内发送两个不同的 SSS 信号并且位置可知, 因而可以在获得了 5ms 定时点之后, 向前搜索 SSS 序列, 根据检测到的 SSS 序列来判断是前半帧还是后半帧数据完成帧定时。

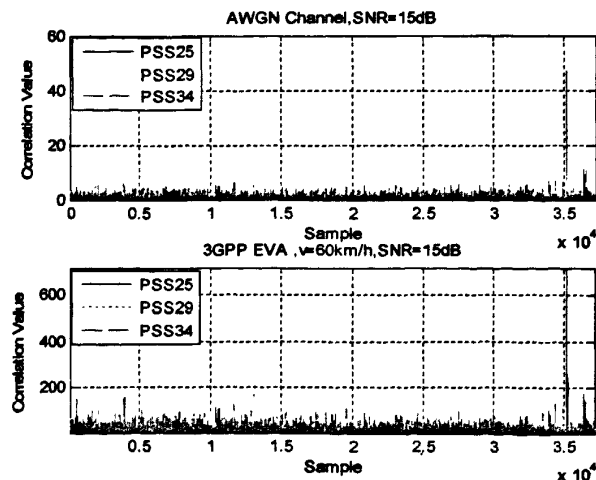


图 3-6 PSS 相关检测曲线

图 3-7 为归一化载波频偏  $\varepsilon=1/3$  时, 在 3GPP EPA、EVA 场景下定时性能的对比如, 其中对应的步行速度为 3km/h, 车辆速度为 60km/h。由于多普勒频移和信道 PDP 的影响, PSS 互相关检测方法在 EPA 场景下的性能优于 EVA 场景。图 3-8 为在 3GPP EVA 场景下不同的速度车辆速度下的定时性能对比图, 由图 3-8 可以看出, 当车载速度为 200km/h 时在低信噪比下的定时性能比较差。

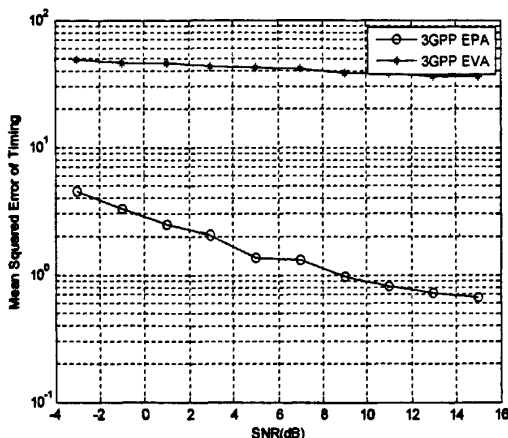


图 3-7 PSS 互相关算法定时性能

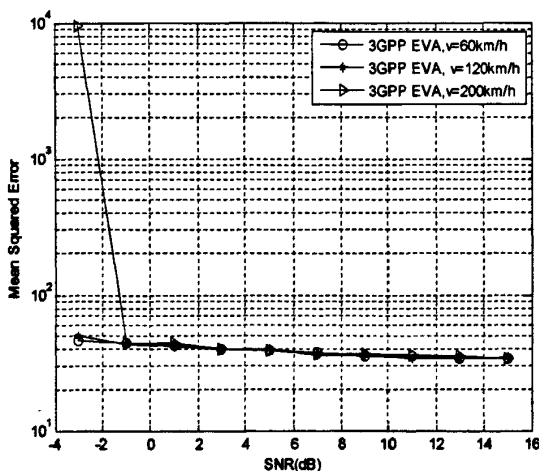


图 3-8 PSS 互相关算法在不同速度下的定时性能曲线

### 3.2.2 粗小数频偏 (FFO) 估计

在 5ms 半帧定时完成之后, 进行粗频偏估计。由于 PSS 时域符号不具有 S&C 算法前导类似的周期性的结构<sup>[8]</sup>, 从而不能利用其前后两部分相位差进行频偏估计。设  $r(k)$  和  $s(k)$ ,  $k=0,1,\dots,N-1$  分别为为接收端根据粗定时点  $\hat{d}$  提取的 PSS 和本地 PSS, 其中  $N$  为 FFT 变换点数, 则经过推导可得<sup>[25],[26],[27]</sup>

$$\hat{\varepsilon} = \frac{1}{\pi} \text{angle} \left\{ \left( \sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} s^*(k) r(k + \hat{d}) \right)^* \left( \sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} s^*(k + \frac{N}{2}) r(k + \frac{N}{2} + \hat{d}) \right) \right\} \quad (3-14)$$

文献[28]中提出了另外一种基于 PSS 的频偏估计算法, 经过推导可得归一化载波频偏为

$$\hat{\varepsilon} = \frac{1}{\pi} \arg \left( \sum_{k=0}^{N/2-1} x^*(k)x(k + \frac{N}{2}) \right) \quad (3-15)$$

其中  $x(k)$  为

$$x(k) = r(k + \hat{d})s^*(k) \quad (3-16)$$

本文对基于 PSS 的频偏估计算法和基于 CP 的 ML 算法在 3GPP EVA 场景下的性能进行了仿真, 得到的频偏估计均方误差 (MSE) 曲线和频偏估计范围曲线如图 3-9 和图 3-10。仿真中采用 QPSK 调制, 20M 带宽, 帧长为 6 个子帧数据, 常规 CP, 终端移动速度  $v = 60 \text{ km/h}$ , 归一化频偏  $\varepsilon = 1/3$ , 其中 ML 算法中对  $M$  个符号平均时, 取  $M = 6$ 。图中 based PSS1 和 based PSS2 分别表示文献[25]~[27]算法和文献[28]中算法。

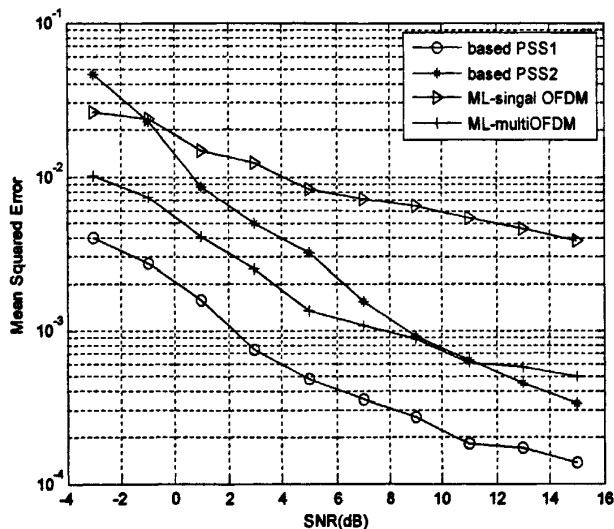


图 3-9 不同频偏估计算法的均方误差曲线

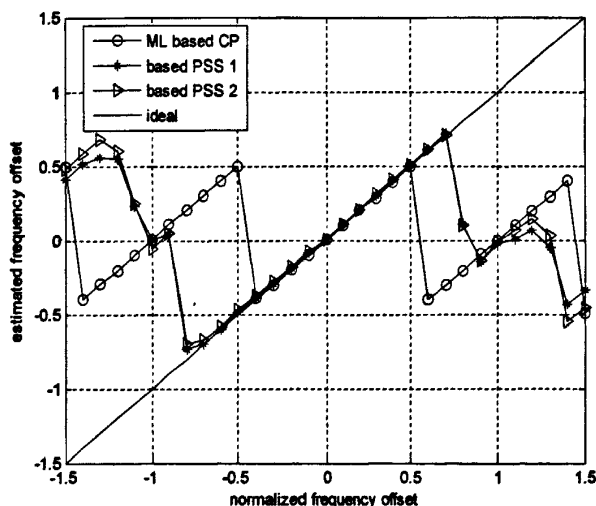


图 3-10 3GPP EVA 场景下不同算法的频偏估计范围 ( $\text{SNR} = 10 \text{ dB}$ )

由图 3-9 和图 3-10 可以看出文献[25]~[27]的基于 PSS 的频偏估计算法性能要优于文献 [28]和基于 CP 的 ML 算法的估计性能, 并且采用对多个符号进行平均可以改善 ML 算法的性能。由式 (3-14) 和 (3-15) 可得, 两种算法的频偏估计范围为  $(-1,1)$ , 从图 3-9 可得仿真结果和理论分析结果一致, 而基于 CP 的 ML 算法的估计范围为  $(-0.5,0.5)$ , 其估计范围小于基于 PSS 算法的估计范围。

表 3-3 各种算法运算量比较

同步算法	复数乘法次数	复数加法次数
文献[28]基于 PSS 的算法	$N + N/2$	$N/2 - 1$
文献[25]~[27]基于 PSS 的算法	$N + 1$	$N - 2$
基于 CP 的 ML 算法 (单个符号)	$3N_{cp}$	$N_{cp}$
基于 CP 的 ML 算法 ( $M$ 个符号平均)	$3MN_{cp}$	$MN_{cp} - 1$

表 3-3 给出了基于 PSS 的算法和 ML 算法的运算量, 其中  $N$  为 FFT 变换点数,  $N_{cp}$  为 CP 长度。由表可以看出, 文献[28]算法运算复杂度要高于文献[25]~[27]中算法, ML 算法复杂度与  $M$  和  $N_{cp}$  有关。

通过以上分析, 本文中采用了文献[25]~[27]中算法来进行小数倍频偏估计。图 3-11 给出了算法在 3GPP 不同场景下的频偏估计均方误差曲线。由图可以看出即使是在 3GPP ETU 场景下, 移动终端速度达到  $350\text{km/h}$  时, 其频偏均方误差在  $-3\text{dB}$  时也达到了  $10^{-2}$ 。

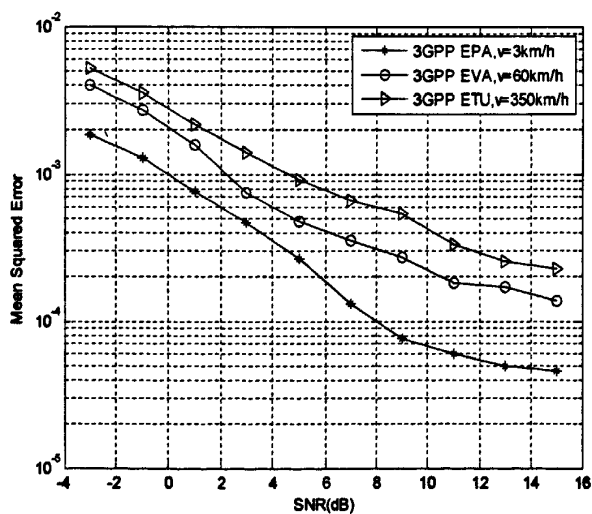


图 3-11 3GPP 不同场景下基于 PSS 算法的频偏估计性能

### 3.2.3 细定时同步

由 FFT 性质可知, 在时域上的定时偏移量  $d$ , 在频域上表现为  $e^{-j2\pi km/N}$  的相位旋转, 基于此原则可以根据本地导频序列和接收到的导频序列相关后的相位信息获得定时偏

差。设  $Y(k)$  和  $M(k)$ ,  $k = 0, 1 \dots M$  分别为接收到的导频序列和本地导频序列, 不考虑信道和噪声的影响, 则接收信号和发送信号的关系为

$$Y(k) = M(k)e^{-j\frac{2\pi}{N}km}, \quad k = 0, 1 \dots M-1 \quad (3-17)$$

则接收导频序列和本地导频序列相关结果为

$$\begin{aligned} Y^*(k+1)M(k+1) &= |M(k+1)|^2 e^{j\frac{2\pi}{N}(k+1)m} \\ Y^*(k)M(k) &= |M(k)|^2 e^{j\frac{2\pi}{N}km} \end{aligned} \quad (3-18)$$

由(3-18)可得定时偏差的估计值为<sup>[20]</sup>

$$\hat{d}_{fine} = \frac{1}{M} \sum_{k=1}^{M-1} \frac{N}{2\pi} \arg\{Y^*(k+1)M(k+1)(Y^*(k)M(k))^*\} \quad (3-19)$$

文献[29]中提出了使用本地序列和接收序列在频域共轭相关, 在时域搜索最大值的方法。本地导频序列和接收到的导频序列相关值为

$$\Gamma(k) = Y(k) \times M^*(k) \quad (3-20)$$

则定时偏差转化为了频域的相位信息, 再将式(3-20)变换到时域通过峰值检测获得细定时同步点

$$\begin{aligned} \hat{d}_{fine} &= \max_n \{IFFT(\Gamma)\} \\ &= \max_n \sum_{k=0}^{N-1} \left\{ M^*(k) \times M(k) \exp(j2\pi k \frac{(n-m)}{N}) \right\} \end{aligned} \quad (3-21)$$

由式(3-21)可以看出, 在  $n=m$  处, 存在最大峰值, 即根据最大峰值的位置即可检测出定时同步点位置。

图 3-12 描述了两种算法在 3GPP EVA 场景下两种细定时算法和粗定时算法的性能对比。仿真中参数设置为: 20M 带宽, 终端移动速度为  $v=60\text{km/h}$ , 帧长为 6 个子帧数据, 调制方式为 QPSK。由图可知, 文献[29]中细定时同步算法性能优于文献[20]中算法, 文献[29]中算法在低信噪比的情况下就可以得到比较准确的定时位置, 本文中使用了文献[29]中的定时同步算法来实现细定时同步。

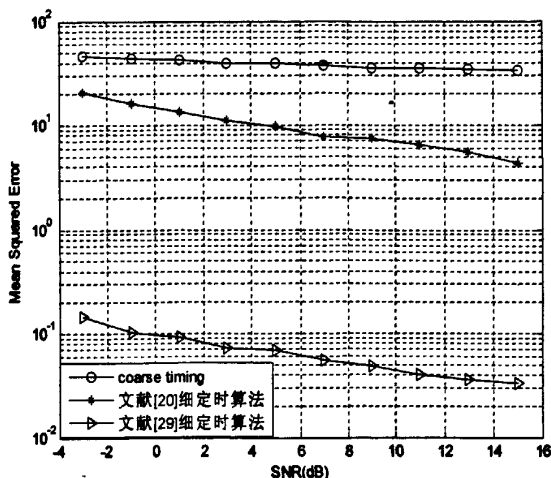


图 3-12 不同细定时同步算法性能比较

### 3.2.4 残留频偏(RFO)估计

在进行 FFT 变换前,在接收端首先根据前面估计到的粗小数频偏估计结果对接收数据进行频偏补偿,即:

$$r'(k) = r(k) \times e^{-j2\pi\hat{\epsilon}k/N} \quad (3-22)$$

由于 OFDM 系统对载波频率偏移非常敏感,即使很小的频偏也会对系统造成很大的影响,经过粗频偏纠正后,还会有残留频偏,虽然其对当前的 OFDM 的影响不明显,但是其会造成下一个 OFDM 相位偏移的累加,因而,还要对残留频偏进行估计补偿<sup>[38]</sup>可以利用 PSS 和 SSS 的信道估计进行估计<sup>[38]-[42]</sup>,也可以利用导频符号进行估计<sup>[43]</sup>。

经过前面的搜索处理,已经检测到同步信号,设 PSS 和 SSS 的本地频域序列分别为  $X_p(k)$  和  $X_s(k)$ ,接收到的同步频域序列分别为  $Y_p(k)$  和  $Y_s(k)$ ,  $M$  为同步信号占用的子载波数。则根据最小二乘法 (LS) 可以得到 PSS 和 SSS 的信道估计值  $H_p(k)$  和  $H_s(k)$  为

$$\begin{aligned} H_p(k) &= Y_p(k) / X_p(k) \\ H_s(k) &= Y_s(k) / X_s(k) \end{aligned} \quad (3-23)$$

由式(3-23)可以得到 RFO 的估计值为<sup>[39]</sup>

$$\hat{\epsilon}_{RFO} = \frac{1}{2\pi(N+N_g)} \arg \left\{ \sum_{k=0}^{M-1} H_s(k) H_p^*(k) \right\} \quad (3-24)$$

根据式(3-24)可以得到,其 RFO 的估计范围为  $(-N/(2(N+N_g)), N/(2(N+N_g)))$ , 小于半个子载波间隔。

论文中 RFO 的估计是基于小区专用参考符号的,设  $R_{i,k}$  为接收端 FFT 解调的参考符号,  $X_{i,k}$  为发送的参考符号频域数据,假设信道为慢衰落信道,则相应的 RFO 估计值可以表示为<sup>[41]</sup>



$$\hat{\epsilon}_{RFO} = -\frac{1}{2\pi} \frac{N}{N_s(N+N_g)} \arg \left\{ \sum_{(k,j) \in K_p} R_{l,k} R_{l+N_s,k}^* \cdot (X_{l,k} X_{l+N_s,k}^*)^* \right\} \quad (3-25)$$

其中  $N_s$  为一个时隙中的 OFDM 符号数,  $K_p$  为参考符号所在的子载波序号和 OFDM 符号序号的集合。其 RFO 的估计范围为  $(-N/(2N_s(N+N_g)), N/(2N_s(N+N_g)))$ , 小于基于同步信号的 RFO 估计方法的估计范围。

图 3-13 和图 3-14 描述了在 3GPP EVA 场景下基于参考符号 (RS) 的 RFO 算法和基于同步信号 (SCH) 的 RFO 算法的残留频偏估计范围。仿真中参数设置为: 20M 带宽, 终端移动速度为  $v=60\text{km/h}$ , 帧长为 6 个子帧数据, 调制方式为 QPSK。在 20M 带宽下, 常规 CP 下, 由理论分析结果可得基于 RS 的算法 RFO 估计范围为  $(-0.06674, 0.06674)$ , 基于 SCH 的算法 RFO 估计范围为  $(-0.467, 0.467)$ , 扩展 CP 下, 基于 RS 的算法 RFO 估计范围为  $(-0.06667, 0.06667)$ , 基于 SCH 的算法 RFO 估计范围为  $(-0.4, 0.4)$ , 由图可得仿真结果与理论结果一致。基于 RS 算法的 RFO 估计范围受 CP 模式影响很小, 而基于 SCH 算法的 RFO 估计范围随着 CP 增大而减小。

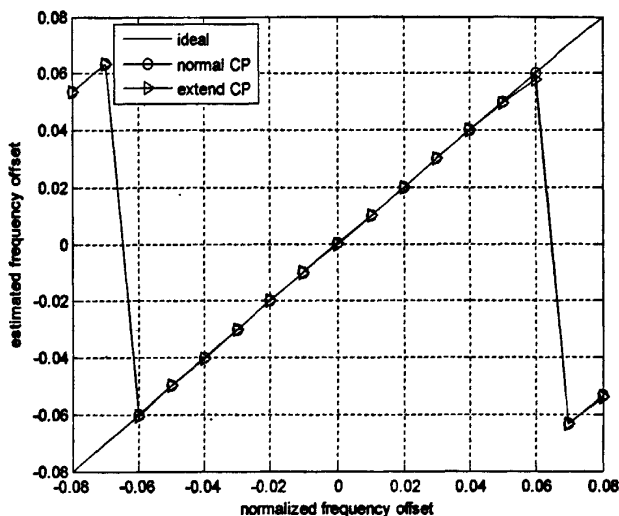


图 3-13 基于 RS 的 RFO 算法估计范围 ( $SNR = 10\text{dB}$ )

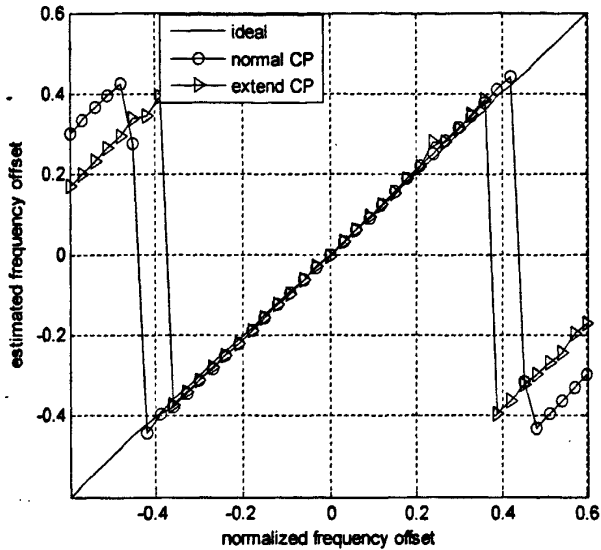
图 3-14 基于 SCH 的 RFO 算法估计范围 ( $SNR = 10dB$ )

图 3-15 和图 3-16 对基于 SCH 和基于 RS 的频偏估计算法进行了性能仿真，图 3-15 中仿真场景为 3GPP EVA，终端移动速度为  $v = 60km/h$ ，从图中可以看出基于 SCH 和基于 RS 算法的估计性能要优于基于 PSS 的算法的性能，其中基于 RS 的 RFO 估计算法性能优于两者。从图 3-16 可以看出，基于 RS 的 RFO 估计算法即使是在 3GPP ETU 高速场景下，也有着良好的性能，在  $-2dB$  时可以达到  $10^{-3}$ 。

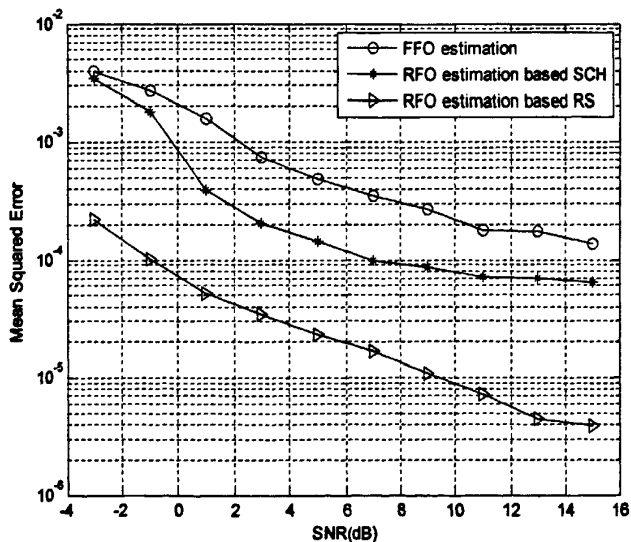


图 3-15 不同 RFO 估计算法的性能曲线

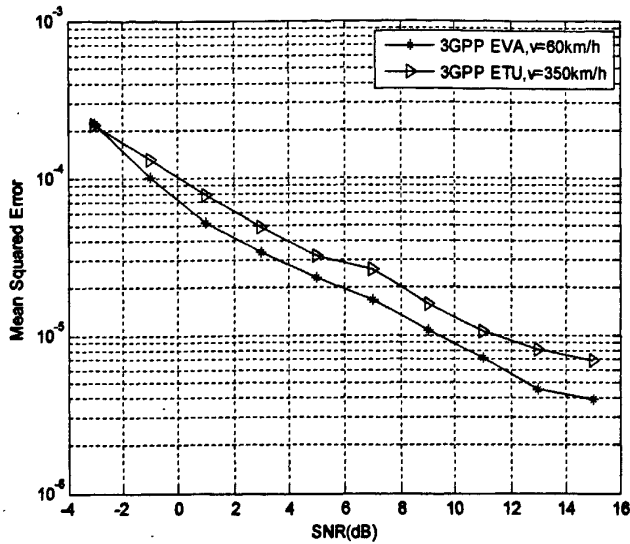


图 3-16 基于 RS 的 RFO 算法在不同场景下的性能

### 3.3 小结

本章介绍了 LTE 下行无线帧格式及其下行物理信号的产生方式及其时频映射位置。LTE 系统采用了基于分组的传输方式，因而文中给出了基于训练序列的同步方法，同时 LTE 下行链路中有自己的同步信号和参考符号可以用来进行小区搜索、信道测量和信道估计，不需要插入额外的训练序列，避免了额外带宽的占用。文中给出了基于同步信号和参考信号的同步方案，并进行了仿真分析得出其在高速环境下也就有比较好的性能，为下面 DSP 的设计提供了基础。

## 第 4 章 LTE 下行 OFDM 系统同步器的 DSP 设计

本章在第 3 章的基础上,针对第 3 章的同步方案,主要介绍了 LTE 下行同步算法的 DSP 设计。本章中介绍了整个 DSP 测试模块,包括调制、资源例子映射、插入下行物理信号、OFDM 信号生成模块,同步模块、解 OFDM 模块。

### 4.1 硬件平台介绍

#### 4.1.1 MSC8156 处理器介绍

论文中使用的 DSP 芯片为 Freescale 公司生产的 MSC8156。MSC8156 是基于 SC3850 StarCore DSP 新内核技术的 6 核处理器,其是 Freescale 公司在面对 3G 和 4G 服务需求不段提高的情况下,为大幅提高无线宽带基站设备功能而设计的。SC3850 技术是 Freescale 最新的一代 StarCore DSP 内核。与前一代相比,它重要的改进包括: DSP 的乘法能力增加了 2 倍,编译代码的性能得到显著提高,内存器分级机构有所改进。微结构的改进和新的指令,使内核能够提高控制器功能、存储器管理和 DSP 代码性能。

MSC8156 是业内基于 45 纳米处理技术的首款 DSP 产品之一,其集成了 6 个完全可编程的 SC3850 DSP 内核,并且每个核的主频可达到 1GHz,利用其 45 纳米处理技术可以提供与 6GHz 单核器件的等效性能。由于采用了片上集成技术,MAPLE-B 加速器可以为 IFFT/FFT 模块等模块提供硬件加速,内部基于 RISC 的高性能 QUICC Engine 子系统支持多个网络协议,为分组传输的数据提供可靠保证。

每个 Starcore SC3850 单核子系统包括一个 32KB 的指令缓存和数据缓存、一个 SC3850 DSP 内核和一个 512KB 存储器,其可以配置成缓存或内存<sup>[45]</sup>。每个 SC3850 DSP 核包含四个算法逻辑单元(Address Generation Unit, ALU)和两个地址生成单元(Address Generation Unit, AGU),在每个单元都充分利用的情况下每个子系统可在一个周期内可以并行运行 6 条指令。系统支持变长指令集(Variable Length Executive, VLES),可以有效的控制在一个芯片周期 Cycle 内每个 ALU 和 AGU 的运行指令,有利于控制程序的执行效率。图 4-1 为 Starcore SC3850 单核子系统的结构图。

MSC8156 内存采取了分级结构,每个内核各自有一个 512MB 的 M2 内存,6 个核共享 1956KB 的 M3 内存,还有 2 个 512MB 的 DDR 外部内存<sup>[46],[47]</sup>。平台有 6 块 MSC8156 DSP 芯片,分为两块 MSC8156AMC 板,每块 AMC 上带有集成串行 RapidIO 以及 Gigabit 以太网接口,四个串行 RapidIO(sRIO)接口以及两个 1000Base-X 背板接口,1000Base-T、USB 以及 UART 前面板接口,板启动、温度监控、电子键控(E-Keying)以及状态 LED 指示灯。MSC8156 模块内部结构图如图 4-2 所示。

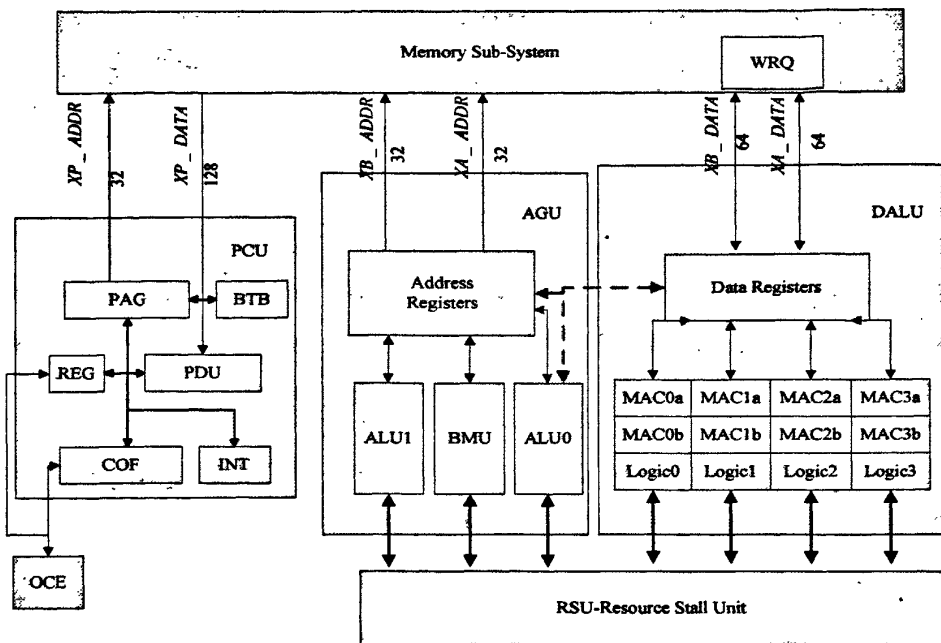


图 4-1 Starcore SC3850 单核子系统框图

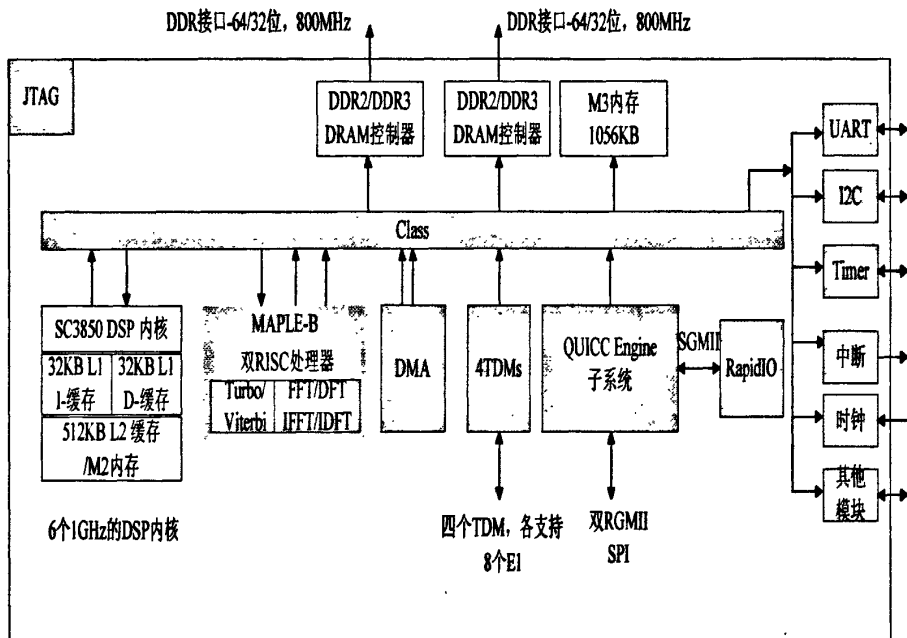


图 4-2 MSC8156 模块内部结构图

### 4.1.2 开发工具和仿真工具介绍

由于论文中使用的为 Freescale 公司的 DSP 芯片，对应的采用了飞思卡尔提供的 CodeWarrior\_v10.1.1 软件平台。CodeWarrior 集成开发环境 (IDE) 利用 Eclipse 技术构建了一个高度完善的多核开发环境<sup>[48]</sup>。它包括：C & C++优化编码器、源码级调试器、内核和器件模拟器、进行软件分析和程序/数据跟踪的软件分析插件，以及带优化设备驱动

程序的无版权 SmartDSP 操作系统。

在编译完成后,进行测试时,我们可以使用 USB-Tab 下载线进行板上测试,也可以在 codewarrior 提供的环境下进行软仿真。在进行测试时,可以通过 codewarrior 开发软件提供的 debugshell 内通过编写脚本进行自动化测试,其使用的语言为 TCL 脚本语言。图 4-2 为 codewarrior 开发环境界面。

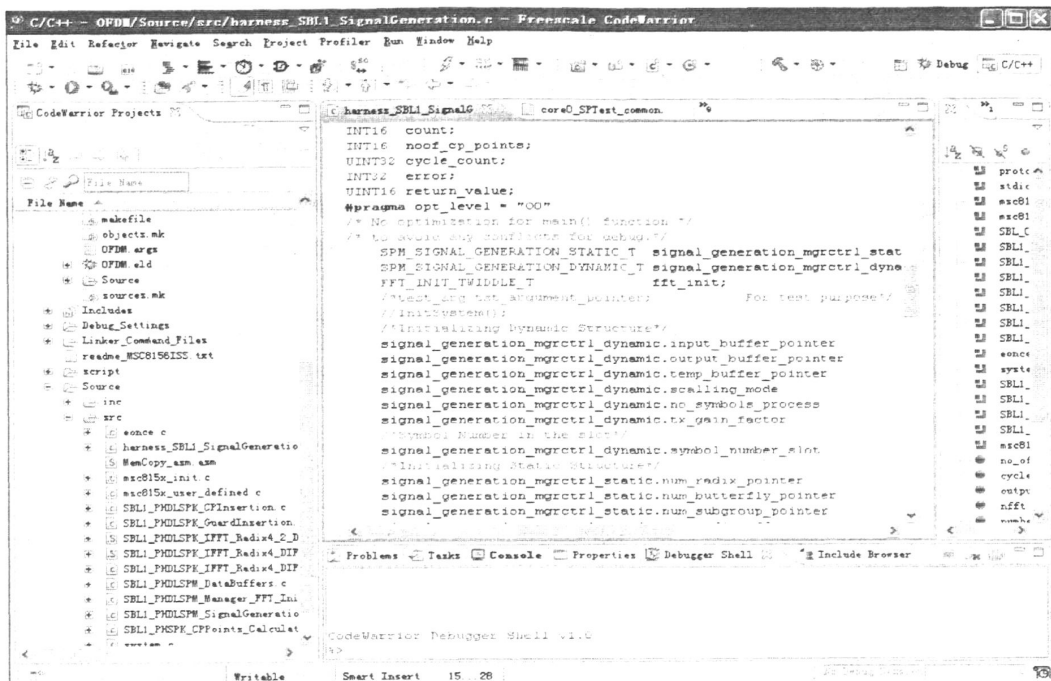


图 4-2 codewarrior 集成开发环境

## 4.2 LTE 下行 OFDM 系统同步器设计

### 4.2.1 发送端模块

图 4-3 为 DSP 测试部分发送端框图。调制模块根据 3GPP 协议中的 QPSK、16QAM、64QAM 星座映射关系进行映射。由于同步序列仅为 62,为了提高 DSP 处理速度,论文中使用 Matlab 产生了同步序列,将此同步序列直接存储到 DSP 的 RAM 中供后续操作使用。OFDM 符号生成模块使用了硬件加速器来提高运行速度。

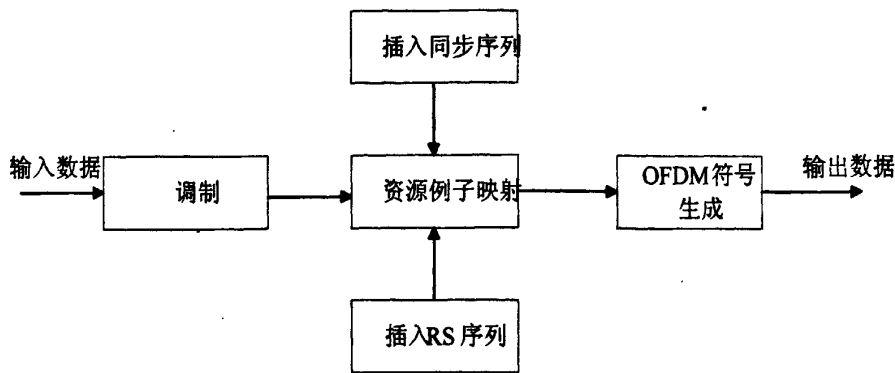


图 4-3 基于 MSC8156 DSP 发送端模块框图

由第 3 章分析可得小区专用参考符号是由伪随机序列  $c(i)$  生成，而  $c(i)$  是由两个长度为 31 的 Gold 序列生成，其迭代公式为

$$\begin{aligned}
 c(n) &= (x_1(n+N_c) + x_2(n+N_c)) \bmod 2 \\
 x_1(n+31) &= (x_1(n+3) + x_1(n)) \bmod 2 \\
 x_2(n+31) &= (x_2(n+3) + x_2(n+2) + x_2(n+1) + x_2(n)) \bmod 2
 \end{aligned}
 \tag{4-1}$$

由式(4-1)可以看出  $c(i)$  是由两个长为 31 的 m 序列经过多次迭代后得到的。为了提高运算速度，迭代运算时，本文中采用并行运算，一次计算出 28 个迭代值。如图 4-4 为并行运算结构图。

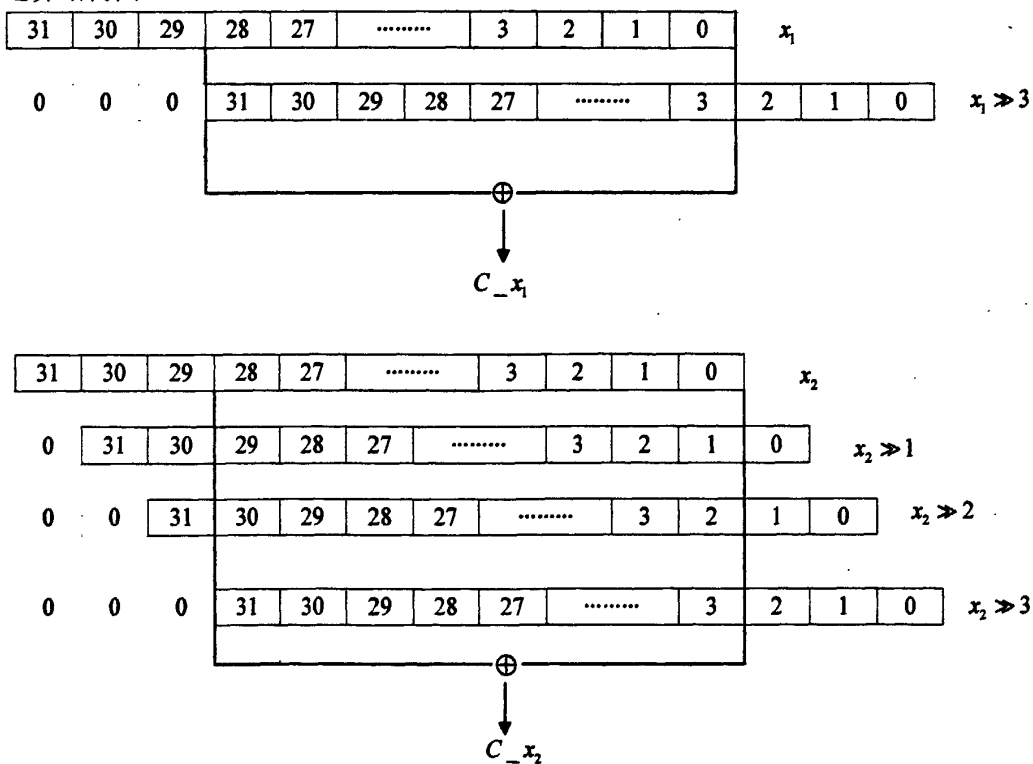


图 4-4 并行运算结构图

如图 4-4，每次迭代产生一个新的序列  $C_{x_1}$ ， $C_{x_2}$ ，其有效数据为前 28 位，即每次迭代产生的新的 28 点数据，为了去除第 29 位数据的干扰，每次迭代后进行一步与操

作得到  $C_{x_1} = C_{x_1} \& 0x0FFFFFFF$ ,  $C_{x_2} = C_{x_2} \& 0x0FFFFFFF$  即可取出前 28 位数据, 更新  $x_1, x_2$  为  $x_1 = (C_{x_1} \ll 3) | (x_1 \gg 28)$ ,  $x_2 = (C_{x_2} \ll 3) | (x_2 \gg 28)$ , 直到求出所需的序列值。其具体流程如图 4-5 所示。

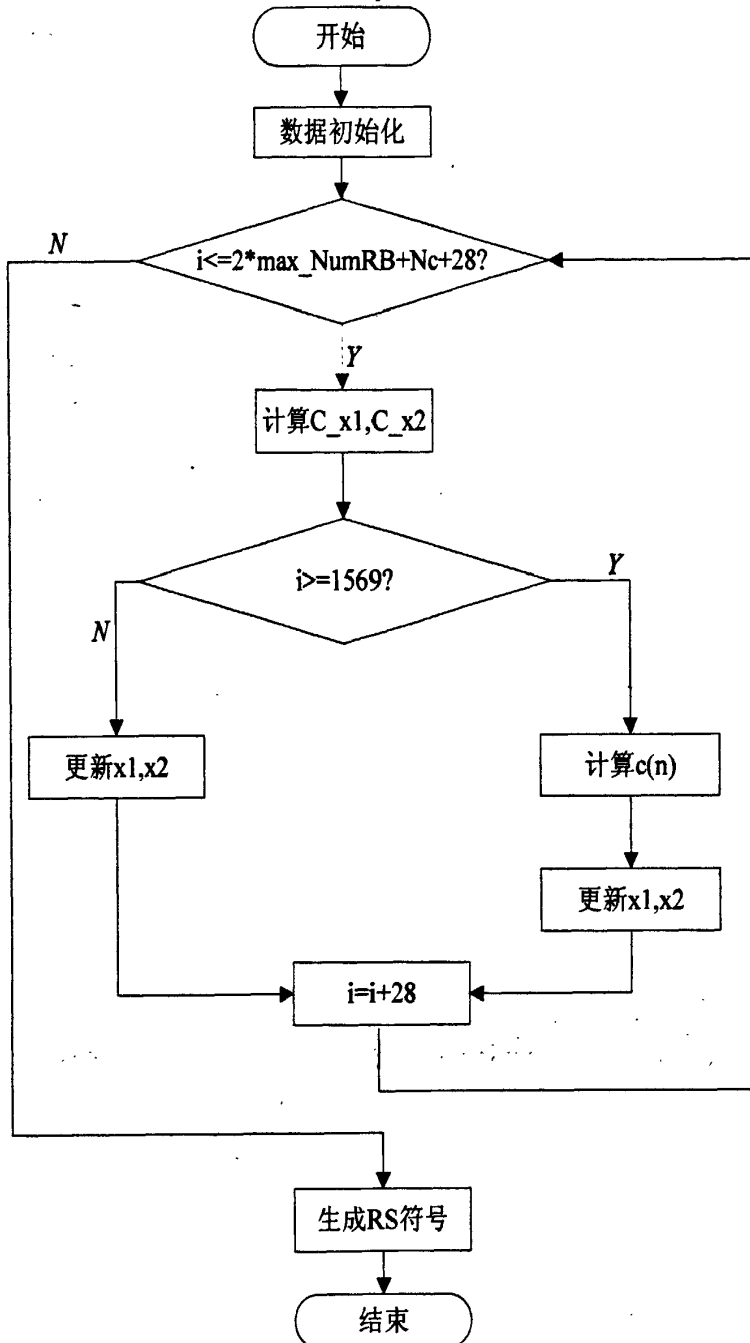


图 4-5 参考符号生成流程图

LTE 系统中每个时隙的数据以资源例子进行描述, 经过调制后的数据按照先频域后时域的方式映射到资源栅格中, 论文中以 LTE-FDD 帧结构为例, 同步序列映射到子帧 0 和子帧 5, 小区专用参考信号按照式(3-9)进行映射, 其流程如图 4-6 所示。



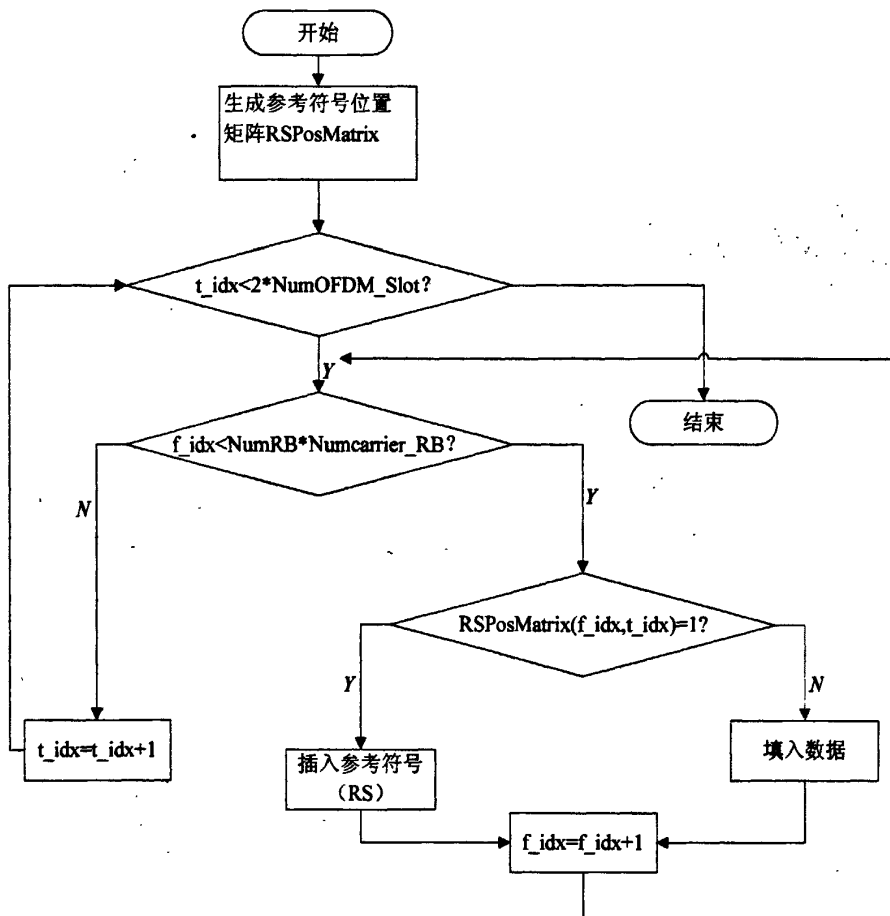


图 4-6 资源例子映射流程图

OFDM 符号生成模块包括补零绕旋、FFT 变换和插入 CP 部分，由于 FFT 本分每次的蝶形运算都会和旋转因子相乘，为了减少实现复杂度，采取直接将其各级的旋转因子存在了 ROM 中，每次运算时直接从 ROM 中读取数据进行运算。

小区参考符号生成函数和参数如下

```
INT16 SBL1_PHDLSPK_RSGen(
```

```
    UINT8 SlotIdx,      ; 时隙号
    UINT8 SyblIdx      ; OFDM符号序号
    UINT8 CpMod,       ; CP模式
    UINT16 CellId,     ; 小区ID号
    UINT8 NumRB_Max,   ; 最大的资源块数目
    INT16 *Rsout       ; RS序列输出
```

```
)
```

## 资源例子映射函数及参数

---

 INT32 SBL1\_PHDLSPK\_REmapping(

```

    UINT8    slot_idx,      ; 时隙号
    INT16    *ptr_RS_matrix, ; RS序列
    INT16    *input_data,   ; 数据序列
    INT16    *output_data  ; 输出序列
  )

```

---

## OFDM 符号生成的 API 接口函数

---

 INT32 SBL1\_PHDLSPM\_SignalGeneration (

```

    &signal_generation_mgrctrl_dynamic, ; fft/IFFT处理初始化
    &signal_generation_mgrctrl_static ; fft/IFFT参数初始化
    &sys_config                        ; 系统参数
  )

```

---

## 4.2.2 定时同步模块

由于 PSS 每隔 5ms 发送一次, 因而接收端只需要接收 6 个子帧的数据就可以检测到 PSS, 从而实现粗定时同步, 利用导频序列实现细定时同步, 定时同步实现框图如图 4-7 和 4-8 所示。

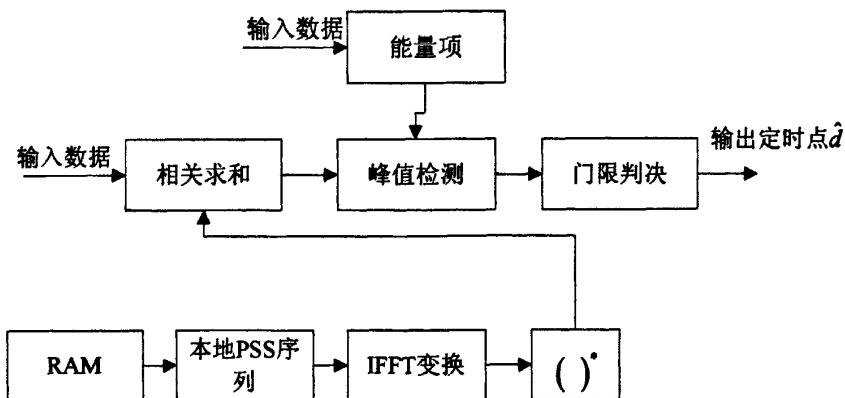


图 4-7 粗定时模块实现框图

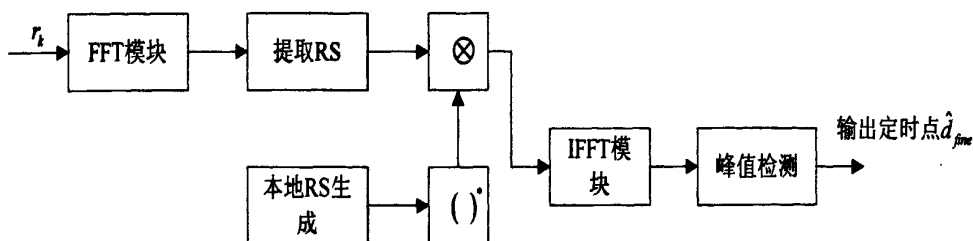


图 4-8 细定时模块实现框图

其中在进行求模的平方运算时,采用的是共轭相关算法,在 DSP 中将其实部和虚部分别进行乘法运算然后再进行加法运算。数的共轭运算即虚部符号相反,在 DSP 实现中使用的为定点计算,因而实现时符号相反即取其补码形式。

### 4.2.3 频偏估计模块

本文频偏估计模块主要包括使用 PSS 相关的粗小数频偏估计模块和采用小区专用参考符号的细小数频偏估计(残留频偏估计)。图 4-9 和图 4-10 分别为粗小数频偏估计和细小数频偏估计模块的框图。

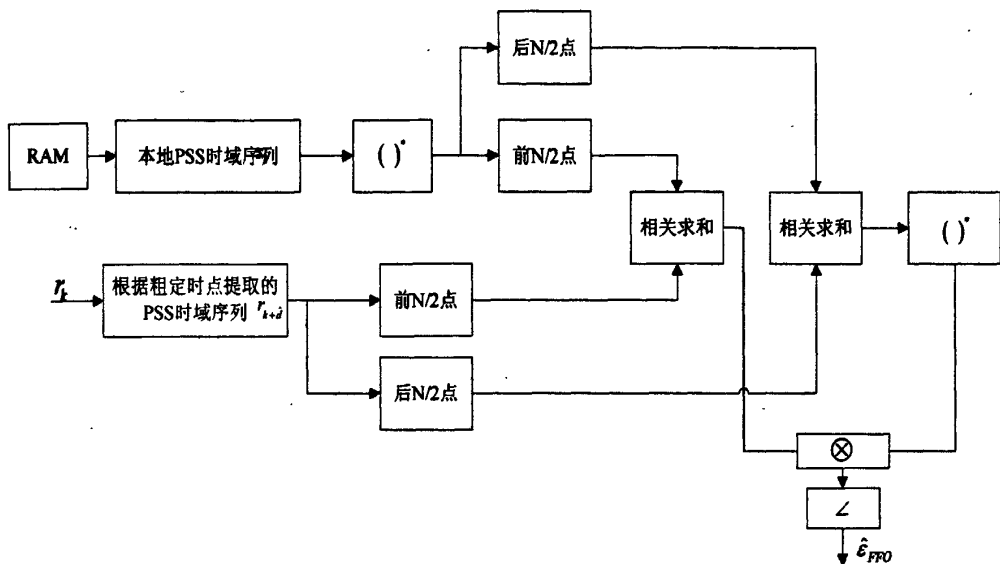


图 4-9 粗小数频偏估计模块框图

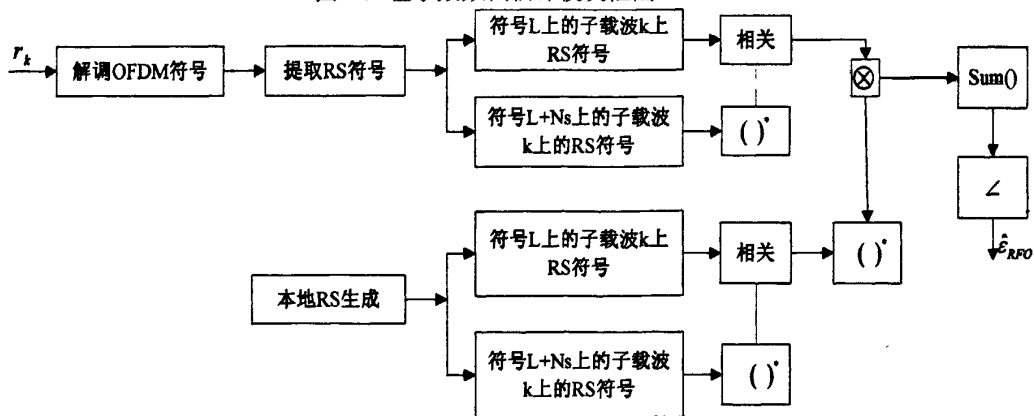


图 4-10 细小数频偏估计模块框图

由图 4-9 和图 4-10 可知,载波频偏估计需要求复数的相角,求相角的一般做法是可以用复数的虚部和实部的比值得到其正切值,然后通过反正切来获得相角值,这种算法涉及了除法运算,并且需要储存反正切函数的查找表,需要的硬件开销比较大。本文采用了 CORDIC 算法<sup>[49]-[53]</sup>,其是由 J.D.Volder 于 1959 年提出<sup>[49]</sup>,目的是在兼顾速度、精

度、简单性等要求下使得三角函数以及其他复杂函数可以在硬件上实现。CORDIC 算法的基本思想是利用一系列与运算基数相关的角度不断偏摆从而逼近所需转角角度。

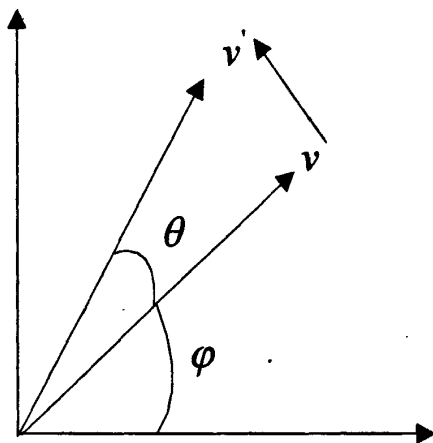


图 4-11 Cordic 算法坐标旋转示意图

如图 4-11 向量  $v(x_0, y_0)$  逆时针旋转角度  $\theta$  后得到向量  $v'(x, y)$ ，其中向量  $v$  的相角为  $\varphi$ ，则向量  $v$  的坐标为

$$\begin{aligned} x_0 &= \sqrt{x_0^2 + y_0^2} \cos \varphi \\ y_0 &= \sqrt{x_0^2 + y_0^2} \sin \varphi \end{aligned} \quad (4-2)$$

经过旋转得到的  $v'$  的坐标为

$$\begin{aligned} x &= \sqrt{x_0^2 + y_0^2} \cos(\varphi + \theta) \\ y &= \sqrt{x_0^2 + y_0^2} \sin(\varphi + \theta) \end{aligned} \quad (4-3)$$

根据式(4-2)和(4-3)可得

$$\begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} = \cos \theta \begin{bmatrix} 1 & -\tan \theta \\ \tan \theta & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_0 \\ y_0 \end{bmatrix} \quad (4-4)$$

同理可得，当  $v$  顺时针旋转  $\theta$  得到  $v'$  时，可得  $v$  和  $v'$  坐标关系如下

$$\begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} = \cos \theta \begin{bmatrix} 1 & \tan \theta \\ -\tan \theta & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_0 \\ y_0 \end{bmatrix} \quad (4-5)$$

在实际的实现中，旋转角度  $\theta$  可以经过多次迭代实现，为了方便硬件的实现，令  $\theta_i = \arctan(1/2^i)$ ， $\theta = \sum_{i=0}^{\infty} a_i \theta_i$ ，其中  $a_i = \{-1, 1\}$  代表每次角度的旋转方向。其迭代关系为

$$\begin{bmatrix} x_{i+1} \\ y_{i+1} \end{bmatrix} = \cos \theta_i \begin{bmatrix} 1 & -a_i 2^{-i} \\ a_i 2^{-i} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_i \\ y_i \end{bmatrix} \quad (4-6)$$

每次迭代都会引入  $\cos \theta_i$ ，随着迭代次数的增加，会引入一个乘性因子  $K = \prod_{i=0}^{\infty} \cos \theta_i = \prod_{i=0}^{\infty} \cos(\arctan(1/2^i)) \approx 0.607253$ 。引入  $Z$  表示还未进行旋转的角度，则经过  $n$  次迭代后未进行旋转的角度为

$$Z_{n+1} = \theta - \sum_{i=0}^{n-1} a_i \theta_i = Z_n - \theta_n \quad (4-7)$$

则由(4-6)和(4-7)可得 CORDIC 算法的旋转迭代式为

$$\begin{aligned} x_n &= x_{n-1} - a_{n-1} 2^{-(n-1)} y_{n-1} \\ y_n &= y_{n-1} + a_{n-1} 2^{-(n-1)} x_{n-1} \\ z_n &= z_{n-1} - a_{n-1} \arctan(2^{-(n-1)}) \end{aligned} \quad (4-8)$$

CORDIC 算法有两种计算模式：旋转模式和向量模式<sup>[50],[51],[53]</sup>。其向量模式使得  $y_i$  趋近于 0，则迭代  $n$  次后得到

$$\begin{cases} x_n = \frac{1}{k} \sqrt{x_0^2 + y_0^2} \\ y_n = 0 \\ z_n = \theta \end{cases} \quad (4-9)$$

则由式(4-9)可以看出，可以利用 CORDIC 算法的向量模式求得辅角值。当完成 LTE 下行 OFDM 系统的粗定时时，根据第三章分析其频偏估计为

$$\hat{\varepsilon} = \frac{1}{\pi} \text{angle} \left\{ \left( \sum_{k=0}^{N-1} s^*(k) r(k + \hat{d}) \right) \left( \sum_{k=0}^{N-1} s^*(k + \frac{N}{2}) r(k + \frac{N}{2} + \hat{d}) \right) \right\} \quad (4-10)$$

$$\text{令 } E(\hat{d}) = \left( \sum_{k=0}^{N-1} s^*(k) r(k + \hat{d}) \right) \left( \sum_{k=0}^{N-1} s^*(k + \frac{N}{2}) r(k + \frac{N}{2} + \hat{d}) \right) = x_0 + j \cdot y_0 \text{ 则其使用}$$

CORDIC 算法向量模式求相角的流程为：

(1) 如果  $y_0 \geq 0$ ，将  $E(\hat{d})$  的相角顺时针旋转  $-\pi/2$ ，令  $a_0 = -1$ ，则旋转后的相角  $\varphi_1$  和其坐标  $(x_1, y_1)$  可表示为  $(\varphi_0 - \pi/2)$  和  $(y_0, -x_0)$ ；否则将  $E(\hat{d})$  的相角逆时针旋转  $\pi/2$ ，令  $a_0 = 1$ ，则旋转后的相角和其坐标可表示为  $(\varphi_0 + \pi/2)$  和  $(-y_0, x_0)$

(2) 如果  $y_1 \geq 0$ ，将  $\varphi_1$  的相角顺时针旋转  $-\arctan(1/2^0)$ ，令  $a_1 = -1$ ，则旋转后的相角  $\varphi_2$  和其坐标  $(x_2, y_2)$  可表示为  $(\varphi_1 - \arctan(1/2^0))$  和  $(x_1 + 1/2^0, y_1 - 1/2^0 x_1)$ ；否则将  $\varphi_1$  的相角逆时针旋转  $\arctan(1/2^0)$ ，令  $a_1 = 1$ ，则旋转后的相角  $\varphi_2$  和其坐标  $(x_2, y_2)$  可表示为  $(\varphi_1 + \arctan(1/2^0))$  和  $(x_1 - 1/2^0, y_1 + 1/2^0 x_1)$

(3) 如果  $y_{N-1} \geq 0$ ，将  $\varphi_{N-1}$  的相角顺时针旋转  $-\arctan(1/2^{N-2})$ ，令  $a_{N-1} = -1$ ，则旋转后的相角  $\varphi_N$  和其坐标  $(x_N, y_N)$  可表示为  $(\varphi_{N-1} - \arctan(1/2^{N-2}))$  和  $(x_{N-1} + 1/2^{N-2} y_{N-1}, y_{N-1} - 1/2^{N-2} x_{N-1})$ ；否则将  $\varphi_{N-1}$  的相角逆时针旋转  $\arctan(1/2^{N-2})$ ，令  $a_{N-1} = 1$ ，则旋转后的相角  $\varphi_N$  和其坐标  $(x_N, y_N)$  可表示为  $(\varphi_{N-1} + \arctan(1/2^{N-2}))$  和  $(x_{N-1} - 1/2^{N-2} y_{N-1}, y_{N-1} + 1/2^{N-2} x_{N-1})$ 。

(4) 第  $N$  迭代后可得  $E(\hat{d})$  的相角为  $\angle E(\hat{d}) = -(\pi/2 a_0 + \sum_{i=1}^{N-1} a_i \arctan 1/2^{i-1})$ 。

图 4-12 描述了 CORDIC 算法求频偏的 DSP 设计流程。其中每次迭代的坐标值由上次迭代值经过移位和加法来实现。每次旋转角度根据迭代次数在 Matlab 生成然后转换成定点数据存放在 DSP 的 ROM 中。

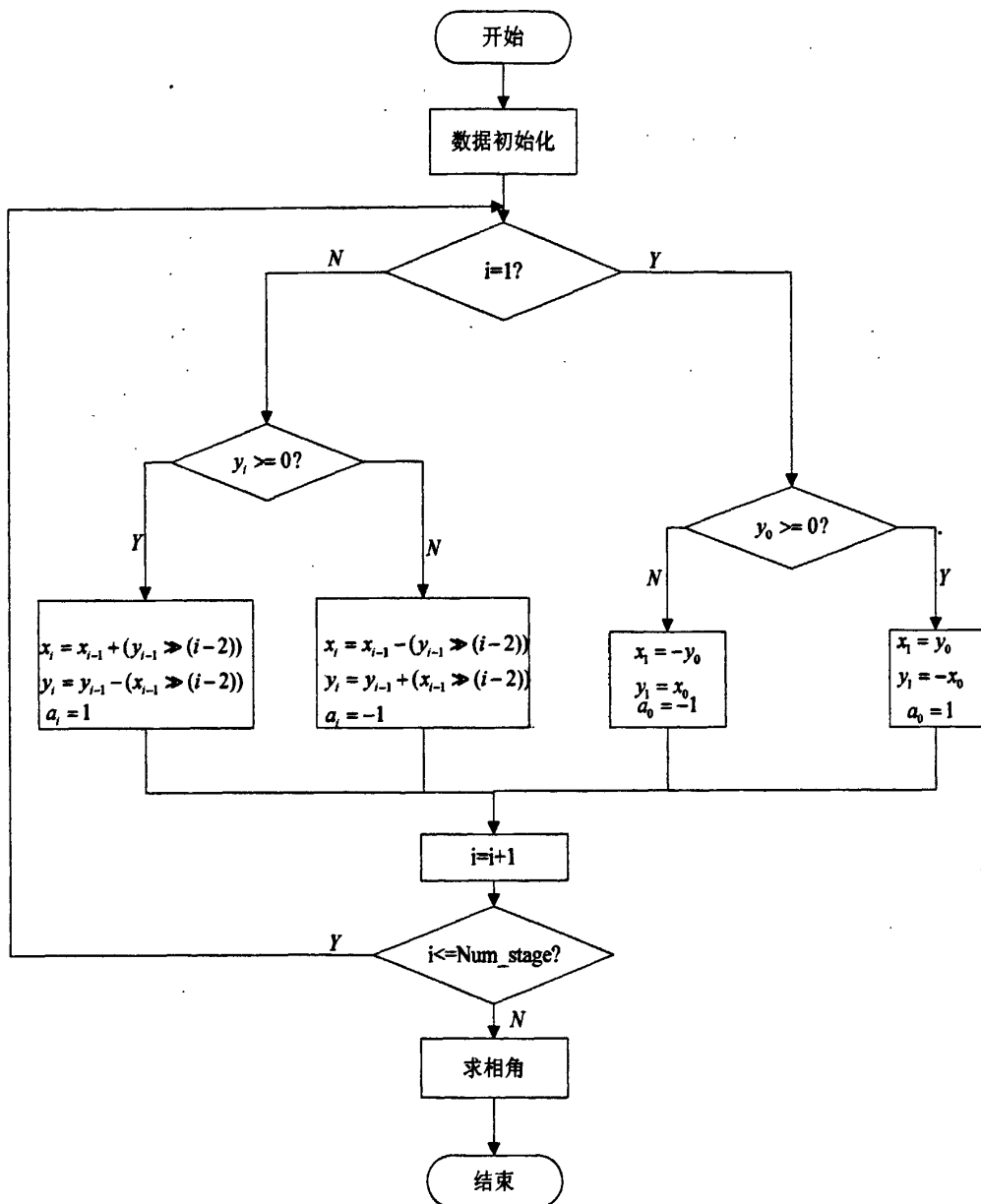


图 4-12 CORDIC 算法求相角的流程图

#### 4.2.4 频偏纠正模块

根据式(4-10)估计出来的频偏在接收端首先要根据  $r'(k) = r(k) \times e^{-j2\pi\hat{\epsilon}k/N}$  进行频率补偿，进行频偏纠正时可以根据频偏估计得出的相角值借助于查找表求出其正余值，然后进行复述乘法操作。为了进一步减少硬件开销，频偏纠正模块依然采用 CORDIC 算法求频偏的正余弦值。

CORDIC 算法的旋转模式是使得  $Z$  趋近于 0, 则经过  $n$  次迭代后的结果为

$$\begin{cases} x_n = \frac{1}{k}(x_0 \cos \theta - y_0 \sin \theta) \\ y_n = \frac{1}{k}(y_0 \cos \theta + x_0 \sin \theta) \\ z_n = 0 \end{cases} \quad (4-11)$$

由式(4-11)可以看出当  $y_0 = 0$ ,  $x_0 = k$  时, 可得

$$\begin{aligned} x_n &= \cos \theta \\ y_n &= \sin \theta \end{aligned} \quad (4-12)$$

因此可以使用 CORDIC 算法的旋转模式求得频偏的正余弦函数值, 其流程为

(1) 如果  $\theta > \pi/2$ , 初始的辅角  $z_0$  及其坐标  $(x_0, y_0)$  为  $\pi/2$  和  $(0, 1)$ ; 如果  $\theta < \pi/2$ , 初始的辅角  $z_0$  及其坐标  $(x_0, y_0)$  为  $-\pi/2$  和  $(0, -1)$ ; 否则  $z_0$  和  $(x_0, y_0)$  为 0 和  $(1, 0)$ 。

(2) 如果  $\theta > z_0$ , 第一次迭代后的辅角  $z_1$  和坐标  $(x_1, y_1)$  为  $z_0 - \pi/4$  和  $(x_0 + y_0, y_0 - x_0)$ ; 否则辅角  $z_1$  和坐标  $(x_1, y_1)$  为  $z_0 + \pi/4$  和  $(x_0 - y_0, y_0 + x_0)$

(3) 如果  $\theta > z_1$ , 第二次迭代后的辅角  $z_2$  和坐标  $(x_2, y_2)$  为  $z_1 - \arctan(1/2^1)$  和  $(x_1 + 1/2^1 y_1, y_1 - 1/2^1 x_1)$ ; 否则辅角  $z_1$  和坐标  $(x_1, y_1)$  为  $z_1 + \arctan(1/2^1)$  和  $(x_1 - 1/2^1 y_1, y_1 + 1/2^1 x_1)$

(4) 如果  $\theta > z_n$ , 第  $n$  次迭代后辅角  $z_n$  和坐标  $(x_n, y_n)$  为  $z_{n-1} - \arctan(1/2^{n-1})$  和  $(x_{n-1} + 1/2^{n-1} y_{n-1}, y_{n-1} - 1/2^{n-1} x_{n-1})$ ; 否则辅角  $z_1$  和坐标  $(x_1, y_1)$  为  $z_0 + \arctan(1/2^{n-1})$  和  $(x_{n-1} - 1/2^{n-1} y_{n-1}, y_{n-1} + 1/2^{n-1} x_{n-1})$

(5) 计算乘性因子  $k$ ,  $\cos \theta = kx_n$ ,  $\sin \theta = ky_n$ 。

令  $r(k) = I + jQ$ , 则按照  $\hat{I} = I \cos \theta - Q \sin \theta$ ,  $\hat{Q} = I \sin \theta + Q \cos \theta$  进行频偏补偿。

### 4.3 LTE 下行 OFDM 系统同步器仿真测试

本设计方案中主要变量分配及说明如表 4-1 所示。

表 4-1 主要变量分配及说明

变量名	字节数	说明
Slot_idx	1	时隙序号
Num_RB_Max	1	最大的资源块数
Symbol_idx	1	一个子帧内 OFDM 序号
Num_RB	1	实际使用的资源块数

续表 4-1 主要变量分配及说明

变量名	字节数	说明
Car_Per_RB	1	每个资源块中的子载波数
ModType	1	调制阶数
FFT_point	2	FFT 变换点数
CP_mode	2	CP 模式
Guard_point	2	插入的保护间隔数
Cell_ID	2	小区 ID
Flag	1	IFFT/FFT 标志
Scale_FFT	2	FFT 模块定标因子
ModMap	336	QPSK/16QAM/64QAM 映射 LUT 表
PSS_Local	372	3 组 PSS 频域序列
Phase_rads	416	Cordic 算法每次迭代角度
Twiddle_FFTstage	11904	FFT 蝶形变换旋转因子
Input_data	25200	输入数据

图 4-13 给出了测试程序进行编译时包括配置文件的编写, 即所编写的程序程序段和数据段的内存分配情况。如果不进行指定, 程序默认放置在 M2 内存中。

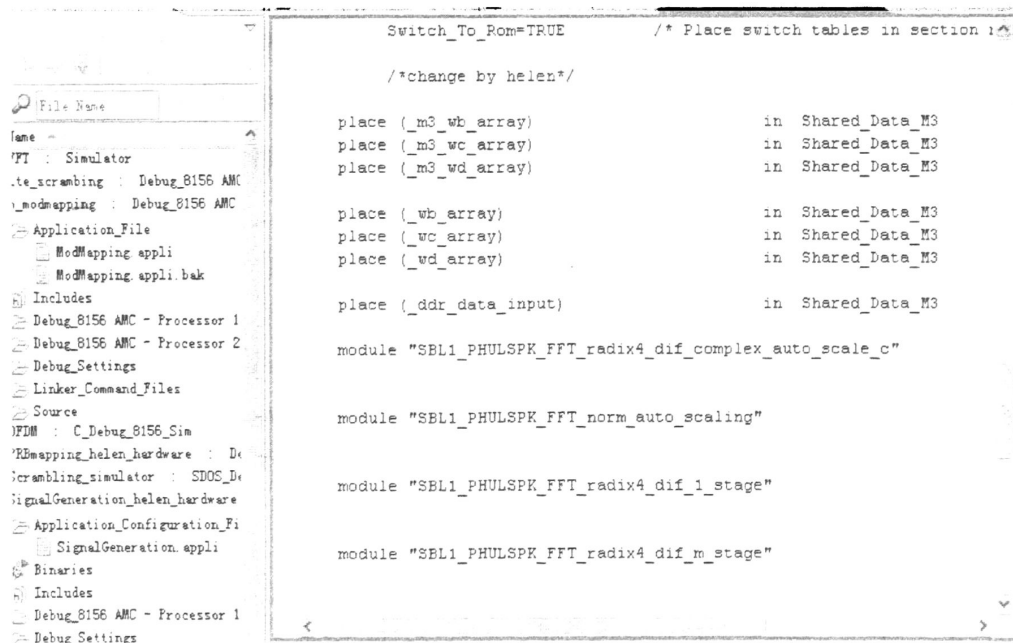


图 4-13 模块配置文件图



图 4-14 描述了使用自动化测试的脚本测试程序,在测试中可以使用手动测试和脚本自动测试。论文中使用的脚本语言为 TCL 脚本语言,测试环境为 debugshell。图 4-15 描述了在 simulator 模式下,程序的 debug 运行图。

```

set fft_size [lindex $TCL_FFTsize 0]

set num_guards [lindex $TCL_Number_Guards 0]

set cp_mode [lindex $TCL_CP_MODE 0]

set no_of_symb [lindex $TCL_No_Of_Symbols 0]

set gain_factor [lindex $TCL_Tx_Gain_Factor 0]

set SubFrId 0
while ($SubFrId < $NBSubFRAME) {

    set AntId 0
    while ($AntId < $nb_ant) {

        set SymbolId 0
        while ($SymbolId < $nb_symb) {

            set SymbolId_Dec [format "%02d" $SymbolId];
            set SymbolId [format "%02X" $SymbolId];
            set AntId [format "%02d" $AntId];
            set SubFrId [format "%02d" $SubFrId];
            set FrId [format "%02d" $FrId];

```

图 4-14 TCL 脚本测试图

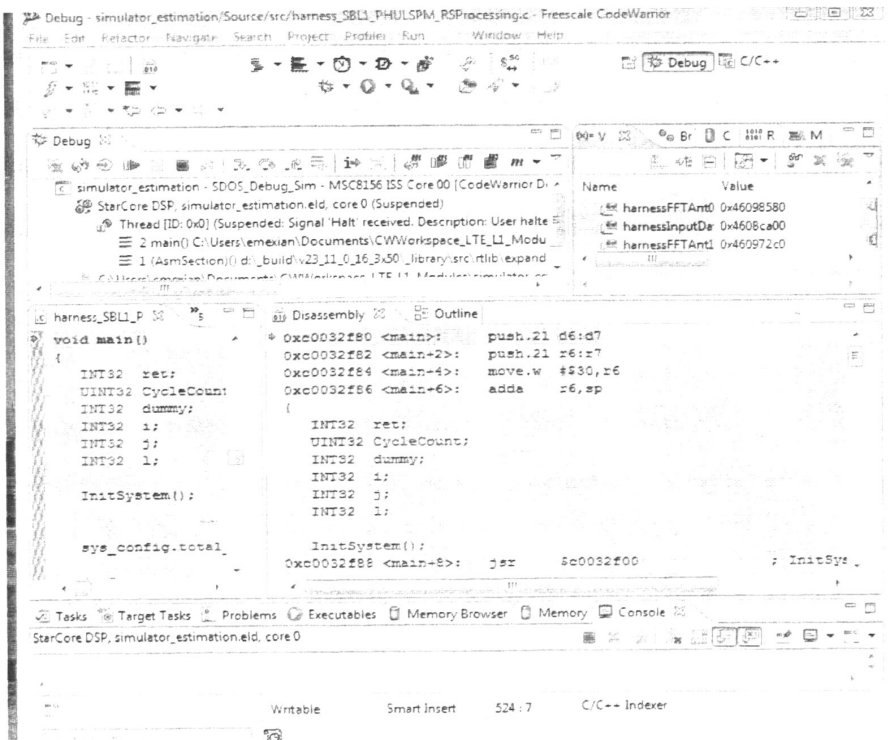


图 4-15 codewarrior 下 debug 图

图 4-16 给出了同步器粗小数频偏和细小数频偏定点和浮点性能曲线, 仿真条件: AWGN 信道, QPSK 调制, 20M 带宽, 常规 CP, 数据长度 6 个子帧长度。从图中可以看出定点算法和浮点算法有比较小的偏差, 这是由于再进行定点计算时, 由于字长问题, 截取数据造成的误差。

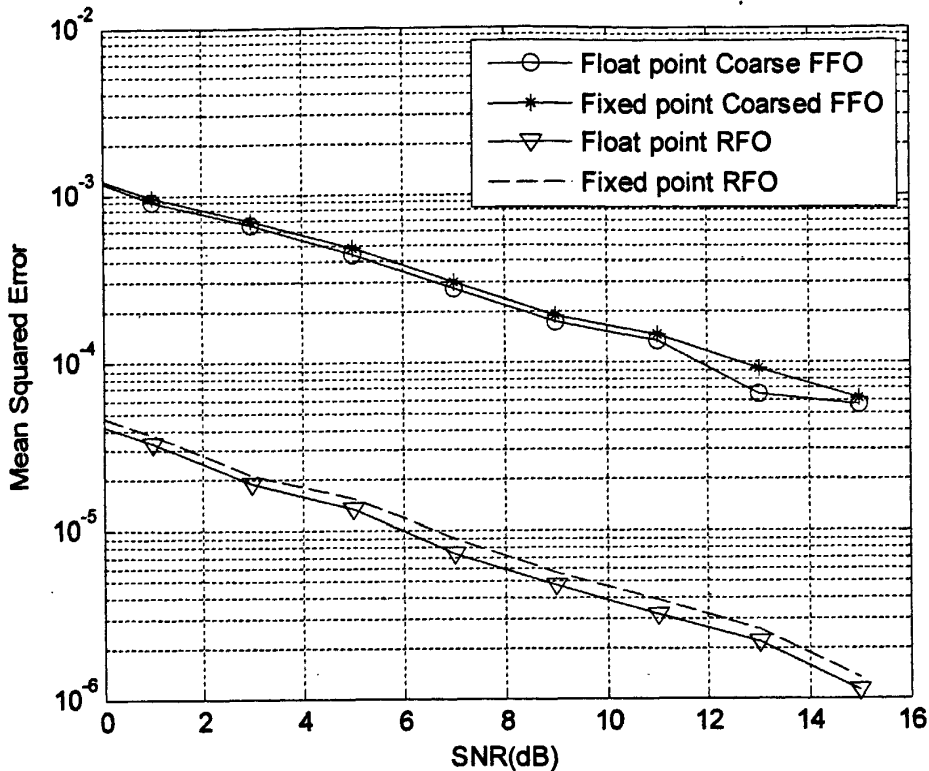


图 4-16 定点和浮点算法均方误差曲线

#### 4.4 小结

本章首先介绍了 MSC8156 DSP 芯片内部资源、SC3850 单核子系统及其相应的开发集成环境 (IDE)。接着介绍以 DSP 为载体的 LTE 下行 OFDM 系统同步器的设计。整个 DSP 测试模块包括发送端和接收端两部分, 其中小区参考信号序列采用了并行生成方法, 提高了运算速度, 频偏估计和补偿模块采用了 CORDIC 算法, 将复杂的运算变成了简单的移位和加法运算。最后, 本章给出了同步器的资源占用情况以及同步器的实际性能。

## 第 5 章 结论与展望

### 5.1 论文工作总结

论文的主要工作内容如下：

- 1) 介绍了 3GPP LTE 的关键技术及 OFDM 技术的基本原理及定时误差和载波频率偏差对 OFDM 系统的影响。
- 2) 介绍了几种常见的 OFDM 时频同步算法，包括盲同步和基于训练序列的同步方法，并从性能和复杂度两方面进行了比较。
- 3) 介绍了 LTE 下行帧结构及物理信号的生成方式及时频映射位置，包括同步信号和小区专用参考信号。在物理信号的基础上，给出了 LTE-OFDM 系统的同步方案，利用 PSS 良好的相关特性得到粗定时同步点，得到粗定时同步点后同样采用了 PSS 序列进行了粗小数频偏估计，然后利用参考符号得到精定时同步点和细小数频偏（残余频偏）的估计。
- 4) 在提出的 LTE-OFDM 同步方案的基础上，对其 DSP 同步器进行了设计，在论文中给出了同步器各个模块的设计原理，并在 AWGN 信道下进行了验证，最后给出了资源消耗表以及性能曲线图。

### 5.2 未来工作展望

论文仅对 LTE 下行 OFDM 系统的同步方案进行了讨论，给出了粗定时同步、精定时同步和粗频偏估计和残余频偏估计的同步方案，并进行了 DSP 的设计，由于时间和能力有限，本文对 LTE 同步方案的研究就先告一段落，后续工作包括以下几点：

- 1) 本文仅给出了 LTE 下行 OFDM 系统的同步方案，接下来重点讨论基于 LTE 的 MIMO-OFDM 系统的同步方案并进行 DSP 的设计。
- 2) 本文中的 LTE-OFDM 系统的定时同步和载波同步方案是在采样同步正确的前提下得到的，并没有对采样时钟同步进行讨论，接下来将采样时钟同步考虑进去来讨论此时的同步方案。
- 3) 本文中的 LTE-OFDM 方案是在没有整数频偏的情况下给出的，由于 PSS 相关算法对频偏的鲁棒性不好，还没有找出在大的整数频偏情况下比较好的定时算法，因此接下来重点是要找出对大的整数倍频偏鲁棒性比较好的定时同步算法。

## 致谢

本论文的撰写是在导师陈庆春教授的悉心指导下完成的，从论文的选题到论文的撰写过程中，陈老师给予了耐心的指导、提供了宝贵的建议。陈老师不仅在学习上对我进行了细心指导，而且对我生活上不良习惯提出了建议并协助我改正。陈老师品格高贵、学识渊博、治学严谨、工作勤奋、做任何事情都力求完美，这些优良品质深深的影响着我，为我日后的工作、学习树立了典范。在此，谨向陈老师及家人表达深深的感谢和诚挚的祝福。

在论文开题和论文撰写期间，还得到了杨勇同学和众位师兄弟的关心与帮助，因为你们的无私帮助，论文才得以顺利完成，谢谢你们！同时感谢，各位专家教授在百忙中抽空来对我的论文进行指导和评判。

最后，感谢我的父母和家人，他们含辛茹苦的养育了我，对我倾注了大量的心血。感谢所有的亲戚朋友，他们看着我长大，在成长中给我无数的鼓励和帮助。在此，深深的感谢他们，祝福他们身体健康。

## 参考文献

- [1] 沈嘉, 索士强, 全海洋等. 3GPP 长期演进(LTE) 技术原理与系统设计[M]. 北京: 人民邮电出版社, 2008, 231-240.
- [2] 陈哲, 张正江, 尹长川, 乐光新. B3G 技术演进与发展趋势[J]. 电信工程与标准化, 2008(12).
- [3] J.Zyren, "Overview of the 3GPP Long Term Evolution Physical Layer," Technical White Paper, Freescale Semiconductor, 2007.
- [4] 3GPP, "Technical specification group radio access network; (E-UTRA) and (E-UTRAN); overall description; stage 2," Tech. Rep., 2008. [Online]. Available: <http://www.3gpp.org/ftp/Specs/html-info/36300.htm>.
- [5] 沈嘉. 3GPP LTE物理层标准化最新进展, 移动通信, 2007(12).
- [6] Cimini, Jr. L. J. "Analysis and Simulation of a Digital Mobile Channel Using Orthogonal Frequency Division Multiplexing," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 33, No. 7, pp. 628-634, July 1985.
- [7] 3GPP TS36.211 v9.1.0, 3rd Generation Partnership Project. Evolved Universal Terrestrial Radio Access(E-UTRA) Physical Channels and Modulation [S]. Release 9, 2010.
- [8] T.M. Schmidl and D.c Cox, "Robust Frequency and Timing Synchronization for OFDM," *IEEE Trans. Commun.* , vol. 45, no. 12, pp.1613-1621, December 1997.
- [9] H. Minn, M. Zeng, and V.K.Bhargava, "A Robust Timing and frequency Synchronization for OFDM Systems," *IEEE Trans. Commun. Let*, vol. 4, pp.1536-1276, 2003.
- [10] B. Park, H. Cheon and D. Hong, "A Novel Timing Estimation Method for OFDM Systems," *IEEE Trans. Commun. Let*, pp. 269-273.
- [11] F. Tufvesson, T.Maseng, "Pilot assisted channel estimation for OFDM in mobile cellular systems," *IEEE VTC*, vol. 3, pp. 1639-1643, May 1997.
- [12] P. H. MOOSE, "A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction[J]." *IEEE Trans. Commun.*, vol. 42, pp. 2908-2914, October 1994.
- [13] Fredrik Tufvesson, Mike Faulkner, Ove Edfors. "Time and Frequency sychronization for OFDM using PN-sequency preambles," *Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference*, Amsterdam, The Netherlands, September 19-22, 1999, pp.2203-2207.
- [14] J.-J. van de Beek, M.Sandell, M.Isaksson, and Porjesson, "ML estimation of Time and Frequency Offset in OFDM Systems," *IEEE Trans. Commun.* , vol. 43, pp. 761-766, August 1997.
- [15] Donghoon Lee and Kyungwhoon Cheun, "Coarse Symbol Synchronization Algorithms for OFDM Systems in Multipath Channels," *IEEE Trans. Commun.* , vol. 6, pp. 446-448, October 2002.
- [16] Ronghong Mo, Yong Huat Chew, "A New Blind Joint Timing and Frequency Offset Estimator for OFDM Systems Over Multipath Fading Channels ," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 57, no. 5, pp. 2947-2957, September 2008.
- [17] Wen-Long Chin and Sau-Gee Chen, "A Blind Synchronizer For OFDM Systems Based on SINR Maximization in Multipath Fading channels," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 58, no. 2, pp.625-635, February 2009.
- [18] Shaodan Ma, Xinyue Pan, Guang-Hua Yang, and Tung-Sang Ng, "Blind Symbol Synchronization based on Cyclic Prefix for OFDM Systems," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 58, no. 4, pp. 1746-1751, May 2009.

- [19] H. Boleskei, "Blind estimation of symbol timing and carrier frequency offset in wireless OFDM systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol 49, no. 7, pp. 988-999, 2001.
- [20] T. Pollet, P. Spruyt, M. Moeneclaey, "The BER Performance of OFDM Systems using Non-Synchronized Sampling," *IEEE Global Telecommunications Conference*, pp. 253-257, 1994.
- [21] F. Classen, H. Meyr, "Frequency synchronization algorithms for OFDM systems suitable for communication over frequency selective fading channels. *IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 3, pp. 1655-1659, 1994.
- [22] Biao Chen, "Maximum likelihood estimation of OFDM carrier frequency," *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 9, no.4, pp.123-126, 2002.
- [23] M. Okada, S. Hara, S. Komaki, N. Morinaga, "Optimum Synchronization of orthogonal Multi-carrier Modulated Signals," *Proceedings IEEE PIMRC, TaiPei, Taiwan*, pp. 863-867, 1997.
- [24] M. Speth, S. Fechtel, G. Fock, and H. Meyr, "Optimum receiver design for wireless broadband systems using OFDM, Part I," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 47, pp. 1668-1677, Nov. 1999.
- [25] 3GPP TS36.104 v9.5.0, 3rd Generation Partnership Project. Evolved Universal Terrestrial Radio Access(E-UTRA) Base Station(BS) radio transmission and reception[S]. Release 9, 2010.
- [26] Konstantinos Manolakis, David Manuel Gutierrez Estevez, Volker Jungnickel, Wen Xu, and Christian Drewes, "A closed Concept for Synchronization and Cell Search in 3GPP LTE Systems," *IEEE WCNC 2009 proceedings*.
- [27] Shenbing Cai, Zhemin Duan, and Jing Jiang, "Methods of Time Offset Estimation and Performance Evaluation of Synchronization for 3GPP LTE Downlink," *Asia-Pacific Conference on Circuits, Communications and System*. 2009, pp. 135-138.
- [28] 盛源, 罗新民. LTE系统中小区搜索算法研究. *通信技术*.2009;42(3):90-92.
- [29] Yu Chen, Xiangming Wen, wei Zheng, and Xinqi Lin, "Symbol Timing Estimation and Sector Detection algorithm based on LTE TDD System," *Proceedings of IC-NIDC2009*.pp. 828-832.
- [30] 鲁立. TDD-LTE系统的小区搜索算法研究. 武汉理工大学硕士学位论文,2010.
- [31] M. Speth, S. Fechtel, G. Fock, and H. Meyr, "Optimum receiver design for OFDM-based broadband transmission. II. a case study," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 49, pp. 571-578, Apr 2001.
- [32] Q. Wang, C. Mehlhruer, and M. Rupp. "SNR optimized residual frequency offset compensation for WiMAX with throughput evaluation," in *Pro, 17th European Signal Processing Conference (EUSIPCO 2009)*, Glasgow, Scotland, Aug, 2009.
- [33] Tang Yan-bo, and Ge Wan-cheng. "A Symbol synchronization Algorithm based on Pseudo-superimposed Zadoff-Chu in Advanced-LTE," *Asia-Pacific Conference on Information Processing*. 2009.
- [34] Yingming Tsai, Guodong Zhang, Donald Grieco, and Fatih Ozluturk, "Cell search in 3GPP Long Term Evolution System," *IEEE Vehicular Technology Magazine*, pp. 23-29, Jun. 2007.
- [35] ETRI. Comparison of one-Sch and two-Sch schemes for EUTRA Cell, 3GPP R1-061117[R]. Shanghai:[s.n.],2006.
- [36] SHARP. Hybrid method of SCH symbol timing detection for E-UTRA cell search, 3GPP R1-061682[R]. Cannes:[s.n.],2006.
- [37] TEXAS Instruments. Primary SCH code design and performance, 3GPP R1-071469[R]. Saint Julians Malta:[s.n.], 2007.
- [38] PASCUA-LASERTE, VENTURA L M, NIWTO X, "Residual carrier frequency offset estimation and correction in OFDM MIMO systems[C]," *Proc of the 18<sup>th</sup> Annual IEEE*

*International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*. Athens:[s.n.], pp. 1-5, 2007.

- [39] SANDELL M, MCNAMARA D, PARKER S, "Frequency offset tracking for MIMO OFDM systems using pilots[c]," *Proc of IEEE Communications Society*. pp. 7-11, 2005.
- [40] 魏子恒, 李碧, 林土胜. 一种有效的LTE下行残留频偏估计方法. *计算机应用研究*. 2010; 27(6):2290-2293.
- [41] 郝金梅. LTE下行同步技术研究. 西安电子科技大学硕士学位论文, 2009.
- [42] Qi Wang, Christian Mehlhruer, and Markus Rupp, "Carrier Frequency Synchronization in the Downlink of 3GPP LTE," *2010 IEEE 21st International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications*. pp. 939-944.
- [43] 丰婧. 多径衰落信道下的OFDM定时同步算法的研究. 上海交通大学硕士学位论文, 2008.
- [44] D. Toumpakaris, J. Lee, and H. Lou, "Estimation of integer carrier frequency offset in OFDM systems based on maximum likelihood principle," *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 55, pp. 95-108, March 2009.
- [45] Freescale Semiconductor Corporation. SC3850 DSP Core Reference Manual, [www.freescale.com](http://www.freescale.com). 2009.
- [46] Freescale Semiconductor Corporation. MSC8156 SC3850 DSP Core Subsystem Reference Manual, [www.freescale.com](http://www.freescale.com). 2009.
- [47] Freescale Semiconductor Corporation. CodeWarrior Linker Control File(LCF) for MSC8156, [www.freescale.com](http://www.freescale.com). 2009.
- [48] Freescale Semiconductor Corporation. SC StarCore C Compiler Reference. [www.freescale.com](http://www.freescale.com). 2009.
- [49] J. Volder. "The CORDIC trigonometric computing technique," *IRE Trans. Electronic Computers*, 1959, EC-8(3): 334-334.
- [50] 车力, 党幼云. 基于CORDIC算法的正余旋函数的FPGA实现[J]. *西安工程大学学报*. 2010(6).
- [51] 梁芳. 反正切函数的VHDL实现[J]. *电脑知识与技术*. 2010(29).
- [52] 吴芝路, 任广辉, 赵雅琴, 汪海明. 基于CORDIC算法的DSP硬件设计方法研究[A]. *中国电子学会第七届学术年会论文集[C]*, 2001.
- [53] 王玉珂. 基于CORDIC算法的OFDM系统载波同步实现[J]. *电子元件应用*. 2009(8).

## 攻读硕士期间发表的论文及参与的科研项目

发表论文:

孟祥娟, 杨勇, 陈庆春. LTE-TDD 上行链路信道估计器的 DSP 设计与实现. IECT'2010.

参与科研项目:

LTE 基带链路平台的 DSP 设计与实现

---