

TD-LTE 系统下行 PDSCH 信道 EVM 测试研究

作者姓名 强敏娜 学校导师姓名、职称 任获荣副教授

领 域 仪器仪表工程 企业导师姓名、职称 王长明高级工程师

申请学位类别 工程硕士 提交学位论文日期 2014 年 12 月

学校代码 10701

学 号 1204122147

分 类 号 TN92

密 级 公开

西安电子科技大学

硕士学位论文

TD-LTE 系统下行 PDSCH 信道 EVM 测试研究

作者姓名：强敏娜

领 域：仪器仪表工程

学位类别：工程硕士

学校导师姓名、职称：任获荣副教授

企业导师姓名、职称：王长明高级工程师

提交日期：2014 年 12 月

The research on EVM test of PDSCH in TD-LTE system

A thesis submitted to
XIDIAN UNIVERSITY
in partial fulfillment of the requirements
for the degree of Master
in Instrument and Meter Engineering

By

Qiang min na

Supervisor: Ren huo rong Wang chang ming

December 2014

西安电子科技大学 学位论文独创性（或创新性）声明

秉承学校严谨的学风和优良的科学道德，本人声明所呈交的论文是我个人在导师指导下进行的研究工作及取得的研究成果。尽我所知，除了文中特别加以标注和致谢中所罗列的内容以外，论文中不包含其他人已经发表或撰写过的研究成果；也不包含为获得西安电子科技大学或其它教育机构的学位或证书而使用过的材料。与我一同工作的同志对本研究所做的任何贡献均已在论文中作了明确的说明并表示了谢意。

学位论文若有不实之处，本人承担一切法律责任。

本人签名：_____ 日 期：_____

西安电子科技大学 关于论文使用授权的说明

本人完全了解西安电子科技大学有关保留和使用学位论文的规定，即：研究生在校攻读学位期间论文工作的知识产权单位属于西安电子科技大学。学校有权保留送交论文的复印件，允许查阅、借阅论文；学校可以公布论文的全部或部分内容，允许采用影印、缩印或其它复制手段保存论文。同时本人保证，获得学位后结合学位论文研究成果撰写的文章，署名单位为西安电子科技大学。

保密的学位论文在____年解密后适用本授权书。

本人签名：_____ 导师签名：_____

日 期：_____ 日 期：_____

摘要

近年来我国无线通信发展迅速,从 2G 到 3G 蜂窝网络,同时又为了满足下一代无线移动宽带业务需求。从 90 年代开始, LTE 研究项目就被 3GPP (3rd Generation Partnership Project) 提出了。我国在 3G 标准 TD-SCDMA 之后,紧接着又提出了拥有自主产权的新一代移动通信技术 TD-LTE-Advanced (分长期演进)。截止到 2009 年 LTE 商用以来,由于其频谱配置的灵活性,使其得到了飞速的发展和广泛的传播,直到 2013 年底,中国已经开始正式发放 TD-LTE 牌照。TD-LTE-Advanced 已经成为了国际电联 ITU 的 4G 标准之一,得到了 3GPP、美国和欧洲许多移动通信公司的大力支持,比如美国的芯片厂商 marvell、高通,台湾的联发科等等。美国的 AT&T、日本的 NTN、韩国的 KT、中国移动以及爱立信、诺基亚、中兴、华为等电信设备制造商以及运营商明确表示了支持 TD-LTE。但是 TD-LTE 的基站和终端设备的研制才刚刚开始,性能的测试和验证需要一些专有的仪器。因此我们需要对 TD-LTE 的测试设备的原理和关键技术进行研究,有助于推动这个产业的进步和发展,具有很强的现实意义。

对于任何通信系统,发射机的发射质量好坏是整个通信系统的保证。EVM 是评估通信发射机发射信号质量的重要标准,一般通过在采样符号的 IQ 两个支路的采样值来完成。在发射机中,放大器、调制器、混频器以及功率放大器等器件的不理想都会影响 EVM 指标,造成发射质量的下降,影响通信系统的最终性能。

本文首先介绍了课题的研究背景和意义,介绍了 TD-LTE 系统的发展以及 EVM 的定义和目前该课题的研究状况,以及 TD-LTE 系统的技术特点和优势,重点阐述了 OFDM 技术的基础,特别是多载波系统和单载波系统的比较,OFDM 的循环前缀等关键技术。分类介绍了几种不同的物理信道以及 TD-LTE 系统的帧结构。给出了 3GPP 中的测试要求,从发射机的结构出发,分析了在 IQ 调制的过程中容易出现的各种失配因素,包括相位失配,直流失配以及幅度失配,从数学理论的角度,分析了 IQ 的相位失配在 QPSK 下的定量影响,定量分析了功率放大器的非线性对 EVM 的影响;给出了时频不同步对 EVM 指标的影响,研究了不同的接收机时间同步和载波同步方法。对于信道估计,比较了 LS、DFT 以及 MMSE 这三种信道估计算法的理论依据和性能曲线。针对 TD-LTE 下行链路,着重研究了物理下行共享信道(PDSCH Physical Downlink Shared Channel),结合 3GPP 标准规定的 EVM (误差向量幅度)值的计算方法,给出了通用的上行和下行信号 EVM 测试方案,详细给出了 EVM 测试的接收框图硬件结构,分析了测量误差。最后,在 MATLAB 仿真环境下,在不同的信噪比,对比了不同调制方式下的 EVM 值,

与 BER 进行了对比，仿真结果和理论相符合，具有一定的工程参考价值。

关键词：TD-LTE， PDSCH， OFDM， EVM 测试

论文类型：应用基础技术

ABSTRACT

Wireless communication has been developing rapidly in China in recent years, from 2G to 3G cellular networks. In order to meet the demand of wireless mobile broadband services in next generation, 3GPP (3rd Generation Partnership Project) launched the LTE (Long Term Evolution) research project. TD-LTE-Advanced (time division long term evolution) is proposed by China with independent property rights of the new generation mobile communication technology after TD-SCDMA. By 2009, due to its flexibility of spectrum allocation, LTE obtained the rapid development and wide spread. Until the end of 2013, China has begun the TD-SCDMA LTE formally awarded. The TD-SCDMA LTE - Advanced has become one of the 4G standard of ITU, obtained the 3GPP and widespread support from the United States and Europe many communications companies, such as the chip maker marvell, qualcomm, mediatek in Taiwan and so on. AT&T in the United States, Japan NTT, South Korea's KT, China mobile and Ericsson, nokia, zte, huawei and other equipment manufacturers and operators have said that they would support for TD - LTE. But the TD-SCDMA LTE base station and terminal equipment of the research has just begun, performance testing and verification needs some proprietary equipment. So we need research TD-SCDMA LTE test equipment to study the principle and key technology, promotes the progress, and development of the industry, which has strong practical significance.

For any communication system, transmitter transmitting quality is the entire communication system guarantee. EVM entry is an important standard of evaluation communication transmitter signal quality, usually computed by two branches in sampling symbol of IQ samples values. In the transmitter, amplifier, modulator, mixer, power amplifier device's distortion will affect the EVM entry index, caused a drop in the quality of transmitter, influence the final performance of communication system.

This paper first introduces the research background and significance of the development of TD-SCDMA LTE system and the definition of EVM entry and current research state of the subject, as well as the TD-SCDMA LTE system System technical characteristics and advantages, focused on the basis of OFDM technology, especially the comparison of the multiple carrier system and single carrier system, cyclic prefix of

OFDM. This paper introduces several kinds of different physical channel and the td-scdma LTE system frame structure. Given the RF test requirements in the 3GPP, in this article, starting from the structure of the transmitter IQ modulation prone to all kinds of mismatch in the process of factors, including the phase mismatch, DC distortion and amplitude mismatch, from the perspective of mathematical theory, analyzed the IQ branch Impact. Analyzes the phase mismatch of IQ in the quantitative influence under QPSK, quantitative analysis of the effects of nonlinear power amplifier to EVM entry; analyze the Time and frequency's effect, and research different receiver time synchronization and carrier wave synchronization method. For channel estimation, compared the LS, DFT and MMSE. For td-scdma LTE Downlink link, this paper studies the Physical Downlink Shared channel (PDSCH, Physical Downlink Shared Channel), combined with the 3 GPP standards of EVM (error vector magnitude) value calculation method, gives the general uplink and downlink signal EVM test solution, give details The receiving block diagram of hardware structure of EVM test, analyzed the error of measurement. Finally, do simulation in MATLAB platform, in different SNR, compared the different modulation mode EVM entry value, and BER are compared, the results of simulation and theory, have certain reference value in engineering.

Keywords: TD-LTE, PDSCH, OFDM, EVM test

Type of Dissertation: Applied Basic Technology

插图索引

图 1.1 误差矢量信号定义示意图.....	2
图 2.1 帧结构.....	8
图 2.2 单载波模型.....	12
图 2.3 多载波模型.....	13
图 2.4 OFDM 系统中子信道符号的频谱	14
图 2.5 OFDM 基本原理 IFFT/FFT 实现.....	17
图 2.6 IQ 失配的星座图	17
图 2.7 DC 失配的星座图	18
图 2.8 QAM16 信号在噪声下的星座图	19
图 2.9 不同的 SNR 下 EVM 的 rms 和 Peak	19
图 2.10 通信发射机测试项目	20
图 2.11 常用测试连接方法.....	21
图 3.1 相位旋转量，横坐标为子载波序号.....	24
图 3.2 PSS 信号的实部和虚部	24
图 3.3 Zadoff 信号自相关峰.....	24
图 3.4 载波同步与载波不同步情况的示意图.....	26
图 3.5 OFDM 通信系统框图	27
图 3.6 不同载波估计下的 MSE 性能	30
图 3.7 基于 DFT 算法的 OFDM 系统模型.....	32
图 3.8 等效平行高斯信道模型.....	32
图 3.9 DFT 信道估计算法框图	34
图 3.10 信道估计提高系统性能.....	36
图 3.11 信道估计算法性能比较.....	36
图 3.12 信道估计误差比较.....	37
图 4.1 上行 EVM 测试方案.....	39
图 4.2 下行 EVM 测试方案.....	40

图 4.3 参考信号重建过程.....	41
图 4.4 下行接收端基带处理流程.....	41
图 4.5 同步模块逻辑处理流程.....	42
图 4.6 同步、串并转换、去 CP 模块硬件框图.....	42
图 4.7 信道估计模块处理逻辑.....	43
图 4.8 FFT、信道估计、信道均衡模块硬件框图.....	44
图 4.9 下行接收端链路硬件实现结构参考设计.....	44
图 5.1 QPSK 调制下相位失配影响	47
图 5.2 QPSK 调制下增益失配影响	47
图 5.3 QPSK 调制下直流偏置影响	47
图 5.4 QPSK 调制下 EVM 与 SNR 关系.....	47
图 5.5 16QAM 调制下相位失配影响	48
图 5.6 16QAM 调制下增益失配影响	48
图 5.7 16QAM 调制下直流偏置影响	48
图 5.8 16QAM 调制下 EVM 与 SNR 关系.....	48
图 5.9 16QAM 调制下相位失配影响	48
图 5.10 64QAM 调制下增益失配影响	48
图 5.11 64QAM 调制下直流偏置影响	49
图 5.12 64QAM 调制下 EVM 与 SNR 关系.....	49
图 5.13 QPSK 的 ber 和 EVM 性能	49
图 5.14 16QAM 的 ber 和 EVM 性能	50
图 5.15 64QAM 的 EVM 和 ber 性能	50

表格索引

表 2.1 PDCCH 信道的格式	10
表 2.2 各种调试方式下的 EVM 要求.....	21
表 2.3 中国移动的 TD-LTE 测试规范	21
表 3.1 几种估计算法的性能比较.....	37
表 5.1 EVM 相位失配影响.....	49
表 5.2 不同调制方式下对 SNR 的要求.....	50

符号对照表

符号	符号名称
R	参考信号
Z	测量信号
T_g	保护间隔
T_s	符号周期
W	总带宽
N	子信道总数
T	符号周期
f_c	载波频率
d_i	子信道数据符号
τ_{\max}	最大时延扩展
G	增益失配
μ	互相关系数
σ^2	平均功率
K	子载波序号
δ	时间误差
$p(t)$	冲激响应
Δf	频率误差
N_g	保护间隔长度
λ	时延参数
τ_i	第 i 径时延量
$\omega(n)$	加性高斯白噪声
$g(t)$	信道
R_{HH}	信道相关矩阵

缩略语对照表

缩略语	英文全称	中文对照
3G	3rd Generation	第三代
4G	4rd Generation	第四代
3GPP	3rd Generation Partnership Project	第三代合作伙伴计划
ADC	Analogue to Digital Converter	模数转换器
BER	Bit Error Rate	误比特率
CDMA	Code Division Multiple Access	码分多址
CFO	Carrier Frequency Offset	载波频偏
CP	Cyclic Prefix	循环前缀
CRC	Cyclic Redundancy Check	循环冗余校验
DC	Direct Current	直流
DFT	Discrete Fourier Transform	离散傅里叶变换
DM-RS	Demodulation RS	解调参考信号
DwPTS	Downlink Pilot TimeSlot	下行导频时隙
eNB	evolved NodeB	演进 NodeB
EVM	Error Vector Magnitude	误差矢量幅度
FDD	Frequency Division Duplex	频分双工
FFT	Fast Fourier Transform	快速傅里叶变换
GP	Guard Period	保护间隔
GSM	Global System for Mobile communication	全球移动通信系统
ICI	InterCarrier Interference	载波间干扰
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform	快速傅里叶逆变换
IP	Internet Portocol	互联网协议
ISI	InterSymbol Interference	符号间干扰
ITU	International Telecommunication Union	国际电信联盟
LS	Least Squares	最小二乘法
LTE	Long Term Evolution	长期演进
MBSFN	Multimedia Broadcast Single Frenquency Network	多媒体广播单频网
MIMO	Multiple Input Multiple Output	多输入多输出
MMSE	Minimum MSE	最小 MSE

MSE	Minimun Squared Error	最小均方误差
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing	正交频分复用
OFDMA	Orthogonal Frequency Division Multiple Access	正交频分复用多址接入
PBCH	Physical Broadcast CHannel	物理广播信道
PCFICH	Physical Control Format Indicator CHannel	物理控制格式指示信道
PDCCH	Physical Downlink Control CHannel	物理下行控制信道
PDSCH	Physical Downlink Shared CHannel	物理下行共享信道
PHICH	Physical Hybrid ARQ Indicator CHannel	物理混合 ARQ 指示信道
PMCH	Physical Multicast CHannel	物理多播信道
PRACH	Physical Random Access CHannel	物理随机接入信道
PSS	Primary Synchronization Signal	主同步信号
QAM	Quadrature Amplitude Modulation	正交幅度调制
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying	正交相移键控
RB	Resource Block	资源块
RE	Resource Element	资源粒子
SC-FDMA	Single-Carrier Frequency Division Multiple Access	单载波频分多址
SNR	Signal-to-Noise Ratio	信噪比
SSS	Secondary Synchronization Signal	次同步信号
TD-SCDMA	Time Division Synchronous Code Division Multiple Access	时分同步码分多址
UE	User Equipment	用户设备
UpPTS	Uplink Pilot TimeSlot	上行导频时隙
WCDMA	Wideband Code Division Multiple Access	宽带码分多址
WLAN	Wireless Local Area Network	无线局域网

目录

摘要.....	I
ABSTRACT.....	III
插图索引.....	V
表格索引.....	VII
符号对照表.....	IX
缩略语对照表.....	XI
目录.....	XIII
第一章 绪论.....	1
1.1 研究背景.....	1
1.2 研究目的和意义.....	3
1.3 本文主要研究内容与结构安排.....	4
1.3.1 本文主要研究内容.....	4
1.3.2 本文结构安排.....	4
第二章 基础理论.....	5
2.1 TD-LTE 系统介绍.....	5
2.2 TD-LTE 信号的帧结构.....	7
2.3 物理信道介绍.....	8
2.4 OFDM 技术基础.....	11
2.4.1 多载波与单载波通信系统.....	12
2.4.2 OFDM 时域信号模型.....	13
2.4.3 OFDM 的 DFT 实现.....	14
2.4.4 OFDM 的保护间隔与循环前缀.....	16
2.5 EVM 影响因素分析.....	16
2.5.1 IQ 失配（幅度、相位、直流分量）分析.....	17
2.5.2 噪声分析.....	18
2.5.3 功放影响.....	19
2.6 TD-LTE 系统指标测试要求.....	19
2.7 本章小结.....	22
第三章 时间频率同步与均衡算法.....	23
3.1 时间偏移对 EVM 影响.....	23
3.2 时间同步算法.....	24

3.3 频率偏移对 EVM 影响	25
3.4 频率同步算法	28
3.4.1 基于循环前缀的算法	28
3.4.2 基于训练符号的算法	29
3.4.3 基于频率的同步算法	29
3.5 信道均衡算法	31
3.5.1 LS 算法	31
3.5.2 基于 DFT 的信道估计算法	32
3.5.3 MMSE 算法	35
3.5.4 信道估计算法仿真	32
3.6 本章小结	37
第四章 共享信道 EVM 测试	39
4.1 上行共享信道 EVM 测试方法	39
4.2 下行测试方案与系统框图	40
4.3 EVM 测试接收框图	41
4.4 测试方案误差分析	44
4.5 本章小结	45
第五章 EVM 测试仿真	47
5.1 EVM 影响因素仿真	47
5.2 下行共享信道 EVM 仿真	49
5.3 本章小结	51
第六章 总结	53
6.1 总结	53
6.2 展望	53
参考文献	55
致谢	59
作者简介	61

第一章 绪论

伴随着社会和经济的快速发展,人们对通信系统的要求也越来越高。通信系统已经成为人们生活中的重要一个部分,这些需求也促使通信学科和产业不断发展。第三代协作项目(Third Generation Partnership Project,3GPP)从2004年开始研究长期演进(Long Term Evolution, LTE)技术^[1],并于2008年发布Release8标准。LTE被通信业界俗称为3.9G,也就是3G到4G的一个过渡阶段,而不像外界所流传的4G技术,严格意义上来说,是“准4G”技术。所以,LTE是3G技术的一次“演进”(Evolution),被公认为是2010到2020年能满足移动通信需求的先进技术。它的主要目的是提高数据传输率,降低系统的时延,扩大覆盖范围,增加系统容量,降低成本。在技术飞速发展的今天,人们还在找寻和追求更快、更好、更安全的地面通信系统,以满足不断出现的新的需求。在这个基础上,LTE和LTE-A技术应运而生。3GPP的长期演进LTE(Long term evolution),它的核心是基于OFDM(正交频分复用)技术和MIMO(多输入多输出天线技术)等新兴技术,被认为和4G非常接近的标准。LTE-A则远远超出了4G的技术指标,带来新技术进入了新的里程,为人类的生产生活提供了更多的便利。

1.1 研究背景

在我国提出了TD-SCDMA技术之后,又提出了具有自主知识产权的新一代移动技术,TD-LTE-advanced。这个标准建立在TD-SCDMA的技术之上,体现了我国在新一代宽带无线领域的技术发展和成果。

现在,TD-LTE-Advanced已经成为了国际电联ITU的4G标准之一,得到了3GPP,美国和欧洲很多通信公司的广泛支持,比如美国的芯片厂商marvell、高通,台湾的联发科等等。美国的AT&T、日本的NTN、韩国的KT、中国移动以及爱立信、诺基亚、中兴、华为等电信设备制造商以及运营商明确表示了支持TD-LTE。在4G标准的制定过程中,面对其他技术的挑战,TD-LTE获得了充分的讨论和研究,被认为是一个成熟的、全面的系统的体系。相对于FDD-LTE,TD-LTE具有一定的优点,特别适合于上下行数据不对称的应用。我国积极推进相关产业发展,全力推动TD-LTE-Advanced在世界范围内的推广和应用。随着LTE技术的逐渐成熟,国内外主流的移动通信厂商都开始了开发LTE系统产品的进程。

对于任何通信系统,发射机的发射质量好坏是整个通信系统的保证。全面反映信号的幅度和相位误差的误差矢量幅度被提出来了,称为EVM^[2](Error Vector

Magnitude), 这个指标直接反映了测量信号和参考信号之间的误差。在星座图上, 我们通过评估测量信号矢量和参考信号矢量的误差, 在调制域进行测量并且分析设计中的一些缺陷和问题, 有助于我们进行系统调试, 原理如下图所示:

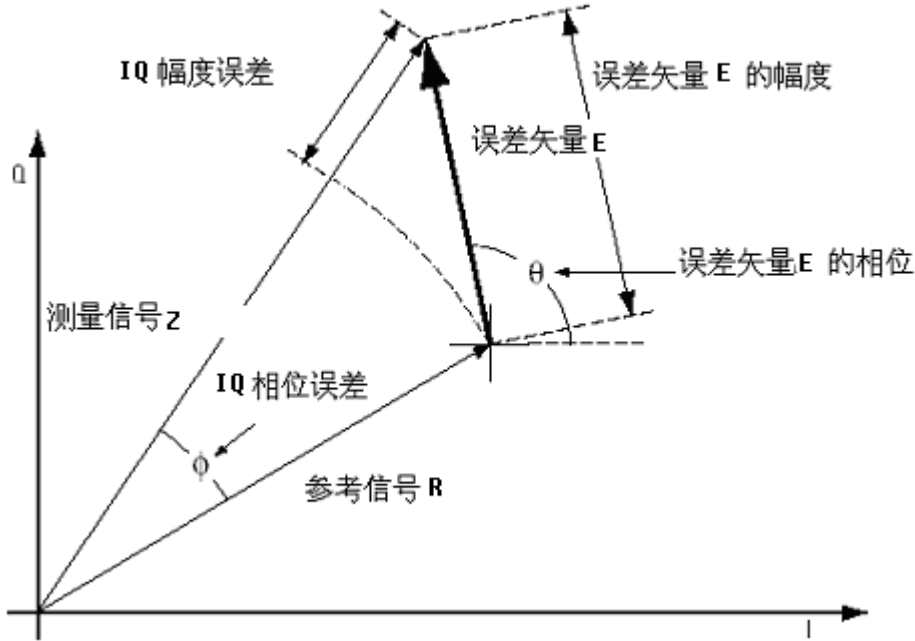


图 1.1 误差矢量信号定义示意图

EVM 是评估通信发射机发射信号质量的重要标准, 一般通过在采样符号的 IQ 两个支路的采样值来完成。定义误差矢量的平均功率与参考信号矢量的平均功率比值的平方根为 EVM, 通常用百分号的形式来表达。如果我们假定 R 为参考信号, 而 Z 是测量信号, 那么我们可以获得如下的 EVM 的计算公式^[3]:

$$EVM = \frac{RMS(|E|)}{RMS(|R|)} = \frac{RMS(|Z - R|)}{RMS(|R|)} \times 100\% \quad (1-1)$$

在这个公式中, 测量得到的信号 Z 表示的是实际测试获得的发射机的信号。R 是参考信号, 是用理想的接收机并且通过离线的解调和调制得到的标准信号。获得的测试信号和参考信号都需要经过载波补偿、相位补偿以及采样时钟的修正。否则无法获得准确的 EVM 的测试值。

通常在一个给定的时刻, EVM 表征的是理想的无误差基准信号与实际发射信号的矢量差, 它可以很好地反映出通信系统发射机的数字调制质量, 用来表征系统调制质量的参数。在 LTE 的上下行传输中, 可以采用不同的调制方式, 比如 QPSK, 这种方式把 01 等比特数据映射到四个不同的相位上, 是一种相位调制方法。还可以使用 16QAM 或者 64QAM, 这两种的星座点比较集中, 对接收的 SNR

要求比较高,但是数据传输效率比较高。

相位误差和频偏不能准确地反映通信设备发射机的调制质量,因为参考信号和理想信号之间的幅度也存在误差,因此需要一种能准确衡量幅度和相位误差的指标来指示测量信号和标准测试信号之间的误差,于是作为衡量 LTE 调制质量一项重要指标,矢量幅度误差 EVM 指标被提出了。在实际的测量过程中, IQ 的不平衡(幅度相位以及载波泄露等等),这会导致 EVM 计算有一定的偏差。所以在进行 EVM 测量之前准确地进行时间的同步和载波偏差的消除,这是准确测量 EVM 的前提和基础。

目前,国内外学者在对 EVM 测量方面都做了一些研究^[2,4~13],例如 2009 年的 Hisham A.Mahmoud and Huseyin Arslan 学者,他们针对 Nondata-Aided Receivers 系统进行了 EVM 研究^[2];2011 年 Laurent Noel and Philippe Brousse 学者,将 EVM 应用到无线传输系统 WCDMA 中^[5];近年,一些国内学者也在 EVM 上做了研究,比较突出的是李小文、陈发堂等学者,文献[4~13]都是最新的 LTE 系统中进行了研究,但是,对于信号在传输过程中由于相位噪声、相位不平衡、信道加性高斯噪声等因素造成的测量信号失真导致 EVM 值不准确的问题^[14],还没有很好的解决。因此,准确有效地分析量化 EVM 指标对发射机的生产和研发以及通信系统质量的保证有着及其重要的作用^[15]。

1.2 研究目的和意义

测试作为 TD-LTE 整个产业链中的一环,位于产业链的上游,是验证产品能否步入市场并具备商用水平,是保障产业链完整、提升产业化的可靠性的关键的手段^[16]。所以在开发设计过程中, EVM 是一个很有价值的指标,一般用来评估发射机发射信号的质量,避免了用多个参数来表征发送射频信号, EVM 越大说明信号受噪声或者畸变越大,接收端恢复出的信号的误差也就越大,反之则干扰小,信号误差小^[6]。本文主要针对 LTE 下行链路,根据 3GPP 协议标准^[17,18]规定的 EVM (误差向量幅度)值的计算方法,在 matlab 环境下分析影响 EVM 值的不同因素,并对比了不同调制方式下的 EVM 值,与 BER 进行了对比。

EVM 是衡量调制信号质量的一种指标,它不仅仅针对 LTE 系统,像雷达、WLAN 信号中都可以使用 EVM 来衡量信号质量。随着通信行业的快速发展,对于发送信号发送质量的要求越来越高,那如何保证发送质量的好坏,这就是本文想解决的问题,本文将从 EVM 的测量方法、影响因素,以及跟 BER 的对比等几个方面出发,研究 EVM。无线通信的快速发展,需要很多测试仪器来进行更好的测量, EVM 测量可能只是其中一个很小的模块,还是很希望把这小小的模块仿真好,从而为将来进行测试仪器的研究打好基础,为通信产业贡献力量。

1.3 本文主要研究内容与结构安排

1.3.1 本文主要研究内容

本文主要针对 TD-LTE 下行 PDSCH 的 EVM 测试进行了研究。EVM 测量是通信系统发射机测试的重要指标，是评价发射质量的重要标准。EVM 指标的好坏影响了这个通信系统的整体性能，必须控制在一定范围以内。TD-LTE 标准中对发射机的 EVM 指标在不同的调制方式下作了不同的规定。本文介绍了 TD-LTE 系统和 EVM 指标的定义和影响因素，分析了射频器件中的相位不平衡、幅度不平衡以及增益失配对 EVM 指标的影响；论述了通用的下行信号 EVM 测试方案，分析了误差，重点介绍了同步以及频偏估计以及信道估计等算法，对相关的算法进行了分析和阐述。本文从实际工程角度出发，研究了发射机测试中的 EVM 测试技术，在当前 4G 技术大发展的时期，具有重要的实际意义。

1.3.2 本文结构安排

本文分为六章，各章具体安排如下：

第一章：介绍课题的研究背景和意义，介绍了 TD-LTE 系统的发展以及 EVM 的定义，介绍了目前该课题的研究状况，介绍了整个论文的内容和章节安排。

第二章：介绍了 TD-LTE 系统的技术特点和优势，重点阐述了 OFDM 技术的基础，分类介绍了几种不同的物理信道以及 TD-LTE 系统的帧结构。给出了 3GPP 中的射频测试要求。从发射机的结构出发，分析了在 IQ 调制的过程中容易出现各种失配因素，包括相位失配，直流失配以及幅度失配，从数学理论的角度，分析了对 IQ 支路的影响。分析了 IQ 的相位失配在 QPSK 下的定量影响。数学定量分析了功率放大器的非线性对 EVM 的影响。

第三章：时频同步是 OFDM 信号接收的基准。本章评估了在不同的时间和频率误差的情况下，对 EVM 的影响。介绍了不同的时间同步和频率同步的方法，论述了原理和性能。在信道估计上，重点比较了基于 LS、DFT 以及 MMSE 算法的不同性能。

第四章：在 TD-LTE 的认识上，给出了基站下行链路 EVM 的测量方法和算法，通过仿真的形式验证了算法的可行性，分析了误差来源。

第五章：在不同的调制方式下，以 matlab 仿真工具为基础，仿真了各种失配对 EVM 的影响，具体包括直流偏置影响、IQ 相位失配以及幅度失配。以 PDSCH 为例，仿真了不同的 EVM 条件下，通信系统的性能指标，给出了定量分析。

第六章：总结本文研究内容，并对未来工作进行展望。

第二章 基础理论

2.1 TD-LTE 系统介绍

以 OFDMA 多址接入和多天线为主要技术的 LTE 将使用一些和 3G 技术不同的技术。4G 将使用核心技术,对此专家和业内人士并没有太大的争议。主要有以下几种技术。

1. 正交频分复用 (OFDM) 技术

在无线环境中, OFDM 作为一种高速传输技术,其主要思想是在频率域的一个给定信道分成许多正交的通道,每个通道上使用的子载波的调制,各子载波并行传输。虽然总的信道不是平坦的,具有频率选择性,但每个通道是相对平坦的,在每个频道是一个窄带传输,信号带宽小于信道的带宽,因此。OFDM 技术具有的优点是,可以减少或消除信号波形间的干扰,多径衰落和多普勒频移不敏感,可以提高频谱利用率,可以实现低成本的单波段接收机^[19]。

2. 软件无线电技术

软件无线电技术,是通过可编程软件或者硬件把无线通信的功能实现的一种技术,使得成为一种更多工作频段,工作方式,信号传输和处理广播系统。同时,可以说,是一种软件实现物理无线通信模式之间的链接的通信方式。

3. 智能天线技术

智能天线不仅可以提高传输容量,还可以改善信号的质量,它应用数字信号处理技术以及空间定向天线等技术,使得天线的主瓣指向用户,旁瓣指向干扰信号,这种技术是未来移动技术的关键技术之一。通过这种方式,我们可以利用移动用户信号并消除或抑制外部的干扰信号^[20]。

4. 多输入多输出 (MIMO) 技术

发射和接收天线的空间分集技术我们称为 MIMO 技术。这种技术采用多个分布式天线,可以有效地分解通信链路的许多并行的子信道,通过这样的方式来提高能力。在无线信道的功率带宽的限制, MIMO 技术可以实现高数据速率,是提高系统的容量和提高传输质量的一种空间分集技术。

5. 基于 IP 的核心网

4G 移动通信系统核心网络是一个基于 IP 的网络,可以实现不同的网络之间的无缝连接^[21]。无线接入核心网络的独立于具体的、可以提供端到端的 IP 服务,核心网络和 PSTN 兼容现有的。核心网络具有开放架构,可以允许不同的空中接口访问核心网络;与此同时,核心网络可以单独的业务、控制和传输。使用 IP 后,无线接入与核心网络,在链路层是独立的。IP 是兼容多种无线接入协议,所以它

有极大的灵活性,在核心网络的设计,不需要考虑是否采用方法和无线访问协议。

2G、3G 对人们的生活如果说还不是里程碑式的,那么现在的 4G 通信则是给了我们真正的自由沟通,彻底改变了我们的生产生活方式,甚至于社会。4G 通信的主要特征如下:

1、更快速度的通信

由于人们研究 4G 通信的最初目的就是提高蜂窝电话和其他移动装置无线访问 Internet 的速率,因此 4G 通信给人印象最深刻的特征莫过于它具有更快的无线通信速度^[19]。我们从通信系统的传输速率的角度看,第一代模拟式“大哥大”仅提供话音服务,也就是语音通话的功能;而到了第二代数字移动通信系统 GSM,我们可以发送短信息也可以享受到上网服务,但是传输速率也只有 9.6Kbps,最高也仅仅只有 32Kbps;而到了第三代系统,它的数据传输速率大约可以达到 2Mbps;按照目前的技术水平,专家则预估,第四代移动通信系统可以达到高达 100Mbps 速度传输无线信息,这种传输速度会相当于第二代数字移动系统的 1 万左右。

2、网络频谱更宽

4G 技术的业内专家说,4G 信道会占有百兆的频带宽度,这个宽度这相当第三代通信 W-CDMA 技术的 20 倍。要想使 4G 通信达到 100Mbps 的传输,4G 网络在通信带宽上比 3G 网络的蜂窝系统的带宽高出许多,通信营运商必须在 3G 通信网络的基础上,进行大幅度的改造和研究,进行系统的升级换代。

3、通信更加灵活

从严格的意义上讲,4G 手机功能,不能简单地归类为“电话”的类别,毕竟,传输语音信息只是 4G 手机的功能之一,因此未来 4G 手机更应该被视为一个小电脑,和 4G 手机的外观和风格,将会有更多惊人的突破,人们可以想象一下,眼镜,手表,化妆品盒,旅行鞋,为了方便和个性为前提,任何一个可以看到的物品是你可能成为 4G 终端,但人们也不知道如何称呼它。未来 4G 通信使人们不仅可以随时随地可能的通信,你可以下载数据的双向传输,照片,图片,当然你可以和从未见过一个陌生人在线联机战斗游戏。

4、智能性能更高

第四代移动通信的智能,不仅仅体现在 4G 通信终端设备的设计与操作的智能化,比如菜单以及滚动操作的依赖性将大幅度的降低,而更重要的是 4G 手机可以实现很多功能的想象。例如,4G 的手机可以根据环境,时间,和其他因素,及时提醒主人的电话在这个时候做什么,以及该做什么和不该做什么;另外可以通过 4G 手机把电影票房数据,直接下载到个人数字助理(Personal Digital Assistant, PDA),这些数据可以将票,座位显示的很清楚,我们可以根据这些信息进行在线

买票；4G 的手机可以被看作是一种便携式电视，看各种现场直播的体育比赛。

5、兼容性能更平滑

尽快使 4G 通信被接受的，不仅仅因为它具有强大的功能，而且考虑了现有的通信基础应考虑，让更多的现有的通信使用最少的投资的情况下，可以很容易地过渡到 4G 的通信。因此，从这个角度来看，第四代移动通信系统的未来应满足从第三代系统的平稳过渡，具有全球漫游与各种网络互连的功能。

6、多种增值服务

相对于 3G 技术，4G 技术并不仅仅是在其基础上的简单改进，更拥有不同于 3G 的核心技术。4G 移动通信中的 MIMO 技术，可保证无线通信增值服务的实现，包括无线数字音讯广播、无线区域环路（WLL）等。此外，4G 移动通信系统采用正交多任务分频技术（OFDM），相比之下，3G 移动通信系统则以 CDMA 为核心技术^[19]。然而，考虑到 4G 与 3G 移动通信的过渡性，4G 移动通信系统同时采用了 OFDM 技术以及 CDMA 技术。两者相互配合发挥了更大的作用，甚至为未来的第四季移动通信系统提供 OFDM/CDMA 整合技术的可能性。因此，未来的 4G 移动通信系统在 OFDM 核心技术的基础上，结合 OFDM 和 CDMA 两项技术的优点。换言之，一部分使用 CDMA 技术以继承 3G 技术优势，另一部分引用 OFDM 和 MIMO 新技术。

7、高质量的多媒体通信

不同于 3G 移动通信技术，第四代移动通信系统可凭借宽带信道，发送大量信息。其无线多媒体可提供众多通信服务，比如语音、数据、图像。4G 移动通信系统可实现 3G 通信无法覆盖的范围、通信质量、成本，并且支持高速数据和高分辨率多媒体服务。所以，4G 通信还可以叫做“多媒体通信”。

2.2 TD-LTE 信号的帧结构

TD-LTE 系统的物理信道使用了无线帧和子帧的结构进行数据的传输和通信。为了实现功率控制等需求，把一个 10ms 的无线子帧分成了两个半帧，长度为 5ms，如下图所示^[17]：

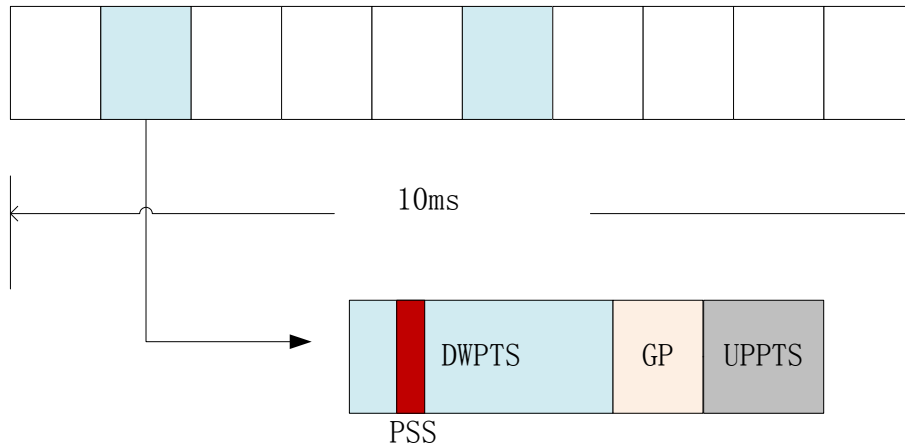


图 2.1 帧结构

在 TD-LTE 帧结构中, 存在特殊子帧, 它由三个特殊时隙, 他们分别是下行导频时隙 (Downlink Pilot Time Slot, DwPTS), 保护时隙 (Guard Period, GP) 和上行导频时隙 (Uplink Pilot Time Slot, UpPTS)。这个特殊时隙长度以一个 OFDM 符号的长度作为基本单位, 其中 DwPTS 的长度可配置为 3-12 个 OFDM 符号, 主同步信号位于其中第三个符号, UpPTS 的长度可配置为 1~2 个 OFDM 符号, 可用于承载随机接入信道或者 Sounding 参考信号。GP 用于上下行的转换保护, 主要由“设备收发转换时延”和“传输时延”构成。对帧结构的研究是信号接收的前提。接收机需要利用发射机中帧结构的特性进行相关的设计, 比如在帧结构中有一个主同步信号 (Primary Synchronization Signal, PSS), 就是用来给接收机做同步使用的。对帧结构的分析不够和不充分都会导致接收时没有充分利用信息而导致性能的下降和设计失败。

2.3 物理信道介绍

由基站向手持设备发送信号的链路称之为下行信道。更确切得说, 下行物理信道对应于一组资源粒子 (RE)。这些资源粒子携带来自上层的信息, 所以都包括: 物理下行共享信道(PDSCH), 物理广播信道(PBCH), 物理多播信道(PMCH), 物理控制格式指示信道(PCFICH), 物理下行控制信道(PDCCH), 物理混合 ARQ 指示信道(PHICH)^[3,18]。

下行物理信号对应于一系列物理层所使用的资源粒子, 然而这些 RE 不接收任何来自高层的信息。其中这些信号包括: 参考信号 (Reference signal, RS), 同步信号 (Synchronization signal, SS)。

在下行参考信号 (Reference signal) 中, 包括下行参考信号, 有三类 (Rel 8):

小区专用参考信号: 小区专用参考信号的作用包括测量下行信道质量和估计下行信道 (UE 以此进行相干检测和解调)。小区专用参考信号在每一个非 MBSFN

的子帧上传输，并且由于位置的改变而表征不同的 antenna port。

MBSFN 参考信号：在 MBSFN 子帧中传送。在多播业务情况下，用于下行测量，同步，以及解调 MBSFN 数据。

UE 专用参考信号：终端专用参考信号仅仅在分配给传输模式 7 的终端的资源块 (Resource Block, RB) 上传输，这些资源块，小区级的参考信号在传输，这种传输方式，终端基于终端的信道估计和数据解调参考信号。终端专用参考信号通常是用于波束形成(波束形成)，与此同时，基站(eNodeB) 通常使用一个物理天线阵来生成指向一个终端的波束，此波束代表一个不同的信道，因而需根据终端的信道估计和数据解调参考信号。

1) 物理下行共享信道 (Physical downlink shared channel, PDSCH)

物理下行共享信道在进行资源映射时，需要注意以下内容：

如果使用的资源块中没有 UE 专用参考信号传送，那么 PDSCH 应该与 PBCH 使用相同的天线端口集， $\{0\}$ ， $\{0,1\}$ ，或 $\{0,1,2,3\}$ 。

如果使用的资源块中有 UE 专用参考信号传送，那么 PDSCH 应该在天线端口 $\{5\}$ ， $\{7\}$ ， $\{8\}$ ，或者 $p \in \{7,8,\dots,v+6\}$ 上进行传输。

PDSCH 可以在不用于 PMCH 传送的 MBSFN 子帧上传送，使用 $p \in \{7,8,\dots,v+6\}$ 中的 1 个或者多个天线端口。

2) 物理多播信道 (Physical multicast channel, PMCH)

物理多播信道处理过程如前所述（加扰时，序列初始化会与 PDSCH 有所不同。）。同时，在进行资源映射时，需要注意：不适用发射分集的场景。

采用单天线端口(层映射和预编码都按单天线端口设计)，使用天线端口号 4。PMCH 只在 MBSFN (Multicast Broadcast Single Frequency Network, 多播广播单频网络) 子帧上的 MBSFN 区域传送，并使用扩展前缀 (extended cyclic prefix)。

3) 物理广播信道 (Physical broadcast channel, PBCH)

广播信道在处理上与前述过程中的方法有所不同。在加扰时，加扰序列初始化会与 PDSCH 和 PMCH 都不相同。在调制时，只采用 QPSK 的方式。在作层映射和预编码时，天线端口数可以为 1 个、2 个、或者 4 个，(端口号 0, 1, 2, 3)。作资源粒子 (k,l) (其中 $l=0,1,2,3$)映射时，在天线端口上进行连续 4 个无线帧的映射，在这 4 个无线帧中，使用每个帧中的头 4 个 symbol 进行映射。映射公式为：

$$k = \frac{N_{RB}^{DL} N_{sc}^{RB}}{2} - 36 + k', \quad k' = 0,1,\dots,71 \quad (2-1)$$

正如公式所示，广播信道的位置是相对固定的，即位于整个带宽中心上下各 3 个 RB。其频宽为 $72 \times 15 = 1.08M$ 。

4) 物理控制格式指示信道 (Physical control format indicator channel, PCFICH)

PCFICH 的唯一作用是用来指示在一个子帧中, 多少 symbols 可以用来作为 PDCCH。在一个小区中, PCFICH 的位置是固定的, 由 N_{ID}^{cell} , N_{sc}^{RB} , N_{RB}^{DL} 三个参数决定。调制采用 QPSK 方式。在作层映射和预编码时, 天线端口数可以为 1 个、2 个、或者 4 个, (端口号 0, 1, 2, 3), 与 PBCH 使用相同的天线端口集。作物理资源粒子映射时, 是进行元素组 (resource-element group) 的映射, 即天线端口上的 4 个 symbol quadruplets ($z^{(p)}(0)$, $z^{(p)}(1)$, $z^{(p)}(2)$, $z^{(p)}(3)$) 按照一定规则 (与 N_{ID}^{cell} , N_{sc}^{RB} , N_{RB}^{DL} 有关) 映射到下行子帧中的第一个 symbol 上。

5) 物理下行控制信道 (Physical downlink control channel, PDCCH)

下行物理控制信道主要包括资源分配、调度的信息 (上行和下行) 以及其它控制信息。一个物理控制信道包括一个或者多个 CCE (control channel element), 一个 CCE 包括 9 个资源粒子组 (resource element group)。PDCCH 一共有四种格式, 均采用 QPSK 调制 (携带 2 个信息位), 见下表:

表 2.1 PDCCH 信道的格式

PDCCH format	Number of CCEs	Number of resource-element groups	Number of PDCCH bits
0	1	9	72
1	2	18	144
2	4	36	288
3	8	72	576

格式 0 主要用于 PUSCH 资源分配信息。

格式 1 及其变种主要用于 1 个码字的 PDSCH。

格式 2 及其变种主要用于 2 个码字的 PDSCH。

格式 3 及其变种主要用于上行功率控制信息。

下行控制信道的物理层映射采用向资源粒子组 (resource element group) 映射的方式。先进行时域上的映射 (一个子帧中可以用于 PDCCH 的 symbol, PCFICH 中定义), 再进行频域上的映射 (子载波), 以资源组为单位, 其中要避免使用分配给 PCFICH 和 PHICH 的资源组 (由于 PCFICH 使用的资源是静态分配的, PHICH 使用的资源半静态分配的, 所以系统首先为这两个信道分配资源组, 剩下的再分配给 PDCCH)。

6) 物理混合 ARQ 指示信道 (Physical hybrid ARQ indicator channel, PHICH)

PHICH 携带混合 ARQ 的 ACK/NACK 消息, 用于指示上行数据被 eNodeB 接收的情况。多个 PHICH 形成一个 PHICH 组映射到同一资源粒子组 (REG), 组内的 PHICH 通过正交序列 (orthogonal sequence) 进行来区分。对于 FDD 而言, PHICH

组的数量在所有子帧中是恒定的（与小区带宽相关，同时，上层可以控制参数因子 $N_g \in \{1/6, 1/2, 1, 2\}$ 的取值来改变 PHICH 组的数量，所以 PHICH 组的数量是半静态的），正常循环前缀和扩展循环前缀下算法不同。

PHICH 采用 BPSK 方式对编码（重复 3 次）后的 3bits 进行调制，调制后的符号与一个正交序列（存在扩频）相乘，并进行扰码，得到调制后的符号序列。其中，每个 PHICH 采用的正交序列索引与这个 PHICH 在所在的 PHICH 组中的序号对应，从而使得每个 PHICH 采用不同的正交序列，对于标准循环前缀情况，扩频码（正交序列）长度为 4，有 0~7 共 8 个（即这个组中可包括 8 个 PHICH 信道），扩频后输出 12 个符号；对于扩展的循环前缀情况，扩频码（正交序列）长度为 2，有 0~3 共 4 个（即这个组中可以包括 4 个 PHICH 信道），扩频后输出 6 个符号。

PHICH 组中的所有 PHICH 序列（在前面步骤中已经正交化）进行相加，得出 PHICH 组序列（12 符号，8 个 PHICH 信道；对于扩展循环前缀情况，为 6 个符号，但后续映射时，需将前后两个组进行合并后映射，从而形成 12 个符号），将这个组序列进行物理资源映射。

PHICH duration 指的是 PHICH 信道可以持续多少个 OFDM 符号，对于标准 CP 和扩展 CP 情况会有所不同，取值范围为 1, 2, 3。

2.4 OFDM 技术基础

正交频分复用（OFDM）由多载波调制(MCM)发展而来。上世纪五六十年代，世界上首个 MCM 系统诞生，随后，在 1970 年，采用大规模子载波、频率重叠技术的 OFDM 系统随之产生。然而，受限于技术及平台，OFDM 系统中的傅里叶变换需要的设备比较复杂，射频功率放大器是否为线性，而且发射机和振荡器不是特别稳定。此后很长一段时间里，OFDM 技术一直没有实现。

20 世纪 80 年代，离散傅立叶变换（DFT）的出现，解决了 OFDM 调制解调出现的带通滤波器、子载波震荡器等复杂问题，极大降低了 OFDM 实现成本。之后，大规模集成电路出现，使快速傅立叶变换(Fast Fourier Transform, FFT)技术应用成为现实，这一过程又进一步降低了 OFDM 系统实现的复杂程度。

后续应用研究显示，OFDM 作为一种特殊的多载波调制技术，与单载波系统相比，延长的符号周期往往远远大于信号时延扩展，消除码间干扰 (ISI) 能力强。具有调制解调实现简单、频带利用率高、抗多径能力强、信道估计和频域均衡复杂度低等优点。

所以，自从 20 世纪 80 年代以来，多个标准陆续采纳 OFDM 技术。随之产生的有性能更为优越且可用于不同环境的 OFDM 技术的各自演变形式，如

OFDMA(OFDM Access 正交频分复用接入)、VOFDM、W-OFDM(Wideband OFDM, 宽带正交频分复用)等^[22]。

但是, OFDM 技术仍存在缺陷。一方面, OFDM 对时频同步^[23]很敏感, 尤其对载波频率偏移^[24]和相位噪声非常敏感, 另一方面, 因 OFDM 信号由多个经调制的独立子载波信号相加而成, 合成信号可能产生较大峰值, 因而发射机的峰均比(PAR)大^[25]。如果不采取有效解决措施时, 信道的多普勒效应会对系统性能产生严重影响。

2.4.1 多载波与单载波通信系统

图 2.2 为单载波通信系统的示意图, 图中 $g(t)$ 为单载波通信系统的匹配滤波器。对于单载波通信系统的, 当数据传输率稍微超过其承担能力时, 通过采取使用合适的均衡算法的方式来使单载波通信系统恢复正常。但是, 如果宽带业务使用单载波通信系统, 由于宽带数据的传输率很高, 单载波通信系统的时延扩展会使得数据出现交叠干扰现象, 这就直接导致信号间的串扰(ISI)。那么对于宽带业务来说, 单载波通信系统进行传输的话对均衡的要求就更高。要想保证较好的均衡, 就必须采用更为复杂的均衡算法。而复杂的均衡算法就不得不考虑它是不是能够实现, 也要考虑其收敛速度。反之, 当信号的带宽超过信道的相干带宽时, 信道的时延上的扩散将会造成在频域的选择性衰落, 使得同一个信号中不同的频率成分经历不同的衰落特性, 这是我们不希望看到的^[25]。

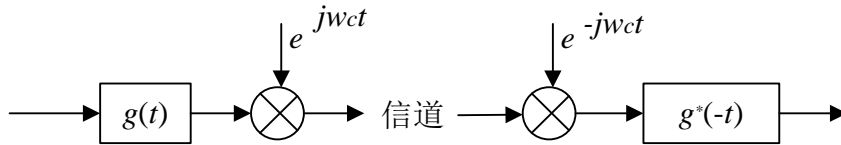


图 2.2 单载波模型

如图 2.3 所示表达了多载波系统的结构图。对于多载波传输, 其所有子数据流的比特速率会比单载波传输低上很多, 因为多载波传输会将数据流进行分解, 分解后原来的信号就会分成多个子比特流。这样多载波传输系统就是一个多个低比特率的符号并行发送的系统。多载波传输系统利用其低比特率的特点, 形成的符号是多状态的, 并且其传输速率低。用这样的符号去调制对应的子载波就是多载波传输系统的特点。对于单载波传输系统中, 符号偶尔的衰落或者偶尔的受到干扰都会导致整个链路的毁坏。而对于多载波传输系统, 符号偶尔的衰落或者偶尔的受到干扰只会对很少的子信道一时的影响。

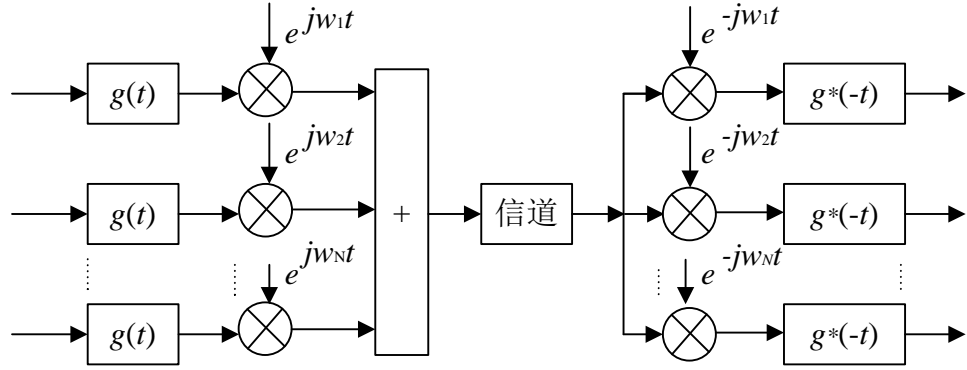


图 2.3 多载波模型

在大部分情况下 OFDM 中各子载波相互正交，多载波传输与离散多音调制、多载波调制或者正交频分复用意义相同。但是在多载波调制的情况下，OFDM 中各子载波不一定正交，以上三种说法便不一定等同。

2.4.2 OFDM 时域信号模型

OFDM 符号是由多个的副载波调制信号组成，每个子载波的调制方式可以选择幅度调制(MQAM)或多个相移键控(MPSK)等等^[26]。在实际 OFDM 系统中，当调制信号通过无线通道到达接收机，通道多路码间干扰的影响，将不再保持副载波间的正交性好。插入每个 OFDM 符号之间的保护间隔发送之前(通常以循环前缀)，保护间隔长度大于一般无线信道最大延迟扩展，启用多路径成分不会干扰到下一个符号的象征，以有效地消除 ISI。

采用不同的数据调制方式将数据比特映射为复值符号 S_k ，如下式 (2-2) 所示：

$$S_k = a_k + jb_k, k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (2-2)$$

N 个复值符号 S_k 构成的序列，一般称为频域样本。

假设系统 OFDM 码元周期为 T_s ，总带宽是 W ， T_g 为保护间隔。一个 OFDM 复值基带码元可以表示为：

$$s_a(t) = \sum_{k=0}^{N-1} S_k \phi_k(t) \quad (2-3)$$

$$\phi_k(t) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{T}} e^{j2\pi k \Delta f (t - T_g)}, & t \in [0, T_s] \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (2-4)$$

式中， $k = 0, 1, \dots, N-1$ ， N 为子信道的总数， $\Delta f = W/N$ ， $T = 1/\Delta f$ ， $T_s = T_g + T$ ， T 称为有用符号周期，一般来说， $T_g \leq T/4$ 。注意 t 在保护间隔 $[0, T_g]$ 内取之时，

$$\phi_k(t) = \phi_k(t + T)。$$

当引入时间指标时，第 1 个 OFDM 的复值基带码元可以表示为：

$$s_l(t) = \sum_{k=0}^{N-1} S_{k,l} \phi_k(t - lT_s) \quad (2-5)$$

式中， $\{S_{k,l}\}_{k=0}^{N-1}$ 为第 1 个数据块的所有复值符号，所以完整的 OFDM 复值基带信号表示为：

$$s_\infty(t) = \sum_{l=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} S_{k,l} \phi_k(t - lT_s) \quad (2-6)$$

更进一步地，OFDM 射频信号可表示为：

$$s_p(t) = s_\infty(t) e^{j2\pi f_c t} \quad (2-7)$$

式中， f_c 为第 0 个子载波的调制频率。

每个子载波的 OFDM 符号周期中的整数倍周期，和一个相邻的子载波之间循环。换言之，OFDM 系统可实现每个副载波信号间的正交性。从频域的角度是 OFDM 信号的频谱图，每个子载波，最大限度地发挥每个子信道的频谱，子信道值的其他频谱为零，如图 2.4 所示。

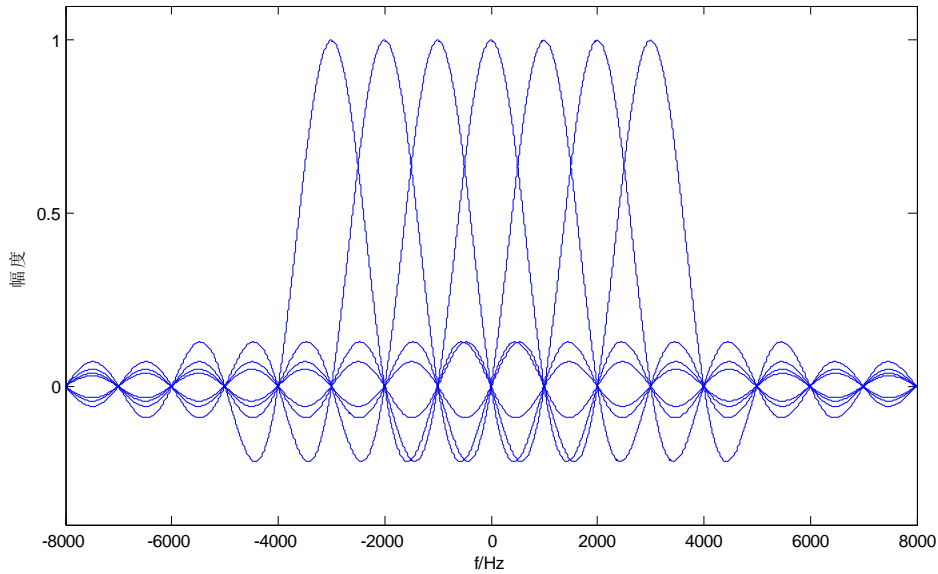


图 2.4 OFDM 系统中子信道符号的频谱

2.4.3 OFDM 的 DFT 实现

DFT 即离散傅里叶变换, 要实现离散傅里叶变换要从傅里叶变换入手。傅立叶变换的本质就是反应信号的时频域特性。对一个有限长的序列的傅立叶变换进行有限点的采样就是离散傅里叶变换 (DFT), 通过 DFT, 就可以实现频域的离散化。随着 DFT 研究的越来越多, 研究出 DFT 多种快速算法即快速傅立叶变换。快速傅立叶变换简化了离散傅里叶变换。由于快速傅立叶变换的高效性, OFDM 技术也得到了突飞猛进的发展。

如果系统的采样点比较多, 那么可以通过离散傅立叶变换的逆变换来实现 OFDM 复等效基带信号。在多数文献中采用等效基带信号来表示 OFDM 的输出信号, 如式 (2-8) 所示:

$$s(t) = \sum_{i=0}^{N-1} d_i \text{rect}(t - t_s - \frac{T}{2}) \exp[j2\pi(f_c + \frac{i}{T})(t - t_s)] \quad t_s \leq t \leq t_s + T \quad (2-8)$$

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

式中 d_i ($i=0, 1, 2, \dots, N-1$) 是分配给每个子信道的数据符号, T 表示 OFDM 符号的宽度, $\text{rect}(t)=1, |t| \leq T/2$ 。如果采用 DFT 来完成多载波的调制, 简洁起见, 对式 (2-8) 进行变形, 令 $t_s=0$, 同时忽略矩形函数, 对于信号 $s(t)$, 令 $t = kT/N, k=1, 2, \dots, N-1$, 则有:

$$s_k = s(kT/N) = \sum_{i=0}^{N-1} d_i \exp(j \frac{2\pi i k}{N}), (0 \leq k \leq N-1) \quad (2-9)$$

由式 (2-9) 可知, 对 d_i 进行 IDFT 运算便得到了 s_k 。按照同样的道理和方法, 对 s_k 进行逆变换就能恢复出原接收端始的数据符号 d_i [26]:

$$d_i = \sum_{k=0}^{N-1} s_k \exp(-j \frac{2\pi i k}{N}), (0 \leq i \leq N-1) \quad (2-10)$$

式 (2-9) 和式 (2-10) 中所有离散傅里叶变换的反变换的输出符号 s_k 是通过连续对多个经过调制的子载波的叠加信号进行抽样得到的。这些符号由所有子载波信号经过叠加生成。换言之, 正如式 (2-9) 和式 (2-10) 所示, 离散傅里叶变换及其反变换实现了 OFDM 系统的调制和解调。进行 N 点的离散傅里叶变换的逆变换运算, 频域符号 d_i 可以变换到时域, 变换后的时域符号为 s_k 。这个变换后的时域符号 s_k 首先经过射频载波调制, 调制后再发送到无线信道中。

在 OFDM 系统的具体实现过程中, 可以采用快速傅里叶变换, 过程如图 2.5 所示, 快速傅里叶变换的最大特点就是方便快捷。如果对符号进行 N 点离散傅里叶变换需要进行 N^2 的复数乘法, 但是如果应用快速傅里叶变换则能大大降低运算难度。对于常用的基 2IFFT 算法来说, 其复数乘法次数仅为 $(N/2)\log_2(N)$ 。基 2IFFT 算法的计算复杂度和 FFT 的长度成几何指数关系。所以, 如果 OFDM 系统

的子载波数量非常大, 计算量就会非常大, 此时最好的解决方法就是采用基 4IFFT 算法来进行傅立叶变换^[27]。

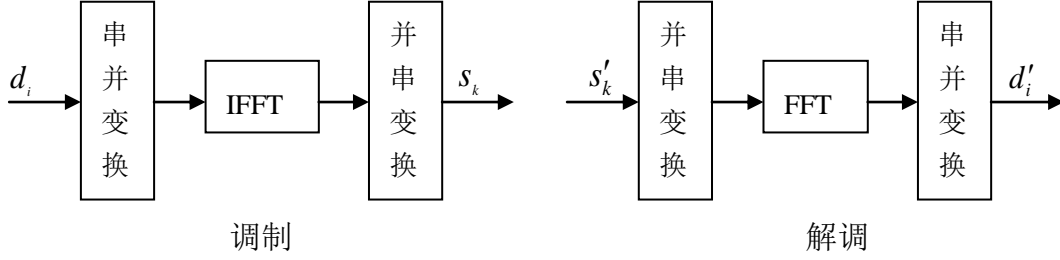


图 2.5 OFDM 基本原理的 IFFT/FFT 实现

2.4.4 OFDM 的保护间隔与循环前缀

一般情况下, 每个 OFDM 符号之间都需要插入一定的保护间隔, 这样就会最大限度的消除由于多径时延扩展引起的串扰。在插入保护间隔时一定要注意保护间隔长度 T_g 必须得大于无线信道的最大时延扩展 τ_{\max} 。只有保证这一点, 那么符号的多径时延扩展便不会对其他符号造成串扰。

使用保护间隔时, 可以采用不插入任何信号的方式, 这样这个传输时段就会是空闲的。这个空闲的时段很容易受到多径传播影响。一旦受到这样的影响, 就会导致子载波间的正交性遭到破坏, 信道间会发生串扰。其结果就是不同子载波间互相干扰。

在之后的研究中, Peled 等人为了消除 ICI 而提出了循环前缀 (CP) 的概念, 对符号周期为 T 的 OFDM 符号进行周期扩展, 就可以把每个 OFDM 符号尾部时间 (T_g) 内的样点, 复制到 OFDM 符号前。

加入循环前缀后, FFT 周期内的 OFDM 符号延时副本波形周期成为了整数。此时, 循环前缀长度 (T_g) 将大于信道的最大时延扩展, 而在去掉循环前缀后, 又能确保各个子载波间保持正交^[28]。可见, 循环前缀, 既克服了多径衰落信道带来的符号间干扰, 又确保了子载波间的正交性, 避免了 ICI 的产生。

插入循环前缀, 会损失功率和信息速率。CP 引起的功率较小, 当循环前缀占符号长度的 20% 时, 功率的损耗只有 0.8dB。因此, 加入的 CP 主要引起的是信息速率损失。而损失信息速率百分比, 就是循环前缀所占整个 OFDM 符号长度的百分比。

2.5 EVM 影响因素分析

在基带接收机的设计中, 设计者不仅仅需要考虑信道和噪声造成的影响, 还需要考虑射频和模拟前端的非理想特性。这些非理想特性包括了载波频率偏移^[14,27], 采样时钟偏移, 相位噪声^[14,15,32], IQ 失配以及 DC 的偏置和功率放大器的非线性。

2.5.1 IQ 失配（幅度、相位、直流分量）分析

在直接上变频发射机结构中,发射机从基带到射频只是用了一级混频器结构。一个上变频器完成了正交变换,在这个过程中会受到各种失配的影响,比如相位失配、增益失配、直流失配等等。IQ 失配是由于 IQ 支路的非平衡导致的信号的失配。

对于理想情况下的 IQ 调制器,可以建模为^{[29][30]}:

$$\begin{aligned} out &= I * \cos(wt) - Q * \sin(wt) \\ &= \text{real}(I \cos(wt) - Q \sin(wt) + 1j(I \sin(wt) + Q \cos(wt))) \\ &= \text{real}((I + Qj) \exp(1j wt)) \end{aligned} \quad (2-11)$$

第一种情况当存在相位失真时候,假定相位失配为 θ ,则输出为

$$\begin{aligned} out &= I * \cos(wt + \frac{\theta}{2}) - Q * \sin(wt - \frac{\theta}{2}) \\ &= I * (\cos(wt) \cos(\frac{\theta}{2}) - \sin(wt) \sin(\frac{\theta}{2})) - Q * (\sin(wt) \cos(\frac{\theta}{2}) - \cos(wt) \sin(\frac{\theta}{2})) \\ &= (I * \cos(\frac{\theta}{2}) + Q * \sin(\frac{\theta}{2})) \cos(wt) + (-I \sin(\frac{\theta}{2}) - Q \cos(\frac{\theta}{2})) \sin(wt) \end{aligned} \quad (2-12)$$

失配后的 IQ 信号和原来的 IQ 信号关系为

$$\begin{bmatrix} I' \\ Q' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I & Q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\frac{\theta}{2}) & \sin(\frac{\theta}{2}) \\ \sin(\frac{\theta}{2}) & \cos(\frac{\theta}{2}) \end{bmatrix}, \text{ 可以看到失配的 IQ 信号都受到了相位失配}$$

的影响,具体在星座图上表现为星座图的对角线拉伸。

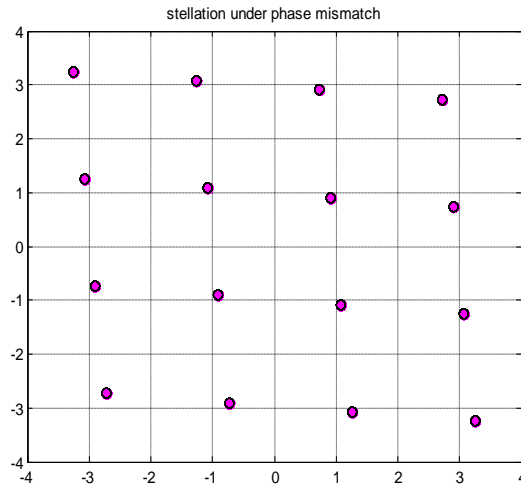


图 2.6 IQ 失配的星座图

第二种情况当存在增益失配时候 $I'=AI$, $Q'=BQ$, 一般使用一个数值 G 来表征增益失配, 此时 $A=10^{(0.5*G/20)}$, $B=10^{(-0.5*G/20)}$ 。

第三种情况当存在直流偏置的时候 $S'=S*(1+DCOffset)$, 其中 DC 偏置是一个相对值, 相对于归一化的 I 的幅度, DC 偏置表现为星座图的平移。

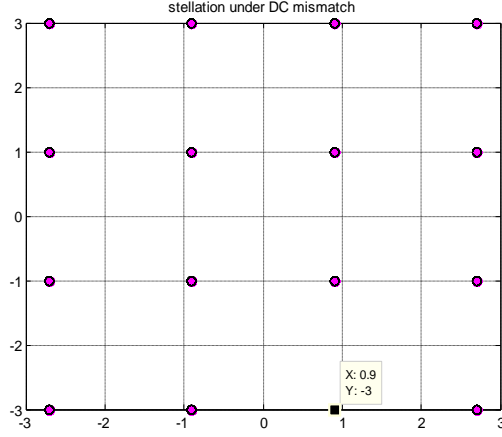


图 2.7 DC 失配的星座图

不失一般性, 这里以 QPSK 为例, 定量分析下 IQ 失配对 EVM 的影响:

$$EVM = \sqrt{\frac{P_{error}}{P_{ref}}} = \sqrt{\frac{\sum_{n=0}^{N-1} (v'_i - v_i)^2}{N}} = \sqrt{\frac{(v'_1 - v_1)^2 + (v'_2 - v_2)^2 + (v'_3 - v_3)^2 + (v'_4 - v_4)^2}{4}} \quad (2-13)$$

$$V'_i = V_i \begin{bmatrix} \cos(\frac{\theta}{2}) & \sin(\frac{\theta}{2}) \\ \sin(\frac{\theta}{2}) & \cos(\frac{\theta}{2}) \end{bmatrix}, V_i = \exp(1j * (2 * \pi / 4 * i + \pi / 4)) i = 1, 2, 3, 4; \quad (2-14)$$

2.5.2 噪声分析

噪声越大, EVM 的分子 $e(t)$ 就越大^[31]。从下图我们可以看到, 对于 QAM16 信号, SNR=20dB 时, EVM 较差, 当 SNR 大于 36dB 时, EVM 小于 2%。

$$Vs(n) = \text{Re } f(n) + \text{Noise}(n)$$

$$EVM_{rms} = \sqrt{\frac{P_{err}}{P_{ref}}} = \sqrt{\frac{\sum_{n=0}^{L-1} \text{Noise}(n)}{S} \cdot \frac{1}{L}} = \sqrt{\frac{N}{S}} = \sqrt{\frac{1}{10^{(SNR_{db}/10)}}} \quad (2-15)$$

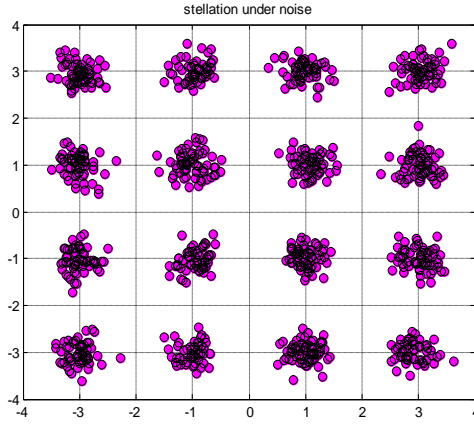


图 2.8 QAM16 信号在噪声下的星座图

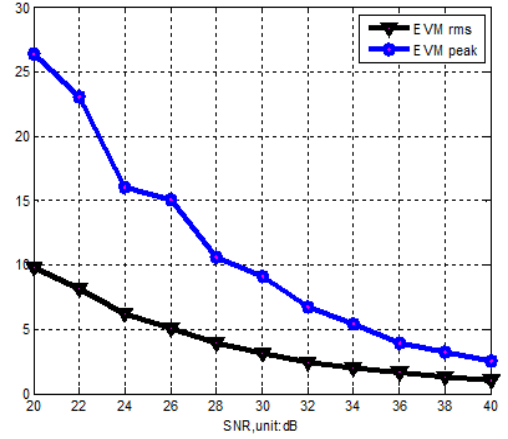


图 2.9 不同的 SNR 下 EVM 的 rms 和 Peak

2.5.3 功放影响

功率放大器的非线性会改变放大器的幅度和相位的传输函数，同时也会产生差的相位畸变。我们以三阶非线性失真为例，非线性关系可以表示为^{[31][32]}:

$$y = a_1 + a_3 x^3 \quad (2-16)$$

假定输入为 $x = s \cos \omega_c t$, s 是窄带的包络信号，均值为 0，我们可以得到畸变信号为: $z = a_1 s - a_3 s^3$

参考信号 s 和输出信号 z 的相关系数可以表示为:

$$\mu = \frac{E[z^2 \times (a_1 - \frac{3}{4} a_3 s^2)]}{\sqrt{E(s^2) E[s^2 \times (a_1 - \frac{3}{4} a_3 s^2)]}} \quad (2-17)$$

我们假定 σ^2 是 $s(t)$ 的平均功率, $a_1=1, a_3 = 2 / (3 \times IP_3), \alpha = 10 \log(\sigma^2 / IP_3)$, 则互相关系数可以表示为:

$$\mu = \frac{1 - \frac{3}{2} 10^{\frac{\alpha}{10}}}{\sqrt{1 - 3 \times 10^{\frac{\alpha}{10}} + \frac{15}{4} 10^{\frac{\alpha}{5}}}} \quad (2-18)$$

根据 EVM 和互相关系数的关系^[33], $EVM=2(1-\mu)$ 可以得到如下关系:

$$EVM_{nonlinear} = 2 - \frac{2 - 3 \times 10^{\frac{\alpha}{10}}}{\sqrt{1 - 3 \times 10^{\frac{\alpha}{10}} + \frac{15}{4} 10^{\frac{\alpha}{5}}}} \quad (2-19)$$

2.6 TD-LTE 系统指标测试要求

TD-LTE 射频规范是从射频发射与接收的角度对基站和终端设备提出的要求,

以保证通信设备的整体性能。制定射频性能要求的目的是主要有几个方面：一是通信设备可以使用的频率资源，可以使用的频率资源需要符合 ITU 以及各个国家政府主管的频谱规划；二是限制无线设备在其使用的频率资源以外的无用频率，并且要求无线设备具有抗干扰的能力，从而保证 TD-LTE 设备与其他设备的电磁兼容，达到共存的目的；三是射频规范制定了设备发射与接收无线信号的质量要求，保证 TD-LTE 达到了质量的要求；四是射频规范规定了终端移动性的要求，保证 TD-LTE 终端满足了移动中不间断通信的需求；五是规定了设备的各种信号性能要求，从而可以验证接收机接收不同信道信号的能力。

基站发射的测试项目有如下几个^[34]：

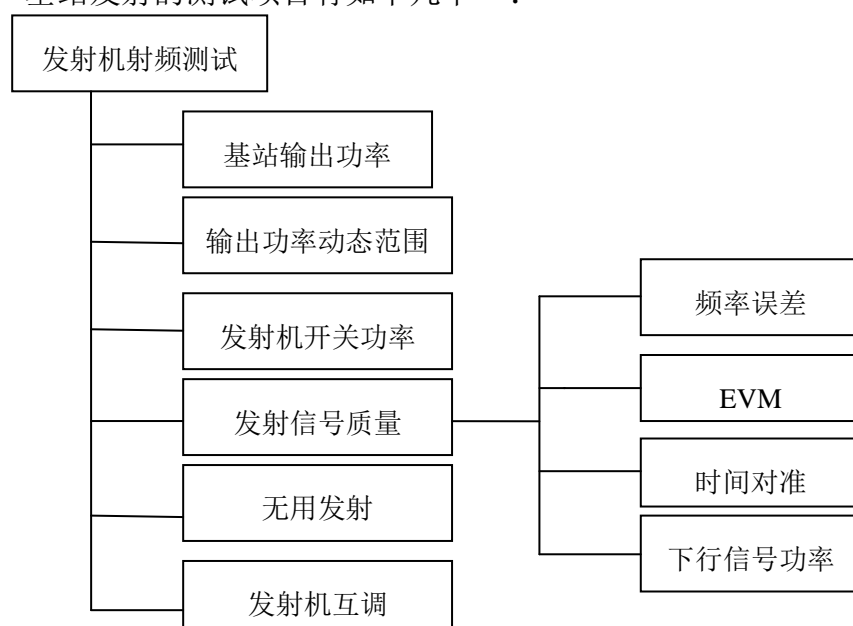


图 2.10 通信发射机测试项目

其中和发射信号质量有关的主要有以下几个项目^[34]。

1. 频率误差

频率误差通常表示为基站实际发射的频率和所指配的发射频率之间的差值，用这个频率和所指的频率的比值表示，单位是 PPM。基站的调制频率误差应该要达到 0.05ppm，测量误差的观测时间为 1 毫秒。

2. 误差矢量要求

误差矢量是理想符号和经过均衡之后的实测符号之间的差值。误差矢量用于衡量发射信号的质量。误差矢量的量度的值用 EVM 表示。EVM 定义为平均误差矢量功率和平均参考符号的功率的比值的均方根^[35]。用百分比表示。PDSCH 采用各种调制方式时候，应该满足下面的要求。

表 2.2 各种调试方式下的 EVM 要求

PDSCH 调制方式	QPSK	16QAM	64QAM
EVM 要求	17.5%	12.5%	8%

对于 TD-LTE 系统的所有系统带宽，EVM 应该在所有的 RB 所有的自帧头进行测试。一般使用如下的测试方法。除非另有规定，否则通常情况下发射机进行测试都是在 eNB 天线连接器(测试端口)。如果发射机有功率放大器，滤波器，或两者兼而有之，发射机测试 eNB 天线连接器(测试端口 B)。需要注意的是是两个测试点是不包括天线馈线。

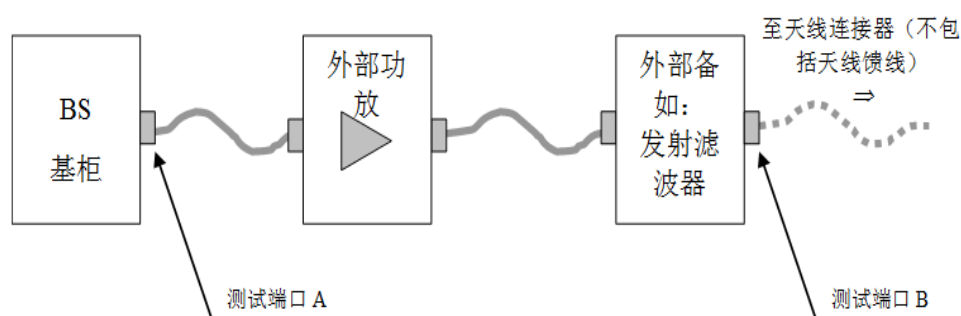


图 2.11 常用测试连接方法

系统采用 MIMO 或智能天线，因此，每次测试仪表只需连接一个天线输出端口，其他端口匹配。特殊情况除外，否则测试均采用单载波测试。

中国移动 TD-LTE 测试 RF 规范中对 EVM 的测试有如下规定。

表 2.3 中国移动的 TD-LTE 测试规范

项目：	发射机指标
分项目：	EVM
用例编号：	7.1.7
重要性：	第一阶段
版本：	1.0
参考文档：	3gpp 36.104
适用范围	TDD/FDD
测试目的：	验证eNB发射信号的EVM是否符合规定；
预置条件：	1. 设备处于正常工作状态； 2. 设备经充分预热，性能指标处于稳定状态； 3. eNB可配置下行信号参数。

测试步骤:	<ol style="list-style-type: none"> 1. 配置载波频点, 信道带宽20MHz; 2. 启动发射机工作在E-TM3.1模式以最大功率发射; 3. 利用频谱分析仪测试E-TM3.1 PDSCH 64QAM的EVM; 4. 修改下行的信号模式为E_TM3.2, 测试PDSCH EVM的16QAM的调制方式 5. 更改下行信号模式为E_TM3.3, 测试调制方式为QPSK的PDSCH EVM; 6. 下行模式为E_TM2, 测试PDSCH EVM, 调制方式为64QAM; 7. 设置低、中、高三个频点, 重复测试; 								
预期结果:	<p>不同调制方式下, eNB 在的发射信号的 EVM 需要满足下表:</p> <table> <tr> <th>Modulation scheme for PDSCH</th><th>Required EVM [%]</th></tr> <tr> <td>QPSK</td><td>17.5 %</td></tr> <tr> <td>16QAM</td><td>12.5 %</td></tr> <tr> <td>64QAM</td><td>8%</td></tr> </table>	Modulation scheme for PDSCH	Required EVM [%]	QPSK	17.5 %	16QAM	12.5 %	64QAM	8%
Modulation scheme for PDSCH	Required EVM [%]								
QPSK	17.5 %								
16QAM	12.5 %								
64QAM	8%								
备注:	无								

2.7 本章小结

本章分为两部分: TD-LTE 系统原理和 EVM 的数学理论。第一部分从数学和通信学科理论的角度介绍了 TD-LTE 系统的总体框架、OFDM 技术的信号与系统基础, 特别是介绍了 TD-LTE 的物理信道, 详细的 DFT 的实现以及 CP 的原理。第二部分从发射机的结构出发, 分析了 IQ 调制过程中的各种失配因素, 包括相位失配、直流失配以及幅度失配, 从数学理论的角度, 分析了对 IQ 支路的影响。分析了 IQ 的相位失配在 QPSK 下的定量影响, 数学定量分析了功率放大器的非线性对 EVM 的影响。以上这些因素都将影响调制性能, 从而影响 EVM 的测量值。最后介绍了射频测试中对 EVM 的要求。在实际的工程设计中, 必须以该标准要求为基准, 进行发射机的设计、测试、以及验证。

第三章 时间频率同步与均衡算法

TD-LTE 系统的物理层基础是 OFDM 通信系统。OFDM 由于多个子载波叠加而成，各个载波之间通过正交性来区分，对 OFDM 系统来说，载波之间的正交性至关重要^[36]。时间和频率的误差是 OFDM 系统的最大问题之一，微小的引入误差就会引起符号间干扰 ISI 和子载波间的干扰 ICI，此时会极大地损害系统的性能。

在 EVM 的测试系统中，对接收到的信号进行解调之前，首先需要进行时间同步和载波的恢复。对于实际移动环境来说，通信信道还收到多径，折射，发射等信道衰弱的影响，在 EVM 的测试中，一般基站的输出口直接和测量设备使用电缆连接，整个信道基本比较理想，基本只有噪声的影响。所以这里不考虑信道均衡技术。同步是 OFDM 的关键技术之一，主要可以分为时间同步和频率同步两个方面。

对定时和频率同步算法一般包括两类：一是数据辅助估计（数据辅助）估计，这种算法是基于导频符号^[37]，它具有捕获速度快，精度高的优点，适合于数据通信，具体的实施是在包头，一个专门的数据包的数据包用于 OFDM 系统的定时和频率偏移估计块；而另一种是辅助数据（非数据辅助），即盲估计，采用 OFDM 信号，其结构为例，正是由于循环前缀的前端和后端的 OFDM 之间的相关性^[38]，利用虚子载波来做估计^[39]以及数据经过成型滤波之后的循环平稳特性^{[40][41]}等。它能够避免盲估计插入导频符号资源的浪费。

3.1 时间偏移对 EVM 影响

时间同步主要可以分为 OFDM 的帧同步和采样时钟同步。帧同步主要是为了获得 FFT 的开窗时间，对于信号 S ，如果存在 δ 的开窗时间误差，则 RX 接收到的时域信号可以表示为^[28]：

$$s(n+\delta) = \sum_{p=0}^{N-1} X(p) w^{-(n+\delta)p} \quad (3-1)$$

其中 $X(P)$ 是发射端的频域信号，也就是对应的星座图的矢量信号。接收端对 $S(n)$ 进行 FFT 可以得到：

$$\begin{aligned} X'(K) &= \sum_{n=0}^{N-1} s(n+\delta) w^{nK} = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{p=0}^{N-1} X(p) w^{-(n+\delta)p} w^{nK} \\ &= \sum_{p=0}^{N-1} X(p) w^{-p\delta} \sum_{n=0}^{N-1} w^{-n(K-p)} \\ &= N * X(K) w^{-K\delta} \end{aligned} \quad (3-2)$$

可以看到接收端的频域 $X'(K)$ 是发射端频域信号 $X(K)$ 的相位移动，子载波序号 K 越大，时间误差 δ 越大，则相位旋转的值越大。图 3.1 是 FFT 长度为 64，定时误差为提前 2 个采样点下，接收信号相对于发射机信号的相位旋转情况。

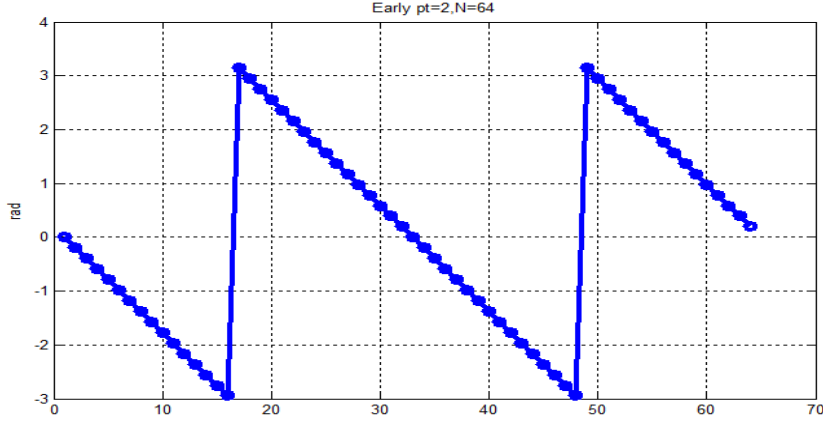


图 3.1 相位旋转量，横坐标为子载波序号

从上图我们可以看到，时间上的偏差将影响接收端频域信号的相位，进而影响 EVM 的测量。需要在 EVM 测试前进行精确的时间同步，消除时间误差对 EVM 测量的影响。

3.2 时间同步算法

对于时间同步来说，在 TD-LTE 系统中，下行信号分为主同步信号（PSS）和辅同步信号（SSS）。这两个信号的位置，PSS 在子帧的 1、6 的第三个符号，SSS 占用子帧 0、5 的最后一个符号，位置相对固定。TD-LTE 的主同步信号是 Zadoff-Chu 序列，辅同步信号是 m 序列。主同步序列包括了 3 个 Zadoff-Chu 序列，辅序列采用了两个长度为 31 的 m 序列交叉级联得到了长度为 62 个序列^[3]。

PSS 序列的时域和自相关性能如下图所示，可以看到 Zadoff-Chu 序列的自相关非常尖锐，很适合用来做时间同步。

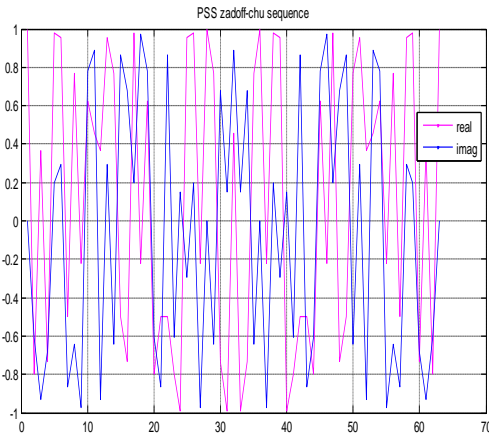


图 3.2 PSS 信号的实部和虚部

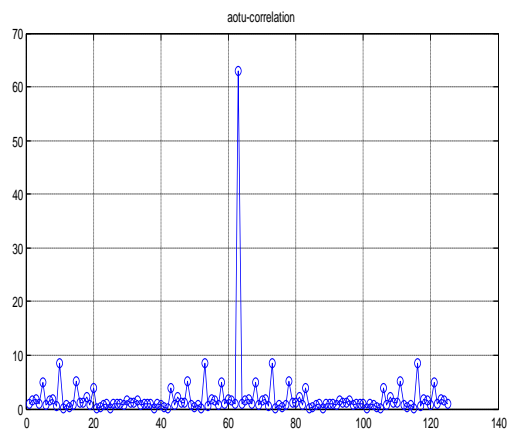


图 3.3 zadoff-chu 自相关函数

在一个时隙中，必然包含一个 PSS 和 SSS 的符号，其参数配置是已知的，因此，就可以在本地生成标准的参考符号，通过将其与实际接收到的信号数据进行滑动相关得到子帧的起始位置^[44]。相关算法的前提是序列有很好的自相关特性，由于 PSS 和 SSS 两个信号具有很好的自相关性，才选择使用此方法。

UE 开始初始同步的时候，对系统的信息一律未知，所以并不知道系统的带宽。UE 带宽为系统最大带宽 20MHz，采样频率固定为 30.72MHz，但是知道同步信号占用带宽中间的 72 个子载波，就是中间的 1.08MHz 的信号，这样 UE 需要一个窄带滤波器提取出中间的 1.08M 的同步信号。然后对滤出的信号下采样，采样频率为 1.92M，这时候将通过 1.92M/15k=128 点的滑动相关来完成 PSS 的定时同步。PSS 的粗同步算法主要有^{[39][40]}：

1) 自相关法

要对训练序列进行自相关的检测，发射的信号必须具有重复或者中性对称的特性。PSS 信号的时域完全满足了中心对称的要求。可以使用 2048 个点和后面的 2048 个点做延迟自相关来获得相关峰。不过为了减少计算量，通常对信号进行下采样，2048 个点下采样到 128 个点来进行滑动相关，相关峰出现的位置就是 PSS 的起始位置，这样就可以完成粗同步。

$$P_{DC}(m) = \sum_{n=0}^{N/2-1} r(m+n) \times r^*(m+N-1-n) \quad (3-3)$$

PSS 的起始位置为 $m_{coars} = \arg \max \{P_{dc}(m)\}$

2) 互相关法

本地的三个主同步信号先进行补零到 128 点后再 IFFT 变换到时域，这样就用地域的时域同步信号和接收到的信号做互相关

$$P(m) = \left| \sum_{n=0}^{N-1} r(n+m) s^*(n) \right|^2 \quad (3-4)$$

在 P(m)取得最大值的位置就是粗定时的位置。

3.3 频率偏移对 EVM 影响

由于 OFDM 技术可以得到很高的频谱利用率和较好的抗多径衰落能，因此 LTE 系统下行采用这种技术。但是，对频率偏移比较敏感是 OFDM 一个明显的缺点。一旦出现载波频率偏移，LTE 系统中的子载波之间的正交性就会遭到破坏，导致子载波间干扰，严重影响到接收机的误码率^[35]。

频率偏移估计技术在多载波系统是绝对必要的。由于发射机和接收机本地振荡器的不可能完全一致以及相对预定导致的多普勒频率的漂移，和移动位置的转

变，载波传输的生成和接收到的信号会有一定的失真，因此，发射机和接收机载波频率存在偏差。收发之间有偏差时，OFDM 信号载体不再保持正交，将导致严重的 ICI，频率偏差必须估计载波频率偏移和频率补偿。

发射器和接收器之间的频率偏移将直接导致接收到的信号在频率域发生偏移。如果频率偏差为子载波间距的 n 次（ n 为正整数）^[23]，即使各个子载波依旧保持正交性，但有偏移频率采样值 N 为载体的位置，导致 OFDM 的频谱数据的误符号率映射高达 0.5^[23]。假如载波偏差不是子载波间隔的整数倍，那么子载波能量之间便存在“泄露”，这严重破坏了各子载波间的正交性，从而引起了干扰，导致系统的比特错误率性能下降。

下图 3.4 给出了 OFDM 信号的频谱形状图，从图中可以看到，在没有频率偏差的情况下，各子载波之间没有相互干扰，相反一旦出现频率偏差，各个子载波之间便出现干扰。

结合图 3.5 的 OFDM 系统。第 i 个符号周期内输入的原始数据符号为 $\{a_{0,i}, a_{1,i}, \dots, a_{N-1,i}\}$ ，经过 IDFT 计算之后得到：

$$b_{k,i} = \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} a_{l,i} \exp\left(\frac{j2\pi lk}{N}\right) \quad (3-5)$$

因此可以得到 OFDM 发射机的输出信号为：

$$x(t) = \exp(j2\pi f_c t) \sum_{k=0}^{N-1} b_{k,i} p\left(t - \frac{kT}{N}\right) \quad (3-6)$$

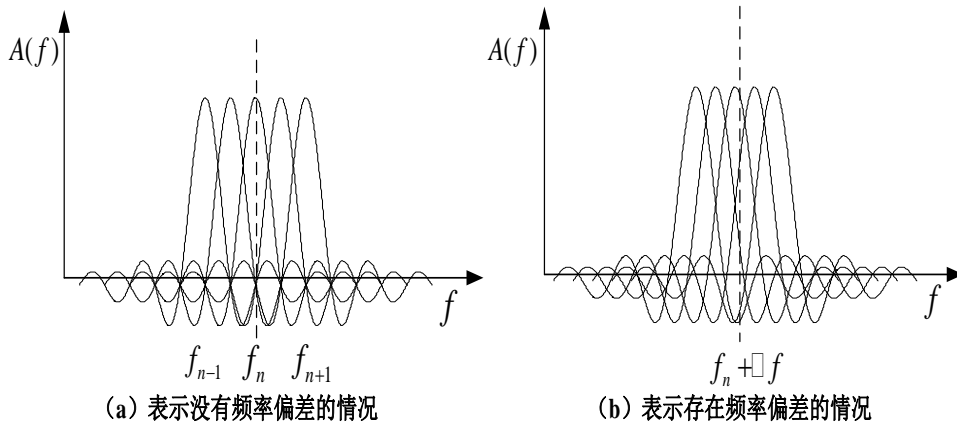


图 3.4 载波同步与载波不同步情况的示意图

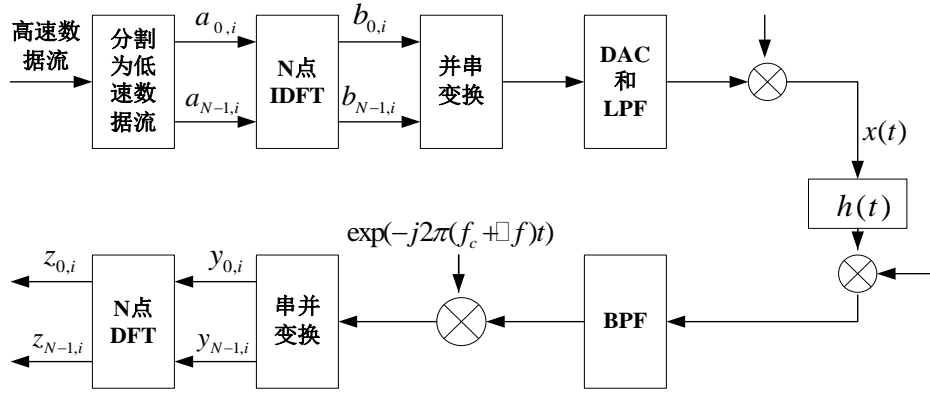


图 3.5 OFDM 通信系统框图

式中 f_c 代表载波频率， $p(t)$ 表示框图中所用的成形低通滤波器 LPF 的冲激响应。如果接收端存在频率偏差 Δf ，那么经过降频转换、低通滤波之后得到的信号表示为：

$$y(t) = \exp(j2\pi\Delta f t + \theta_0) \sum_{k=0}^{N-1} b_{k,i} q(t - \frac{kT}{N}) \quad (3-7)$$

$q(t)$ 代表发射器和接收器内部的滤波器组合件在经过卷积以后，所得到的组合冲激响应， θ_0 表示接收器端本地振荡器的相位与射频载波相位的差值。假定在抽样时间 kT/N ， $q(t)$ 能够满足 Nyquist 准则^[23]，那么，通过对 $y(t)$ 在 $t = kT/N$ 时刻进行抽样，我们可以得到：

$$y_{k,i} = \exp(j\theta_0) b_{k,i} \exp(\frac{j2\pi\Delta f T k}{N}) \quad (3-8)$$

根据 DFT 的公式，我们可以看到 $z_{m,i} = \sum_{k=0}^{N-1} y_{k,i} \exp(-\frac{j2\pi k m}{N})$ ，并且把上述 $y_{k,i}$ 和

$b_{k,i}$ 代入，可以得到：

$$z_{m,i} = \frac{1}{N} \exp(j\theta_0) \sum_{l=0}^{N-1} a_{l,i} \sum_{k=0}^{N-1} \exp(\frac{j2\pi k(l-m+\Delta f T)}{N}) \quad (3-9)$$

按照几何级数求和公式，可以将上式重写为如下形式：

$$z_{m,i} = \frac{1}{N} \exp(j\theta_0) \sum_{l=0}^{N-1} a_{l,i} \frac{\sin(\pi(l-m+\Delta f T))}{\sin(\frac{\pi(l-m+\Delta f T)}{N})} \exp(j\pi(\frac{N-1}{N})(l-m+\Delta f T)) \quad (3-10)$$

如果 $\Delta f = 0$ ，则可以容易地得到 $z_{m,i} = \exp(j\theta_0) a_{m,i}$ ，($m = 0, 1, \dots, N-1$)。可以看到每个复数符号的相位都只和相位偏差因子 θ_0 有关。

如果 $\Delta f \neq 0$ ，则会发生信道间干扰，即每个子信道的输出数据符号要取决于所有的输入数据符号。为了简化载波干扰的分析过程，我们给出了以下 N 个复加

权系数 c_0, c_1, \dots, c_{N-1} 分别对应 N 个输入数据符号 $a_{0,i}, a_{1,i}, \dots, a_{N-1,i}$ 对输出数据符号所做出的贡献，由此可以得到第 M 个子信道中传输的符号为：

$$\begin{aligned} z_{m,i} &= \exp(j\theta_0) \sum_{l=0}^{N-1} c_{l-m} a_{l,i} \\ &= \exp(j\theta_0) c_0 a_{m,i} + \exp(j\theta_0) \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq m}}^{N-1} c_{l-m} a_{l,i} \end{aligned} \quad (3-11)$$

其中复加权系数为：

$$\begin{aligned} c_{l-m} &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \exp\left(\frac{j2\pi k(l-m+\Delta f T)}{N}\right) \\ &= \frac{1}{N} \frac{\sin(\pi(l-m+\Delta f T))}{\sin(\frac{\pi(l-m+\Delta f T)}{N})} \exp\left(j\pi \frac{(N-1)(l-m+\Delta f T)}{N}\right) \end{aligned} \quad (3-12)$$

$$c_0 = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \exp\left(\frac{j2\pi k \Delta f T}{N}\right) = \frac{1}{N} \frac{\sin(\pi \Delta f T)}{\sin(\frac{\pi \Delta f T}{N})} \exp\left(j\pi \Delta f T \frac{N-1}{N}\right) \quad (3-13)$$

如果不存在载波偏差，也就是说如果 $\Delta f = 0$ ，则可以容易地得到 $z_{m,i} = \exp(j\theta_0) a_{m,i}$, ($m = 0, 1, \dots, N-1$)。在 EVM 测试过程中 $a_{m,i}$ 就是我们的测试参考矢量，而接收端的 $z_{m,i}$ 则是测试量。当存在载波频偏时候，测试量和参考量会有一些的误差，这直接导致了 EVM 的恶化。

3.4 频率同步算法

由于振荡器的失配和采样时钟的差异，在 OFDM 信号的前端接收信号受到的同步误差的影响。所接收无线电信号的到基带的解调，会经过一个中频 LO，其频率可能无法与发射机频率上完全对齐。这导致载波频率偏移。解调（特别是射频解调）通常引入不希望的相位调制的作为载波的相位噪声。载波频率偏移和相位噪声会恶化 OFDM 系统的性能。因此必须在接收端对载波进行估计。对于 OFDM 系统主要有以下几种不同的算法^{[22][23][26][28]}。

3.4.1 基于循环前缀的算法

当符号同步完美时，大小为 ε 的载波频偏（CFO）会引起接收信号大小为 $2\pi n\varepsilon/N$ 大小的相位旋转。因此，在假设信道影响可以忽略不计的情况下，CFO 会引起 CP 和相应的 OFDM 符号的后部之间存在 $2\pi\varepsilon$ 的相位差。然后，可以根据两者相乘之后的相角找出 CFO 比如

$$\tilde{\varepsilon} = (1/2\pi) \arg(y_l^*[n]y_l[n+N]), n = -1, -2, \dots, -N_G \quad (3-14)$$

其中， \arg 表示 z 幅角主值。为了减小噪声的影响，可以对一个 CP 间隔内的

采样取得平均

$$\tilde{\varepsilon} = (1/2\pi) \sum_{n=-N_G}^{-1} \arg(y_l^*[n]y_l[n+N]) \quad (3-15)$$

3.4.2 基于训练符号的算法

由上节内容已知基于循环前缀的估计技术只能估计出的 $|\tilde{\varepsilon}| < 0.5$ 范围内的载波频偏 (Carrier Frequency Offset, CFO)。由于同步的初始阶段 CFO 很大, 所以需要对更大范围内的 CFO 进行估计的技术。如果能缩小在计算过程中所需要的采样块之间的距离, 就可以增大 CFO 的估计范围。将训练符号在更短的时间内进行重复可以实现这个目的。令 D 为 OFDM 符号长度和重复样式长度之比, 它是一个整数。可以通过对频域梳状信号取 IFFT 得到该训练符号, 发射机在时域以重复样式 D 发射训练序列, 频域的疏状信号为:

$$X_l[k] = \begin{cases} Am, k = D \times i, i = 0, 1, \dots, (N/D-1) \\ 0, \text{其他} \end{cases} \quad (3-16)$$

式中 Am 表示 M 进制的符号, N/D 为一个整数, 当 $x_l[n]$ 和 $x_l[n+N/D]$ 相同时, 接收机能够估计的 CFO 为

$$\tilde{\varepsilon} = \frac{D}{2\pi} \arg \left\{ \sum_{n=0}^{N/D-1} y_l^* y_l[n+N/D] \right\} \quad (3-17)$$

采用训练符号的估计方法能够估计的 CFO 的范围是 $|\varepsilon| \leq D/2$, 随着 D 的增大这个估计的范围也会随着而增大。如果这个时候将采样点数减少为原来的 $1/D$, 就会直接导致 MSE 性能的下降。

3.4.3 基于频率的同步算法

如果发射两个相同的训练序列, 那么在一定的情况下, 响应的两个接收信号之间的关系是

$$y_2[n] = y_1[n] e^{j2\pi N_e/N} \quad (3-18)$$

可以估计 CFO 为

$$\tilde{\varepsilon} = \frac{D}{2\pi} \arctan \left\{ \frac{\sum_{n=0}^{N-1} \text{Im}[Y_1^*[k]Y_2[k]]}{\sum_{n=0}^{N-1} \text{Re}[Y_1^*[k]Y_2[k]]} \right\} \quad (3-19)$$

这种方法就是文献[24]中 MOOSE 等人提出的方法, 频率估计算法为载波频率偏差的最大似然估计算法, 该算法的运算在频域内完成。这种方法的前提条件是已经做完 OFDM 符号定时同步, 故而, 这种方法的任务只是要实现 OFDM 系统的载频误差估计。

尽管通过上式估计出的 CFO 的范围是 $1/2$ 。但是通过使用具有 D 个重复样式的训练符号，CFO 的估计范围也可以增加 D 倍。

文献[43]Classen 提出的方式在估计 CFO 的同时能传输数据。在频域中插入导频, 并且在每个 OFDM 符号中发射, 这样可以跟踪 CFO 公式为

$$\tilde{\varepsilon} = \frac{1}{2\pi T_{sub}} \max_{\varepsilon} \left\{ \left| \sum_{j=0}^{L-1} Y_{l+D}[p[j], \varepsilon] Y_l^*[p[j], \varepsilon] \sum_{j=0}^{L-1} X_{l+D}[p[j], \varepsilon] X_l^*[p[j], \varepsilon] \right| \right\} \quad (3-20)$$

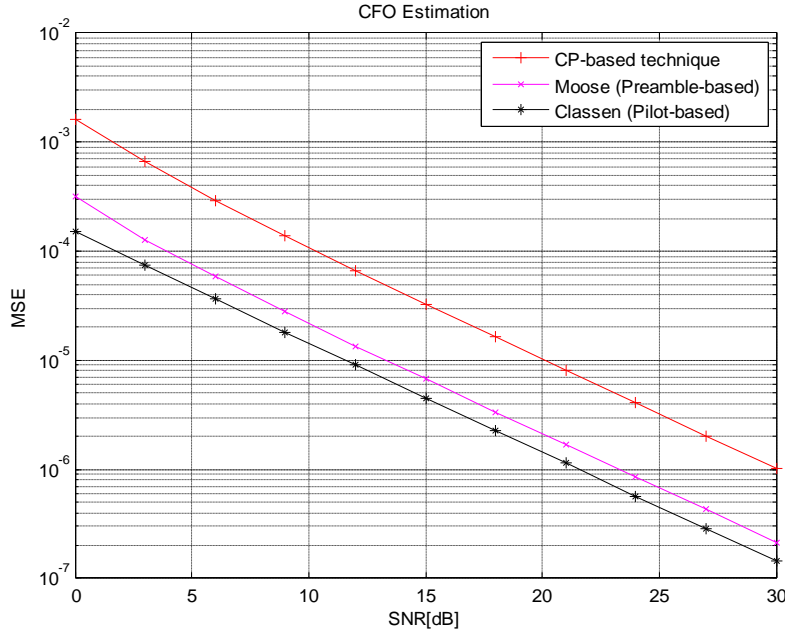


图 3.6 不同载波估计下的 MSE 性能

在 TD-LTE 系统中, 由于 PSS 信号是已知的, 因此适合使用基于训练序列的方法。假设发送端发送的主同步信号 $pss_k = \{a_k\}, 1 < k \leq 128$, 其中 a_k 为主同步信号 z adoff-chu 时域复数序列。

到存在频率时候, 接收机接收的时域信号为:

$$rx(k) = s(k) \exp(j2\pi\Delta f k T) + n(k), 0 \leq k \leq N-1 \quad (3-21)$$

式中, $n(k)$ 表示噪声, 表示 Δf 频率偏移, T 表示 OFDM 符号周期, N 表示接收数据的长度。

假定的符号定时精确同步, 在接收端接收主同步信号可以表示为:

$$rx(k) = a(k) \exp(j2\pi\Delta f k T) + n(k), 0 \leq k \leq 128 \quad (3-22)$$

接收的主同步信号和发送的参考信号共轭乘, 我们就得到了:

$$y_k = a_k^* a_k \exp(j2\pi\Delta f k T) + n(k), 0 \leq k \leq 128 \quad (3-23)$$

对 y_k 进行取相位就可以得到频率的估计。

3.5 信道均衡算法

3.5.1 LS 算法

LS 信道估计算法即按最小方差准则(Least Square)进行信道估计^[28],也称这种算法为迫零估计算法,通常情况下,他不用考虑噪声影响。首先将比特信息数据经过调制, $\{X(k)\}$ 标记为调制后的符号数据, 然后插入导频符号, 再通过快速傅里叶逆变换 (IFFT), 把信号从频域变换到时域, 得到 $\{x(n)\}$:

$$x(n) = \text{IFFT}\{X(k)\} = \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j2\pi kn/N}, n=0,1,\dots,N-1 \quad (3-24)$$

其中, N 是 OFDM 符号子载波的个数。插入保护间隙 GI 后, 信号可以表示为:

$$x_g(n) = \begin{cases} x(N+n), & n = -N_g, -N_g+1, \dots, -1 \\ x(n), & n = 0, 1, 2, \dots, N-1 \end{cases} \quad (3-25)$$

其中 N_g 为 GI 的长度。信号经过基带成型滤波器后, 再经过天线等发射, 进入信道。实际的无线信道为频率选择性多径信道, 此外, 还需要考虑加性噪声的干扰^[31]。

接收到的信号 $y_g(n)$ 如下:

$$y_g(n) = x_g(n) \otimes h(n) + \omega(n) \quad (3-26)$$

其中 $h(n)$ 为信道的时域冲激响应, $\omega(n)$ 为加性高斯白噪声, $h(n)$ 可以表示为:

$$h(n) = \sum_{i=0}^{r-1} h_i \delta(\lambda - \tau_i), \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (3-27)$$

其中, r 为多径信道中径的个数, h_i 为第 i 径在时间域里面的复数脉冲响应, λ 为时延参数, τ_i 为对应第 i 径的时延量, 在计算中, 以采样间隔为单位对 λ 和 τ_i 进行归一化。

在接收机端, 假设去除 CP 得到的信号可以表示为 $y(n)$, 那么进行快速傅里叶变换 (FFT), 从时域信号转换为频域, 我们得到信号 $Y(k)$:

$$Y(k) = \text{FFT}\{y(n)\} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} y(n) e^{-j2\pi kn/N}, \quad k=0,1,\dots,N-1 \quad (3-28)$$

此时不再考虑 OFDM 的符号间干扰, 因为保护间隔长度大于信道多径时延长度。

$Y(k)$ 可以进一步表示为:

$$Y(k) = X(k)H(k) + W(k), \quad k=0,1,\dots,N-1 \quad (3-29)$$

其中 $W(k)$ 为加性高斯白噪声 $\omega(n)$ 的傅里叶变化的结果, 也就是频域表达式。

$H(k)$ 为对应信道冲激响应函数在第 k 个子载波上的频域响应。

3.5.2 基于 DFT 的信道估计算法^[23]

为了减少二维信道估计的复杂性，信道估计可以分别在时域和频域，即通道两维的估计，然后提出了一种首先在时域信道估计，然后频率估计的信道估计算法。两个独立的有限脉冲响应的维纳滤波器通过使用该算法，两个过滤器是用于时间域和频率域。

基于 DFT 的信道估计算法首先要进行基于 LS 算法的信道估计，再经过 IDFT 转化到时域，在时域内进行一定的处理，最后再通过 DFT 变换到频域。

图 3.7 为基于 DFT 信道估计的系统模型。信道 $g(\tau)$ 在一个 OFDM 符号内认为静止，视为慢衰落的瑞利信道。另外，在这种假设下，系统可以表示为一系列平行高斯信道，如下图：

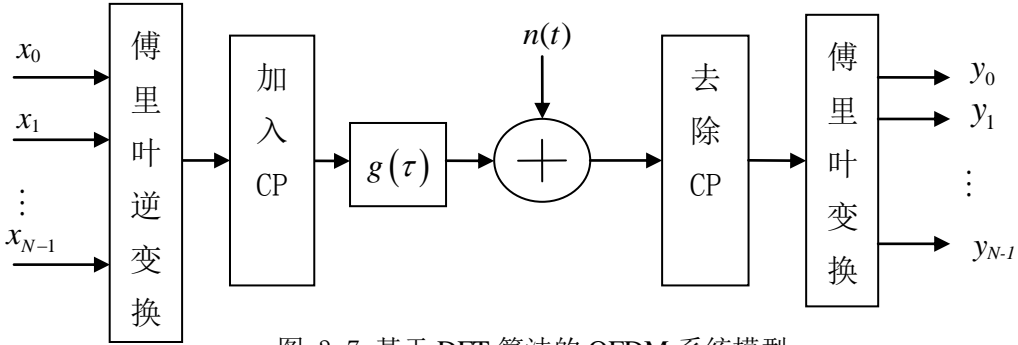


图 3.7 基于 DFT 算法的 OFDM 系统模型

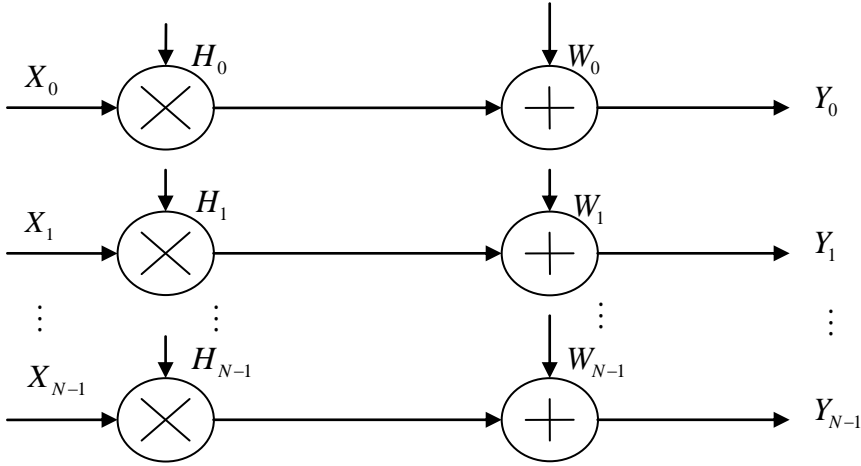


图 3.8 等效平行高斯信道模型

在上图中， $H(\square)$ 是一个 OFDM 符号内的信道冲激响应信道 $g(\tau)$ 在的频域表示， T_s 为采样系统的采样时间。最小平方误差 (LS) 的信道估计可以用这样来表示：

$$H_{ls} = X^{-1}Y \left[\frac{Y(0)}{X(0)} \frac{Y(1)}{X(1)} \dots \frac{Y(N-1)}{X(N-1)} \right]^T \quad (3-30)$$

进一步得到线性最小均方误差（LMMSE）估计为：

$$H_{lmmse} = R_{HH} \left(R_{HH} + \sigma_n^2 (XX^H)^{-1} \right)^{-1} H_{ls} \quad (3-31)$$

$$R_{HH} = E \{ HH^H \} \quad (3-32)$$

在上式中， σ_n^2 表示加性高斯白噪声的方差， R_{HH} 表示信道时域脉冲响应的自相关矩阵。MMSE 算法的运算量要比 LS 算法复杂得多^[23]，因为信号 X 一旦变化，矩阵 $R_{HH} = E \{ HH^H \}$ 就需要重新计算，要想进一步降低 MMSE 算法的计算量，可以将 $(XX^H)^{-1}$ 用期望 $E \{ (XX^H)^{-1} \}$ 代替。再加上等概率调制下的条件：

$$E \{ (XX^H)^{-1} \} = E \{ |1/x_k|^2 \} I \quad (3-33)$$

其中， I 为单位矩阵。

假定定义平均信噪比 SNR 为 $E \{ |x_k|^2 \} / \sigma_n^2$ ，进一步简化，我们得到：

$$\hat{H} = R_{HH} \left(R_{HH} + \frac{\beta}{SNR} I \right)^{-1} H_{ls} \quad (3-34)$$

$$\beta = E \{ |x_k|^2 \} / E \{ |1/x_k|^2 \} \quad (3-35)$$

在上式子中 β 在星座图里面中为常数。因为如果 X 不再是一个矩阵变量，因此 $R_{HH} + (\beta/SNR)I$ 不需要随着 X 变化的时候重新计算一次。另外，如果我们假定信道是已知的， SNR 和 R_{HH} 可以按照常数对待，所以 $R_{HH} (R_{HH} + (\beta/SNR)I)^{-1}$ 仅仅需要一次计算。

我们假定信道的 K 个子载波的信道脉冲响应为：

$$H_k = \sum_{i=0}^{M-1} \alpha_i e^{-j \frac{2\pi k}{N} \tau_i} \quad (3-36)$$

其中， α_i 直接相互独立。

信道的相关性矩阵 R_{HH} 可以表示为：

$$R_{HH} = E \{ HH^H \} = [r_{m,m}] \quad (3-37)$$

其中， $H = [H_1, H_2, \dots, H_N]^H$

$$\begin{aligned}
 r_{m,n} &= E\{H_m H_n^*\} = E\left\{\sum_{i=0}^{M-1} h_i e^{-j\frac{2\pi m}{N}\tau_i} \sum_{k=0}^{M-1} h_k^* e^{j\frac{2\pi n}{N}\tau_k}\right\} \\
 &= E\left\{\sum_{i=0}^{M-1} \theta(\tau_i) e^{-j2\pi\frac{m-n}{N}\tau_i}\right\} \\
 &= \sum_{i=0}^{M-1} \int f_{\tau_i}(\tau_i) \theta(\tau_i) e^{-j2\pi\frac{m-n}{N}\tau_i} d\tau_i
 \end{aligned} \tag{3-38}$$

已知

$$f_{\tau_k}(\tau_k) = \begin{cases} 1/L, & \tau_k \in [0, L] \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \tag{3-39}$$

$$\theta(\tau_k) = C e^{-\tau_k/\tau_{rms}} \tag{3-40}$$

$f_{\tau_k}(\tau_k)$ 为 τ_k 的概率密度函数, $\theta(\tau_k)$ 为功率延时包络, 有

$$r_{m,n} = \frac{1 - e^{-L((1/\tau_{rms}) + 2\pi j(m-n)/N)}}{\tau_{rms} (1 - e^{-(L/\tau_{rms})}) \left(\frac{1}{\tau_{rms}} + 2\pi j(m-n)/N \right)} \tag{3-41}$$

当 τ_{rms} 趋向于无穷大时, 得到归一化频域内的信道相关特性:

$$r_{m,n} = \frac{1 - e^{-L((1/\tau_{rms}) + 2\pi j(m-n)/N)}}{\tau_{rms} (1 - e^{-(L/\tau_{rms})}) \left(\frac{1}{\tau_{rms}} + 2\pi j(m-n)/N \right)} \tag{3-42}$$

文献[23]给出了基于 DFT 的信道估计算法框图, 如图 3.9 所示:

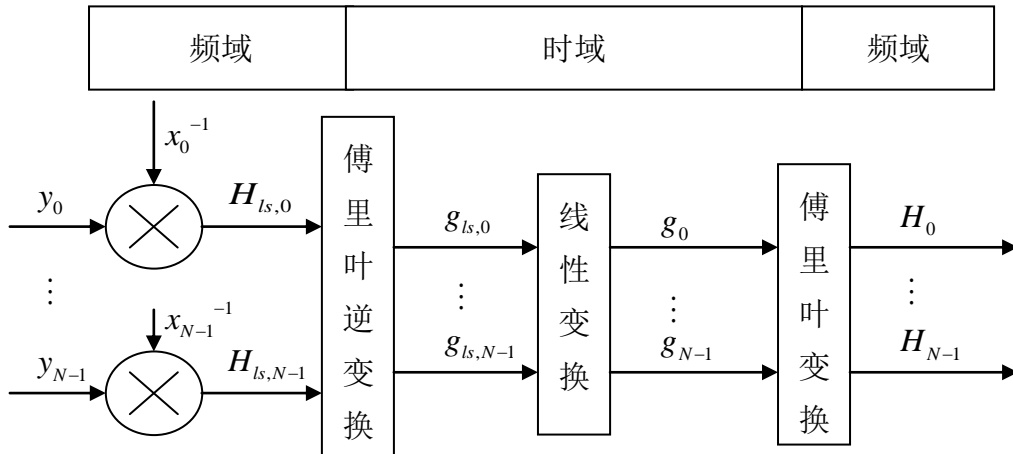


图 3.9 DFT 信道估计算法框图

把 LS 信道估计算法得到的信道特性 H 进行离散傅里叶逆变化 (IDFT), 我们可以得到 g_k , 进而可以在时域进行信道估计。我们可以看到, 在信道满足整数点采样信道的情况下, 在时域内, 信道的脉冲响应能量只集中在少数几个采样点

上，我们可以利用这种能量集中的特性在时域内进行信道估计，复杂度将大大降低^[23]。

获得 g_k 后，通过线性变化得到 $g = Qg_k$ ，再进行离散傅里叶变换，就可以得到 $H = DFT(g)$ 。该算法是利用了傅里叶变换的特性以及时域内能量集中来减小复杂度，同时信道估计性能没有明显的恶化。

时域内的变换式 Q 可以表示为：

$$Q = F^H \left(R_{HH} \left(R_{HH} + (\beta / SNR) I \right) \right)^{-1} F \quad (3-43)$$

其中， F 为 N 维的 DFT 矩阵：

$$\begin{bmatrix} W_N^{00} & \dots & W_N^{0(N-1)} \\ \vdots & & \vdots \\ W_N^{(N-1)} & \dots & W_N^{(N-1)(N-1)} \end{bmatrix}$$

$$\text{其中 } W_N^{(N-1)} = 1 / \sqrt{N} e^{-j2\pi \frac{nk}{N}}$$

可以采用忽略 g_k 中 SNR 较小的系数，使得 SNR 比较大的系数进入频域，通过这种方法可以减小系统复杂度。但是如果同步没有做好的话，会引起比较大的误差，这就要求系统的同步定时比较准确。

3.5.3 MMSE 算法

信道估计的最小均方误差准则的目标是使得信道估计误差最小。假定噪声和信号相互独立的时候，最小均方误差 (MMSE) 下的信道估计可以用下面的公式表示：

$$\hat{H}_{MMSE} = R_{HY} R_{YY}^{-1} Y \quad (3-44)$$

式中，

$$R_{HY} = E\{HY^H\} = R_{HH} X^H \quad (3-45)$$

$$R_{YY} = E\{YY^H\} = XR_{HH}X^H + \sigma_n^2 I_N \quad (3-46)$$

式中， R_{HY} —— 传输函数与接收信号的互协方差矩阵；

R_{YY} —— 接收信号的自协方差矩阵；

R_{HH} —— 传输函数的自协方差矩阵；

X^H —— 发射信号矩阵的共轭转置；

Y^H —— 经过解调之后输出信号矩阵的共轭转置；

σ_n^2 —— 噪声方差。

MMSE 估计值可以表示为：

$$\hat{\mathbf{H}}_{MMSE} = \mathbf{R}_{HH} (\mathbf{R}_{HH} + \sigma_n^2 (\mathbf{X}^H \mathbf{X})^{-1})^{-1} \hat{\mathbf{H}} \quad (3-47)$$

式中 \mathbf{H} 是信道响应在时域上的抽样值。

MMSE 估计是在进行最优化问题求解的同时考虑了噪声的影响，所以信道估计的均方误差较小。

3.5.4 信道估计仿真

仿真条件：数据子载波数 100，子载波 122，FFT 点数 128，前缀使用 32 个 bit。得到

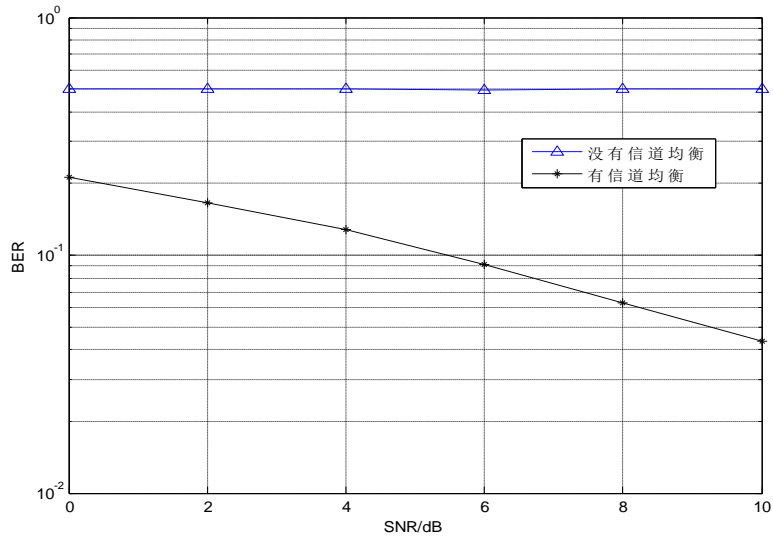


图 3.10 信道估计提高系统性能

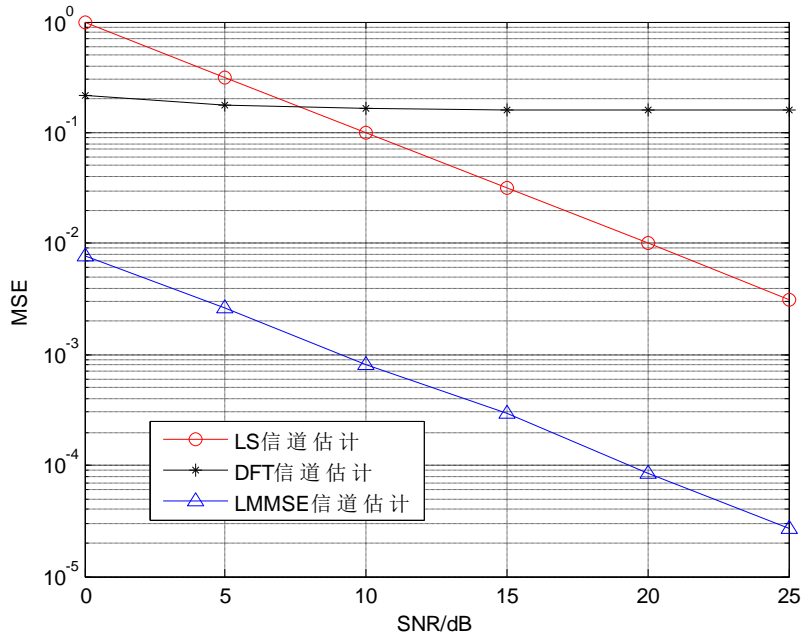


图 3.11 信道估计算法性能比较

对于不同条件的信道，估计误差如图：

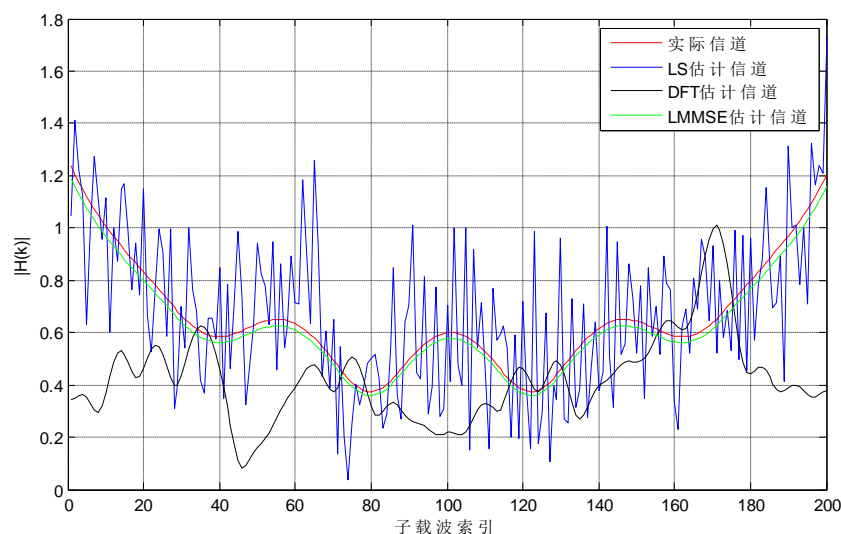


图 3.12 信道估计误差比较

由前几节内容可以得出，对于不同的信道，采用不同的信道估计方法，得出的结果差异很大，所以每种估计方法都有它自己的优缺点。**LS** 算法结构简单，但是估计性能比较差。基于 **DFT** 的信道估计算法是利用能量集中的特性在时域内进行信道估计。能量集中就是在信道满足采样信道的情况下，在时域，由于信道的脉冲响应 **RMS** 延迟不会很大，最后的多径的能量会集中在前面的几个采样点上，因此根据这个先验信息，可以对 **LS** 获得信道估计的值转化到时域，然后对明显超过多径最大时延的值人为置零。这样能消除由于噪声导致的一些估计波动。

MMSE，也就是最小均方误差估计算法，广泛用于在检测和估值中，尤其是在理论分析上，但是它的复杂度过大，限制了它在实际工程中的具体应用。

表 3.1 几种估计算法的性能比较

估计方法	LS	DFT	MMSE
优点	简单	适中	算法复杂
缺点	估计性能较差	性能一般	估计性能较好

3.6 本章小结

本章从 **OFDM** 系统的关键技术之一时间频率同步的角度，论述了在存在时间同步误差和载波误差的情况下，对 **EVM** 的影响进行了理论分析。给了不同的时间和频率估计算法。时间同步上主要采用了互相关的方法来获得准确的时间定位。对比了 3 种不同载波估计技术，其中基于 **CP** 技术能估计的频偏范围有限，不适合用于粗同步，基于训练序列的算法会单独发射训练序列，影响通信效率，而且

增加频偏估计范围会降低精度。基于导频的方法可以在传输数据的同时估计频偏，但是这种方法相对比较复杂。TD-LTE 系统中具有 PSS 信号，非常适合用来做基于训练序列的载波估计。

基于 DFT 的信道估计算法是利用能量集中的特性在时域内进行信道估计。所谓的能量集中特性就是指，在信道满足整数点采样信道的情况下，在时域内，能量只集中在少数几个采样点上。虽然利用这种特性，在信道估计中它的复杂度大大降低，但是在非整数点采样信道的情况下，虽然信道功率仍然相对集中，但散落在所有载波上，在简化运算时会引入一定的误差，存在误码率的“地板效应”^[23]。另外，在信道同步定时不是很理想的时候，会出现采样不匹配的缺陷。

最小均方误差算法(MMSE)在检测和估值中的应用相当广泛，尤其是在理论分析上，但是它的复杂度过大，使其在实际应用中收到了很大的限制。

同步和信道估计是 EVM 测试中必要的步骤，要获得足够可靠的 EVM 指标，必须使得残留的时间偏差和频率偏差保持在一定范围内。

第四章 共享信道 EVM 测试

在 TD-LTE 的射频一致性测试中，EVM 是发射信号的重要测试项目之一。是直接反应发射机信号调制质量的综合指标，历来受到设备制造商和终端芯片厂商的高度重视。EVM 表示调制信号的调制精度，在发射模块指标中，EVM 是发射调制信号的理想测量调制分量 I（同相位）和 Q（正交相位）与实际接收到的测量信号的调制分量 I 和 Q 之间幅度和相位的矢量差，EVM 的测试过程相对比较复杂，涉及了基带信号的同步、解调、信道解码等很多关键技术。本章主要对这些共享信道的 EVM 测试方法进行论述。

4.1 上行共享信道 EVM 测试方法

对上行链路中的 EVM 指标进行测试，其中文献[4, 6, 8]都是针对终端进行测试，分析了影响因素，研究了终端 UE 的测试方法；文献[7]提出一种基于随机接入信号相关性，频偏估计、相位估计以及硬件相偏校准的 EVM 求解算法，此算法能快速的求解 EVM；对于 PUSCH 信道的 EVM 测量方法在文献[44, 45]中都有重点分析，本文在此不重点展开叙述，所有这些文献中所提出的测试方法对 TD-LTE 射频一致性测试系统提供了理论依据。

在 TD-LTE 系统中上行信道使用的是单载波频分多址（SC-FDMA）技术的调制方式，常用的测试流程如下：

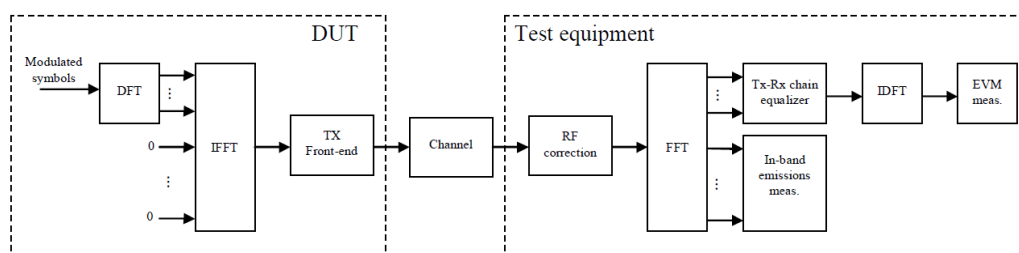


图 4.1 上行 EVM 测试方案

左边表示的是被测试的设备，基带的比特流经过信道编解码、交织、调制，将星座点上的调制符合经过 IFFT 生成上行的基带信号；右边的图表示的是我们的测试设备的过程，是上行基带信号调制的逆过程。在 IDFT 之后就获得了星座图的符号信号，此时与本地的参考信号进行 EVM 计算就可以获得具体的 EVM 数值。射频信号的纠正包括了定时同步、频偏估计以及载波泄露等步骤^[9]。EVM 的计算公式如下：

$$EVM = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^M |revise(i) - ref(i)|^2}{|N_{slot}^{slot}| * P_0}} \quad (4-1)$$

其中 P_0 是参考信号的平均能量， M 是测量窗口的长度。 $revise(i)$ 是第 i 个接收端的矢量。接收机接收发射机发射的信号，由于收发机的时间基准不一样，也就是晶振的不一致导致的频率的偏差，需要再接收端估计和补偿；由于基站和测试机之间的电缆的时间延迟，需要再接收端估计时间的误差，取得最佳采样点，以上两个称为时频同步；另外直流分量和 IQ 支路的非平衡也会导致接收端星座图的畸变和信号质量的降低，使得 EVM 变差。因此需要在接收端对直流和 IQ 的失配进行估计和补偿。最后，收发机之间存在无线信道或者有线信道，信道对信号会产生幅度和相位影响，需要对信道进行估计，估计之后再进行补偿。一般情况下，EVM 测试需要经历以上几个步骤和模块，最后才能较为准确测试获得 EVM 的值。

对于 EVM 测试来说，必须进行时间和频率的估计，DC 估计以及 IQ 不平衡的补偿以及信道估计和均衡等等，但是由于受到篇幅的限制，这里给出的方案主要包括了时间的估计、频率估计以及信道估计，最后完成了 EVM 的测试。

4.2 下行测试方案与系统框图

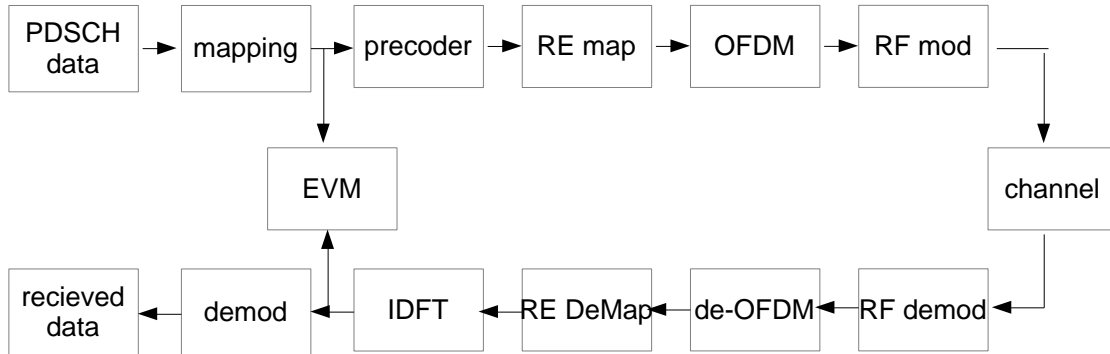


图 4.2 下行 EVM 测试方案

上图为常见的 EVM 测试的框图，下行的比特数据经过映射、预编码资源粒子映射、调制转化为基带调制信号，在接收端进行逆过程就会恢复原始数据。波形的重建如下图：解码接收到的包到 bit，如果 CRC 正确的话，再对接收到的 bit 进行重新组帧、编码和调制，作为测试信号的重建信号。在接收过程中时频同步是必须的，在这里不再叙述。

在 EVM 测试中一个很重要的问题是理想参考信号的重构，在下图中，通过解调接收到的数据再进行一次信道编码、交织、加扰、调制来产生一个理想的信号，用于 EVM 的测试。

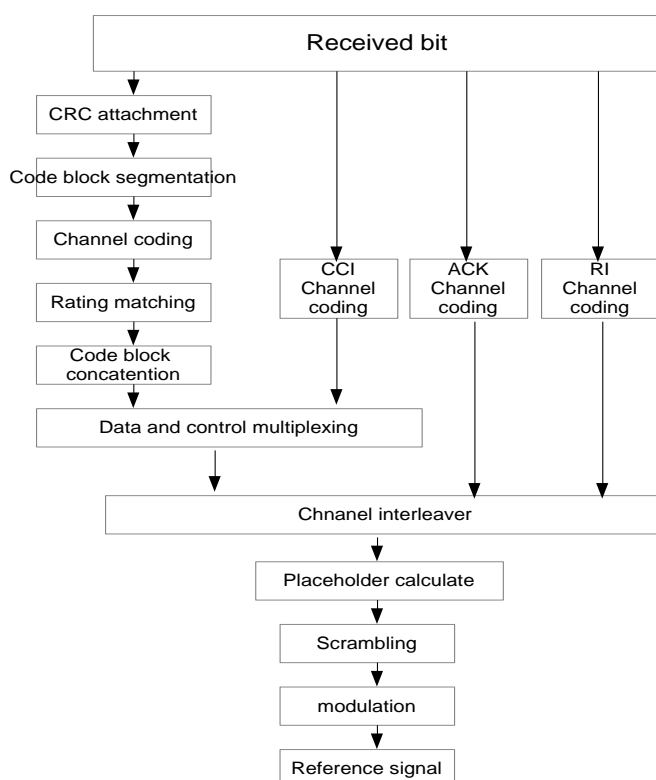


图 4.3 参考信号重建过程

4.3 EVM 测试接收框图

通用下行接收端基带处理与发射端相对应地，接收端基带处理链路如下：

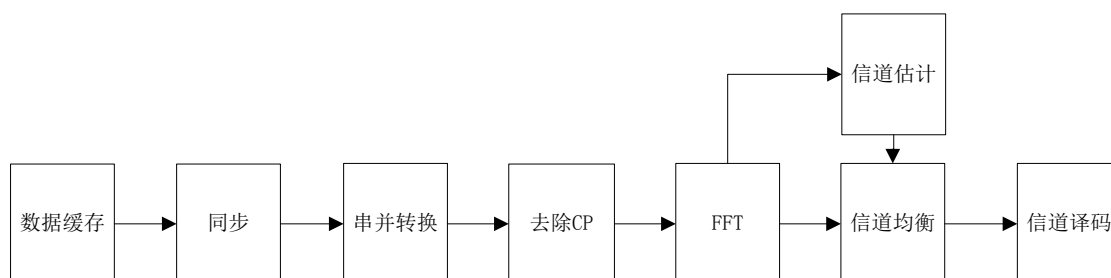


图 4.4 下行接收端基带处理流程

射频接收处理后，将采样数据放置在缓存区中。缓存区应当设置两个，以保证在一个放置满后，立刻进行基带处理，同时，采样的数据放置在另外一个缓存区中，这样交替进行可保证数据的连续性。当然，对于数据缓存区域的数据读取逻辑需要仔细设计。

首先是对接收到的数据进行同步操作，同步的作用是在从接收的数据中找到帧的起始位置，从而找到进行串并转换的数据起始位置。同步操作的逻辑流程如下：

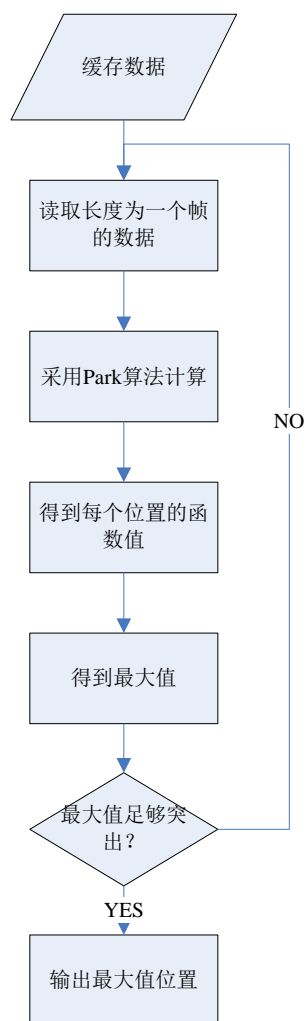


图 4.5 同步模块逻辑处理流程

同步模块输出的结果是数据缓存区中帧头的起始位置,所以下面的串并转换、去 CP、FFT 模块的读取,可以结合起来,由控制器从数据缓存区中同步得到的位置上选择读取。模块框图如下:

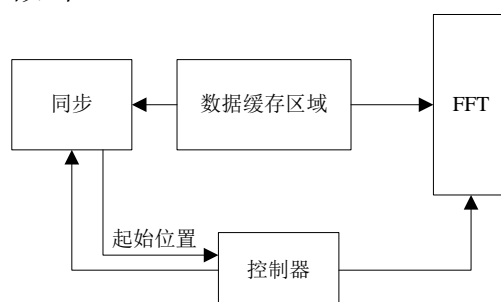


图 4.6 同步、串并转换、去 CP 模块硬件框图

控制器逻辑设计如下:

数据缓存区间填满,且上个数据缓存区已处理完成,则控制同步模块读入存储器数据,按照图中的同步算法逻辑,得到帧头的位置,并将该值返回给控制器。控制器得到帧头位置后,按照帧结构参数,计算出第一个符号的去掉 CP 后的位

置, 控制 FFT 模块读入, 在 FFT 模块完成后, 再读取第二个符号去掉 CP 的位置, 依次进行下去, 直到整个帧处理完成。

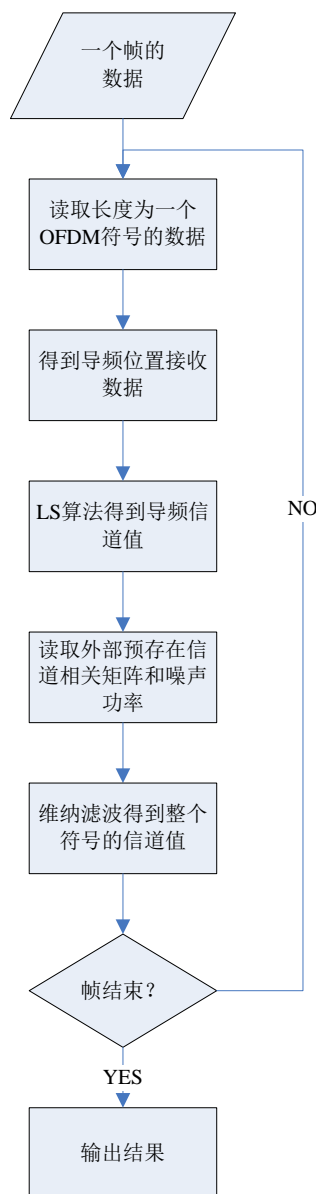


图 4.7 信道估计模块处理逻辑

FFT 完成后, 数据存入缓存中, 供信道估计模块、信道均衡模块读取。信道估计模块读取导频位置上的导频, 然后与已知的发射端导频值想结合, 使用信道估计算法, 得到整个 OFDM 符号上的信道值。信道均衡模块根据 OFDM 符号的信道值与接收值, 得到均衡后的符号值。信道估计模块逻辑流程如上图所示。

要注意的是信道估计模块是按照帧来处理的, 所以 FFT 输出的结果应当按照帧给出后, 通知控制器件进行下一步处理。信道均衡模块同样, 该模块在进行读取时, 需要避开导频位置的符号, 只读取数据区域的符号。模块框图如下:

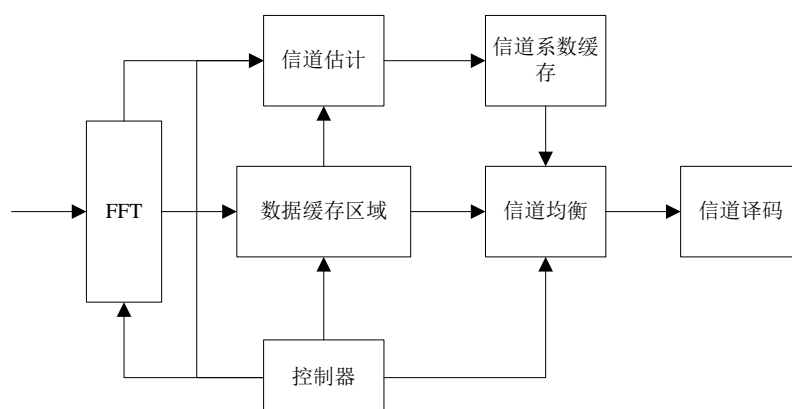


图 4.8 FFT、信道估计、信道均衡模块硬件框图

控制器逻辑设计如下：

首先控制 FFT 处理完成整个帧的符号，将结果依次写入数据缓存区域。完成后控制信道估计模块读取导频位置的接收值，进行信道估计，将得到的信道系数写入信道系数缓存区域。此时控制信道均衡模块，读取数据缓存区域和信道系数缓存区域的数据符号的值，进行均衡后输出。

最后将输出的数据符号星座点估计值送入信道译码器，进行软译码。如果直接进行硬判得到比特流再输入译码器，则会有性能上的损失。该部分内容本文没有进行研究，留待以后扩展。

综上，可得到下行接收端基带硬件实现的总体框架图如下：

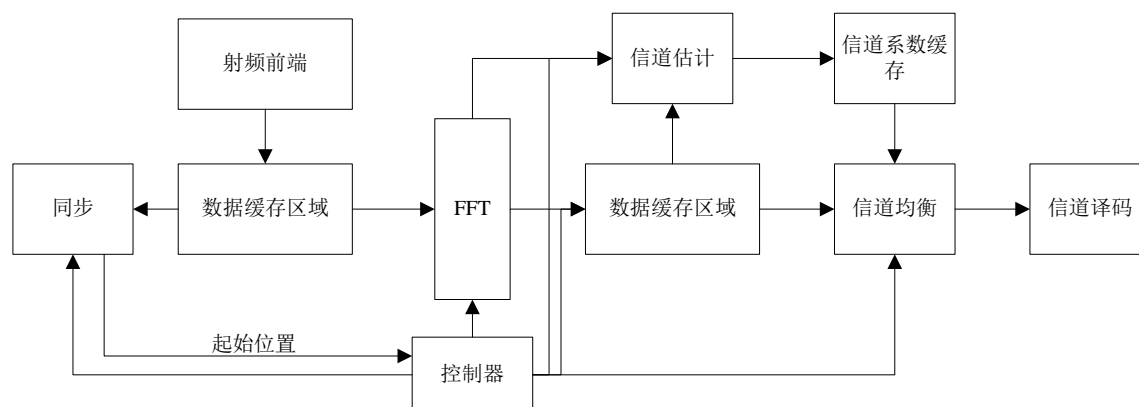


图 4.9 下行接收端链路硬件实现结构参考设计

4.4 测试方案误差分析

由于在实际测量过程中存在一些非理想性，在测量获得的值和实际值之间总是存在一些误差。因此，如何寻求要测试的物理量的最佳测量值，以及如何估计最佳测量值的可信程度(不确定度)就成为测量不确定度理论的首要任务。为计算 EVM 测试不确定度，首先分析产生 EVM 测试的误差源^{[19][20]}。在本测试方案中，时间同步的误差、频率估计的残留误差以及测量过程中的噪声都会带来测试的不

确定性。文献[15]中指出：对于 EVM 测试来说，典型的最佳采样时刻估计需要是的时间的同步误差误差小于 $T/64$ ，频率的同步控制在 1 Hz 以内，这个时候 EVM 测试误差将远远小于百分之一。而 I/Q 路采样误差和噪声属于系统误差，是客观上不能被克服的仪表系统误差，对测试结果的影响低于基带软件算法的影响。其中 I/Q 的采样导致的误差是由于 ADC 的量化误差决定的，因此 EVM 测试中的系统误差主要是 ADC 的量化误差和本地的噪声。这两方面是影响 EVM 测试精度的主要原因。

文献^[14]给推导了各个影响因子对 EVM 的测量的影响，在假定理想同步和没有载波频偏的情况下，EVM 和 SNR 的关系如下：

$$EVM = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^N |E(n) + \Delta S(n) + w'|}{\sum_{n=1}^N |GR(n)|}} \times 100\% \approx \frac{1}{\sqrt{SNR}} \times 100\% \quad (4-2)$$

分析了位宽，功率以及低噪对不确定度的影响。

4.5 本章小结

本章基于对 TD-LTE 的帧结构和系统体系的认识，给出了一种测量 EVM 的方案。该方案通过解调接收到的信号，在本地重构信号的方法，获得本地参考信号。介绍了时间同步和载波同步的方法，分析了在测量过程中的 EVM 不确定度的影响因素。给出了 EVM 测试过程中的接收同步过程的模块结构，分析了各个结构的组成和相互的信号关系。

第五章 EVM 测试仿真

5.1 EVM 影响因素仿真

本章将分别仿真相位失配、幅度失配、直流偏置以及噪声对 EVM 在不同的调制方式下的影响进行分析。对于 QPSK 信号加入不同的失真，我们可以得到如下的仿真图。

QPSK 信号的星座图分别分布在 IQ 域，呈 90 度夹角，星座点之间的间隔比较大，因此在 TD-LTE 测试标准中，对 QPSK 的 EVM 的要求是最低的，为 17.5。也就是说星座点的抖动不容易引起解调判决错误。这个 EVM 指标对 IQ 调制的要求也会降低，例如，下图中的相位失配，要达到 17.5 的 EVM，对应的相位失配是 20 度，也就是说只要相位失配在 20 度以内，QPSK 信号的 EVM 就是合格的。这个指标对于目前工程中典型的调制器，失配在 2° 到 3° 左右，还是非常宽松的。

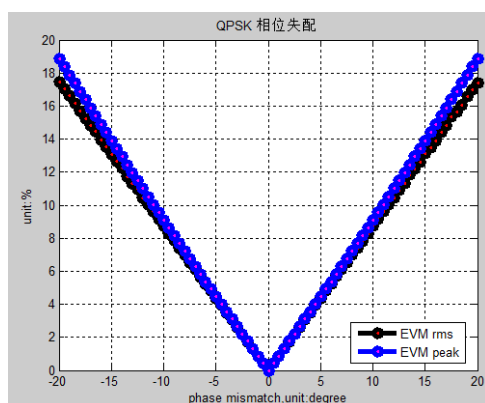


图 5.1 QPSK 调制下相位失配影响

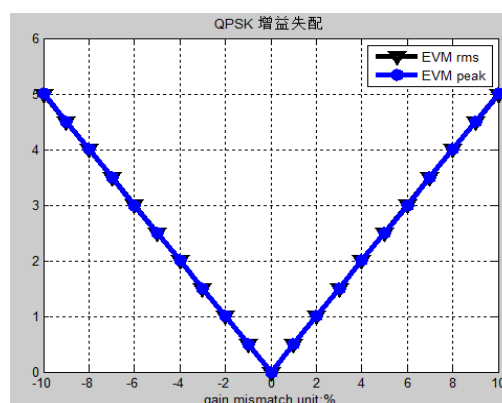


图 5.2 QPSK 调制下增益失配影响

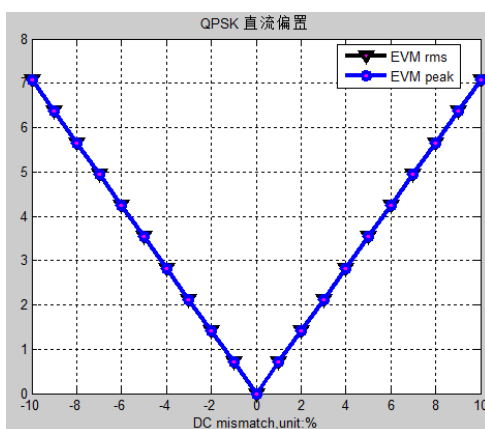


图 5.3 QPSK 调制下直流偏置影响

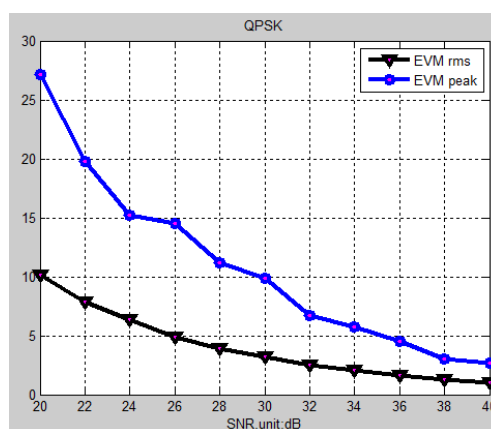


图 5.4 QPSK 调制下 EVM 与 SNR 关系

同样的对 16QAM 信号和 64QAM 也进行了仿真，仿真结果如下图所示：

第一种：16QAM 信号仿真：

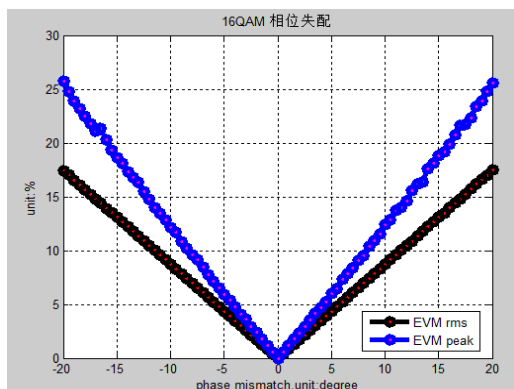


图 5.5 16QAM 调制下相位失配影响

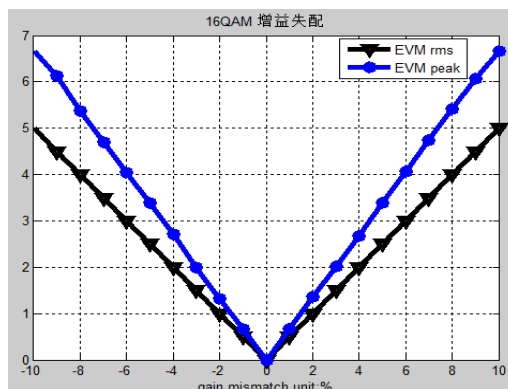


图 5.6 16QAM 调制下增益失配影响

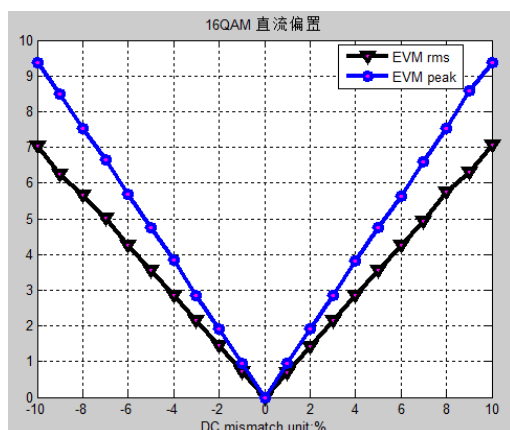


图 5.7 16QAM 调制下直流偏置影响

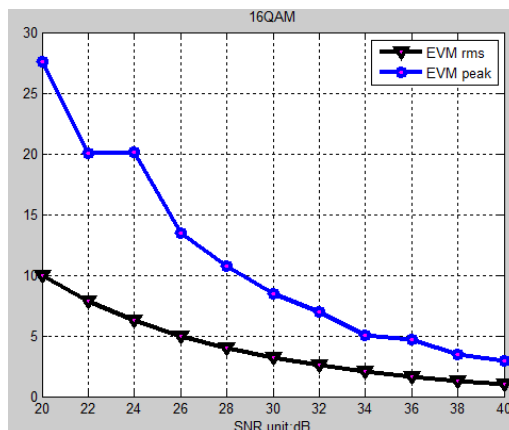


图 5.8 16QAM 调制下 EVM 与 SNR 关系

第二种：64QAM 信号仿真：

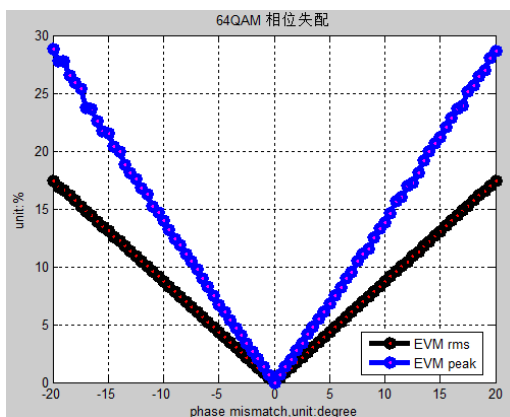


图 5.9 64QAM 调制下相位失配影响

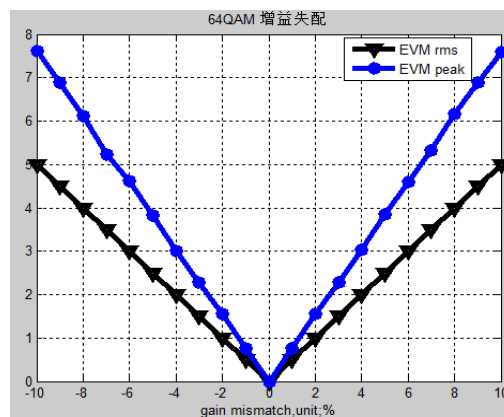


图 5.10 64QAM 调制下增益失配影响

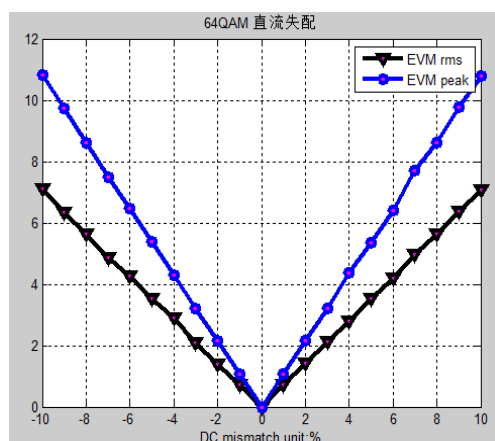


图 5.11 16QAM 调制下直流偏置影响

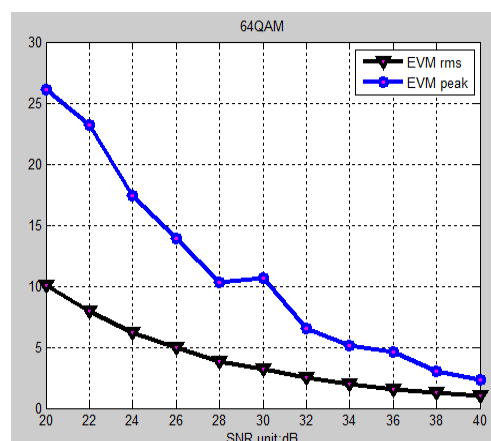


图 5.12 64QAM 调制下 EVM 与 SNR 关系

从仿真图我们可以到，由于 64QAM 信号的星座点比较密集，轻微的幅度变化到导致接收端判决错误，比如判决到临近的星座图，因此测试标准对 64QAM 的 EVM 提出的指标是 8%，这就要求我们的调制器更加精密。比如对于相位失配来说，需要做到 8 度以内，才能满足 EVM 的指标。整理的各种调制方式在 EVM 标准下对相位失配的约束如下。

表 5.1 EVM 相位失配影响

调制方式	QPSK(17.5%)	16QAM(12.5%)	64QAM(8%)
对相位失配要求	<20 度	<15 度	<9 度

该仿真结果与前面我们的理论分析相一致，有利于分析在实际工程中遇到的各种 EVM 恶化现象，为排错提供依据。

5.2 下行共享信道 EVM 仿真

在不同的 SNR 下 ber 和 EVM 的性能的对比：

第一种情况：QPSK 调制方式

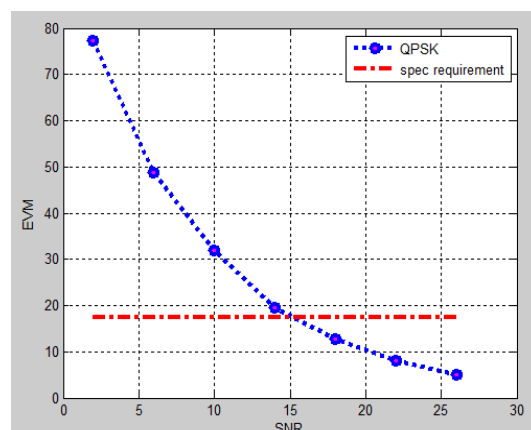
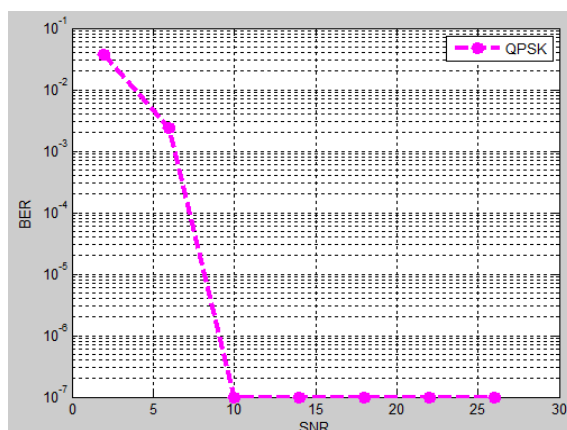


图 5.13 QPSK 的 ber 和 EVM 性能

第二种情况：16QAM 调制方式

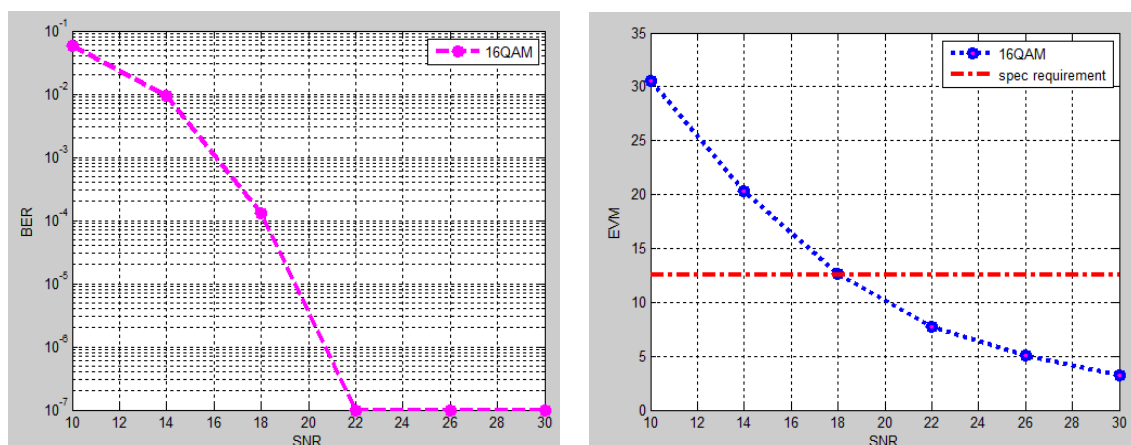


图 5.14 16QAM 的 ber 和 EVM 性能

第三种情况：64QAM 调制方式

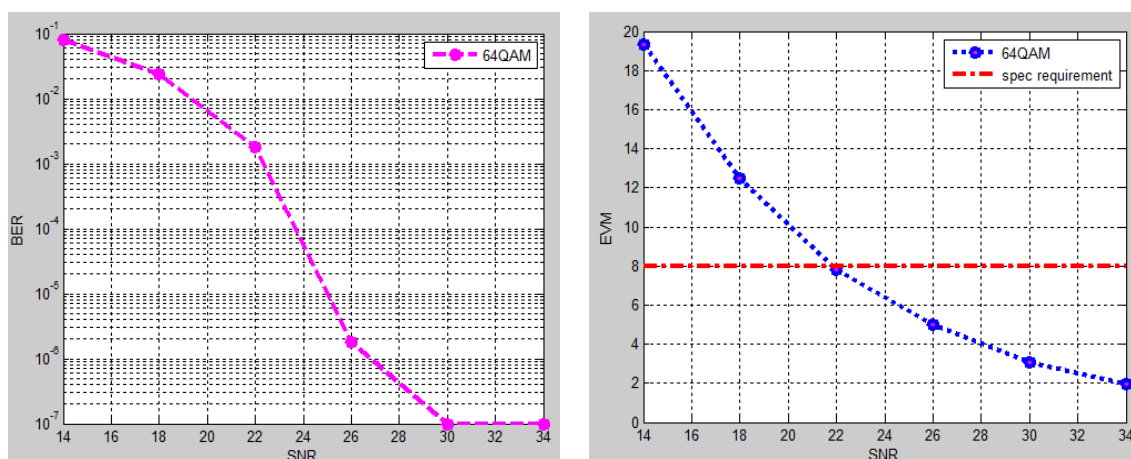


图 5.15 64QAM 的 EVM 和 ber 性能

从以上仿真结果我们可以看到，针对不同的下行链路的调制方式，QPSK/16QAM 和 64QAM 在不同的 EVM 要求下，对 SNR 的要求是不一样的。

表 5.2 不同调制方式下对 SNR 的要求

Modulation type	EVM	BER=1E-3
QPSK	14	7
16QAM	18	16
64QAM	22	22

对于 QPSK 信号，测试的 EVM 要求为小于 17.5%，他对 SNR 的要求为 14dB，而随着调制阶数的上升，16QAM 的 EVM 要求为 12.5%，SNR 要求为 18，而 64QAM 由于星座点之间的间距很小，噪声很容易影响 EVM，要求为百分之 8，SNR 为 >22dB。对于千分之一的误比特率，这三种方式分别对应的 SNR 为 7, 16 和 22。由此可看为了满足给定的 EVM 指标，带内的信号噪声比必须控制在 22dB 以上，

才能达到测试规范的要求。

5.3 本章小结

本章仿真了在 IQ 调制的过程中容易出现各种失配因素,包括相位失配,直流失配以及幅度失配,在不同的调制方式下,对 EVM 的影响,给出了定量的结论。通过仿真的形式,进一步明确了各种失配对 EVM 指标的具体影响。针对下行信道,给出了在不同的信噪比下,EVM 的变化和误码率的变化曲线。通过在不同的调制方式下的 EVM 和 ber 的对比,我们可以看到,EVM 能明确反应发射机的调制质量,当仿真不满足我们的系统需求的时候,我们就需要对系统进行再设计。对于 QPSK 信号,测试的 EVM 要求为小于 17.5%,他对 SNR 的要求为 14db,而随着调制阶数的上升,16QAM 的 EVM 要求为 12.5%,SNR 要求为 18。而 64QAM 由于星座点之间的间距很小,噪声很容易影响 EVM,要求为百分之 8,SNR 为 >22dB。对于千分之一的误比特率,这三种方式分别对应的 SNR 为 7, 16 和 22. 由此可看为了满足给定的 EVM 指标,带内的信号噪声比必须控制在 22dB 以上,才能达到测试规范的要求。这些定量分析有利于在工程中分析问题,解决问题,具有一定的工程参考价值。

第六章 总结

6.1 总结

EVM 测量是通信系统发射机测试的重要指标，是评价发射质量的重要标准。EVM 指标的好坏影响了这个通信系统的整体性能，必须控制在一定范围以内。TD-LTE 标准中对发射机的 EVM 指标在不同的调制方式下作了不同的规定。本文从实际工程角度出发，研究了发射机测试中的 EVM 测试技术，主要从以下几个方面展开：

第一章，绪论。介绍了 TD-LTE 系统的发展和 EVM 的定义和意义。

第二章，重点介绍了 TD-LTE 系统的物理层基础以及协议规定。从实际发射机链路的角度，分析了不同因素对 EVM 的影响，包括了 IQ 失配、DC 偏置、以及噪声的影响。这些分析和仿真有助于我们分析和定位系统故障。

第三章，时频同步是 OFDM 信号接收的基准。本章评估了在不同的时间和频率误差的情况下，对 EVM 的影响。介绍了不同的时间同步和频率同步的方法，论述了原理和性能。在信道估计上，重点比较了基于 LS、DFT 以及 MMSE 算法的不同性能。

第四章：在 TD-LTE 的认识上，给出了基站下行链路 EVM 的测量方法和算法，通过仿真的形式验证了算法的可行性，分析了误差来源。给出了 EVM 测试过程中的接收同步过程的模块结构，分析了各个结构的组成和相互的信号关系。

第五章：在不同的调制方式下，以 MATLAB 仿真工具为基础，仿真了各种失配对 EVM 的影响，具体包括直流偏置影响、IQ 相位失配以及幅度失配。以 PDSCH 为例，仿真了不同的 EVM 条件下，通信系统的性能指标，给出了定量分析。

在 TD-LTE 系统中，EVM 值反映了信号的调制质量。基站端 EVM 的测量包括 PDSCH、PDCCH 和 PRACH，以及 DM-RS 信号。本文分析了影响其 EVM 值的因素，给出了 EVM 值的测量方法，并给出了 PDSCH EVM 测量的仿真结果。当仿真结果不满足其要求时，应对系统进行改进，降低调制误差。

6.2 展望

TD-LTE 系统是 4G 的主要技术，我国政府和企业在其中占有了相当的贡献和话语权。中国移动等运营商也在积极推动该标准的使用和普及。在这样的大背景下，势必带动整个 TD-LTE 标准的通信设备制造行业和移动终端的发展，因此对

TD-LTE 的发射机的测量指标进行研究具有十分重要的现实意义和工程背景。

本文给出了一种 TD-LTE 下行 EVM 测试方案，达到了测试的需求，但是在今后的研究中，我们还可以在以下几个方面继续做一些调查和研究：

- 1、在 EVM 测试过程中还没有对前面分析的 IQ 失配等问题进行补偿和校准，时间和频率的残留误差也会一定程度上影响最后的 EVM 测试结果。
- 2、对各种同步算法的具体性能和定量分析，IQ 平衡的分析等都可以进行更加详细和细致深入的研究，取得最优的性能。
- 3、本文给出了 EVM 测试方案以及具体的设计框图，对 EVM 的分析仅仅停留在理论分析和仿真验证的阶段，可以继续完成 FPGA 的实现和实际的测试等工作，完成理论和设计方案的工程化。

本文回顾了 TD-LTE 系统的发展历程，介绍了 OFDM 系统的基本框架和基本的理论，根据射频规范的要求，结合理论数学模型分析以及 MATLAB 仿真的形式，分析了各种失配对 EVM 的影响。介绍了基站下行链路 EVM 测试方案和同步算法和频偏估计算法，为 TD-LTE 系统的发射机的射频测试提供了理论依据和工程参考，具有重要的意义。

参考文献

- [1] 郎为民(译), 基于 OFDMA 和 SC-FDMA 的无线接入.机械工业出版社,2010,9.
- [2] Hisham A.Mahmoud and Huseyin Arslan, Error Vector Magnitude to SNR Conversion for Nondata-Aided Receivers[J], IEEE Transactions on wireless communications, vol. 8, NO. 5, MAY 2009. 2694~2704.
- [3] 沈嘉, 索世强, 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, 2008.11.
- [4] Xiaowen Li, Deyi Peng, Guozhong Wang, A Novel Measurement of Error Vector Magnitude for TD-LTE Termination[C], 2012 5th International Congress on Image and Signal Processing (CISP 2012).
- [5] Laurent Noel and Philippe Brousse, Low-Cost EVM Test Methodology for Wireless Transmitters Applied to W-CDMA[J], IEEE Transactions on Instrumentation and measurement, vol. 60, NO. 1, January 2011, 170~175.
- [6] 陈发堂, 郑晓献. TD-LTE 系统 UE 端 EVM 测量与 DSP 实现[J].光通信研究, 2011, 168(6):63~66.
- [7] 王志, 季刚. TD-LTE 随机接入信道 EVM 算法的研究[J]. 国外电子测量技术, 2013, 32(4):28~31.
- [8] 董宏成, 王露刚, 李小文. 基于 TD-LTE 终端误差矢量幅度测量的研究[J].广东通信技术, 2013(5):38-42.
- [9] 张璐岩, 胡寒冰, 唐晓晟.TD-LTE 终端综测仪中下行信号 EVM 的研究与实现[J].中国科技论文在线, 201205-112.
- [10] 范秀利, 郑建宏, 陈莉.TD-SCDMA 的 EVM 测试及分析.重庆邮电学院学报[J], 2005, 17(2).
- [11] 方宏, 卞昕, 何昭, 周 鑫. 基于星座图设计的矢量调制误差计量方法研究[J].仪器仪表学报, 2013, 34(1):128~132.
- [12] 贾向东, 胡寒冰, 张治. 一种 TD-LTE 终端 EVM 计算新方法[J].中国科技论文在线, 2011: 10~294.
- [13] 王东明. 基于 MATLAB 的 WCDMA 发射机 EVM 值测量方法研究[J].中国科技论文在线.2010.11.30.
- [14] 周峰, 张睿, 高攸纲, 等. 五种失真因素综合作用下的 EVM[J].电子学报, 2012, 40(03): 607~610.
- [15] 李云鹏, 金磊, 张成, 无线发射机EVM 测试的不确定度分析[J], 无线电工程第37 卷第

11期

- [16] 罗德与施瓦茨中国有限公司,LTE 芯片和终端测试综述,电信网技术,2011 年第 8 期.
- [17] 3GPP TS 36.104 V9.10.0 (2011-12), Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA) Base Station (BS) radio transmission and reception[S].
- [18] 3GPP TS 36.211 V10.3.0 (2011-09), Physical Channels and Modulation[S].
- [19] 覃冬明, 探讨新一代 4G 通信技术[J], 城市建设理论研究 (电子版), 2013
- [20] 吴慧芳, 基于 DS-OFDM 的电力线通信抗干扰性能研究[J], 电子测试, 2010
- [21] 王受芬, 浅析 4G 通信技术的优缺点及其应用[J], 中国科技博览, 2012
- [22] 王丽敏, OFDM 系统同步算法的研究[D], 哈尔滨工程大学, 2007
- [23] 孙山林, OFDM 通信系统信道估计与同步技术研究[D], 天津大学, 2006
- [24] Moose P H.A technique for orthognal frequency division multiplexing frequencies offset correction[J]. IEEE Transaction on communications.1994, 42(10):1908~1914.
- [25] 邓晓静, OFDM 系统中峰均比及同步性的分析与研究[D], 上海交通大学, 2005
- [26] 李佳, 正交频分复用系统中同步技术的研究[D], 北京邮电大学, 2006
- [27] 程翊昕.误差矢量幅度的不确定度分析[J].计量与测试技术, 2010, 37(12):62~68
- [28] 尚星, OFDM 系统同步与信道估计研究[D], 西安电子科技大学, 2009
- [29] Apostolos Georgiadis, Gain, Phase Imbalance, and Phase Noise Effects on Error Vector Magnitude[J], IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. 53, No. 2, Mar 2004.
- [30] Erkan Acar, Low-Cost Characterization and Calibration of RF Integrated Circuits through I-Q Data Analysis[J], IEEE Transactions on Computer-aided Design of Integerated Circuits and Systems, Vol.28, No. 7, July 2009.
- [31] 韩智, 郭爱煌, 李广宇.高斯白噪声对误差矢量模影响的分析[J].电子测量技术, 2010, 33(7).
- [32] 董爱娟, 赵红梅. 阵列通道幅相误差影响通信系统 EVM 指标的分析与评估[J].煤炭技术, 2010, 29(09):186~188.
- [33] 周峰, 张睿, 郭隆庆, 等.非理想传输通道对数字调制信号 EVM 的影响-理论、仿真和测量[J].电子测量与仪器学报, 2009, 23(增刊 1): 4~9.
- [34] 3GPP TS 36.101 V10.3.0 (2011-06), User Equipment (UE) radio transmission and reception[S].
- [35] Maoliu Lin, Qijun Zhang, Qinghua Xu. EVM Simulation and its Comparison with BER for Different Types of Modulation[C]. TENCON 2007-2007 IEEE Region 10 Conference Volume, Issue, Oct. 30 2007-Nov. 2 2007 Page(s):1~4.
- [36] 王晓芳, 基于 IEEE802.16e 协议的 OFDM 系统同步技术研究[D]. 西安电子科技大学, 2011
- [37] Morelli M, Mengali U. An improved frequency offset for offset estimator for OFDM

- applications[J]. IEEE Communications Letters,1999,3:(75~77)
- [38] Van de Beek J J, Sandell M, Borjesson P O. ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems[J]. IEEE Transaction on Signal Processing, 1997,45(7):1800~1805
- [39] Tureli U, Liu H, Zoltowski MD. OFDM blind carrier offset estimation [J]: ESPRIT. IEEE Transactions on Communications,2000,48(9):1459~1461
- [40] Liu H, Tureli U. A high-efficiency carrier estimator for OFDM communications [J]. IEEE Communications Letters,1998,2(4):104~106
- [41] Blockskai H. Blind estimation of symbol timing and carrier frequency offset in wireless OFDM systems[J]. IEEE Transactions on Communications,2001,49(6):988~999F
- [42] Landstrom D, Wilsom S K, van de Beek J-JBorjessonPO. Symbol time offset estimation in coherent OFDM systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 2002, 50(4):545~549.
- [43] Classen, H Meyr. Frequency sychronization algorithms for OFDM systems suitable for communication over frequency-selective fading channels[J].in Proc. IEEE Vehic.Technol.Conf, vol3, Stockholm, sweden, 1994:1655~1659.
- [44] Fatang Chen, Xiaoxian Zheng, Xian Ji. EVM Measurement Method of PUSCH in TD-LTE System[C]. IEEE 7th International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing(WiCOM), Sept.23-25 2011. Page(s):1~4.
- [45] 付延超, TD-LTE 上行 PUSCH 信道 EVM 测量算法研究[D], 厦门大学, 2014.

致谢

本论文是在导师的悉心指导下完成的，从论文的选题到论文的撰写，无不渗透着导师的心血，值此论文完稿之际，谨对导师的辛勤培育以及谆谆教诲表示最衷心的感谢！回首这三年充实的求学历程，以及在此期间帮助、指导、支持、激励我的人，我的心中感慨良多，并充满了感动和感谢。

首先，我必须感谢我的导师——任获荣老师。不管是从选题、资料查阅、大纲确定，还是到论文架构和写作、具体设计调试，他都常常与我就许多重要问题作深入的探讨，给我提出切实可行的建议，为我理清研究思路、指点迷津。从初稿到定稿，他不厌其烦一审再审，对论文质量严格要求。大到内容布局，小到表述格式，都细心全面地提出许多中肯的意见，这种的责任感和热情深深地感染着我，令我深受感动。导师不仅为毕业论文的顺利完成作出了巨大贡献，更让我切身感受到了一名学者对做学问严谨务实、认真负责的学术精神，言传身教地传授了我许多为人处事的道理，他对我的关心和教诲我更将永远铭记。在此对任获荣教授致以最衷心的感谢和最诚挚的敬意！

同时，必须感谢我的企业导师王长明高级工程师的鼎力支持。他时时关注我的研究进展，并以他对行业发展的深刻了解和工程实践的丰富经验，为我提出了提供了许多有益的建议和意见，拓展了我的学术视野，给予了我很大的帮助和启发。

衷心感谢我的父母，他们一直在生活上给予我无微不至的关怀和默默的照顾，在我面临困难和迷茫之际为我排忧解难。没有他们的付出，我的学业也不可能顺利完成。面对朝夕相处的亲人，我们反而很难表达谢意，谨借此机会真心地感谢和祝福他们！

感谢这三年来与我互勉互励的同窗们，求学期间我们友爱互助、共同努力、共同进步，我们之间总是洋溢着积极向上的学习氛围，让我得以克服学业当中各种困难和疑惑，充实地度过了这三年的学习生活，我为能够遇到你们而感到无比的幸运！

在论文的最后，我要感谢参与评审的专家学者，你们平时很忙，能抽出时间来评审我的论文，是一个检阅我学习和科研成果的技术，让我能查漏补缺，在过程中取得进步，感谢你们为本论文付出的精力和时间。我即将参与到实际的工作中去，我将牢牢记住导师的教诲，不断保持学习的心态，在工作中继续学习，争取取得更大的进步，回报父母和社会，用更好的成绩向母校汇报。

作者简介

1. 基本情况

女，陕西西安人，1986年1月出生，西安电子科技大学机电工程学院仪器仪表工程领域2012级硕士研究生。

2. 教育背景

2005.09～2009.07 就读于西安电子科技大学长安学院测控技术与仪器专业，获工学学士学位

2012.08～ 西安电子科技大学机电工程学院仪器仪表工程领域硕士研究生