

分类号_____

密级_____

UDC _____

编号_____

中国科学院研究生院 硕士学位论文

低轨通信卫星功放的线性化技术研究

程成

指导老师 梁旭文 研究员

中国科学院上海微系统与信息技术研究所

申请学位级别 硕 士 学科专业名称 通信与信息系统

论文提交日期 2011.5.11 论文答辩日期 2011.5.31

培养单位 中国科学院上海微系统与信息技术研究所

学位授予单位 中国科学院研究生院

答辩委员会主席 张更新

Studying on Linear Technique of LEO Communication Satellite Power
Amplifier

DISSERTATION

Presented in Partial Fulfillment of Requirements for the Degree of Master in
the Graduate School of Chinese Academy of Sciences

By

Cheng Cheng

May 2011

低轨通信卫星功放的线性化技术研究

程成（通信与信息系统）

指导老师：梁旭文 研究员

摘要

高效率和高线性度的功率放大器是 DBF 相控阵多波束天线的重要组成部件，同时是卫星上主要的电子功耗设备，本文研究了一种固态功放线性度的改进方案，该方案能减小功放非线性对通信系统的影响，并有利于提高星上功放的效率。

首先，本文阐述了功率放大器非线性特性的原理及原因，并给出了一些常用的评价指标，分析并比较了不同的功放线性化技术，研究了基带预失真技术的优势和可行性。

在此基础上，对低轨通信卫星的信号峰均比特点进行了分析，并给出了对应的峰均比表达式，同时分析了高峰均比信号对通信系统带来的危害。提出二次削波法，改进了一次削波法的性能，仿真表明该方法能在降低信号峰均比的基础上不带来较大的峰值再生。

然后，介绍了无记忆功率放大器的模型，在此基础上对比了直接型学习结构和间接型学习结构，采用 Rapp 模型描述无记忆功率放大器特性，分别采用典型的 LMS 算法和 RLS 算法作为预失真算法对功放进行预失真，仿真结果表明，这两种算法都能较好的改善信号的带内失真和抑制带外的频谱泄漏。针对传统 LMS 算法的不足，本文又提出了改进的 LMS 算法，该算法能在一定程度上结合 LMS 算法和 RLS 算法的优势且具有一定的鲁棒性。

最后，本文分析了造成功放记忆效应的两大主要原因，并对预失真器进行基于记忆多项式的建模，采用非直接型学习机构对两种功放模型进行预失真，功放模型分别为记忆多项式模型和并行 Wiener 模型，仿真结果表明，预失真器能够很好的改善功放的非线性并具有较强的鲁棒性和实用性。

关键词：低轨卫星 固态功放 降峰均比 LMS 算法 记忆效应

Studying on Linear Technique of LEO Communication Satellite Power Amplifier

Cheng Cheng (Communication and Information System)

Directed by: Liang Xuwen

Abstract

High efficiency and high linearity power amplifier is an important component and of the DBF multibeam phased array antenna, also it is a main electronic power dissipation device. In this paper, we propose a scheme to improve the linearity of solid-state power amplifier of the LEO satellite communication system; it's good for improving the efficiency of power amplifier in the satellite.

First, this paper describes the principles of the power amplifier's nonlinear characteristics and the reasons, and then proposed some commonly used index. Analyzing and comparing several different amplifier linearization techniques, pointing out the advantages and feasibility of the base-band pre-distortion technology.

Base on this, this paper gets the PAPR characteristic of the LEO communication satellite's signal; analyzes the corresponding mathematic expression of the PAPR and the harm to the communication system due to high PAPR. Using the two-stage clipping method to overcome the peak value regeneration which caused by the one-stage clipping method. Simulation results show the two-stage clipping method can reduce the PAPR without large peak value regeneration.

Then introduces memoryless power amplifier model, compares direct learning structure and indirect learning structure, describes the features of amplifier based on the Rapp model, uses the LMS algorithm and RLS algorithm as the pre-distortion algorithm. Simulation results show that both two methods can better improve the signal-band distortion and suppression of-band spectral leakage. This paper proposes an improved LMS algorithm, which can combines the advantages of LMS algorithm and RLS algorithm and has a certain robustness.

Finally, the paper analyzes the memory effect of the power amplifier caused by two main reasons, using non-direct learning structure to do the predistortion job to two different amplifier model, one is based on polynomial model and the other is the parallel Wiener model, the predistorter is based on the model of memory polynomial. Simulation results show that the predistorter can improve the amplifier's nonlinearity with good robustness and practical applications.

Keywords: LEO satellite, SSPA, PAPR reduction, LMS algorithm, memory effect

目 录

摘 要	I
Abstract	II
第一章 绪论	1
1.1 低轨通信卫星概述	1
1.2 课题研究的背景和意义	1
1.3 国内外研究现状及趋势	2
1.3.1 功放线性化技术仍是研究热点	2
1.3.2 预失真技术的广泛采用	2
1.4 论文的内容及安排	4
第二章 功率放大器的非线性特性和线性化方法	7
2.1 放大器非线性表现形式及评价指标	7
2.1.1 谐波失真	7
2.1.2 互调失真	9
2.1.3 描述功率放大器的其它指标	11
2.2 功放的记忆效应	13
2.3 常用的功率放大器线性化方法及特点	14
2.3.1 功率回退法	14
2.3.2 负反馈法	14
2.3.3 前馈法	15
2.3.4 LINC 法	16
2.4 预失真法	17
2.4.1 预失真方法分类	17
2.4.2 预失真器的设计方法	19
本章小结	21
第三章 预失真前信号降峰均比技术研究	23
3.1 峰均比的定义及其对通信系统的影响	23
3.1.1 峰均比的定义	23
3.1.2 高峰均比带来的问题	24
3.2 低轨通信卫星信号的峰均比研究	25
3.2.1 通道用户信号特征分析	25
3.2.2 通道用户信号 PAPR 分析	26
3.2.3 通道用户信号 PAPR 的概率分布	28
3.3 通道信号降峰均比技术研究	30
3.3.1 降峰均比方法选择	30
3.3.2 削波算法及仿真	32
3.4 削波比例选取原则及削波算法的改进	36
3.4.1 削波比例的选取原则	36
3.4.2 削波算法的改进	37
本章小结	40
第四章 功率放大器的无记忆预失真方法	41

4.1 无记忆功率放大器非线性数学模型	41
4.1.1 Saleh 模型	41
4.1.2 Rapp 模型	42
4.1.3 幂级数模型	43
4.2 预失真算法	44
4.2.1 LMS 算法	44
4.2.2 RLS 算法	45
4.3 预失真结构	46
4.3.1 直接自适应结构	47
4.3.2 非直接自适应学习结构	48
4.3 基于自适应结构的仿真实验	48
4.3.1 基于 LMS 算法的仿真	48
4.3.2 基于 RLS 算法的仿真及算法对比分析	53
4.4 LMS 算法的改进及综合仿真分析	56
4.4.1 改进算法原理分析	56
4.4.2 基于改进算法的仿真	57
4.4.3 综合仿真分析	59
本章小结	60
第五章 有记忆功率放大器的预失真	61
5.1 记忆效应产生的原因	61
5.1.1 电记忆效应	61
5.1.2 电热记忆效应	62
5.2 预失真的模型与结构	63
5.3 记忆功放基于不同模型的预失真仿真	65
5.3.1 记忆多项式模型	65
5.3.2 并行 Wiener 模型	66
本章小结	70
第六章 结论和展望	72
6.1 本文的回顾与结论	72
6.2 进一步研究展望	72
参考文献	74
作者攻读硕士学位期间发表的论文	78
致 谢	79
个人简历	80

第一章 绪论

1.1 低轨通信卫星概述

卫星通信^[1]简单理解就是地球上的无线通信基站利用空间中的卫星作为中继点进行通信。卫星通信具有通信范围广、覆盖面积大、不易受陆地灾害影响、易于实现广播和多址通信等一系列优点,多年来获得了迅速的发展,成为当代重要的通信手段之一。

近年来,高轨卫星(Geostationary Earth Orbit, GEO)开始向大型化、综合性的空间通信平台发展,中轨道卫星(MEO)、低轨道卫星(LEO)通信技术也有了长足的进步,成为卫星通信发展进程中重要的组成部分。LEO低轨卫星系统由于卫星轨道低,信号衰减和传输时延小,因此适合个人通信的发展需求。

目前国际上存在(或者曾经存在)的低轨卫星系统主要有 Orbcomm, Iridium, Globalstar, teledesic, skybridge 等,近年来,上海微小卫星工程中心以及国内相关合作单位在低轨卫星通信领域中也做了很多有意义的研究和开发工作。

1.2 课题研究的背景和意义

上海微小卫星工程中心采用的多波束天线通信使低轨卫星系统具有更高的频谱利用率和更大的系统容量,与静止轨道卫星系统相比更适合于与地面通信网的融合。数字波束成形有源相控阵天线^[2](DBF)具有体积小、质量轻、损耗低、波束指向可控可重构、扫描角度范围大、波束功率可分配、通道间幅相误差校正方便、可自适应调零等一系列优点,特别适宜于星载天线应用场合。功率放大器是 DBF 相控阵多波束天线的重要组成部分,高效率和高线性度的功率放大器能有效改善天线发射时的 EIRP 值。

随着卫星通信的发展,低轨小卫星通信为了能在有限的频谱内传输更多的通信信道,广泛采用了 MC-CDMA 的数字传输技术和高频谱利用率的 QPSK、QAM 等调制方式。在卫星通信中,为了能够提供足够大的输出功率,功率放大器常工作在非线性区甚至是饱和点附近,而这些高效的数字调制传输技术几乎都具有非恒定包络、高峰均比等特点,对功率放大器的线性度具有非常高的敏感性,经常会产生严重的互调失真,导致输出信号频谱扩展,邻道干扰增加,通信质量降低。

功率放大器作为卫星上重要的电子功耗设备,考虑到卫星的电源效率、线性度、体积、重量等因素,提高功率放大器的效率和线性度十分必要。因为这样不仅能够增加能量利用率,在同等通信性能和其他条件下能够减小卫星太阳能电池帆板尺寸设计,减小在星蚀期间供电的蓄电池组设备,还可以减小卫星尺寸和卫星重量。由于低效率

功率放大器的大部分能量被浪费在直流功率上，由此导致工作器件温度升高，因为太空环境中，热控设计也是一个巨大的挑战，因此高效率的功率放大器也有利于减轻卫星热控设计的难度。

高效率线性功放技术作为 DBF 天线射频通道的关键技术之一，直接关系到天线辐射功率、波束赋形等性能。作为星载设备，DBF 天线功率放大器需重点考虑高电源效率、高线性度、体积小、重量轻等因素，本文重点考虑怎样提高功率放大器的线性化度以提高电源利用率。

1.3 国内外研究现状及趋势

1.3.1 功放线性化技术仍是研究热点

提高功率放大器的效率和线性度主要可从提高功放芯片管芯性能和优化应用电路方案两个方面来考虑设计。功放芯片管芯性能由芯片生产厂商设计水平和工艺水平决定，因此用户一般从研究优化外部应用电路方案的角度来提升功放效率和线性度。

伴随着陆地蜂窝移动通信^[3]和其它形式的通信业务的迅速增长，和功率器件输出功率水平的迅速提高，对高线性度功率放大器的需求急剧增加。国内外对此进行了广泛的研究，无论学术界或者工业界，对射频功率放大器的线性化研究都非常重视。近年来，美国电气电子工程师学会(IEEE)刊物每年在线性化技术方面的论文，都有一定数量的增长，下图统计的是 1950 年以来刊登的直接或间接相关的关于功率放大器的论文，从图表中看以看到，近年来有关功率放大器方面的研究仍是一个热点。

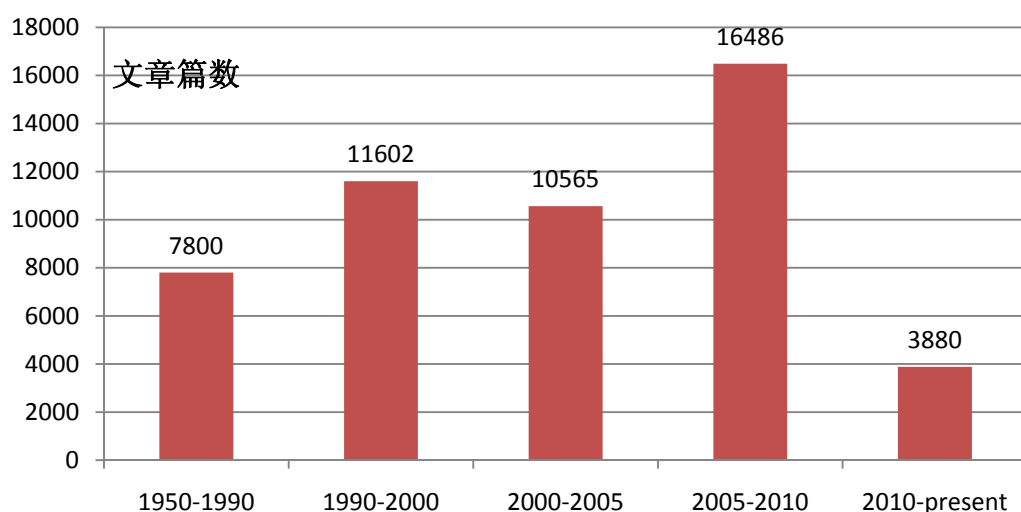


图 1.1 IEEE 关于关于功率放大器的论文发表数

1.3.2 预失真技术的广泛采用

最早关于功率放大器线性化技术的研究可以追溯到 1928 年美国贝尔实验室的

Harold.S.Black, 他最先提出了用前馈和负反馈技术用于功率放大器的设计, 从而减少了因功率放大器非线性而引起的失真, 他的研究可以视为功率放大器线性化的开端。后来又有人将移相技术应用到线性化技术中, 伴随着无线通信技术的飞速发展, 研究人员逐渐将线性化从器件的设计扩展到系统的设计, 试图从系统的角度来解决功率放大器非线性问题, 这实际上避开了功率放大器本身的非线性特性。

预失真技术^[4-6]的出现是功率放大器线性化技术发展非常重要的一步, 最早提出预失真思想的是 MacDonald, 他于 1959 年提出用相反的非线性特性来补偿三极管自身的非线性, 早期的预失真技术主要应用于卫星通信及有线电视中。后来随着数字预失真技术被广泛应用, 主要的应用对象也转变为了陆地移动通信系统。

预失真技术具有电路结构简单, 工作绝对稳定, 可适用于宽带系统, 它既可以应用在数字通信系统的基带部分, 也可以应用于中频和射频部分, 且可以利用自适应原理来补偿功率放大器由于温度、湿度、机械振动、老化、电源偏移等因素而造成的误差, 是一种很有应用前景的线性化技术, 虽然由于技术的限制, 目前还未能达到理想的线性化效果, 但从现实和长远发展的来看, 预失真技术存在巨大的应用空间。预失真技术通过在放大器前插入与其幅度和相位特性相反的预失真电路, 使输入和输出在整体上呈线性关系。目前的技术中, 一般都采用基带预失真, 通过 DSP 实现预失真器, 相对于射频系统, 硬件电路简单且便于数字信号处理, 依托于高速发展的数字信号处理技术和集成电路技术, 这种技术越来越成熟。

如今的无记忆功放预失真技术中, 普遍采用查找表的方式设计预失真器。然而对有记忆预失真, 若采用查找表来表示功放的逆特性, 则需要设计出比较复杂的查找表, 同时要增加表的尺寸, 这使得变形的收敛变得很慢。正是由于查找表在表示功放记忆效应方面存在困难, 当前文献中的有记忆的预失真技术, 常采用工作函数实现来实现预失真器。美国德克萨斯大型的 C.Eun 和 E.J.Powers^[7]运用了 Volterra 级数构造预失真器, 并采用间接学习结构辨识其中的参数; 乔治亚理工的 Ding Lei 等人也研究了基于记忆多形式工作预失真器, 采用采用间接学习结构辨识参数; E.Cottais 等研究了基于 Wiener-Hammerstein 模型的预失真方法; 华中科技大学的钱业青、姚天任则研究了基于神经网络的有记忆功率放大器的预失真算法。

经过多年的努力, 预失真技术也已经走向了商业运用, 且有成功案例, 特别是对陆地移动通信的运营商们, 控制运营成本十分重要。有报道显示 2004 年 10 月, 华为公司^[8]成为马来西亚第一大运营商的主要接入设备供应者。2005 年 5 月, 该运营商的网络投入商用。随着网络规模的不断扩大, 运营商越来越关注运营成本。通过对比分析, 该运营商发现基站耗电是影响运营成本的重要因素之一, 占运营费用的比例超过 13%。根据数据统计分析, 业界基站的平均功耗在 2100W 左右, 而华为基站的平均

功耗仅为 800W。原因在于,华为新一代 WCDMA 基站采用了数字预失真和 Doherty^[9] 技术,使功放效率达到 33%,而传统基站的效率仅为 9%左右按全网 1000 个基站规模计算,且不考虑相关的散热、维护等费用的降低,每年仅电费一项就能节省 262 万马币(约合 561 万人民币)。由此可见,采用预失真技术提高功率放大器效率,可以显著地降低运营成本。中兴通讯公司在即将推出的相关产品中,也使用了数字预失真和中频失真技术。Siemens 公司在 WCDMA 基站 NB880 的功放设计中,应用数字自适应预失真技术后,其功耗比前一代产品降低 30%左右。

由于注意到预失真技术的效用,Agilent 公司在最新的电路设计软件中,增添了预失真线性化设计工具,使射频工程师能更方便、快捷地设计出高线性度的功率放大器。另外,在采用自适应预失真技术的集成射频芯片的研制方面,国外一些机构进行了比较深入的研究。比如,PMC-Sierra 和 Intersil 公司已开发出基于查询表的预失真芯片,并提供给第三代移动通信系统研究公司进行试验。

从以上的线性化技术发展概述上也可以看到,随着无线通信技术的发展,对发射机系统特别是功率放大器的效率、频谱效率和线性度等性能上的要求越来越高,单一的线性化技术很难达到很好的效果,未来的线性化技术的一种发展趋势是将一些基本的线性化技术组合起来,通过各自优点的组合以提高整个通信系统的性能。

近年来国外大的通信公司与研究单位和高校都积极投入到功率放大器线性化技术的研究中,并且有各种线性化技术及产品的成功实现,国内一些大型通信设备提供商和高校也在积极开展这方面的研究工作并取得不少成果。但目前线性化技术的发展还远远达不到无线通信对其不断提出的更高的需求,需要我们不断的进行积极深入研究。降峰均比^[10]方法和预失真方法^[11, 12]相结合的线性化方法在一些文献中提到过,仅华为一家在这方面的专利就有 10 余个,但这些技术都是不对外公布的,且大都应用于陆地基站上。因此独自研究和掌握适合应用于通信卫星功率放大器上的数字线性化技术仍显得十分必要和有挑战性。

1.4 论文的内容及安排

本文主要针对低轨通信卫星上功率放大器的线性化技术进行研究,研究低轨卫星通信信号的特点,提出适合于这种通信信号特点的降峰均比方法,并针对功率放大器的无记忆特性和有记忆特性分别进行研究,对功率放大器进行基于间接型学习结构的预失真,比较不同自适应算法下的预失真效果,并改进已有的自适应算法,通过仿真验证基于记忆多项式模型的预失真器对不同功率放大器模型的鲁棒性。

论文共分六章,内容安排如下:

第一章:绪论。主要阐述本课题的研究背景、目的和意义;深入研究国内外功率放大器线性化的研究现状及趋势,给出全文的结构安排。

第二章：功率放大器的非线性特性和线性化方法。重点介绍功率放大器非线性特性的原理和造成非线性特性的原因，给出衡量不同失真程度的评价指标，并介绍功率放大器的记忆效应。比较几种不同的功率放大器的线性化技术，指出基带自适应预失真的优势，并比较不同预失真器的设计方法，指出多项式法的相对优势。

第三章：预失真前信号降峰均比技术研究。介绍峰均比的定义，讨论高峰均比给通信系统带来的危害，推导低轨卫星通信信号的数学表达式并给出通道用户信号峰均比的概率分布，介绍常用的降峰均比技术，采用削波法来降低信号峰均比，通过仿真验证这种方法，并对简单削波法进行一定改进，研究怎样使削波后信号峰均比能够进一步降低且不降低信号质量，讨论最优化的削波比例选取准则。

第四章：功率放大器的无记忆预失真方法。介绍无记忆功率放大器模型，引入两种典型的预失真算法并对比直接型学习结构和间接型学习结构，采用采用 Rapp 模型作为描述无记忆型系统模型，对功率放大器进行基于间接型学习结构的预失真仿真，分析对比 LMS 算法和 RLS 算法在校正信号带内失真和抑制带外频谱泄漏上的性能，并对 LMS 算法进行改进，研究怎样利用前两种算法的各自优势，并研究改进 LMS 算法的鲁棒性。

第五章：实际有记忆功率放大器的预失真。分析造成功率放大器产生记忆效应的两大主要原因，对预失真器进行基于记忆多项式的建模，对有记忆功率放大器进行非直接型学习结构，分别对功率放大器进行基于记忆多项式模型和并行 Wiener 模型的建模，通过仿真验证基于记忆多项式模型预失真器的鲁棒性和实用性。

第六章：结论和展望。对全文进行归纳总结，并给出下一步的工作方向。

第二章 功率放大器的非线性特性和线性化方法

功率放大器通常用于发射机的末级，其作用是将高频已调信号进行功率放大，通过将直流功率转化为体现在负载信号上的交流功率，以满足发送功率的要求，然后经过天线将其辐射到空间，保证在一定区域内的接收机可以接收到满意的信号电平，并且不干扰相邻信道的通信。

功率放大器根据输出电流导向角的不同，可以分为甲、乙、丙类等工作状态。假设输入信号是正弦信号，如果功放输出电流流通角是输入电压周期的 360 度，则称为甲类功率放大器，适用于小信号低功率放大，这类放大器基本属于线性功率放大器，但工作效率比较低；如果输出电流流通角约为 180 度，则称为乙类功率放大器，乙类功率放大器属于非线性功率放大器，工作效率较甲类高；如果输出电流流通角小于 360 度且大于 180 度，则称为甲乙类功率放大器，甲乙类功率放大器也属于非线性功率放大器，工作效率介于甲类和乙类之间，也是一种应用较广的功率放大器；如果输出电流流通角小于 180 度，则称为丙类功率放大器^[13]，属于非线性功率放大器，工作效率比较高。

功率放大器的数学特性在通信系统中可以用网络的转移函数

$$H(j\omega) = |H(j\omega)| \exp(j\Phi(j\omega)) \quad (2-1)$$

来描述，若 $H(j\omega) \neq A$ ，（A 为常数）则会产生频率幅度失真，若相角 $\Phi(j\omega) \neq B\omega$ ，（B 为常数），则会产生频率相位失真。如果输出信号 $y(t)$ 是输入信号 $x(t)$ 按比例延迟改变的模型，则出现无失真传输，即有

$$y(t) = Ax(t - t_0) \quad (2-2)$$

这意味着系统的转移函数

$$H(j\omega) = A \exp(-j\omega t_0) \quad (2-3)$$

若输出信号中产生了输入信号中没有的新的频率分量，即产生以输入信号的单频分量为基波分量的高次谐波分量，这是由放大器中半导体器件伏安特性的非线性或者负载的非线性而引起的波形失真，我们称这种现象为非线性失真。

2.1 放大器非线性表现形式及评价指标

根据造成功率放大器非线性的原因的不同，可以将成因分为以下几类：

2.1.1 谐波失真

对无记忆功率放大器来说，可以用幂级数的方法来描述输出电压与输入电压的关

系，输出电压仅与输入电压的瞬时值有关，而与其之前的状态值无关。即 $v_o(t) = g(v_i(t))$ ，其中 $v_o(t)$ 为输出电压瞬时值， $v_i(t)$ 为输入电压瞬时值，如果该函数的各阶导数均存在，则 $v_o(t)$ 可以展开为：

$$V_o(t) = a_1 V_i \cos \omega_i t + a_2 V_i^2 \cos^2 \omega_i t + \cdots + a_k V_i^k \cos^k \omega_i t + \cdots \quad (2-4)$$

若 $a_k = 0 (k = 2, 3 \cdots)$ ，则系统为无失真线性系统。而通常研究适度的非线性系统时，即输入输出须达到一定精度，只取函数前三项即可。对于输入信号是单音信号的情况，即 $v_i(t) = V_i \cos \omega_i t$ ，则由式(2-4)，可得出响应为：

$$\begin{aligned} V_o(t) &= a_1 V_i \cos \omega_i t + a_2 V_i^2 \cos^2 \omega_i t + a_3 V_i^3 \cos^3 \omega_i t \\ &= \frac{1}{2} a_2 V_i^2 + (a_1 + \frac{3}{4} a_3 V_i^2) V_i \cos \omega_i t + \frac{1}{2} a_2 V_i^2 \cos 2\omega_i t + \frac{1}{4} a_3 V_i^3 \cos 3\omega_i t \end{aligned} \quad (2-5)$$

从上式可以看出由于系统的非线性，输出信号中除了有输入信号的频率外，还出现了直流分量和二次及三次谐波分量，直流分量及谐波分量^[14]对系统的影响不大，因为通常在接收端都可以用滤波器将这些远离基波的分量滤除在频带之外。

理想放大器的输出 $v_o(t) = a_1 v_i(t)$ ， a_1 为线性增益。而实际输入信号非线性增益为 $(a_1 + \frac{3}{4} a_3 V_i^2)$ 倍，它与输入信号的幅度值有关，在 $a_3 > 0$ 时，基波分量增益大于 a_1 倍，在 $a_3 < 0$ 时，基波分量增益小于 a_1 倍，前者被称为增益扩大，后者被称为增益压缩，大部分的非线性器件包括功率放大器，随着输入功率的提高都会出现增益压缩的现象，这就是所谓的 AM/AM^[15] 转换效应。

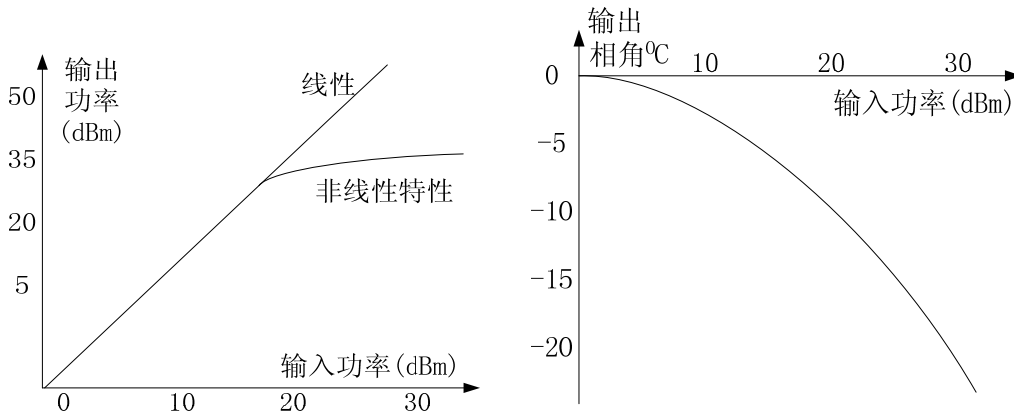


图 2.1 功率放大器的 AM/AM 和 AM/PM 特性

输出信号的相角与输入信号幅度的关系即 AM/PM 特性也会产生类似效应，AM/PM 效应会使得通信系统中的群时延失真、微分相位、微分增益等指标变坏，卫

星通信中的 QAM、QPSK 等非恒定包络的调制技术，对信号幅度及相位失真要求都比较高，这时就必须同时考虑信号的 AM/AM 和 AM/PM 特性。

针对功率放大器的增益压缩效应，即随着输入功率的增加，输出功率不再随着输入功率的增加而线性增大，引入放大器的一个关键技术指标：**1dB 增益压缩点**。通常把增益下降到比线性增益低 **1dB** 时的输出功率定义为输出功率的 **1dB 压缩点**，记为 P_{1dB} ，如图 2.2 所示， P_{1dB} 是衡量输出功率的一个重要参数， P_{1dB} 越大的功放，说明其线性化程度越好，非线性失真程度越低；反之，则说明功放的非线性失真严重。

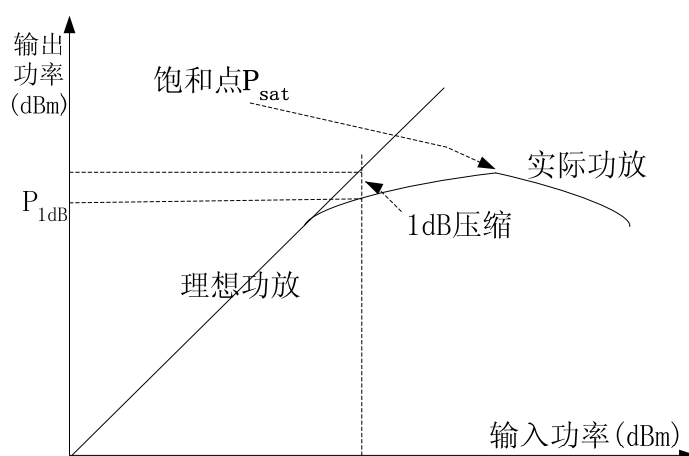


图 2.2 功率放大器的输入---输出特性

当输入功率增加大一定值时，输出功率不再增加，甚至出现减小的情况，这时的输出功率值称为饱和功率点记为 P_{sat} ，表示功率放大器能输出的最大功率值。

2.1.2 互调失真

以上讨论的是在单音信号激励下，非线性系统的响应，当有两个或多个频率激励信号同时作用于非线性放大器时，新生的频率中除了谐波外，还会产生出原有频率的组合新频率，这些新的频率成分就被称之为互调分量，由此形成的干扰，称为互调干扰。

假设输入信号是由两个频率组成，且幅度相等，即 $v_i(t) = V_i(\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t)$ ，则由式(2-4)，可得出响应为：

$$\begin{aligned}
v_o(t) = & a_2 V_i^2 + a_2 V_i^2 \cos(\omega_1 - \omega_2)t + (a_1 V_i + \frac{9}{4} a_3 V_i^3) \cos \omega_1 t + (a_1 V_i + \frac{9}{4} a_3 V_i^3) \cos \omega_2 t \\
& + \frac{3}{4} a_3 V_i^3 \cos(2\omega_1 - \omega_2)t + \frac{3}{4} a_3 V_i^3 \cos(2\omega_2 - \omega_1)t + a_2 V_i^2 \cos(\omega_1 + \omega_2)t \\
& + \frac{1}{2} a_2 V_i^2 \cos 2\omega_1 t + \frac{1}{2} a_2 V_i^2 \cos 2\omega_2 t + \frac{3}{4} a_3 V_i^3 \cos(2\omega_1 + \omega_2)t \\
& + \frac{3}{4} a_3 V_i^3 \cos(2\omega_2 + \omega_1)t + \frac{1}{4} a_3 V_i^3 \cos 3\omega_1 t + \frac{1}{4} a_3 V_i^3 \cos 3\omega_2 t
\end{aligned} \tag{2-6}$$

从式(2-6)可以看出, 输出信号频率分量有直流分量、基波 ω_1 和 ω_2 、二次谐波 $2\omega_2 \pm \omega_1$ 、三次谐波 $3\omega_1$ 和 $3\omega_2$ 以及频率为 $\omega_1 \pm \omega_2$ 二次互调频率分量、 $2\omega_1 \pm \omega_2$ 和 $2\omega_2 \pm \omega_1$ 三次互调频率等分量。通常在接收机端谐波分量都能很好的被滤波器滤除掉, 但互调分量 $2\omega_1 - \omega_2$ 和 $2\omega_2 - \omega_1$ 通常都会由于距离 ω_1 和 ω_2 较近, 无法被滤波器滤除掉, 从而对邻近的信道产生干扰, 因此消除三阶互调分量对线性功放来说显得尤为重要, 这也是本文的工作重点之一。

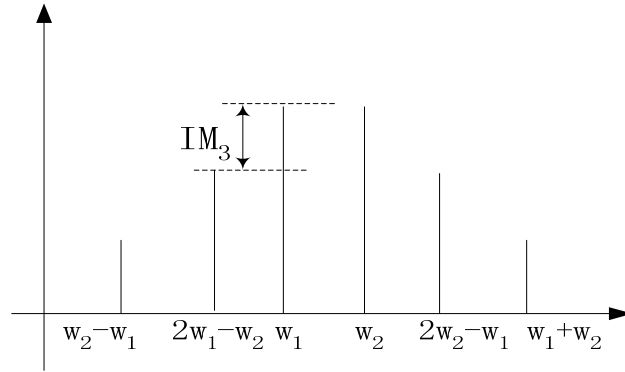


图 2.3 双音输入的输出频谱分布图

三阶互调分量^[16]的大小可以用三阶互调系数 (IM_3) 和三阶交叉点来表示, 定义 IM_3 用分贝表示为:

$$IM_3 = 20 \lg \frac{\text{三阶互调幅度}}{\text{基波幅度}} \text{dBc} \tag{2-7}$$

一般对线性度要求较高的系统, IM_3 的抑制需达到 40dBc 以上。三阶交叉点定义为: 三阶互调分量输出功率曲线与主信号功率曲线线性延长线的交点。如图 2.4 所示。当输入功率较小时, 输出基波功率近似与输入信号的振幅成正比, 而三阶交调功率则与输入信号振幅的三次方成正比。反映在曲线斜率上, 就是主信号功率曲线斜率为 1, 三阶交调功率曲线斜率为 3。三阶交叉点并不随输入信号功率的改变而改变, 它是一种对系统非线性的有力度量。

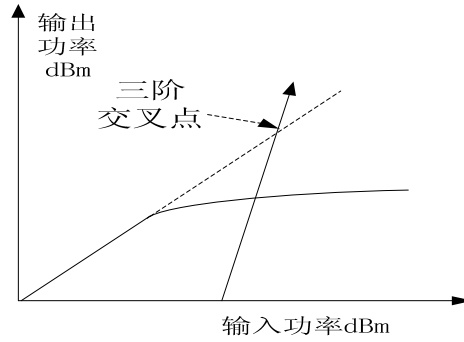


图 2.4 三阶交叉点示意图

2.1.3 描述功率放大器的其它指标

1、输出功率和增益

输出功率表示功放输出信号的强度大小,卫星上的功率放大器的输出功率完全取决于它的结构及设备性能的要求,不同用途的发信设备电路构成及实现功能有较大差别,因频段、传输距离、天线增益、信号调制方式等因素,其输出功率也差异甚大,常用的微波功放输出功率从几十毫瓦到几千瓦不等。一般而言输出功率越大,功放的设计与实现的难度就越大。功放的增益定义为放大器的输出功率与输入功率的比值,它决定了功放对于输入信号的放大能力。一般功放管的增益范围在几十 dB 左右,当需要超过这个范围的增益时,就需要将多个功放管组合起来,行成多级的放大网络。

功放的增益定义为

$$\text{Gain} = \frac{P_{\text{输出}}}{P_{\text{输入}}} \quad (2-8)$$

其中 $P_{\text{输出}}$ 是输出功率, $P_{\text{输入}}$ 是输入功率。

2、效率和附加效率

功率放大器的作用就是将电源的直流功率转换为交流信号功率输出给负载,在转换过程中只有一部分直流功率转换成有用的信号功率并为负载所获得,剩余部分被放大器本身以及电路中的寄生元件所消耗。功率放大器的效率定义为负载上得到的交流功率与电源提供的直流功率的比值,用 $P_{\text{负载}}$ 表示负载上的功率, $P_{\text{直}}$ 表示直流的供电功率,

则放大器的效率为

$$\eta = \frac{P_{\text{负载}}}{P_{\text{直}}} \quad (2-9)$$

而功放的附加效率 P_A 则定义为输出功率减去输入信号功率后和直流供电功率的比值，表示了功放的纯放大效率：

$$P_A = \frac{P_{\text{负载}} - P_{\text{输入}}}{P_{\text{直}}} \quad (2-10)$$

3、邻近信道功率比(ACPR)

前述所提到的失真特性是用简单的单音或多音来阐述功放的非线性特征，实际的通信系统中信号很复杂，因此需要引入其他的衡量方式来描述功放的非线性。

ACPR^[17](Adjacent Channel Power Ratio)是衡量功放线性度的重要指标，它代表了由于功放非线性化引起的输出频谱再生对相邻频带的干扰，定义为指定带宽内的信号功率与中心频率指定偏移处带宽的信号功率之比，如图 2.5 所示，其中 $ACPR = \frac{P_{\text{内}}}{P_{\text{外}}}$ ， $P_{\text{内}}$ 为

带内功率， $P_{\text{外}}$ 为带外功率。

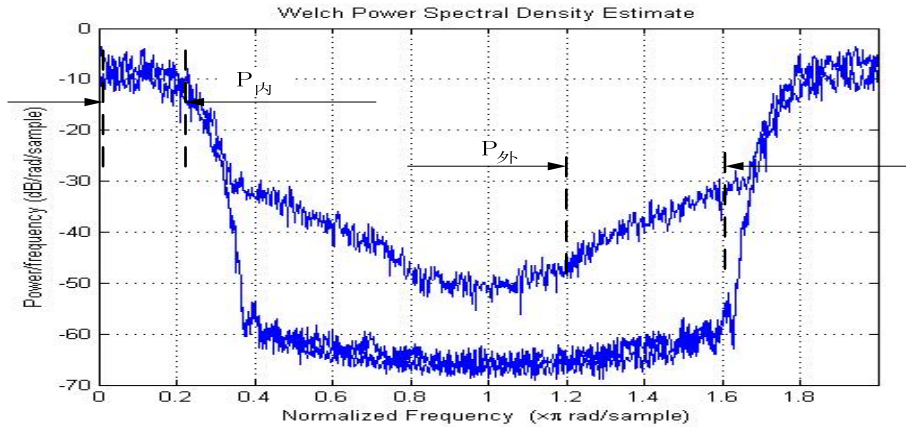


图 2.5 ACPR 示意图

本节中提到的几个指标，分别代表了对功放设计不同要求，即在保持一定的输出功率和增益的前提下，尽可能地提高功放的效率，同时不降低功放的线性度。功放的效率决定了功放对能量的利用率，进而直接决定功放的功耗；功放的线性度决定了功放在频谱资源上的利用率，良好的线性度可以降低频谱再生，减少对相邻频段的干扰，相同条件下可以提高信号的信噪比，同时也可以有限的频带内承载更多的信号，这点在卫星频谱资源不断稀缺的今天意义尤其重大。但也必须注意到效率和线性度是功放设计中的最主要的矛盾，通常效率达到了一定要求，却是以牺牲线性度即加大了信道之间的相互干扰为代价的；而为了保证线性度又必须降低功放的增益，进而降低了功放的效率，如何选取和确定功放的这两个指标，需要在实际工程应用中进行综合考量。

2.2 功放的记忆效应

系统的非线性特性一般都是由系统的 AM/AM、AM/PM 特性曲线来表征，通常情况下，当功率放大器的输入是窄带信号时，它的特性是不变的。但实际中功率放大器非线性特性产生的失真分量并不恒定，例如前文中提到的三阶交调的幅度、相位会随输入信号幅度和带宽的变化而变化，这时功率放大器存在着记忆效应，即功率放大器的输出不仅与信号的当前输入有关，还和以前的输入有关，这种失真分量依赖于输入信号幅度、带宽的现象通常称为功率放大器的记忆效应^[18]。

上文中图 2.1 给出了功率放大器的 AM/AM、AM/PM 和增益曲线。实际测量表明，当输入信号的频率在比较窄带的范围内变化时，功率放大器的系统特性基本保持不变，随着输入信号频带的增加，功率放大器的记忆效应趋于显著，输入输出特性曲线呈现动态特性，如图 2.6 所示。

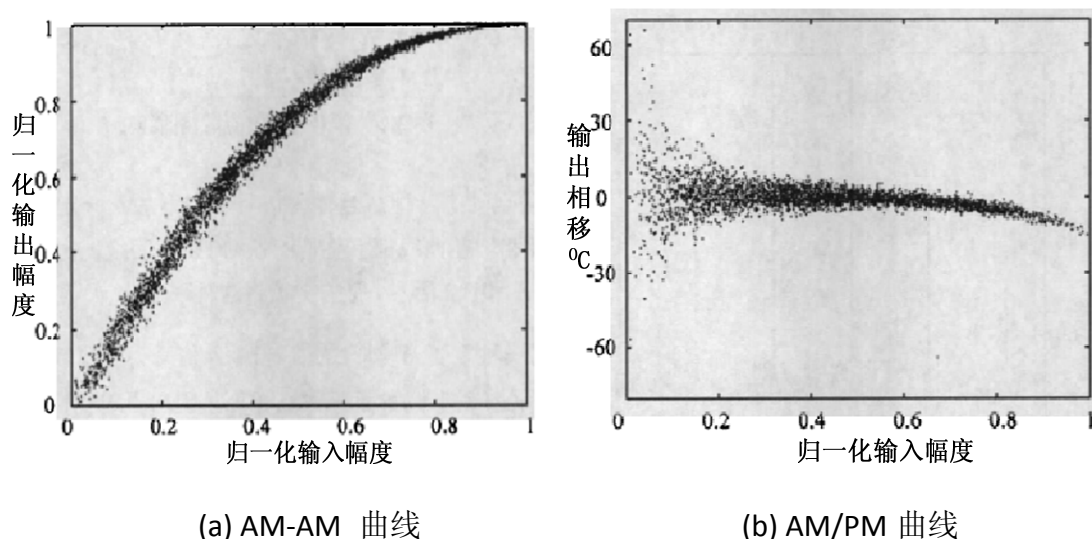


图 2.6 有记忆功放的幅度和相位特性曲线

当输入信号带宽增加到一定程度时，放大器的 AM/AM、AM/PM 和增益曲线都不再是清晰的曲线，而呈现出“发散”(dispersion)的状态，有的文献将这种现象称为“磁滞”(hysteresis)。

记忆效应的另一种重要表现形式是，放大器输出信号在上、下两个边带内的互调失真幅度呈现出不对称性，如图 2.7 所示。假设功放是无记忆的，输入为等幅双音信号，并且只考虑三阶非线性，根据式(2-6)，距中心频率间距相等的两侧频点产生的三阶互调失真幅度应当相等，但对实际功放进行测量时，两个边带内的互调分量的幅度并不相等。放大器记忆效应导致的这些现象，用无记忆模型无法解释。在本文的后续章节中，将建立不同模型对无记忆和有记忆功率放大器分别进行分析。

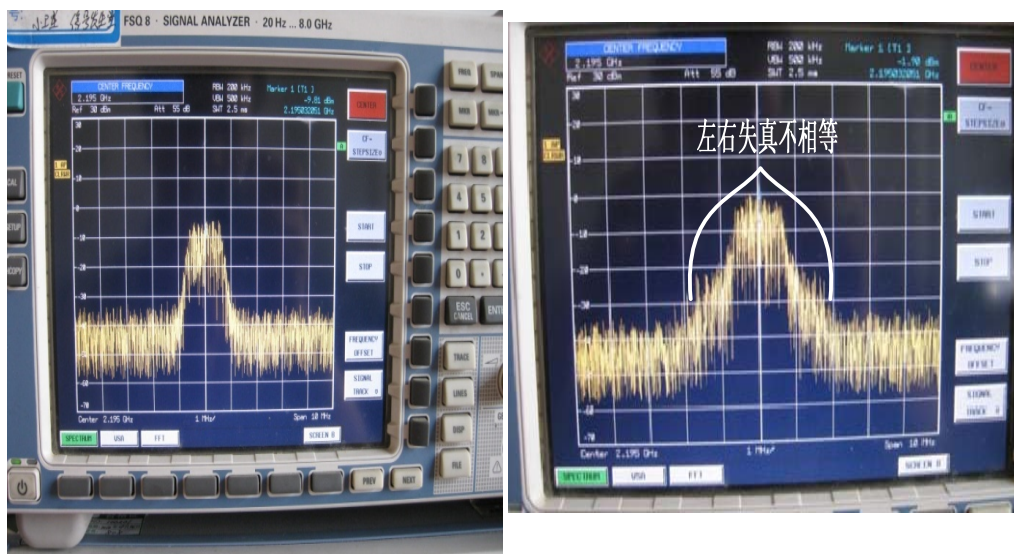


图 2.7 输入输出信号频谱对比

2.3 常用的功率放大器线性化方法及特点

2.3.1 功率回退法

功率回退法^[19]是将功率放大器的输入功率从 1dB 压缩点位置向后回退几个 dB，工作在远小于 1dB 压缩点的电平上，使功放管远离饱和区，在线性工作区工作，进而改善功率放大器的三阶互调影响，降低 IM3。一般来说，当基波功率降低 1dB 时，三阶互调失真能够改善 2dB 左右。

功率回退法的优点是简单且易实现，只需选用功率较大的管子当作小功率管使用即可，不需要增加任何的附属设备，是比较有效的方法。缺点是这样做后果是大大降低功放管的工作效率，且工作带宽较窄，同时当输入功率回退到一定程度时，三阶互调分量达到 -50dBc 以下，这时继续回退输入功率的方法并不能再改善放大器的线性度。

这种传统以牺牲效率换取线性化的方法在早期的大功率行波管（TWT）中，比较普遍适用，在线性度和电源效率要求都比较高的场合，像低轨小卫星通信中，仅仅依靠功率回退技术是远远不够的，所以我们在第三章中，将重点分析信号的降峰均比技术，以弥补功率回退技术的不足。

2.3.2 负反馈法

负反馈法也是改善功率放大器线性度比较早的方法，它的原理是将具有一定非线性特性的输出信号耦合到输入端和原输入信号一起控制功放管的输出，原理框图如下，

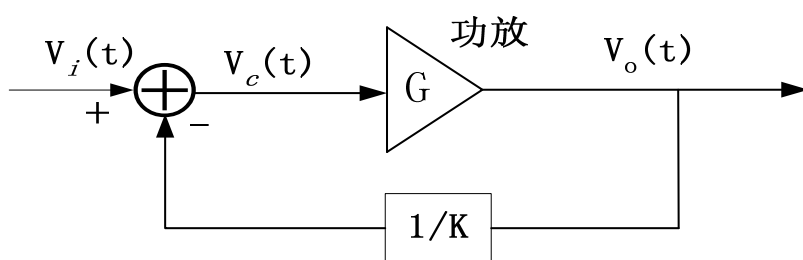


图 2.8 反馈法原理图

前向通路是一个增益为 G 的非理想放大器，反馈通路的系数为 $1/K$ ，当有输入信号 $V_i(t)$ 时，它与输出反馈信号 $V_o(t)/K$ 一起形成合路信号 $V_c(t)$ ， $V_c(t)$ 再经过放大输出为 $V_o(t)$ ，这三者之间的关系式为：

$$V_c(t) = V_i(t) - V_o(t)/K \quad (2-11)$$

$$V_o(t) = G * V_c(t) \quad (2-12)$$

由式(2-11)和(2-12)易得出放大器的闭环增益

$$G_b = G * K / (K + G) \quad (2-13)$$

因为 G 远大于 K ，所以闭环增益 $G_b \approx K$ ，即 $V_o(t) \approx KV_i(t)$ ，放大器得到了近似线性化放大的目的。负反馈技术相对比较容易实现，可以控制功率放大器输入输出阻抗，减少噪声和元器件变化造成的影响，而且在抑制带外辐射方面性能优越。但前提是放大器提供的增益必须足够大，且以稳定性准则为条件，随着反馈系数 K 的增加，这种方法事实上也是以牺牲效率的方式来获取对非线性的抑制，即功放管必须提供很高的增益来满足抑制失真的要求，另外当输入信号频率较高时，受反馈网络延迟的限制，这种方法会改变放大器固有群时延特性，对相位要求也会苛刻，宽带情况下更易出现不稳定，这些也是制约它进一步发展的缺陷。

2.3.3 前馈法

目前，在军事通信、卫星通信、移动通信等大功率发射系统中，前馈技术业是应用较为广泛的线性化技术。早在上世纪 20 年代，贝尔实验室就提出了减小功率放大器失真的两种方法：前馈和负反馈，反馈法由于有诸多缺陷，所以前馈法的用途被广泛研究。前馈法^[20]是通过将功率放大器输出端的失真成分互相抵消，来达到抑制频谱再生的目的。前馈法的原理示意图如下所示：

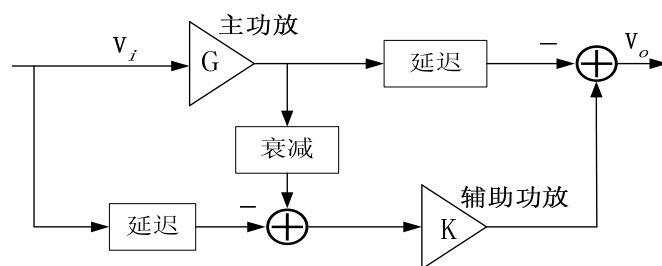


图 2.9 前馈法线性化原理

这种线性化技术主要由主功率放大器、辅助误差放大器、加法器、延迟线等部分组成。又可将其分成信号抵消环路及失真抵消环路两部分，信号抵消环路消除输入信号成分从而得到误差信号，失真抵消环实现误差信号成分的消除，进而输出放大后的无失真信号。

输入信号进来后，主功放工作在非线性区，所以输出信号中有比较多的互调失真分量，这样的信号被分成两路，一路经过延迟线后产生 180° 相移，一路经过衰减后被耦合到下通道与上一路有 180° 的相差。当衰减器的大小及误差辅助放大器两者数值满足一定条件时，上下两路信号中包含的失真分量幅度相等，相位相差 180° ，这样在合路加法器中互相抵消，输出端输出的即是期望的经放大后的无失真信号。

前馈法的优点有：1) 可以大大提高功率放大器的线性度；2) 辅助放大器是低功率、低噪声的放大器，使得系统的总噪声性能得到改善；3) 电路是无条件稳定系统；4) 在工作频带范围内，不会损失功放管的增益带宽。缺点是这项技术需要两套完全相同的放大器和延迟线，误差信号经过两个环路才能互相抵消掉，整个系统结构比较复杂，电源效率不高，增益值、相位调整困难，硬件实现成本高；同时当环境温度、工作频率、电源电压等发生变化时，两环路的参数变化可能不完全一致，导致使放大器的线性度变坏；另外，精确的延时也是较难控制的。也正是基于此才需要提出更好的功放线性化技术。

2.3.4 LINC 法

LINC(Linear amplification with Non-Linear Components)^[21]，非线性器件线性化)技术的工作原理是：采用信号分离器将输入信号分离成两路幅度恒定已知相等的分量，在分别经两个非线性高效放大器的同时对这两路信号进行放大，两个功率放大器的系统特性已知，所以经过必要的相移校正后两路相加就能达到线性放大输入信号的目的，原理图如下所示：

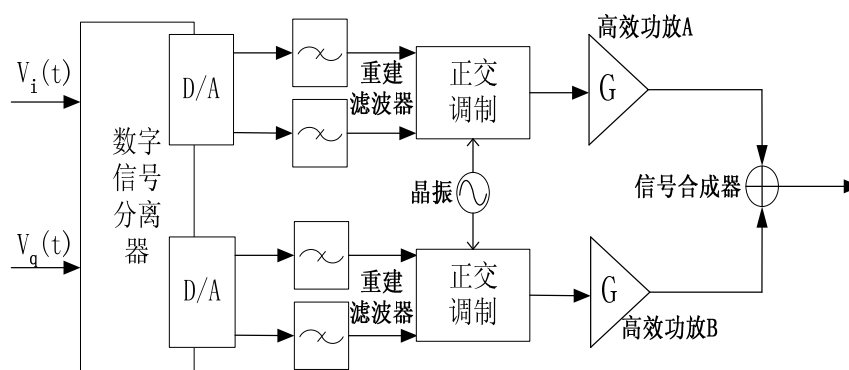


图 2.10 LINC 法基带数字分离原理框图

早期的信号分离主要是以模拟方式进行，一般工作在中频或是载频上，系统复杂度较高。随着数字信号处理(DSP)技术的快速发展，现代技术已经可以用通用的标准型 DSP 器件以软件形式来实行信号分离，并能在基带进行处理。

和前馈法类似，LINC 法也存在两路信号通道间幅度和相位信息不平衡的敏感问题，对合成器的效率要求高，实现难度大，同时该方法主要适用于窄带应用。

2.4 预失真法

2.4.1 预失真方法分类

前馈法和 LINC 法在输入信号的两次合成抵消过程中，使信号在功率放大过程中损失了一部分能量，进而降低了功率放大器的效率，而预失真技术^[22]克服了这一点弱点。预失真技术，顾名思义就是人为地加入一个非线性的网络，使其与功率放大器的特性互逆，进而使得预失真器与放大器的非线性特性相互抵消，达到线性化功放输出的目的，原理框图如下：

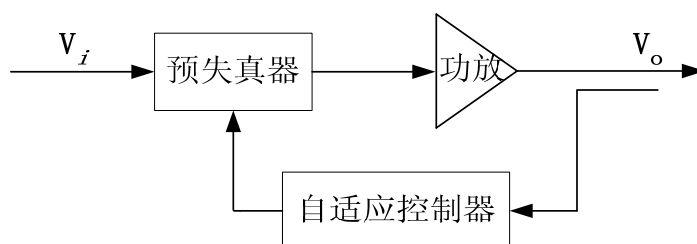


图 2.11 预失真结构图

通过设计适当的预失真器，使输入信号 $F(V_i)$ 经过预失真器后的失真信号 $F(V_i)$ 再经过功率放大器 G ，使输出为线性输出，即：

$$V_o = G(F(V_i)) = KV_i \quad (K \text{ 为常数}) \quad (2-14)$$

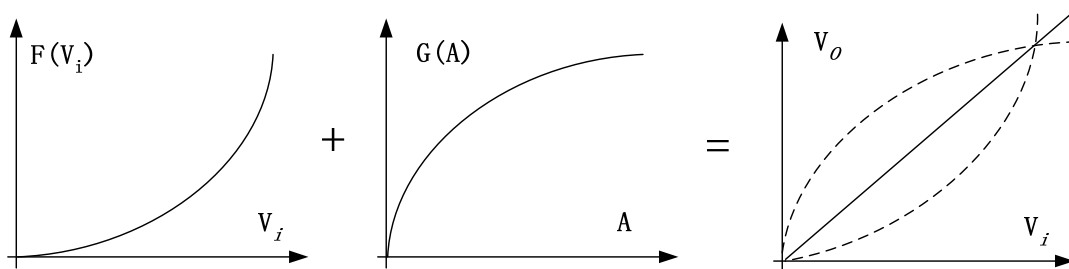


图 2.12 预失真技术原理图

预失真技术的出现是线性化技术发展非常重要的一步。最初预失真技术主要应用于模拟通信系统中的射频部分，后来随着数字电路及信号处理技术的发展，可以在数字域内实现，形成数字化预失真，应用于数字通信网络的基带部分。同时预失真技术还可利用多种先进的自适应算法来跟踪和补偿功率放大器由于时间、温度、湿度等因素改变而造成的其他非线性误差。

根据预失真器在发射端位置的不同，可以将预失真技术分为射频(RF, Radio Frequency)预失真、中频(IF, Intermediate Frequency)预失真和基带预失真。

射频预失真也被称为微波预失真，预失真器工作在最终的载波频率上，对射频信号进行非线性矫正，采用的是模拟信号的处理方式，这种方法优点是成本较低，且电源利用率高，不足的地方是需要使用到工作在射频带宽内的非线性有源元器件，由于对这类有源器件的控制和调整较困难，导致最终输出信号中的频谱再生分量较多，高阶谱分量的抵消困难，因此相对来说，线性化指标不足。

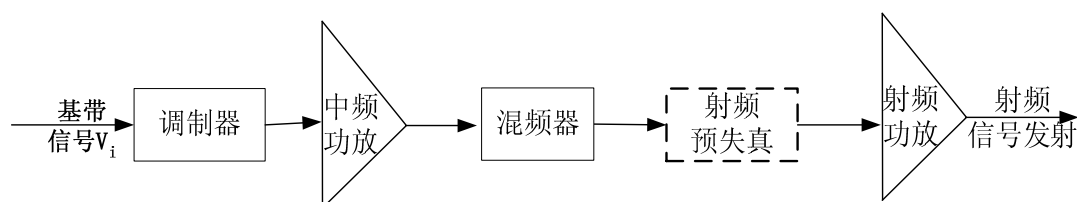


图 2.13 射频预失真

中频预失真器工作中频上，核心是利用数字单元部件对信号进行非线性矫正和自适应的控制，采用模拟电路在中频带宽内实现预失真，由于可以使用调制器将信号调制到不同的载波频率上，所以工作效率较高，但控制精度及线性化指标没有射频预失真高。

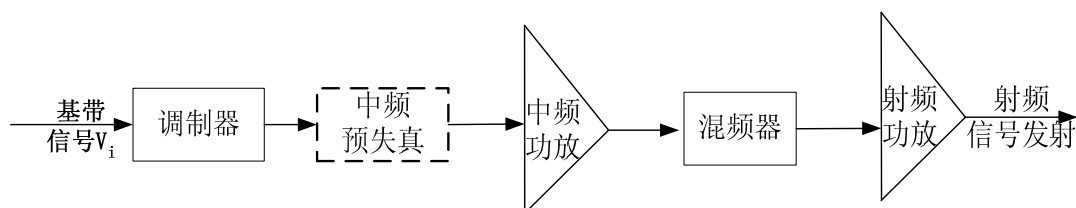


图 2.14 中频预失真

基带预失真器就是对输入的基带信号进行预失真,基带预失真技术不涉及难度较大的射频信号处理,工作在低频点,易于采用数字电路实现,便于利用当前发展迅速的数字信号处理技术,在实际应用中,工程实践性较强。另外也可以通过增加数字器件的采样速率或是增大量化阶数的方法来提高对高级互调谱分量的矫正。相比于射频和中频预失真器,功率放大器的线性度大大提高,系统稳定性好,价格便宜,可以说基带预失真方法是一种很有发展前景的功放线性化技术。

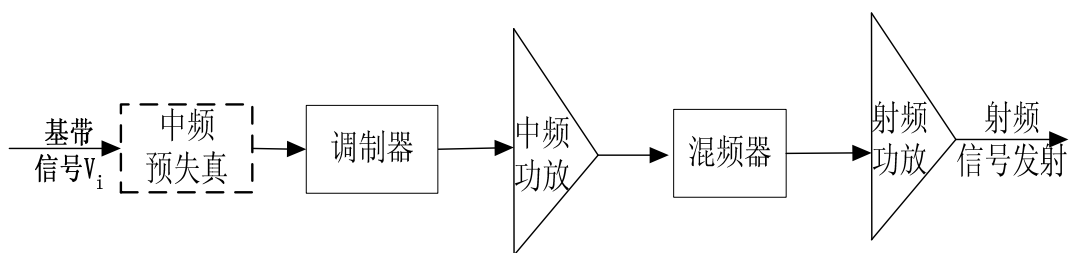


图 2.15 基带预失真

2.4.2 预失真器的设计方法

随着预失真技术的发展,出现了多种实现数字基带预失真的方案,主要有查找表(LUT)预失真法,多项式(Polynomial)预失真法和神经网络法。

(1) 查找表(LUT)法

对无记忆性的功率放大器,查找表预失真法^[23]是目前较为流行的一种线性化方法。预失真器的查找表通常是一个二维表,预失真的调制值被预先存储在这个 ROM 表中,然后利用功率放大器的输入信号作为查找表的地址索引,查询信号的实、虚部预失真增益,然后输出到后继电路,达到线性化目的。

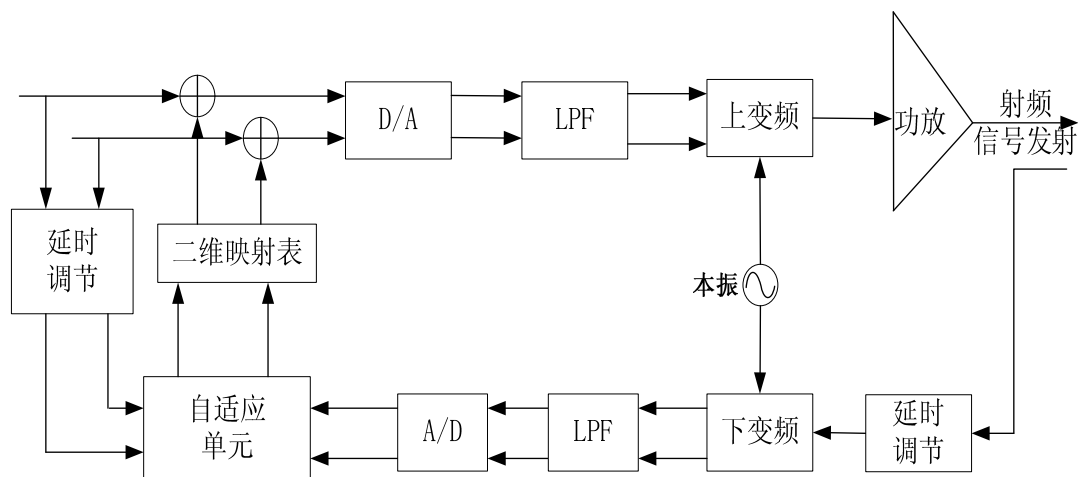


图 2.16 查找表预失真原理框图

(2) 多项式(Polynomial)法

多项式方法^[24, 25]的原理是,首先根据功率放大器输入输出特性,构建出合理模型,用多项式来模拟构造功率放大器的预失真特性,然后再通过自适应算法调整预失真器

中的多项式参数，最终抵消功率放大器非线性特性，得到线性输出的效果。

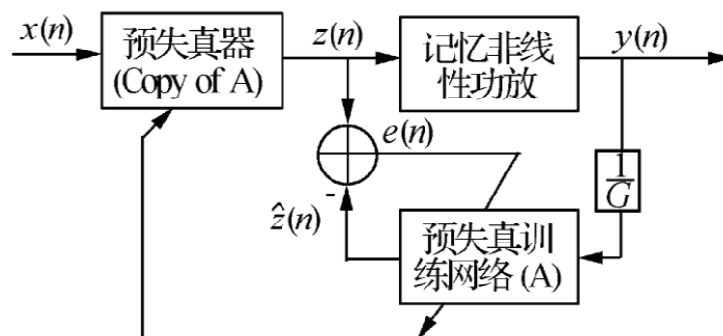


图 2.17 间接训练的预失真结构

(3) 神经网络法

神经网络算法^[26, 27]应用于数字预失真的原理是，这种方法可以用多个神经元通过前向或反馈方式组合成一类特殊的自适应系统，且已经证明了这类自适应系统网络可以用来逼近任意的连续函数，因而神经网络法可以用来拟合功率放大器的非线性，包括记忆性，其原理结构图如下所示：

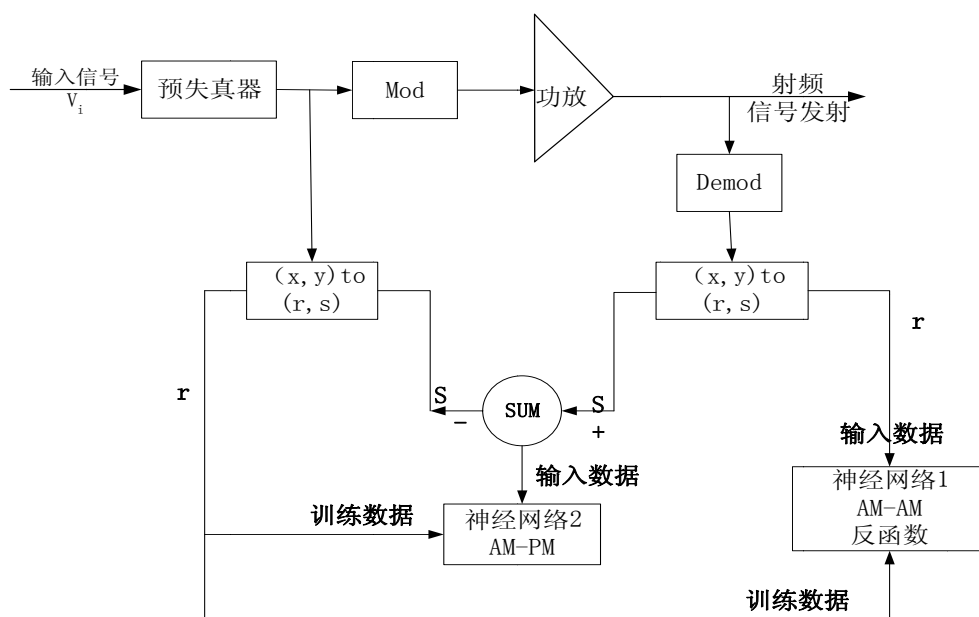


图 2.18 神经网络法原理图

图中，输出样本作为神经网络 1 的输入数据，放大器的输入幅度作为其训练数据；当神经网络 1 收敛时，它的系统响应就是功率放大器的 AM-AM 失真函数的反函数。功率放大器的输入幅度作为神经网络 2 的输入数据，功率放大器的输入与输出间的相位差作为其训练数据；当神经网络 2 收敛时，它的系统响应就是功率放大器的 AM-PM 失真函数的反函数。

查找表预失真技术的优点在于系统结构稳定，运算量小，便于采用高速数字信号处理技术实现。缺点是查询表内容更新复杂，收敛速度慢，查找表自身所占资源空间

大，自适应能力较弱，同时对同步技术要求苛刻。神经网络法的系统稳定性较强，有非常强的适应能力，但收敛速度慢，所占资源空间大，对自适应算法设计要求高，这项技术目前还很不成熟，并不能很好的应用于工程实践。而多项式法虽然系统稳定性不如查找表技术，但这项技术涉及参数少，所需系统资源少，收敛速度较快，能够实时的更新自适应参数，准确跟踪功率放大器的非线性特性，并能抵消功率放大器的记忆特性，有较好的预失真效果。

表 2-1 预失真器设计算法性能比较

	系统稳定性	存储空间	收敛速度	自适应能力
查找表法	高	较大	较慢	一般
多项式法	较低	小	较快	较强
神经网络法	高	大	慢	强

本章小结

本章首先介绍了功率放大器非线性特性的原理，讨论了造成功率放大器非线性特性的原因：谐波失真、互调失真，同时给出了衡量这两种失真大小的评价指标，并介绍了衡量功率放大器的其他指标：输出功率和增益、效率和附加效率、邻近信道功率比，接着讲述了功率放大器的记忆效应。重点介绍了几种功率放大器的线性化技术：功率回退法、负反馈法、前馈法、LINC法和预失真法，比较了基带预失真法、中频预失真法和射频预失真法，指出了基带自适应预失真法的优势，最后比较了三种预失真器的设计方法，指出了多项式法的相对优势，这也是本文后续章节的研究重点。

第三章 预失真前信号降峰均比技术研究

3.1 峰均比的定义及其对通信系统的影响

3.1.1 峰均比的定义

一个信号如果是由多路独立的经过调制的信号叠加而成，在某一时刻，若多路信号以相同方向进行叠加时，就有可能产生比较大的峰值功率，由此会带来较大的峰值平均功率比（Peak-to-Average Power Ratio），简称峰均比（PAPR）。实际中用采样信号的峰均比来近似连续信号的峰均比。信号的峰均比定义为：信号的峰值功率和平均功率之比（以 dB 为单位）。

$$PAPR(dB) = 10 \log_{10} \frac{\max \{P(t)\}}{E \{P(t)\}} \quad (3-1)$$

式(3-1)中： $P(t)$ 表示信号 $x(t)$ 的功率， $\max \{P(t)\}$ 表示信号 $x(t)$ 的峰值功率， $E \{P(t)\}$

表示信号 $x(t)$ 的平均功率。

在实际的通信系统中，通常一个信号最大值出现的概率并不大，发射信号峰均比出现理论最大值的概率非常低，所以用 $\max |x(t)|$ 来计算峰均比没有太大实际意义，一般用概率论的方法来分析峰均比，即分析系统信号幅度的概率分布。如果信号 $x(t)$ 是由一组统计独立的随机变量合成的，则根据中心极限定理，当组的数值够大时，信号 $x(t)$ 的实部和虚部将服从高斯分布，而信号的幅度将服从瑞利分布，自由度为2的中心 χ^2 分布的累积分布函数

（Cumulative Distribution Function, CDF）为

$$F(x(t)) = 1 - e^{-x(t)} \quad (3-2)$$

对N路多载波信号来说，假设每个符号周期每个采样值之间都是不相关的，那么PAPR都小于某一门限值A的累积分布函数应为

$$P(PAPR \leq A) = (1 - \exp(-A))^N \quad (3-3)$$

则当信号功率高于某一给定功率的统计情况，或是峰均比超过某一门限值A的概率为：

$$P(PAPR > A) = 1 - P(PAPR \leq A) \quad (3-4)$$

式(3-4)在数学上称为互补累积分布函数（Complementary Cumulative Distribution

Function, CCDF), 在本文的以后讨论中, 采用 CCDF 来衡量系统的 PAPR 分布。

3.1.2 高峰均比带来的问题

较高的 PAPR 对系统的影响主要体现在以下几个方面:

- 1、降低了功率放大器的工作效率。若经调制后的输入信号具有较高的峰均比, 包络起伏大, 在某一时刻出现大的峰值, 为了实现信号的无失真传输, 即放大器的输出信号与输入到放大器的信号要满足线性关系, 需要采用具有较大线性范围的功率放大器, 而且需将信号进行回退。功放回退带来的副作用就是电源工作效率降低, 上一章节已详细讲述了线性度和电源效率的矛盾关系。为了满足高线性度要求, 通常需要功放工作在远离饱和区的工作点, 即回退必须足够大, 但此时功放的电源效率会大大降低; 反之, 若要提高功放的电源效率, 功放应尽量靠近饱和区工作, 但这样会使得放大器产生严重的非线性失真。
- 2、降低了系统的抗噪声能力。若系统线性范围不够, 会对高峰均比的输入信号造成畸变, 信号畸变在时域上表现为信号幅度和相位的失真, 导致星座点的偏移; 在频域则表现为频谱的带外泄漏, 干扰邻道信号, 导致 ACPR 值的降低。

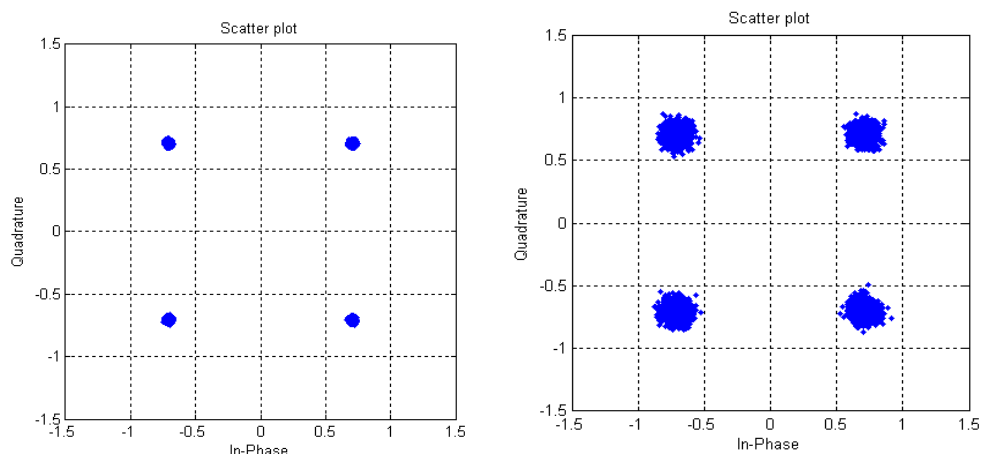


图 3.1 经过功放前后信号星座图的变化

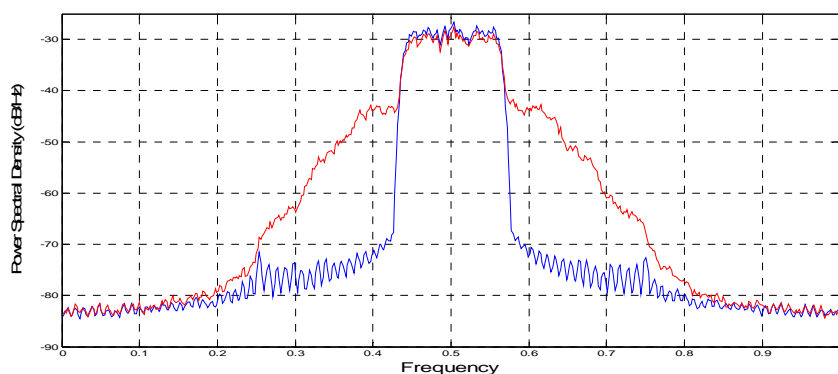


图 3.2 经过功放前后信号功率谱对比图

3、增加系统的复杂度。要使得信号具有较高信噪比，系统中的放大器和 A/D、D/A 等器件都必须具有大的线性度，否则会造成信号失真，这增加了系统复杂度。

3.2 低轨通信卫星信号的峰均比研究

3.2.1 通道用户信号特征分析

本课题以扩频体制下低轨小卫星的通信为背景，以射频功放应用为实践需求，用户信号结构类似 IS-95CDMA 标准信号，针对用户链路多波束(DBF)发射天线的信号流进行分析。

CDMA 信号具有较高的峰均比，产生的原因主要有三个方面：第一，非恒包络的调制方式；第二，码分多用户接入引起的信号包络起伏大；第三，多载波信号共用射频通道，引入峰均比增大。

为了提高频带利用率，现代通信系统广泛采用非恒包络调制方式，例如 QAM、CPFSK、OFDM 等，这些信号体制都使得信号具有较高的峰均比。另外多用户体制也增加了系统信号的峰均比，若导频、同步、寻呼和多用户接入的业务信道信号在时域以同相叠加，会产生非常高的瞬时功率，导致信号峰均比增加。

为了分析信号的峰均比，首先给出 IS-95 体制的 CDMA 信号表达式。单载波前向链路信号可表示为：

$$x(t) = \sum_{i=1}^N \sqrt{P_i} \{ [D_i(t)W_i(t)C_I(t)]_{shaped} \cos w_c t + [D_i(t)W_i(t)C_Q(t)]_{shaped} \sin w_c t \} \quad (3-5)$$

式(3-5)中，各变量含义如下：

N: 总的码分信道数，且 $N = 2 + N_p + M \leq K$

N_p : 激活的寻呼信道数

M: 激活的前向链路业务信道数

K: Walsh 函数序列数

$C_I(t)$: I 路短 PN 码

$Q_I(t)$: Q 路短 PN 码

i: 信道标号，其中，i=1 为导频信道；i=2 为同步信道；i=3 至 i=2+ N_p 为

激活的寻呼信道；i=3+ N_p 至 i=2+ N_p +M 为激活的业务信道

P_i : 第 i 条码分信道的平均功率

$D_i(t)$: 扩频 PN 序列

$W_i(t)$: 分配给第 i 条码分信道的 walsh 序列

3.2.2 通道用户信号 PAPR 分析

从表达式(3-5)中, 容易得到发射机功率放大器的输出总功率可表示为:

$$\begin{aligned} P_{total} &= P_{pil} + P_{sync} + N_p + K_{traf} M \alpha_f P_{traf} \\ &= P_{total} \cdot (\zeta_{pil} + \zeta_{sync} + N_p \zeta_{pag} + MK_{traf} \alpha_f \zeta_{traf}) \end{aligned} \quad (3-6)$$

输出最大功率表达式为:

$$P_{\max} = \left[\sum_{i=1}^N \sqrt{P_i} \right]^2 \approx \left[\sqrt{P_{pil}} + \sqrt{P_{sync}} + N_p \sqrt{P_{pag}} + M \sqrt{K_{traf} \alpha_f P_{traf}} \right]^2 \quad (3-7)$$

其中:

$$\zeta_{pil} + \zeta_{sync} + N_p \zeta_{pag} + MK_{traf} \alpha_f \zeta_{traf} = 1$$

$\zeta_x = P_x / P_{total}$ 为功率分配因子

P_x = 发射机各码分信道的功率, 其中, $x = pil, sync, pag, traf$ 分别为导频信道、同步信道、寻呼信道和业务信道

N_p = 激活的寻呼信道数

M = 激活的业务信道数

α_f = 前向链路话音激活因子

K_{traf} = 前向链路功率控制因子,

$$= \frac{\text{总的业务信道功率}}{M * \text{边界移动台发射功率}}$$

前向链路信号峰均比的 PAPR(Peak-to-Average Power Ratio)的表达式为:

$$\begin{aligned} PAPR &\approx \frac{\left[\sqrt{P_{pil}} + \sqrt{P_{sync}} + N_p \sqrt{P_{pag}} + M \sqrt{K_{traf} \alpha_f P_{traf}} \right]^2}{P_{total}} \\ &= \left[\sqrt{\frac{P_{pil}}{P_{total}}} + \sqrt{\frac{P_{sync}}{P_{total}}} + N_p \sqrt{\frac{P_{pag}}{P_{total}}} + M \sqrt{K_{traf} \alpha_f \frac{P_{traf}}{P_{total}}} \right]^2 \\ &= \left[\sqrt{\zeta_{pil}} + \sqrt{\zeta_{sync}} + N_p \sqrt{\zeta_{pag}} + M \sqrt{K_{traf} \alpha_f \zeta_{traf}} \right]^2 \end{aligned} \quad (3-8)$$

式中 ζ_x 为功率分配因子，在容限相同的情况下总功率分配给不同信道的比例为：

表 3.1 在容限相同情况下总功率中分配给不同信道的比例

符号	参数	典型值
ρ_{pil}	导频信道 E_c / N_0	-15dB=0.0316
ρ_{sync}	同步信道 E_b / N_0	6dB=3.98
$(PG)_{sync}$	同步信道处理增益 (processing gain)	$1024 \rightarrow \frac{\rho_{sync}}{(PG)_{sync}} = 0.00389$
ρ_{pag}	寻呼信道 E_b / N_0	6dB=3.98
$(PG)_{pag}$	寻呼信道处理增益 (processing gain)	$256 \rightarrow \frac{\rho_{pag}}{(PG)_{pag}} = 0.00389$
ρ_{traf}	业务信道 E_b / N_0	7dB=5.01
$(PG)_{traf}$	业务信道处理增益 (processing gain)	$128 \rightarrow \frac{\rho_{traf}}{(PG)_{traf}} = 0.00389$
K_{traf}	业务信道功率控制因子	0.5
α_f	前行链路激活因子	0.4

将表 3.1 中的数据代入式(3-8)中，即可得前向链路信号峰均比与激活业务信道数 M ，激活寻呼信道数 N_p 之间的关系式：

$$\begin{aligned}
 PAPR &\approx \frac{\left(\sqrt{0.0316} + \sqrt{0.00389} + N_p \sqrt{0.00156} + M \sqrt{0.00783}\right)^2}{0.0355 + 0.0156N_p + 0.00783M} \\
 &= \frac{\left(0.240 + 0.125N_p + 0.0885M\right)^2}{0.0355 + 0.0156N_p + 0.00783M}
 \end{aligned} \quad (3-9)$$

下图为不同寻呼信道数和业务信道数的情况下，前向链路发射信号最大峰均比理论值的仿真结果。

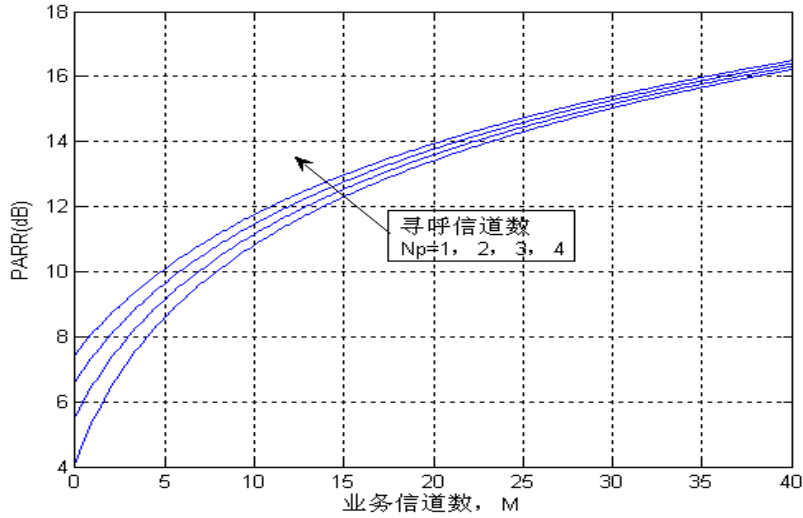


图 3.3 不同寻呼信道数和业务信道数发射信号峰均比仿真图

由图 3.3 可见，发射信号峰均比对激活寻呼信道数不敏感，对接入业务信道数比较敏感，在 10~20 条业务信道接入的情况下，PAPR 低于 12dB，接入 30 条以上业务信道的情况，PAPR 能达到 15dB 以上。

3.2.3 通道用户信号 PAPR 的概率分布

式(3-9)和图 3.3 表示的是前向链路发射信号的峰均比的理论最大值，在第一节已经说明，发射信号峰均比出现理论最大值的概率非常低，分析信号幅度的概率分布（CCDF）对系统设计更有意义。这里引入信号包络的瞬时-平均功率比(IAR, Instantaneous-To-Average Power Ratio)，CDMA 信号的 IAR 定义如下：

$$\begin{aligned} IAR &= P(n) / P_{avg} = \left[\sum_{i=1}^N \sqrt{P_i} d_{[n/K]}^{(i)} w_{n(\bmod K)}^{(i)} \right]^2 \div \sum_{i=1}^N P_i \\ &= \left[\sum_{i=1}^N \sqrt{\zeta_i} d_{[n/K]}^{(i)} w_{n(\bmod K)}^{(i)} \right]^2 \end{aligned} \quad (3-10)$$

考虑到数据信息可表示为取值为 ± 1 的随机变量，walsh 函数取值也为 ± 1 ，用 b_i 代表 ± 1 的二进制随机变量，可得到式(3-10)的简化形式如下：

$$IAR = \left[\sum_{i=1}^N \sqrt{\zeta_i} b_i \right]^2 = \left[\sqrt{\zeta_{pil}} + \sum_{i=2}^N \sqrt{\zeta_i} b_i \right]^2 \quad (3-11)$$

则信号峰均比的互补累计分布函数 CCDF 为：

$$CCDF = \Pr(IAR > X) = \Pr \left\{ \left[\sqrt{\zeta_{pil}} + \sum_{i=2}^N \sqrt{\zeta_i} b_i \right]^2 > x \right\} \quad (3-12)$$

二进制随机变量 b_i 独立同分布，服从 ± 1 的均匀分布，为分析简便，假定激活寻

呼信道数 $N_p = 1$ ，结合表 3.1 中给出的数值，得到 CCDF 的简化形式为：

$$CCDF = \Pr\{IAR > X\} \approx \frac{1}{4} \sum_{8case} \left\{ Q \left[\frac{\sqrt{x} \mp \sqrt{\zeta_{pil}} \mp \sqrt{\zeta_{sync}} \mp \sqrt{\zeta_{pag}}}{\sqrt{MK_{traf} \alpha_f \zeta_{traf}}} \right] \right\} \quad (3-13)$$

$$= \frac{1}{4} \sum_{8case} Q \left[\frac{\sqrt{(6.53 + M)x} \mp 2.01 \mp 0.705 \mp 1.41}{\sqrt{M}} \right]$$

式中 $Q(\bullet)$ 为高斯累计分布函数。

图 3.4 为在不同数目得业务信道接入情况下，前向链路发射信号 IAR 的 CCDF 图。仿真假设激活寻呼信道数为 1，功率控制因子 $K_{traf} = 0.5$ 。由图可见，当接入业务信道数为 30 时，发射信号 IAR 大于 8dB 的概率约为 1%，发射信号 IAR 大于 10dB 的概率约为 0.1%。

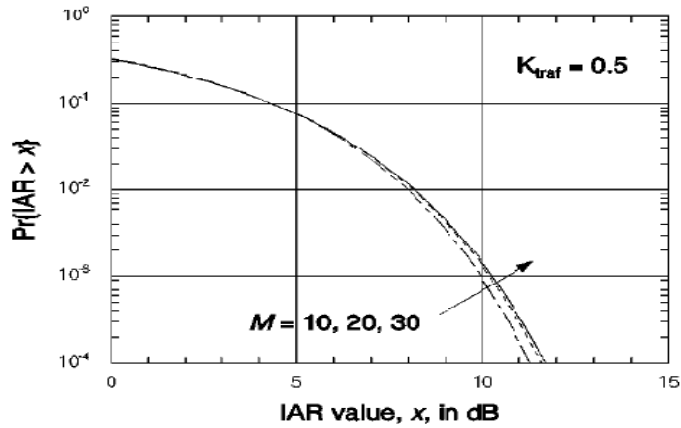


图 3.4 不同业务信道数 IAR 累积分布图

同样采样蒙特卡洛仿真方法，用 CCDF-PAPR 图来描述峰均比分布概率情况。如下图所示 3.5 所示，分别统计了模拟透明转发信号在 10 条和 119 条业务信道时，子带信号的峰均比。可以看出，信号峰均比在 12dB 至 14dB 范围内的概率为 90%。

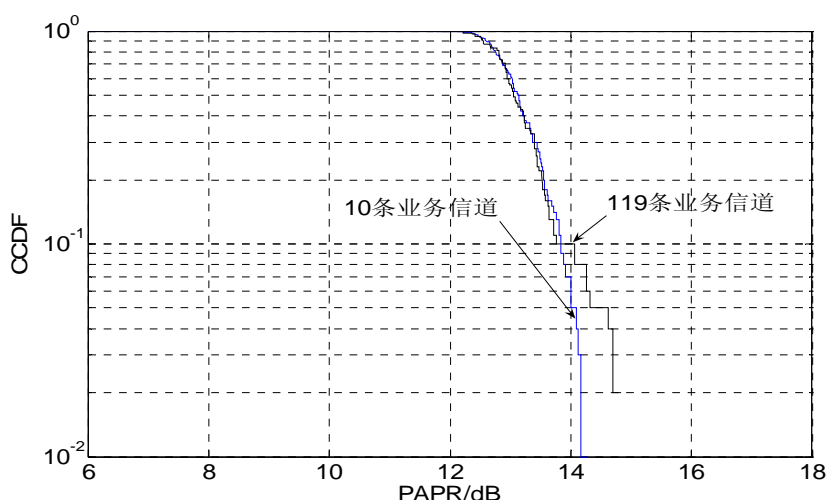


图 3.5 子带信号的峰均比统计图

3.3 通道信号降峰均比技术研究

前面已经在 3.1.3 节中讲述了高峰均比信号通过功率放大器后对信号造成的畸变影响,若对高峰均比的多业务信号完全不做处理,经过功率放大器后,信号星座点有了很大的偏移,发射信号的误差矢量幅度(Error Vector Magnitude, EVM)明显增高,同时信号功率谱的邻道干扰也明显上升。因此降低信号峰均比,使得高峰均比的信号在经过功率放大器之后不再有较大失真,显得较为迫切。

3.3.1 降峰均比方法选择

总体来说,降峰均比技术可以分为三类:编码类、概率类和信号预畸变类。评价一种降峰均比技术的优劣,通常可以从下述几个方面考虑:

(1)系统的性能: 在外界环境条件相同的前提下,对系统的性能(如 BER、降低的 PAPR 值、带外辐射值)能够进行可实现的比较,性能越好说明所选方法越佳。

(2)调制方式: 系统的具体调制方式可以根据用户的需求进行自由的调整。

(3)子载波合路信号数: 所选的方法不能受限于子载波数合路信号的数目,不会因为信号的增多而降低效率,好的降峰均比方法要能适用于子载波合路信号数的自由变化。

(4)系统复杂度: 系统不应该很复杂,即复杂度应尽可能的低;若一种方法能够取得很好的系统性能,但是它的计算复杂度非常高,以至于以现有的硬件水平根本无法实现,那它就不会有多少实用价值。

下面简要分析对比一些现有的降峰均比方法。

1、编码类技术是一种无失真的降低信号峰均比的一种算法。其基本思想是在发射端对数据比特流进行调制之前,通过不同的编码策略,避免使用那些可能产生

较高峰均比的码字,即新编码策略要打破原有码字中存在的一种对称性,而在接收端,信号解调之后再对其进行相应的逆运算,恢复出原来码信号。

编码类技术降低信号峰均比的优点是:相对简单、稳定,精心设计的码字不但能有效降低信号峰均比,还能使系统具有前向纠错的能力,从信号质量角度来说,这种方法是最理想的方法,可以在基本上排除非线性失真的同时提高放大器的效率。缺点也比较明显,这种方法会导致信号码率降低,编码开销增加,当接入用户较多时,很难找到合适的码型来保证发射信号峰均比有较大的降低。

2、概率类技术又被称为非畸变技术或信号扰码技术,它的基本思想是通过将原信号作线性分割和线性变换来减少传输高峰均比码元的可能性,而不着眼于降低信号幅度的最大值,来降低高峰值信号出现的概率。通常是在发送端,对码元分组,根据一定的规则产生每组码元的多个候选的时域波形,并计算每一波形的峰均比,最终传输峰均比较小的一个波形,也就是说概率类技术并不保证将 PAPR 降低到都小于门限值,而是降低了高峰值出现的概率。这一类方法主要包括:选择映射法(Selected Mapping SLM)和部分传输序列法(Partial Transmit Sequences, PTS)。

这类技术的优点是可以适用于任意数量的子载波数,而且星座调制的种类也不受限制。缺点是计算量大,增加了系统复杂度,只能降低高峰均比发生概率而不能完全保证不产生高峰均比的码元,同时需要额外的比特传送边带信息,若边带信息传输出错,即会引起整个码组错误,引发灾难性的后果。

3、预畸变技术的基本思想是对时域信号在经过放大器之前进行某种非线性处理,以达到降低峰均比的目的,使经过非线性处理后的时域信号不会超过放大器的输入动态范围。最常用的信号预畸变方法是削波(Clippling)法,也称为限幅(Limiting)法。这种方法的优点在于它是信号降低峰均比最简单最直接的方法,而且不受通信体制的限制,适用于各种高峰均比系统。根据峰均比的统计特性,高峰均比发生的概率较小,将过高的瞬时幅度削去对系统的影响不大。实验表明,当以 0.1%的比例削波时,BER 性能只下降 0.1~0.2dB,当以 1%比例削波时,BER 性能才下降 0.5~0.6dB^[28]。另外,经过多次滤波迭代的削波滤波算法能保证在降低信号峰均比的同时,降低峰值再生,滤除带外噪声。文献^[29]提出了一种抛物线拟合削波脉冲的削波滤波算法,并且证明了经过多次削波滤波迭代后得到的削波噪声正比于第一次迭代所得到的削波噪声,选取合适削波参数,能够在较少的迭代次数的情况下获得较好的削波效果。这种方法也存在明显的缺点,信号经过削波处理再通过低通滤波器后,会产生不能用滤波器消除的带内噪声,会降低 BER;还有会产生带外噪声,这会增大邻道干扰,降低频谱利用率。

综合比较以上三种降峰均比方法,由于本课题背景信号是仿 IS-95CDMA 体制,

多载波合路处理,从性能表现、子载波合路信号数及系统复杂度等方面考虑,采用时域波形畸变类算法降低信号峰均比较合适。

3.3.2 削波算法及仿真

限幅^[30]的基本原理是预先设定削波门限 $Gate$, 在输入信号幅度小于门限时, 信号直接传输; 在输入信号幅度大于门限时, 保持信号相位不变, 将幅度限制在门限 $Gate$ 。如下式所示, $|s(t)|$ 表示信号幅度; $\angle s(t)$ 表示信号相位。

$$\hat{s}(t) = \begin{cases} s(t) & |s(t)| \leq Gate \\ Gate \cdot \exp(\angle s(t)) & |s(t)| > Gate \end{cases} \quad (3-14)$$

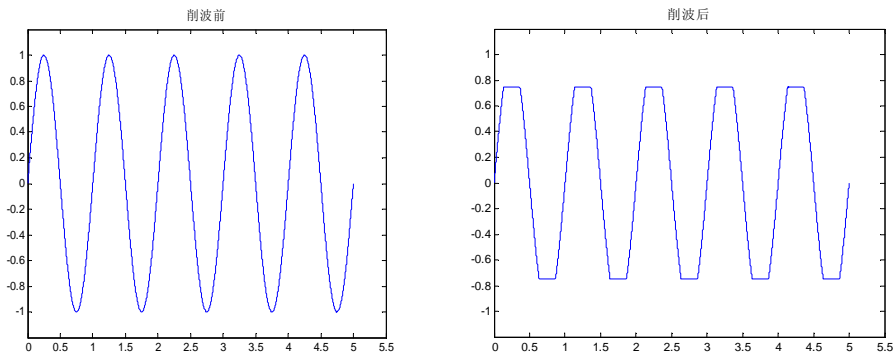
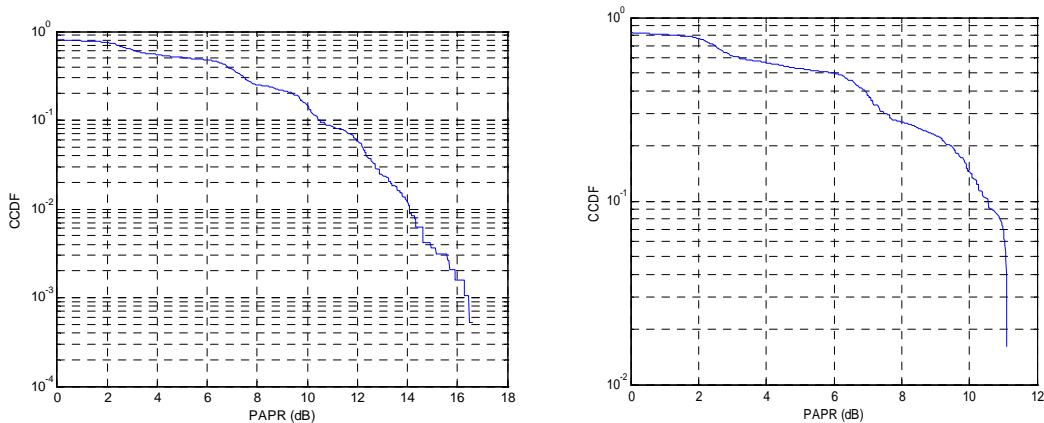


图 3.6 削波前后信号对比示意图

下面对含合路业务信道信号峰均比进行仿真:

仿真采用一条同步信道, 一条寻呼信道, 一条导频信道, 和 16 条业务信道构成信号源。信号速率为 1.2288M/S 的基带码流, 采用滚降因子为 0.4、符号跨度为 3 的升余弦滤波器做基带码流的波形成形处理, 滤波器过采样倍数为 4。信源信号采用简化的码分信道, 即用伪随机序列直接模拟交织后的数据。基带波形成形采用 IS-95 标准成形滤波器。

仿真后合路信号峰均比的 CCDF 曲线如图 3.7a 所示:



(a)削波前

(b)削波后

图 3.7 合路信号降峰均比前后统计对比图

对信号进行 11dB 的硬削波后的峰均比如图 3.7b 所示，信号的峰均比改善约有 5dB。信号经硬削波后，信号的峰均比明显降低了，但这会产生一定的带内失真和带外的频谱泄漏，信号削波前后功率谱密度如图 3.8 所示，通常会用滤波器将带外频谱泄露滤除掉，这会带来一定的峰值再生。

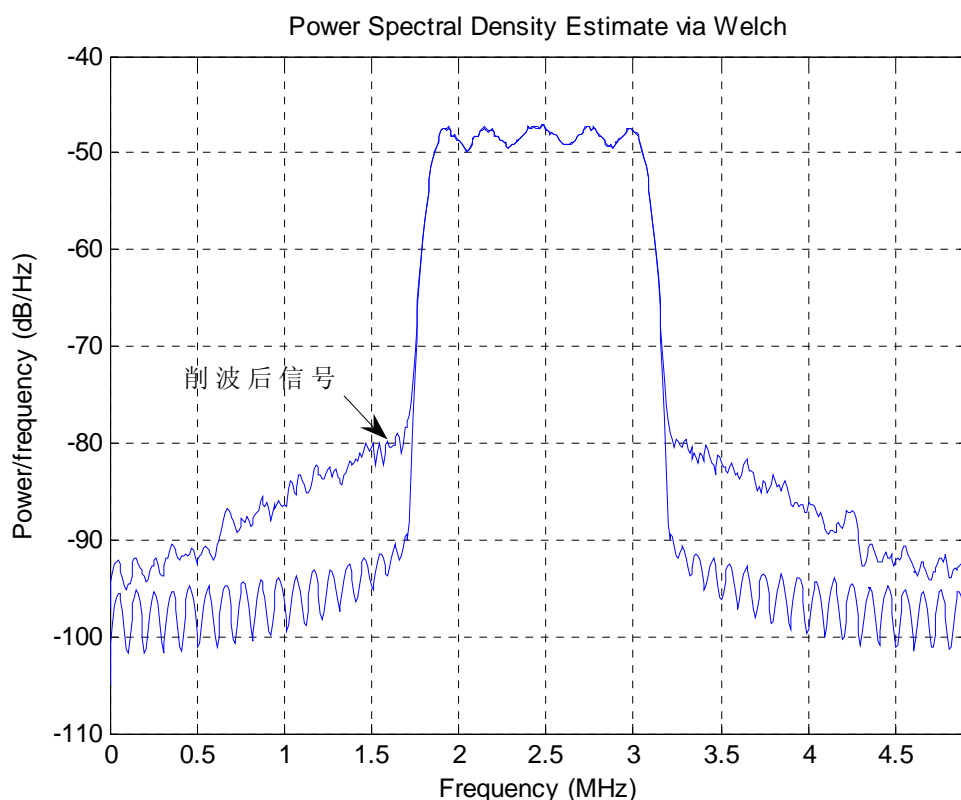


图 3.8 合路信号削波前后功率谱密度图

削波后，滤波器参数如下：

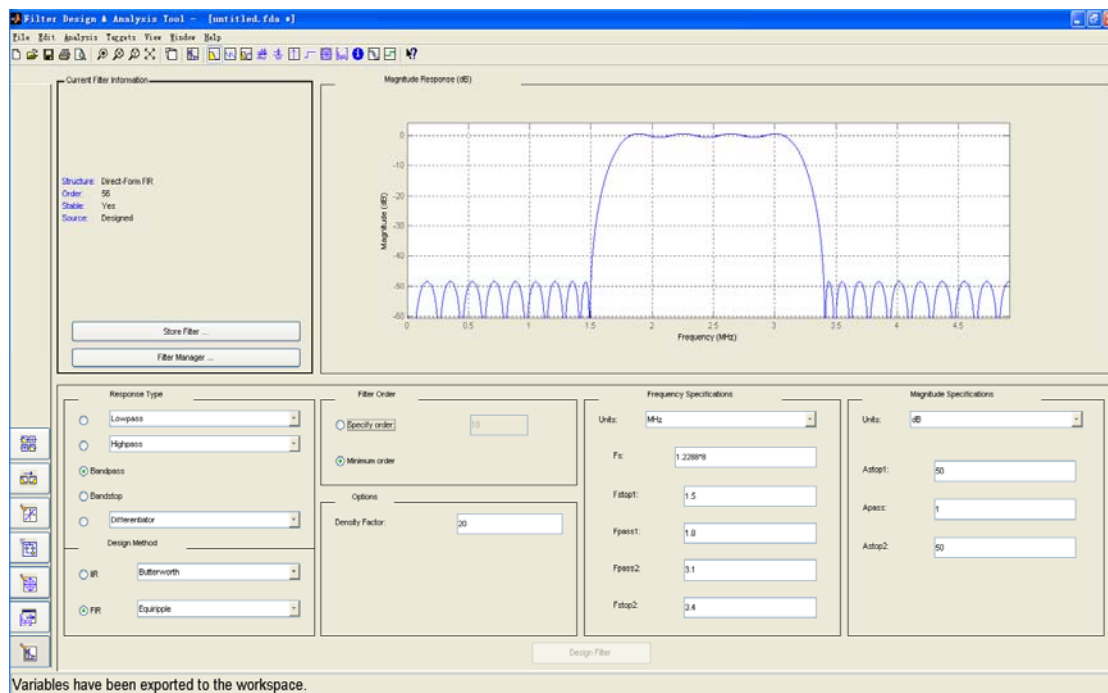


图 3.9 滤波器参数设置图

滤波参数为，采样率 $1.2288 \times 8\text{M}$ ，下截止频率 1.5M，下通过频率 1.9M，上通过频率 3.0M，上截止频率 3.2M，带外衰减 50dB，采用 FIR 结构，56 阶。

滤波后峰值再生的信号峰均比统计如下图：

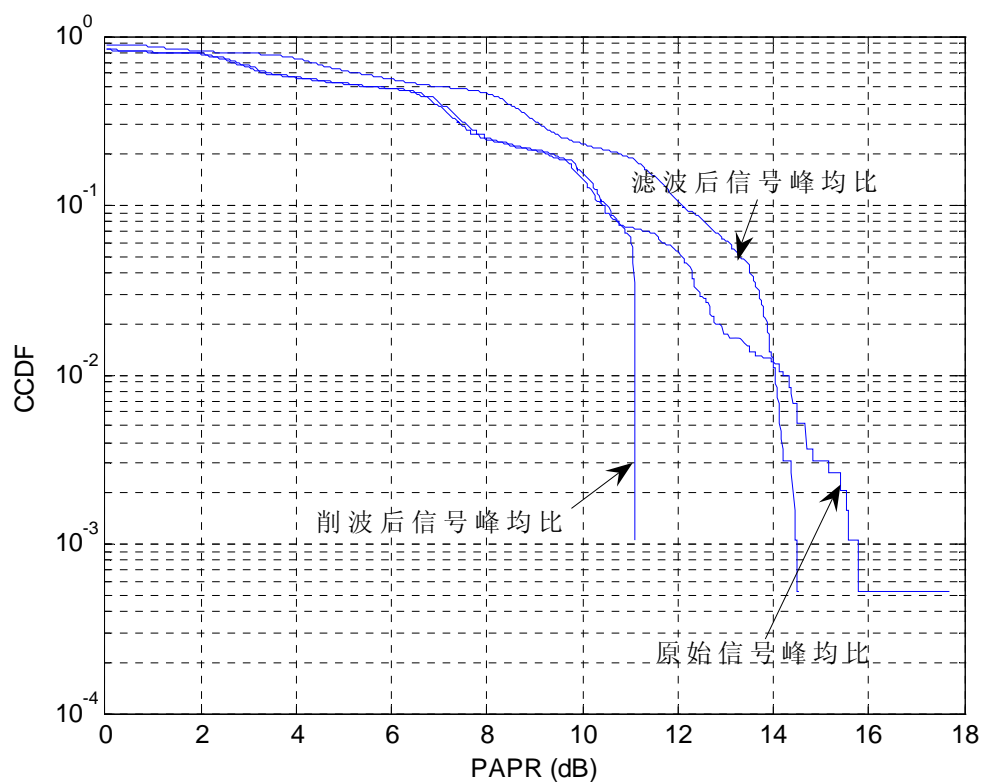


图 3.10 合路信号削波再滤波后峰均比统计图

由图 3.10 可见，经滤波后信号大概有 4dB 左右的峰值再生，原始信号、削波后及滤波后的信号功率谱密度如图 3.11 所示：

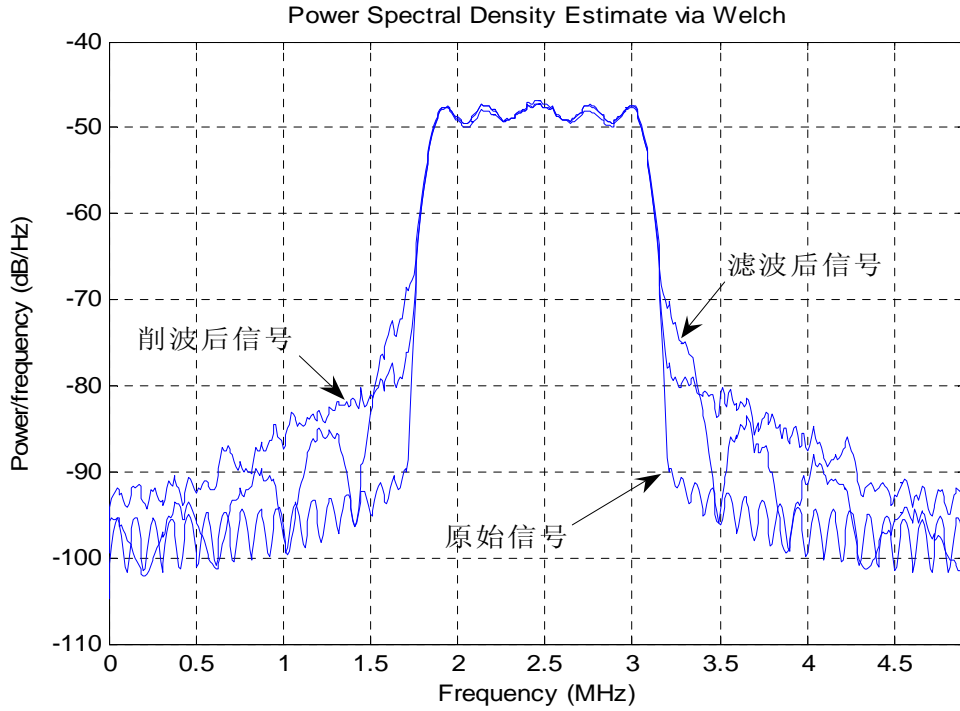


图 3.11 原始信号、削波后、滤波后的信号功率谱密度

仿真结果分析：

直接限幅的方式比较简单，降低峰均比的效果明显，从图 3.8a 和 3.8b 的对比中，可以看到信号峰均比降低了大约有 6dB，再经过后续的滤波操作引进了峰值再生 4dB，峰均比的总体改善约有 2dB。但由于整个限幅过程是非线性的，造成了带外辐射和信号误码率的提高，通常用误差矢量幅度^[29, 30](EVM, Error Vector Magnitude)来作为降峰均比后信号恶化程度的衡量指标。EVM 定义为星座点误差矢量模值平方的平均值与星座图中最远星座点的功率之比值的平方根，其数学表示如下：

$$EVM = \sqrt{\frac{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N (\Delta I_k^2 + \Delta Q_k^2)}{S_{\max}^2}} \quad (3-15)$$

其中，N 是在测量时间内所有符号的数目， S_{\max} 是星座点的最大幅度值， ΔI 和 ΔQ 是误差矢量的同相和正交分量。本次削波过程中产生的 EVM 为 3.17%，约等于通信系统中一般要求的 3% 的规定，实际操作中，带内失真可通过选取合适的削波比例，从而在降峰均比和信号失真度之间取得折中。

3.4 削波比例选取原则及削波算法的改进

3.4.1 削波比例的选取原则

削波比例的选取也是一个非常重要的问题，通常在削波设计中，削波给信号带来多大的影响受实际电路中 A/D、D/A 等器件的约束，同时或受削波后信号信噪比要至少达到多少的约束，下面简单研究下实际应用中削波前后信噪比的变化与量化噪声及削波噪声的关系。

根据中心极限定理，多载波的 CDMA 信号幅度 $A(t)$ 逼近一均值为零，均方根为 δ 的高斯随机过程，其概率密度函数表示如下：

$$p(A(t) = x) = p(x) = \frac{1}{\delta\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{x^2}{2\delta^2}\right) \quad (3-16)$$

高斯过程的特点是动态范围极大，但随着 $A(t)$ 的绝对值大于某一正数 A_{clip} 锐减。进行优化设计的任务就是选择这一合适的 A_{clip} 使得削波造成的削波噪声小于由此而带来的量化噪声。削波噪声的表达式为：

$$N_{clip} = 2 \int_{A_{clip}}^{+\infty} (x - A_{clip}) p(x) dx = \delta^2 \left\{ (1 + u^2) \operatorname{erf}\left(\frac{u}{\sqrt{2}}\right) - \sqrt{\frac{2}{\pi}} \cdot u \cdot e^{-(u^2/2)} \right\} \quad (3-17)$$

式中 u 为信号的削波率，定义为 A_{clip} / δ ， $\operatorname{erf}(x)$ 为差错函数，定义为：

$$\operatorname{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-y^2} dy \quad (3-18)$$

假设系统 A/D、D/A 的位数为 b ，定义 $A_{\max} = v \cdot \delta$ ，则信号量化噪声为：

$$Q_0 = \frac{(2A_{\max})^2}{12 \cdot 2^{2b}} = \frac{v^2 (2\delta)^2}{12 \cdot 2^{2b}} \quad (3-19)$$

当不存在削波时，单纯由量化噪引起的信噪比可表示如下：

$$SNR_0 = \frac{\delta^2}{2 \cdot Q_0} = \frac{3 \cdot 2^{2b}}{2 \cdot v^2} \quad (3-20)$$

当存在削波时，量化噪声为：

$$Q_{clip} = \frac{(2A_{clip})^2}{12 \cdot 2^{2b}} = \frac{u^2 (2\delta)^2}{12 \cdot 2^{2b}} \quad (3-21)$$

同时考虑量化噪声和削波噪声后的信噪比为：

$$SNR_{clip} = \frac{\delta^2}{N_{clip} + 2 \cdot Q_{clip}} = \left\{ \left[(1+u^2) \cdot \operatorname{erfc}\left(\frac{u}{\sqrt{2}}\right) - \sqrt{\frac{2}{\pi}} \cdot u \cdot e^{-(u^2/2)} \right] + 2 \cdot \frac{u^2}{3 \cdot 2^{2b}} \right\}^{-1} \quad (3-22)$$

在实际工程应用中，量化噪声和削波噪声并不是独立的，经常需要综合考虑二者的关系，在某些情况下，A/D、D/A 的位数是固定的，也就是说 b （位数）为常数，这是设计优化的目的就是选择一合适的 u （削波率），使得 SNR 最大，以提高通信系统的性能，这就是信噪比最大准则。在另外的一些情况下，通过系统链路预算已知当 SNR 取得某个值时就可以满足信息传输的要求，这时优化设计的目的就是合理选择的 u ，在满足 SNR 的前提要求下使得 b 最小，也就是尽量降低 A/D、D/A 的成本，这就所谓的 A/D、D/A 位数最少准则。

峰均比降低模块是介于数字上下变频模块和数字预失真模块之间，对信号进行降峰均比操作是提高功放效率的第一步工作，其输出信号决定了功放回退点的选择，回退工作点的选择又在很大程度上影响功放的效率。因此在实际应用中，降峰均比模块通常是通过性能参数的优化及与数字上下变频的联合测试，来达到降低信号峰均比提供功放效率的目的。

3.4.2 削波算法的改进

第三小节中削波后的滤波操作，虽然消除了带外辐射，但这导致了较大的峰值再生。这就需要多次的削波操作才能把降峰均比降下来，直接的多次削波处理，会使信号的信噪比恶化，由于相位误差对信号的 EVM 影响较大，因此一般都采用极性削波的方法，即保留原始信号的相位不变。

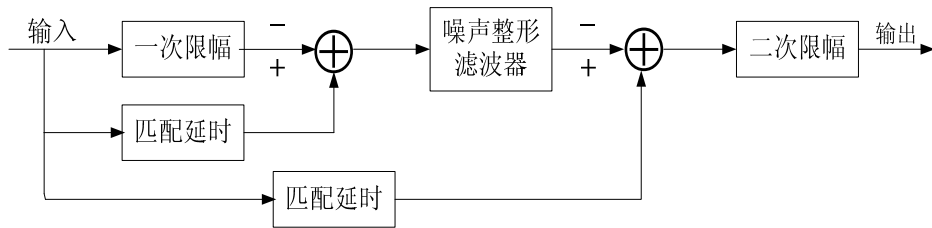


图 3.12 二次限幅结构框图

图 3.12 中的输入为原始高峰均比信号，先进行第一级削波滤波，一级限幅器根据削波比例发生器所产生的门限值 $Gate1$ 对用户信号进行削波，得到削波后的信号由于限幅器的非线性特性，具有较大的带外噪声。这时把得到的误差信号送入噪声整形滤波器，其主要作用是把噪声信号限制在与输入信号相同的带内，以降低对其他信道的干扰，第二条的用户信号经过延迟匹配后与第一次经削波滤波后的信号相减，再送入到二次限幅器中，二次削波滤波的原理与第一次削波滤波相同。

对经过一次滤波的信号再进行 11dB 的硬削波后,信号的峰均比变化如下图所示,信号峰均比降低了大约 4dB。

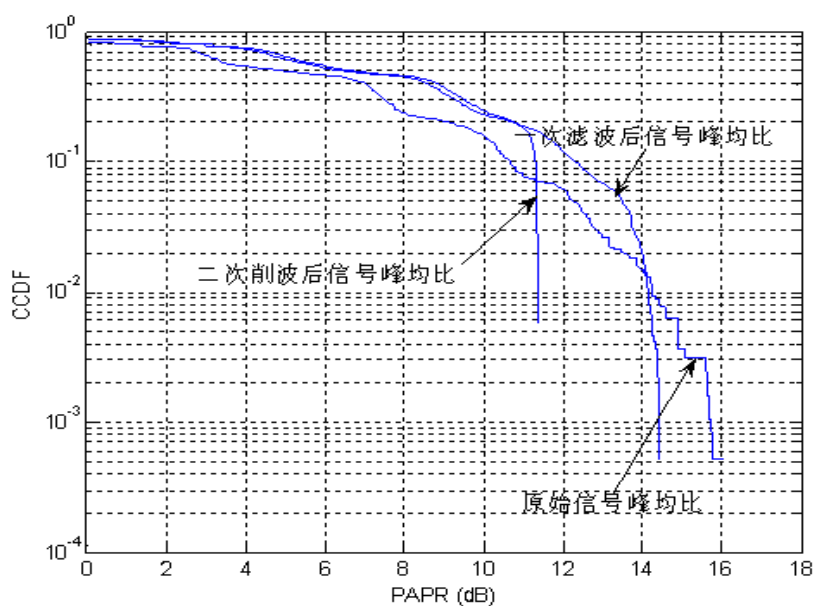


图 3.13 合路信号经过两次削波后的峰均比统计

对经过一次削波后产生的误差信号送入到噪声整形滤波器中,再对信号进行二次削波,信号的峰均比有了教明显的改善,仿真结果如下图所示:

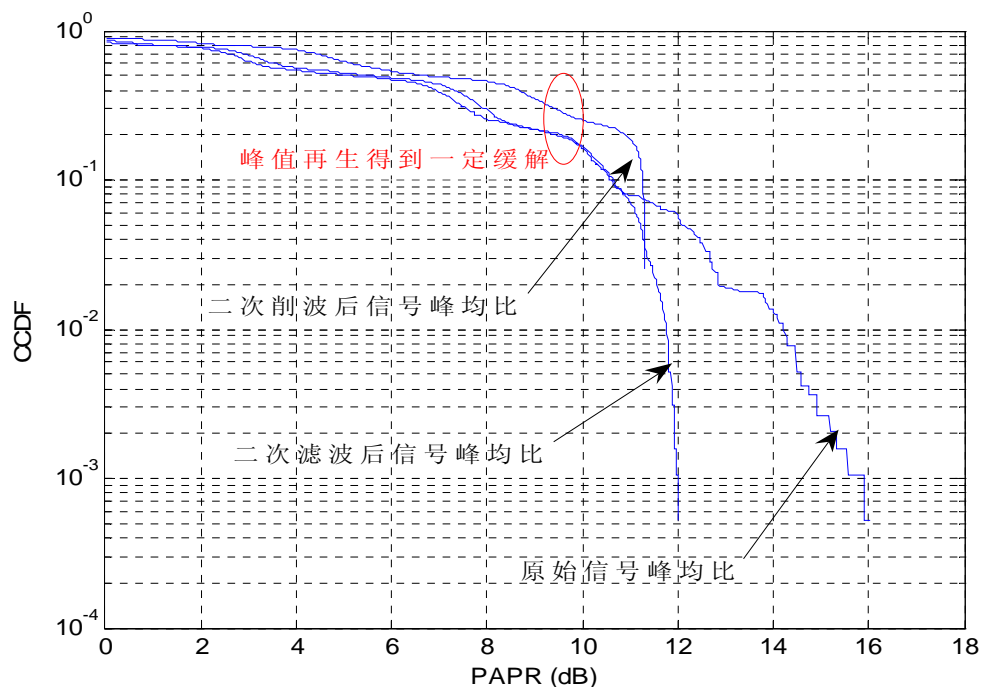


图 3.14 合路信号经过两次削波及滤波后的峰均比统计

从仿真图 3.14 可以看出,合路信号在经过二级极性削波后,信号峰均比有了较为明显的改善,峰值再生问题得到了一定的缓解(图中红色部分所示)

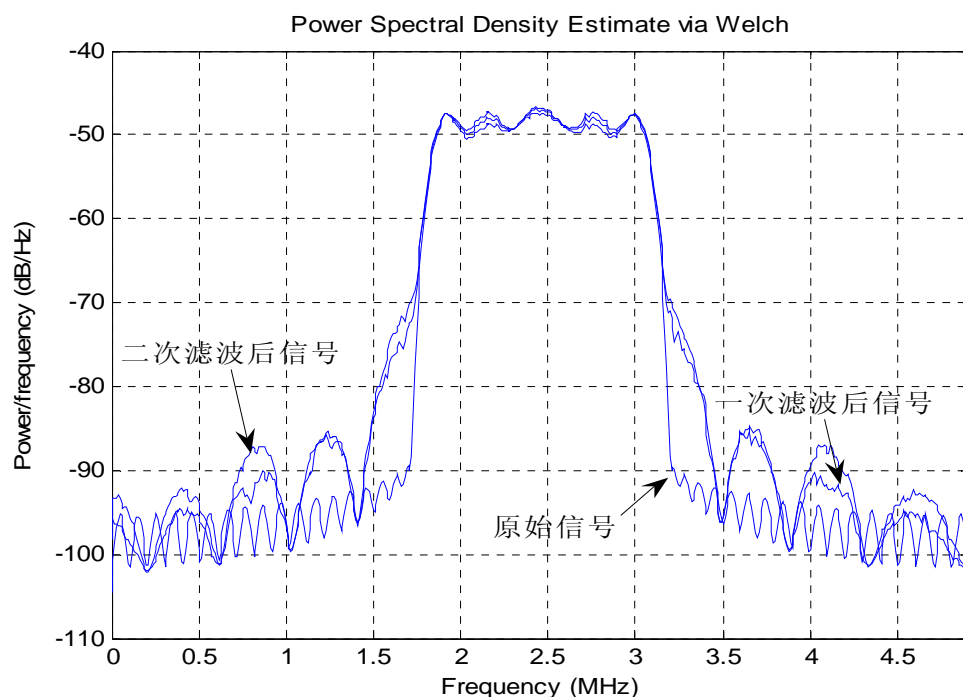


图 3.15 合路信号两次滤波后的功率谱密度比较

从上述仿真结果中可以得到, 信号经过二次削波及滤波处理, 相较于一次滤波后信号的功率谱密度基本没有变化, 对邻近信道没有产生新的干扰, 且处理后的信号能够有效的遏制峰值再生的问题, 通过仿真计算得到经二次滤波后信号的误差矢量 EVM 在 3.4% 左右, 与一次削波滤波后带来的带内失真相仿。

为了对比不同削波比例下的失真, 与 11dB 阈值的二次削波类似, 我们分别做了一系列的仿真实验, 设置不同的削波阈值, 得到不同的信号失真效果, 仿真结果如下:

表 3-1 削波阈值与相应削波 EVM 关系

削波阈值(dB)	8	9	10	11	12	13	14	15	16
削波 EVM	9.2	6.83	4.4	3.4	2.65	2.04	1.65	1.21	0.5

根据 EVM 与 SNR 之间的推导关系式, 并结合本节二次削波中所获得的削波增益, 可得到如图 3.16 所示的获得 PAPR 增益值与信号 SNR 值之间的关系图。从对信号质量的要求及获得 PAPR 增益值的角度来说, 最佳削波点应在图中曲线斜率小的范围里, 由于并没有得到削波阈值和对相应信号质量影响之间的准确数学表达式, 从曲线图中可以看出, 图中曲线斜率小的点在获得增益为 4dB 附近, 为了获得较大的降 PAPR 增益及分析方便, 本文取 11dB 的削波比例作为后文分析的输入信号。

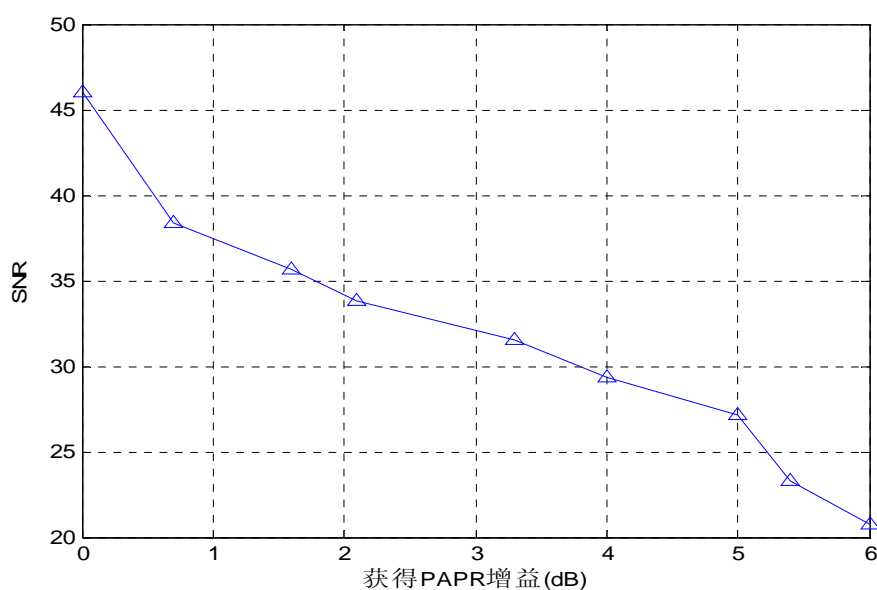


图 3.16 获得 PAPR 增益与 SNR 关系图

本章小结

本章首先介绍了峰均比的定义,给出了峰均比的描述方法,并讨论了高峰均比给通信系统带来的危害。分析并给出了通道信号的数学特征表达式,同时推导出了信号峰均比的概率分布表达式并仿真了不同业务信道数下的峰均比。随后介绍了三种常用的降峰均比技术,得出采用时域波形畸变类算法即削波法来降低信号峰均比较合适。仿真模拟了实际合路信号的峰均比,得出信号在经过削波及滤波后信号的峰均比变化,也仿真了信号经过削波滤波后的功率谱变化,这种方法在一定程度上降低了信号峰均比,同时也给信号带来了一定的带内失真及带外的频谱泄露,同时这种方法在信号经过滤波后会产生较大的峰值再生。接着对削波算法进行了一定的改进,采用两级极性削波并滤波的方法,这种方法对信号在经过滤波后的峰值再生有较大的改善,同时信号的高峰均比情况也得到了一定的遏制,文章最后讨论了最优化的削波比例选取准则,有信噪比最大准则和最少 AD/DA 位数准则,并给削波算法在实际工程应用中的比例选取提出了一定的建议,分析了以 11dB 的削波比例作为后文的输入信号。

第四章 功率放大器的无记忆预失真方法

本文在第二章中，介绍了无记忆放大器的原理，即功率放大器的当前输出值只与功率放大器的当前输入值相关，而与功率放大器的历史输入无关，通常认为被分析的对应通信系统实际工作带宽窄于系统内所使用器件的带宽，且可以认为系统非线性特性和频率无关，这时可以用相对简单的无记忆非线性数学模型来描述功率放大器的特性。

在第二章中也分析比较了常用的功率放大器线性化的方法，得出数字预失真技术不仅可以提高功率放大器效率，同时系统稳定性好，实现成本低，已经成为一种广泛流行的线性化方法。要做好功率放大器的预失真，准确地构建出功率放大器的行为级模型是关键，同时针对特定的模型提出相应的补偿方法十分必要。在本章中，我们将分析比较一些已有的预失真方案，并对功率放大器进行适当的建模，针对已有预失真方案中算法存在的缺陷，设计出一种改善的易于实现的高效预失真算法。

4.1 无记忆功率放大器非线性数学模型

要研究非线性高功率放大器对信号的失真影响，首先必须构建出各种与实际工作特性相匹配的模型，目前对无记忆功率放大器的建模方法已相对成熟，我们以目前广泛使用的 Saleh 模型、Rapp 模型和幂级数模型为代表来分析功放的非线性，实际工作中对具体放大器进行研究时，要根据其具体特性选择合适的数学模型及对应的参数。

4.1.1 Saleh 模型

Saleh^[31]模型主要是用于描述行波管功率放大器(TWTA: Traveling Wave Tube Amplifier)的非线性特性的等效模型。行波管功率放大器是一种真空的电子器件，发射功率大，工作频率宽，被广泛应用于卫星通信和电子对抗措施(ECM: Electronic Counter Measures)。在目前出现的无记忆功率放大器预失真算法中，大部分都采用该模型对功率放大器进行建模仿真。

Saleh 模型分为 AM/AM 和 AM/PM 变换，设功放的 AM/AM 响应和 AM/PM 响应函数分别为 $f(X)$ 和 $p(X)$ ，设 A 为输入信号幅度， $f(A)$ 和 $p(A)$ 分别表示输出信号的幅度和相位，那么有：

$$f(A) = \frac{\alpha_a A}{1 + \beta_a A} \quad (4-1)$$

$$p(A) = \frac{\alpha_\phi A^2}{1 + \beta_\phi A^2} \quad (4-2)$$

其中 α_α 、 β_α 、 α_ϕ 、 β_ϕ 是模型的参数,可以通过调整这四个参数的值来得到具体功放的合适模型, Kaye, Gorge 和 Eric 测量的经典参数为

$\alpha_\alpha=2.1587$ 、 $\beta_\alpha=1.1517$ 、 $\alpha_\phi=4.0033$ 、 $\beta_\phi=9.1040$, 这组参数被广泛引用。

根据式(4-1)和(4-2)得到放大器归一化的 AM/AM 和 AM/PM 特性曲线如图 4.1 所示。

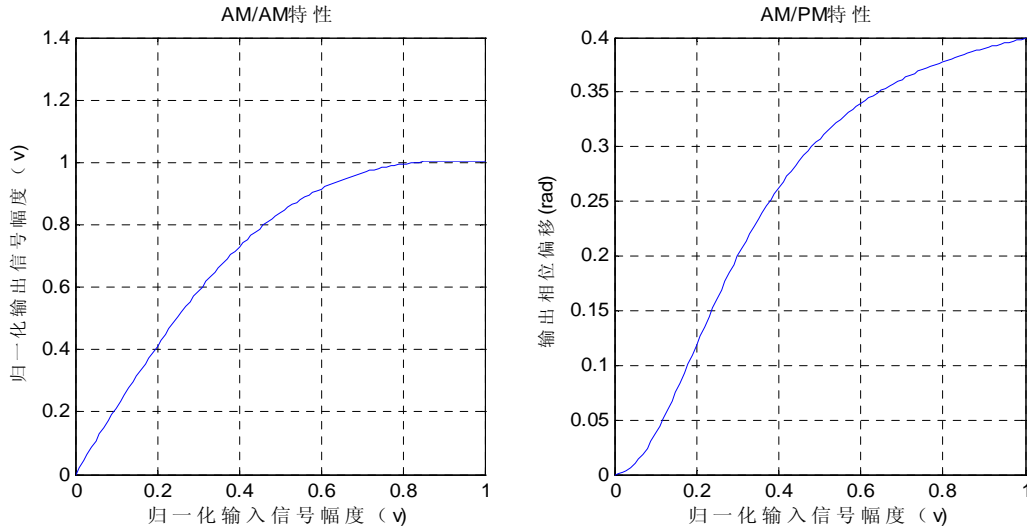


图 4.1 Saleh 模型的 AM/AM 和 AM/PM 特性

4.1.2 Rapp 模型

Rapp 模型主要针对固态功率放大器(SSPA: Solid State Power Amplifier)的特性发展而来,被专门用来描述 SSPA 的非线性特性。SSPA 由于其重量轻,寿命长,维护成本低,稳定可靠被广泛应用于一些小功率的发射机中。SSPA 的相位失真相对较小,达到可以忽略的程度,所以通常只考虑 AM/AM 失真。

设功放的 AM/AM 响应和 AM/PM 响应函数分别为 $f(X)$ 和 $p(X)$, 设 A 为输入信号幅度, $f(A)$ 和 $p(A)$ 分别表示输出信号的幅度和相位, 那么有:

$$f(A) = \frac{A}{(1 + (A)^{2S})^{\frac{1}{2S}}} \quad (4-3)$$

$$p(A) = \phi(A) \quad (4-4)$$

其中 $\phi(A)$ 表示信号的本身相位, 随着 S 的逐渐增加, 放大器的线性逐渐增强, 因此 S 又被称为光滑因子, 用来衡量实际功率放大器的非线性程度, 为了使模型的特性接近于实际功放, S 的取值范围通常在 2 到 5 之间。图 4.2 是根据式(4-3)得到的 Rapp 模型传输函数随光滑因子变化的特性曲线。

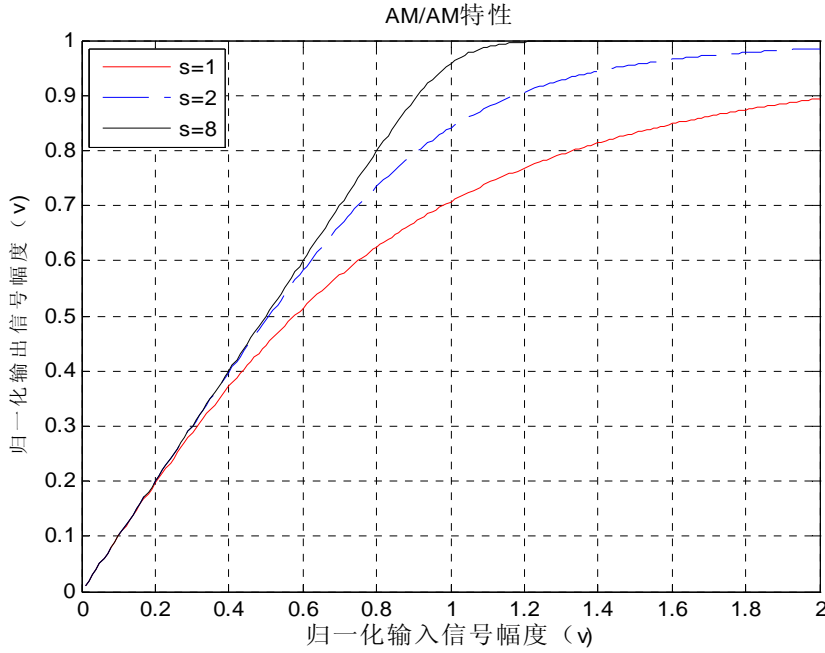


图 4.2 Rapp 模型 AM/AM 特性曲线

Rapp 模型虽然结构简单，但它对测量数据具有非常好的拟合能力，本文后面也采用该模型对无记忆功率放大器进行建模仿真。

4.1.3 幂级数模型

除 TWTA 和 SSPA 之外的其他种类的放大器，如 A 类放大器，B 类放大器及速调管类功率放大器等，这些放大器目前并没有通用的非线性模型可以采用，Saleh 模型和 Rapp 模型并不能很好的描述他们的非线性特性。据高等数学知识可知，非线性函数可以用幂级数展开，即功率放大器的 AM/AM 响应 $f(x)$ 和 AM/PM 响应 $p(x)$ 可以展开成如下的幂级数：

$$f(A) = c_0 + c_1 A + c_2 A^2 + \cdots + c_{N_L} A^{N_L} \quad (4-5)$$

$$p(A) = \phi_0 + \phi_1 A + \phi_2 A^2 + \cdots + \phi_{N_L} A^{N_L} \quad (4-6)$$

其中 A 为输入信号的幅度， c_0, c_1, \dots, c_{N_L} 和 $\phi_0, \phi_1, \dots, \phi_{N_L}$ 分别为 AM/AM 和 AM/PM 响应的幂级数系数， N_{La} 和 $N_{L\phi}$ 为非线性幂级数的阶数。

对于数字基带预失真系统来说，若从整个链路的角度来看，将模数和数模转换，通带滤波，上、下变频等器件产生的非线性和功放自身的非线性结合在一起考虑，整个链路特性还可以用以下幂级数来描述：

$$g(f(t)) = c_0 + c_1 f(t) + c_2 f(t)^2 + \cdots + c_{N_L} f(t)^{N_L} \quad (4-7)$$

其中, $f(t)$ 为输入的复基带信号, $g(x)$ 表示整个链路的非线性函数, c_0, c_1, \dots, c_{N_L} 为该链路幂级数系数, N_L 为链路阶数。

式(4-5)、(4-6)和(4-7)所表达的功率放大器的幂级数模型又被称为放大器的多项式模型。用多项式模型来近似功率放大器的非线性特性,形式简单,参数辨识容易,由于其对功率放大器非线性引起的各阶失真描述直观,获得较为广泛的应用。当只采用三阶或五阶数来拟合非线性时,拟合精度有限,但如果采用阶数较高的阶数来描述非线性时,参数的辨识会变得复杂,因此多项式模型在精确度和复杂度间是一对矛盾,要做折中选择。

4.2 预失真算法

前文在第二章中已经介绍了自适应数字预失真技术是对功率放大器线性化最有前途的一项技术,它通过在放大器前构造非线性失真的逆特性来达到线性化的目的,通过实际系统的输出与期望响应间的差值来自适应更新逆模型的参数,进而补偿放大器的非线性。预失真性能的优劣主要依赖于自适应算法的收敛特性和稳态误差特性,最小二乘算法是实现未知模型参数估计的常用方法,在过去的三十年时间里得到了迅猛的发展,人们设计出了很多快速而有效的自适应算法,其中最具有代表性的就是LMS(Least mean square)算法和RLS(Recursive Least Squares)算法,并相应发展成两大类算法^[32, 33],这些算法在系统辨识、自适应滤波、信道均衡和去噪声等许多领域都已得到广泛而成功的应用,下面对LMS算法和RLS算法分别作简要分析。

4.2.1 LMS 算法

假设某 n 时刻 $N \times 1$ 输入信号向量为 $x(n)$,未知系统的期望响应为 $y(n)$,模型参数的估计为 h_k ($k = 0, 1, 2, \dots, N-1$),系统输出信号的估计

$$\tilde{y}(n) = \sum_{k=0}^{N-1} h_k(n-1)x(n-k) \quad (4-8)$$

根据以上定义,期望信号与估计信号的误差为

$$e(n) = y(n) - \tilde{y}(n) = y(n) - H^T X \quad (4-9)$$

在上式中,

$$H = [h_0(n), h_1(n), \dots, h_{N-1}(n)]^T \quad (4-10)$$

$$X = [x(n), x(n-1), \dots, x(n-N+1)]^T \quad (4-11)$$

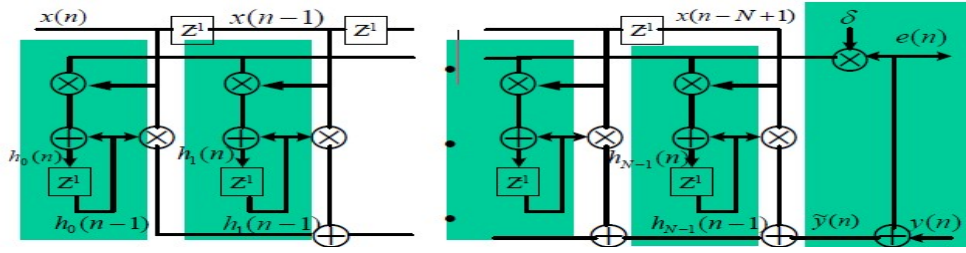


图 4.3 LMS 算法的实现

根据均方误差（Mean Squared Error, MSE）最小准则，将权矢量的代价函数选为平方误差时，

$$\begin{aligned}\varepsilon(n) &= E[e^2(n)] = E[(y(n) - H^T X)^2] \\ &= E[y^2(n)] - 2r_{yx}H + H^T R_{xx}H\end{aligned}\quad (4-12)$$

其中 r_{yx} 是抽头输入与期望响应 $y(n)$ 的互相关向量， R_{xx} 是输入信号的自相关向量。

根据(4-12)式，可以知道代价函数 $\varepsilon(n)$ 是权系数的二次型，它是一个抛物面，在该抛物面中，如有一个最优解，则其满足：

$$\varepsilon(h_0) \leq \varepsilon(h), \text{ 对所有的 } h \text{ 都满足} \quad (4-13)$$

为实现(4-13)式，LMS 方法采用迭代下降法，它是一种最简单的最速下降法，具体方法是沿着梯度的负方向即代价函数 $\varepsilon(n)$ 的反方向连续调整权矢量，为得到梯度矢量，在代价函数中对 h 求导：

$$\nabla \varepsilon(h) = \frac{\partial \varepsilon(h)}{\partial h} \quad (4-14)$$

则最速下降法可以表示为

$$h_k(n) = h_k(n-1) + \delta e(n)x(n-k), k = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (4-15)$$

其中 δ 为自适应步距， N 为权系数阶数。

$H(n)$ 能够收敛到 H_{opt} （最佳值）的条件为：

$$0 < \delta < \frac{2}{\lambda_{\max}}, \quad \lambda_i \text{ 为输入序列自相关阵的特征值} \quad (4-16)$$

4.2.2 RLS 算法

由于LMS失调较大，非平稳时存在较大的跟踪误差，因此常要求信号本身是平稳信号或是在较长的时间内具有平稳性。RLS算法^[34]的解决方案就是不用误差的样本值代替误差的统计均值，而以时间均值代替统计均值，即按时间进行准确迭代。RLS算

法中引入了遗忘因子 λ ，并假设在 $n-1$ 时刻得到权系数的最小二乘估计，在 n 时刻新的数据到来后，按最小二乘准则更新权系数。与LMS算法类似，输出信号估计

$$\tilde{y}(n) = \sum_{k=0}^{N-1} h_k x(n-k) \quad (4-17)$$

期望信号与估计信号的误差为

$$e(n) = y(n) - \tilde{y}(n) \quad (4-18)$$

为求得迭代解，按最小二乘准则使误差最小，有

$$\begin{aligned} J(H) &= \min \sum_{i=0}^n \lambda^{n-i} e^2(n) \\ &= \sum_{i=0}^n \lambda^{n-i} [(y(n) - H^T X)]^2 \end{aligned} \quad (4-19)$$

当用计算机对其仿真计算可以如下方式进行：

1、初始化：

$$H(0) = 0. \quad (4-20)$$

$$P(0) = \delta^{-1} I \quad (4-21)$$

δ 在高信噪比的时候取小的正常数，在低信噪比的时候取大的正常数

2、对 $n=0, 1, 2, \dots$ ，计算：

$$\pi(n) = P(n-1)x(n), \quad (4-22) \quad k(n) = \frac{\pi(n)}{\lambda + x^T(n)\pi(n)},$$

$$(4-23) \quad \xi(n) = y(n) - H^T(n-1)x(n), \quad (4-24)$$

$$H(n) = H(n-1) + k(n)\xi(n) \quad (4-25)$$

$$P(n) = \lambda^{-1} P(n-1) - \lambda^{-1} k(n)x^T(n)P(n-1) \quad (4-26)$$

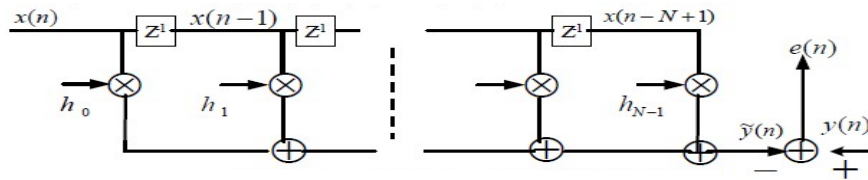


图4.4 RLS算法实现框图

4.3 预失真结构

根据自适应预失真结构方案的不同，可以将预失真实现方案分为直接自适应结构和非直接学习自适应结构两种。

4.3.1 直接自适应结构

直接自适应结构图如图 4.5 所示。预失真器(PD)和功率放大器的传递函数(HPA)分别为 F 和 G 。 $x(n)$ 为某 n 时刻的输入信号， $y(n)$ 为功率放大器的输出， $u(n)$ 为对应时刻的预失真器的输出， $d(n)$ 为期望响应， $e(n)$ 为实际输出与期望响应之差， g 表示功率放大器的线性放大倍数。

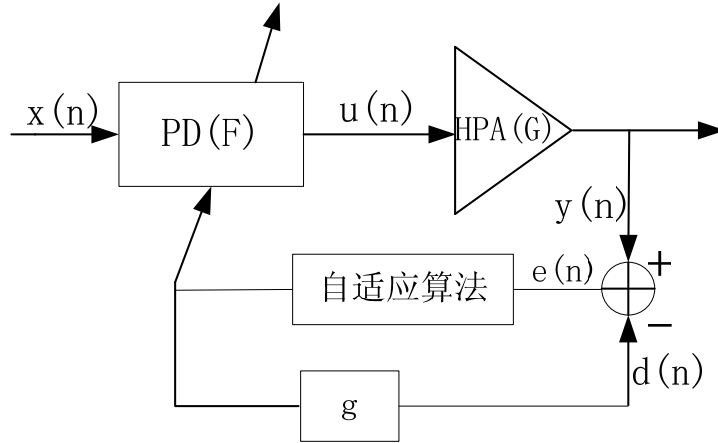


图4.5 直接自适应结构图

当输入信号为窄带信号时，将功率放大器视为无记忆系统，其输出可用 M 阶的多项式近似表示，则：

$$y(n) = G(u(n)) = \sum_{i=1}^M g_i(u(n))^i = g_M^T U_M \quad (4-27)$$

其中， $g_M = [g_1, g_2, \dots, g_M]^T$ 为放大器的系数向量， $U_M = [u(n), u(n)^2, \dots, u(n)^M]^T$ 为预失真器输出向量。与式(4-27)相对应，

$$u(n) = F(x(n)) = \sum_{i=1}^M f_i(u(n))^i = f_M^T R_M \quad (4-28)$$

其中， $f_M = [f_1, f_2, \dots, f_M]^T$ 为预失真器的系数向量， $R_M = [r(n), r(n)^2, \dots, r(n)^M]^T$ 为系统输入信号向量。

对于图 4.5 的结构，根据式(4-15)，有

$$\begin{aligned} f_M(n) &= f_M(n-1) + \delta e(n) \frac{\partial y(n)}{\partial f_M} \\ &= f_M(n-1) + \delta e(n) \frac{\partial y(n)}{\partial u(n)} R_M(n) \end{aligned} \quad (4-29)$$

比较式(4-15)和(4-29)可以看到，与标准 LMS 算法相比，式(4-29)多了功率放大器

输出 $y(n)$ 对其输入 $u(n)$ 的求导项 $\frac{\partial y(n)}{\partial u(n)}$, 而通常功率放大器的实际传递函数是未知的,

因而求导项也就难解算, LMS 算法不可直接应用, 一般采用随机搜索法^[35], 但这种方法相比于 LMS 类和 RLS 类算法, 收敛速度十分慢, 用同样的分析方法也可以得到, 式(4-29)与 RLS 算法相比也存在类似问题。

4.3.2 非直接自适应学习结构

在文献^[36]中, Ding Lei 等人提出了一种非直接的学习结构, 如图 4.6 所示。此结构中的预失真器与预失真器训练网络具有完全相同的结构。放大器的输出采样 $y(n)$ 经尺度变换后作为训练网络的输入, 训练网络的输出 $\hat{u}(n)$ 与放大器的输入采样 $u(n)$ 进行比较, 误差 $e(n)$ 用于预失真器的自适应。当训练网络收敛后, 即可将训练网络的参数完全复制到预失真器。预失真器通过周期性地更换系数, 可以自适应功率放大器特性的缓慢变化。因此我们的直接目标就是得到训练网络模块的参数, 进而得到预失真器的参数。

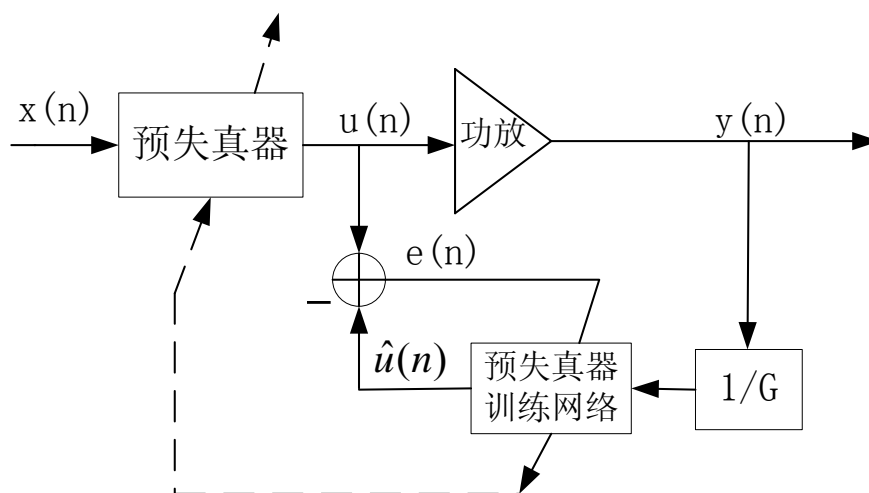


图4.6 非直接学习结构

采用非直接学习结构的好处是可以不需要先辨识出放大器的模型就可以直接辨识出预失真器的模型参数, 结构简单, 选用这种方式作为无记忆功率放大器的预失真结构非常适合。

4.3 基于自适应结构的仿真实验

4.3.1 基于 LMS 算法的仿真

为了验证非直接学习自适应结构的可行性和有效性, 我们对功率放大器进行基于

LMS 算法的基带预失真仿真，功率放大器模型^[37]选用 4.1.2 中提到的无记忆 Rapp 模型。通过多次实测上海微小卫星工程中心多波束通信中的实际功率放大器参数，得到以下数据。

表 4.1 实测数据

编号	输入功率 dBm	输出功率 dBm	编号	输入功率 dBm	输出功率 dBm
1	-50.0000	-30.3000	27	1.0000	15.4900
2	-48.0000	-29.3000	28	2.0000	16.0700
3	-46.0000	-28.3000	29	3.0000	16.5300
4	-44.0000	-26.3000	30	4.0000	16.9400
5	-42.0000	-25.3000	31	4.5000	17.1300
6	-40.0000	-23.3000	32	5.0000	17.3200
7	-38.0000	-22.0000	33	5.5000	17.5000
8	-36.0000	-20.3000	34	6.0000	17.6700
9	-34.0000	-18.3000	35	6.5000	17.8500
10	-32.0000	-16.3000	36	7.0000	18.0100
11	-30.0000	-14.8000	37	7.5000	18.1800
12	-28.0000	-12.9000	38	8.0000	18.3300
13	-26.0000	-11.1000	39	8.5000	18.4700
14	-24.0000	-9.2000	40	9.0000	18.5900
15	-22.0000	-7.2000	41	9.5000	18.7100
16	-20.0000	-5.3000	42	10.0000	18.8100
17	-18.0000	-3.4000	43	10.5000	18.9000
18	-16.0000	-1.4000	44	11.0000	18.9800
19	-14.0000	0.6000	45	11.5000	19.0600
20	-12.0000	2.6000	46	12.0000	19.1100
21	-10.0000	4.6000	47	12.5000	19.1700
22	-8.0000	6.6000	48	13.0000	19.2000
23	-6.0000	8.6000	49	13.5000	19.2200
24	-4.0000	10.7000	50	14.0000	19.2200
25	-2.0000	12.7000	51	14.5000	19.2200
26	0	14.7000			

对上表数据进行拟合，得到图 4.7 所示的拟合曲线

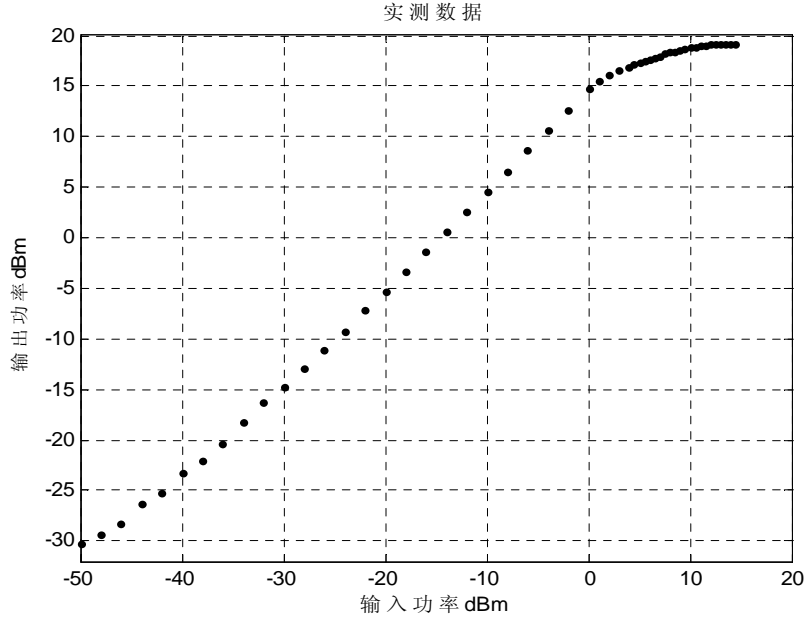


图 4.7 拟合数据图

对比式(4-3)对功率放大器进行建模, 取 $s=3.2$, 即功率放大器模型可以用下述数学表达式来描述, 即

$$f(A) = \frac{A}{(1 + (A)^{6.4})^{\frac{1}{6.4}}}, \quad p(A) = 0 \quad (4-30)$$

$f(x)$ 和 $p(x)$ 分别表示功率放大器的 AM/AM 和 AM/PM 特性。

预失真器的模型采用 7 阶奇数多项式, 预失真器初始参数 $\vec{W} = [0 \ 0 \ 0 \ 0]$,

$$f_{pd} = w_1 \cdot X_i + w_3 \cdot |X_i|^2 \cdot X_i + w_5 \cdot |X_i|^4 \cdot X_i + w_7 \cdot |X_i|^6 \cdot X_i \quad (4-31)$$

输入信号采用第三章中经过削波后的信号, 由于 IS95 信号体制是以 BPSK 为基础的, 用星座图分析信号的失真并不直观, 为了更好分析信号的带内失真, 在不影响信号本身参数的前提下将削波后的信号以 QAM 的形式输入到预失真器中, 在此次仿真中暂不考虑除非线性功率放大器外其他器件如 A/D 转换器、滤波器等的的影响, 这些实际影响在信号中以噪声形式体现。

图 4.8 是信号通过预失真器前后的星座图, 从左图中可以看到, 直接经过功率放大器后, 带内信号失真严重, 从右图中可以看到经预失真器矫正后, 星座图明显收敛, 但星座图仍有一些发散。通过计算, 当信号工作点从饱和功率点出回退 4dB, 信号的 EVM 值由预失真前的 29.49%降到预失真后的 6.88%。

和上述仿真类似若输入信号没有回退 4dB, 此时让功率放大器工作在饱和点, 功放工作点改变的设置在仿真程序中可以通过改变功放模型的常数系数得到, 信号的带内失真为 11.3%。

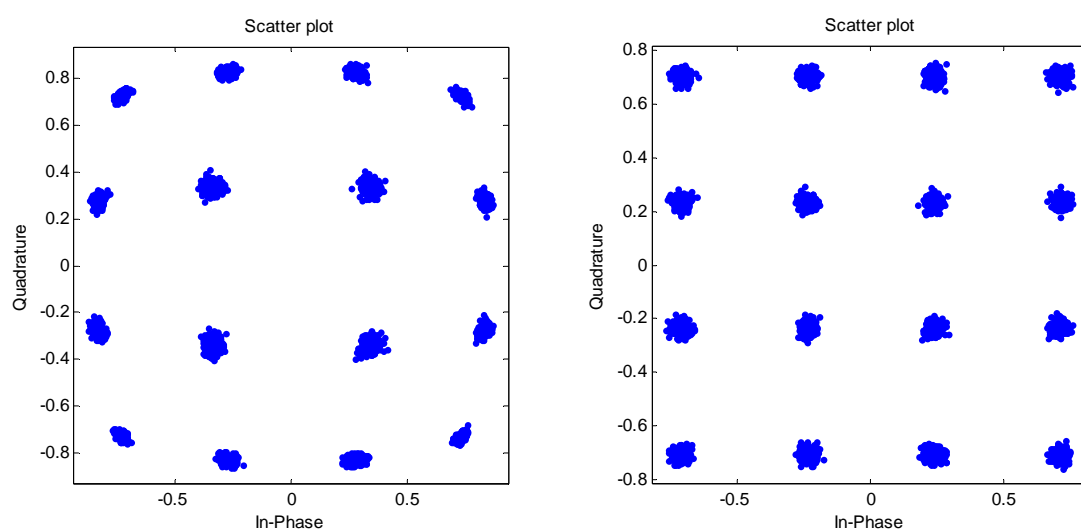


图4.8 预失真前后信号星座图

图4.9画出了信号经过功率放大器前后的功率谱，完全没有经过矫正的情况下，带外的谱失真在15dB左右，在经过预失真器的矫正后，带外谱失真只有大于5dB，这说明了，基于LMS算法的间接型学习结构很大程度上降低了功率放大器引起的带外频谱扩展，减小了邻近信道干扰（ACPR）。

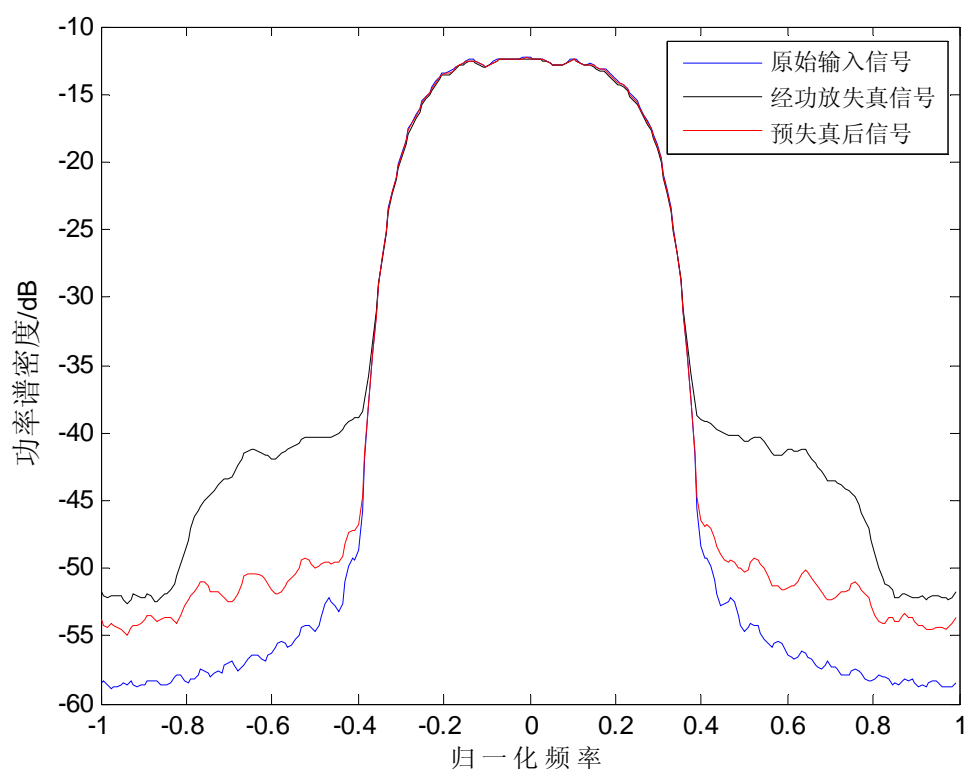


图4.9 预失真前后信号功率谱

在仿真中步长因子选择应符合式(4-16)的要求，以保证算法的稳定性和收敛性。

算法收敛后预失真器的系数矢量 \vec{W} 为：

$$\begin{aligned} w_1 &= 1.0813 + 0.2164i & w_3 &= 0.4025 + 0.478i \\ w_5 &= 0.069 + 0.0864i & w_7 &= 0.0105 + 0.0132i \end{aligned} \quad (4-32)$$

依公式，归一化的均方误差^[38]（MSE）可以用以下函数式表示：

$$Err_{mse} = [x(n) - w' \times u(n)]^2 \quad (4-33)$$

图 4.10 是基于 LMS 算法后均方误差的分布图，从图中看以看到在经过约 1000 个左右的迭代点数后，均方误差 MSE 稳定收敛在-30dB 左右。

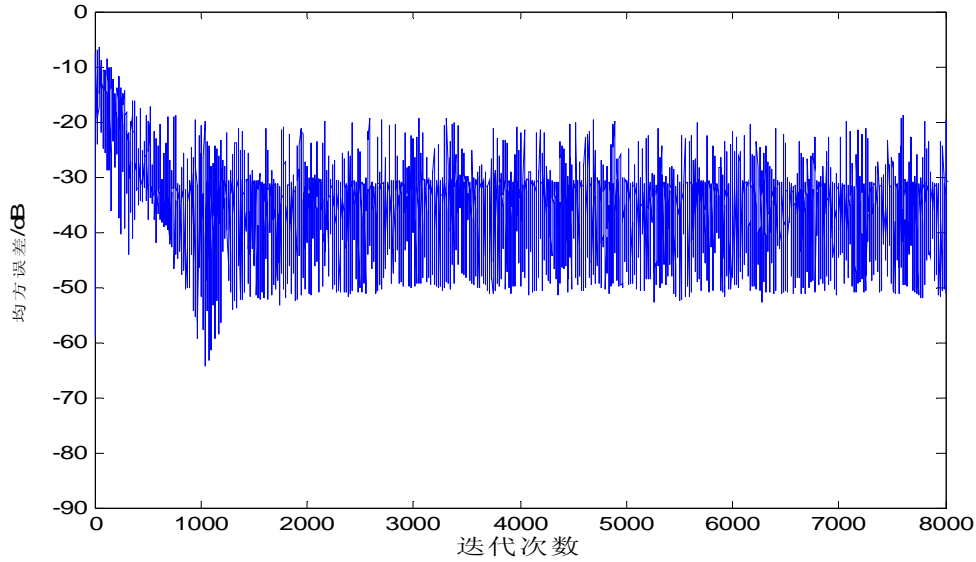


图 4.10 LMS 算法的均方误差

从图 4.11 中可以看出经功放预失真后，系统的传输特性基本没有失真。

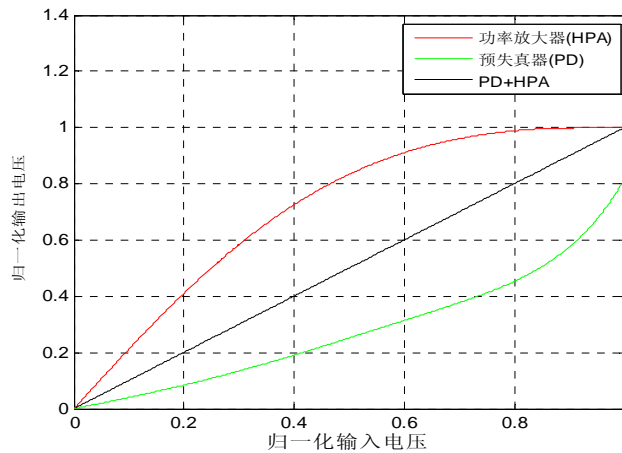


图 4.11 预失真器和功率放大器的联合特性

4.3.2 基于 RLS 算法的仿真及算法对比分析

基于和 LMS 算法同样的仿真条件，对功率放大器进行基于 RLS 算法的仿真，其中 RLS 算法中的遗忘因子^[39] $\lambda = 0.99$ 。

图 4.12 是信号通过预失真器前后的星座图，从左图中可以看到，直接经过功率放大器后，带内信号失真较严重，从右图中可以看到经预失真器矫正后，星座图明显收敛，但星座图仍有一些发散。通过计算，信号的 EVM 值由预失真前的 29.63% 下降到预失真后的 5.11%。与 LMS 算法相比，经 RLS 算法矫正后的信号信噪比要略好于经 LMS 算法矫正后的信号。

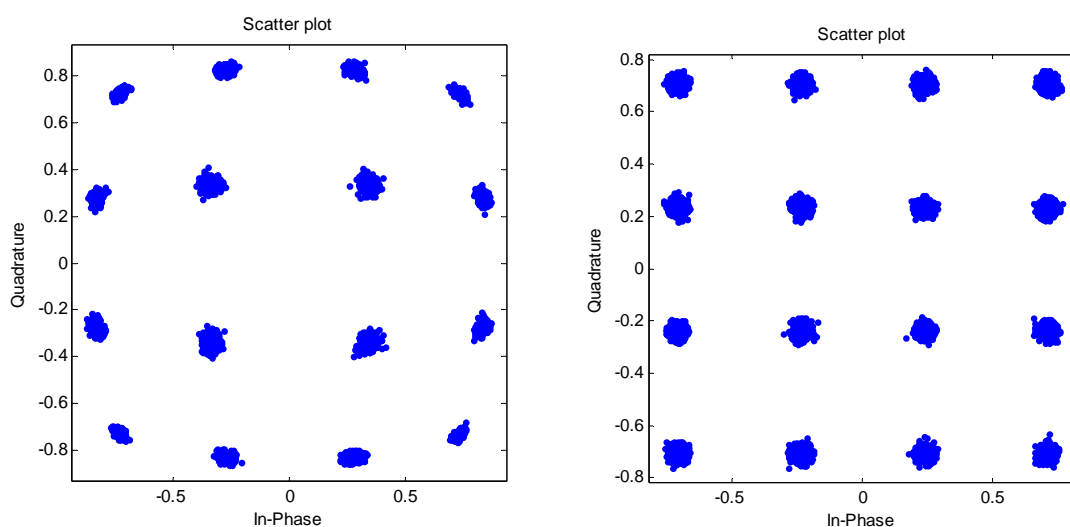


图4.12 基于RLS算法的预失真前后信号星座图

图4.13分别画出了原始信号、经功放后失真信号、通过LMS和RLS预失真器矫正后的信号频谱。从对比图中可以看出RLS算法相比LMS算法在带外功率谱上又有约 5dB 的改善，与原始信号的功率谱几乎吻合，说明基于RLS算法的间接学习结构在避免带外频谱扩展上要优于LMS算法，RLS算法能非常好的抑制邻近信道干扰(ACPR)。

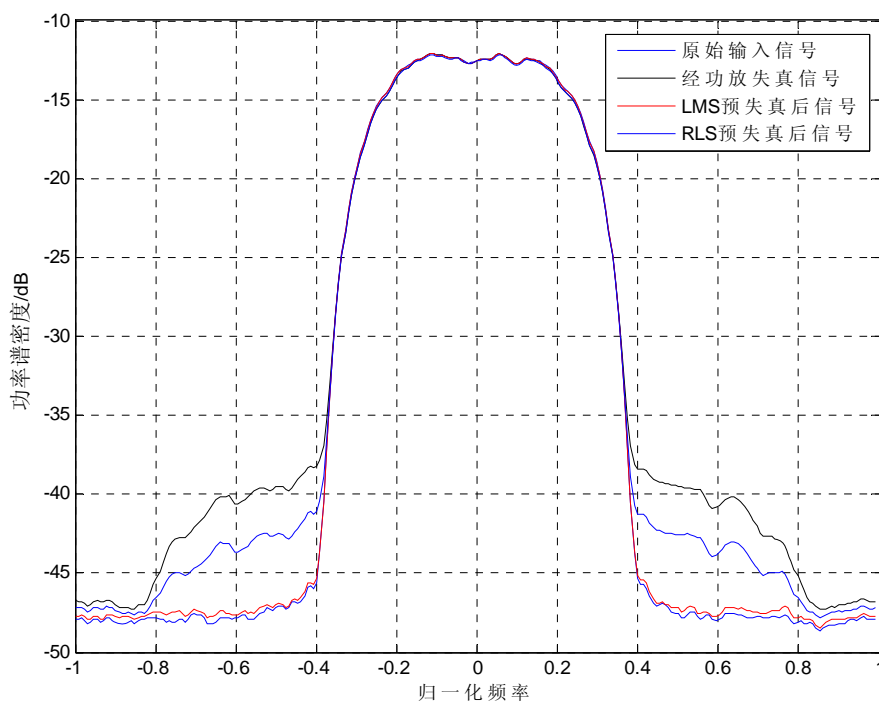


图4.13 基于RLS算法的预失真前后信号星座图

图 4.14 是 RLS 算法和 LMS 算法的均方误差比较图，从图中看以看到 RLS 算法在经过 150 个左右的迭代点数后，均方误差就收敛到-30dB，而 LMS 算法需要约 1000 个迭代点数，因此 RLS 算法的收敛速度要远快与 LMS 算法。同时 RLS 算法最终归一化的均方误差在-65dB 左右，因此在稳态精度上，RLS 算法也优于 LMS 算法。

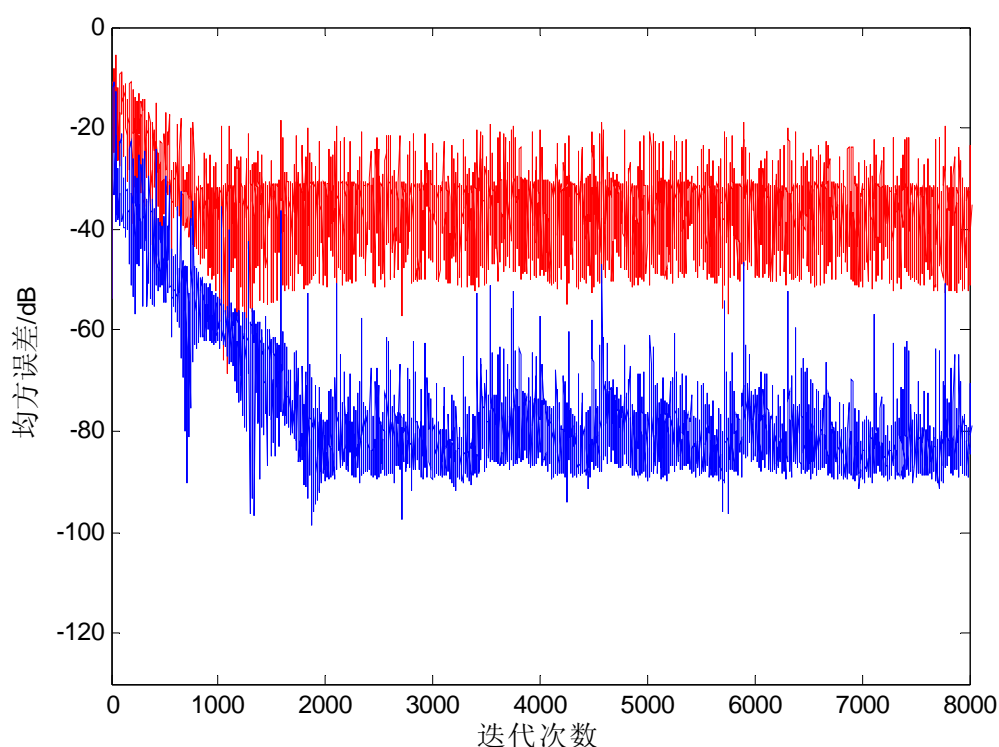


图4.14 RLS算法和LMS算法的均方误差比较

从以上的仿真结果中，我们可以看到LMS算法和RLS算法都能很好的矫正由功率放大器非线性导致的带内信号失真和带外的频率泄漏。两种方法的不同之处在于LMS算法实现简单，因算法基于梯度设计^[40]的最陡下降原理，步长因子固定，计算量小，稳定性较好，缺点是收敛速度较慢；RLS算法的优点在于收敛速度快，稳态误差小，但这种计算方法复杂度较高，所需的存储量大，由于要估计信号逆矩阵，若信号的逆矩阵失去正定性，就会引起算法的发散，不容易得到收敛结果，所以RLS算法并不能算作最优。为了既利用RLS算法快速收敛的优点，又利用LMS算法简单且易于实现的优点，下一节将讨论利用改进的LMS算法对间接学习结构进行预失真。

表4-1 LMS和RLS算法性能比较

	算法原理	计算量	收敛速度	复杂度	稳定性
LMS	最小均方误差	小	慢	低	较高
RLS	递归最小二乘	较大	快	高	较低

4.4 LMS 算法的改进及综合仿真分析

4.4.1 改进算法原理分析

自从 Widrow 和 Hoff 于 1960 年提出 LMS 算法后，因其具有计算量小、易于实现等优点，得到了广泛注意和应用。LMS 算法容易实现的原因是设定一个固定步长因子 δ ，即只要满足(4-16)式即能保证算法收敛。但 LMS 算法有不可避免的矛盾：采用小的 δ 值，时间常数较大，自适应收敛速度慢，需要较大量的数据来完成自适应过程；当 δ 值较大时，自适应相对较快，但当信号中混入的误差很大时（即信号在低信噪比的情况下），收敛后的稳态误差也将越大。

为了克服这一缺点，改进算法的思想是：在收敛初期误差较大的时候保持较大的步长以获得较快的收敛速度，在收敛后期，误差变小的时候保持较小的步长以获得较小的稳态误差^[41]；那么就能协调收敛速度和稳态误差不能兼得的矛盾。根据这一原则文献^[42]给出了 Sigmoid 函数变步长 LMS 算法(SVSLMS)：

$$\mu(n) = \beta(1/(1+\exp(-\alpha|e(n)|))) - 0.5 \quad (4-34)$$

文献^[43]给出了另一种改进算法：

$$\mu(n) = \beta(1 - \exp(-\alpha|e(n)|^2)) \quad (4-35)$$

这两个算法能同时获得较快的收敛速度和较小的稳态跟踪误差，且在误差 $e(n)$ 接近零时，变化缓慢。然而这两个函数都比较复杂，且在低信噪比环境下，即当功率放大器线性化很不理想且预失真链路中其他非线性器件引起的白噪声很大的情况下，两种算法的收敛速度和跟踪误差的性能并不理想。

针对上述算法的不足，本文给出另一种改进算法：

令步长因子满足如下函数式：

$$\mu(n) = a * \arctan(b * |e(n) * e(n-1)|) \quad (4-36)$$

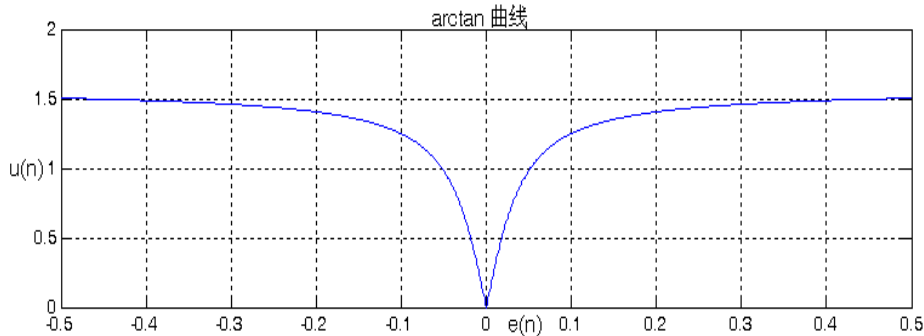


图4.15 步长因子的反正切关系图

改进算法描述的步长 $\mu(n)$ 和误差 $e(n)$ 关系如图曲线所示，基于反正切函数的步长

变化函数在算法收敛初期误差 $e(n)$ 较大的时候会保持较大步长 $\mu(n)$ 获得较快的收敛速度，在算法收敛之后误差较小时获得较小的稳态误差。

由于须满足 $0 \leq \arctan(b * |e(n) * e(n-1)|) < \pi/2$ 所以须令：

$$0 < a < 2 / (\pi * \lambda_{\max}) \quad (4-37)$$

此时式(4-16)成立，同时由于步长参数须为正值，所以有

$$b > 0 \quad (4-38)$$

又考虑信号中混入噪声情况：

$$y(n) = X^T(n) \hat{W}(n) + N(n) \quad (4-39)$$

其中 $N(n)$ 是均值为零的噪声。

在自适应预失真器中其为增益系数向量， $\hat{W}(n)$ 是对 W 的估计，两者之间的失配为：

$$\varepsilon(n) = W(n) - \hat{W}(n) \quad (4-40)$$

由式(4-9)、(4-39)和(4-40)可得：

$$\begin{aligned} e(n)e(n-1) &= \varepsilon^T(n) X(n) N(n-1) + \varepsilon^T(n) X(n) X^T(n-1) \varepsilon(n) \\ &\quad + N(n) X^T(n-1) \varepsilon(n) + N(n) N(n-1) \end{aligned} \quad (4-41)$$

因为 $N(n)$ 是零均值的噪声， $N(n)$ 与 $X(n)$ 无关，且噪声 $N(n)$ 本身不相关所以有：

$$E[e(n)e(n-1)] = E[\varepsilon^T(n) X(n) X^T(n-1) \varepsilon(n)] \quad (4-42)$$

而从文献中的两种算法可得出：

$$E[e(n)^2] = E[\varepsilon^T(n) X(n) X^T(n-1) \varepsilon(n)] + E[N^2(n)] \quad (4-43)$$

从统计学的观点来看，当采用文献[42]和[43]的步长因子 $\mu(n)$ 进行调整时，由于 $E[N^2(n)]$ 项的存在， $\mu(n)$ 不再是算法自适应的准确反应，在功率放大器非线性比较严重的条件下，自适应算法难以得到最优解。式(4-36)对此进行了改进，在 a, b 满足式(4-37)和(4-38)的约束条件下，即可以达到最优解。

4.4.2 基于改进算法的仿真

为检验本文改进算法式(4-36)的收敛速度和稳态误差，假设随功放引如的非线性失真以高斯白噪声的形式存在，并以此作为前提条件引入失真后信号的信噪比 SNR 作为可变参数，其它条件与第三小节中仿真参数相同。目的是求误差曲线及改进算法对功率放大器非线性的预失真效果。

首先，固定令 SNR=30dB, $b=1$ ，分别令 $a=0.1$ 、 $a=0.01$ 和 $a=0.005$ ，得到如下收敛

曲线:

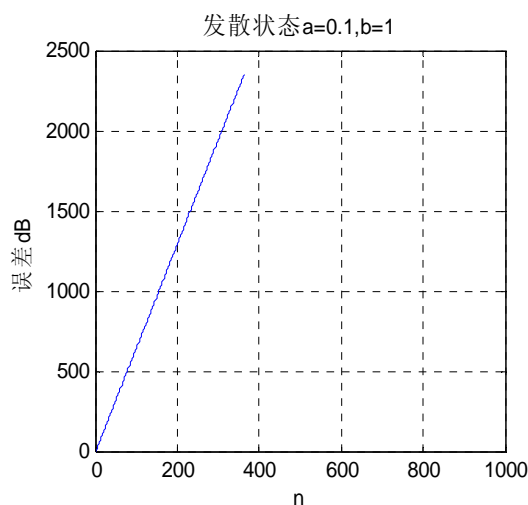


图 4.16 $b=1, a=0.1$ 时的误差曲线

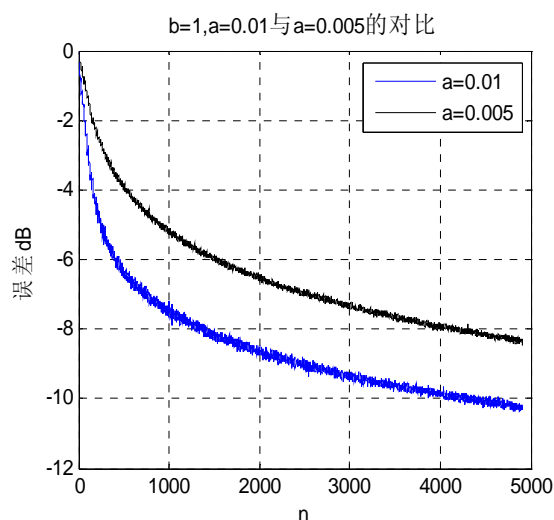
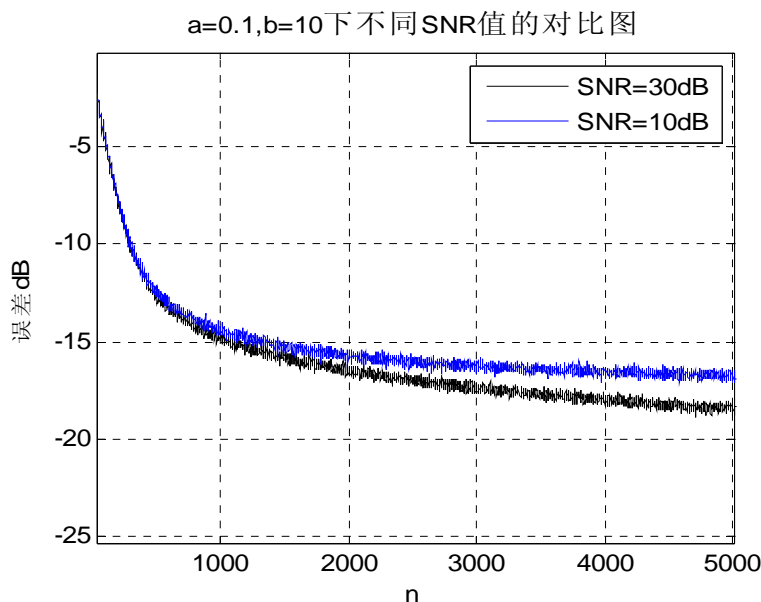


图 4.17 $a=0.01$ 和 0.005 时的误差曲线

由图(4.16)和图(4.17)对比可知, 当 $a=0.1$ 时步长因子由于不满足条件式(4-36), 导致算法的发散, 由图(4.17)知, 当步长因子的选取满足式(4-36)时, a 的值越大, 系统收敛误差越小。 b 值的选取主要是考虑到反正切函数自变量的取值范围, 经实验验证当 b 取 10 左右时, 反正切函数不会出现自变量范围的差错。

随后, 固定 $a=0.01, b=10$, 令 $SNR=10dB$ 和 $SNR=30dB$, 可得到如图 4.18 的收敛曲线: 从图中可以看出当输入信号信噪比从 30dB 下降到 10dB 时, 即在 SNR 变化较大的情况下 (20dB), 与文献[43]的算法相比, 算法具有较强的鲁棒性。



4.18 不同信噪比(SNR)的算法收敛对比图

从仿真图 4.19 中, 我们可以知道本算法能够很好的矫正由于放大器非线性引起的带外频谱泄漏和邻道干扰(ACPR)。与图 4.13 相比, 改进后的 LMS 算法抑制旁瓣泄漏的能力非常接近于 RLS 算法, 和未经改进的 LMS 算法相比, 有较大改善。

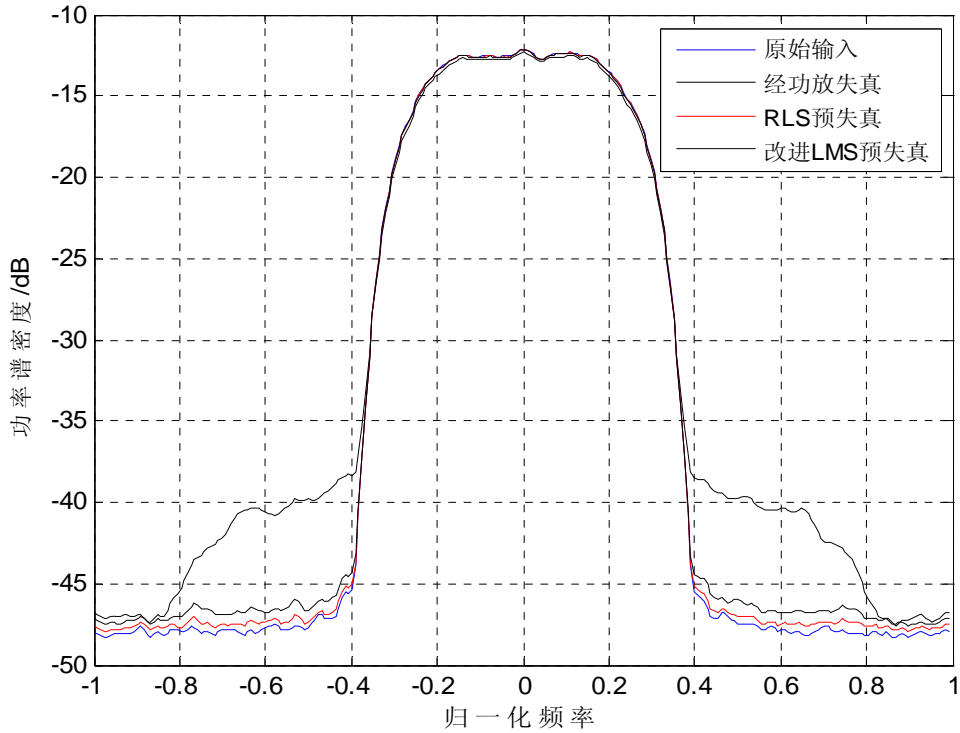


图 4.19 基于不同预失真算法的频谱对比图

4.4.3 综合仿真分析

一般为了验证预失真方法效果，仿真都是建立在输入信号是满输入信号幅度的前提下的，即假设功率放大器是工作在归一化输入幅度为 1 的地方，但在实际中，当功率放大器工作在饱和点时，对功率放大器的线性化工作就会非常困难，因此就需要对输入信号的幅度进行限制，通常的方法是对输入信号进行功率回退，但这样做的后果会使得功率放大器的工作效率明显降低。本文在第三章中运用的方法是对信号进行削波滤波处理，这样做的目的就是间接的控制输入信号的输入幅度，但也不可避免的引入了一定的信号失真。假设功放允许的最大输入幅度为 P_{\max}^{in} ，对信号进行削波后，相当于对输入信号引入了峰值回退，即此时

$$p_{\max}^{\text{in}} = \alpha P_{\max}^{\text{in}} \quad (4-44)$$

所以峰值回退（PBO, Peak BackOff）为：

$$PBO = -10 \log_{10}(\alpha) \quad (4-45)$$

在第三章中我们对信号进行削波后获得了 4dB 的峰均比增益，因此我们就将归一化的输入信号从饱和输入点减去 4dB 后的工作点作为信号的平均功率进行仿真，这样做可以理解为是输入信号的回退(BO)，如图 4.20 所示，但不要忘了这时输入信

号中已经引入了失真。

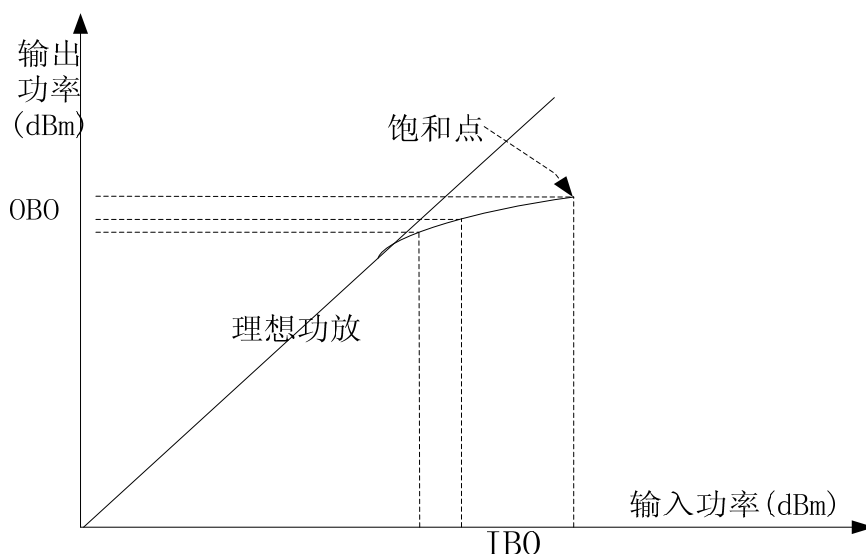


图 4.20 峰值回退示意图

在本章中，我们以 Rapp 模型为功率放大器的模型，对信号进行了预失真仿真，仿真结果表明信号在经过削波操作后，再经过基于间接型学习结构的预失真器，信号的带内失真能够明显改善，带内失真 EVM 由未经预失真前的 30% 下降到预失真后的 6% 左右，带外频谱泄漏也相较预失真前有了约 15dB 改善。从前文的仿真结果中还有如下结论，当完全不对信号进行削波操作时，当输入信号完全工作在饱和工作点时，带内的失真远高于 6%，因此从信号最后的质量即信噪比的角度来讲，对信号进行削波操作，带来的适当失真仍是值得的。

本章小结

本章首先介绍了描述无记忆功率放大器的三种数学模型：Saleh 模型、Rapp 模型和幂级数模型。然后引入了两种典型的预失真算法 LMS 算法和 RLS 算法，接着分析并对比了直接型学习结构和间接型学习结构。采用 Rapp 模型作为描述无记忆型系统模型，对功率放大器进行基于间接型学习结构的预失真仿真，仿真结果表明两种算法都能够很高的矫正非线性导致的带内信号失真和抑制带外频谱泄漏，同时分析并对比了 LMS 算法和 RLS 算法的优劣，最后提出了一种改进型的 LMS 算法，该算法结构简单，且能快速收敛，预失真效果要优于原 LMS 算法，有良好的收敛性能和较强的鲁棒性。

第五章 有记忆功率放大器的预失真

在前一章节中，我们假设功率放大器是无记忆的，即功率放大器的当前输出值只与其当前输入值有关，并用数字预失真技术对基于无记忆模型的功率放大器进行了比较有效果的预失真。但在实际中，功率放大器有时是有记忆的，本章节将先讨论功率放大器记忆效应产生的原因，通过对记忆功率放大器进行不同形式的建模，再对预失真器进行基于有记忆多项式的统一建模仿真，验证记忆多项式模型的鲁棒性和实用性。

5.1 记忆效应产生的原因

电子通信系统可分为有记忆和无记忆的系统，一个无记忆的系统的典型组成是由全线性电阻构成的电路网络，它仅按固定比例放大或缩小输入信号，而不会改变输入信号自身的特性。但当系统网络中含有电容电感等储能元件时，此系统就会具有记忆效应，这样的系统网络称为有记忆系统。因此，区分有记忆还是无记忆系统，主要看系统中的元件有没有电荷和磁通的存储，电压或电流值在任何时候是否依赖于前一时刻的电压或电流值。显然，实际的射频功率放大器电路不可能是无记忆的，总会表现出一定程度的记忆效应。目前对功率放大器记忆效应的研究还不是很成熟，在许多问题上也并没有形成统一的观点，但大多数学者都认为，根据产生机理的不同，记忆效应主要可以分为两类，一类是电记忆效应(electrical memory effects)^[44]，一类是电热记忆效应(electro-thermal memory effects)。

5.1.1 电记忆效应

导致功率放大器电记忆效应的主要原因是，随着输入信号频率的变化，晶体管内部节点的阻抗也会发生改变。晶体管的节点阻抗包括晶体管内部阻抗和外部阻抗，其中外部阻抗由匹配网络阻抗和偏置网络阻抗组成，如图 5.1 所示。

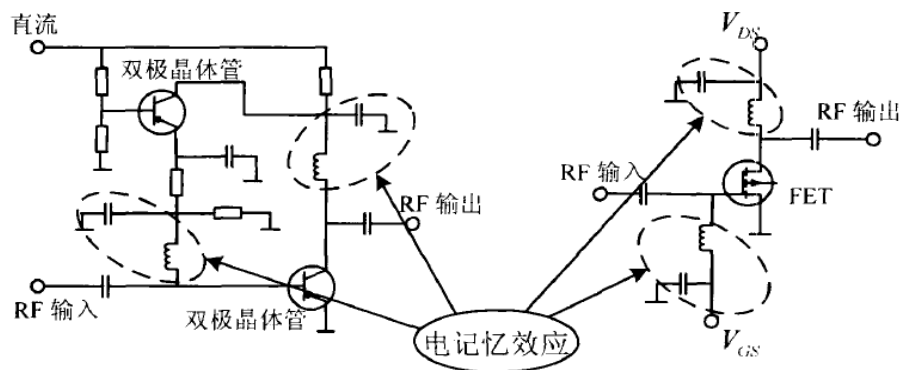


图 5.1 记忆效应在偏置网络中的位置

在偏置网络设计中，偏置电路在射频频率处的阻抗一般都被设计得要远远大于器件的输入输出和匹配电路的阻抗。当输入信号为非恒包络信号即信号的峰均比(PAPR)

比较大时，包络频率的变化就会引起偏置网络阻抗的变化，从而引起功率放大器系统特性的变化。从理论分析来看，实际射频系统工程应用中，基波频率相对于中心频率的最大偏移一般不超过 1%，因此在整个调制频率范围内，基波阻抗的变化并不是很大，同时二次谐波的阻抗范围又非常窄，匹配比较简单，因此整体而言，信号包络频率的变化应占据着电记忆效应的主导地位。实际实验也证明如此，Vuolevi 和 Rahkonen^[45]曾经测量过一个半导体场效应管放大器的偏置网络阻抗对不同包络频率、基波频率及二次谐波频率的变化规律，测量结果显示，在工作带宽内，基波和二次谐波频率阻抗几乎恒定，而包络频率阻抗变化很大，相应地 IMD（互调失真）产物也会随包络频率变化，因此可以讲在包络频率变化较大的情况下，功率放大器的电记忆效应不可避免。

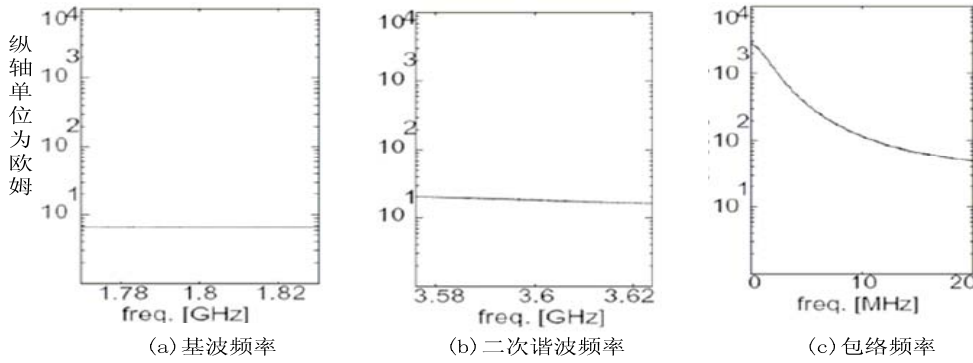


图 5.2 功率放大器在不同频率处测得的阻抗

5.1.2 电热记忆效应

功率放大器的电热记忆效应^[46-48]主要是由电-热耦合引起的，双极结型晶体管（BJT）的耗散功率可以表示为：

$$P_{DISS} = v_{CE} \cdot i_{CE} \quad (5-1)$$

其中 v_{CE} 表示集电极-发射极电压， i_{CE} 表示集电极-发射极电流，如图 5.3 所示。由耗散功率引起的温度的变化是由热阻抗决定的，有源器件中的热阻抗并不是纯电阻性的，它形成了一个有着宽范围时间常数的分布式滤波器，这意味着由耗散功率引起的温度的变化并不是马上就表现出来的。式（5-1）中两基波信号相乘，使得耗散功率的频谱中包含了二阶信号的成分。虽然功率消耗在直流分量、基波

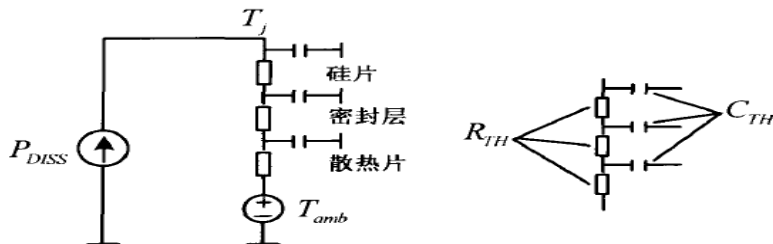


图 5.3 有源器件热流的等效电路模型

分量和二次分量上,但是只有耗散功率的直流和包络分量在热滤波器的通带以内,则芯片的温度可得到以下简单的形式:

$$T = T_{AMB} + R_{TH} \cdot P_{耗散}(dc) + Z_{TH}(\omega_1 - \omega_2) \cdot P_{耗散}(\omega_1 - \omega_2) \quad (5-2)$$

功放晶体管的温度^[49]主要由三个部分组成:第一部分 T_{AMB} 为环境温度、第二部分为热电阻 R_{TH} 同直流耗散功率的乘积、第三部分为包络分量的热感抗 $Z_{TH} \cdot (\omega_1 - \omega_2)$ 同该分量上的耗散功率的乘积。值得注意的是第三项中包含了频率分量,这意味着晶体管表面的温度与信号的带宽的大小有关。而晶体管的一些电参数如漏-源电流、输出阻抗等会随温度变化而改变,因此从理论上,动态的自热效应必然会引起失真,功率晶体管的热效应也不可避免。

5.2 预失真的模型与结构

正如文献[36]中提到的,大多数研究者研究功放线性化的第一步都是试图去寻找一个好的模型来描述功放的特性,但一般来说很难判断哪一个功放模型才是最优的,因为要做这个判断,首先要知道功放的类型,其次被传输的信号格式也会对模型的选择有影响。在实际应用中一般是这样做的:针对每个输入信号,通过实测放大器的实际放大倍数,测量得到一系列信号通过功率放大器后的输入输出,分段拟合得到功率放大器的特性,再选取一种模型和实测模型相匹配,然后再更改模型的参数。因此找到一个好的放大器逆的模型也是很重要的,记忆多项式模型由于其简单稳定而受到广泛应用,我们选取记忆多项式的模型来作为功率放大器的逆,并验证其鲁棒性和实用性。

Volterra 级数^[50]是一个描述记忆非线性常用且典型的模型,在一个系统中,系统输出 $y(n)$ 与输入 $x(n)$ 的关系如下:

$$\begin{aligned} y(n) = & \sum_{q_1=0}^{\infty} h_{q_1} x(n-q_1) + \sum_{q_1=0}^{\infty} \sum_{q_2=0}^{\infty} h_{q_1 q_2} x(n-q_1) x(n-q_2) \\ & + \sum_{q_1=0}^{\infty} \sum_{q_2=0}^{\infty} \sum_{q_3=0}^{\infty} h_{q_1 q_2 q_3} x(n-q_1) x(n-q_2) x(n-q_3) \\ & + \sum_{q_1=0}^{\infty} \sum_{q_2=0}^{\infty} \cdots \sum_{q_i=0}^{\infty} h_{q_1 q_2 \cdots q_i} x(n-q_1) x(n-q_2) \cdots x(n-q_i) \end{aligned} \quad (5-3)$$

式中, $i=1,2,\dots,\infty$, $h_{q_1 q_2 \cdots q_i}$ 是级数模型的系数,又被称为是 Volterra 级数的核,式(5-3)

可以非常准确的描述一个非线性系统中存在的多阶失真和记忆深度。但这个模型的明显缺点是需要计算出一系列核的参数,而这些参数的计算又是非常复杂的,所以通常都会有很多近似算法来逼近 Volterra 级数。

我们首先对式(5-3)进行简化,并只考虑一次和三次奇数项,且只有当 $q_1 = q_2 = q_3$ 时, $h \neq 0$, 则有:

$$y(n) = \sum_{q=0}^Q [h_1(q)x(n-q_1) + h_3(q, q, q)x(n-q)|x(n-q)|^2] \quad (5-4)$$

这样做的目的是可以将系数的数目限定在一点范围内,同时忽略了不同输入时刻的交叉项,当然也可以将式(5-4)认为是全 Volterra 级数^[51]和无记忆多项式的折中,这样可以大大简化求解 Volterra 核的难度。将式(5-4)改写为通用形式,则基于记忆多项式的预失真器可以表示为:

$$y(n) = \sum_{k=1}^K \sum_{q=0}^Q a_{kq} x(n-q)|x(n-q)|^{k-1} \quad (5-5)$$

其中 K 表示最高非线性阶数, Q 表示预失真器的记忆深度,根据第二章中的分析,通常在设计中都只考虑奇数阶的影响所以 $K=2m+1$ 。

在第四章中我们对无记忆功率放大器采用非直接型学习结构,这里我们对有记忆功率放大器仍采用非直接型学习结构如图 5.4 所示的。

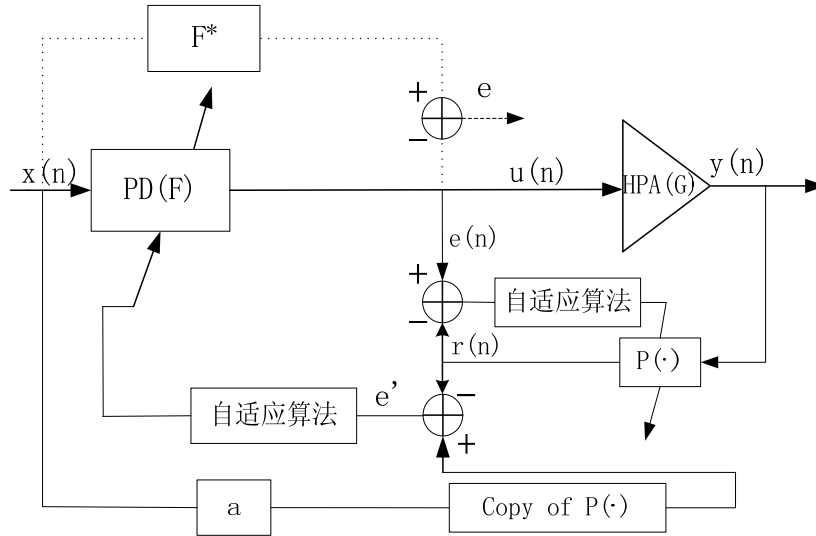


图5.4 非直接学习结构

共分两步对功率放大器进行预失真,第一步根据 $u(n)$ 、 $r(n)$ 和 $e(n)$ 辨识出 P ,这类类似于自适应均衡,第二步将期望输出通过对 P 的复制,再进行一次自适应,使输出误差 e' 达到最小,进而对预失真器的系数进行更新。之所以要进行两步自适应,是因为非线性系统运算不满足交换性,即 $P(G(\cdot)) \neq G(P(\cdot))$,与上一章类似,自适应过程可以由最小二乘算法实现。

5.3 记忆功放基于不同模型的预失真仿真

在这一节中，我们对功率放大器进行两种典型形式的建模，通过计算机仿真确定基于记忆多项式的间接学习预失真结构的性能，并通过对记忆多项式预失真^[52]结构可用于几种不同的记忆非线性模型的仿真，来验证它的鲁棒性和实用性。

5.3.1 记忆多项式模型

假设记忆功率放大器的模型可以由如下多项式表示：

$$y(n) = \sum_{\substack{k=1 \\ k \sim \text{odd}}}^K \sum_{q=0}^Q c_{kq} u(n-q) |u(n-q)|^{k-1} \quad (5-6)$$

功放的非线性阶数取 $K=5$ 阶，记忆深度取 $Q=2$ ，式中系数取文献[36]中值，

$$\begin{aligned} c_{10} &= 1.0513 + 0.0904j & c_{30} &= -0.0542 - 0.2900j & c_{50} &= -0.9657 - 0.7028j \\ c_{11} &= -0.0680 - 0.0023j & c_{31} &= 0.2234 + 0.2317j & c_{51} &= -0.2451 - 0.3735j \\ c_{12} &= 0.0289 - 0.0054j & c_{32} &= -0.0621 - 0.0932j & c_{52} &= 0.1229 + 0.1508j \end{aligned}$$

从图 5.5 的仿真中可以看出，记忆多项式模型能够很好的模拟实际功率放大器的“磁滞”效应。

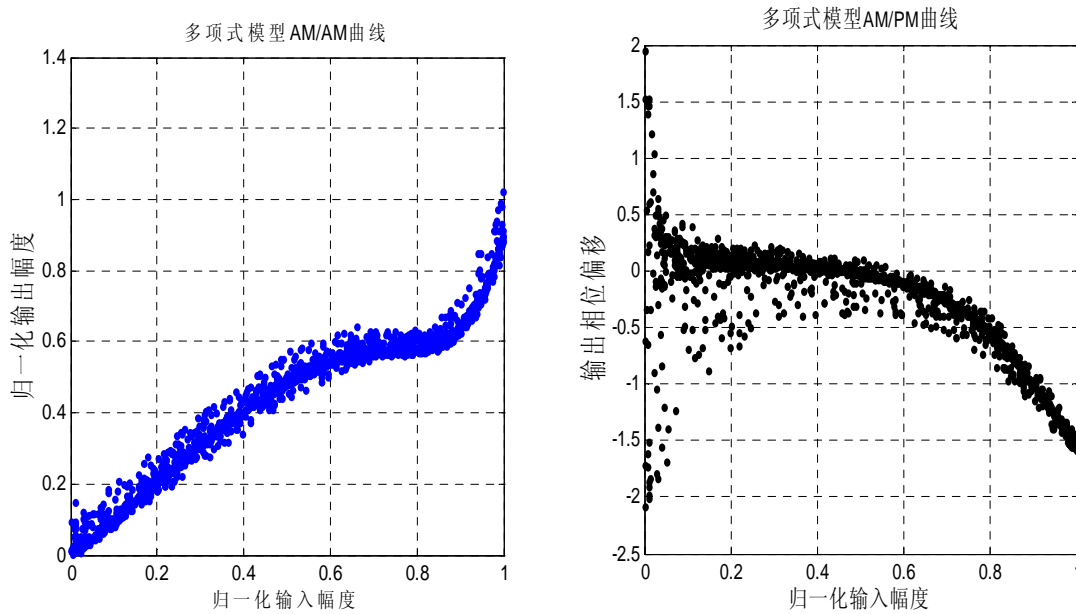


图 5.5 记忆多项式模型的 AM/AM 和 AM/PM 特性

下面对功放进行多项式的预失真仿真，输入信号采用与第四章中相同的输入信号，图 5.6 是信号经过预失真前后的星座图比较。

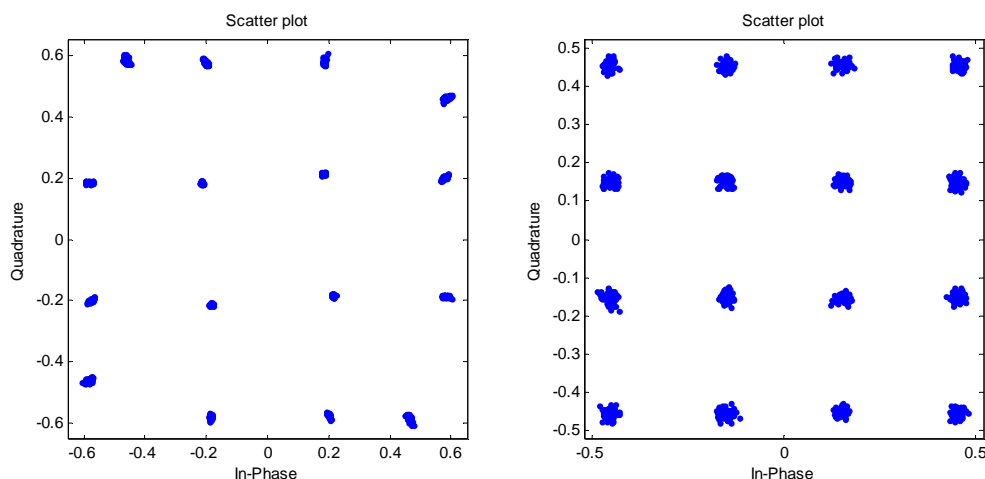


图 5.6 预失真前后信号星座图变化

从星座图中可以看出，经预失真后的信号失真非常小，经过计算，经预失真后的信号相对于初始输入信号的矢量误差幅度 $EVM=4.2\%$ ，误差值很小，即记忆多项式预失真器对信号的带内失真校正效果很好。从图 5.7 预失真前后频谱图的比较中，也可以看出记忆多项式预失真器能够较好的抑制带外频谱泄漏。

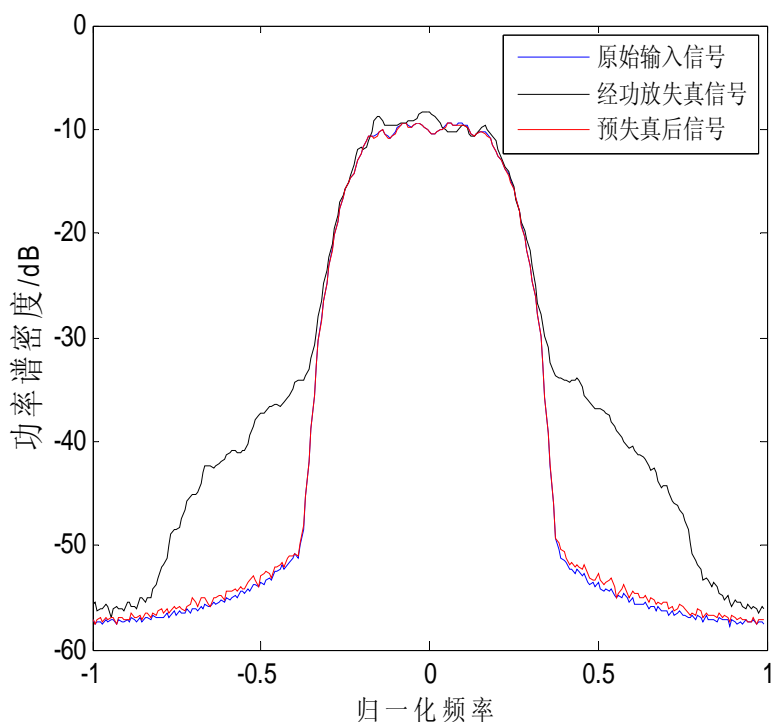
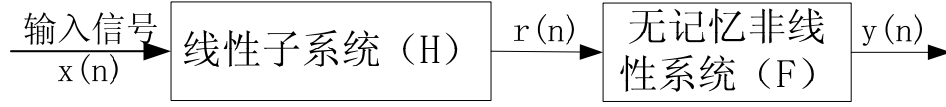


图5.7 预失真前后信号功率谱

5.3.2 并行 Wiener 模型

由于用 Volterra 级数描述功放系统特性太复杂，一般也用 Wiener 模型^[53-56]来对功放进行分析，Wiener 模型由两部分组成，第一部分为线性系统，第二部分为无记忆

非线性系统，如图 5.8 所示。



其中线性子系统模块可用如下数学表达式表示：

$$r(n) = \sum_{q=0}^Q h_q x(n-q) \quad (5-7)$$

而无记忆系统则可以表示为：

$$y(n) = \sum_{K=1}^K d_K r(n) |r(n)|^{K-1} \quad (5-8)$$

整条链路的数学函数可以表示为：

$$y(n) = \sum_{K=1}^K d_K \left[\sum_{q=0}^Q h_q x(n-q) \right] \left| \sum_{q=0}^Q h_q x(n-q) \right|^{K-1} \quad (5-9)$$

实际中，如果用多条 Wiener 链路来作为功率放大器模型，效果会更好，因此常采用如图 5.9 所示的多支路 Wiener 模型。

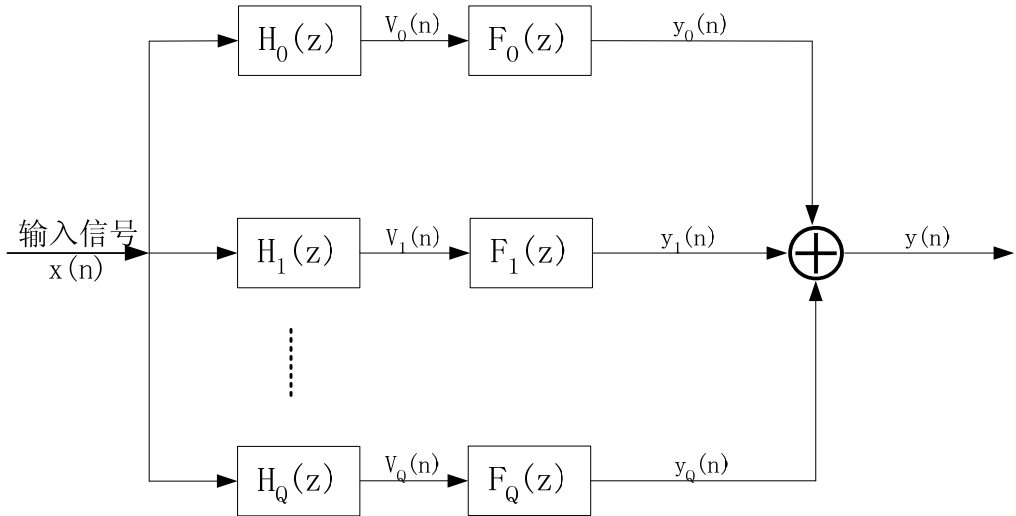


图 5.9 并行 Wiener 模型示意图

在仿真实验中，我们选取三路并行 Wiener 模型来描述功率放大器的记忆非线性，其中：

$$\begin{aligned} H_1(Z) &= 1 \\ H_2(Z) &= \frac{1 + 0.3Z^{-1}}{1 - 0.1Z^{-1}} \\ H_3(Z) &= \frac{1 - 0.2Z^{-1}}{1 - 0.4Z^{-1}} \end{aligned} \quad (5-10)$$

非线性函数 F 中的系数分别取如下值：

$$\begin{aligned}
d_{11} &= 1.0108 + 0.0858j & d_{31} &= 0.0879 - 0.1583j & d_{51} &= -1.0992 - 0.8891j \\
d_{12} &= 0.1179 + 0.0004j & d_{32} &= -0.1818 + 0.0391j & d_{52} &= 0.1684 + 0.0034j \\
d_{13} &= 0.0473 - 0.0058j & d_{33} &= 0.0395 + 0.0283j & d_{53} &= -0.1015 - 0.0196j
\end{aligned}$$

第一路选取 $H_1(Z)=1$ 表示是一条无记忆的链路，第二路和第三路分别表示功率放大器的记忆非线性，且分别比第一路低 10dB 和 13dB，这样选取的目的是可以更好的模拟功率放大器记忆效应不是很明显的实际特性。

图 5.10 是并行 Wiener 模型的 AM/AM 和 AM/PM 特性曲线。

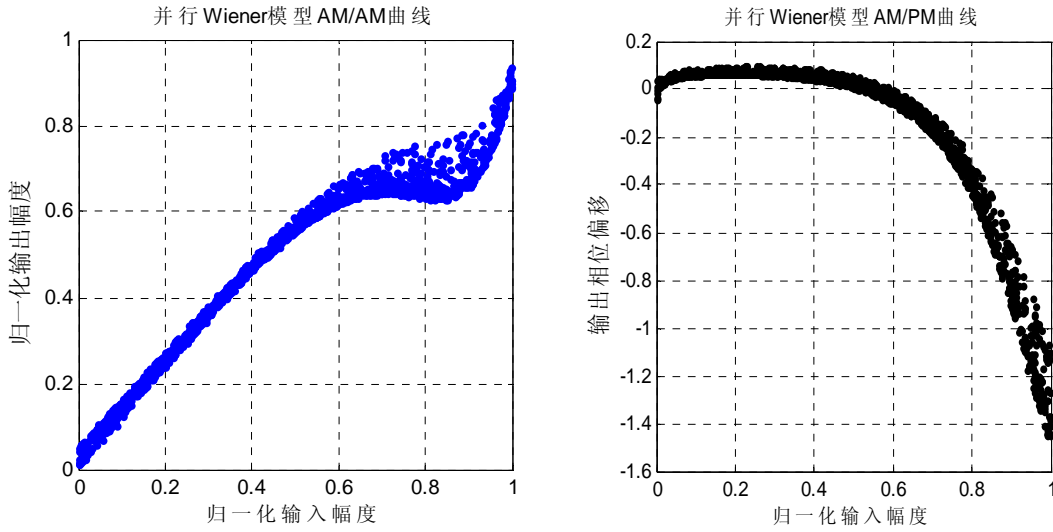


图 5.10 并行 Wiener 模型的 AM/AM 和 AM/PM 特性

对功率放大器进行基于记忆多项式的预失真，从图 5.11 的预失真前后信号星座图对比中可以看到，预失真后的信号失真很小，经计算 EVM 值为 4.24%，说明记忆多项式能够很好的校正功率放大器非线性产生的带内信号失真。

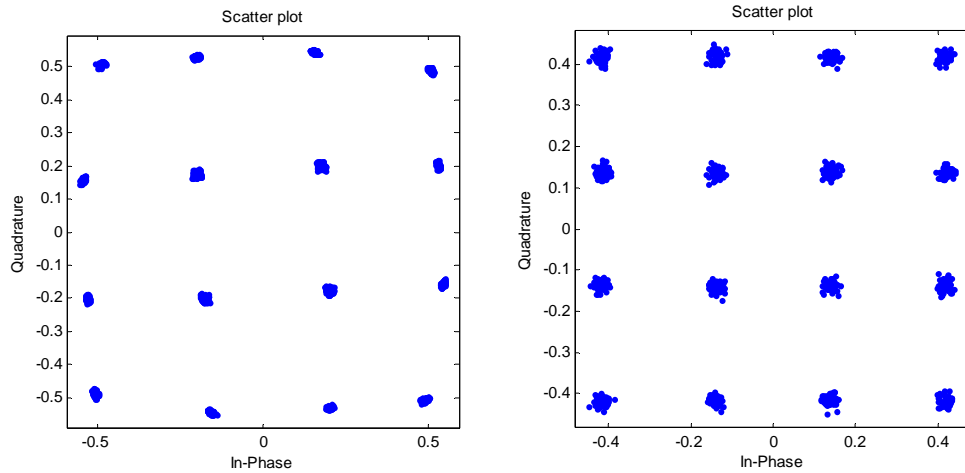


图 5.11 预失真前后信号星座图变化

从图 5.12 的预失真前后信号频谱图的对比中可以看出，记忆多项式模型能够很

好的抑制由功率放大器非线性引起的带外频谱泄漏。

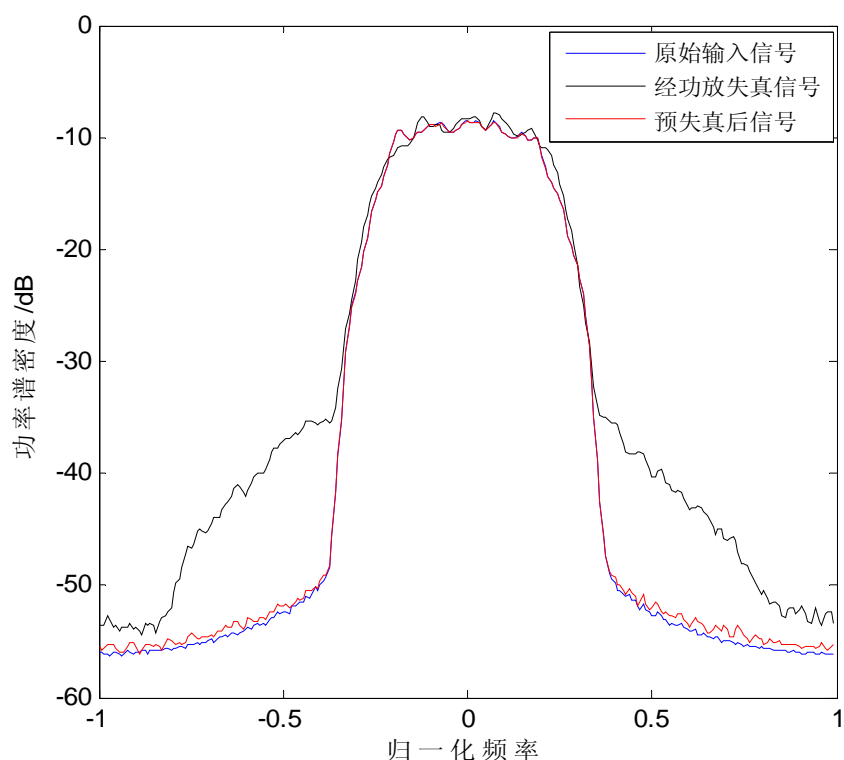


图 5.12 预失真前后信号频谱比较图

描述功率放大器的记忆特性的经典模型还有 Hammerstein 模型及并行 Hammerstein 模型，模型也是由两部分组成，与 Wiener 模型不同的是它的第一部分是无记忆非线性系统 F ，第二部分为线性子系统 LTI，结构如图 5.13 所示。

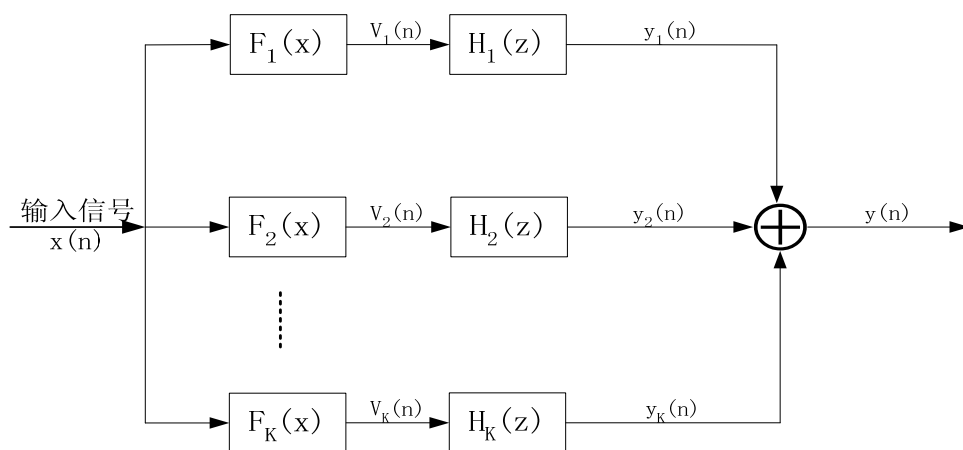


图 5.13 并行 Hammerstein 模型示意图

另外还有 Wiener-Hammerstein (W-H) 模型，结构如图 5.14 所示。

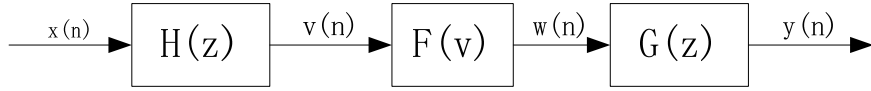


图 5.14 Wiener-Hammerstein 模型示意图

与记忆多项式模型和并行 Wiener 模型一样，Hammerstein 和 W-H 模型^[57]都可以比较好的描述功率放大器的记忆非线性，仿真实验表明基于记忆多项式的预失真器都能很好的校正功率放大器的记忆非线性，这说明记忆多项式模型具有很好的鲁棒性和实用性。

在实际工程中，选用什么样的模型一般是先选定功放模型，再通过一组测量的输入输出数据来验证模型的可行性，这类方法被称为模型识别。通常比较模型间的品质因素有：归一化均方误差(NMSE)和邻道功率比(ACPR)。

$$\begin{aligned} \tilde{e} &= 10 \lg \left(\frac{e}{\sum_n |y_{meas}|^2} \right) \\ ACPR &= \frac{\int_{adj} |E(f)|^2 df}{\int_{ch} |Y(f)|^2 df} \end{aligned} \quad (5-11)$$

其中 $e(n) = y_{meas}(n) - y_{mod}(n)$ ， $E(f)$ 为 $e(n)$ 的离散傅里叶变换。

本章小结

本章首先讲述了造成功率放大器产生记忆效应的两大主要原因：电记忆效应和电热记忆效应。分析了预失真器采用的记忆多项式模型，描述了预失真器采用的非直接型学习的具体结构。随后利用仿真实验验证了基于记忆多项式模型预失真器的鲁棒性和实用性，仿真结果表明，基于记忆多项式的预失真器能够对不同模型下的记忆功率放大器的非线性有比较好的校正作用，能够降低信号的带内失真(EVM)，同时抑制通带外的频谱泄漏。

第六章 结论和展望

6.1 本文的回顾与结论

本文以低轨通信卫星上功率放大器的线性化技术为主要研究对象,详细比较并分析了目前常用的功率放大器线性化技术,并提出了相应的改进方案,仿真结果表明,所提方案在一定程度上能够很好的抑制功率放大器非线性效应对通信带来的不利影响。本文的主要研究工作和创新性主要表现在以下几个方面:

1、详细分析并给出了通道信号的数学特征表达式,推导出了通道信号的最大峰均比表达式,并给出了峰均比的概率分布表达式,分析了高峰均比信号对通信系统的危害。仿真结果表明,削波算法能在一定程度降低信号的峰均比,但结果滤波后会有比较大的峰值再生。改进削波算法,采用二次极性削波算法对信号进行削波操作,仿真结果表明改进算法能很好的抑制滤波操作后的峰值再生,能够比较好的降低信号峰均比,且没有提高信号的带内失真和带外频谱泄露。最后分析了最优削波比例选取准则,有信噪比最大准则和 AD/DA 准则。

2、采用了间接型学习结构对基于 Saleh 模型的无记忆功放进行预失真,分别采用了 LMS 算法和 RLS 算法作为自适应算法,同时分析并比较了 LMS 算法和 RLS 算法的优劣,仿真结构表明,间接型学习结构能够很好的矫正非线性导致的带内信号失真和抑制带外的频谱泄露。对 LMS 算法进行了改进,新算法能够结合 LMS 算法和 RLS 算法的优点,结构简单能快速收敛,且具有较强的鲁棒性,预失真效果优于原 LMS 算法。

3、分析了功率放大器记忆效应产生的两种不同原因,采用记忆多项式模型作为预失真器的模型,并采用了记忆多项式模型和并行 Wiener 模型对功率放大器进行建模,仿真实验表明基于记忆多项式模型的预失真器能够有很好的鲁棒性和实用性,能够非常好的矫正带内信号失真和抑制频谱的旁瓣泄露。

6.2 进一步研究展望

作为低轨通信卫星上功率放大器的线性化方案,本文对信号降峰均比和功率放大器的模型算法进行了一定研究设计和模拟仿真,但有些问题还有待进一步研究与改善:

1、目前只分析了基于 IS-95CDMA 信号体制的信号降峰均比技术,实际低轨通信卫星中,通信体制是多种多样的,不同的信号体制,可能适用不同的降峰均比方法,本文所提出的降峰均比方法不具有普适性。本文虽给出了最佳削波比例表达式,但只考虑了信噪比和 AD/DA 等因素,在实际应用中,不同的使用者可能的考虑因素会有很多,如何分析降峰均比给功率放大器的输入信号带来的影响仍需要进一步的研究。

- 2、本文对无记忆效应的功率放大器的预失真都是基于 Saleh 模型的，虽然 Saleh 模型具有一定的代表性，但并没有考虑到预失真结构对其他类型功率放大器的适用性，可以进一步研究不同的非记忆模型。
- 3、本文采用的都是间接性学习结构，但并没有从数学理论上论证前失真和后失真的异同，需要进一步的研究更好的学习型结构。
- 4、本文都是采用记忆多项式作为预失真器的模型对有记忆功率放大器进行预失真的，但并没有考虑其他模型的可行性，同时也没有具体分析不同功放模型参数对预失真器的影响，如并行 Wiener 模型中 $H(z)$ 可能是 IIR 的情况，这些工作都需要进一步的研究。

参考文献

- [1] 庞统. 稳步发展的中国通信卫星[J]. 卫星与网络, 2010(8):40-42.
- [2] 程安启, 王华力. 基于卫星平面阵列多波束天线波束空间的自适应调零和干扰源定位技术[J]. 电子学报, 2008(7):1279-1283.
- [3] JU-YOUNG L, JI-YEON K, JONG-HEON K, et al. A High Power Asymmetric Doherty Amplifier with Improved Linear Dynamic Range: Microwave Symposium Digest, 2006. IEEE MTT-S International, 2006[C].
- [4] WOO Y Y, KIM J, YI J, et al. Adaptive Digital Feedback Predistortion Technique for Linearizing Power Amplifiers[J]. Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, 2007,55(5):932-940.
- [5] YOUNG Y W, JANGHEON K, SUNGCHUL H, et al. A New Adaptive Digital Predistortion Technique Employing Feedback Technique: Microwave Symposium, 2007. IEEE/MTT-S International, 2007[C].
- [6] VARAHMAN P, ATLASBAF Z, HEYDARIAN N V. Adaptive digital predistortion for power amplifiers used in CDMA applications: Applied Electromagnetics, 2005. APACE 2005. Asia-Pacific Conference on, 2005[C].
- [7] S. I, S. B K, E. J P. Utilization of orthogonal higher-order coherence functions for cubic Volterra model identification: Higher-Order Statistics, 1993., IEEE Signal Processing Workshop on, 1993[C].
- [8] 崔晓丹, 王宇丹. 一周部署HSDPA网络 华为3G享誉马来西亚[J]. 移动通信, 2006(10):95-97.
- [9] JUNGHWAN M, JUNGHWAN S, JUNGJOON K, et al. Doherty amplifier with envelope tracking for high efficiency: Microwave Symposium Digest (MTT), 2010 IEEE MTT-S International, 2010[C].
- [10] 徐文波, 田耘, 牛凯, 等. 一种新型数字预失真算法的设计[J]. 电讯技术, 2007(4):131-134.
- [11] 张福洪, 孔庆浩, 栾慎吉. 宽带系统中有记忆大功率功放的数字预失真器研究[J]. 电子器件, 2008(6):1903-1906.
- [12] 张福洪, 褚如龙, 孔庆浩. 基于数字预失真技术的有记忆功放线性化研究[J]. 计算机仿真, 2009(1):146-149.
- [13] 陈文华. 丙类功率放大器自给偏置效应产生原因的分析[J]. 科技情报开发与经济, 2007(33):143-144.
- [14] HOSNY W, DOBRUCKY B. Harmonic distortion and reactive power compensation in single phase power systems using orthogonal transformation technique: Universities Power Engineering Conference, 2007. UPEC 2007. 42nd International, 2007[C].
- [15] KIM J H, JEONG J H, KIM S M, et al. Prediction of error vector magnitude using AM/AM, AM/PM distortion of RF power amplifier for high order modulation OFDM system: Microwave Symposium Digest, 2005 IEEE MTT-S International, 2005[C].
- [16] EL-KHATIB Z, MACEACHERN L, MAHMOUD S A. Improvement of carrier power to third-order intermodulation distortion power ratio in CMOS distributed amplifiers:

- Microelectronics, 2008. ICM 2008. International Conference on, 2008[C].
- [17]JUNXIONG D, GUDEM P, LARSON L E, et al. A high-efficiency SiGe BiCMOS WCDMA power amplifier with dynamic current biasing for improved average efficiency: Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium, 2004. Digest of Papers. 2004 IEEE, 2004[C].
- [18]BAGGER R, OLSSON H. RF Power Amplifier IC with Low Memory Effect, Reduced Low Frequency Gain Peak and Isolated Temperature Tracking Circuitry: Compound Semiconductor Integrated Circuits Symposium, 2008. CSIC '08. IEEE, 2008[C].
- [19]向永波, 王光明. 射频模拟预失真器的研究与设计[J]. 半导体技术, 2009(11):1148-1151.
- [20]王坚, 牛犇, 邓子泉. 前馈技术在改善功率放大器线性中的应用[J]. 电讯技术, 2007(5):97-99.
- [21]KAI-YUAN J, YUAN-JYUE C, AN-YEU W. Multilevel Linc System Design for Power Efficiency Enhancement: Signal Processing Systems, 2007 IEEE Workshop on, 2007[C].
- [22]马进. 数字预失真基本原理[J]. 电子科技, 2006(9):17-21.
- [23]毛文杰, 冉立新, 陈抗生. 一种基于双查找表自适应预失真结构的射频功率放大器线性化方法[J]. 电路与系统学报, 2003(2):134-138.
- [24]HONG S, WOO Y Y, KIM J, et al. Weighted Polynomial Digital Predistortion for Low Memory Effect Doherty Power Amplifier[J]. Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, 2007,55(5):925-931.
- [25]KUMAR R. A High-Order Analysis of the Distortion Effects of Nonlinear Amplifiers on CDMA Signals: Aerospace Conference, 2008 IEEE, 2008[C].
- [26]邱炜, 徐以涛, 任国春, 等. 基于神经网络的自适应预失真技术研究[J]. 现代电子技术, 2009(10):133-136.
- [27]崔华, 赵祥模, 艾渤. 记忆功放的BP神经网络分离预失真方法[J]. 西安电子科技大学学报, 2010(3):565-569.
- [28]BINGHAM J A C. Multicarrier modulation for data transmission: an idea whose time has come[J]. Communications Magazine, IEEE, 1990,28(5):5-14.
- [29]LUQING W, TELLAMBURA C. A simplified clipping and filtering technique for PAR reduction in OFDM systems[J]. Signal Processing Letters, IEEE, 2005,12(6):453-456.
- [30]CHEN K C, MORRIS K A, BEACH M A. Increasing the power efficiency of an IEEE802.11a power amplifier: Vehicular Technology Conference, 2005. VTC 2005-Spring. 2005 IEEE 61st, 2005[C].
- [31]SALEH A. Frequency-Independent and Frequency-Dependent Nonlinear Models of TWT Amplifiers[J]. Communications, IEEE Transactions on, 1981,29(11):1715-1720.
- [32]GLENIS G O, BERBERIDIS K, THEODORIDIS S. Efficient least squares adaptive algorithms for FIR transversal filtering[J]. Signal Processing Magazine, IEEE, 1999,16(4):13-41.
- [33]SUNG H C, YOUNG S K, CADZOW J A. Adaptive FIR filtering based on minimum $\|L\|_{\infty}$ -norm: Communications, Computers and Signal Processing, 1991., IEEE Pacific Rim Conference on, 1991[C].

- [34] ZAKHAROV Y, WHITE G, JIE L. Fast RLS algorithm using dichotomous coordinate descent iterations: Signals, Systems and Computers, 2007. ACSSC 2007. Conference Record of the Forty-First Asilomar Conference on, 2007[C].
- [35] BERNARDINI A, DE FINA S. Analysis of different optimization criteria for IF predistortion in digital radio links with nonlinear amplifiers[J]. Communications, IEEE Transactions on, 1997,45(4):421-428.
- [36] DING L, RAICH R, ZHOU G T. A Hammerstein predistortion linearization design based on the indirect learning architecture: Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP), 2002 IEEE International Conference on, 2002[C].
- [37] 傅佳晨, 石江宏. 基于查找表的功放数字预失真方法[J]. 中国新通信, 2007(23):41-45.
- [38] 尹留志, 余瑶. 新权值的权估计及其方差分析(英文)[J]. 中国科学技术大学学报, 2008(11):1268-1275.
- [39] 李倩茹, 王于丁, 张晓芳. 一种变遗忘因子RLS算法的分析与仿真[J]. 现代电子技术, 2008(17):45-47.
- [40] 隗炜, 张贤达. 一种基于共轭梯度算法的盲自适应干扰抑制技术[J]. 清华大学学报(自然科学版), 2002(3):362-364.
- [41] HARRIS R, CHABRIES D, BISHOP F. A variable step (VS) adaptive filter algorithm[J]. Acoustics, Speech and Signal Processing, IEEE Transactions on, 1986,34(2):309-316.
- [42] 覃景繁, 欧阳景正. 一种新的变步长LMS自适应滤波算法[J]. 数据采集与处理, 1997(3):171-174.
- [43] 高鹰, 谢胜利. 一种变步长LMS自适应滤波算法及分析[J]. 电子学报, 2001(8):1094-1097.
- [44] LE GALLOU N, NEBUS J M, NGOYA E, et al. Analysis of low frequency memory and influence on solid state HPA intermodulation characteristics: Microwave Symposium Digest, 2001 IEEE MTT-S International, 2001[C].
- [45] VUOLEVI J, RAHKONEN T. Analysis of third-order intermodulation distortion in common-emitter BJT and HBT amplifiers[J]. Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing, IEEE Transactions on, 2003,50(12):994-1001.
- [46] SCHURACK E, RUPP W, LATZEL T, et al. Analysis and measurement of nonlinear effects in power amplifiers caused by thermal power feedback: Circuits and Systems, 1992. ISCAS '92. Proceedings., 1992 IEEE International Symposium on, 1992[C].
- [47] YU Z, TWYNAM J K, YAGURA M, et al. Analytical model for electrical and thermal transients of self-heating semiconductor devices[J]. Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, 1998,46(12):2258-2263.
- [48] HOPKINS T, TIZIANI R. Transient thermal impedance considerations in power semiconductor applications: Automotive Power Electronics, 1989, 1989[C].
- [49] 王玉兰. 半导体晶体管变温特性的研究[J]. 延边大学学报(自然科学版), 2005(4):263-264.

- [50] CHANG S L, OGUNFUNMI T. Stochastic gradient based third-order Volterra system identification by using nonlinear Wiener adaptive algorithm[J]. Vision, Image and Signal Processing, IEE Proceedings -, 2003,150(2):90-98.
- [51] 孙冬梅, 李永新. 基于Volterra级数及神经网络的非线性系统建模[J]. 仪器仪表学报, 2003(S2):5-7.
- [52] 李波, 葛建华, 王勇. 一种新的分数阶记忆多项式预失真器[J]. 电子与信息学报, 2009(8):1961-1964.
- [53] LASHKARI K. A Modified Volterra-Wiener-Hammerstein Model for Loudspeaker Precompensation: Signals, Systems and Computers, 2005. Conference Record of the Thirty-Ninth Asilomar Conference on, 2005[C].
- [54] BORYS A. Distortion-induced d.c. offset analysis using Volterra-Wiener series approach[J]. Electronics Letters, 1978,14(25):817-818.
- [55] SHUE-LEE C, OGUNFUNMI T. Performance analysis of third-order nonlinear Wiener adaptive systems: Circuits and Systems, 2002. ISCAS 2002. IEEE International Symposium on, 2002[C].
- [56] SHUE-LEE C, OGUNFUNMI T. Performance analysis of third-order nonlinear Wiener adaptive systems: Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1999. ICASSP '99. Proceedings., 1999 IEEE International Conference on, 1999[C].
- [57] 钱业青, 刘富强. Wiener功率放大器的简化预失真方法[J]. 通信学报, 2007(10):55-59.

作者攻读硕士学位期间发表的论文

- [1] 程成, 胡泽鑫, 梁旭文. 导航卫星功放线性化的预失真算法研究, 第一届中国卫星导航学术年会 (CSNC2010) 论文集. 北京. 2010 年 5 月
- [2] 程成, 胡泽鑫, 易争荣, 梁旭文. 应用于卫星功率放大器线性化的自适应变步长算法研究. 遥测遥控, 2010 年 12 月, 第 31 卷第 6 期.
- [3] 吴勇敢, 刘亚欢, 程成, 李国通, 帅涛. 高功率放大器和带宽对恒包络导航信号的影响分析. 遥测遥控, 2011 年, 第 3 期

致 谢

在论文完成之际，我的三年研究生生活也将告一段落，这三年中，很多人给予了我深切的关爱和无私的帮助。在此，谨向所有帮助和关心过我的师友表示衷心的感谢！

首先，我要感谢我的导师梁旭文研究员。初识梁老师是在2007年，梁老师严谨的治学方法、谦和待人的高尚品格给了我深刻的印象。2009年8月来上海小卫星工程中心学习后，梁老师给我安排了非常好的学习环境，对我的科研工作提出了新颖而实际的建设性意见，精心点拨，热忱鼓励，让我在一开始就找到了学习的方向。梁老师的指导不仅培养了我独立研究求学的的能力，还教会了我怎样管理好自己的时间和合理有效的安排好自己的工作计划。梁老师教导我的低调做人，高调做事的格言深深的影响着我，我将终身不忘。

其次，我要感谢综合电子室的易争荣副研究员。易老师平易近人，言传身教，不仅教会了我很多专业上的知识，还教会了很多学习知识的方法，教会了我怎样看待问题的重点与核心，使我在以后的学习和工作中有了很好的方向。

感谢通信技术室的胡泽鑫师兄，胡师兄扎实的理论功底，丰富的仿真实践经验是我学习的很好榜样，师兄给我的鼓励和帮助，使我在学习、生活和科研中都有长足进步，受益匪浅。

我还要感谢综合电子室张军主任对我的关心和帮助。感谢综合电子室的刘静、黄康、胡伟圣、赵笙罡、吴宅莲、洪霞、田宇、刘斌等同事对我的照顾。

感谢中科院微系统所研究生部余翔波老师、邵天浩老师、罗琦老师和小卫星综合办周素华老师在工作 and 生活上对我的关心和帮助。

感谢刘亚欢、马陆、黄国胜、吴勇敢、王毅、王斌、池方玉、徐非、丁梅、管自新、黄圣、尚勇等师兄弟，他们在学习和生活中都给了我很大的帮助，让我在轻松活跃的学术氛围中，收获很多。

最后，我要感谢我的父母及家人，感谢他们这么多年来对我的精心照顾、细心关怀和无私奉献。

个人简历

姓 名：程成

性 别：男

籍 贯：安徽省无为县

出生日期：1987.09.01

主要简历：

2009/08 - 2011/06 中国科学院上海微系统与信息技术研究所
通信与信息系统 工学硕士

2008/09 - 2009/07 中国科学技术大学
电子科学技术 硕士代培

2004/09 - 2008/07 天津大学
电子信息工程 工学学士

2001/09 - 2004/07 安徽省无为中学

参加研究课题情况：

项目名称：新泰发展与研究课题（2009/10 - 至今）

项目描述：低轨通信卫星功放线性化关键技术研究

参与方式：论证可行性的方案以及相关关键技术的研究，仿真测试方案的有效性。

中国科学院上海微系统与信息技术研究所

学位论文独创性声明

本人声明所呈交的学位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的地方外，论文中不包含其他人已经发表或撰写过的研究成果，也不包含为获得中国科学院上海微系统与信息技术研究所或其它教育机构的学位或证书而使用过的材料。与我一起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。

研究生签名：_____日 期：_____

中国科学院上海微系统与信息技术研究所

学位论文使用授权声明

本人完全了解中国科学院上海微系统与信息技术研究所有关保留、使用学位论文的规定，即研究所有权保留送交论文的复印件，允许论文被查阅和借阅；可以公布论文的全部或部分内容，可以采用影印、缩印或其他复制手段保存论文。本人电子文档的内容和纸质论文的内容相一致。保密的论文在解密后遵守此规定。论文的公布（包括刊登）授权中国科学院上海微系统与信息技术研究所人才教育处。

研究生签名：_____导师签名：_____日 期：_____