

密级:_____



中国科学院大学
University of Chinese Academy of Sciences

博士学位论文

应用于低轨通信卫星的高效率线性功放技术研究

作者姓名: 胡泽鑫

指导老师: 梁旭文 研究员 刘会杰 研究员

中国科学院上海微系统与信息技术研究所

学位类别: 工学博士

学科专业: 通信与信息系统

培养单位: 中国科学院上海微系统与信息技术研究所

2013年12月

**Research on the High-efficiency Linear Power Amplifier Technology of
LEO Commuincation Satellite**

**By
Hu Zexin**

**A Dissertation Submitted to
Graduate University of Chinese Academy of Sciences
In partial fulfillment of the requirement
For the degree of
Doctor of Philosophy**

**Shanghai Institute of Microsystem and Information Technology
Dec. 2013**

致 谢

在博士研究生即将毕业之际，谨向所有支持和关心我的老师、同学、朋友和亲人表示最诚挚的谢意。

首先，要衷心感谢的是我的导师梁旭文研究员。梁老师宽广的视野、严谨求实的治学态度，精益求精的科研精神，锐意进取的工作作风，深深地影响了我，并将受益终生。我的成长离不开梁老师多年以来的热心关怀和悉心指导。在此由衷的表示我最诚挚的感谢和崇高的敬意！

特别感谢我的第二导师刘会杰研究员。刘老师渊博的学识、严谨的治学态度、踏实的作风令人钦佩，先生之风，山高水长。攻读博士学位期间，刘老师在学术上对我的指导、督促和鼓励，在生活对我的关心，让我深受鼓舞，受益匪浅。在此深表谢意。

非常感谢通信技术室副主任龚文斌研究员的指导和帮助。龚老师在通信、电子领域工程经验丰富、知识渊博、思维敏捷、平易近人，是我们的良师益友。在此向龚老师致以深深的谢意！

感谢南京理工大学楚然老师、孙琳琳老师和裴晨同学，感谢他们在本文课题研究中的功放研制方面提供的帮助。

感谢陈晓挺、马陆、帅涛、曾媛、戚庄平、庞岩、姜兴龙、黄浩、赵璐璐、程成、黄圣、管自新、李天羽、姜泉江、吴亮、谢卓成、陈毅君、吴康、尚琳、黄康、等同事和同学，感谢他们在学习、工作和生活中给予的各种帮助。

感谢微系统所研究生部余翔波老师、罗琦老师、邵天浩老师和小卫星人事处贾冰清老师在学习和生活上的关心和帮助。

感谢所有参考文献的作者，他们的辛勤工作和成果给了本文非常大的帮助和启发。

本文的研究得到了中国科学院上海微系统与信息技术研究所“新泰博士课题基金”的资助，在此一并深表谢意。

感谢我的家人以及其他所有多年来关心、帮助我的亲人及朋友们，他们给了我许多的关心、支持和鼓励。

应用于低轨通信卫星的高效率线性功放技术研究

胡泽鑫(通信与信息系统)

指导老师: 梁旭文 研究员 刘会杰 研究员

摘要

功率放大器是卫星通信系统的重要组成部分。提高功放的电源效率和线性度对于系统整体性能改善具有重要意义。首先, 在同等的发射功率条件下, 提高功放电源效率可以降低卫星的整体功耗; 其次, 在相同输出回退条件下, 提高功放的线性度可以减少输出信号的非线性失真, 提高发送信号信噪比, 从而降低系统误码率。

根据卫星 CDMA 通信系统的应用背景, 本文主要做了以下几个方面的研究工作:

1、首先介绍了论文选题的背景和意义, 并对高效率线性功放的关键技术, 包括降峰均比技术、功放线性化技术和高效率功放技术的国内外研究现状做了分析。

2、研究了 DS-CDMA 系统下行链路信号峰均比统计特性; 分析了接入用户数、成形滤波对峰均比的影响; 提出了一种适合于 DS-CDMA 卫星通信系统的基于分组加扰的降峰均比方法。

3、介绍了功放非线性的表现形式、评价指标和几种常用行为模型; 分析了功放非线性失真对 DS-CDMA 系统的影响; 介绍了常用的功放线性化方法; 提出了一种基于载波相位检测的数字预失真系统环路延迟估计算法。提出了一种星地协同间接学习结构数字预失真方法。相对于传统的预失真结构, 该方法能有效的减少星载逻辑资源的消耗。设计了半实物仿真平台, 对所提方法进行了验证。

4、介绍了动态偏置电压提高功放电源效率的原理; 提出了一种功放动态偏压调整和数字预失真的联合优化方法, 实测结果表明, 通过联合优化, 功放在整个输出动态范围内, 电源效率都保持在 45% 以上, 邻道干扰低于 -35dBc。

5、设计了一款基于 GaN 管芯的平衡结构 20W 输出 Doherty 功放, 以及配套的其他射频组件。实测结果表明, Doherty 功放最大输出功率 43.7dBm, 峰值电源效率达 62.2%。双音测试回退 6dB 时, 电源效率达 40%, 三阶交调低于 23dBc。

6、最后总结了本文的主要研究内容, 并展望了有待进一步开展的工作内容。

关键词 功率放大器 峰均比 数字预失真 动态偏置电压 Doherty 功放

Research on the High-efficiency Linear Power Amplifier

Technology of LEO Commuincation Satellite

Hu Zexin (Communication and Information System)

Directed by: Prof. Liang Xuwen Prof. Liu Huijie

Abstract

Power Amplifier (PA) is one of the most important components in satellite communication system. The enhancement of PA's power efficiency and linearity has great significance for improving the system performance of satellite. First, the overall power consumption of satellite can be reduced by increasing PA's power efficiency while the transmit power is fixed. Second, while OBO (Output BackOff, OBO) of PA is fixed, the higher linearity will lead to lower nonlinear distortion. Therefore the SNR (Signal to Noise Ratio , SNR) of transmitted signal will increase and system BER(Bit Error Ratio ,BER) will decrease with the improvement of PA's linearity.

According to the CDMA satellite communication background, this paper investigated several aspects in high efficiency linear power amplifier techniques. The main work and key contribution of this paper are:

1、The background and significance of the thesis topics are introduced. The research status of key techniques in high efficiency linear power amplifier, includes PAPR(Peak to Average Power Ratio,PAPR) reduction techniques , PA linearization techniques and power efficiency enhancement techniques are analyzed.

2、The PAPR's statistical property of down-link signal in DS-CDMA satellite communication systems is studied. Impact of the number of users and waveform on PAPR is analyzed. A PAPR reduction scheme based on grouping scrambling for DS-CDMA satellite communication system is proposed .

3、Nonlineartiy manifestations, performance evaluation indexes and several common behavioural model for PA are described. Impact of PA's nonlineartiy distortion on DS-CDMA systems is analyzed. Common linearization methods for PA are summarized. A new loop delay estimation method base on carrier phase detecting for digital pre-distortion systems is proposed. A new digital pre-distortion scheme for satellite PA based on cooperation of spacecraft and ground is proposed. Compared with conventional schemes, the proposed method has the advantage of lower satellite on-board resource consumption. The proposed method is verified throuth a semi-physical simulation platform.

4、The dynamic bias theory for power efficiency enhancement of PA is introduced. A joint optimization method for power efficiency and linearity enhancement of PA based on dynamic bias and digital pre-distortion is proposed. Test results show that, PA achieves higher than 45% power efficiency and lower than -35dBc ACPR(Adjacent Channel Power Ratio) during the whole output range by joint optimization.

5、A 20 W GaN two-way symmetrical Doherty amplifier and other relative RF components are designed and implemented. The test results show that the designed Doherty PA achieves 62.2% power efficiency at the maximum output of 43.7dBm using single tone signal input, and 40% power efficiency with IMD3(3rd order Inter Modulation Distortion) below than 23dBc at 6dB backoff using two tone signal input.

6、Finally, the main content and the further work to be studied are looked forward in the last chapter.

Keywords: Power Amplifier; Peak to Average Power Ratio; Digital Predistortion;; Dynamic Bias Voltage ; Doherty

目 录

摘要	III
Abstract	V
第一章 绪论	1
1.1 课题研究背景与意义	1
1.2 高效率线性功放技术研究现状	2
1.2.1 降峰均比技术	2
1.2.2 功放线性化技术	3
1.2.3 高效率功放技术	4
1.3 论文主要研究内容和创新点	5
1.3.1 本文主要研究工作	6
1.3.2 论文主要创新点	7
第二章 DS-CDMA 通信卫星信号峰均比研究	9
2.1 引言	9
2.2 峰均比的定义	9
2.3 峰均比对通信系统的影响	9
2.4 DS-CDMA 通信卫星下行链路信号的峰均比分析	10
2.4.1 下行链路发送信号分析模型	10
2.4.2 下行链路信号峰均比的统计分析	10
2.4.3 基带成形滤波对峰均比的影响	14
2.5 峰均比降低技术	17
2.6 一种应用于 DS-CDMA 系统的信号分组加扰降峰均比方法	18
2.6.1 分组加扰降峰均比方法原理	19
2.6.2 性能分析	21
2.7 本章小结	22
第三章 数字预失真功放线性化技术	23
3.1 引言	23
3.2 功放非线性概述	23
3.2.1 功放非线性表现形式	23
3.2.2 功放线性度评价指标	25
3.2.3 常用非线性功放行为模型	26
3.3 功放非线性失真对 DS-CDMA 系统的影响	30
3.3.1 非线性条件下下行链路分析模型	30
3.3.2 功放非线性失真对伪码捕获的影响	33
3.3.3 功放非线性失真对误码率的影响	40
3.4 数字预失真功放线性化技术	43
3.4.1 功放线性化技术概述	43
3.4.2 间接学习结构多项式预失真系统	47
3.4.3 数字预失真系统中的延迟估计	52
3.5 应用于低轨通信卫星的星地协同预失真方法	61
3.5.1 星地协同预失真系统结构	62

3.5.2 半实物仿真平台设计	63
3.5.3 性能分析	64
3.6 本章小结	69
第四章 功放动态偏置电压技术	71
4.1 引言	71
4.2 功率跟踪动态偏压功放原理	71
4.2.1 功放电源效率分析	71
4.2.2 功率跟踪动态偏压功放	73
4.3 低轨通信卫星功放动态漏极偏压方案设计	74
4.4 测试结果	75
4.4.1 输出功率	76
4.4.2 功放增益	76
4.4.3 交调测试	77
4.4.4 电源效率	78
4.4.5 测试结论	78
4.5 功放动态偏置电压与数字预失真联合优化	78
4.6 本章小结	82
第五章 Doherty 功率放大器	85
5.1 引言	85
5.2 Doherty 功率放大器简述	85
5.2.1 有源负载牵引原理	85
5.2.2 Doherty 功率放大器原理	86
5.3 Doherty 功率放大器设计	91
5.3.1 设计指标与整体方案设计	91
5.3.2 介质基片选择	92
5.3.3 Doherty 主功放设计	92
5.3.4 Doherty 辅助功放设计	94
5.3.5 Doherty 功放整体电路设计	95
5.3.6 Doherty 功放测试结果	99
5.4 系统其他主要射频组件设计	101
5.4.1 下变频模块设计	102
5.4.2 上变频模块设计	103
5.4.3 频综模块设计	104
5.5 本章小结	105
第六章 总结与展望	107
参考文献	109
附录 A 动态偏置电压功放测试结果	120
作者简历	127
作者攻读博士学位期间发表的论文	129

第一章 绪论

1.1 课题研究背景与意义

低轨小卫星具备成本低、体积小、重量轻、性能高、研制周期短、应用灵活等优点^[1]，在国防建设和国民经济建设中有良好的应用背景。军用方面，小卫星系统能够为我国现代化部队的指挥调度、武器平台通信、境外特种通信、后勤数据传输、侦察预警和紧急救援等提供技术支撑平台；民用方面，小卫星系统能够与地面通信网联合实现海洋、沙漠、高山等特殊环境无线通信信号的无缝覆盖、为远航船只提供定位和导航服务，另外小卫星还能广泛应用于海洋监测、资源探测、太空科研试验等领域^[2]。目前国际上已有大量低轨卫星系统建成并投入使用，如 Iridium、Globalstar、SkyBridge、Teledesic 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。

为了提高频谱利用率，低轨小卫星通信广泛采用了码分多址(Code Division Multiple Access, CDMA)技术^{[3][4]}和较高频谱利用率的 QPSK、QAM 等高阶调制方式。这类高频率利用率的信号通常为非恒包络，具有一定的峰均比(Peak-to-Average Power Ratio, PAPR)。高峰均比的信号要求功率放大器(Power Amplifier, PA)具有较宽的线性范围，否则信号峰值进入功放非线性区将会产生非线性失真，导致发送信号信噪比降低和邻道干扰增加^[5]。为了保证信号被线性放大，通常需要将功放回退至线性区工作。而回退又会导致功放电源效率下降^[6]，因此功放的效率和线性度本身就是一对矛盾。卫星通信系统中为了同时兼顾发送信号质量和发送功率，需要选用具有较大额定功率的功放来回退使用。

功率放大器作为星载设备中的重要耗能部件，在回退较大、电源效率较低的情况下将会导致如下问题：1、电能消耗巨大。卫星属于功率受限系统，小卫星系统尤其如此。过大的电能需求势必需要增加太阳能电池帆板尺寸，增加星蚀期间供电的蓄电池组容量，给卫星平台设计带来压力。2、具有较大额定输出功率的功率放大器通常也具有更高的重量和体积^[7]，因此会增加卫星的整体体积和重量，难以应用于小卫星系统。3、电源效率低下，所浪费的大部分直流功率被功放以热能的形式释放，导致工作器件温度升高，从而会增加热控设计的难度。

基于以上介绍可知，对于小卫星通信系统而言，功放的高线性度和高电源效率同等重要，因此本文主要围绕如何提高功放线性度和提高功放电源效率两个目标展开研究。

1.2 高效率线性功放技术研究现状

地面移动通信同样具有信号高峰均比的问题，例如 3G 通信中采用宽带码分多址 (WCDMA) 和正交频分复用 (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM) 体制等，均具有超过 10dB 的峰均比^{[8][9]}。设备提供商为了降低成本和提高竞争力，运营商为了降低基站能耗等原因，促进了高效率线性功放技术的研究。实际上高效率线性功放技术已经成为通信系统中的关键技术之一，在国内外得到广泛的研究和应用。

目前已有高效率线性功放的成功应用案例。有报道显示 2004 年 10 月，华为公司^[10]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。根据数据统计分析，业界基站的平均功耗在 2100W 左右，而华为基站的最高电源效率可达 60%，平均功耗仅为 800W。每年仅电费一项就能节省 262 万马币（约合 561 万人民币）。中兴通讯公司在推出的相关基站产品中，也使用了相关的高效率线性功放技术。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。

提高功放线性度和电源效率主要有以下三个方面的关键技术。

1.2.1 降峰均比技术

降峰均比技术就是通过一定的信号处理，降低用户信号的峰值-平均功率比，从而降低对功放线性范围的要求，可以减少功放的回退，间接的提高功放效率。目前的降峰均比技术主要针对 OFDM 体制的信号进行研究^[11]，主要分为三类：编码类技术、信号预畸变类技术和信号加扰类技术。

编码类技术，如互补格雷编码^[12]、R-M 码^[13]等，其基本原理是选择幅值较小的码字用于传输。编码技术的优点是不会引入额外噪声。缺点是幅值较小的码字数量比较小，不适合于用户数较多的情况使用，实际应用较少。

信号预畸变类技术是在发送端对信号人为地加入可控的畸变，缩小信号的幅度摆动范围，降低用户信号的峰均比。该类技术典型的方法有削波(Clipping)、压缩扩张。削波是最简单最容易实现的算法^{[14][15][16]}，其基本原理是对发送进行限幅处理，对于超过幅度为削波门限以下的信号保持原样，而对幅度超过削波门限的信号进行限幅，然后对整体信号进行滤波，以滤除带外削波噪声，避免邻道干扰。削波技术降低峰均比效果比较明显，而且不受通信体制的限制。但是因为削波本身是非线性操作，会引入削波噪声，对系统自身造成干扰。压缩扩张技术是在发送端对信号按照一定的压缩函数进行幅度压缩，在接收端运用与压缩函数特性相反的扩张函数将信号恢复原样^{[17][18]}。压缩扩张技术具有良好的降 PAPR 性能，但同样具有降低用户信号信噪比的缺点，对系统的误码率性能改善较少。

信号加扰类技术是通过对原信号进行线性分割并乘上相应系数以降低信号峰值功率的出现概率，或者在发送端加入虚载波分量或虚用户信号，以抵消总发送信号的峰值，达到降低峰均比的目的。常用的包括选择映射法^[19](Selected Mapping, SLM)、部分传输序列^[20](Partial Transmit Sequences, PTS)、子载波预留^[21]等方法都可归入信号加扰类技术。信号加扰类技术的优点是无信号失真，对用户数量没有限制。缺点主要表现在：1、计算复杂度大，需要在发送进行大量运算以获取合适的注入分量；2、需要传输边带信息，会降低频带利用率，增加系统复杂度。另外，若接收端边带信息解调错误，将引发灾难性后果。

1.2.2 功放线性化技术

功放线性化技术，即采用适当的外围电路，对放大器的非线性特性进行纠正，从而使得电路在整体上呈现对输入信号的线性放大的效果。功放线性化技术种类繁多，如功率回退法、前馈法^{[22][23]}、反馈法^{[24][25][26]}、LINC(Linear Amplification with Non-linear Components, LINC)技术^[27]、预失真技术^{[28][29]}等。

功率回退方法技术简单，实现起来非常方便，但效率非常低，输出功率受限。前馈法具有宽频带、高线性度、低噪声系数等优点，但是其技术复杂度高，调试复杂，且电源效率比较低。反馈法多在低频电路中使用，其电路相对简单，技术也比较成熟。反馈法的缺点是存在不稳定性风险、有效带宽较窄、会降低功放增益。LINC 技术是通过信号分离，将输入信号分割成两路幅度恒定，只存在相位调制的信号，再使用两个参数相同的非线性高效率功放分别对两路信号进行放大，然后在输出端进行合成。LINC 技术要求两条信号通道严格平衡，否则会导致线性化性能急剧恶化，在实际应用中很难实现，目前 LINC 技术还处于实验室研究阶段。预失真技术是在功放前端先加入一个非线性预失真器，使得预失真器和功放的合成输出信号整体线性度提高。预失真技术具有无条件稳定、不损失功放效率和增益的优点。预失真技术分为模拟预失真和数字预失真。早期的预失真多为模拟域实现，模拟预失真结构简单，成本低，但是线性化性能较差，而且随着器件的老化或者其他原因造成系统参数发生变化，其非线性补偿能力会进一步降低。数字预失真利用现代信号处理的方法，在基带数字域对功放逆特性进行建模，通过自适应的方法求取功放逆模型，从而达到线性化效果。各种主要的线性化技术的性能对比如下表 1.1 所示^[30]：

数字预失真技术具有线性化效果好、实现复杂度适中、可在数字域对功放特性变化自适应跟踪等特点^[31]，是近年来研究的热点和主要采用的功放线性化技术。近年来国外大的通信设备公司、研究单位和高校都积极投入到预失真功率放大器线性化技术的研究中。近年来，IEEE 每年与数字预失真直接相关的论文都在百篇以上，每年各国都有数十个相关的发明专利被申请。国外，如美国佐治理工大学等高校早在 2000

年左右就开始系统地研究预失真技术^{[32][33][79][28]}。在国内，宁波大学^{[35][36]}、浙江大学^[37]、西安电子科技大学^[38]、北京邮电大学^{[31][39]}等高校也有大批学者和研究人员，针对数字预失真技术展开了研究。中科院上海微系统与信息技术研究所^{[40][41][42]}、上海微小卫星工程中心^{[43][44]}，也有针对各自应用背景的数字预失真技术研究团队。各大通信设备提供商，如华为^{[45][46]}、中兴^[47]、阿尔卡特朗讯等公司也展开了相关研究，并有相关产品面市。

数字预失真按所使用模型主要可分为两类：查找表预失真(Look Up Table, LUT)和多项式预失真。查找表预失真^{[29][48][49]}的原理是建立一张工作函数表，存储适当的预失真参数，以输入信号的幅度或者功率作为索引，从表中找出对应的参数与原始信号相乘而达到线性化的目的。查找表预失真方法相对比较简单，但是信号峰均比较高时线性化性能不如多项式预失真好，而且具有收敛速度慢、占用存储资源较多、对功放记忆效应不敏感等缺点。目前应用最广泛的是多项式预失真^{[32][33][50]}。与查找表预失真不同，多项式预失真采用高阶多项式来拟合功放的逆特性。从理论上来讲，只要多项式的阶数足够高，就能以任意精度逼近任意非线性系统，因此多项式预失真具有比较好的线性化性能。但是多项式阶数越高，则系统越复杂，计算量也越大，实际应用中一般在线性化性能和复杂度之间取折衷。

表 1.1 各种线性化技术对比

线性化技术	补偿能力(dB)	工作带宽	复杂度	效率
前馈	30-35	较宽	高	低
反馈	15-20	较窄	低	中
LINC	30-35	适中	高	高
模拟预失真	5-10	适中	中	中
数字预失真	20-30	适中	中	中

1.2.3 高效率功放技术

可以从两个方面来提高功率放大器的电源效率。第一，采用本身具有较高电源效率的功放管芯。例如基于宽禁带半导体材料的 GaN 管芯^[51]，其单管峰值效率可达 60%。第二、通过设计合适的电路来提高功放模块的电源效率，也称效率增强技术。功放管芯电源效率由其本身特性决定无法改变，因此一般功放管芯选定后主要从电路结构入手来研究高电源效率功放。

目前已有的高效率功放技术有包络消除和恢复(Envelop Elimination and Restoration, EER)技术，包络跟踪技术、LINC 技术，Doherty 功放技术等。其中 LINC 技术既属于线性化技术，也属于功率增强技术。从本质上来说，LINC 技术是将信号分解

成两个恒定包络的信号，然后用一对接近饱和工作的功放管分别对两路信号放大。因为功放始终工作在接近饱和状态，因此必然具有比较高的效率。EER 技术由 L.R.Kahn 提出^[52]，其基本原理是通过包络检测器和限幅器，将信号分解成恒包络的调相信号和包络信号两部分，恒包络调相信号送入射频功放放大，包络信号用于对功放的供电电压进行调制，从而在输出端得到线性放大的射频信号。EER 的缺点是：恒包络调相信号和包络信号的带宽比原发送的原信号的带宽要宽许多，且要求输入到功放的调相信号和控制功放供电电压的包络信号保持同步，否则会产生非常严重的失真。包络跟踪技术^{[53][54]}与 EER 技术类似，也是采用信号包络控制功放电压。所不同之处在于，包络跟踪不对信号做分解，而是采用线性功放直接对其放大。然后根据通过信号的包络变化来动态控制线性功放的动态电压，使其始终保持在接近饱和的状态，从而获取比较高的电源效率。包络跟踪同样存在包括控制电压与包络变化同步的问题，不适应宽带应用。另外线性功放始终工作在接近饱和状态，线性度非常差。Doherty 功放放大器技术最早于 1936 年由 W. H. Doherty 提出^[55]，其理论基础是动态负载牵引原理。基本的 Doherty 功放由主功放和辅助功放组成，通过合理设置偏置电压，使得主功放达到饱和状态时，辅助功放才开始启动工作。辅助功放输出功率的同时，拉低主功放的负载阻抗，使其输出电流继续增大。因为主功放在较小的输出功率时就已经达到饱和，因此 Doherty 功放的特点是在回退 6dB 时，功放就能达到比较高的电源效率。Doherty 功放也存在线性度比较差的问题，但是其回退 6dB 范围内电源效率损失不多的特点非常适合高峰均比信号的应用背景，而且随着近年来预失真线性化技术的发展，其非线性可通过预失真进行矫正。因此近年来 Doherty 功放在地面移动通信基站中得到广泛应用，华为、中兴等公司推出的基站产品中均采用预失真+Doherty 的功放结构。

现有主要的高效率功放技术总结对比如下表所示。

表 1.2 各种高效率功放技术对比

线性化技术	线性度	效率	复杂度
LINC	高	高	高
EER	中	高	高
包络跟踪	低	高	中
Doherty	中	高	低

1.3 论文主要研究内容和创新点

虽然目前已有国内外学者和机构针对高效率线性功放技术展开了广泛的研究，并且已有相应产品付诸实际应用，但大多是针对地面移动通信应用背景，专门针对卫星通信应用的研究比较少。而本文的应用背景为基于 DS-CDMA 体制的低轨小卫星通

信，与地面移动通信的 OFDM、WCDMA 等体制不同，适用于地面移动通信的技术不一定适合论文背景的小卫星通信系统。另外，目前已有的、已实现应用的高效率线性功放技术多为大型通信设备提供商所掌握，出于技术保密和其他的商业目的，其关键技术对外严格保密。因此展开针对小卫星扩频通信系统的高效率线性功放技术的自主研究非常有必要。

1.3.1 本文主要研究工作

为了达到功放同时具有高电源效率和高线性度的目标，本文主要从降低信号峰均比、功放非线性补偿和高效率的功放技术三个角度进行研究。

本文共分六章，各章节安排如下：

第一章：绪论。介绍了本文的研究背景：基于直接序列扩频体制的低轨通信卫星系统，为下文研究提供明确的背景条件。阐述了低轨卫星通信系统中高效率高线性度功率放大器技术的重要性。调研了现有高效率线性功放关键技术：降峰均比技术、功放线性化技术和高效率功放技术的研究现状。介绍了全文的主要研究内容和章节安排，总结了本文主要创新点。

第二章 DS-CDMA 通信卫星信号峰均比研究。介绍了峰均比的定义，分析了高峰均比给通信系统带来的影响。建立了 DS-CDMA 低轨通信卫星下行链路发送信号的分析模型，推导了发送信号峰均比的统计分布特性的解析表达式。仿真了用户数量和基带成形滤波因子这两个关键参数对峰均比的影响。对现有各种降峰均比方法做了归纳总结。最后提出了一种适合本文应用背景的信号分组加扰降峰均比技术，并对所提算法从实现复杂度、降峰均比效果等角度做了性能分析。

第三章 数字预失真功放线性化技术。首先对功放非线性做了简单介绍，包括非线性的表现形式、评价指标以及常用的功放非线性行为模型。然后从伪码捕获和系统误码率两个方面分析了功放非线性失真对 DS-CDMA 通信系统的影响。分析和比较了各种功放线性化技术的优缺点，从实现复杂度、稳定度、线性化效果等各方面因素考虑，选择数字预失真技术作为研究重点。对间接学习结构的多项式数字基带预失真做了研究和仿真。针对预失真系统中的环路延迟问题，提出了一种新的基于载波相位检测的环路延迟估计算法，相对于传统的延迟估计算法，该算法具有实现复杂度低并且不损失估计精度的优点，在基于 FPGA+DSP 的预失真平台上对该算法进行了验证。最后针对低轨小卫星星载资源有限的应用背景，提出了一种星地协同的预失真方法。该方法将预失真系统中运算量较大的模型参数识别自适应算法放在地面站进行，星载系统只负责非线性矫正工作，从而能够很大程度的节省星载资源的消耗。针对星地协同预失真方法，设计了半实物仿真平台。该平台利用 FPGA+ARM 的基带处理单元、基于 GaN 管芯的 AB 类固态功放、上下混频链路模拟卫星，利用 TCP/IP 网络模拟卫

星数据传输通道，利用 PC 机模拟地面站。在半实物仿真平台上对所提的星地联合预失真方法进行了验证。

第四章 功放动态偏置电压技术。介绍了通过动态偏置提高功放电源电源效率的原理。提出了一种适合本文应用背景的功放动态偏压方案，其基本原理是：下行链路发送信号平均功率随接入用户数增加而上升，因此可根据用户数量、功放输入输出特性和功放电源效率函数，优化功放的偏置电压，达到在整个输出功率范围内，功放都具有较高电源效率的目的。针对一款基于 cree 公司的 GaN 晶体管 CGH40010 设计的 AB 类功放做了动态偏置电压实验，得到其在不同偏压条件下的输出功率、增益、交调特性、电源效率等参数。根据所得测试结果和第三章所提的预失真算法，提出了一种动态偏压与预失真联合优化方案。该方案利用动态偏压原理提高功放电源效率，利用数字预失真矫正功放非线性。实测结果表明，经过联合优化后，功放在整个输出功率范围内都具有比较高的电源效率和线性度。

第五章 Doherty 功率放大器。研究了另外一种高效率功放技术—Doherty 结构功率放大器。首先介绍了 Doherty 功放的基本原理。然后采用两块 cree 公司的 GaN 晶体管 CGH40010 设计了一款平衡结构的 Doherty 功率放大器。并设计了配套的其他射频组件，包括上、下混频模块和频率综合模块。实测结果表明，所设计的 Doherty 峰值效率可达将近 60%，回退至三阶交调为 20dB 时，仍有将近 40% 的电源效率。

第六章 总结与展望。对全文进行归纳总结，并给出下一步工作的方向。

1.3.2 论文主要创新点

本文主要创新性成果有：

1、针对 DS-CDMA 卫星通信系统下行链路信号结构特点，提出了一种基于用户信号分组加扰的降峰均比方法。相对于其他的降峰均比方法，该方法具有实现复杂度低、不需要传送边带信息、不会引入失真分量等优点。

2、针对数字中频架构的预失真系统提出了一种基于载波相位检测的环路延迟估计算法。该算法通过对前向和反馈通道信号的载波相位差，然后将相位差转换成环路延迟。相对于传统的环路延迟估计算法，该算法的延迟估计精度更高，而且具有收敛速度更快、实现复杂度低的优点。

3、提出了一种星地协同预失真方法，并设计了针对该方法半实物仿真平台。该方法将数字预失真系统中运算量最大的模型参数识别过程移至地面站完成，能够很大程度降低星载资源的消耗。

4、提出了一种根据接入用户数量动态调整功放偏置电压和预失真线性化技术的联合优化方法。通过动态调整功放偏置电压，使其在不同接入用户数量时始终工作在接近饱和状态，从而在整个功率输出范围内都具有比较高的电源效率，同时通过数字

预失真补偿功放在接近饱和状态时引入的非线性失真。通过联合优化，使得功放始终具有较高的电源效率和较高的线性度。

第二章 DS-CDMA 通信卫星信号峰均比研究

2.1 引言

基带波形成形、码分多用户信号在时域同相叠加、多载波等因素导致了基于 DS-CDMA 体制的通信卫星下行链路发射信号具有比较高的峰均比。高峰均比的信号要求星载功率放大器具有较大的线性范围，否则信号峰值进入功放非线性区域将会导致信号发生非线性失真，引起带内星座点弥散和带外谱扩展，使得发射信号质量降低。因此在发送端需进行降峰均比处理，以减小发送信号瞬时功率的动态范围。

本章介绍了信号峰均比对通信系统的影响，从理论上分析了 DS-CDMA 信号的峰均比统计特性，总结现有的降峰均比技术，根据应用背景提出了一种适合星载应用的分组加扰降峰均比方法。

2.2 峰均比的定义

信号峰均比定义为在一定时间单位内，信号的峰值功率和平均功率的比值^[56]：

$$PAPR(dB) = 10 \log_{10} \left\{ \frac{\max[p(t)]}{E[p(t)]} \right\} \quad (2.1)$$

上式中， $p(t)$ 表示发送信号的瞬时功率。 $\max[p(t)]$ 表示单位时间内发送信号的瞬时功率最大值。 $E[p(t)]$ 表示发送信号的平均功率。对于 DS-CDMA 系统而言，峰均比统计一般以码片时间为单位。

2.3 峰均比对通信系统的影响

高峰均比信号对通信系统的影响主要表现在以下几个方面：

1、降低了功率放大器的电源效率。功率放大器的线性度与输出功率成反比。功放工作点越接近饱和，则非线性特性越强。功放的非线性会使得输出信号 EVM 值上升，带外谱扩散增加。通信系统一般有 EVM 值上限指标要求，以满足系统误码率需求。另一方面有关无线电频谱资源管理机构也对授权的频谱用户提出了谱罩要求，信号频谱需在谱罩范围之下，不能有过大的带外泄漏。因此对于高峰均比的信号，功放工作点需要进行功率回退，导致功放电源效率降低。

2、降低接受机性能。对于功率受限系统，如通信卫星，为了获取高电源效率，功放一般设置在饱和点附近工作。因此高峰均比信号的峰值不可避免的进入功放饱和区，导致非线性失真。非线性失真导致信号带内星座点弥散，接收机误码率升高。对于多载波系统，非线性失真引起的带外谱泄漏还会干扰邻道信号。

3、增加系统的复杂度。高峰均比的信号幅度波动范围较大，因此对系统的 AD

和 DA 的量化位数、接收机射频前端动态范围都提出了更高的要求。

有关高峰均比信号通过功放后，非线性失真对于 DS-CDMA 卫星通信系统的性能影响，将在第三章第三节做详细分析。

2.4 DS-CDMA 通信卫星下行链路信号的峰均比分析

2.4.1 下行链路发送信号分析模型

仿 IS-95 体制的 DS-CDMA 通信卫星下行链路信号模型如下图所示^[58]:

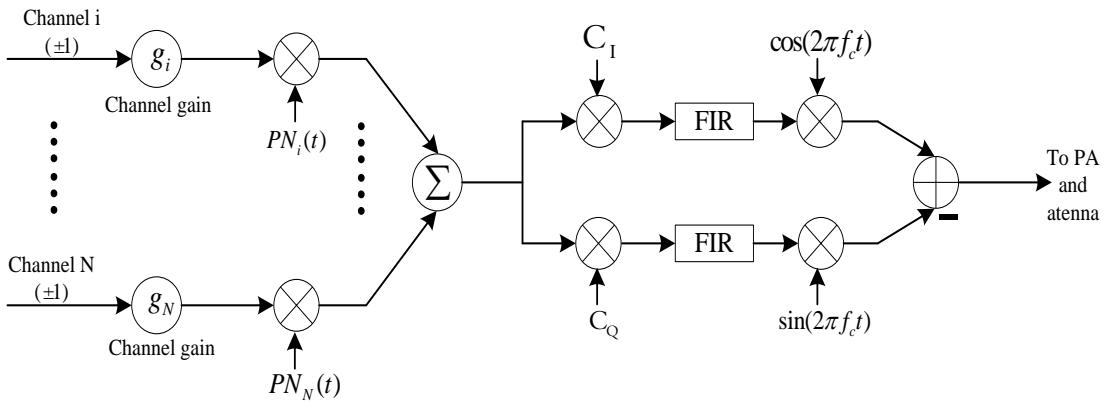


图 2.1 DS-CDMA 下行链路信号模型

下行链路发送信号可表示如下：

$$s(t) = \sum_{i=1}^N g_i \left([D_i(t)PN_i(t)C_I(t)]_{shaped} \cos(2\pi f_c t) - [D_i(t)PN_i(t)C_Q(t)]_{shaped} \sin(2\pi f_c t) \right) \quad (2.2)$$

上式中，N 为码分信道总数；i 为码分信道序号； g_i 为第 i 条码分信道的功率控制因子(也作 ζ_i)； $D_i(t)$ 为第 i 条码分信道数据； $PN_i(t)$ 为第 i 条码分信道正交扩谱伪码； $C_I(t)$ 为 I 路正交信道化伪码； $C_Q(t)$ 为 Q 路正交信道化伪码； f_c 为载波频率。

从式(2.2)中可知，在功率分配因子固定的情况下，发送信号平均功率主要由码分用户信道数目决定；而发送信号的峰值功率除了受到用户数目影响之外，还受到成形滤波的影响。下面两小节将分别分析用户数目和成形滤波对发送信号峰均比的影响。

2.4.2 下行链路信号峰均比的统计分析

频带信号峰均比为其等效基带信号峰均比的两倍，可通过分析下行链路的等效基带信号来研究发送信号的峰均比。根据式(2.2)，可将发送信号的等效基带形式表示如下所示：

$$\tilde{s}(t) = \sum_{i=1}^N g_i \left([D_i(t)PN_i(t)C_I(t)]_{shaped} + j[D_i(t)PN_i(t)C_Q(t)]_{shaped} \right) \quad (2.3)$$

$D_i(t)$, $PN_i(t)$, $C_l(t)$, $C_Q(t)$ 均为取值为 ± 1 的均匀分布二进制随机变量, 因此, 基带信号的同相分量 $D_i(t)PN_i(t)C_l(t)$ 和正交分量 $D_i(t)PN_i(t)C_Q(t)$ 均可视为取值范围为 ± 1 , 均值为 0, 方差为 1 的二进制随机变量, 分别表示为 $b_{li}(t)$ 和 $b_{Qi}(t)$ 。分析码分信道数对峰均比影响时, 暂时先不考虑成形滤波的影响。因此可将基带信号式(2.3)表示为:

$$\tilde{s}(t) = \sum_{i=1}^N g_i b_{li}(t) + j \sum_{i=1}^N g_i b_{Qi}(t) \quad (2.4)$$

首先计算发送信号平均功率:

$$\begin{aligned} P_{avg} &= E[\tilde{s}(t)^2] = E\left(\left(\sum_{i=1}^N g_i b_{li}(t)\right)^2\right) + E\left(\left(\sum_{i=1}^N g_i b_{Qi}(t)\right)^2\right) \\ &= E\left(\sum_{i=1}^N g_i^2 b_{li}^2(t) + \sum_{i=1}^N g_i^2 b_{Qi}^2(t) + \sum_{l=1}^N \sum_{k=1}^N g_l g_k b_{li}(t) b_{lk}(t) + \sum_{l=1}^N \sum_{k=1}^N g_l g_k b_{Qi}(t) b_{Qk}(t)\right) \quad (2.5) \\ &= \sum_{i=1}^N E(g_i^2 b_{li}^2(t)) + \sum_{i=1}^N E(g_i^2 b_{Qi}^2(t)) + \\ &\quad \sum_{l=1}^N \sum_{\substack{k=1 \\ l \neq k}}^N E(g_l g_k b_{li}(t) b_{lk}(t)) + \sum_{l=1}^N \sum_{\substack{k=1 \\ l \neq k}}^N E(g_l g_k b_{Qi}(t) b_{Qk}(t)) \end{aligned}$$

从上文可知, $b_{li}(t) = \pm 1$, $b_{Qi}(t) = \pm 1$, 因此 $E(g_i^2 b_{li}^2(t)) = E(g_i^2 b_{Qi}^2(t)) = g_i^2$ 。对于任意两不同码分信号有 $b_{li}(t)$ 与 $b_{lk}(t)$ 统计独立, $b_{Qi}(t)$ 与 $b_{Qk}(t)$ 统计独立, 因此有:

$$E(g_l g_m b_{li}(t) b_{lk}(t)) = g_l g_m E(b_{li}(t)) E(b_{lk}(t)) = 0 \quad (2.6)$$

$$E(g_l g_m b_{Qi}(t) b_{Qk}(t)) = g_l g_m E(b_{Qi}(t)) E(b_{Qk}(t)) = 0 \quad (2.7)$$

因此, 发送信号平均功率可表示为:

$$P_{avg} = 2 \sum_i^N g_i^2 \quad (2.8)$$

在任意第 K 个符号周期内, 任意采样时刻 n, 发送信号瞬时功率为:

$$\begin{aligned}
P(n) &= \left[\sum_{i=1}^N g_i D_i^{[n/K]} P N_i^n C_I^n \right]^2 + \left[\sum_{i=1}^N g_i D_i^{[n/K]} P N_i^n C_Q^n \right]^2 \\
&= \left[\sum_{i=1}^N g_i D_i^{[n/K]} P N_i^n \right]^2 (C_I^n)^2 + \left[\sum_{i=1}^N g_i D_i^{[n/K]} P N_i^n \right]^2 (C_Q^n)^2 \quad (2.9) \\
&= 2 \left[\sum_{i=1}^N g_i D_i^{[n/K]} P N_i^n \right]^2 = 2 \left[\sum_{i=1}^N g_i b_i \right]^2
\end{aligned}$$

上式中, $b_i = D_i^{[n/K]} P N_i^n = \pm 1$, 为均匀分布二进制随机变量。由此可得到发送信号的瞬时-平均功率比(Instantaneous Average Power Ratio, IAR)为:

$$IAR = \frac{2 \left[\sum_{i=1}^N g_i b_i \right]^2}{2 \sum_i g_i^2} \quad (2.10)$$

从式(2.10)可知, 当随机变量取值均为 1 时, IAR 达到最大值, 也就是信号峰均比的上界。DS-CDMA 通信卫星下行链路信道分为导频信道和业务信道, 假设所有业务信道功率相等, 导频信道功率为业务信道功率的 K^2 倍, 即 $g_{syn} = K g_{traf}$, 可得到发送信号峰均比的上界:

$$\begin{aligned}
PAPR_{max} &= \left[\sum_{i=1}^N g_i \right]^2 \div \sum_i g_i^2 \\
&= (K g_{traf} + (N-1) g_{traf})^2 \div (K^2 g_{traf}^2 + (N-1) g_{traf}^2) \quad (2.11) \\
&= (K + (N-1))^2 \div (K^2 + (N-1))
\end{aligned}$$

图 2.2 给出了以导频信道功率分配因子为参数, 不同业务信道数情况下的发送信号峰均比上界仿真图。从图中可以看出, 导频信道分配因子对峰均比上界影响不大, 而业务信道数越多, 峰均比上界越高。

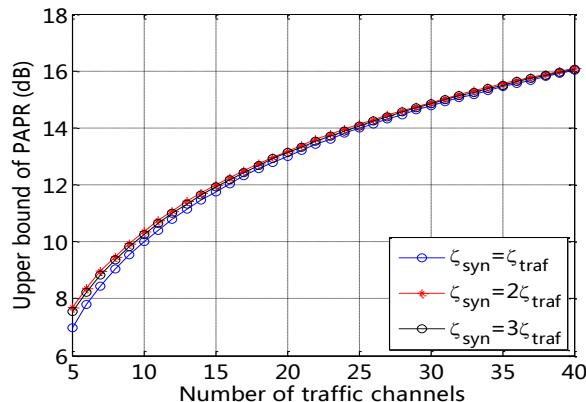


图 2.2 下行链路发送信号峰均比上界

峰均比上界表示峰均比可能的最大值，实际情况中，峰均比最大值出现的概率非常低，分析信号的 IAR 分布更具实际参考价值^[59]。而根据发送信号的各态历经性，在任意采样时刻的 IAR 分布即为发送信号的峰均比时域统计分布。接下来利用 IAR 的互补累计分布函数(CCDF)函数^[60]来考察信号的 IAR 分布。

$$\begin{aligned}
 CCDF(x) &= \Pr(IAR > x) = \Pr\left(\frac{\left[\sum_{i=1}^N g_i b_i\right]^2}{\sum_{i=1}^N g_i^2} > x\right) = \Pr\left(\frac{\left[Kg_{traf} b_{syn} + \sum_{i=2}^N g_{traf} b_i\right]^2}{K^2 g_{traf}^2 + (N-1)g_{traf}^2} > x\right) \\
 &= \Pr\left(\sum_{i=2}^N b_i > \sqrt{x(K^2 + N-1)} - Kb_{syn}\right) + \Pr\left(\sum_{i=2}^N b_i < -\sqrt{x(K^2 + N-1)} - Kb_{syn}\right) \quad (2.12) \\
 &= \frac{1}{2} \Pr\left(\sum_{i=2}^N b_i > \sqrt{x(K^2 + N-1)} - K\right) + \frac{1}{2} \Pr\left(\sum_{i=2}^N b_i > \sqrt{x(K^2 + N-1)} + K\right) + \\
 &\quad \frac{1}{2} \Pr\left(\sum_{i=2}^N b_i < -\sqrt{x(K^2 + N-1)} - K\right) + \frac{1}{2} \Pr\left(\sum_{i=2}^N b_i < -\sqrt{x(K^2 + N-1)} + K\right)
 \end{aligned}$$

如式(2.12)所示，发送信号幅度分布服从二项分布。根据中心极限定理^[61]，当码分信道数 N 足够大时，统计独立的二进制随机变量值的和 $\sum_{i=2}^N b_i$ 可用高斯随机变量进行近似，因此式(2.12)所示的概率分布函数可表示如下：

$$\begin{aligned}
 CCDF(x) &\approx \frac{1}{2} Q\left(\frac{\sqrt{x(K^2 + N-1)} - K}{\sqrt{(N-1)}}\right) + \frac{1}{2} Q\left(\frac{\sqrt{x(K^2 + N-1)} + K}{\sqrt{(N-1)}}\right) + \\
 &\quad \frac{1}{2} \left\{1 - Q\left(\frac{-\sqrt{x(K^2 + N-1)} - K}{\sqrt{(N-1)}}\right)\right\} + \frac{1}{2} \left\{1 - Q\left(\frac{-\sqrt{x(K^2 + N-1)} + K}{\sqrt{(N-1)}}\right)\right\} \quad (2.13) \\
 &= Q\left(\frac{\sqrt{x(K^2 + N-1)} - K}{\sqrt{(N-1)}}\right) + Q\left(\frac{\sqrt{x(K^2 + N-1)} + K}{\sqrt{(N-1)}}\right)
 \end{aligned}$$

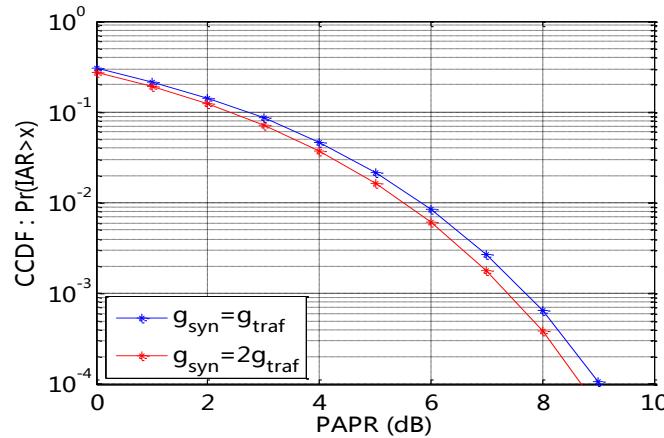


图 2.3 发送信号峰均比统计图(业务信道数 N=40)

图 2.3 给出了在业务信道数为 $N=40$, 不同导频信道功率分配因子时发送信号的峰均比统计图。从图中可以看出, 有 1% 的信号峰均比超过 8dB。

值得注意的是, 式(2.13)中的高斯近似等效以业务信道数 N 足够大为前提。当业务信道数较少时, 将不满足中心极限定理, 近似等效会存在较大的误差。

2.4.3 基带成形滤波对峰均比的影响

为了限制带宽并消除 ISI, 发送信号一般需在基带进行成形滤波。成形滤波一般采用脉冲响应为 sinc 函数形式的低通滤波器。滤波会造成信号幅度摆动, 从而形成瞬时功率峰值。另一方面, 成形滤波脉冲响应的拖尾会使得当前码片信号的幅度受到相邻若干个码片信号的影响, 若相邻码片极性交替, 就会使得当前码片信号幅度与相邻码片信号幅度以相同极性叠加, 产生比较高的瞬时幅度。

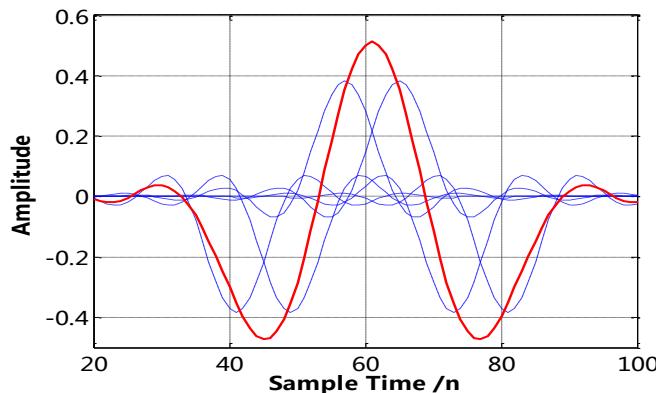


图 2.4 成形滤波对信号幅度的影响

成形滤波对信号幅度的影响示意图如图 2.4 所示。图中码片极性依次为 “- + + - -”, 虚线为各单个码片成形滤波后的波形, 实线为码片流经过成形滤波后的合成波形。从图中可以看出, 因为成形滤波脉冲响应造成的幅度摆动和前后相邻码片成形滤波拖尾的影响, 信号峰值有了非常大的提升。下面分别分析根升余弦和升余弦两种常用的基带成形滤波方法对信号峰均比的影响。

(1) 根升余弦成形滤波对峰均比的影响

根升余弦脉冲响应函数如式(2.14)所示, 不同的成形因子对应的脉冲响应函数如图 2.5 所示。从图 2.5 可以看出, 成形因子越大, 则脉冲响应的幅度起伏越大, 容易引起较高的峰均比。反之成形因子越小, 则脉冲响应的幅度起伏越小, 但是拖尾能量增加, 会使得当前码片信号幅度受相邻码片幅度的影响加剧, 同样有可能造成峰均比增加。

$$h(t) = 4\alpha \frac{\cos(\frac{1+\alpha}{T}\pi t) + \sin(\frac{1-\alpha}{T}\pi t) / (\frac{4\alpha t}{T})}{\pi\sqrt{T}(1 - (\frac{4\alpha t}{T})^2)} \quad (2.14)$$

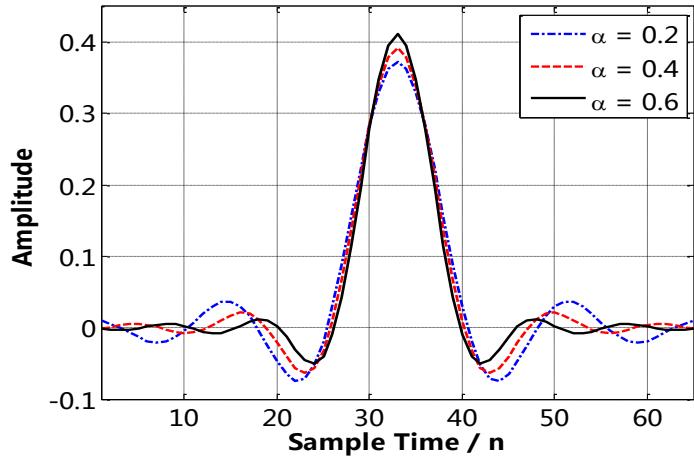


图 2.5 不同成形因子时根升余弦成形滤波脉冲响应比较

图 2.6 (a)和(b)分别给出了码分信道总数为 8 和 20 时不同成形因子情况下，下行链路基带信号的峰均比。仿真参数为：各码分信道功率分配因子相等，根升余弦成形滤波，8 倍过采样，采用蒙特卡罗仿真方法，峰均比统计时间以码片为单位，仿真总码片数为 5×10^5 chips。从图 2.6(a)可知，当码分信道总数为 8 时，在 CCDF 为 10^{-4} 数量级上，成形因子分别为 0.2、0.4 和 0.6 时，PAPR 分别约为 9dB、9.7dB 和 10dB。从图 2.6 (b)可知，当码分信道总数为 20 时，在 CCDF 为 10^{-4} 数量级上，成形因子分别为 0.2、0.4 和 0.6 时，PAPR 分别约为 10dB、10.5dB 和 11dB。从仿真结果可知，根升余弦成形滤波时，成形因子越大，则信号峰均比越高。从而可知，波形成形后信号峰均比主要受码片内信号幅度起伏的影响，而受相邻其他码片波形拖尾能量的影响比较小。

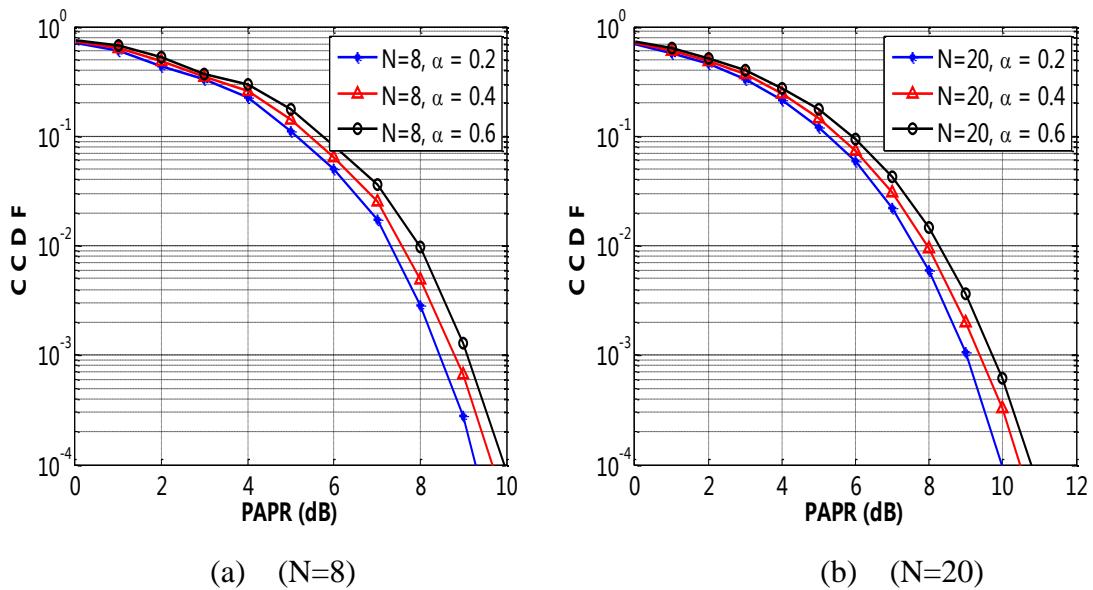


图 2.6 根升余弦成形滤波对发送信号峰均比的影响

(2) 升余弦成形滤波对峰均比的影响

不同成形因子时，升余弦滤波器脉冲响应如图 2.7 所示。

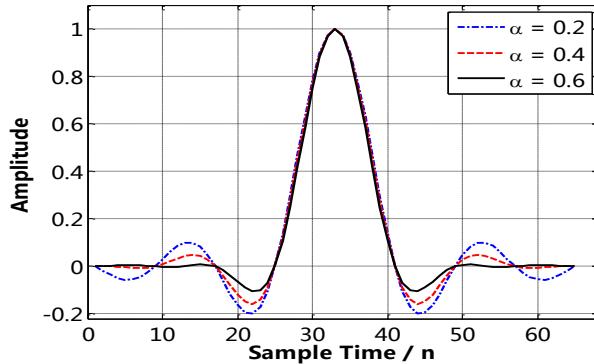


图 2.7 不同成形因子时升余弦成形滤波脉冲响应比较

从图 2.7 中可以看出，不同成形因子时，升余弦成形滤波器的脉冲响应在码片内幅度起伏相同，成形因子分别为 0.2、0.4 和 0.6 时，码片周期内脉冲响应幅度曲线基本重合。因此可以推测，成形因子对升余弦成形滤波信号峰均比的影响不大。

图 2.8 中(a)和(b)分别给出了码分信道总数为 8 和 20 时不同成形因子情况下，下行链路基带信号的峰均比。仿真参数为：各码分信道功率分配因子相等，升余弦成形滤波，8 倍过采样，采用蒙特卡罗仿真方法，峰均比统计时间以码片为单位，仿真总码片数为 5×10^5 chips。

从图 2.8 可知，当码分信道总数为 8 时，在 CCDF 为 10^{-4} 数量级上，成形因子分别为 0.2、0.4 和 0.6 时，PAPR 均为 10dB 左右。从图 2.8 (b)可知，当码分信道总数为 20 时，在 CCDF 为 10^{-4} 数量级上，成形因子分别为 0.2、0.4 和 0.6 时，PAPR 均为 11dB 左右。从而证实了上文的推断，即升余弦成形滤波时，成形因子对峰均比没有影响。

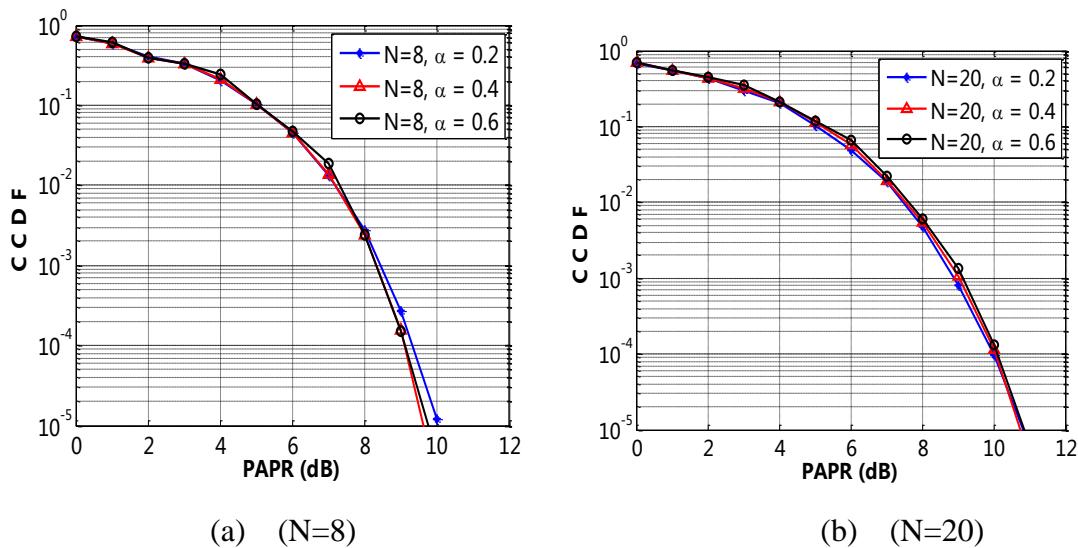


图 2.8 升余弦成形滤波对发送信号峰均比的影响

(3) 成形滤波条件下码分信道数对峰均比的影响

图 2.9 给出了成形因子为 0.3、不同码分信道数时发送信号的峰均比统计结果。从图中可知，在码分信道数分别为 5、10 和 20 时，在 CCDF 的 10^{-4} 数量级上，发送信号峰均比分别约为 8.3dB、9.5dB 和 10.3dB。对比图 2.3 中的没有基带成形时信号峰均比的理论分析结果，考察码分信道数 40 时的情况，此时码分信道数比较大，因此式(2.13)的近似误差较小。如图 2.3 所示，在 CCDF 的 10^{-4} 数量级上，无波形成形时，PAPR 约为 9dB。如图 2.5 所示，在成形因子为 0.3 时，相同概率条件下，PAPR 约为 10.5dB，可见因为波形成形的影响，峰均比有了约 1.5 个 dB 的上升。

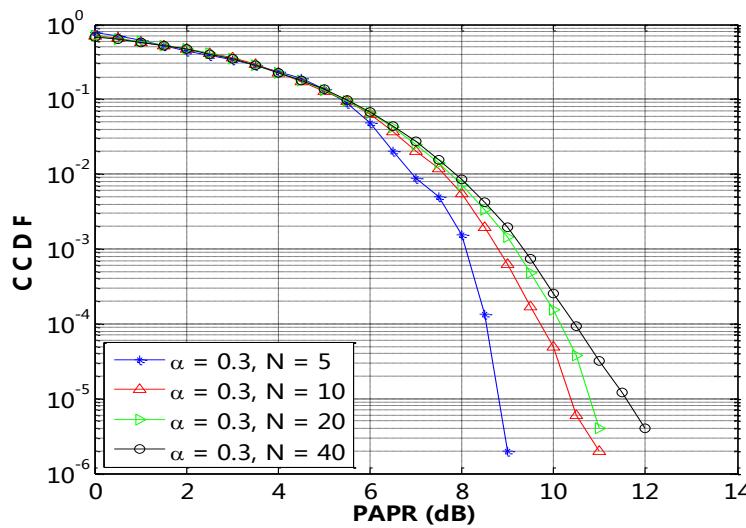


图 2.9 不同码分信道情况下发送信号峰均比统计

2.5 峰均比降低技术

目前降峰均比方法主要分为三类：信号编码技术、扰码类技术和信号预畸变类技术。降峰均比方法的选取准则主要可从以下几个方面考虑：

(1) 首先是降峰均比能力。即对信号峰均比的抑制能力，通过降峰均比处理后，发送信号越接近恒包络则降峰均比能力越佳。

(2) 其次是降峰均比代价。峰均比降低是以牺牲信号质量和增加系统复杂度为代价的。降峰均比处理的根本目的是通过降低峰均比，在一定功放非线性失真条件下，使得发射功率最大，从而达到提高接收机信噪比增加的目的。若降峰均比处理本身就引入较大的噪声，不足以补偿功放回退所带来的信噪比损失，则此举得不偿失。因此降峰均比处理要求其本身引入的带内噪声和带外噪声越小越好。另一方面是复杂度要求，实现复杂度越低越好。尤其是对于本论文的星载应用背景，受限于星载计算资源，算法实现复杂度不能太高。

(3) 对通信制式的普适性。即对通信体制的要求，现有的大多数降峰均比算法都基于 OFDM 体制应用背景，不一定具有对通信体制的普适性。需寻找一种适合本文

DS-CDMA 体制应用的降峰均比算法。

下面简要分析对比现有几类降峰均比算法。

(1) 信号编码类技术^{[62][63][64]}。其基本思想是在通过某种编码方法来减小那些会生成大峰值功率信号的编码图样来降低系统的 PAPR 值。信号编码类技术的优点是：不会引入信号失真，通过精心设计的码字不但能够降低系统峰均比，还具有前向纠错的能力。缺点是为了获得降低的峰均比需要大幅的增加编码开销，会导致传输速率降低；而且具有低峰均比的编码图样较少，不适合多用户系统使用。另外对于仿 IS-95 系统的 DS-CDMA 系统，信号编码有可能会降低各码分信道之间的正交性，恶化系统性能。

(2) 信号加扰类技术^{[65][66][67]}。其基本思想是通过对原信号进行线性分割并乘上相应系数以降低信号峰均比出现概率，或者在发送端加入虚载波分量和虚用户信号，以抵消总发送信号的峰值，达到降低峰均比的目的。此类技术包括选择映射法(Selected Mapping, SLM)、部分传输序列^[20](Partial Transmit Sequences, PTS)、子载波预留等方法。信号加扰类技术的优点是无信号失真，对用户数量没有限制。缺点主要表现在：1、计算复杂度大，需要在发送端进行大量运算以获取合适的注入分量；2、需要传输边带信息，会降低频带利用率，增加系统复杂度。另外，若接收端边带信息解调错误，将引发灾难性后果。

(3) 信号预畸变类技术^{[68][69]}。这类技术基本思想是在功率放大器之前，对信号进行某种非线性处理，使得信号功率峰值降低。信号预畸变类技术包括削波限幅、压缩扩张处理等。信号预畸变类技术的主要缺点是需要进行非线性畸变，所以会引入信号质量的下降。信号预畸变方法最常用的是削波滤波(Clipping)法^{[70][71]}。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。其缺点是会引入削波噪声，对系统本身造成干扰。而且削波噪声与有用信号一同进入功放被放大后发送，会降低接收端的信噪比。

2.6 一种应用于 DS-CDMA 系统的信号分组加扰降峰均比方法

综合比较以上各类降峰均比技术。信号编码类技术在本文应用背景下的仿 IS-95 体制的 DS-CDMA 系统中基本不具备可行性。原因如下：第一，具有低峰均比的码字数量本身非常少，而且一般编码效率极低，会很大程度的降低系统容量。第二，从文献^[72]介绍的下行链路调制原理可知，下行链路用户数据经过卷积编码、符号重复、交织以后，采用伪随机序列进行扩频。显然，为了保证各码分信道的正交性，不能在扩频后再进行其他的编码，否则伪随机序列的正交性被破坏，会导致码分多址干扰加剧。若在扩频前进行编码降峰均比处理的话，由扩频序列的伪随机特性可知，扩频后数据其实为随机数据，因此必然会导致峰均比再次上升。信号预畸变类技术降峰均比效果最明显，但信号预畸变类技术本质上是对信号进行非线性处理，根据 Bussgang

定理^[73]可知，经过非线性处理后，输出信号中将含有非线性噪声，导致信噪比降低。信号预畸变类技术降低峰均比对系统的贡献在于，信号动态范围降低后，信号量化位数可相应的降低，可以减少基带数字处理单元的逻辑资源消耗。另外信号动态范围降低后，相同量化信噪比条件下可降低对 AD/DA 的量化位数要求，或者在相同量化位数的条件下，发送信号的量化噪声可以降低。针对这个特点有相关文献提出了最少 AD 量化位数^[74]和最佳量化信噪比准则^[50]的削波滤波降低峰均比技术。从系统级的角度来看，因为预畸变产生的非线性噪声会进入功放一起放大，即使通过功放回退优化设计后^[75]，也对系统的误码率性能改善不大^{[76][34]}。

信号加扰类技术在不损失信噪比的前提下降低信号峰均比，不会降低系统容量也不会降低发送信号质量，是最具吸引力的降峰均比方法之一。此类技术关键包括两点：第一，设计合理线性分割方法或者分量注入方法，以期获得信号峰均比最大程度的降低；第二，需尽量降低边带信息容量，以便接收端的解调、避免因边带信息错误而导致的灾难性后果。本节针对仿 IS-95 体制 DS-CDMA 系统的信号结构特点，提出了一种基于加扰类的降峰均比方法。

2.6.1 分组加扰降峰均比方法原理

回顾 2.4.1 节推导的发送信号瞬时功率表示式 2.9，重写如下：

$$\begin{aligned}
 P(n) &= \left[\sum_{i=1}^N g_i D_i^{[n/K]} P N_i^n C_I^n \right]^2 + \left[\sum_{i=1}^N g_i D_i^{[n/K]} P N_i^n C_Q^n \right]^2 \\
 &= \left[\sum_{i=1}^N g_i D_i^{[n/K]} P N_i^n \right]^2 (C_I^n)^2 + \left[\sum_{i=1}^N g_i D_i^{[n/K]} P N_i^n \right]^2 (C_Q^n)^2 \\
 &= 2 \left[\sum_{i=1}^N g_i D_i^{[n/K]} P N_i^n \right]^2 \\
 &= 2 \left[\sum_{i=1}^N g_i b_i \right]^2
 \end{aligned} \tag{2.15}$$

可知，发送信号瞬时功率由 I 路和 Q 路组成：

$$P(n) = \left[\sum_{i=1}^N g_i b_i \right]_I^2 + \left[\sum_{i=1}^N g_i b_i \right]_Q^2 \tag{2.16}$$

从图 2.3 的仿真结果可知，功率分配因子对信号峰均比影响不大，因此可假设各信号功率分配因子相等为 $g_i = g$ 。从图 2.1 可知，在乘伪码进行信道化操作之前前，I 和 Q 路数据实际上是相同的。从上式(2.16)可知，当所有码分信道 b_i 相同，或者大部分相同时，其时域叠加信号瞬时功率出现峰值。因此，可以考虑将各码分信道分组，并且对其中某些部分进行反相加扰，使得叠加信号中的各码分信道正、反相数据抵消，

从而降低整体信号的峰值。

将所有 N 条码分信道均匀分成两组，其中一组保持原样不变，而另外一组的信号乘以-1，可得：

$$\begin{aligned}
 P'(n) &= \left[\sum_{part1} g_i b_i + \sum_{part2} g_i b_i \right]^2 + \left[\sum_{part1} g_i b_i - \sum_{part2} g_i b_i \right]^2 \\
 &= \left[\sum_{part1} g_i b_i \right]^2 + \left[\sum_{part2} g_i b_i \right]^2 + 2 \left[\sum_{part1} g_i b_i \right] \left[\sum_{part2} g_i b_i \right] + \\
 &\quad \left[\sum_{part1} g_i b_i \right]^2 + \left[\sum_{part2} g_i b_i \right]^2 - 2 \left[\sum_{part1} g_i b_i \right] \left[\sum_{part2} g_i b_i \right] \\
 &= 2 \left(\left[\sum_{part1} g_i b_i \right]^2 + \left[\sum_{part2} g_i b_i \right]^2 \right)
 \end{aligned} \tag{2.17}$$

将式 2.16 所示加扰前的发送信号瞬时功率也做相同的分组，不过不加扰，表示如下所示：

$$\begin{aligned}
 P(n) &= \left[\sum_{part1} g_i b_i + \sum_{part2} g_i b_i \right]^2 + \left[\sum_{part1} g_i b_i + \sum_{part2} g_i b_i \right]^2 \\
 &= 2 \left(\sum_{part1} g_i b_i + \sum_{part2} g_i b_i \right)^2
 \end{aligned} \tag{2.18}$$

如前文所介绍，当大部分码分信道同相叠加式发送信号峰均比较大，因此当信号峰均比较大时，分组量 $\sum_{part1} g_i b_i$ 和 $\sum_{part2} g_i b_i$ 总是同为正数或者同为负数。显然，对于同时为正、或者同时为负的两个分量 a 和 b 有

$$a^2 + b^2 \leq (a+b)^2 \tag{2.19}$$

因此，经过分组加扰后的发送信号瞬时功率为：

$$P'(n) = 2 \left(\left[\sum_{part1} g_i b_i \right]^2 + \left[\sum_{part2} g_i b_i \right]^2 \right) \leq 2 \left(\left[\sum_{part1} g_i b_i \right] + \left[\sum_{part2} g_i b_i \right] \right)^2 = P(n) \tag{2.20}$$

即经过分组加扰后，信号的瞬时功率总是小于原始信号的瞬时功率。因此发送信号的峰均比会有所降低。

采用分组加扰降峰均比后的下行链路发送通道结构如图 2.10 所示。

对比图 2.1 和图 2.10 可知，采用信号分组加扰后，发送信号的 I 路分量与原来相同，而 Q 路分量为对其中之一分组进行了反相加扰后的结果。分组加扰只是对信号的极性进行反相，并没有注入新的分量，因此发送信号平均功率不会增加。而根据式 (2.20) 结果可知，发送信号的瞬时功率峰值将会有所降低，因此相对于原来为加扰情

况，发送信号峰均比将会降低。

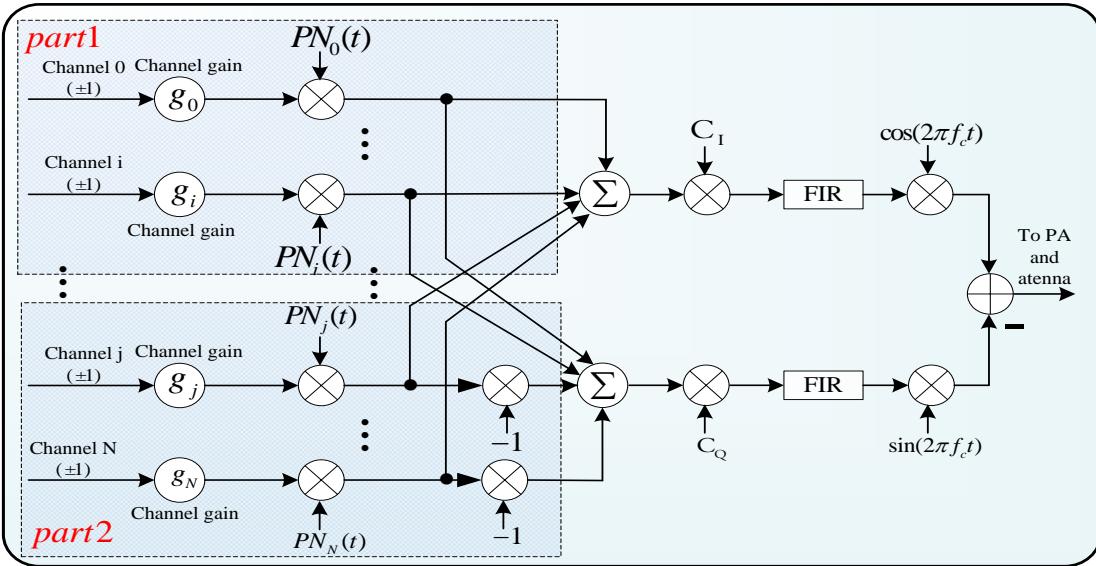


图 2.10 分组加扰降峰均比方法原理框图

2.6.2 性能分析

下面从实现复杂度、边带信息传送、降峰均比效果三个方面分析本节所提的分组加扰降峰均比方法性能。

(1) 实现复杂度

从图 2.10 可知，所提的信号分组加扰降峰均比方法并没有增加太多的运算量，信号加扰只是对所选分组的数据进行反向即可，不需要增加运算量。相对于图 2.1，I、Q 分路分别为原始信号和加扰信号，因此只需增加一个加法器分别做同相、正交分路信号的合路即可。

信号分组加扰降峰均比方法需增加上层的管理模块，来判决对哪些信道进行加扰。可以采用非常简单判决策略：每次有新的接入用户时，根据与此前最后一个接入的用户信号是否加扰来判断当前用户信号是否需要加扰。若此前一用户信号已经加扰，则当前信号保持原状态不加扰，反之若此前一用户信号没有加扰，则对当前接入的用户信号加扰。若有更加往前接入的用户退出，则当前用户的加扰是否与退出的用户相同。

(2) 边带信息分析

本文所提方法对分组 2 的用户信号反极性加扰，因此分组信息就是边带信息，需要告知接入用户。但是从上文可知，极性加扰只是对数据乘上-1，因此即使用户未得到边带信息也可成功解调出数据，只是数据的极性与原来相反。这种情况类似与载波同步时，因锁相环 180 度相位模糊则造成的数据极性模糊，可采用编码或者同步头判决的方式来解决。

因此，本文所提用户信号分组加扰降峰均比方法不需要传送边带信息用户也能正确解调数据。避免了传统的 PTS、LMS 等类方法有边带信息传输错误引发大面积错

误解码的风险。

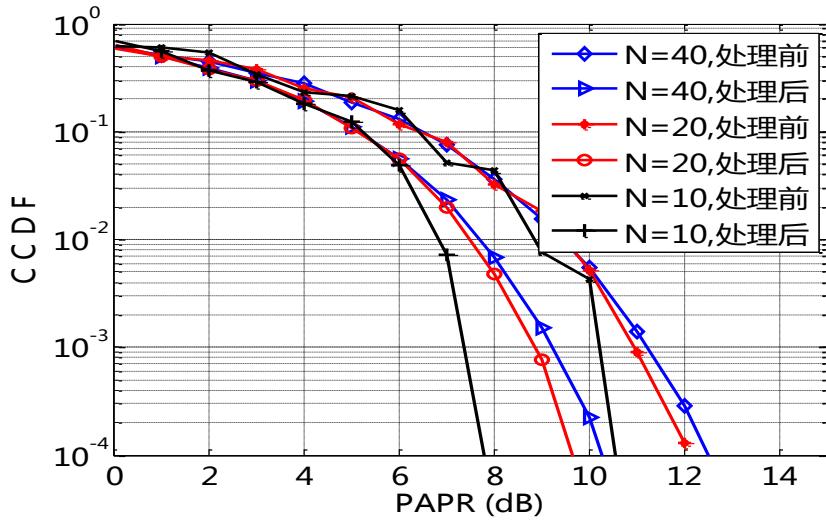


图 2.11 加扰处理前后信号峰均比比较图

(3) 降峰均比效果

根据前文分析可知，用户信号峰均比主要受接入用户数的影响，对用户数分别为 10、20、40 时的下行链路信号进行了峰均比仿真。仿真参数为：码片速率 1.2288 M Chips/S，8 倍过采样根升余弦成形滤波，成形因子为 0.3，用户信号采用 walsh 序列扩频，扩频因子为 64。降峰均比处理前后，信号的 PAPR-CCDF 统计如图 2.11 所示。

从图中可以看出，接入用户数为 20 和 40 时，经过分组加扰后，发送信号峰均比在 10^{-4} 数量级上有将近 2 个 dB 左右的降低。接入用户数为 10 时，则有将近 3dB 的降低。仿真结果表明本节所提分组加扰方法能有效的降低 DS-CDMA 卫星通信系统下行链路信号的峰均比。

2.7 本章小结

本章简要介绍了信号峰均比对通信系统的影响；对本文应用背景的仿 IS-95 体制 DS-CDMA 低轨通信卫星系统下行链路信号的峰均比做了理论分析，研究结果表明，下行链路发送信号峰均比主要受接入用户数和基带成形滤波的影响；总结了各种降峰均比技术，通过分析比较各种降峰均比的优缺点，结合低轨通信卫星系统的特点，选择信号扰码技术作为应用背景下的降峰均比技术。

本章主要创新点为：1、推导了 DS-CDMA 通信卫星系统下行链路信号峰均比统计分布的理论模型。2、提出了一种针对 DS-CDMA 卫星通信系统下行链路信号的降峰均比方法。该方法基于对用户信号分组加扰以抵消信号峰值功率的思想，实现复杂度低、不需要传送边带信息。仿真结果表明，在用户数较多的情况下，通过该方法对用户信号分组加扰后，信号峰均比有 3dB 左右的降低。

第三章 数字预失真功放线性化技术

3.1 引言

功放的线性度和电源效率是一对矛盾，通常功率放大器在接近饱和区具有较高的电源效率但是线性度较差，而在小信号输出时则具有较高的线性度，但是电源效率比较低。功放线性化技术就是通过一定的外部电路或者信号处理技术，补偿功放的非线性特性，使其在高电源效率的饱和区附近也具有较高线性度。

本章主要研究功放的数字预失真线性化技术。首先给出非线性的表现形式、评价指标和常用的功放非线性模型。针对功放非线性对 DS-CDMA 通信系统的影响做了理论分析。重点介绍了间接学习结构的多项式预失真系统及其关键技术。提出了一种新的预失真系统环路延迟估计算法。针对本文应用背景，提出了一种星地协同预失真方案，并设计了半实物仿真平台，在半实物仿真平台上对所提方案进行了验证。

3.2 功放非线性概述

功放的“线性度”可以从两个角度来理解：第一，在时域观察，功放的增益为恒定的常数，即功放的输出信号幅度是其输入信号幅度的恒值放大，不会产生畸变；第二，从频域角度来看，输出信号中仅含有与输入信号频率相同的成分，不会有新的频率成分产生。

严格来说，构成放大器的各种有源器件都具有非线性特性，因此实际功放总是表现出某种程度上的非线性特性。本节主要介绍功放非线性表现形式，线性度衡量指标以及常用的功放非线性行为模型。

3.2.1 功放非线性表现形式

(1) 谐波失真

与其他非线性电路一样，功率放大器也会有谐波失真，即功放输出信号中还有与基波频率成整数倍的新频率成分。设功放输入输出函数为：

$$v_o(t) = f(v_i(t)) \quad (3.1)$$

其中， $v_i(t)$ 为输入电压瞬时值， $v_o(t)$ 为输出电压瞬时值，设功放传递函数可导，可将式(3.1)用幂级数^[77]展开可得：

$$v_o(t) = k_1 v_i(t) + k_2 v_i^2(t) + k_3 v_i^3(t) + \dots \quad (3.2)$$

设输入信号为单音信号 $v_i(t) = A \cos(\omega_l t)$ ，取幂级数前三项，整理后可得：

$$v_o(t) = \frac{1}{2}k_2A^2 + (k_1 + \frac{3}{4}k_3A^2)A\cos\omega_l t + \frac{1}{2}k_2A^2\cos 2\omega_l t + \frac{1}{4}k_3A^3\cos 3\omega_l t \quad (3.3)$$

从式(3.2)可以看出，尽管输入是单一频率信号，但由于功放的非线性失真，输出信号中除了基波分量外，还产生了新的直流项、二次项、三次项以及其他高次谐波分量。谐波分量频率远离基波频率，发射端可以在功放之后接大功率滤波器将其滤除，接收机前端一般也会采用带通滤波处理，因此谐波分量对信号质量影响不大。但谐波能量为无用能量，会使得功放的电源效率降低。

(2) 互调失真

当输入信号为多音信号时，由于功放非线性的影响，输出信号中除了各次谐波分量之外，还会含有输入各信号的交调项，即互调失真。以双音信号为例，设输入信号为：

$$v_i(t) = A(\cos\omega_l t + \cos\omega_2 t) \quad (3.4)$$

同样根据式(3.1)将功放输出信号做幂级数展开^[78]，为分析简便，只取前三项，可得如下：

$$\begin{aligned} v_o(t) &= k_2A^2 + (k_1 + \frac{9}{4}k_3A^2)A\cos\omega_l t + (k_1 + \frac{9}{4}k_3A^2)A\cos\omega_2 t \\ &\quad + \frac{1}{2}k_2A^2\cos 2\omega_l t + \frac{1}{2}k_2A^2\cos 2\omega_2 t + \frac{1}{4}k_3A^2\cos 3\omega_l t + \frac{1}{4}k_3A^2\cos 3\omega_2 t \\ &\quad + k_2A^2\cos(\omega_l + \omega_2)t + k_2A^2\cos(\omega_l - \omega_2)t + \frac{3}{4}k_3A^3\cos(2\omega_l + \omega_2)t \\ &\quad + \frac{3}{4}k_3A^3\cos(2\omega_l - \omega_2)t + \frac{3}{4}k_3A^3\cos(\omega_l + 2\omega_2)t + \frac{3}{4}k_3A^3\cos(2\omega_2 - \omega_l)t \end{aligned} \quad (3.5)$$

从式(3.5)可知，输出信号中除了基波分量和各次谐波分量之外，还产生频率为 $\omega_l + \omega_2$, $2\omega_l \pm \omega_2$, $2\omega_2 \pm \omega_l$ 等互调成分。谐波分量远离基波分量，可以滤除。但奇数次交调分量频率离基波很近，无法滤除。而且若输入信号为一定带宽的调制信号，则交调分量将会与基波分量部分重合，当功放接近饱和区时，交调分量功率以幂级数速率增长，并且在上式(3.5)中，奇数次交调分量系数一般取负数，会使得带内信号增益被压缩，严重影响发送信号质量。

(3) AM/AM 与 AM/PM 失真

从式(3.5)可知，输出信号基波分量幅度为 $k_1 + 9k_3A^2/4$ ，因此当功放存在非线性时，输出信号的幅度不仅与功放本身的增益有关，还与输入信号的幅度有关，即输出信号的幅度受到输入信号幅度调制，这就是幅度-幅度(AM/AM)失真。一般而言， $k_3 < 0$ ，因此功放的增益随着输入信号幅度的增加而减小。如输入信号为矢量信号，

那么输出信号的相位也会受到输入信号幅度的调制，称为幅度-相位失真(AM/PM)。功放的 AM/AM 和 AM/PM 失真在时域表现为输出信号星座点弥散，EVM 值上升。

3.2.2 功放线性度评价指标

通信系统中，评价功放线性度的指标主要有 1dB 增益压缩点(P_{1dB})、三阶交调系数(IMD3)和三阶交叉点(IP3)、邻近信道功率比(ACPR)、归一化均方误差(NMSE)和 EVM。

(1) 1dB 增益压缩点

在小信号输入条件下，功放的增益可视为恒定值，即功放的输出功率与输入功率呈线性增长的关系。随着输入功率的增大，输出功率不再随输入功率的增加而线性增加，而是呈现出一定的压缩特性。如图 3.1 所示的功放归一化输入输出功率关系图。通常把增益下降到比线性增益低 1dB 时的压缩点称为 1dB 压缩点，此时功放的输出功率计为 P_{1dB} 。 $1dB$ 压缩点反应了功放的线性范围， P_{1dB} 越接近饱和功率点则功放的线性范围越大。

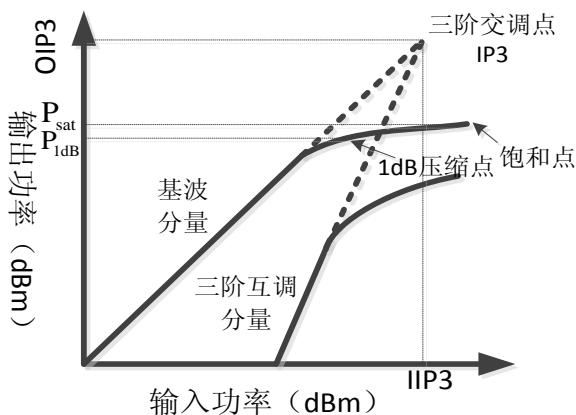


图 3.1 功率放大器非线性参数

(2) 三阶交调系数(IMD3)

在同等输出功率条件下，功放非线性产生的交调分量中，以三阶交调功率最大。因此在系统设计时，常把三阶交调系数作为一个重要的指标。三阶交调通常以三阶交调系数(IMD3)来衡量。三阶交调系统定义为功放输出中三阶交调分量与基波分量功率的比值：

$$IMD3 = 10 \lg \frac{P_3}{P_1} = 10 \lg P_3 - 10 \lg P_1 \quad (3.6)$$

在式(3.6)中， P_1 、 P_2 分别对应基波功率(此处为等幅信号)， P_3 为三阶互调功率，IMD3 的单位为 dBc。

三阶交调另外一个常用指标为三阶交叉点 IP3。当功放进入非线性区后，三阶交调功率则与输入信号振幅的三次方成正比。三阶分量输出功率曲线与主信号功率曲线线性延伸的交点就定义为 IP3。值得注意的是，三阶交叉点并不随输入功率的改变而改变，因此它是系统非线性的一种有用的度量。当输出功率一定时，三阶交叉点 IP3 输出功率越大，功放的线性度就越好。

(3) 邻近信道功率比(ACPR)

从上文式(3.5)可知功放的三阶、五阶、七阶等奇数次谐波分量落在信号带宽之内。由于高阶分量造成的信号功率谱弥散，使得交调分量信号能量落入到邻近信道频段内，造成干扰。邻近信道功率比定义为本信道功率与由于非线性互调分量落到邻近信道功率的比值：

$$ACPR = 10 \lg \frac{\int_{\text{本信道}} S(f) df}{\int_{\text{邻信道}} S(f) df} \quad (3.7)$$

需要注意的是，严格来说邻道干扰不仅仅由功放非线性引起的，削波、成形滤波器的成形系数、信号本身频谱宽度大于信道带宽等原因都会造成邻道干扰。

(4) NMSE 和 EVM

NMSE(Normalized Mean Square Error)是衡量归一化放大器输出与原始输入之间的误差的，这也是衡量预失真器性能的重要指标，NMSE 的定义是^[79]：

$$NMSE(dB) = 10 \lg \left[\frac{\sum_{n=0}^{N-1} |x(n)|^2 - |y(n)|^2}{\sum_{n=0}^{N-1} |x(n)|^2} \right] \quad (3.8)$$

上式中 $x(n)$ 和 $y(n)$ 分别为输入信号和输出信号。误差向量幅度(EVM)定义为误差矢量信号的平均功率的均方根(RMS)和参考信号平均功率的均方根的比值，表示如下^[80]：

$$EVM = \left[\frac{\frac{1}{T} \sum_{t=1}^T [|I_t - I_{0,t}|^2 + |Q_t - Q_{0,t}|^2]}{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N [(I_{0,n})^2 + (Q_{0,n})^2]} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (3.9)$$

NMSE 和 EVM 这两项指标都能有效地表征信号的失真情况。

3.2.3 常用非线性功放行为模型

精确的功放模型的建立对放大器系统的仿真和设计有重要意义。尤其是对于预失真系统的设计，功放模型的建立和分析是预失真系统设计中最关键的第一步，预失真系统的线性化性能也很大程度上取决于所采用的功放模型。功放模型可分为两大类：

用于电路设计的物理模型和用于系统级设计的行为模型。本文所研究的数字预失真系统一般采用行为模型^[81]。本节对常用的模型作简要介绍。

常用的功放模型有：(1)主要用于频域分析的幂级数模型^[82]；(2)用于行波管功放的 Saleh 模型^[83]；(3)用于固态功放(SSPA)的 RAPP 模型^[84]；(4)Volterra 级数模型模型^{[85][86]}；(5)记忆多项式模型^[28]；(6)Wiener 模型^[87]；(7)Hammerstein 模型^[88]；(8)神经网络模型^[89]等。其中(1)(2)(3)属于无记忆模型，后面几种均属于有记忆模型。无记忆模型表达式相对简单，分析简便，广泛应用于系统级设计和仿真中^[90]。记忆模型能够比较精确的表征功放的非线性特性，一般用于功放非线性参数分析、数字预失真设计^[91]等。下面简要介绍这几种常用的功放行为模型。

(1) 幂级数模型

根据泰勒定理，若功放传输函数各阶可导，则可将功放输入输出函数用泰勒级数展开，得到功放的幂级数模型：

$$y(t) = \sum_{k=1}^K c_k x^k(t) \quad (3.10)$$

上式(3.10)中， c_k 表示模型系数，它可以为复数。复系数幂级数模型可以同时描述放大器的 AM/AM 和 AM/PM 变换。幂级数模型形式简单，参数容易辨识，且对各阶失真描述比较直观，所以获得了广泛的应用。但幂级数只适合描述弱非线性条件下的功放模型，对于强非线性条件下，高阶分量拟合精度有限，而且容易出现震荡。

(2) Saleh 模型

Saleh 模型最早用于对行波管功放(Travelling Wave Tube Amplifier,TWTA)进行非线性建模。Saleh 模型采用幅度和相位分开建模的方式描述功放非线性,其特点是形式简单,模型只有四个参数,便于引用,模型中的各阶失真参数不如幂级数直观。Saleh 模型表达式如下所示：

$$f(A) = \frac{\alpha_\alpha A}{1 + \beta_\alpha A} \quad (3.11)$$

$$p(A) = \frac{\alpha_\varphi A^2}{1 + \beta_\varphi A^2} \quad (3.12)$$

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

(3) Rapp 模型

Rapp 模型^[84]常用于描述固态功率放大器(Solid State Power Amplifier, SSPA)的非

线性特性。该模型只考虑 AM/AM 失真。其表达公式如式(3.13)下，其中 $r(t)$ 为输入信号幅度， P 为平滑因子。

$$A(r(t)) = \frac{r(t)}{(1 + r^{2P}(t))^{1/2P}} \quad (3.13)$$

(4) Volterra 模型

Volterra 模型是使用最广泛的非线性系统模型之一^[92]，从理论上说，只要模型的阶数足够高，Volterra 能够以任意精度逼近任意非线性系统^[93]。Volterra 模型可表示为连续函数模型也可以表示为离散级数模型。数字预失真系统中一般采用离散形式的 Volterra 级数模型。从本质上来说，Volterra 级数模型是泰勒级数的更通用化的表示形式。Volterra 级数模型如下式所示：

$$\begin{aligned} y(n) = & \sum_{q_1=0}^{\infty} h_{q_1} x(n-q_1) + \sum_{q_1=0}^{\infty} \sum_{q_2=0}^{\infty} h_{q_1 q_2} x(n-q_1)x(n-q_2) \\ & + \sum_{q_1=0}^{\infty} \sum_{q_2=0}^{\infty} \sum_{q_3=0}^{\infty} h_{q_1 q_2 q_3} x(n-q_1)x(n-q_2)x(n-q_3) \\ & + \sum_{q_1=0}^{\infty} \sum_{q_2=0}^{\infty} \dots \sum_{q_i=0}^{\infty} h_{q_1 q_2 \dots q_i} x(n-q_1)x(n-q_2)\dots x(n-q_i) + \dots \end{aligned} \quad (3.14)$$

在实际应用中，Volterra 级数模型通常截取有限项以减低运算复杂度。从上文分析可知，功放非线性引入的偶数阶交调分量远离基波分量，可以通过滤波器滤除，因此用 Volterra 级数逼近功放非线性特性时，可以忽略偶数阶项。经过简化的 Volterra 级数模型表示如下^[94]：

$$\begin{aligned} y(n) = & \sum_{q_1=0}^{M-1} h_{q_1} x(n-q_1) + \\ & \sum_{q_1=0}^{M-1} \sum_{q_2=0}^{M-1} \sum_{q_3=0}^{M-1} h_{q_1 q_2 q_3} x(n-q_1)x(n-q_2)x(n-q_3) + \\ & \sum_{q_1=0}^{M-1} \sum_{q_2=0}^{M-1} \sum_{q_3=0}^{M-1} \sum_{q_4=0}^{M-1} \sum_{q_5=0}^{M-1} h_{q_1 q_2 q_3 q_4 q_5} x(n-q_1)x(n-q_2)x(n-q_3)x(n-q_4)x(n-q_5) \\ & + \sum_{q_1=0}^{M-1} \sum_{q_2=0}^{M-1} \dots \sum_{q_N=0}^{M-1} h_{q_1 q_2 \dots q_N} x(n-q_1)x(n-q_2)\dots x(n-q_N) \end{aligned} \quad (3.15)$$

Volterra 级数模型对非线性系统具有较强的逼近性能。从式(3.15)可知，其缺点在于模型复杂，系数非常多，因此一般用于分析功放非线性时的建模，不适合用于数字预失真模型。

(5) 记忆多项式模型

针对 Volterra 级数模型过于复杂的缺点，相关文献提出了一种类似于 Volterra 级数模型但是表示形式更加简单的多项式级数模型，即记忆多项式模型^[79]，其表达式

如下式所示：

$$y(n) = \sum_{k=1}^K \sum_{\substack{q=0 \\ k=odd}}^Q a_{kq} x(n-q) |x(n-q)|^{k-1} \quad (3.16)$$

式(3.16)中, K 为非线性阶数, 一般取奇数, Q 为记忆深度。对比式(3.16)和式(3.15)可知, 记忆多项式模型本质上是 Volterra 级数的简化模型, 对式(3.15)的 Volterra 模型去对角项, 即可得到记忆多项式模型。记忆多项式可以采用复数形式的 FIR 结构实现, 如图 3.2 所示。于常规意义上的 FIR 滤波器不同的是, 记忆多项式的抽头系数为非线性函数 $F_q(x)$:

$$F_q(x) = \sum_{k=1}^K a_{2k-1,q} x |x|^{2k-1} \quad (3.17)$$

记忆多项式既能描述功放的记忆特性非线性, 又把系数的数量限制在相对较小的数量级, 因此在数字预失真系统中得到广泛引用^{[95][96][97]}。

值得注意的是, 当式(3.16)中的记忆阶数 Q 为零时, 记忆多项式模型退化成普通多项式模型, 于前面介绍的幂级数模型相同。对于窄带应用背景下, 功放记忆效应比较弱, 可以用无记忆多项模型替代有记忆多项式模型。

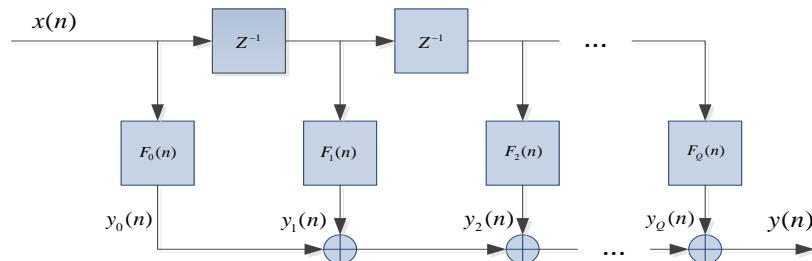


图 3.2 记忆多项式模型实现框图

(6) Wiener 模型与 Hammerstein 模型

Wiener 模型和 Hammerstein 模型都是经典的非线性系统分析模型, 其基本思想是采用非线性函数模块和线性滤波器组来表征带记忆的非线性系统, 如下图所示:



图 3.3 Wiener 模型与 Hammerstein 模型

Wiener 模型是由线性时不变系统 $H(q)$, 后面级联非线性函数模块 $N(\bullet)$ 组成, 其表达形式如下^{[87][98]}:

$$u(n) = \sum_{q=0}^Q h_q x(n-q) \quad (3.18)$$

$$y(n) = \sum_{k=1}^K c_k u(n) |u(n)|^{k-1} \quad (3.19)$$

Hammerstein 模型与 Wiener 模型相似，只不过是把 Wiener 模型的两个子系统交换了位置，其输入输出函数如下式所示^[88]：

$$u(n) = \sum_{k=1}^K c_k x(n) |x(n)|^{k-1} \quad (3.20)$$

$$y(n) = \sum_{q=0}^Q h_q u(n-q) \quad (3.21)$$

由 Wiener 模型和 Hammerstein 模型衍生出来的还有并联多级 Wiener 模型^[94]、并联 Hammerstein 模型^[94]等，其基本原理相同，都是利用多个基本 Wiener 模型或者 Hammerstein 模型并联或者级联，用以提高系统对非线性特性和记忆特性的表征能力，其代价是系统复杂度大幅上升。

(7) 神经网络模型

近年来有研究人员将神经网络理论用于功放非线性分析和预失真系统^{[89][99][100]}。神经网络是基于生物学神经元网络的原理而建立，由输入层、一个或多个隐含层和输出层组成。神经网络具有较强的非线性表征能力，缺点是计算量太大，其权系数随着神经元节点数和隐含层的增加而急剧增长，故其在资源非常有限的星载应用中比较难以实现。

3.3 功放非线性失真对 DS-CDMA 系统的影响

功放非线性特性会导致发送信号发生非线性失真。从时域看，非线性失真信号导致星座点发生弥散，EVM 值上升，信噪比下降。从频域看，非线性失真导致信号带内增益压缩，带外谱扩散。从上文分析可知，非线性噪声为信号本身的谐波分量和交调分量的产物，与信号本身具有较强的相关性。因此由非线性噪声导致的发送信号信噪比下降不能用传统的加性高斯白噪声信道下的分析方法进行分析，需要根据非线性噪声的特性进行分析。

本节主要分析在本论文应用背景下，即仿 IS-95 体制的单载波 DS-CDMA 卫星通信应用中，功放非线性对系统性能的影响。主要从系统误码率和伪码捕获两个方面进行分析。

3.3.1 非线性条件下下行链路分析模型

(1) 非线性功放模型

从上节介绍的各种功放行为模型可知，幂级数模型是从信号的角度来进行建模，对功放输出信号各阶非线性分量的表征比较清晰，便于分析非线性对系统性能的影响。将 K 阶幂级数功放模型重写如下：

$$y(t) = k_1 x(t) + k_2 x^2(t) + k_3 x^3(t) + \cdots + k_K x^K(t) \quad (3.22)$$

调制信号的一般表达式为：

$$x(t) = I(t) \cos(\omega_0 t) + Q(t) \sin(\omega_0 t) \quad (3.23)$$

上式中 $I(t)$ 和 $Q(t)$ 分别表示归一化基带信号的同相和正交分量， ω_0 为载波角频率。为分析简便仅考虑 3 阶以内的谐波失真，将式(3.23)代入式(3.22)，并省去可通过滤波器滤除的零频分量信号和高次谐波分量可得到功放输出信号如下所示。

$$\begin{aligned} y(t) = & \left(I(t) + \frac{3k'_3 I^3(t)}{4} + \frac{3k'_3 I(t) Q^2(t)}{4} \right) \cos(\omega_0 t) + \\ & \left(Q(t) + \frac{3k'_3 Q^3(t)}{4} + \frac{3k'_3 I^2(t) Q(t)}{4} \right) \sin(\omega_0 t) \end{aligned} \quad (3.24)$$

上式中，对功放增益进行了归一化，即用 k_1 对 k_3 进行了归一化， $k'_3 = k_3 / k_1$ 。一般而言，功放呈增益压缩特性，即 $k'_3 < 0$ 。从式(3.24)可以看出，随着输入信号幅度的增加，三阶分量幅度以三次方的速率增加，使得功放整体输出信号幅度增益压缩，同时造成相位失真。模型中基波增益 k_1 和高阶谐波增益 k_3 可根据一组功放的输入和输出值，通过最小二乘法求取。

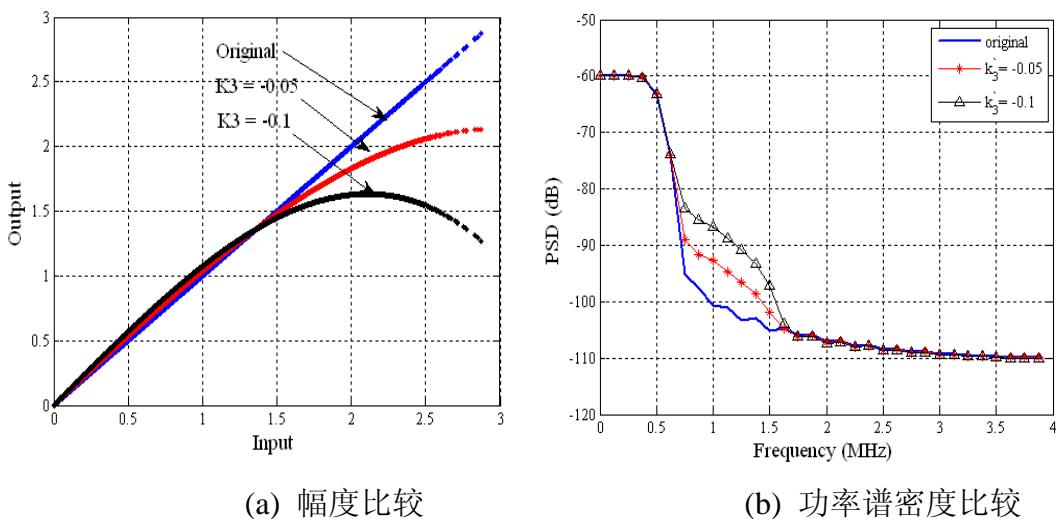


图 3.4 不同失真系数时功放输入输出特性比较

式(3.24)所示的功放模型等效基带输入输出特性如图 3.4 所示。功放输入信号为 8 码分信道的 DS-CDMA 信号，码片速率 1.2288M Chips/S，0.3 成形因子的根升余弦成

形。功放模型非线性系数 k_3' 分别取 -0.05 和 0.1。图(a)为输入输出信号幅度比较, 图(b)为输入输出信号功率谱密度比较。从图中可以看出, 非线性因子 k_3' 绝对值越大, 则功放非线性越强。

(2) 下行链路信号模型

本论文应用背景中, 星载功放的非线性主要影响下行链路信号质量。下行链路分析模型下图所示。

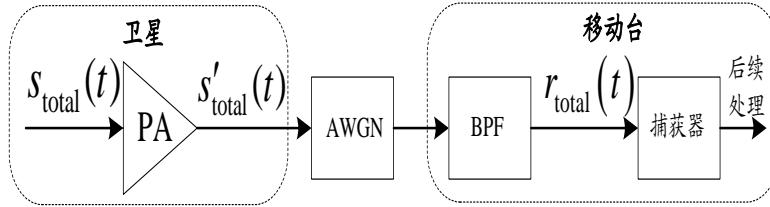


图 3.5 DS-CDMA 卫星通信系统下行链路分析模型

图 3.5 中, $s_{\text{total}}(t)$ 为下行链路数据流正交复用后, 经过上变频的发送信号; $s'_{\text{total}}(t)$ 为经过功放放大, 含有非线性失真分量的发送信号; 卫星信道采用加性高斯白噪声信道模型; $r_{\text{total}}(t)$ 为经过带通滤波后的接收信号。

发送信号 $s_{\text{total}}(t)$ 定义如下^[58]:

$$s_{\text{total}}(t) = m(t) \left(\sum_n C_{In} p(t - nT_c) \cos(\omega_0 t + \phi_\omega) + \sum_n C_{Qn} p(t - nT_c) \sin(\omega_0 t + \phi_\omega) \right) \quad (3.25)$$

上式中相关变量定义为:

C_{In} : I 信道 PN 序列第 n 个码片的极性;

C_{Qn} : Q 信道 PN 序列第 n 个码片的极性;

T_c : 码片周期

ϕ_ω : 载波相位, 假设一个符号内是常数;

$p(t)$: 成形脉冲;

$m(t)$ 为前向链路数据流在基带正交复用的和, 表示为如下所示。

$$m(t) = \sum_{i=0}^{N-1} g_i d_i W_i(t) \quad (3.26)$$

上式中, d_i 表示码片时隙内数据符号的值, $d_i = \pm 1$; g_i 为各码分信道功率分配因子, 对于功率归一化的信号有 $\sum_{i=0}^{N-1} g_i^2 = 1/2$; $W_i(t)$ 为第 i 个沃尔什函数在码片时隙内的值, $W_i(t) = \pm 1$; 将功放的传输函数表示为 $P(\bullet)$, 则有: $s'_{\text{total}}(t) = P(s_{\text{total}}(t))$ 。分析功放非线性影响的过程中, 忽略多普勒效应和多径效应, 因此地面移动台接收信号为:

$$r_{\text{total}}(t) = s'_{\text{total}}(t) + n(t) \quad (3.27)$$

上式中 $n(t)$ 为单边功率谱密度为 N_0 的窄带高斯白噪声, 定义如下:

$$n(t) = \sqrt{2}n_c(t)\cos\omega_0 t - \sqrt{2}n_s(t)\sin\omega_0 t \quad (3.28)$$

其中,

$$\overline{n^2(t)} = \overline{n_c^2(t)} = \overline{n_s^2(t)} = \sigma^2 = \frac{1}{2}N_0 \quad (3.29)$$

3.3.2 功放非线性失真对伪码捕获的影响

伪码捕获的主要评价指标为捕获概率和平均捕获时间。捕获概率一般用于上行突发通信模式的评估; 对于下行广播导频模式, 则一般用平均捕获时间作为评估指标^[3]。无论是捕获概率还是平均捕获时间, 均可通过伪码的检测概率(也称单次捕获概率) $P_D(m=1)$ 和虚警概率 $P_F(m=1)$ 求得^[103]。因此, 本节主要分析功放非线性失真对检测概率和虚警概率的影响。

DS-CDMA 卫星通信系统中广泛采用的非相干 PN 码捕获原理框图如下所示^{[58][3]}:

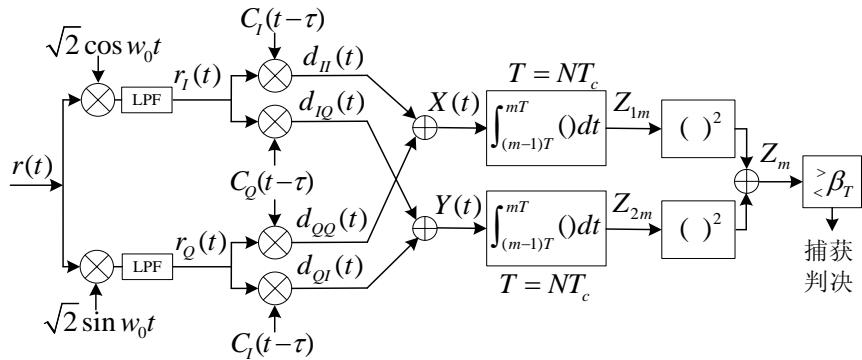


图 3.6DS-CDMA 系统非相干伪码捕获原理框图

在讨论 PN 码捕获时可以不考虑成形脉冲, 得到发送信号的简洁表达式如下所示:

$$s_{\text{total}}(t) = m(t)(C_{In} \cos(\omega_0 t + \phi_\omega) + C_{Qn} \sin(\omega_0 t + \phi_\omega)) \quad (3.30)$$

将式(3.30)所示的发送信号代入式(3.24)所示的功放模型，整理后可得含有非线性失真分量的接收信号为：

$$\begin{aligned} r(t) = & \left(m(t)C_{In} + \frac{3}{4}k_3' m(t)^3 (C_{In}^3 + C_{In}C_{Qn}^2) \right) \cos(\omega_0 t + \phi_\omega) + \\ & \left(m(t)C_{Qn} + \frac{3}{4}k_3' m(t)^3 (C_{Qn}^3 + C_{Qn}C_{In}^2) \right) \sin(\omega_0 t + \phi_\omega) + n(t) \end{aligned} \quad (3.31)$$

上式中， C_{Qn} 取值范围为 ± 1 ，因此，对于任意码片时隙都有如下等式成立：

$C_{In}^3 + C_{In}C_{Qn}^2 = 2C_{In}$ ， $C_{Qn}^3 + C_{Qn}C_{In}^2 = 2C_{Qn}$ 。因此可将 I 路接收信号和 Q 路接收信号分别表示为式(3.32)和式(3.33)所示。

$$\begin{aligned} r_I(t) = & \left[r(t) \times \sqrt{2} \cos \omega_0 t \right]_{\text{低通}} \\ = & \frac{\sqrt{2}}{2} \left(m(t) + \frac{3}{2}k_3' m(t)^3 \right) C_{In} \cos(\phi_\omega) + \\ & \frac{\sqrt{2}}{2} \left(m(t) + \frac{3}{2}k_3' m(t)^3 \right) C_{Qn} \sin(\phi_\omega) + n_I(t) \end{aligned} \quad (3.32)$$

$$\begin{aligned} r_Q(t) = & \left[r(t) \times \sqrt{2} \sin \omega_0 t \right]_{\text{低通}} \\ = & \frac{\sqrt{2}}{2} \left(m(t) + \frac{3}{2}k_3' m(t)^3 \right) C_{Qn} \cos(\phi_\omega) - \\ & \frac{\sqrt{2}}{2} \left(m(t) + \frac{3}{2}k_3' m(t)^3 \right) C_{In} \sin(\phi_\omega) + n_Q(t) \end{aligned} \quad (3.33)$$

将基带信号正交复用和的三次方项 $m(t)^3$ 展开并整理可得：

$$\begin{aligned} m(t)^3 = & \left(\sum_{i=0}^{N-1} g_i d_i W_i(t) \right)^3 \\ = & \sum_{i=0}^{N-1} (g_i d_i W_i(t))^3 + 3 \sum_{i=0}^{N-1} (g_i d_i W_i(t))^2 \sum_{j=0, j \neq i}^{N-1} g_j d_j W_j(t) + \\ & 6 \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} \underset{i \neq j \neq k}{g_i g_j g_k d_i d_j d_k W_i(t) W_j(t) W_k(t)} \end{aligned} \quad (3.34)$$

为了进一步化简式(3.34)，首先根据伽罗华域^[101]的基本定义给出沃尔什序列的两条特性：

性质 1. 任一沃尔什序列 W_i 与 W_0 相乘结果仍为其本身，即 $W_i \bullet W_0 = W_i$ ；

性质 2. 任意两个沃尔什序列相乘结果仍为沃尔什序列，即 $W_i \bullet W_j = W_k$ (若 $i \neq j \neq 0$ ，则 $i \neq j \neq k \neq 0$ ；若 $i = j$ ，则 $k = 0$)。

由于沃尔什序列的正交性，式(3.34)中所有含有沃尔什序列因子 $W_i(t)$ ($i \neq 0$) 的分项经过整数倍码元周期积分后都将等于零。对于任意码分信道数据符号 $d_i = \pm 1$ 都有 $d_i^2 = 1$ ，导频信道无调制数据，即 $d_0 = 1$ 。因此式(3.34)的等效化简表达式为：

$$m(t)^3 = \left(\sum_{i=0}^{N-1} g_i d_i W_i(t) \right)^3 = g_0^3 + 3g_0 \sum_{i=1}^{N-1} g_i^2 \quad (3.35)$$

因此可将 $d_{I_Q}(t)$ 、 $d_{II}(t)$ 、 $d_{QI}(t)$ 和 $d_{QQ}(t)$ 分别表示为：

$$d_{II}(t) = \frac{\sqrt{2}}{2} \left(g_0 + \frac{3}{2} k_3' \left(g_0^3 + 3g_0 \sum_{i=1}^{N-1} g_i^2 \right) \right) C_I(t) C_I(t-\tau) \cos(\phi_\omega) + n_{II}(t) \quad (3.36)$$

$$d_{IQ}(t) = \frac{\sqrt{2}}{2} \left(g_0 + \frac{3}{2} k_3' \left(g_0^3 + 3g_0 \sum_{i=1}^{N-1} g_i^2 \right) \right) C_Q(t) C_Q(t-\tau) \sin(\phi_\omega) + n_{IQ}(t) \quad (3.37)$$

$$d_{QI}(t) = -\frac{\sqrt{2}}{2} \left(g_0 + \frac{3}{2} k_3' \left(g_0^3 + 3g_0 \sum_{i=1}^{N-1} g_i^2 \right) \right) C_I(t) C_I(t-\tau) \sin(\phi_\omega) + n_{QI}(t) \quad (3.38)$$

$$d_{QQ}(t) = \frac{\sqrt{2}}{2} \left(g_0 + \frac{3}{2} k_3' \left(g_0^3 + 3g_0 \sum_{i=1}^{N-1} g_i^2 \right) \right) C_Q(t) C_Q(t-\tau) \cos(\phi_\omega) + n_{QQ}(t) \quad (3.39)$$

根据式(3.36)至(3.39)可得到图 3.6 中的同相、正交分量 Z_{1m}, Z_{2m} 分别为：

$$\begin{aligned} Z_{1m} &= \int_{(m-1)T}^{mT} X(t) dt \\ &= \sqrt{2} \left(g_0 + \frac{3}{2} k_3' \left(g_0^3 + 3g_0 \sum_{i=1}^{N-1} g_i^2 \right) \right) \cos \phi_\omega T R(\tau) + N_1 \end{aligned} \quad (3.40)$$

$$\begin{aligned} Z_{2m} &= \int_{(m-1)T}^{mT} Y(t) dt \\ &= \sqrt{2} \left(g_0 + \frac{3}{2} k_3' \left(g_0^3 + 3g_0 \sum_{i=1}^{N-1} g_i^2 \right) \right) \sin \phi_\omega T R(\tau) + N_2 \end{aligned} \quad (3.41)$$

式(3.41)和式(3.40)中， $R(\tau) = R_{cl}(\tau) = R_{cQ}(\tau)$ ， $R_{cl}(\tau)$ 和 $R_{cQ}(\tau)$ 分别为 I 路和 Q 路 PN 码的自相关函数。 N_1 和 N_2 均为高斯随机变量^[58]，且有： $N_1 = G(0, N_0' T)$ ，

$N_2 = G(0, N_0' T)$, $N_0' > N_0$, 当 $\tau = 0$ 时, $N_0' \approx N_0$ 。因此 Z_{1m}, Z_{2m} 也服从高斯分布:

$$Z_{1m} = G\left(\sqrt{2T}\left(g_0 + \frac{3}{2}k_3'\left(g_0^3 + 3g_0\sum_{i=1}^{N-1}g_i^2\right)\right)R(\tau)\cos\phi_\omega, N_0' T\right) \quad (3.42)$$

$$Z_{2m} = G\left(\sqrt{2T}\left(g_0 + \frac{3}{2}k_3'\left(g_0^3 + 3g_0\sum_{i=1}^{N-1}g_i^2\right)\right)R(\tau)\sin\phi_\omega, N_0' T\right) \quad (3.43)$$

从式(3.42)和式(3.43)可知, 判决变量 $Z_m = Z_{1m}^2 + Z_{2m}^2$ 为两个自由度的非中心 χ^2 随机变量。非中心参量为:

$$\lambda = \left(\sqrt{\frac{2T}{N_0'}}\left(g_0 + \frac{3}{2}k_3'\left(g_0^3 + 3g_0\sum_{i=1}^{N-1}g_i^2\right)\right)R(\tau)\right)^2 \quad (3.44)$$

从式(3.44)可知, 因为功放非线性的影响, 导频信道 PN 码捕获判决量中除了导频信道的能量之外, 还含有其他码分信道能量的因子项 $3/2k_3'\left(g_0^3 + 3g_0\sum_{i=1}^{N-1}g_i^2\right)$,

等效于功放的非线性失真破坏了码的正交性。 k_3' 一般取负值, 从直观上理解可知功放非线性会使得 PN 码的自相关峰降低, 从而影响捕获性能。

为了对非线性条件下的捕获性能做量化分析, 对式(3.44)做进一步变形。将导频信道的幅度因子 g_0 用码片能量表示为: $g_0 = \sqrt{2E_c/T_c}$ 。其中 E_c 表示导频信道码片能量, T_c 为码片周期。设输入为功率归一化信号, 即 $\sum_{i=0}^{N-1}g_i^2 = 1/2$ 。因此可将式(3.44)化简为:

$$\begin{aligned} \lambda &= \left(\sqrt{\frac{2T}{N_0'}}\left(g_0 + \frac{3}{2}k_3'\left(g_0^3 + 3g_0\sum_{i=1}^{N-1}g_i^2\right)\right)R(\tau)\right)^2 \\ &= \left(2\sqrt{\frac{E_c T}{N_0' T_c}}\left(1 + \frac{3}{2}k_3'\left(g_0^2 + 3\sum_{i=1}^{N-1}g_i^2\right)\right)R(\tau)\right)^2 \\ &= \left(2\sqrt{\frac{KE_c}{N_0'}}\left(1 + \frac{3}{2}k_3'\left(\frac{3}{2} - 2g_0^2\right)\right)R(\tau)\right)^2 \\ &= 4K \cdot R^2(\tau) \cdot \frac{E_c}{N_0'} \cdot \left(1 + k_3'\left(\frac{9}{4} - 3g_0^2\right)\right)^2 \end{aligned} \quad (3.45)$$

上式中 $K = T/T_c$, 为积分码片数。 E_c/N_0' 为导频信道输入信噪比。捕获判决量 Z_m 的概率密度函数^[102]为:

$$p_{Zm}(\alpha) = \begin{cases} \frac{1}{2N_0'T} e^{-\frac{1}{2}\left(\lambda + \frac{\alpha}{N_0'T}\right)} I_0\left(\sqrt{\frac{\lambda\alpha}{N_0'T}}\right), & \alpha \geq 0 \\ 0, & \text{else} \end{cases} \quad (3.46)$$

上式中 $I_0(x)$ 为第一类零阶修正贝塞尔函数。对式(3.46)作变量置换: $y = \alpha / N_0'T$, 可得在有信号和无信号的情况下检测量的概率密度函数为:

$$p_{Zm}(y|H_1) = \begin{cases} \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{\lambda+y}{2}\right) I_0\left(\sqrt{\lambda y}\right), & y \geq 0 \\ 0, & \text{else} \end{cases} \quad (3.47)$$

$$p_{Zm}(y|H_0) = \begin{cases} \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{y}{2}\right), & y \geq 0 \\ 0, & \text{else} \end{cases} \quad (3.48)$$

设 PN 码捕获检测量判决门限为 β_T , 则检测概率(也称单次捕获概率) $P_D(m=1)$ 和虚警概率 $P_F(m=1)$ 为:

$$P_F(m=1) = \int_{\beta_T}^{\infty} (P_{Zm}(y|H_0)) dy = \int_{\beta_T}^{\infty} \frac{1}{2} e^{-\frac{1}{2}y} dy = e^{-\frac{1}{2}\beta_T} \quad (3.49)$$

$$P_D(m=1) = \int_{\beta_T}^{\infty} (P_{Zm}(y|H_1)) dy = \int_{\beta_T}^{\infty} \frac{1}{2} e^{-\frac{1}{2}(\lambda+y)} I_0(\sqrt{\lambda y}) dy \quad (3.50)$$

由式(3.49)可知, $\beta_T = -2 \ln(P_F(m=1))$ 。自相关函数 $R(\tau) \leq 1$, 因此检测概率可用玛康 Q 函数^[58]表示为:

$$\begin{aligned} P_D(m=1) &= Q\left(\sqrt{\lambda}, \sqrt{\beta_T}\right) \\ &\leq Q\left(2\sqrt{\frac{KE_c}{N_0}}\rho, \sqrt{-2 \ln[P_F(m=1)]}\right) \end{aligned} \quad (3.51)$$

用高斯 Q 函数近似玛康 Q 函数^[102], 可得到检测概率的上界为:

$$\begin{aligned} P_D(m=1) &\leq Q\left(\sqrt{\beta_T} - \sqrt{\lambda}\right) \\ &= Q\left(\sqrt{-2 \ln[P_F(m=1)]} - 2\left(1 + k_3' (2.25 - 3g_0^2)\right) \sqrt{\frac{KE_c}{N_0}}\right) \end{aligned} \quad (3.52)$$

对比文献^[58]第七章所给出的检测概率上界:

$$\begin{aligned}
 P_D(m=1) &\leq Q\left(\sqrt{\beta_T} - \sqrt{\lambda}\right) \\
 &= Q\left(\sqrt{-2 \ln[P_F(m=1)]} - 2\sqrt{\frac{KE_c}{N_0}}\right)
 \end{aligned} \tag{3.53}$$

可知，经过功放非线性失真后，检测概率表达式中加入了含有功放非线性因子的分量 $\left(1+k'_3(2.25-3g_0^2)\right)$ 。因此，检测概率受功放非线性因子 k'_3 和导频信道幅度因子 g_0 的影响。

首先分析功放非线性因子 k'_3 对检测概率的影响。假设码分信道数为 $N=10$ ，导频信道与各码分业务信道功率相等，即 $\sum_{i=0}^{N-1} g_i^2 = \sum_{i=0}^{N-1} g_0^2 = Ng_0^2 = 1/2$ ，因此， $g_0 = \sqrt{1/2N} = \sqrt{1/20}$ 。输入信号采用根升余弦，成形因子0.3，码片速率为1.2288M Chips/S。设定导频信道输入信噪比 $E_c/N_0 = -15dB$ ，伪码捕获积分码片数 $K = T/T_c = 128$ 。设定功放失真因子 k'_3 分别为-0.05和-0.1时，图3.7为功放输出信号的功率谱密度比较图。图3.8为检测概率比较图。

从图3.7可知，功放失真因子 k'_3 分别为-0.05和-0.1时，输出信号带外谱泄漏分别有约7dB和15dB的抬升；而从图3.8可知，因为功放非线性的影响，一定虚警概率条件下，检测概率有非常大的下降。例如在虚警概率为0.1时，无失真条件下，检测概率为0.97；而在非线性失真条件为 $k'_3 = -0.05$ 和 $k'_3 = -0.1$ ，检测概率分别降为0.93和0.86。

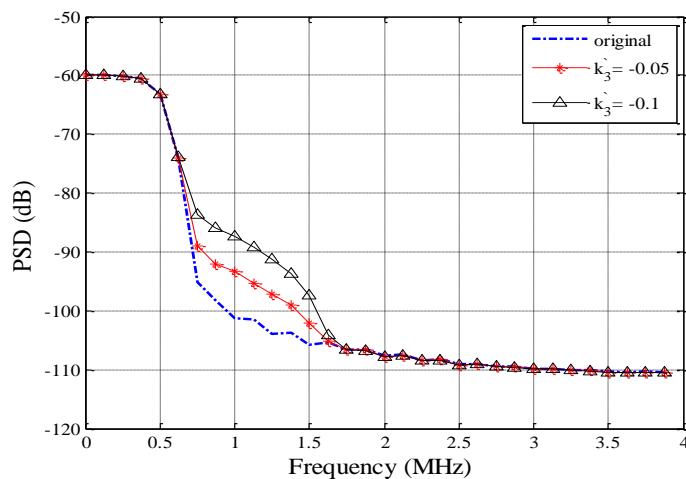


图3.7 不同非线性因子时功放输出信号比较图

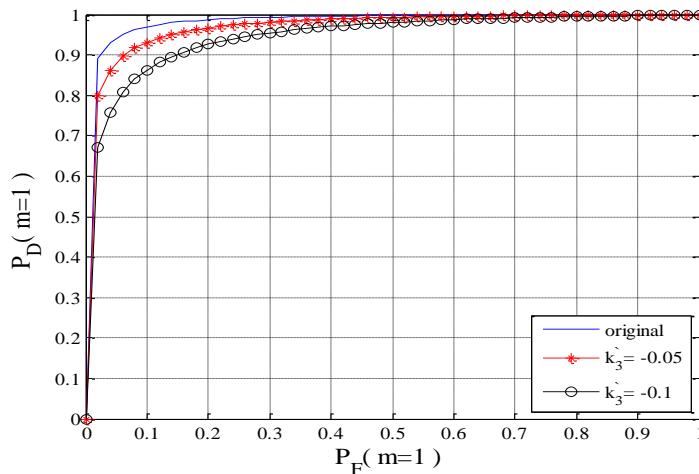


图 3.8 不同程度非线性失真对检测概率的影响

接下来考察功放非线性失真情况下，导频信道幅度因子 g_0 对检测概率的影响。

仿真输入信号跟之前一样，码分信道数 $N=10$ ，输入信号采用根升余弦，成形因子 0.3，码片速率为 1.2288M Chips/S，导频信道输入信噪比 $E_c / N_0 = -15dB$ ，伪码捕获积分码片数 $K = T / T_c = 128$ 。设定功放非线性因子 $k'_3 = -0.05$ 。设各业务信道功率相等，分别仿真导频信道功率为业务信道功率的 1 倍、2 倍和 3 倍时，即， $P_{pilot} = P_{syn}$ 、 $P_{pilot} = 2P_{syn}$ 、 $P_{pilot} = 3P_{syn}$ 时(对于功率归一化的输入信号，对应的导频信道幅度因子 g_0 分别为 $\sqrt{1/20}$ 、 $\sqrt{1/11}$ 和 $\sqrt{1/8}$ ，业务信道幅度因子分别为 $\sqrt{1/20}$ 、 $\sqrt{1/22}$ 和 $\sqrt{1/24}$)，非线性失真对捕获检测概率的影响。

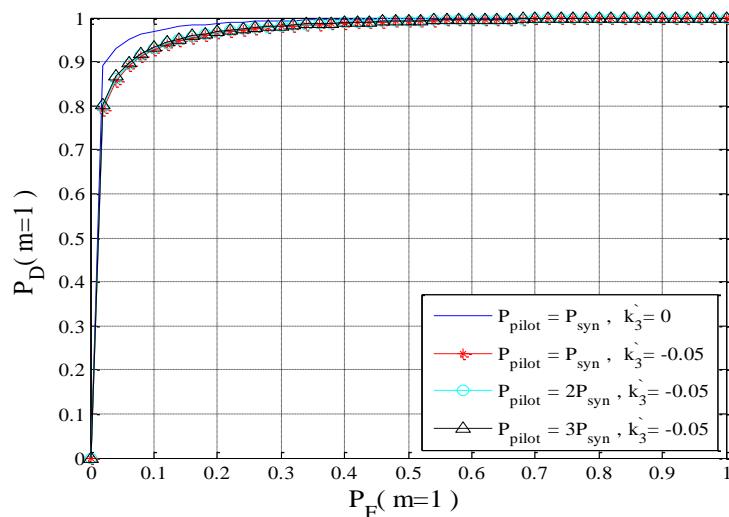


图 3.9 非线性失真条件下功率分配因子对检测概率的影响

从图 3.9 可以看出, 在相同的功放失真系数条件下, 不同的导频信道幅度因子时, 检测概率差别不大, $P_{pilot} = P_{syn}$ 、 $P_{pilot} = 2P_{syn}$ 、 $P_{pilot} = 3P_{syn}$ 时的三条曲线基本重合。

通过以上仿真可以得到结论: 功放非线性失真会降低同等虚警概率条件下的捕获概率上界。其影响主要受功放非线性失真程度的影响, 受各信道功率分配因子影响不大。

3.3.3 功放非线性失真对误码率的影响

本小节分析功放非线性失真对下行链路误码率的影响。考虑高斯白噪声信道下的接收, 下行链路第 q 条码分信道最佳解调器如下图 3.10 所示^[58]:

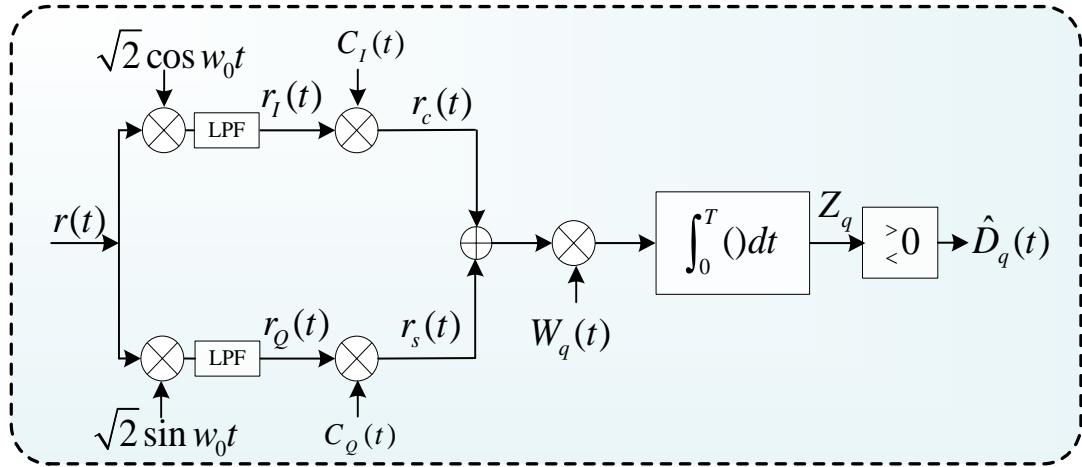


图 3.10 下行链路第 q 条码分信道最佳解调器

回顾式(3.31), 含有功放非线性失真的接收信号可表示为:

$$\begin{aligned} r(t) = & \left(m(t) + \frac{3}{2} k'_3 m(t)^3 \right) C_m \cos(\omega_0 t + \phi_\omega) + \\ & \left(m(t) + \frac{3}{2} k'_3 m(t)^3 \right) C_{Qn} \sin(\omega_0 t + \phi_\omega) + n(t) \end{aligned} \quad (3.54)$$

上式中 $n(t)$ 为单边功率谱密度为 N_0 的窄带高斯白噪声。分析误码率时假设系统码环、载波环均已锁定, 即本地载波与接收信号频差和相差均为 0; 伪码完全同步, 并设伪码自相关函数 $R(0)=1$ 。因此, 接收信号 $r_c(t)$ 和 $r_s(t)$ 可分别表示为:

$$r_c(t) = \frac{\sqrt{2}}{2} \left(m(t) + \frac{3}{2} k'_3 m(t)^3 \right) + n_I(t) \quad (3.55)$$

$$r_s(t) = \frac{\sqrt{2}}{2} \left(m(t) + \frac{3}{2} k'_3 m(t)^3 \right) + n_Q(t) \quad (3.56)$$

回顾伪码捕获时的分析, 根据所给的 Walsh 序列的两条基本性质, 类似的可得到

第 q 条码分信道解调时的等效简化表达式:

$$m(t)^3 = \left(\sum_{i=0}^{N-1} g_i d_i W_i(t) \right)^3 = g_q^3 d_q + 3g_q d_q \sum_{i=0, i \neq q}^{N-1} g_i^2 \quad (3.57)$$

$$m(t) = g_q d_q \quad (3.58)$$

经过码元符号周期积分后的判决量 Z_q 为:

$$\begin{aligned} Z_q &= \sqrt{2}T \left(m(t) + \frac{3}{2}k_3' m(t)^3 \right) + \eta \\ &= \sqrt{2}T \left(g_q d_q + \frac{3}{2}k_3' \left(g_q^3 d_q + 3g_q d_q \sum_{i=0, i \neq q}^{N-1} g_i^2 \right) \right) + \eta \end{aligned} \quad (3.59)$$

同样, 对于平均功率归一化的合成信号, $\sum_{i=0}^{N-1} g_i^2 = 1/2$, 可式(3.59)将进一步化简为:

$$\begin{aligned} Z_q &= \sqrt{2}T g_q d_q \left(1 + \frac{3}{2}k_3' \left(g_q^2 + 3 \sum_{i=0, i \neq q}^{N-1} g_i^2 \right) \right) + \eta \\ &= \sqrt{2}T g_q d_q \left(1 + \frac{3}{2}k_3' \left(\frac{3}{2} - 2g_q^2 \right) \right) + \eta \\ &= \sqrt{2}T g_q d_q \left(1 + k_3' \left(\frac{9}{4} - 3g_q^2 \right) \right) + \eta \end{aligned} \quad (3.60)$$

上式中, η 是均值为 0, 方差为 $N_0 T$ 的高斯随机变量^[58]。因此, 判决量 Z_q 也服从高斯分布:

$$Z_q = G \left(\sqrt{2}T g_q d_q \left(1 + k_3' \left(\frac{9}{4} - 3g_q^2 \right) \right), N_0 T \right) \quad (3.61)$$

因此, 在非线性失真条件下, 下行链路第 q 条码分信道的误码率可表示为:

$$\begin{aligned} P(e) &= Q \left(\sqrt{\left(\sqrt{2}T g_q d_q \left(1 + k_3' \left(\frac{9}{4} - 3g_q^2 \right) \right) \right)^2 / N_0 T} \right) \\ &= Q \left(\left(1 + k_3' \left(\frac{9}{4} - 3g_q^2 \right) \right) \sqrt{\frac{2T g_q^2}{N_0}} \right) \\ &= Q \left(\left(1 + k_3' \left(\frac{9}{4} - 3g_q^2 \right) \right) \sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \right) \end{aligned} \quad (3.62)$$

注意到在上式中, 积分后的码元能量为 $E_b = T g_q^2$ 。从式(3.62)可见, 与伪码捕获

类似，存在功放非线性失真时，系统误码率同样受到非线性因子 k_3' 和功率分配因子的平方项 g_q^2 两个参数的影响。对于 $N \gg 1$ ，假设各码分信道功率相等，则有 $g_q^2 = (1/N)^2 \approx 0$ ，因此功率分配因子对系统误码率的影响不大。下面主要考察功放非线性因子 k_3' 对误码率的影响。

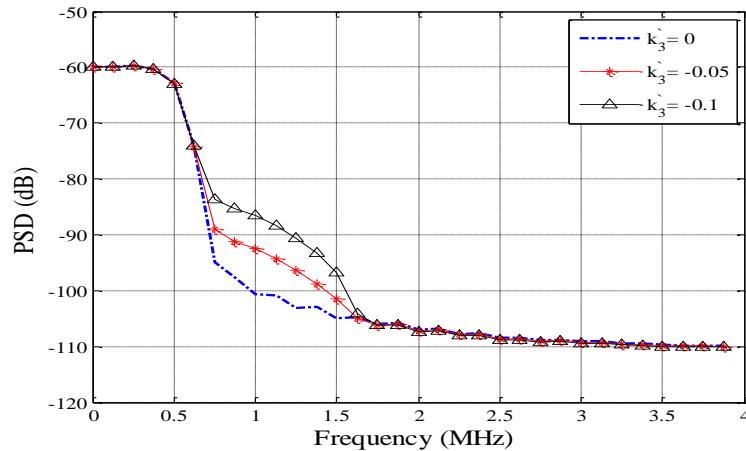


图 3.11 不同非线性因子时功放输出信号比较图

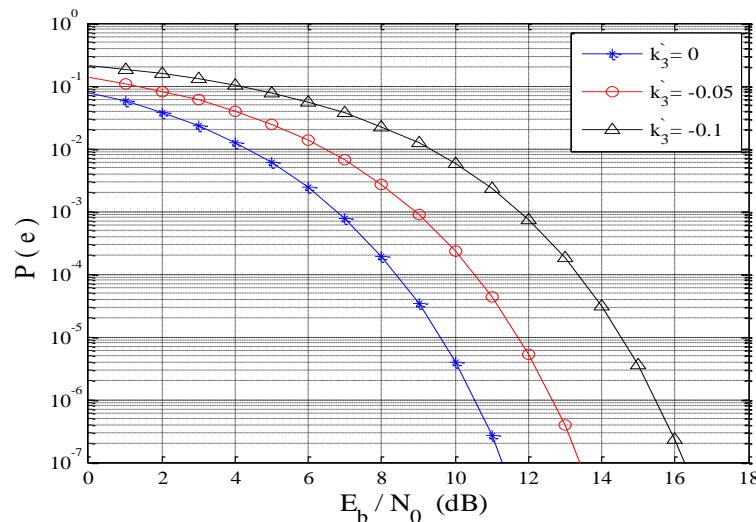


图 3.12 功放非线性失真对误码率的影响

仿真条件与分析伪码捕获时类似，假设码分信道数为 $N=10$ ，各个码分信道功率相等，即 $\sum_{i=0}^{N-1} g_i^2 = \sum_{i=0}^{N-1} g_q^2 = Ng_q^2 = 1/2$ ，因此 $g_q = \sqrt{1/2N} = \sqrt{1/20}$ 。输入信号采用根升余弦，成形因子 0.3，码片速率为 1.2288M Chips/S。设定功放失真因子 k_3' 分别为 -0.05 和 -0.1 时，图 3.11 为功放输出信号的功率谱密度比较图。图 3.12 为误码率比较图。

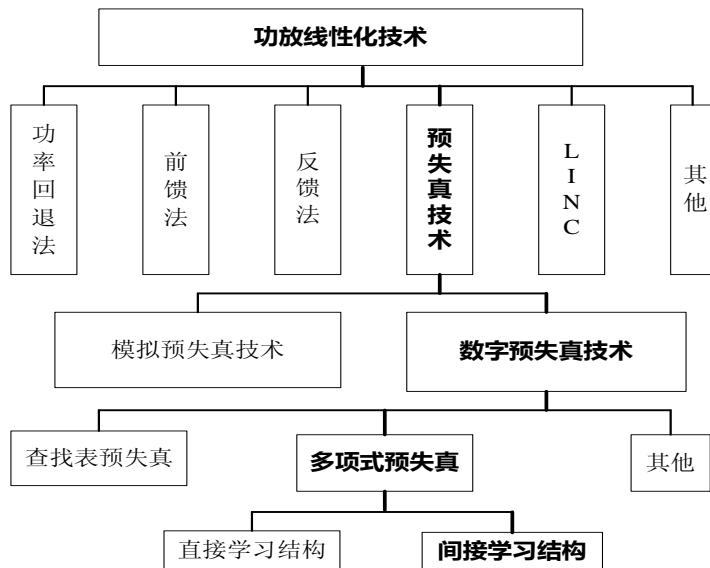
从图 3.11 可知, 功放失真因子 k_3' 分别为 -0.05 和 -0.1 时, 输出信号带外谱泄漏分别有约 7dB 和 15dB 的抬升; 而从图 3.12 可知, 功放非线性对系统误码率影响比较大。例如在 $E_b / N_0 = 10\text{dB}$ 时, 无失真传输时, 误码率为约为 3.8×10^{-6} ; 当 $k_3' = -0.05$ 时误码率上升至 0.2%; 当 $k_3' = -0.1$ 时, 误码率上升至 0.57%。

从上述分析结果可知, 功放非线性失真对系统误码率影响严重, 在实际应用中需进行线性化处理。

3.4 数字预失真功放线性化技术

3.4.1 功放线性化技术概述

功放线性化技术, 即采用适当的外围电路, 对放大器器的非线性特性进行纠正, 从而使得电路在整体上呈现对输入信号的线性放大的效果。功放线性化技术很多, 如下图 3.13 所示, 主要有功率回退法、前馈法、反馈法、LINC 技术、预失真技术等^[103]。下面对各种线性化技术做简要介绍。



(1) 功率回退法

功率回退法就是限制功放管的输出功率, 是一种简单易行的提高线性度的方法。从 3.2 节的分析可知, 功放非线性在接近饱和点时非线性失真比较严重, 而在小信号时线性度比较高。因此可以通过减小功放管的输入功率, 使功放工作在远离饱和点的区域, 以保证输出信号的线性度。功率回退会使得功放输出功率减小, 因此为了保证输出功率不变, 需采用具有较大的最大输出功率的功放, 来进行回退。但是功放管的电源效率与功放管的工作状态有关, 越远离饱和点, 电源效率越低, 因此可以这样理解, 功放回退法是以牺牲电源效率来提高线性度的。

严格来说，功率回退只是简单的使用大功率功放来输出小功率信号，并没有做线性化处理。但是因为其实现简单，在早期的发射机中广泛使用。

(2) 前馈法

前馈法由贝尔实验室的 H. S. Black 于上世纪二十年代提出^{[22][23]}，其基本原理是通过将功率放大器输出端的失真成分相互抵消来达到抑制频谱再生的目的。输入信号首先被分成两路，其中一路进入主功率放大器，另一路进入延迟单元。主功率放大器输出信号包含理想信号和失真信号，这个信号经过衰减后与延迟单元输出信号进行相减，得到失真误差信号。误差信号经过低功率、高线性度的辅助功放放大后，再和延迟后的主功放输出合成，以抵消主功放中的失真误差信号。前馈技术的优点在于能够提供较高的线性化精度，并且适合宽带应用，但这些优点是以高成本和高技术复杂度为代价的。前馈技术的缺点在于系统结构复杂、器件参数调整困难、硬件成本较高。而且两条通路上的参数会因功率变化、温度变化、器件老化等原因而改变，使得线性化效果变差。

(3) 反馈法

反馈法一般是指负反馈，常见的有包络反馈^[104]、极坐标反馈^[24]、笛卡尔反馈^{[25][26]}等方式。反馈法的基本原理是将功放的输出信号耦合一部分送入反馈网络，产生的反馈信号与原输入信号合成一起进入功放输入端，反馈信号和原输入信号共同控制功放的输入，达到线性化的目的^{[105][106]}。负反馈线性法也是以降低功放输出功率为代价来换取线性度的提升，即功放管需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，反馈会改变放大器固有的群时延特性，对相位要求变得更加苛刻，在宽带条件下甚至容易出现不稳定的线性，这些缺点使得反馈线性化技术的应用受到很大限制。

(4) LINC 技术

LINC(LInear amplifier using Nonlinear Components, LINC)最早由 D. C. Cox 提出^[27]，名称含义是采用非线性部件进行线性放大。其基本工作原理是：通过信号分离，将输入信号分割成两路幅度恒定，只存在相位调制的信号，再使用两个参数相同的非线性高效率功放分别对两路信号进行放大，然后在输出端进行合成。早期的信号分离主要是在模拟域实现，在中频或者载频上进行信号分离，系统复杂度较高。近年来随着数字信号处理芯片运算能力的提高，信号分离可以放到基带在数字域实现。LINC 线性化技术的主要优点是在保证线性度的条件下不损失功放电源效率。其主要缺点是上下两通道的相位、幅度要严格平衡，因此容易受温度、器件老化的影响，工作带宽也比较窄。

(5) 预失真技术

预失真技术，顾名思义是信号进放大器之前先进行一次预先失真处理，预失真器(PD Predistorter)非线性特性和放大器特性互逆，因此预失真器和功放合成的整体输出

为线性化输出。其基本原理如图 3.14 所示。

预失真技术是近年来的研究热点，实现方式很多。按照预失真器在发射机中的位置，可分为射频预失真、中频预失真和基带预失真^[103]；按照处理信号的类型可分为模拟预失真和数字预失真。

早期的预失真技术一般在模拟域实现，模拟预失真可在中频进行^{[107][108]}，也可在射频进行^{[109][110]}。射频预失真方法是采用模拟信号处理方式进行预失真，电源效率高，成本低，但是由于失真非线性射频器件，其控制和调整都比较困难。而且也有随着温度变化、器件老化等原因，造成电路参数发生变化，使得预失真线性化性能下降的缺点。

随着近年来数字处理芯片运算能力和的 FPGA 逻辑资源容量的提升，使得预失真在数字域实现成为可能。目前主流的通讯设备提供商，如华为、中兴、阿尔卡特朗讯等公司所采用的基站功放预失真方案几乎全部采用数字基带预失真方式。数字基带预失真具有以下优点：(1)不涉及复杂的射频器件调试，实现方式比较简单；(2)在基带数字域对功放逆特性进行建模，可以方便的采用自适应技术跟踪功放特性的变化，具有比较高的稳定度，并且可以避免因为器件老化，参数变化等原因带来的线性化性能损失。(3)在数字域进行处理，方便控制与调整，便于与动态电压技术、Doherty 功放技术等其他技术配合，提高功放的整体电源效率和线性度。(4)可以实现自适应模型识别，不必对每个功放管进行单独调试，因此便于批量生产，降低成本。

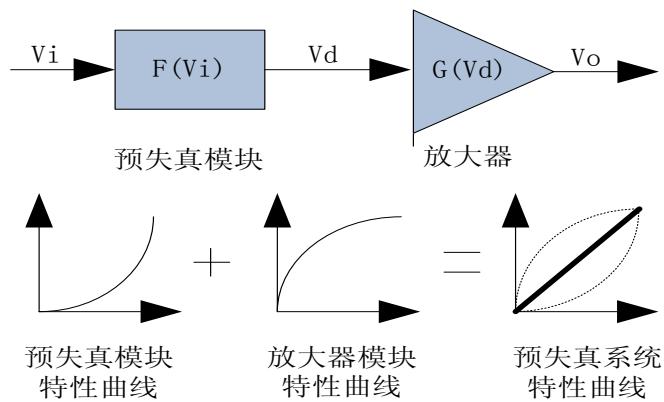


图 3.14 预失真原理示意图

数字基带预失真按所使用模型主要可分为两类：查找表预失真^{[29][48][49]}和多项式预失真^{[79][111][112][113]}。

查找表预失真的原理是建立一张工作函数表存储适当的预失真参数，以输入信号的幅度或者功率作为索引，从表中找出对应的参数与原始信号相乘而达到线性化的目的。典型的查找表预失真原理框图如图 3.15 所示。

查找表预失真性能主要受查找表规模的影响^[128]。查找表划分越细，则量化噪声越小，对功放非线性的逼近程度越高，因此线性化效果越好。但是查找表的规模增大

带来的问题首先是存储资源的消耗增加，其次是查找表刷新的自适应收敛速度会变慢。查找表另外一个缺点是对功放记忆效应的补偿效果有限，有文献通过增加查找表维度的方法来补偿功放记忆效应^{[114][115]}，但是以大幅增加存储容量和大幅降低收敛速度为代价的，实用价值不大。

与查找表预失真不同，多项式预失真采用高阶多项式来拟合功放的逆特性。多项式可分为直接学习结构^{[116][117]}和间接学习结构^[79]。直接学习结构预失真如图 3.16 所示。其实现过程为：首先根据输入信号和功放输出特性，利用多项式构造出功放的输入输出特性模型，然后通过自适应方法求取功放模型的逆模型。利用逆模型对实际功放进行预失真。从实现过程可知，直接学习结构预失真涉及两次自适应过程，因此需要大量的计算和较长的处理时间。

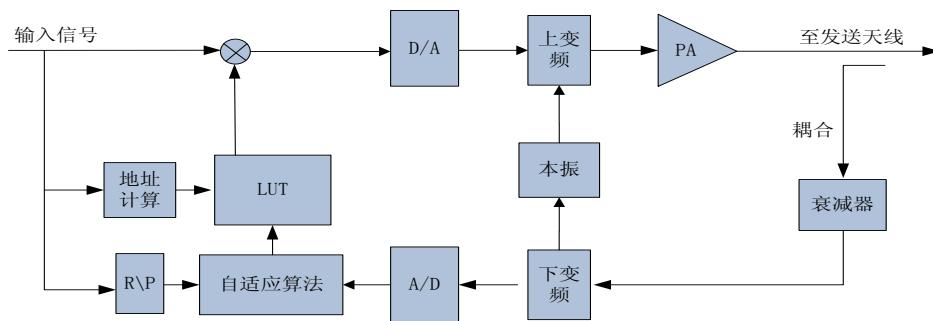


图 3.15 查找表预失真系统原理图

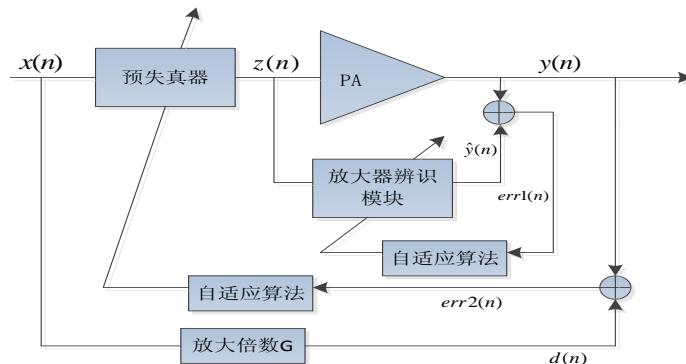


图 3.16 直接学习结构预失真框图

间接学习结构预失真如下图 3.17 所示。设功放线性化增益为 G ，预失真器和预失真训练网络具有相同的结构，对于功放的一组输入输出 $z(n)$ 、 $y(n)$, $y(n) = F(z(n))$, $F(x)$ 为功放模块的传递函数， $y(n)$ 衰减后经过预失真训练网络， $\hat{z}(n) = P(y(n)/G)$ ， $P(x)$ 为训练网络的传递函数，利用 $z(n)$ 和 $\hat{z}(n)$ 的差值进行自适应运算，收敛后 $\hat{z}(n) \approx z(n)$ ，然后将训练网络的参数复制到预失真器中，从而有 $z(n) = P(x(n))$ ，可得 $y(n) = x(n)/G$ ，

达到线性化的目的。

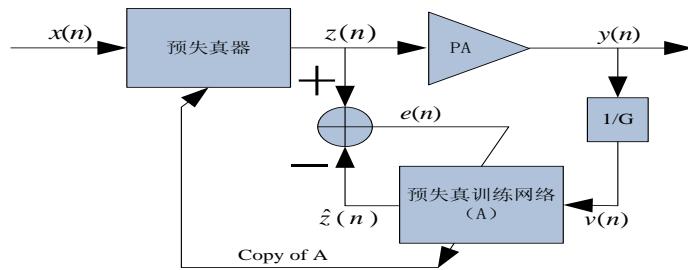


图 3.17 间接学习结构预失真原理框图

从非线性系统分析的角度理解^{[118][119]}，将功率放大器视为一个非线性系统，那么预失真器本质是功放的右逆系统。因为功放的内部参数未知，因此直接预失真结构先对功放进行模式识别，即第一次自适应过程，然后对所识别的功放模型求取逆系统，即第二次自适应过程。而间接学习结构的预失真训练网络实际上实际上是求取功放的左逆系统，然后用左逆系统近似替代右逆系统。直接学习结构预失真系统是用所识别的功放数学模型的左逆系统来替代功放的右逆系统，因此其线性化效果很大程度上取决于所识别的功放数学模型的准确性。理论上来说，非线性系统的右逆系统和左逆系统并不一定能等效互换^[118]，但功放可视为单输入单输出的弱非线性系统，用左逆系统替换右逆系统误差较小，经过实际测试也表明间接学习结构能够对功放的非线性进行有效的补偿^[79]。

结合星载应用背景，综合考虑实现复杂度、稳定度、线性化效果等因素，本文选取间接学习结构预失真技术作为功放线性化解决方案。

3.4.2 间接学习结构多项式预失真系统

3.4.2.1 系统结构与原理

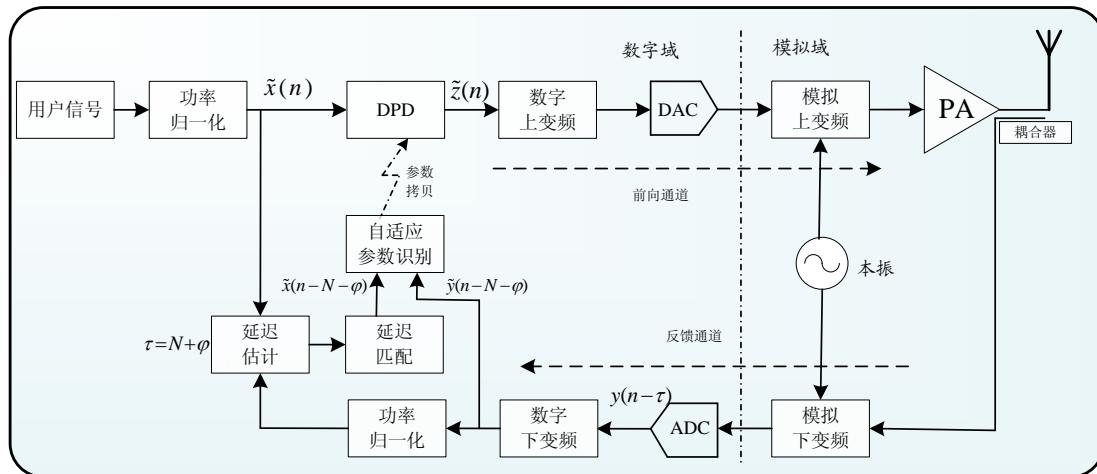


图 3.18 间接学习结构数字预失真原理框图

间接学习结构的数字预失真系统结构原理如图 3.18 所示。系统工作分预失真模

型参数识别模式和正常工作模式两部分，在参数识别模型下，根据原始用户信号 $\tilde{x}(n)$ 和反馈信号 $\tilde{y}(n)$ ，通过自适应算法计算功放的非线性特性逆模型，也就是预失真模型进行参数识别。参数识别过程完成后系统进入正常工作模式，用户信号先经过 DPD 模块进行预失真非线性矫正后，再通过上变频通道送往功放。

系统启动首先进入参数识别模式，此时 DPD 模块旁路，用户信号直接经过数字上变频、DAC、模拟上变频后进入功放。含有功放非线性失真的射频信号经过耦合器进入反馈通道。经过模拟下变频、ADC 采样数字化、数字正交下变频后，得到功放失真后信号的基带版本 $\tilde{y}(n-N-\varphi)$ 。用户信号经过前向和反馈通道后，相对于原始信号 $\tilde{x}(n)$ ，存在环路延迟， N 和 φ 分别整数倍和小数 ADC 采样间隔的环路延迟。延迟估计模块根据 $\tilde{x}(n)$ 和反馈信号 $\tilde{y}(n-N-\varphi)$ 计算出环路延迟量 $N+\varphi$ 。延迟匹配模块根据所得环路延迟量对原始信号 $\tilde{x}(n)$ 进行延迟匹配，得到 $\tilde{x}(n-N-\varphi)$ 。预失真训练模块以 $\tilde{x}(n-N-\varphi)$ 作为参考信号，以 $\tilde{y}(n-N-\varphi)$ 作为输入信号，进行自适应参数识别。自适应算法收敛后，将所求得的预失真器模型参数拷贝到前向通道的 DPD 单元中。参数识别过程完成。

正常工作模式中，用户信号 $\tilde{x}(n)$ 先通过 DPD 单元，得到经过预失真的信号 $\tilde{z}(n)$ ， $\tilde{z}(n)$ 再经过数字上变频模块、DAC 和模拟上变频后，送入功放和发射天线。正常工作模式时，可以关闭反馈通道的延迟估计、延迟匹配、预失真训练器等单元，以节省功耗。实际应用时可以在反馈通道加入信号监测单元对功放输出信号进行实时监测，当功放特性发生变化，导致预失真线性化性能变差时，才打开反馈通道，重新进入参数识别模式进行预失真模型参数的更新。

影响数字预失真性能的关键技术包括：1、预失真模型的选择；2、环路延迟估计精度；3、自适应参数识别算法。

预失真模型的选取对线性化性能起关键作用。模型的非线性阶数、记忆深度的选取直接决定了其线性化性能。功放的非线性特性受功放功放管本身的性能参数、功放的电路结构、功放工作点的选取、输入信号带宽、匹配网络设计等因素的影响。功放工作点越接近饱和区，则非线性失真越严重，所要求的预失真模型非线性阶数也越高。功放输入信号的带宽、匹配网络的设计等因素决定了功放的记忆效应程度，一般而言宽带系统表现出较强的记忆效应，匹配网络带宽也会影响到功放的记忆效应。对于具有记忆效应的功放，需在预失真模型中增加记忆深度，以取得较好的线性化性能。功放管芯本身性能参数和功放电路结构也会对功放的非线性特性产生影响。

环路延迟估计精度也是影响预失真性能的重要因素。参考信号和输入信号存在延迟会导致自适应算法采用错误的信号进行更新，降低预失真模型精度。对于多项式预失真模型，环路延迟还会引入“假性记忆效应”。有关环路延迟对预失真系统的影响，以及环路延迟估计算法将在下文章节进行详细介绍。

自适应算法是预失真系统中的另一项关键技术。自适应算法选取的主要标准包括计算复杂度、收敛速度、收敛精度、稳定度等因素。计算复杂度决定了系统的实现所需硬件资源，这在星载应用背景中尤其重要。收敛速度决定了模型参数识别过程所需要的计算量和时间，对于实时自适应跟踪的预失真系统，收敛速度会影响到系统的响应速度。收敛精度则会影响预失真模型精度，从而决定线性化性能。目前预失真系统中常用的自适应算法有 LMS 算、RLS 算法等。有关数字预失真系统中自适应算法的实现方法将在下小节进行介绍。

3.4.2.2 预失真模型参数自适应识别

DPD 模型参数的自适应识别是预失真系统最关键的技术，模型参数的准确度直接决定了预失真的线性化性能。已有大量学者对预失真系统的自适应参数识别算法做了研究，如求最小均方算法(LMS)^[120]，递归最小二乘算法(RLS)^[121]，矩阵奇异值分解算法(SVD)^[122]，以及其他一些针对这些传统算法的改进算法。自适应算法的选取需考虑实现复杂度、收敛速度、稳定性等方面因素。最小二乘算法具有收敛速度快，稳定度高、实现复杂度适中的特点，在预失真系统中得到广泛应用^{[40][28]}。下面介绍其基本原理^[40]。

设预失真训练单元输入信号为功放输出的失真信号 $y(n)$ ，参考信号为原始信号 $x(n)$ ，误差信号表示为 $e(n) = z(n) - f(y(n))$ ， $f(n)$ 为预失真模型函数。自适应算法优化目标为使得误差信号平方均值最小：

$$\min_{\mathbf{h}} |e|^2 = \min_{\mathbf{h}} \|\mathbf{Z} - \mathbf{Y} \cdot \mathbf{h}\|^2 \quad (3.63)$$

上式中， \mathbf{h} 为 DPD 模型参数向量， \mathbf{Z} 为 DPD 训练器输出信号向量， \mathbf{Y} 为功放输出信号矩阵。因为记忆多项式模型为 Volterra 模型的简化形式，因此介绍自适应参数识别算法时，针对更具一般性的 Volterra 模型：

$$z(n) = \sum_{k=0}^K \sum_{l_1=0}^{L_1} \sum_{l_2=0}^{L_2} \cdots \sum_{l_{2k+1}=0}^{L_{2k+1}} h_{2k+1}(l_1, l_2, \dots, l_{2k+1}) \prod_{i=1}^{k+1} y(n-l_i) \prod_{i=k+2}^{2k+1} y^*(n-l_i) \quad (3.64)$$

将向量和矩阵形式的数据展开如下：

$$\mathbf{Z} = [z(0), z(1), \dots, z(N-1)]^T \quad (3.65)$$

$$\mathbf{Y} = [\Psi(0), \Psi(1), \dots, \Psi(N-1)]^T \quad (3.66)$$

$$\begin{aligned}\Psi(n) = & [\psi_0(0), \psi_0(0), \dots, \psi_0(L_1), \\ & \psi_1(0, 0, 0), \psi_1(1, 0, 0), \dots, \psi_0(L_1, L_2, L_3), \\ & \quad \ddots \\ & \psi_K(0, 0, \dots, 0), \dots, \psi_K(L_1, L_2, \dots, L_{2K+1})]\end{aligned}\quad (3.67)$$

$$\psi_k(l_1, l_2, \dots, l_{2K+1}) = \prod_{i=1}^{k+1} y(n-l_i) \prod_{i=k+2}^{2k+1} y^*(n-l_i) \quad (3.68)$$

$$\begin{aligned}\mathbf{h} = & [h_1(0), h_1(1), \dots, h_1(L_1), \\ & h_3(0, 0, 0), h_3(1, 0, 0), \dots, h_3(L_1, L_2, L_3), \\ & \quad \ddots \\ & h_{2K+1}(0, 0, \dots, 0), h_{2K+1}(1, 0, \dots, 0), \dots, h_{2K+1}(L_1, L_2, \dots, L_{2K+1})]^T\end{aligned}\quad (3.69)$$

对于式(3.63)代价函数，预失真训练器的最小二乘解为：

$$\mathbf{h} = (\mathbf{Y}^H \mathbf{Y})^{-1} \mathbf{Y}^H \mathbf{Z} \quad (3.70)$$

采用最小二乘法(RLS)算法求解式^[40]所示的最小二乘解的迭代步骤如下^[122]：

1、初始化。对于 n=0，设置如下：

$$\mathbf{P}(0) = \lambda^{-1} \mathbf{I}$$

$$\mathbf{h}(0) = [1, 0, \dots, 0]^T$$

式中， $\mathbf{h}(n)$ 表示第 n 此迭代时预失真模型系数； $\mathbf{P}(n)$ 表示第 n 次迭代时的协方差矩阵 $(\mathbf{Y}^H \mathbf{Y})^{-1}$ ； \mathbf{I} 为单位矩阵； $\lambda > 0$ 为遗忘因子。

2、迭代运算。对于 n>0，做如下迭代：

$$\begin{aligned}\mathbf{P}(n) = & \left(\mathbf{I} - \frac{\mathbf{P}(n-1) \Psi^H(n) \Psi(n)}{1 + \Psi(n) \mathbf{P}(n-1) \Psi^H(n)} \right) \mathbf{P}(n-1) \\ \mathbf{h}(n) = & \mathbf{h}(n-1) + \frac{\mathbf{P}(n-1) \Psi^H(n)}{1 + \Psi(n) \mathbf{P}(n-1) \Psi^H(n)} \cdot (z(n) - \Psi(n) \mathbf{h}(n-1))\end{aligned}$$

3.4.2.3 仿真结果

仿真中采用式(3.16)所示的记忆多项式模型作为预失真器，预失真器参数为：非线性阶数取 5 阶；记忆深度分别取 0 和 2，以对比无记忆预失真和有记忆预失真的性能。分别对不同的功放行为模型进行预失真线性化仿真。仿真用输入信号 10 码分信

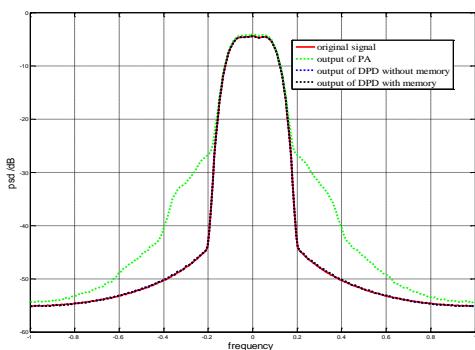
道的 DS-CDMA 信号, 8 倍过采样根升余弦成形, 成形因子为 0.3。分别对 Saleh 模型、Wiener 模型、记忆多项式模型^[33]和 W-H 模型进行了仿真。仿真结果和分析如下图 3.19 所示。

图(a)所示仿真采用 Saleh 功放模型, 仿真设定功放回退 8dB。从图中看见, 经过功放非线性失真后, 大约有 20dB 的带外频谱再生, 经过预失真得到的频谱曲线和输入的谱线几乎重合。Saleh 功放为无记忆模型, 因此无记忆和记忆预失真模型均具有比较好的线性化效果。

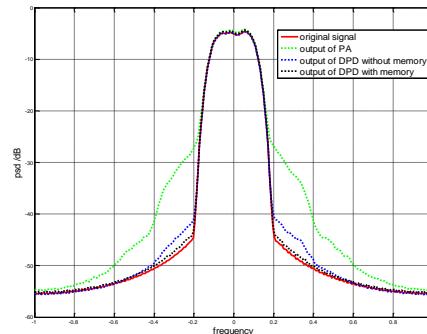
图(b)所示为这对 wiener 模型的预失真。wiener 模型为有记忆模型, 从图中可见记忆多项式预失真器能够取得很好的效果, 而无记忆多项式的预失真效果相对要差。

图(c)所示为针对文献^[33]所测得的一组被广泛使用的记忆多项式模型进行线性化。从仿真结果可知, 记忆多项式预失真器仍然能够取得较好的预失真, 而非记忆预失真的效果随着记忆效应的增强进一步恶化。

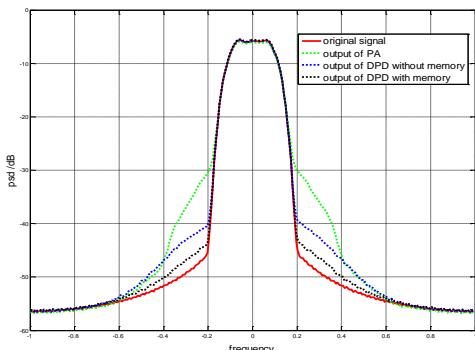
图(d)所示仿真采用的功放模型为一种 wiener 模型和 Hammerstein 结合的 W-H 模型, 具有比较强的记忆效应, 由图(d)可见, 无记忆预失真的线性化比较差, 经过预失真后带外谱扩散仍有 13dB, 而记忆多项式预失真模型仍然能够取得理想的线性化效果, 仅有不到 1dB 的带外谱扩散。



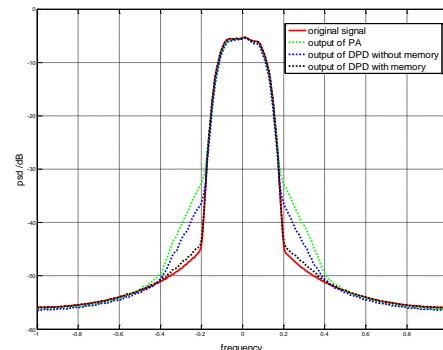
(a) Saleh 模型



(b) Wiener 模型



(c) 记忆多项式模型



(d) W-H 模型

图 3.19 记忆多项式预失真其对各种功放行为模型线性化仿真图

3.4.3 数字预失真系统中的延迟估计

数字预失真系统中，反馈信号经过耦合通道并解调后存在一定的传播延时，即环路延迟。环路延迟需进行精确估计和匹配，否则会对严重恶化预失真线性化性能^[123]。

已有相关文献对预失真系统中的环路延迟估计进行了研究，并提出了相关算法。在已有的算法当中，整数倍延迟一般采用相关累加的方法估计，不同之处在于小数倍延迟估计。如 Tang 提出基于延迟抖动环 DLL 的方法，AiBo 提出的基于内插的方法^[125]，Haoli 和 Xiaoweikong 提出了自适应滤波的方法^{[126][127]}。所有这些算法既有有点也有缺点，DLL 方法具有较快的收敛速度，但是需要额外的硬件开销；内插方法比较简单，但是需要有较高的采样率；自适应算法具有比较高的灵活度，但是收敛速度较慢，而且也需要额外的硬件开销。本节首先分析延迟估计对于预失真系统的影响，然后提出一种新的基于载波相位检测(phase detection-delay estimation, PD-DE)的环路延迟估计算法，通过计算发送信号和反馈信号的相位差来估计环路延迟。因为避免了使用 LMS/RLS 自适应滤波器，PD-DE 具有更低的复杂度和更快的收敛速度。

3.4.3.1 延迟误差对预失真系统的影响

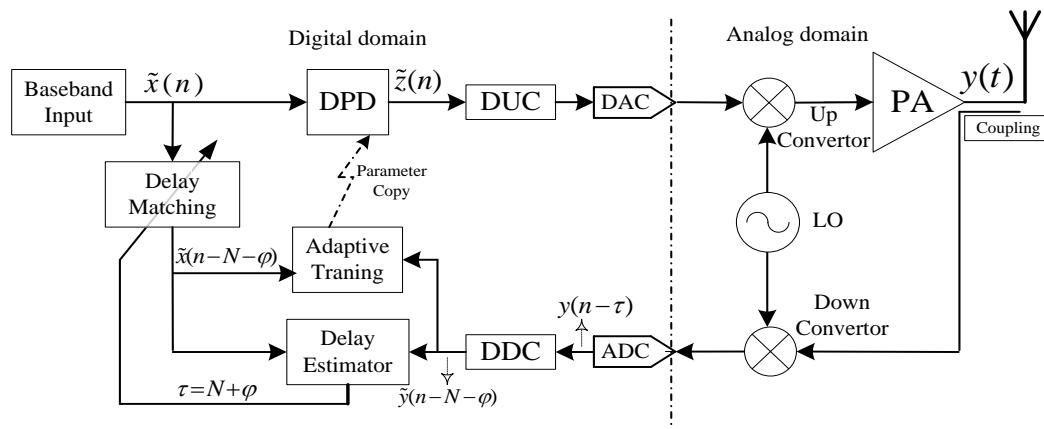


图 3.20 预失真系统环路延迟估计原理图

典型的数字中频结构的 DPD 系统原理框图如图 3.20 所示，间接学习结构^[79]的自适应 DPD 用于补偿 PA 的非线性特性。预失真训练器利用反馈信号 $\tilde{y}(n-N-\varphi)$ 作为输入信号，经过延迟匹配后的本地基带信号 $\tilde{x}(n-N-\varphi)$ 作为参考信号，通过 LMS/RLS 算法得到功放逆模型参数。环路延迟定义为前向信号 $\tilde{x}(n)$ 和反馈信号 $\tilde{y}(n-\tau)$ 之间的传播时延， τ 表示环路延迟，包含整数倍采样延迟 N 和小数倍采样延迟 φ 。

分别讨论延迟误差对查找表预失真和多项式预失真的影响。

对于查找表 DPD，表项自适应更新过程可表示为下式所示^[128]。

$$\begin{cases} F_{n+1}^{[k]} = F_n^{[k]} + 2\mu \tilde{y}_n^* e_n \\ e_n = \tilde{x}_n - F_n^k \tilde{y}_n \end{cases} \quad (3.71)$$

式中 F_n^k 表示在 n 时刻，查找表第 k 个表项中的复增益系数， k 的取值取决于 n 时刻的信号幅度 $|\tilde{y}(n)|$ 。为了分析环路延迟误差对 LUT-DPD 的影响，将反馈信号 $\tilde{y}(n)$ 在 $n-\tau$ 时刻用泰勒公式展开如下式所示：

$$\begin{aligned} \tilde{y}(n) &= \tilde{y}(n-\tau) + \tilde{y}'(n-\tau)\tau + \frac{1}{2}\tilde{y}''(n-\tau)\tau^2 + R(n) \\ &= \tilde{y}(n-\tau) + \xi(n) \end{aligned} \quad (3.72)$$

从式(3.72)可知，延迟误差项 $\xi(n)$ 与 $\tilde{y}(n-\tau)$ 的各阶导数以及延迟 τ 有关。从上式可知，延迟误差将迭加到自适应训练单元的输入信号，引起 ACI 增加^[129]。

对于多项式预失真，延迟误差将会引入“假性记忆效应”，从而恶化线性化性能。首先设无记忆和有记忆预失真模型分别为^[130]：

$$\tilde{z}(n) = \sum_{k=0}^{K-1} a_{2k+1} \left| y(n) \right|^{2k} y(n) \quad (3.73)$$

$$\tilde{z}(n) = \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{l=0}^{L-1} a_{2k+1,l} \left| y(n-l) \right|^{2k} y(n-l) \quad (3.74)$$

根据内插滤波理论，将 $\tilde{y}(n)$ 用其延迟版本 $\tilde{y}(n-\varphi)$ 等效表示如下^[131]：

$$\tilde{y}(n) \approx \sum_{m=-2}^1 p_l(\varphi) \tilde{y}(n+m-\varphi) \quad (3.75)$$

式(3.75)中， $p_l(\varphi)$ 为内插滤波器系数，定义如下^[131]：

$$\begin{aligned} p_{-2}(\varphi) &= \frac{1}{6}\varphi^3 - \frac{1}{6}\varphi \\ p_{-1}(\varphi) &= -\frac{1}{2}\varphi^3 + \frac{1}{2}\varphi^2 + \varphi \\ p_0(\varphi) &= \frac{1}{2}\varphi^3 - \varphi^2 - \frac{1}{2}\varphi + 1 \\ p_1(\varphi) &= -\frac{1}{6}\varphi^3 + \frac{1}{2}\varphi^2 - \frac{1}{3}\varphi \end{aligned} \quad (3.76)$$

将式(3.76)分别代入式(3.73)和式((3.74))可得：

$$\tilde{z}(n) = \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{w=-2}^1 a_{2k+1} \left| \sum_{m=-2}^1 p_m(\varphi) \tilde{y}(n+m-\varphi) \right|^{2k} p_l(\varphi) \tilde{y}(n+w-\varphi) \quad (3.77)$$

$$\tilde{z}(n) = \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{w=-2}^1 a_{2k+1,l} \left| \sum_{m=-2}^1 p_m(\varphi) \tilde{y}(n+m-l-\varphi) \right|^{2k} p_l(\varphi) \tilde{y}(n+w-l-\varphi) \quad (3.78)$$

从式(3.77)和式(3.78)可以看出，因为延迟误差将引入的“假性”记忆效应，无记忆多项式预失真系统变成了记忆多项式预失真系统，而对于记忆多项式预失真系统，延迟误差将增加记忆深度。实际上“假性”记忆并不是功放真正记忆效应，仅仅是由延迟误差引入的，虽然通过增加记忆深度可以使得训练模块具有更好的收敛效果，但不一定能改进预失真性能。已有文献通过仿真定量分析了延迟误差对多项式预失真系统的性能影响。文献^[123]指出存在 1/10 采样间隔的延迟误差的情况下，发射信号的 ACPR 和 EVM 性能指标恶化分别达到 6dB 和 18dB。文献^[132]指出，在奈奎斯特采样的 OFDM 系统中，预失真器的延迟估计误差门限值为 1/64 采样间隔。

对不同延迟情况下，预失真的性能进行了仿真。仿真采用码分信道数为 15 的 DS-CDMA 信号，功放采用 Saleh 模型，预失真采用 5 阶非线性、记忆深度为 3 的多项式模型。图 3.21 给出在不同延迟误差时，经过预失真后功放输出信号的功率谱密度比较图。曲线(a)为原始信号，(b)(c)(d)(e)(f)分别为无延时和延时 0.5、3、5.5 及 10 个符号周期后的预失真功率谱。从图中可以看出，时延较小时，预失真系统的输出和无时延输出结果的功率谱较为接近，而随着时延的不断增大，带外频谱分量也不断增加，预失真性能不断恶化。

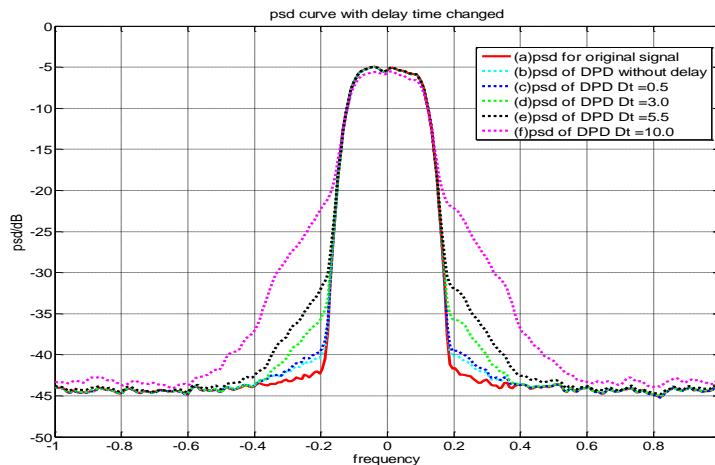


图 3.21 不同延迟对预失真性能的影响

图 3.21 中具体数据统计如表 3.1 所示，表格中计算了各种信号的频谱再生程度，从表中可以看出，无时延时仅仅只有 1.45dB，当 $T_d = 10T_{sample}$ 时已经增大到 18.8dB，严重恶化了预失真的线性化性能。

表 3.1 不同时延信号预失真功率谱对比图

信号类型	PSD	频谱再生
原始信号	-41.32dB	0dB

无时延输出	-39.87dB	1.45dB
时延 $T_d=0.5T_s$	-38.4dB	2.92dB
时延 $T_d=3T_s$	-35.07dB	6.25dB
时延 $T_d=5.5T_s$	-27.99dB	13.33dB
时延 $T_d=10T_s$	-22.52dB	18.8dB

3.4.3.2 基于载波相位检测(PD-DE)的延迟估计算法

基于 PD-DE 算法的数字预失真系统如下图 3.22 所示。与图 3.20 所示不同之处在于，增加了载波相位检测模块。相位检测模块将发送信号和反馈信号的载波相位分别从 DUC 和 DDC 模块中提取出来，并通过 LUT 的将相位差转换成环路延迟。

假设发送信号和反馈信号的中频频点相同为 f_c ，在任意 n 时刻发送信号的中频表示式为：

$$\begin{aligned} x(n) &= I(n) \cos(2\pi f_c n) - Q(n) \sin(2\pi f_c n) \\ &= I(n) \cos(\Phi_1) - Q(n) \sin(\Phi_1) \end{aligned} \quad (3.79)$$

包含环路延迟的反馈信号中频表示式为：

$$\begin{aligned} y(n) &= I(n-\tau) \cos(2\pi f_c (n-\tau)) - Q(n-\tau) \sin(2\pi f_c (n-\tau)) \\ &= I(n-\tau) \cos(\Phi_2) - Q(n-\tau) \sin(\Phi_2) \end{aligned} \quad (3.80)$$

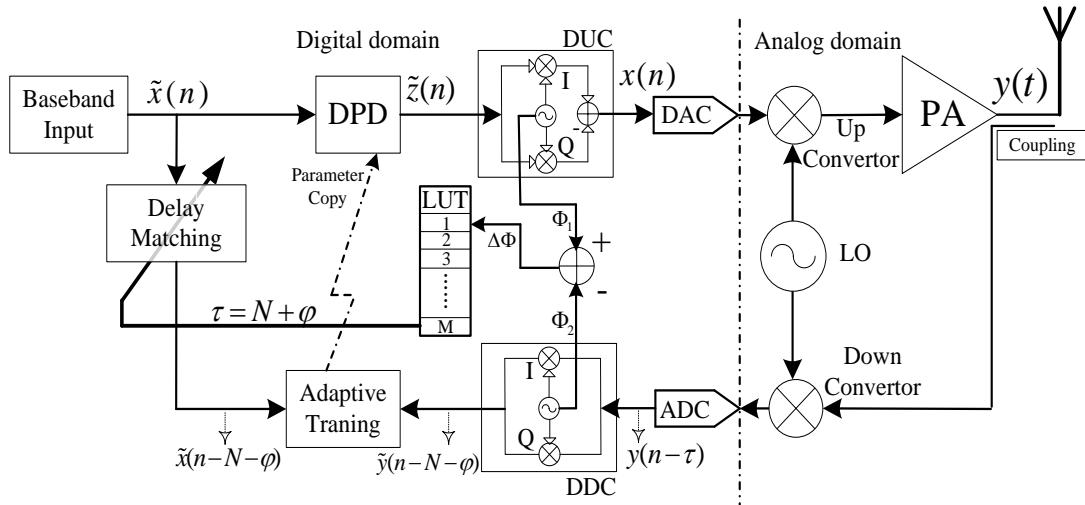


图 3.22 基于 PD-DE 算法的预失真系统结构

设发送端和接收端 NCO 的 LUT 规模为 2^M 。任意 T 时刻，发送信号的载波相位 $\Phi_1 = 2\pi L_1 / 2^M$ 为已知。反馈通道 DDC 模块的载波同步环锁定后，载波瞬时相位 $\Phi_2 = 2\pi L_2 / 2^M$ 可以从 NCO 中提取出来， L_1, L_2 为 T 时刻 NCO 的查找表指针位置。因此 T 时刻发送端和接收端载波相位差为：

$$\Delta\Phi = \Phi_1 - \Phi_2 + 2n\pi \quad (3.81)$$

则相位差等效的环路延迟 τ 为:

$$\tau = \frac{\Delta\Phi}{2\pi} \cdot \frac{1}{f_c} = \frac{\Phi_1 - \Phi_2}{2\pi f_c} + \frac{n}{f_c} \quad (3.82)$$

环路延迟时间可能超过一个载波周期, 而相位的取值范围为 $[0, 2\pi]$, 对应的延迟为 $[0, 1/f_c]$, 所以式(3.81)和式(3.82)分别加入了调整项 $2n\pi$, n/f_c (n 为整数), 以消除整数倍载波周期延迟的模糊度, n 的判决准则将在下文介绍。

接下来将环路延迟 τ 转换成包含整数倍延迟和小数倍延迟的数字表示。设数字中频接口 AD 采样率为 $f_s = R_{sc} f_c$, 式中 R_{sc} 为过采样率, 一般取 $R_{sc} \geq 2$ 。设发送端和接收端 NCO 均为 2^M 规模的 LUT, 从式(3.82)不难得到环路延迟的数字域表示为:

$$\begin{aligned} \tau_n &= \frac{\Phi_1 - \Phi_2 + 2n\pi}{2\pi f_c / f_s} \\ &= (2\pi \frac{L_1}{2^M} - 2\pi \frac{L_2}{2^M} + 2n\pi) / 2\pi R_{sc} \\ &= R_{sc} \frac{L_1 - L_2}{2^M} + nR_{sc} \\ &= \left\{ nR_{sc} + \left\lfloor R_{sc} \frac{L_1 - L_2}{2^M} \right\rfloor \right\} + \left\{ R_{sc} \frac{L_1 - L_2}{2^M} - \left\lfloor R_{sc} \frac{L_1 - L_2}{2^M} \right\rfloor \right\} \\ &= N + \varphi \end{aligned} \quad (3.83)$$

式中 $\lfloor \bullet \rfloor$ 表示向下取整数运算, N 和 φ 分别表示整数倍延迟和小数倍延迟:

$$N = nR_{sc} + \left\lfloor R_{sc} \frac{L_1 - L_2}{2^M} \right\rfloor \quad (3.84)$$

$$\varphi = R_{sc} \frac{L_1 - L_2}{2^M} - \left\lfloor R_{sc} \frac{L_1 - L_2}{2^M} \right\rfloor \quad (3.85)$$

从式(13)和式(14)可以看出, 环路延迟仅为发送端和接收端 NCO 的查找表指针之差 $\Delta L = L_1 - L_2$ 的函数, 可以采用 LUT 的方法在 FPGA 中实现。另外, 式(3.85)中的除法可以采用比特移位的方法实现, 以减少逻辑资源的使用。式(3.84)中, 整数倍载波周期延迟模糊度 n 的取值可通过求取最大相关值方法求得:

$$R_{xy}(n) = \sum_{i=0}^K y(i+n)x^*(i) \quad (3.86)$$

小数倍延迟 φ 可采用式(3.75)所示的插值滤波方法进行补偿^[131]。, 插值滤波器可采用 farrow 结构^[133]实现以节省硬件资源。

3.4.3.3 PD-DE 延迟估计算法性能分析

下面从估计精度、收敛速度和实现复杂度三个方面分析 PD-DE 算法的性能，并给出实测结果。

(1) 延迟估计精度

与传统的预失真延迟估计算法采用相关计算和自适应滤波分别估计整数倍延迟和小数倍延迟不同，PD-DE 算法通过比较发送端和接收端的载波相位差一次性获取整数倍延迟和小数倍延迟。因此，PD-DE 算法的估计精度受载波相位分辨率的影响，而载波相位分辨率主要受 NCO 相位精度和锁相环噪声影响。

首先讨论 NCO 相位分辨率对 PD-DE 估计精度的影响。设 NCO 采用 2^M 规模的 LUT 实现，则其相位分辨率为 $2\pi/2^M$ ，根据式(3.84)和式(3.85)可知，对应的延迟精度为 $R_{sc}/2^M$ 。一般数字中频架构的通信系统有 $R_{sc} \geq 2$ ， $M \geq 12$ 。不妨设 $R_{sc} = 4$ ， $M = 12$ ，可得此时 PD-DE 算法的估计精度为 $10^{-3}SI_{IF}$ 。注意此处 SI_{IF} 为以 f_s 为采样速率的中频采样间隔，远远小于基带信号奈奎斯特采样间隔时间。在 DPD 系统中，为了避免高阶失真带来的频谱混叠，一般应有 $f_s \geq 4f_c$ ， $f_c \geq 5f_b$ ，此处 f_b 为基带信号带宽，对应的奈奎斯特采样间隔为 $SI_B = 2/f_b$ 。可以看出， $SI_B \geq 10SI_{IF}$ ，因此 PD-DE 算法的延迟估计精度可优于 $10^{-4}SI_B$ ，远低于文献^[132]所提的 $(1/64)SI_B$ 的上限。

接下来分析锁相环相位噪声对 PD-DE 算法的影响。锁相环相位噪声来源于鉴相误差，功放非线性失真等，会导致接收端载波同步时的相位误差。相位噪声也会恶化 PD-DE 算法的精度。设锁相环输出信号相位抖动范围为 $\pm\Phi_e$ ，根据式(3.82)可知，相位抖动对延迟估计的影响为：

$$\tau = \frac{\Delta\Phi \pm \Phi_e}{2\pi} \bullet \frac{1}{f_c} = \frac{\Phi_1 - \Phi_2}{2\pi f_c} + \frac{n}{f_c} \pm \frac{\Phi_e}{2\pi f_c} \quad (3.87)$$

设 $f_s = R_{sc}f_c$ ，根据式(3.83)可得到延迟估计误差为：

$$\tau_e = \pm \frac{\Phi_e}{2\pi f_c} f_s = \pm \frac{\Phi_e}{2\pi f_c} \bullet R_{sc}f_c = \pm \frac{R_{sc}\Phi_e}{2\pi} \quad (3.88)$$

用式(3.8)所示的 NMSE 指标来定量分析延迟估计对 DPD 系统的影响。式(3.8)中 $x(n)$ 和 $y(n)$ 分别表示前向基带信号和反馈基带信号。

仿真参数为：基带信号：12 码分信号单载波直扩 CDMA 信号；码片速率：1M Chips/S；根升余弦成形，成形系数 0.3；前向和反向信号载波频率：10MHz；中频采样率：40MHz。功放模型采用文献^[28]所提的 5 阶非记忆多项式模型，功放回退 5dB。

锁相环相位噪声对延迟估计误差的影响如图 3.23 所示，延迟估计误差对 NMSE 的影响如图 3.24 所示。一般而言，在预失真系统中，载波同步相位误差需在 10° 范围内，从图 3.23 和图 3.24 可知，10 度相位误差对应的延迟估计误差范围为 $\pm 0.1SI_{IF}$ ，而 $\pm 0.1SI_{IF}$ 的延迟误差对应的 NMSE 小于 -55dB，可以满足 DPD 的要求。

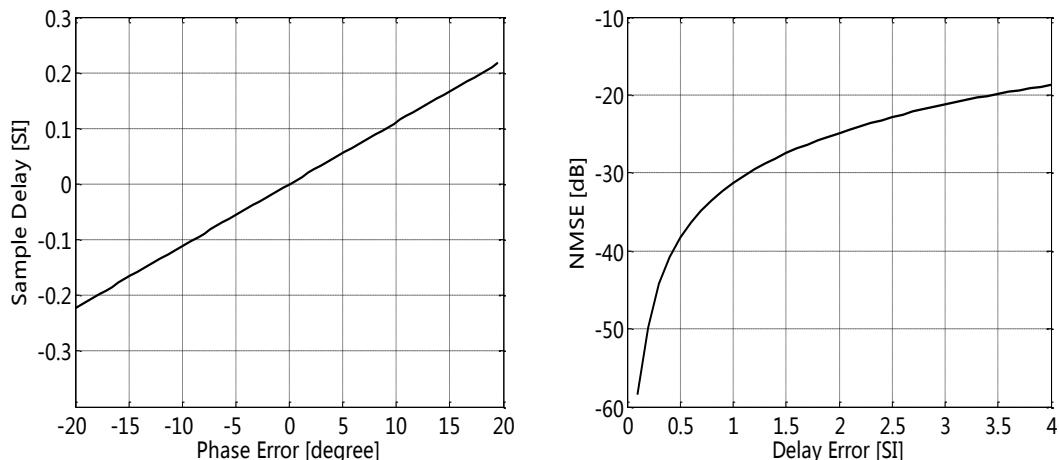


图 3.23 锁相环相位噪声对延迟估计的影响 图 3.24 延迟误差对反馈信号的影响

仿真设定环路延迟为 $8.224SI_{IF}$ ，NCO 采用 $2^{14} = 16384$ 规模的查找表实现。从发送端和接收端 NCO 提取的相位指针分别为 $L_1 = 2874$ 和 $L_2 = 1956$ 。根据式(3.84)和式(3.85)，可以计算出此时的整数倍载波周期延迟为 $4nSI_{IF}$ ，小数倍载波周期延迟为 $\varphi = 4 \times (2874 - 1956) / 2^{14} = 0.2241$ 。图 3.25 给出了根据式(3.86)得出的相关运算结果，可以看出相关峰位于 $N=8$ ，相关峰值为 2476。因此可以判断出环路延迟为 $8.2241SI_{IF}$ ，与之前所设定的 $8.224SI_{IF}$ 环路延迟完全匹配。图 3.26 给出了环路延迟匹配前后基带信号的幅度图，“Original”所示为原始信号，“Delay”所示为含有环路延迟的反馈信号，“Compensated”所示为经过延迟匹配后的反馈信号。从图中可以看出通过 PD-DE 算法，环路延迟得到准确估计。

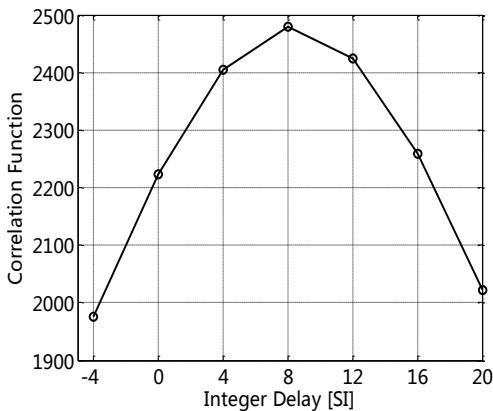


图 3.25 PD-DE 算法幅度相关函数

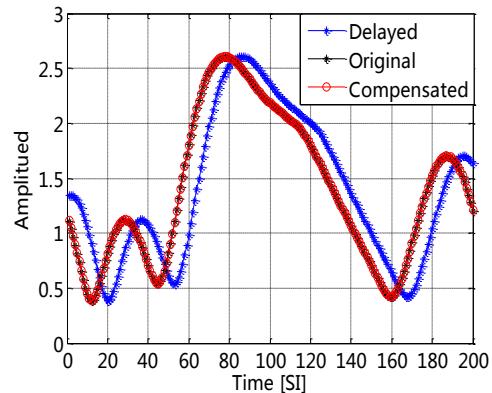


图 3.26 延迟匹配前后信号幅度对比

(2) 收敛速度

PD-DE 延迟估计算法包括整数倍载波周期延迟判定和载波周期内延迟计两部分。整数倍载波周期延迟判定方法与文献^[126]所提算法的整数倍采样周期延迟估计类似，可通过几百个样点的相关运算完成。PD-DE 算法与传统的延迟估计算法的优势在于，文献^{[124][126]}通过 LMS/RLS 自适应滤波的方法估计小数倍延迟，需要 60 次左右的迭代才能估计出小数倍延迟；而 PD-DE 算法通过比较发送通道和反馈通道 NCO 相位差直接获取小数倍延迟，不需要进行自适应迭代，因此 PD-DE 算法相对于普通的算法能够更快的获取环路延迟。

(3) 实现复杂度

PD-DE 算法包括整数倍载波周期延迟模糊度判定和小数倍载波周期延迟估计两部分。一般而言，环路延迟小于 100SI，通过 400 个样点足可判断出整数倍载波周期延迟。载波周期内延迟根据 NCO 相位差直接求得，可采用查找表的方法实现。若取 $R_{sc} = 2^N$ ，可根据相位差 $L_1 - L_2$ 的高 N 位比特来判断载波周期内的整数倍采样延迟，余下低位比特可用于判断小数倍采样延迟，从而降低查找表的规模。本文所提算法整数倍载波周期延迟判定需要相关累加器，运算复杂度与文献^[126]中所提的整数倍采样延迟估计复杂度相等。小数倍延迟采用查找表方式实现，不需要 RLS/LMS 自适应算法模块。

从以上分析可知，整数倍载波周期判定与文献^{[124][125][127]}中所提的整数倍采样延迟估计复杂度相同。与文献^{[124][126]}中采用 RLS/LMS 自适应算法估计小数倍采样延迟不同，PD-DE 算法通过查找表获取小数倍载波周期延迟，因此 PD-DE 算法相对于传统延迟估计算法具有更低的复杂度。

PD-DE 所耗硬件资源如下表所示：

表 3.2 PD-DE 延迟估计算法硬件资源消耗

乘法器	4
-----	---

加法器	3
存储单元	2^N (根据精度需要)

(4) 实测结果

在基于 Altera Stratix II FPGA EP2S60 和 TI DSP TMS320C6713 的 DPD 硬件平台上测试了本文所提的延迟估计算法。FPGA 主要完成 CIC、DUC、DDC、DPD 核、环路延迟估计等功能。DSP 主要负责 DPD 参数识别。测试平台还包括模拟上变频器、模拟下变频器和本振频综。PA 为基于 CREE 公司 GaN 管芯 CGH40010 的 Doherty 结构功放。

测试平台如图 3.27 所示。DA 输出和 AD 输入信号频率均为 10MHz；DA、AD 和 DPD 核工作频率为 40MHz，即 $f_c = 10\text{MHz}$, $f_s = 40\text{MHz}$, $R_{sc} = 4$ 。DA 输出的 10MHz 模拟信号通过上变频器调制到 2195MHz，然后送入功放。放大后的信号耦合至反馈链路，下变频至 10MHz，然后进入 AD。

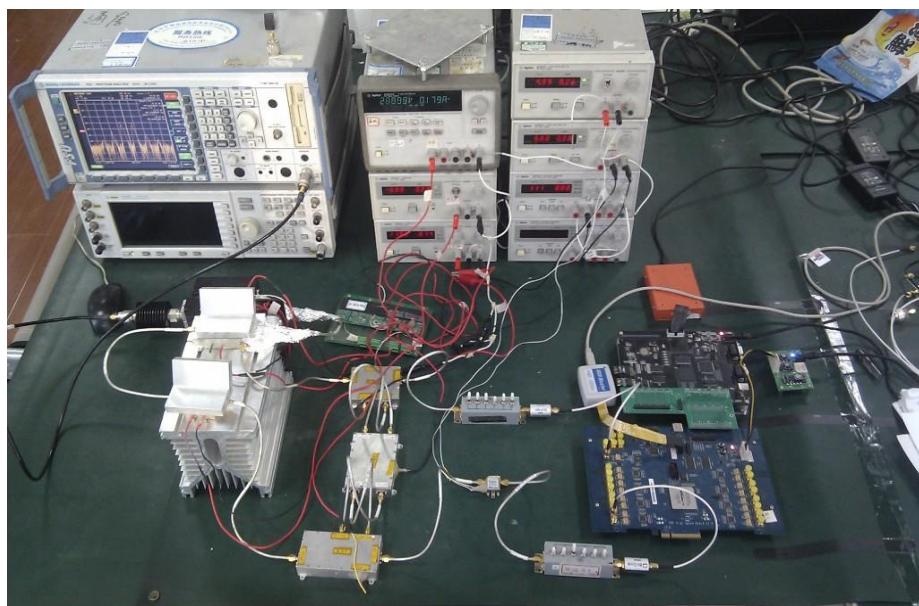


图 3.27 DPD 硬件验证平台

采用频率间隔 400KHz 的双音正弦信号和带宽为 1.25MHz 的 DS-CDMA 信号进行测试。DPD 采用文献^[28]所提的五阶无记忆间接学习结构多项式预失真方法。图 3.28 和图 3.29 为采用矢量信号分析仪(Agilent PXA N9030A)所测得的输出信号功率谱密度图。(I)所示为未经 DPD 的功放直接输出的，(II)所示为采用文献^[124]所提算法进行延迟补偿后的 DPD 输出，(III)所示为采用 PD-DE 算法进行延迟补偿后的 DPD 输出。从测试结果中可以看出 (II) 和 (III) 所示双音测试三阶交调均有 25dB 改善，而 DS-CDMA 测试信号均有 10dB 的 ACPR 改善。从测试结果可以看出 PD-DE 算法与文献所提算法具有同样的延迟估计性能。

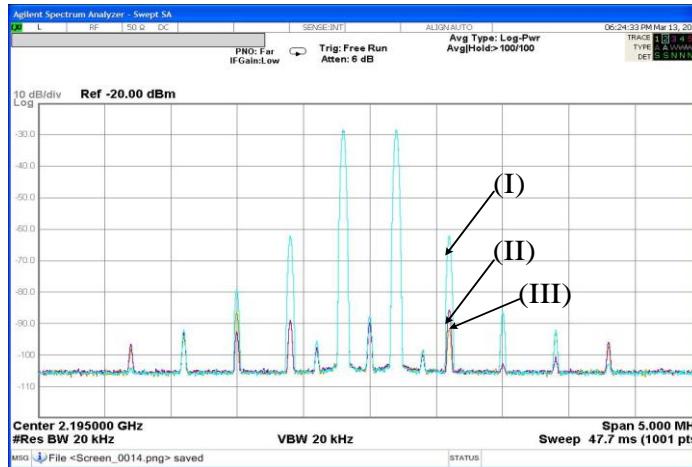


图 3.28 双音测试结果

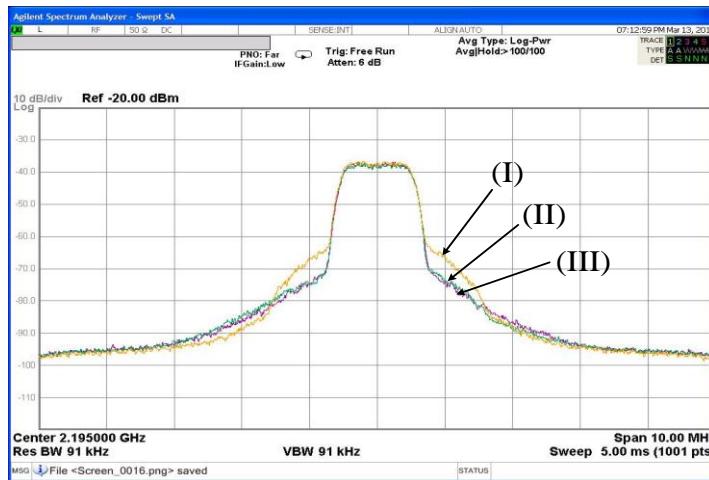


图 3.29 DS-CDMA 信号测试结果

3.5 应用于低轨通信卫星的星地协同预失真方法

目前已有相关文献对卫星系统中的功放线性化技术做了研究，如文献中^[134]提出的记忆多项式预失真方法，文献^[135]中提出的神经网络预失真。以上方法均采用星上处理的方式来实现。而卫星通信载荷逻辑资源非常宝贵，尤其是在小卫星系统中，受平台本身规模的限制，星载运算资源更加有限，从上文的分析可知，预失真对功放的逆特性进行自适应参数识别，需要大量的乘法器资源(或者等效的存储单元)，因此完全星上处理的预失真方法代价非常高。

针对这个问题，近年来有研究人员提出了星地一体化的线性化方法^{[136][137]}。基本思想是：地面站发送信号作为原始信号，将地面站功放、上行链路信道、星载功放链路、下行链路信道进行整体建模，地面站将经过上、下行链路的信号与原始信号进行比较，求解整体非线性模型的逆模型，然后在地面站功放前端进行预失真。传统的星地一体化预失真方法的优点显而易见：将非线性逆模拟的参数识别处理和预失真处理放在地面站进行，不占用星载资源。然而在实际应用中，基于整体建模的预失真方法

存在以下问题：第一，上下行链路信号经过了信道污染，对于扩频通信系统，有用信号甚至是淹没在噪声中的，因此整体建模的预失真方案只能采取类似于时域均衡的方法进行数据预失真，而不是信号预失真，其非线性补偿效果会大大降低；第二，卫星上、下行链路均具有较强的多普勒效应、多径效应等，从而造成接收信号质量的进一步恶化，预失真训练器无法区分接收信号与原始信号的差异究竟是由功放非线性造成的还是由其他因素造成的，因此无法准确的估计非线性逆系统的参数。相关文献中所采用的仿真均未给出多普勒频偏、多径效应、信道白噪声污染等边界条件，因此其仿真结果参考价值有限。

本节提出一种新的星地协同预失真方法，基本思路为：卫星在空闲阶段发送不同功率等级的训练序列，同时将星载功放输出信号耦合一部分至解调通道，将解调后的信号数据进行缓存。卫星进入境内上空时再将训练序列的构成参数和解调后的失真信号数据通过用户信道下发至地面站。地面站根据训练序列参数复现无失真信号，与卫星下发的失真信号进行比较，求取预失真模型参数。然后再通过用户信道将预失真参数上发至卫星。

相对于文献所提星地一体化预失真方法，本节所提的星地协同预失真方法的功放输出信号是经功放直接耦合后解调，通过用户通道编码后下发，因此不存在信道污染和多普勒污染等其他因素，可以更加精确的对功放逆模型参数进行识别。本方法缺点是：(1)需要占用一定的星载存储资源。(2)下发功放失真信号需要占用码分信道。针对这个问题，可以在发送端增加功放输出信号质量检测模块，只有当功放特性发生变化，预失真线性化性能已不满足线性度指标要求时才启动参数识别过程。一般而言，功放稳定工作后，其特性只会随着器件老化而产生变化，因此启动参数识别运算的机率并不会太高。

下面介绍星地联合预失真方法的系统结构和实现原理。

3.5.1 星地协同预失真系统结构

功放的非线性特性主要由两个因素决定：1、功放本身的性能参数。2、功放的工作状态。一般而言功放本身的性能参数在短时间不会有太大变化，只会随着器件的老化而缓慢变化。对于 DS-CDMA 低轨通信卫星系统，功放的工作状态主要跟接入用户数有关，接入用户较多时，功放输出功率较大，非线性失真比较严重；反之接入用户较少时，功放输出功率较小，线性度较好。因此为了节省资源，星载功放不需要实时对预失真模型进行估计。只需将不同接入用户数时功放的预失真模型参数进行存储，在不同接入用户数时调取不同的模型参数进行预失真即可。

为了适应功放本身的变化，可以在反馈通道加入信号质量检测模块。当检测到当前状态下功放输出信号失真比较严重，所存储的预失真模型参数不能满足线性化性能时，才进行模型参数的更新。

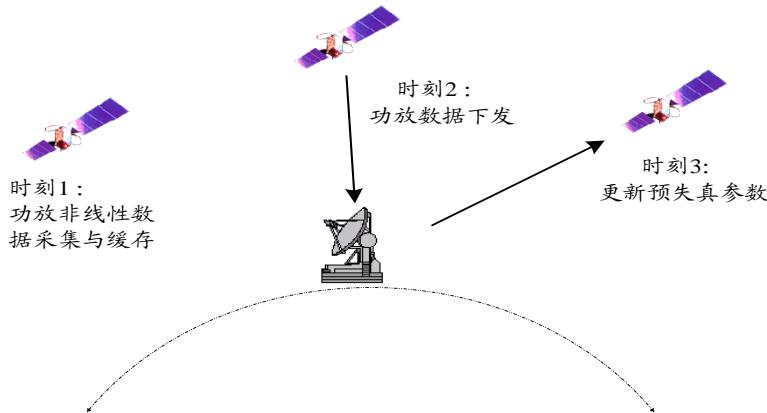


图 3.30 星地协同预失真原理框图

星地协同预失真工作原理如图 3.30 所示。假设在某一状态时，检测到功放预失真模型参数需要更新，卫星上层控制模块根据卫星的实时位置，选择在合适的时刻（例如在大洋上空飞行，无地面用户时），根据所记录的功放状态，产生跟原来状态相同的训练信号送入功放，并将反馈通道解调的功放失真信号等效基带版本进行缓存。在时刻 2，卫星飞入境内与地面站建立通信链路后，将时刻 1 所缓存的功放输出失真信号数据，以及训练序列的相关参数，通过业务信道下发至地面站。地面站根据训练序列相关参数，复现出训练序列，并以此为参考信号，以卫星所下发的功放失真输出时的基带数据作为输入信号，进行预失真模型参数识别。地面站完成预失真模型参数识别后，将新的模型参数通过上行链路上发给卫星。

从式(3.63)至式(3.70)所示的 RLS 自适应算法原理可知，预失真模型参数识别计算量巨大，需要消耗比较多的乘法器和加法器资源。而卫星系统，尤其是小卫星系统，星载逻辑资源非常宝贵。星地协同预失真方法，通过将预失真模型参数识别算法移至地面站进行，能够有效的降低预失真系统对星载资源的消耗。

星地协同预失真算法训练序列产生方法为：根据检测到功放线性化性能不满足预定目标时功放的工作状态，也就是当时的接入用户数，利用移位寄存器产生同样数量的伪随机序列模拟用户信号。模拟用户信号的成形滤波参数、扩频 Walsh 序列序号与原来状态完全相同。地面根据卫星所下发的码分用户数、移位寄存器的初始相位、成形滤波参数、各码分用户所用 Walsh 序号等参数就能完全恢复出原始的训练序列信号，与卫星下发的功放输出失真信号进行延迟估计和数据对齐后，即可极性自适应参数识别。

采用训练序列的好处在于，地面站可以根据训练序列参数复现原来的功放的输入信号，因此卫星只需要下发功放输出失真信号即可，将数据传输量减少一半。

3.5.2 半实物仿真平台设计

本小节针对上文所提的星地协同预失真方法设计半实物仿真平台进行验证和测试。半实物仿真平台原理框图如下图 3.31 所示。

卫星包含三部分：信号处理单元、控制单元和射频系统。信号处理单元基于 Altera 公司的 FPGA 芯片 Stratix II EP2S60F1020 实现。信号处理单元用于模拟卫星的底层通信信号处理单元，包括前向发射通道数字预失真(DPD)、CIC 上采样、数字正交上变频，DAC 以及反馈通道的 ADC、数字正交上变频、与上层控制单元接口的命令解析模块、用于存储功放输出信号数据的 RAM 阵列等。控制单元基于 NXP 公司的 ARM7 芯片 LPC2378 实现。控制单元模拟卫星的上层控制系统，负责与地面站的控制信息交互和数据传输。卫星射频系统包括一组模拟上、下混频器，一个 10W 输出的 GaN 功放和一个本振频率源。半实物仿真平台射频信号频点设为 2195MHz，模拟上混频器通过两级上变频将 DAC 输出的中频信号调制到 2195MHz 的射频信号。功放输出信号经过耦合通道后，被下混频器下变频到 30MHz 频点，然后进入信号处理单元的 ADC 进行数字量化，以备预失真处理。针对本文的应用背景进行测试，测试所用用户信号为 DS-CDMA 信号，码片速率为 1.2288M Chips/S。

半实物仿真平台利用 PC 机模拟地面站功能，利用 Matlab 软件实现预失真模型参数识别算法和其他控制功能。地面站模型与卫星模型通过基于 TCP/IP 的有线网络连接，用于模拟卫星的通信链路。

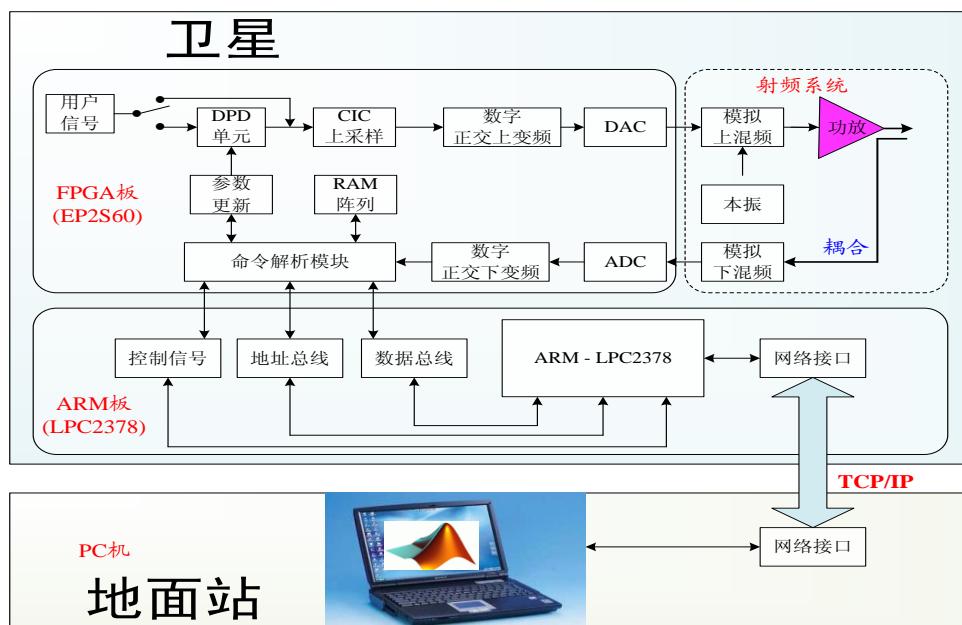


图 3.31 星地协同预失真半实物仿真平台原理框图

3.5.3 性能分析

星地协同半实物仿真平台测试现场如图 3.32 所示。



图 3.32 星地协同预失真半实物仿真平台实物图

测试中所采用的功放为一个基于 cree 公司的 GaN 材料管芯 CGH40010 设计的 AB 类功率放大器，单音峰值输出功率 42dBm。功放工作频点为 2195MHz，输入信号带宽约 1.7MHz。测试所用频谱仪为矢量信号分析仪(Agilent PXA N9030A)。预失真器采用式(3.16)所示的记忆多项式模型，针对不同的非线性阶数和记忆深度进行了测试。将 Q 阶记忆深度、K 阶非线性、含有偶数阶非线性项的多项式预失真模型重写如下：

$$\begin{aligned}
 \tilde{z}(n) = & w_{1,0} \tilde{x}(n) + w_{2,0} \tilde{x}(n) |\tilde{x}(n)| + \cdots + w_{K,0} \tilde{x}(n) |\tilde{x}(n)|^{K-1} + \\
 & w_{1,1} \tilde{x}(n-1) + w_{2,1} \tilde{x}(n-1) |\tilde{x}(n-1)| + \cdots + w_{K,1} \tilde{x}(n-1) |\tilde{x}(n-1)|^{K-1} + \\
 & \quad \ddots \\
 & \quad \ddots \\
 & w_{1,Q} \tilde{x}(n-Q) + w_{2,Q} \tilde{x}(n-Q) |\tilde{x}(n-Q)| + \cdots + w_{K,Q} \tilde{x}(n-Q) |\tilde{x}(n-Q)|^{K-1}
 \end{aligned} \tag{3.89}$$

(1) 自适应算法收敛性能

对功放输入 DS-CDMA 信号，信号码片速率为 1.2288M Chips/S；根升余弦成形，成形因子 0.3；码分信道数为 8；功放自饱和点回退 6dB。分别针对不同记忆深度和非线性阶数的预失真模型，采用 RLS 算法进行自适应参数识别。自适应迭代过程收敛曲线如图 3.33 所示。

分别对非线性阶数为 3、5、7、记忆深度为 0、1、2 的预失真模型进行了自适应参数识别。从图中可以看出，收敛速度对非线性阶数不敏感，而对记忆深度敏感。记忆深度取 0，非线性阶数分别取 3、5、7 时，收敛曲线基本重合。非线性阶数固定取 3，记忆深度分别取 0、1、2 时，从图中可以看出，记忆深度越大，则收敛越慢。

从整体来看，无论预失真模型选取何种参数，RLS 算法的收敛速度是比较快的。预失真模型取分别不同参数时，经过 400 次左右的迭代，其归一化均方误差(NMSE) 均下降到 -35dB 以下，已经能够满足预失真线性化要求。

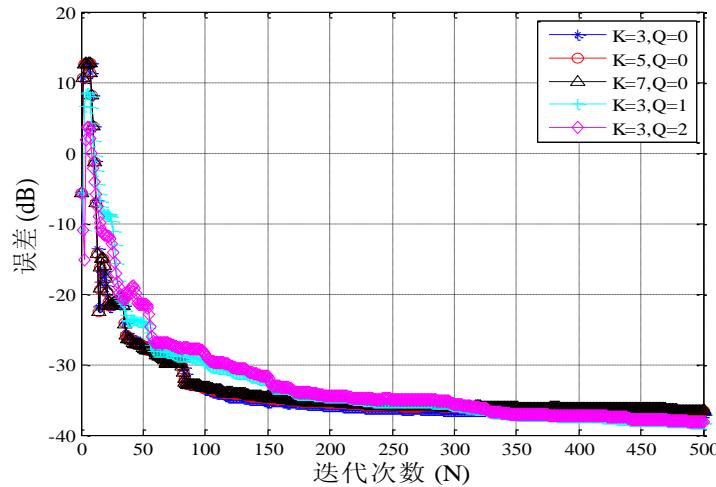


图 3.33 不同参数预失真模型自适应收敛曲线

(2) 不同预失真模型的线性化性能分析。

多项式预失真的线性化性能很大程度取决于模型的非线性阶数和记忆深度。因此在半实物仿真平台上，对不同参数的预失真模型线性化性能做了比较。

首先测试非线性阶数对预失真性能的影响。采用无记忆的多项式模型，即记忆深度 Q 等于零。取不同非线性阶数时，预失真前后功放输出信号的功率谱密度比如图 3.34 所示。图中各曲线表示意义为：(I) 没有预失真，功放直接输出；(II) 有预失真，非线性阶数取 1、3；(III) 有预失真，非线性阶数取 1、3、5；(IV) 有预失真，非线性阶数取 1、3、5、7；(V) 原始信号；

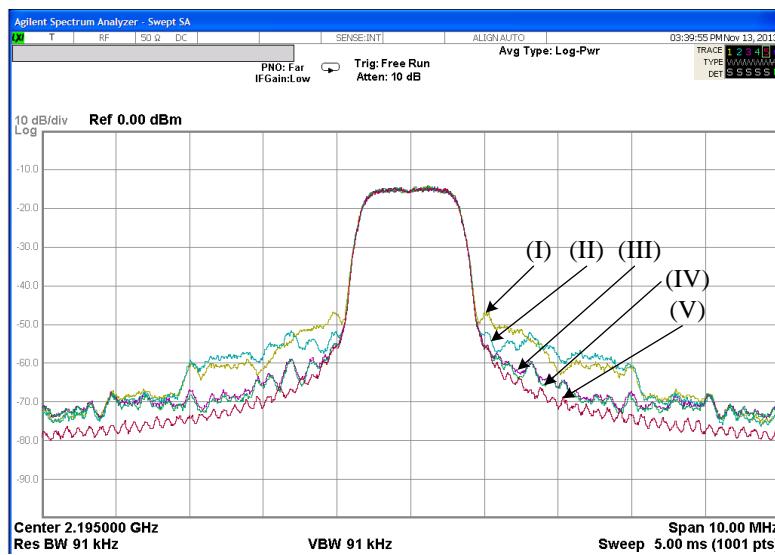


图 3.34 非线性阶数对预失真性能的影响

从图 3.34 的输出信号功率谱比较可知，经过功放失真后，输出信号的邻道干扰有 15dB 左右的抬升；采用 1、3 阶无记忆多项式预失真后，邻道干扰有约 5dB 的改善；从曲线(III)和(IV)可以看出，采用 1、3、5 阶和采用 1、2、5、7 阶无记忆多项式

预失真对邻道干扰的抑制度相近，均为 14dB 左右，此时功放输出信号功率谱已经基本接近原始信号的功率谱，线性化性能较好。因为在功放回退 6dB 时，非线性并非很强，采用 5 阶模型已经可以取得比较好的线性化效果。增加非线性阶数至 7 阶模型后，线性化性能与 5 阶模型基本相同。

因此可得到结论：多项式预失真的线性化性能对非线性阶数比较敏感，实际需根据功放的非线性强度来选取合适的模型阶数。若阶数过低，线性化性能较差，若阶数过高，对线性化性能没有改善，却会增加系统复杂度。

图 3.34 所示测试结果的预失真模型均取奇数阶非线性。虽然根据理论分析，功放的偶数次失真分量远离基波信号频点，可通过滤波器滤除，但是相关文献^[28]指出，在预失真模型中增加偶数阶非线性分量，有助于改善预失真性能。图 3.35 所示为仅采用奇数阶和增加偶数阶分量后预失真的性能比较图。

图 3.35 中各功率谱曲线表示意义为：(I) 没有预失真，功放直接输出；(II) 有预失真，非线性阶数取 1、3；(III) 有预失真，非线性阶数取 1、2、3；(IV) 有预失真，非线性阶数取 1、3、5；(V) 有预失真，非线性阶数取 1、2、3、4、5；(VI) 原始信号。

从图中可以看出，(II) 曲线线性化性能最差，在离载波频点较近处，(III)、(IV)、(VI) 曲线性能相近，也就是说加入了偶数阶分量后，3 阶模型线性化性能与仅取奇数阶时的 5 阶模型相近。而从式(3.89)可知，5 阶奇数无记忆非线性模型需要 5 个复数乘法器和 4 个实数乘法器；包含偶数阶的 3 阶无记忆非线性模型需要 5 个复数乘法器和 2 个实数乘法器，相对于仅取奇数阶时减少了 2 个实数乘法器。可见，在取得相近的线性化条件下，加入偶数阶非线性可以更加节省资源。

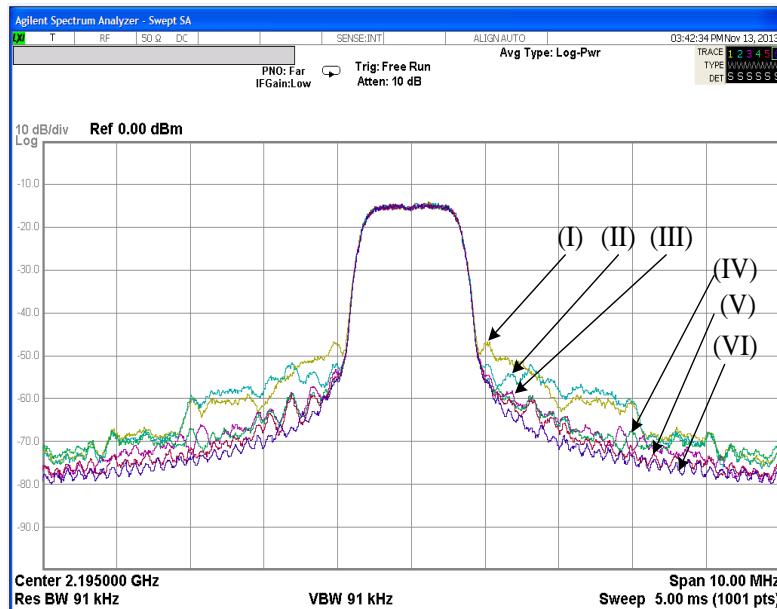


图 3.35 偶数阶非线性模型对预失真性能的影响

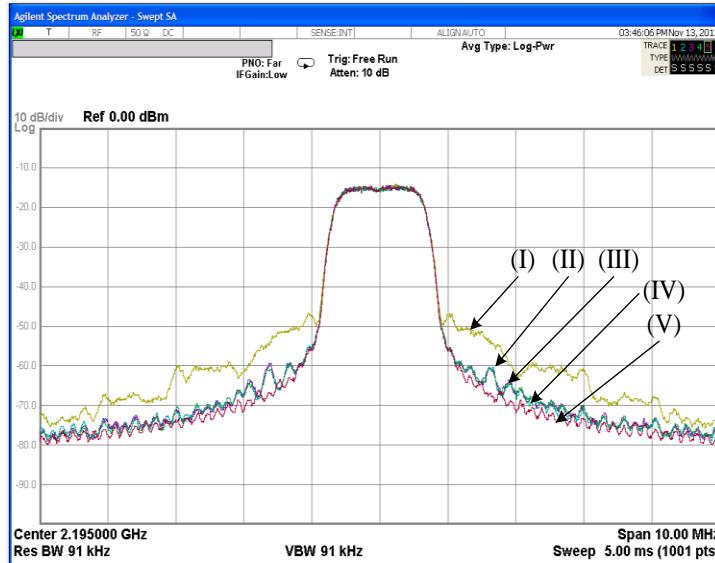


图 3.36 记忆深度对预失真性能的影响

预失真性能除了模型非线性阶数的影响外，还会受到功放记忆效应的影响。一般而言在宽带应用时功放记忆效应比较明显。对于本文的 DS-CDMA 应用背景，信号带宽为 1.25MHz 左右，频点为 2195MHz，相对带宽为 0.05%，属于窄带系统，因此功放记忆效应该比较弱。

图 3.36 采用不同记忆深度的预失真模型做了线性化性能的对比。图中各功率谱曲线表示意义为：(I) 没有预失真，功放直接输出；(II) 有预失真，非线性阶数取 1、2、3、4、5，记忆深度为 0；(III) 有预失真，非线性阶数取 1、2、3、4、5，记忆深度为 1；(IV) 有预失真，非线性阶数取 1、2、3、4、5，记忆深度为 2；(V) 原始信号。

从图中可以看出，(II)、(III)、(IV) 曲线基本重合，证明无记忆模型和有记忆模型预失真性能相近。测试结果证明，在本文窄带应用背景下，测试所选的 GaN 功放记忆效应比较弱，对预失真性能几乎没有影响。

(3) 数据传输量分析

从 3.5.1 节介绍的可知，星地协同预失真为非实时预失真系统，即卫星需在空闲时段采集功放的输出失真信号并缓存，进入境内后将失真信号通过业务信道下发至地面站以进行预失真模型参数识别。功放输出信号缓存和下发将占用卫星存储资源和系统容量。下面对两个指标进行量化分析。

从图 3.33 所示的自适应算法收敛曲线可知，预失真模型参数自适应识别需要约 400 次迭代，因此每次模型参数识别卫星至少需要向地面站发送 400 个样点数据。为了保证量化精度，采用 16bit 量化。基带信号为复数形式，需传送同相正交两路分量。因此可得每次模型参数识别所需缓存和下发的数据为 $400 \times 16 \times 2 = 12.8\text{Kbits}$ ，占用存储空间为 1.6K 字节。假设采用 19.6Kbps 的业务信道下传，设编码效率为 1/2，可以计算出所需传输时间为 1.33 秒。对于多项式预失真而言，模型参数数据量极少，所

以地面站上发模型参数更新数据的传输时间可以忽略。

3.6 本章小结

本章首先介绍了非线性的表现形式、评价指标和常用的功放非线性模型。然后从理论上分析了功放非线性对于 DS-CDMA 卫星通信系统伪码捕获和误码率的影响。对现有各种线性化技术做了归纳比较，重点研究了间接学习结构的多项式预失真技术。针对本文应用背景，提出了一种适合卫星系统应用的星地协同预失真方案，并设计了半实物仿真平台。在半实物仿真平台上验证了所提方案的有效性，并比较了各种模型参数条件下的预失真性能。得出结论为：第一，预失真线性化性能对模型非线性阶数敏感，在实际应用时需综合考虑功放非线性强度和实现复杂度，选取合适阶数的非线性模型。第二，多项式模型中的偶数阶分量有助于提高预失真线性化性能。第三，本文应用背景属于窄带系统，对于测试所选的 GaN 功放，记忆效应非常弱，因此可以采用实现复杂度相对较低的无记忆多项预失真模型。

本章主要创新点有：

1、提出了一种应用于数字预失真系统中的基于载波相位检测(PD-DE)的环路延迟估计算法。该算法通过比较发送通道和反馈通道载波相位差来获取环路延迟。仿真结果和实测结果表明，相对于传统的环路延迟估计算法，PD-DE 算法具有同样的估计精度，但是具有更快的收敛速度和更低的实现复杂度。

2、提出了一种适合低轨通信卫星系统的星地协同预失真方法，并设计了半实物仿真平台。该方法能大幅降低预失真系统对于星载资源的消耗。基于半实物仿真平台的实测结果表明，该方法能有效的对星载功放进行非线性补偿。

第四章 功放动态偏置电压技术

4.1 引言

本文应用背景下的卫星通信系统用户数量分布随地域发生变化，当卫星在境内上空时接入用户数可能会比较多，输出功率较大，而当卫星在境外时用户数量会相对比较少，输出功率较小。系统设计时，功放需按照最大用户容量进行设计。从功放特性可知，对于恒定偏压的功放，输出功率越大，越接近饱和点，则电源效率越高，反之输出功率越小，越远离饱和点，则电源功率越大。而卫星大部分时间在境外，换言之，功放大部分时间工作在电源效率比较低的状态。

动态偏置电压技术通过调整功放的漏极或者栅极偏压，改变工作的偏置状态，能够使得功放始终工作在接近饱和的状态，从而使得功放始终具有比较高的电源效率。动态偏置电压技术一般配合预失真技术一起使用，利用动态偏压提高功放效率，利用预失真技术补偿接近饱和的功放的非线性特性。

动态偏置电压技术主要包括动态棚压调整^[138]、漏极偏压包络跟踪^{[53][54]}、漏极偏压功率跟踪^{[139][140]}三类。动态棚压调整一般用于时分复用系统^[141]，用来控制功放的导通和截止，以满足 TDD 双功方式。包络跟踪技术原理为根据信号基带包络的变化来设计控制函数，根据控制函数来动态控制功放漏极偏压。包络跟踪技术的优点是以信号包络变化的频率动态控制功放供电电压，因此功放具有非常高的效率。其缺点是当信号带宽较大时，对其进行包络跟踪需要高速的开关频率，难以实现。另一方面，供电电压跟随包络变化，功放的非线性特性也随着包络变化，使得预失真的参数识别自适应迭代过程很难收敛，因此包络跟踪功放的线性度比较差。与包络跟踪不同，功率跟踪技术调整功放漏极偏压以动态跟踪输入信号的功率。由于跟随平均功率所需的带宽很低，开关频率也随之降低，动态偏执电路的设计难度随之降低。同时因为偏压调整频率比较低，预失真参数识别也变得相对容易。

本章首先简要介绍动态偏置电压原理，然后设计了一种适合于 DS-CDMA 通信卫星的动态漏极偏压应用方案，针对一款基于 GaN 管芯的 AB 类功率放大器做了原理测试，验证了动态偏压技术的有效性。最后提出了一种功放动态偏置和数字预失真的联合优化方法。

4.2 功率跟踪动态偏压功放原理

4.2.1 功放电源效率分析

本节对功放电源效率与输出功率之间的关系进行简单介绍。

典型的乙类互补推挽功率放大器原理如下图 4.1 所示^[24]。两只特性完全相同的异型晶体管组成推挽结构轮流工作， V_i 为 NPN 型，负责输入信号正半周期的放大输出，

V_2 为 PNP 型，负责输入信号负半周期的放大输出。 R_L 为输出负载。

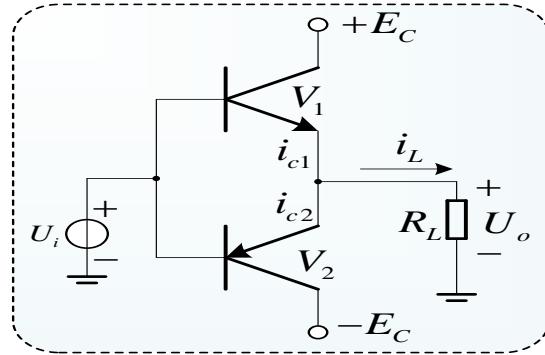


图 4.1 推挽功率放大器原理

推挽功率放大器工作特性曲线如图 4.2 所示。放大器组整体输出功率可表示为：

$$P_o = \frac{1}{2} I_{cm} U_{cem} = \frac{1}{2} \frac{U_{cem}^2}{R_L} \quad (4.1)$$

上式中， I_{cm} 为输出交流电流幅度， U_{cem} 为输出交流电压幅度。每个放大器集电极电流为半个周期的正弦波，因此放大器组的集电极电流有效值为：

$$I_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_c d(\omega t) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} I_{cm} \sin(\omega t) d(\omega t) = \frac{I_{cm}}{\pi} \quad (4.2)$$

放大器组采用 $\pm E_C$ 两组电源供电，因此电源供给的直流电源可表示为：

$$P_E = 2I_0 E_C = \frac{2I_{cm} E_C}{\pi} \quad (4.3)$$

对于负载 R_L ，输出电压和电流有：

$$U_{cem} = R_L I_{cm} \quad (4.4)$$

因此功放的集电极效率为：

$$\eta = \frac{P_o}{P_E} = \frac{I_{cm} U_{cem} / 2}{2I_{em} E_c / \pi} = \frac{\pi}{4} \frac{U_{cem}}{E_c} = \xi \frac{\pi}{4} \quad (4.5)$$

从式(4.5)中， $\xi = U_{cem} / E_c$ 为电压利用系数。可见，推挽功率器组电源效率与电压利用系数有关。在固定电压供电时， U_{cem} 越大，则电源效率越高；在固定输出功率时，即 U_{cem} 一定时，供电电压 E_c 越低，则电源效率越高。电压利用系数越高，则输出电压 U_{cem} 越接近供电电压 E_c ，此时功放工作状态也接近饱和，功放线性度将会变差。

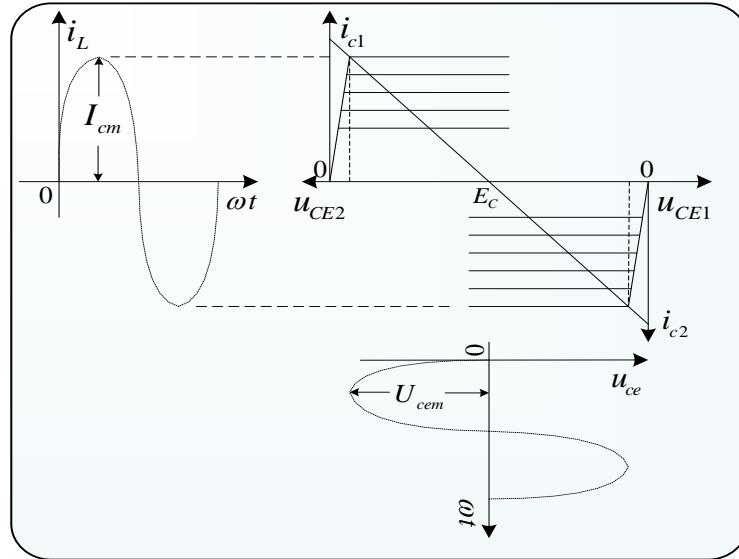


图 4.2 推挽功放特性曲线

4.2.2 功率跟踪动态偏压功放

功率跟踪动态偏压功放原理如图 4.3 所示^[142]。耦合器将输入信号耦合一部分进入功率检测器。电压控制电路根据输入信号功率合计合理的控制函数，在小功率时给功放漏极提供较低的电压，在大功率时提供较高的电压，使得功放始终保持较高的漏极效率。

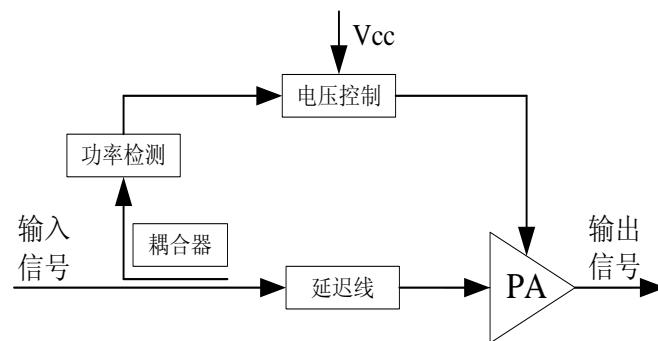


图 4.3 功率跟踪原理

功放的漏极效率可表示为：

$$\eta = \frac{P_1}{P_0} = \frac{1}{2} \cdot \frac{I_1}{I_0} \cdot \frac{V_1}{V_{cc}} \quad (4.6)$$

上式(4.6)中 $P_1 = I_1 V_1 / 2$ 是输出信号功率， $P_0 = I_0 V_{cc}$ 为直流功率； I_1 为输出信号电流振幅， I_0 为漏极直流电流； V_1 为输出信号电压振幅； V_{cc} 为直流供电电压。在一定的导通角时，功放的输出电路振幅和漏极直流分量比值 I_1 / I_0 为固定常数，因此电源

效率取决于输出信号振幅和功放供电电压的比值 V_1/V_{cc} 。通过合理设置，可以使得在功放最大额定输出功率时 $V_1 \approx V_{cc}$ ，此时功放电源效率最高。在小信号输入时，输出振幅 V_1 远小于 V_{cc} ，因此此时可通过降低供电电压来提高功放电源效率。

功过合理设置电压控制函数，使得功率放大器一直处于最佳功率状态，在整个输入信号范围内，保持较高的电源效率，从而降低功放的无功能耗。

4.3 低轨通信卫星功放动态漏极偏压方案设计

对于本文的应用背景，星载功放输入功率为接入用户数的函数，将系统发送信号平均功率的表示式(2.8)重写如下：

$$P_{avg} = 2 \sum_i^N g_i^2 \quad (4.7)$$

上式中 g_i 为第 i 条码分信道功率控制因子； N 为导频信道、同步信道数、寻呼信道数和当前时刻系统接入用户数总和。对于有效载荷系统上层管理单元而言，当前接入用户数已知，因此可通过上层管理单元向发射链路下发当前用户数，电压控制单元根据当前用户数量来控制功放的漏极偏置电压。

对于本文应用背景，不同用户数条件下，发送信号的幅度如下图 4.4 所示。在功率分配因子、成形系数等其他因素确定的情况下。发送信号用户平均功率仅与码分用户信道数有关。

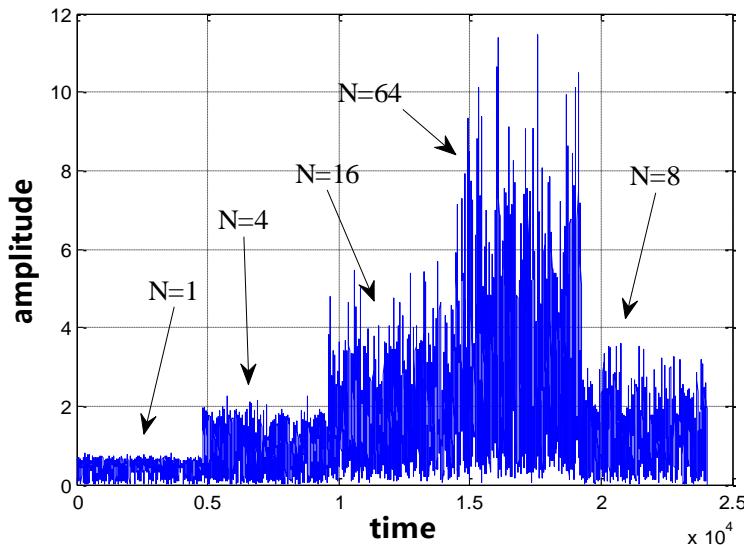


图 4.4 不同用户情况时下行链路发送信号幅度示意图

设计应用于低轨卫星通信卫星功放的动态偏压控制方案如下图所示：

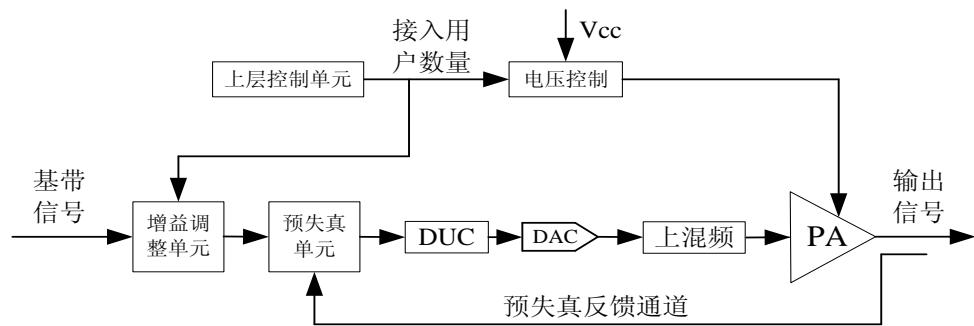


图 4.5 低轨通信卫星动态偏压功放系统方案

方案设计为功放漏极偏压跟随发送信号平均功率变化，即跟随用户数量变化。因为上层控制单元对当前用户数量已知，因此相对于图 4.3 所示，图 4.5 所示设计方案中省去了功率检测单元。用户数量和发送信号可以同步送至发射链路，因此输入信号和功放之间也省略了延迟单元。采用动态偏压的功放线性度比较差，因此图 4.5 加入了预失真单元，以补偿功放非线性。一般而言，功放的漏极偏置电压就是功放的供电电压，因此本文以下也称供电电压，两者等效。

4.4 测试结果

功放动态偏压原理验证测试现场如图 4.6 所示。针对一款基于 GaN 材料 CGH40010 管芯的 AB 类功放进行测试。CGH40010 功放 28V 供电时，单音最大输出功率 41dBm，增益 16dB，峰值效率可达 60% 以上。通过调整直流稳压电源的输出电压来动态控制功放的供电电压。利用安捷伦公司的矢量信号源 E4438C 产生单音和双音信号输入到功放。E4438C 最大输出功率 20dBm，不能将功放末级功放推至饱和，因此加入了两级预放。

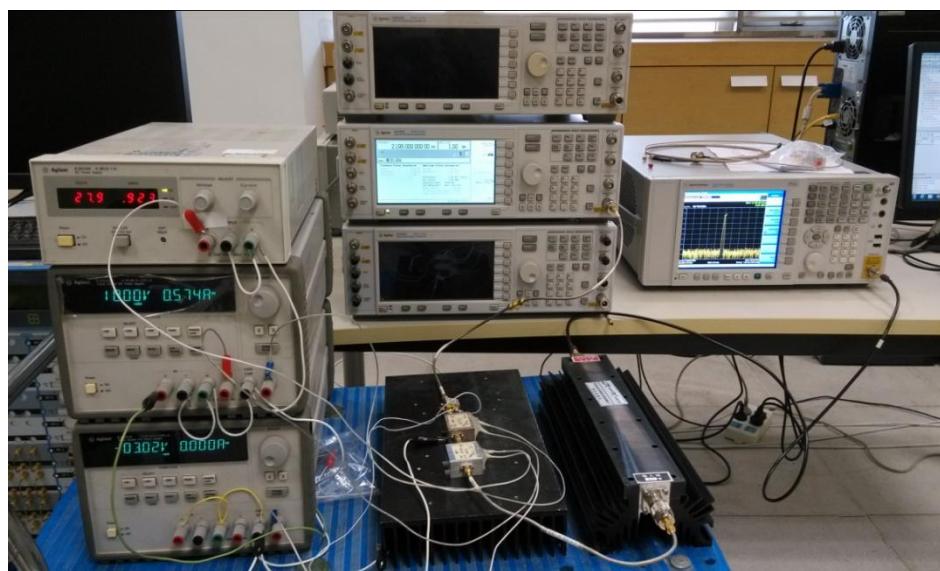


图 4.6 功放动态偏压测试平台

测试所用仪器如表 4.1 所示：

表 4.1 功放动态偏压测试使用仪器

仪器名称	型号	数量
直流稳压电源 1	Agilent E3631A	1
直流稳压电源 2	Agilent E3630A	1
直流稳压电源 3	Agilent E3616A	1
矢量信号源	Agilent E4438C	1
频谱分析仪	Agilent PXA N9030A	1
大功率衰减器	上海华湘-200W-40dB	1

采用双音输入进行测试。测试通过调整功放漏极供电的稳压电源，以测试不同偏压条件下功放的各项性能指标。测试分别采用 28V、24V、20V、16V、12V 和 8V 对功放进行供电，各项测试指标详细数据见附录 A 中各表所示。

下面根据附录 A 所示的测试结果，对不同偏置条件下，功放的输出功率、增益、线性度以及电源效率进行分析。

4.4.1 输出功率

功放在不同的偏压条件下输出功率测试结果如下图 4.7 所示。

从图中可以看出，功放供电电压越高，则输出最大功率越大。在 28V 供电时，功放饱和输出功率约为 42dBm；而供电电压为 24V、20V、16V、12V 和 8V 时，饱和输出功率分别降至 41.48dBm、40.37dBm、38.94dBm、36.78dBm 和 33.69dBm。

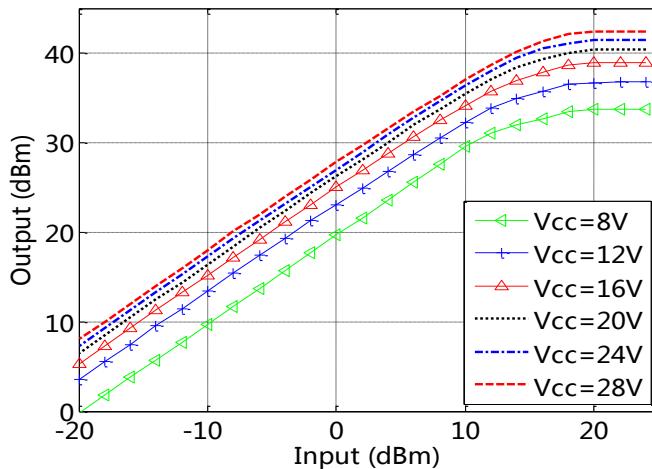


图 4.7 不同偏压时功放输出功率

4.4.2 功放增益

图 4.8 为不同供电电压时，功放的增益比较曲线。从测试结果图可知：

1、功放的增益随供电电压变化，供电电压越高则功放增益越高，反之供电电压越低则功放增益越低。因此在实际应用时，在低电压情况下，应适当增加功放的输入

功率，以补偿供电电压变化所引起的增益损失。

2、功放增益随偏置电压变化并不是线性变化，在实际应用中，需要对功放进行测试，以根据信号功率等级进行设置。

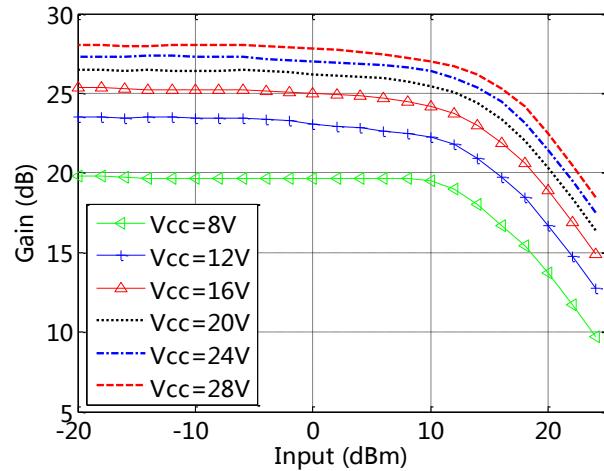


图 4.8 不同偏压时功放增益

4.4.3 交调测试

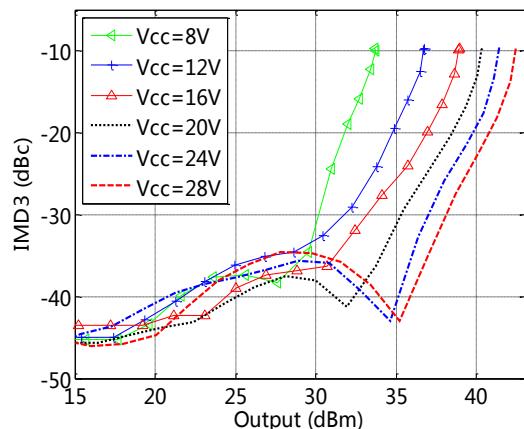


图 4.9 不同偏压时功放输出三阶交调

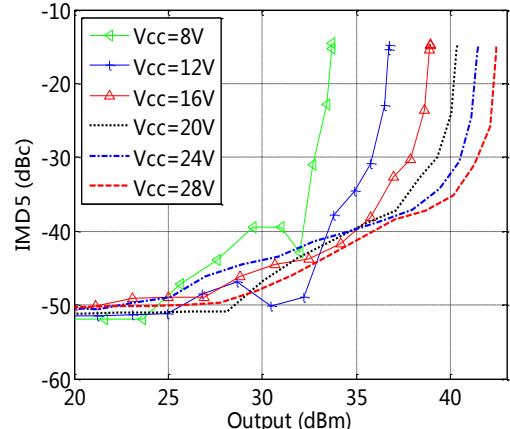


图 4.10 不同偏压时功放输出五阶交调

图 4.9 和图 4.10 所示功放输出基波功率分别与输出三阶交调(IMD3)、五阶交调(IMD5)输出功率的关系图。从图中可知，在同等的输出功率条件下，供电电压越低，则输出交调分量越高，即非线性失真越严重。例如在输出基波功率为 35dBm 条件下，28V 供电时，IMD3 仅有-43dBc；在 20V 供电时 IMD3 上升至-25dBc；在 16V 供电时，IMD3 上升至-19dBc，8V 供电时，功放此时已完全达到饱和，最大输出功率无法达到 35dBm。

在同等输出功率条件下，输出交调分量随供电电压降低而增加原因如下：从上文的功放输出功率测试结果可知，供电电压越低，则功放的饱和输出功率越小，因此在同等的输出功率时，供电电压越低，则功放工作点越接近饱和点，因此输出交调分量

越高。在实际应用中，功放电压调整除了需考虑输出基波功率之外，还需考虑其非线性特性的变化。

4.4.4 电源效率

不同供电电压情况下，功放的输出功率与电源效率的测试结果如图 4.11 所示。从前文介绍可知，功放的电源效率与功放的回退成反比，即功放工作点越接近饱和点，则其电源效率越高。而在同等输出功率条件下，功放供电电压越低，则功放越接近饱和点，则电源效率越高。从测试结果可知，输出功率为 30dBm 时，若采用 28V 供电，效率只有 14% 左右；若采用 20V 供电，效率为 20%；若采用 8V 供电，效率可达到 45% 左右。

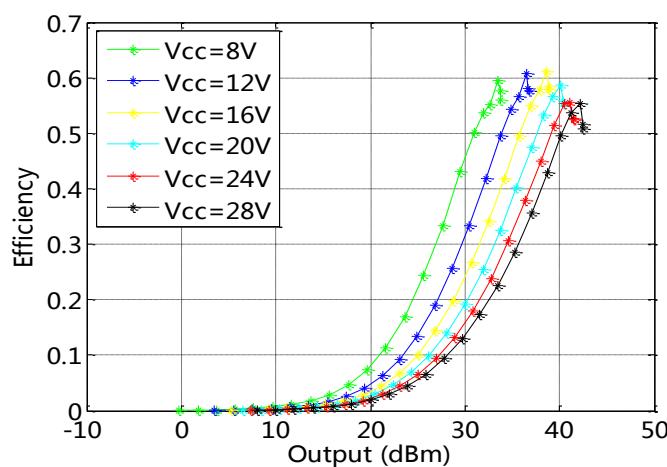


图 4.11 不同偏压时功放电源效率

4.4.5 测试结论

从以上测试结果可知，在小信号输出情况下，可通过降低功放的供电电压来达到提高功放电源效率的效果。功放电压降低后，其线性度将变差，其增益也会降低。因此在实际应用中，降低功放电压的同时，应根据功放的增益变化特性，适当增加输入功率，以保证同等的输出功率，同时应考虑功放的线性度在可容许的范围之内。

4.5 功放动态偏置电压与数字预失真联合优化

从上节的双音测试结果可知，可通过优化功放的供电电压，使其在整个输出功率范围之内都具有较高的电源效率。供电电压降低所引入的影响之一是功放线性度降低，使得输出信号质量下降。

本节介绍针对本文的 DS-CDMA 应用背景的功放动态偏置电压技术与数字预失真技术的联合优化方法。通过偏置电压来提高功放电源效率，通过数字预失真技术来补偿偏置电压降低引起的非线性，达到在功放整个输出范围内，都具有较高的电源效率和较高的线性度的目的。

联合优化仍然采用图 4.5 所示的系统结构，根据接入用户数量来控制功放的供电电压。仍采用图 4.6 所示的测试平台进行验证。联合优化测试平台原理如下图所示：

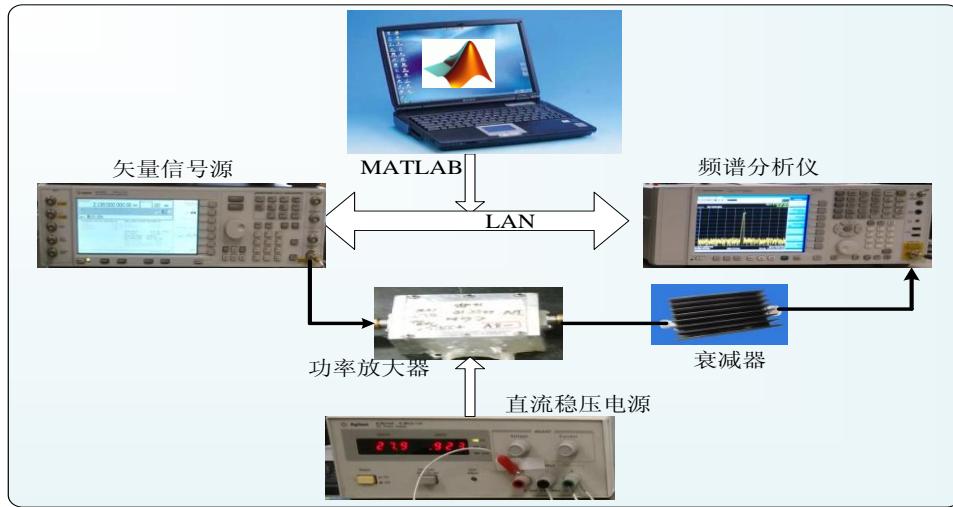


图 4.12 动态偏压与预失真联合优化测试平台原理框图

采用 matlab 产生不同的用户数量的基带信号，通过网络将用户信号数据发送至矢量信号源 E4438C，信号源将基带数据变频至 2195MHz 后输出至功放链。功放链仍采用基于 CGH40010 管芯的 AB 类功放作为末级功放。功放输出信号通过总衰减量为 41.7dB@2195MHz 的衰减链路后送入频谱分析仪 N9030A。频谱分析仪具有 AD 采样和解调功能，将功放输出信号解调至基带后通过网络返回至 Matlab。在 Matlab 里根据发送用户信号和频谱仪的反馈信号，计算功放的预失真模型。并将经过预失真后的信号重新送入矢量信号源发送，以对比观察功放线性化效果。功放动态偏置电压通过手动调整直流稳压电源输出实现。

联合优化需要调整的参量有：(1)根据功放在不同电压下的增益，需要调整输入信号功率，使得功放对用户信号的放大倍数为恒定值。(2)根据功放输出信号的邻道干扰，调整供电电压，使得在满足一定的非线性失真条件下，功放的效率最高。

测试用信号码片速率为 1.2288M Chips/S，根升余弦成形，成形因子 0.3。功放频点为 2195MHz。假设系统下行链路码分信道数最大为 32，即一条导频信道和 31 条码分用户信号，设导频信道和用户信道功率分配因子相等。设最大用户数量时，功放输出功率最大，为 10W(40dBm)。分别在信道数为 32、16、8、4 时，即所要求输出功率分别为 40dBm、37dBm、34dBm、31dBm 时，进行偏压优化。

为了进行比较，先给功放设置固定供电电压为 28V，测试结果见表 4.2 所示。

从表 4.2 测试结果可知，功放偏压固定时，随着输出信号的降低，效率急剧下降。输入为 32 码分用户信号时，功放效率为 49.6%；而输入 4 码分用户信号时，功放输出效率降至 13%。

表 4.2 不同用户数时功放固定偏压测试结果

信道数 (N)	输出功率 (dBm)	功放增益 (dB)	功放效率 (%)	ACPR (dBc)
32	40	39.5	46.6	-28
16	37	40	35.5	-34.8
8	34	40	23	-45.1
4	31	40	13	-47.6

根据系统码分用户数对功放的供电电压进行动态设置，在码分用户数分别为 32、16、8 和 4 时，功放供电电压分别设为 28V、18V、12V 和 8V。动态偏压条件下功放各项指标，包括输出功率、功放增益、功放电源效率，邻道干扰(ACPR)，测试结果如表 4.3 所示。

表 4.3 不同用户数时功放动态偏压测试结果

信道数 (N)	功放偏压 (V)	输出功率 (dBm)	功放增益 (dB)	功放效率 (%)	ACPR (dBc)
32	28	40	39.7	46.6	-28
16	18	37	38.5	47	-31
8	12	34	36.5	51.6	-28
4	8	31	34.3	48.7	-27

从表 4.3 中测试结果可知，通过动态设置功放电压，在整个输出范围内，功放电源效率都保持在 45%以上。例如码分信道数为 4 时，采用固定 28V 供电，功放效率只有 13%，而采用 8V 供电时，功放效率达到 48.7%。

动态偏压带来的影响是信号的失真度会加剧，这是因为采用动态偏压后，功放始终工作在接近饱和状态，线性度比较差。从表 4.3 可以看出，因为动态调整功放供电电压，在输出信号较小的时候，邻道干扰 ACPR 值也比较高，始终保持在-30dBc 左右。

采用数字预失真技术对动态偏压的功放进行线性化处理。采用本文第三章介绍的多项式结构预失真系统。从第三章的半实物仿真结果可知，在本文的应用背景属于窄带系统，功放记忆效应不明显。因此测试采用无记忆多项式预失真结构，预失真器为 5 阶非线性模型，包含偶数阶项。

对功放输入不同用户数的 DS-CDMA 信号，并根据用户数调整功放的供电电压，使得功放始终保持较高的电源效率，此时功放线性度较差，采用数字预失真对功放进行非线性补偿。功放直接输出信号、预失真线性化后输出信号，以及原始信号的功率谱密度实测图如下图 4.13 所示。其中各图测试条件为：(a)，码分用户数为 32，功放输出功率 40dBm，功放供电电压 28V；(b)，码分用户数为 16，功放输出功率 37dBm，功放供电电压 18V；(c)，码分用户数为 8，功放输出功率 34dBm，功放供电电压 12V；

(d), 码分用户数为 4, 功放输出功率 31dBm, 功放供电电压 8V。各图中, (I)曲线所示无预失真时功放输出的信号功率谱密度; (II)曲线表示经过数字预失真线性化后功放输出信号的功率谱密度; (III)曲线表示原始信号功率谱密度。从实测结果可知, 经过预失真线性化, 在各输出功率等级时, 功放输出信号的 ACPR 都被抑制到-40dBc 左右, 满足一般通信系统的需求。

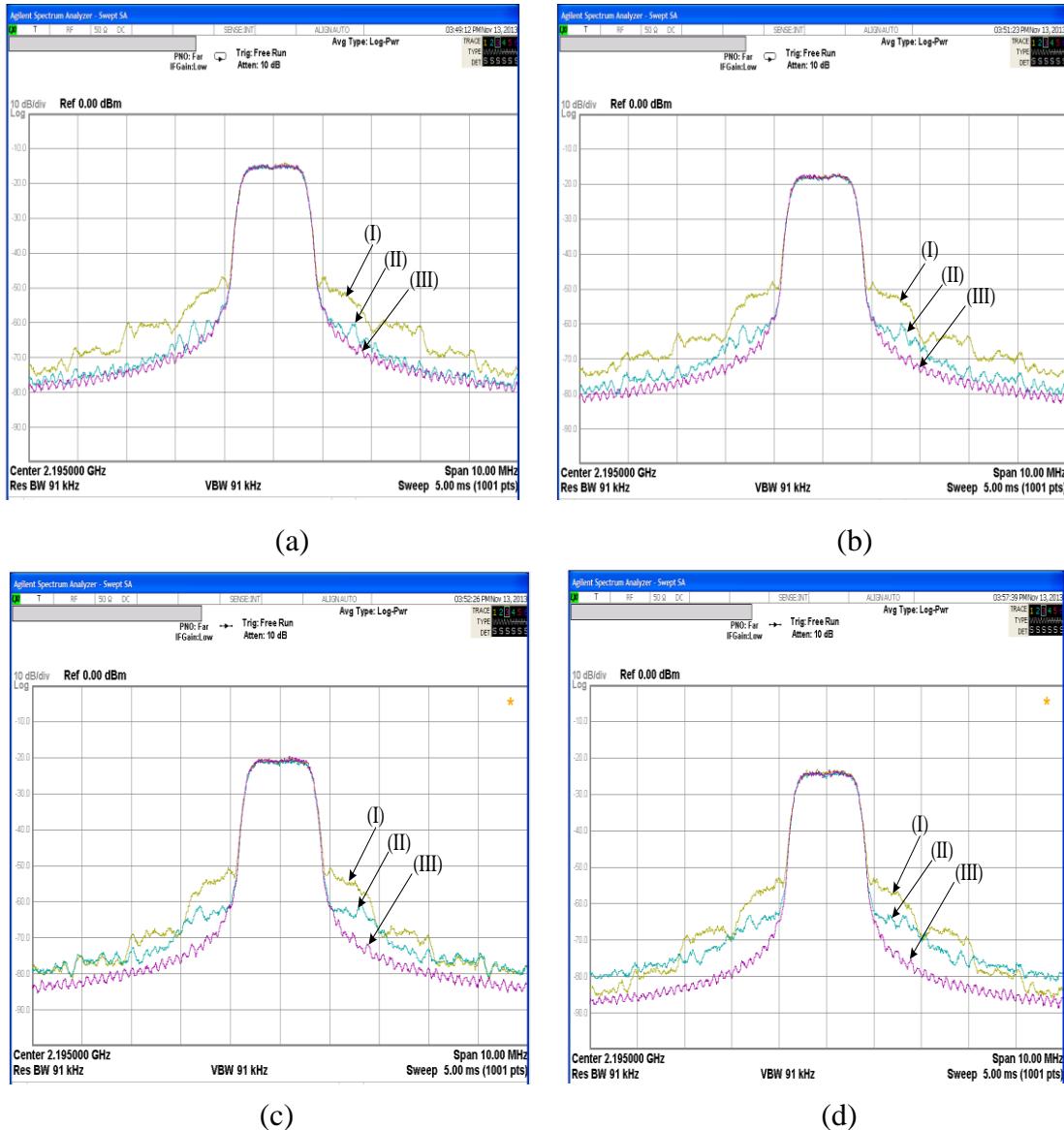


图 4.13 动态偏压与预失真联合优化后功放输出信号功率谱密度图

为直观对比功放在固定偏压和动态偏压时的性能指标, 图 4.14 至图 4.16 分别将不同用户数情况时, 功放的电源效率、直流功耗和输出信号 ACPR 三项指标的测试结果绘图比较。从图 4.14 中可以看出, 在不同用户数情况下, 通过动态偏置调整, 功放效率均保持在 45% 以上, 相对于固定偏压时有较大的提升。图 4.15 所示为不同用户数时, 功放的直流功耗对比。可以看出, 相对于固定偏压, 经过动态偏压优化后, 功放的直流功耗大幅降低, 尤其是用户数较少时, 直流功耗可降为原来的一半。图

4.16 所示为功放在固定偏压、动态偏压、动态偏压和预失真联合优化后三种情况下输出信号的信道干扰情况。从图中可以看出，经过动态偏压调整后，功放线性度变差，表现为 ACPR 大幅提升。但是经过预失真线性化后，ACPR 降至-40dBc 左右，已经能够满足大部分通信系统的线性度要求。

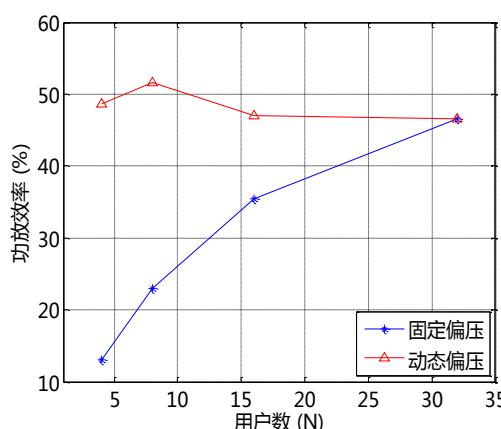


图 4.14 功放电源效率对比

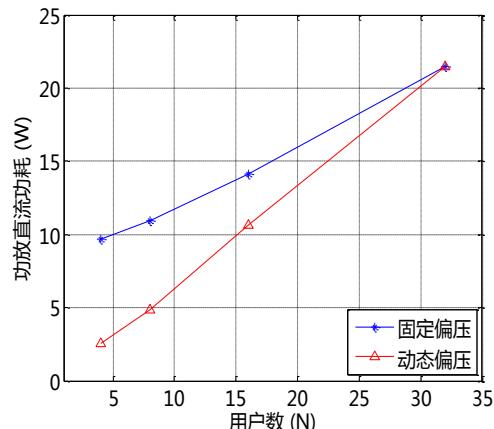


图 4.15 功放直流功耗对比

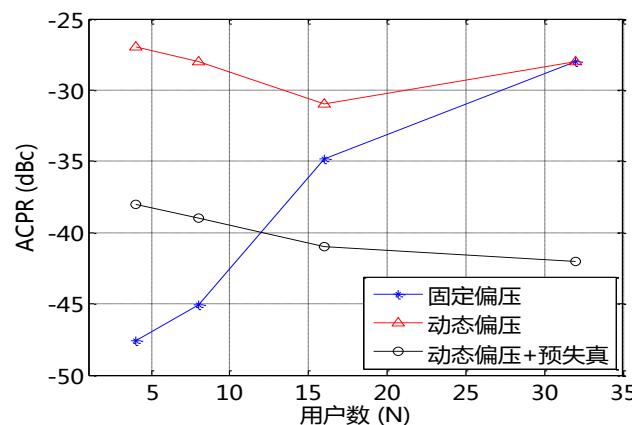


图 4.16 固定偏压与动态偏压输出信号 ACPR 对比

4.6 本章小结

本章首先介绍了提高功放电源效率的功放偏压动态跟踪的基本原理，然后对比了栅压跟踪、漏极偏压包络跟踪、漏极偏压功率跟踪的动态电压的优缺点。针对本文的应用背景，提出了一种根据接入用户数来对功放进行动态漏极偏压的高效率功放技术，并联合预失真提高动态偏压功放的线性度。搭建了测试平台对所提方法进行了验证。仿卫星下行链路信号结构，对功放输入不同用户码分用户数的 DS-CDMA 信号进行测试。实测结果表明，通过动态偏压调整，功放在接入用户数为 32、16、8、4 时，功放均具有高于 45% 的电源效率，通过预失真线性化，功放在整个输出功率范围内，邻道泄漏均降至-40dBc 左右。

本章主要创新点为：提出了根据接入用户数做功放动态偏压调整的方法，并通过数字基带预失真补偿动态偏压引入的功放非线性。相对与传统的功率跟踪方法，本文所提方法省去了功率检测模块和延迟单元，降低了实现复杂度，并且可以避免因偏压调整与功率跟踪之间延迟而引入的性能恶化；采用了数字预失真方法联合优化，具有更高的线性度。

第五章 Doherty 功率放大器

5.1 引言

从第二章的分析结果可知,仿 IS-95 体制的 DS-CDMA 信号具有非常高的峰均比。为了避免信号峰值进入非线性区,功放需要有较大的回退。而对于普通的 A 类、AB 类和 C 类功率放大器而言,功率回退必然导致放大器电源效率急剧降低。削波降峰均比技术和预失真技术能够在一定程度上减少功放回退的幅度,但考虑到可靠性等因素,功率放大器必需降额使用。

低轨通信卫星属于功率受限系统,平台所能提供最大功率有限,而功率放大器是卫星平台的主要耗能部件之一,因此期望在保证发送信号质量的前提下,功放能具有尽可能高的电源效率。Doherty 结构的功率放大器理论上在回退 6dB 以内电源效率基本不会降低,可以较好的解决传统功放在回退时效率降低的问题。

Doherty 功率放大器技术最早于 1936 年由 W. H. Doherty 提出^[55],用于低频的幅调制广播系统中,但并未得到广泛的应用。直到近年来,功率的效率和大功率传输的矛盾日益显现,研究人员发现用新的射频设计理论对 Doherty 功放进行一定的改进,可在高功率功放回退时时保证功放的效率近似不变,这使 Doherty 功放技术重新受到重视,并广泛应用于 3G 通信系统中^{[143][144][145][146][147]}。现有的 Doherty 已经具有多种形式,按照级数分可以分为两路和多路 Doherty 功放,按照功率分配比例可以分为等功率分配 Doherty 和不等功率 Doherty 功放。本章主要研究双路等功率分配 Doherty 功率放大器。

5.2 Doherty 功率放大器简述

5.2.1 有源负载牵引原理

有源负载牵引理论是 Doherty 功放的基础和核心,其基本原理是:对于两个电流源共同作用于同一个负载时,其中的一个源提供动态电流可以使得负载对于另一个源的阻抗动态变化。此处所指阻抗为射频阻抗,不同于通常理解的被动的、不变的负载。

下面通过图 5.1 进行说明。

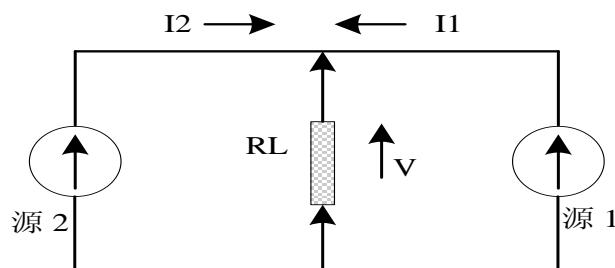


图 5.1 有源负载原理示意图

由基本电路理论可知，当电流源 2 不提供电流时，负载 R_L 上仅有电流源 1 提供的电流 I_1 ，此时源 1 的负载即为 R_L ；若源 2 向负载提供电流时，由基尔霍夫定理可知，负载两端电压为：

$$V_L = R_L(I_1 + I_2) \quad (5.1)$$

因为源 2 电流的加入，源 1 的负载阻抗可视为：

$$R_1 = R_L \left(\frac{I_1 + I_2}{I_1} \right) \quad (5.2)$$

同理因为源 1 电流的加入，源 2 的负载阻抗可视为：

$$R_2 = R_L \left(\frac{I_1 + I_2}{I_2} \right) \quad (5.3)$$

这一过程可理解为源 2 电流的相位和幅度控制了源 1 的负载阻抗，若 I_1 与 I_2 同相，则源 1 的负载阻抗 R_1 随着 I_2 的增大而增大；反之若 I_1 与 I_2 反相，则源 1 的负载阻抗 R_1 随着 I_1 的增大而减小。把两个电流源换成晶体管输出跨导，动态负载牵引效果仍然存在，两晶体管设计成并联形式，其中一个负载阻抗受另外一个的输出电流控制。这种方式即可用于设计 Doherty 功率放大器^[146]。

5.2.2 Doherty 功率放大器原理

Doherty 功放的原理结构图如下图 5.2 所示。

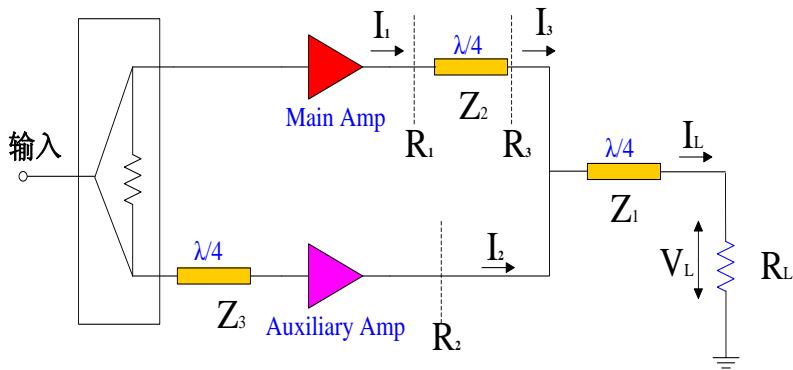


图 5.2 Doherty 功放原理图

Doherty 结构由两个功放组成：一个主功放(也称载波功放)，一个辅助功放(也称峰值功放)。主功放设定在 B 类或者 AB 类工作，辅助功放设定在 C 类工作。在整个输出功率的动态范围内，主功放始终处于工作状态；而辅助功放只有在到达设定的功率峰值后才启动工作。如图 5.2 所示，位于主功放之后的四分之波长微带线用于阻抗变换，在大功率输出时实现辅助功放对主功放的有源负载牵引。位于辅助功放之前的

四分之一波长微带起相位补偿的作用，用以补偿主功放后四分之波长微带线造成的相位延迟，实现主、辅功放的同相输出。负载 R_L 之前的四分之一波长微带线起阻抗匹配作用，用以将 Doherty 功放输出负载阻抗匹配至常用的 50 欧姆系统。

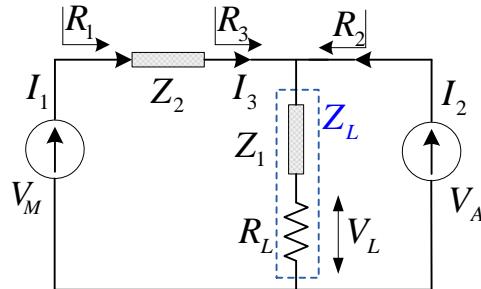


图 5.3 Doherty 功放原理数学抽象图

为了分析 Doherty 功放工作原理，将图 5.2 中的主、辅功放抽象成两个跨导(等效于电流源)，重新绘制该图如图 5.3 所示。将负载前端四分之一微带线与负载视为总的输出负载 Z_L 。

根据上节介绍的有源负载牵引原理结果，根据式(5.2)和式(5.3)可得图 5.3 中的阻抗关系为：

$$R_3 = Z_L \left(1 + \frac{I_2}{I_3} \right) \quad (5.4)$$

$$R_2 = Z_L \left(1 + \frac{I_3}{I_2} \right) \quad (5.5)$$

根据长线传输理论^[148]，对于四分之波长微带线 Z_2 有：

$$Z_2 = \sqrt{R_1 R_3} = \sqrt{\frac{V_M \cdot V_A}{I_1 \cdot I_3}} \quad (5.6)$$

根据等电势的关系有：

$$V_M I_1 = V_A I_3 \quad (5.7)$$

将式(5.7)和式(5.6)代入式(5.4)可得：

$$R_3 = Z_L \left(1 + \frac{I_2 Z_2}{V_M} \right) \quad (5.8)$$

将式(5.8)代入式(5.6)可得：

$$R_1 = \frac{Z_2^2}{R_3} = \frac{Z_2^2}{Z_L \left(1 + I_2 Z_2 / V_M \right)} \quad (5.9)$$

因此主功放输出电压可表示为：

$$V_M = I_1 R_1 = \frac{I_1 Z_2^2}{Z_L(1+I_2 Z_2 / V_M)} = \frac{Z_2}{Z_L} (Z_2 I_1 - Z_L I_2) \quad (5.10)$$

Doherty 功率放大器设定在最大输出功率回退 6dB 时，使主功放达到饱和状态，并开启辅助功放。此时随着输入信号功率的增加，辅助功放输出电流增大。从式(5.9)可知，此时主功放已达到饱和状态，输出电压 V_M 保持恒定不再增加，但由于辅功放输出电流的 I_2 的牵引作用，主功放负载阻抗 R_1 下降，主功放的负载曲线斜率将发生变化，输出电流 I_1 也增大，因此主功放的输出功率仍然随着输入功率的增加而增加。

Doherty 功放的主、辅功放输出电流电压示意图如图 5.4 所示。

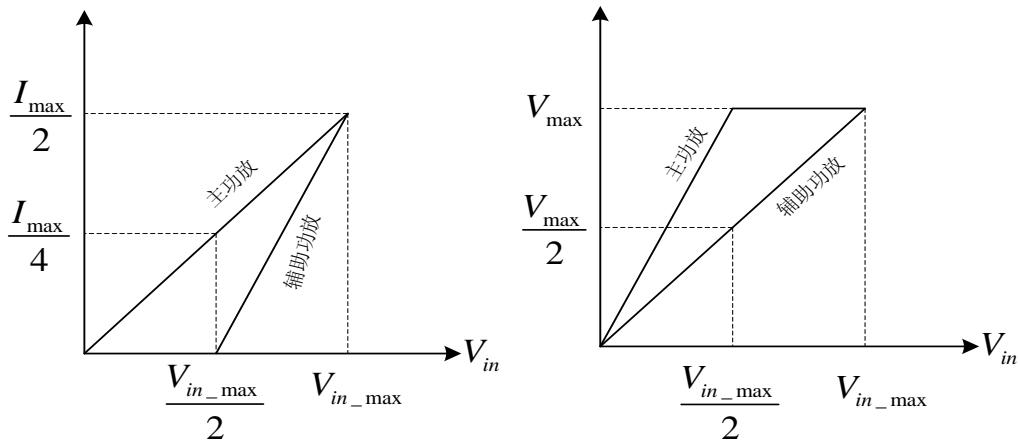


图 5.4 主、辅功放输出电流和电压值

图中 I_{\max} 为 Doherty 功放输出总电流最大值， V_{\max} 为输出电压最大值。考虑从输出回退 6dB 到饱和工作点这一段工作区间，即 V_{in} 从 $V_{in_max}/2$ 到 V_{in_max} 这一段区间，主功放输出电流可表示为：

$$I_1 = \frac{I_{\max}}{4} (1+n) \quad (5.11)$$

辅助功放输出电流可表示为：

$$I_2 = \frac{I_{\max}}{2} n \quad (5.12)$$

其中， n 表示回退程度， $0 < n < 1$ ， $n=1$ 表示 Doherty 输出最大功率， $n=0$ 表示回退 6dB。将式(5.11)和式(5.12)代入式(5.10)可得在考察区间内主功放输出电压为：

$$V_M = \frac{Z_2}{Z_L} (Z_2 I_1 - Z_L I_2) = \frac{Z_2 I_{\max}}{4Z_L} [Z_2 - n(Z_2 - 2Z_L)] \quad (5.13)$$

而从图 5.4 可知，在考察区间内，主功放输出电压为恒定值，与 n 无关，因此有：

$$Z_2 = 2Z_L \quad (5.14)$$

对于 50 欧姆系统， Z_2 为 50 欧姆，因此 Doherty 功放的合成输出阻抗 Z_L 应为 25 欧姆。Doherty 放大器功率输入输出特性如图 5.5 所示。

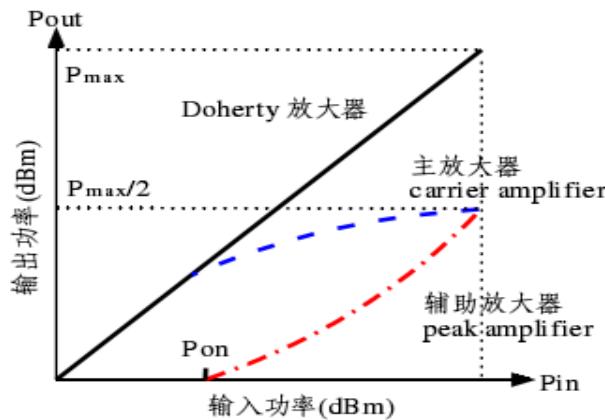


图 5.5 Doherty 功放输入输出特性示意图

综合上文介绍可知，Doherty 功放工作模式分为三个阶段：低功率输出功率阶段、中等输出功率阶段和高功率输出阶段。下面分别分析三个阶段的工作状态。

(1) 低功率输出阶段

当输入功率较小时，主功放正常工作，峰值功放处于关闭状态。输入信号仅由主功放放大，此时，Doherty 功放工作状态与传统的 AB 类功放相同。此时 Doherty 等效电路如图 5.6 所示。此时辅助功放的输出为开路状态，输出阻抗无穷大，由式(5.14)结果，负载 Z_L 为微带线特征阻抗 Z_2 的 $1/2$ 。根据四分之波长微带线性质可知此时主功放等效负载阻抗为 $2Z_2$ 。因此主功放在其最大输出电流的一半时就接近饱和，达到高效率状态。此状态下系统的漏极效率为^[149]：

$$\eta = \frac{2V_{in}}{V_{\max}} \left(\frac{\pi}{4} \right), \quad 0 < V_{in} \leq \frac{1}{2} V_{\max} \quad (5.15)$$

(2) 中等功率输出阶段

当输入功率继续加大，主功放达到饱和，辅助功放开始工作，辅助功放与主功放的相互动态负载牵引作用开始。此时 Doherty 等效电路如图 5.7 所示。此时主放大器已经饱和，随着输入功率的增大，输出电压不再增大，但因为其输出负载受辅助功放输出电流的动态牵引作用逐渐变小，从 $2Z_2$ 逐渐减小至 Z_2 ，因此其输出电流仍然增加。

同理，受主功放输出电流的牵引作用，随着输入功率的增大，辅助功放的输出负载也会逐渐趋于 Z_2 。此时主功放可视为受控电压源，辅助功放可视为受控电流源，二者输出总体功率随着输入功率的增加逐渐增加，直至辅助功放饱和。在中等功率输出状态下，系统的整体效率为^[149]：

$$\eta = \frac{\pi}{2} \frac{\left(\frac{V_{in}}{V_{max}} \right)}{3 \left(\frac{V_{in}}{V_{max}} \right) - 1}, \quad \frac{1}{2} V_{max} < V_{in} \leq V_{max} \quad (5.16)$$

(3) 高功率输出阶段

高功率输出阶段 Doherty 等效电路如图 5.8 所示。在中等功率输出状态下继续增大输入功率，当峰值功放也进入饱和状态。此时主功放和峰值功放都达到了峰值输出功率，系统总体输出功率最大，效率最高。实际上此时主功放和辅助功放都相当于 B 类功放，而且是以功率合成方式，其漏极效率理论上为最高效率 78.5%。

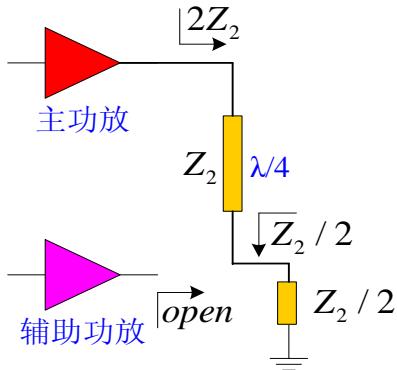


图 5.6 低功率输出阶段等效电路图

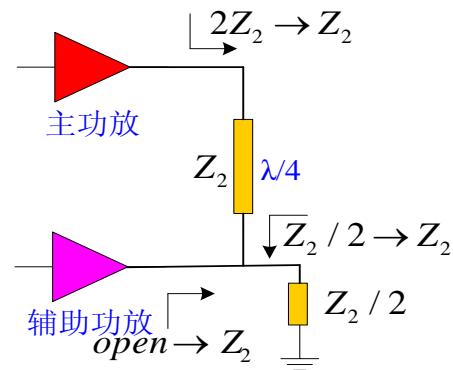


图 5.7 中等功率输出阶段等效电路

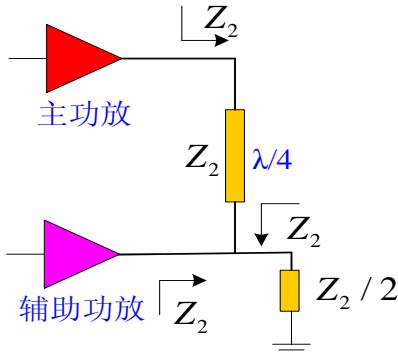


图 5.8 高功率输出阶段等效电路

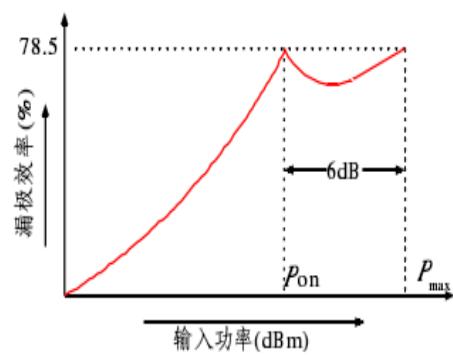


图 5.9 Doherty 功放漏极效率示意图

图 5.9 为 Doherty 功率放大器漏极效率示意图。在低功率输出阶段，仅有主功放工作，此时相当于普通 AB 类功放，其漏极效率随着输入功率增加而增加。在辅助功放开启的临界点，主功放到达饱和点，此时总体效率达到峰值 78.5%。随着输入功率

继续增大，辅助功放开启。因为辅助功放偏置设在深度 C 类工作状态，刚刚开启时效率较低，因此此时 Doherty 功放整体漏极效率有稍许回落。但随着输入功率逐渐增大，辅助功放也逐渐接近饱和，其漏极效率也随之上升，因此 Doherty 整体漏极效率再次上升。直至辅助功放也达到饱和，此时 Doherty 达到最大功率输出点，整体漏极效率也为最高。

5.3 Doherty 功率放大器设计

5.3.1 设计指标与整体方案设计

本章所设计的 Doherty 功率放大器的技术指标为：

- (1) 工作频率为 2190MHz 至 2200MHz。
- (2) 功放增益：大于等于 43dB。
- (3) 带内平坦度：优于 1dB。
- (4) 最大输出功率：43dBm。
- (5) 漏极最高效率：大于 35%。
- (6) 交调失真(IMD3): -20dBc @1dB 压缩点

针对设计指标，Doherty 功放及相应配套射频单元整体设计如下图 5.10 所示：

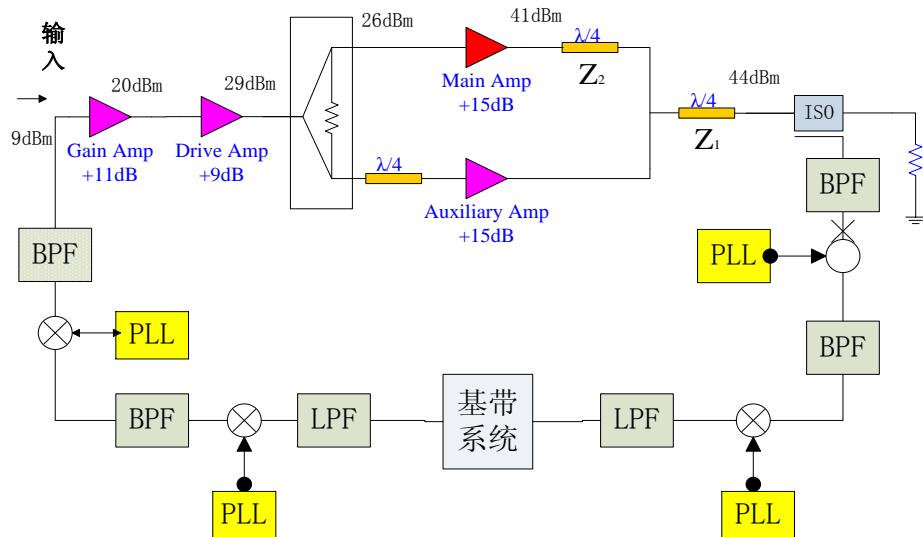


图 5.10 Doherty 功率放大器系统实现框图

基带系统 DA 输出模拟信号中频为 30MHz，平均功率 0dBm。基带系统输出信号经过两级上变频至 2195MHz，然后送入功放链。功放链为三级放大，增益级放大器、驱动级放大器增益分别为 11dB 和 9dB，输出功率分别为 20dBm 和 29dBm。末级功放为 Doherty 功率放大器。链路预算末级 Doherty 功放输出最大功率 44dBm。末级功放输出含有耦合回路，耦合信号经过两级下变频至 30MHz 频点，送入基带系统，以备数字预失真处理。

5.3.2 介质基片选择

介质基片的介电常数以及厚度对功放的电路参数有着非常关键的影响。根据使用的频率、电路功能和成本等因素来选取基片的材料。公司常用的是 FR4、F4B 等国产介质材料。由于基片厚度和微带线的宽度有关，基片越薄，微带线变细，导致导体损耗上升。铜箔厚度也和损耗有关，大功率电路，建议采用厚些的（1-2oz 约 35-70 微米）。另外，要考虑铜箔和介质的粘合力。聚四氟乙烯玻璃纤维编织布材料做成的基片，具有较低的损耗，国内也已经生产，成本也较低，但其介电常数一致性较差。故要求比较高的功放通常使用进口的基片。国外基片相对一致性好，均匀度高，附着性好，损耗低，热导低。是做功放的好材料，但是成本高。为了提高本设计中微带线的匹配的精度，加强散热，设计采用 ROGERS 公司的 RO4350 基片，其厚度 20mil，介电常数为 3.48 ± 0.05 。

5.3.3 Doherty 主功放设计

Doherty 主功放辅助功放都采用 cree 公司的 GaN 晶体管 CGH40010, GaN 属于宽禁带半导体，其本身具有较高的电源效率，在近年来得到的研究和应用。本文选用 CGH40010 管芯 CW 状态时的 P1dB 为 41dBm, 增益大于 16dB，峰值效率可达 60%。

主功放管电路设计采用负载牵引法，这种设计方法要求给出在各种不同输出功率、增益和效率等参数下，不同负载的数据，并以此为依据对功率功率放大器进行综合设计。采用负载牵引法，通过扫描负载的变换，根据设计目标的不同，可以在史密斯原图上绘出一族等输出功率线、一族等效率线以及等增益线等。根据设计要求找出这些数据线最大值或最小值以及它们之间的交点，然后根据设计的要求选择所要找的最佳阻抗点。仿真原理图如下所示：

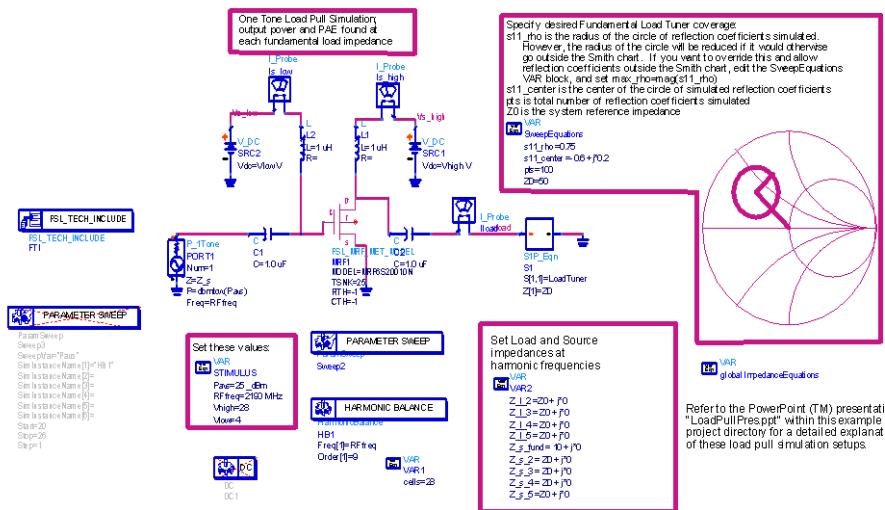


图 5.11 主功放负载牵引电路结构

仿真结果如下图所示：

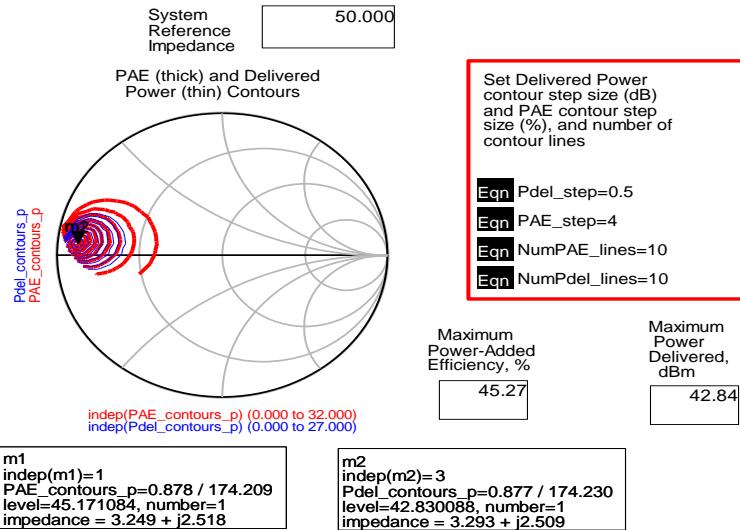


图 5.12 主功放负载牵引仿真结果

采用负载牵引得到的阻抗在功放输入为 25dBm 的情况下, PAE 可以达到 45.27%, 最大输出功率可达到 42.84dBm。

在得到最佳源阻抗和负载阻抗后, 需要通过阻抗变换将之匹配到 50Ω , 采用的拓扑方式为微带线混合匹配电路, 在微带混合匹配电路中, 通常电感元件采用一段高阻微带线来实现, 而电容元件往往采用集总参数的微调电容。微带线是微波集成电路的基础, 它在微波集成电路中用来连接元器件, 并构成电容, 电感, 谐振回路, 滤波器, 阻抗变换器和功率分配器等无源器件。最终实现的主功放的电路及仿真结果如下所示:

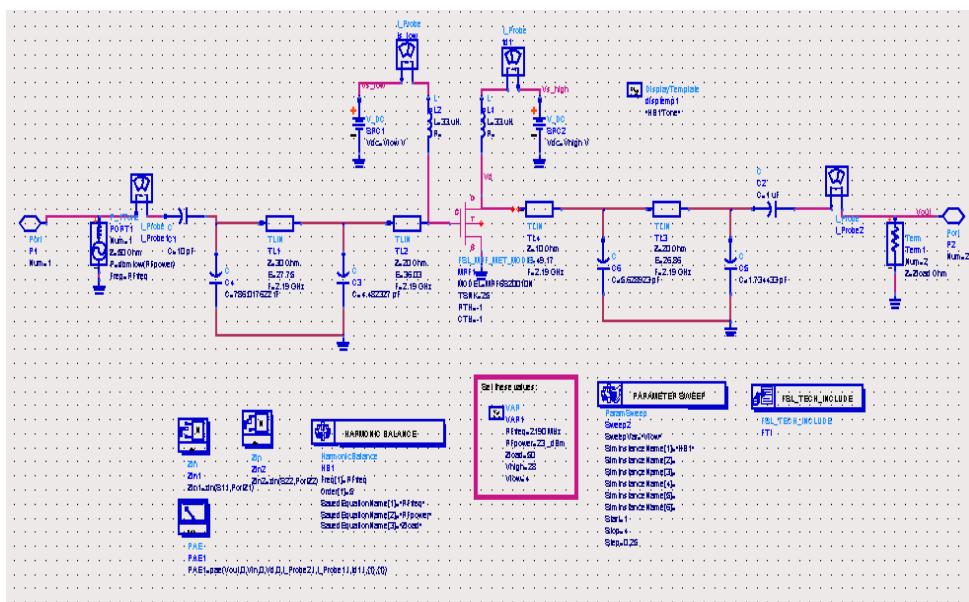


图 5.13 主功放电路结构

通过谐波平衡仿真, 其输入输出功率、效率及增益仿真结果如下图所示

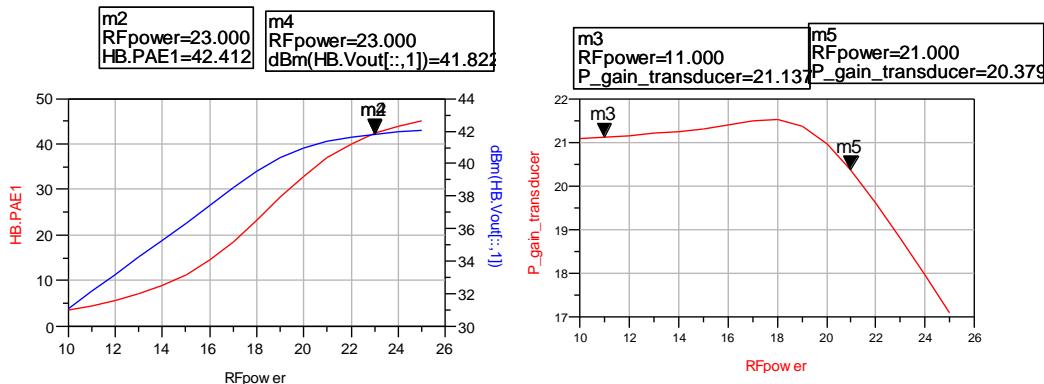


图 5.14 主功放电路仿真结果

5.3.4 Doherty 辅助功放设计

辅助功放管电路设计过程与主功放管电路设计基本类似，通过栅压调节使其工作在 C 类工作状态，同样通过负载牵引设计方法进行电路设计，其负载牵引电路及仿真结果如下图所示：

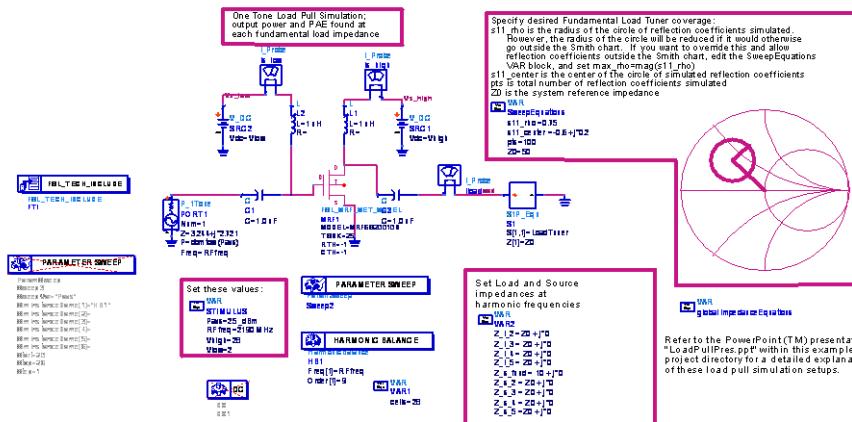


图 5.15 辅助功放负载牵引电路结构

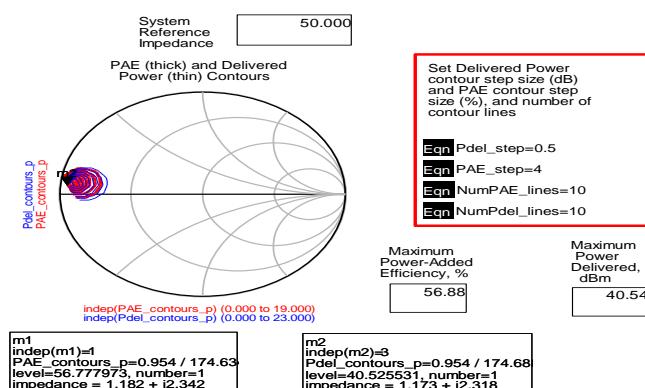


图 5.16 辅助功放负载牵引仿真结果

采用负载牵引得到的阻抗在功放输入为 25dBm 的情况下, PAE 可以达到 56.88%, 最大输出功率可达到 40.54dBm。通过得到最佳源阻抗和负载阻抗进行输入输出电路匹配设计, 最后实现的电路图及仿真结果如下图所示。

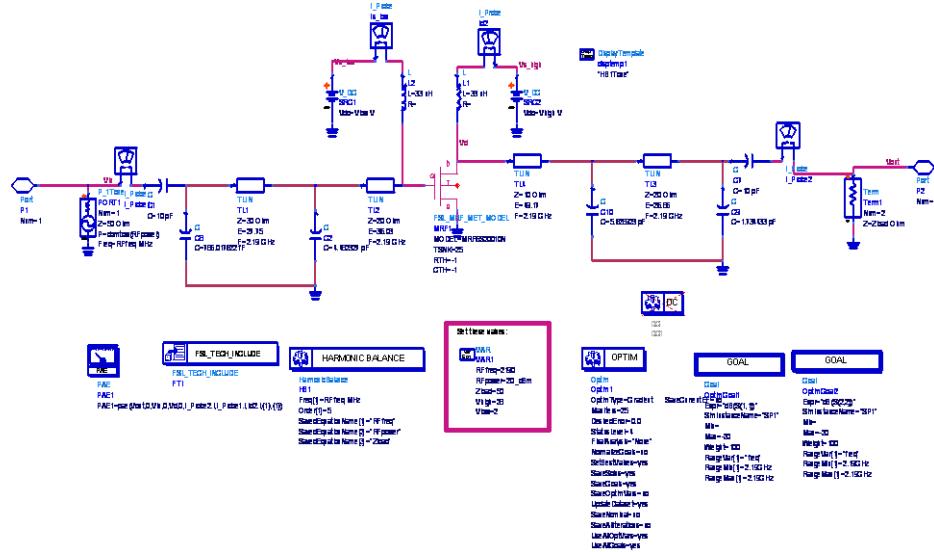


图 5.17 辅助功放电路结构

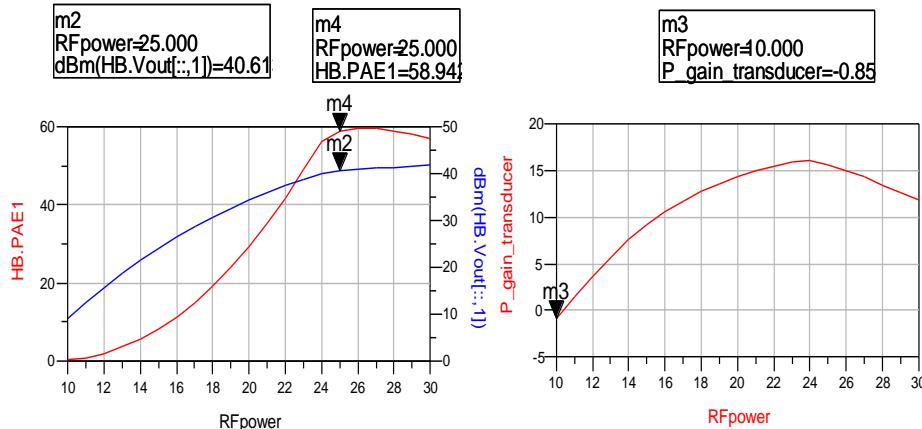


图 5.18 辅助功放电路仿真结果

5.3.5 Doherty 功放整体电路设计

Doherty 放大器要求主和辅助功放没有时延, 因为如果两路放大信号出现时延, 则一部分分量会相互抵消, 导致线性和效率的下降。本设计中输入信号先经过一个 3dB 电桥分为主放大器和辅助放大器两路, 在这里我们使用 90 度的分支线电桥设计, 经过它后两路信号时延相差 90 度, 其 ADS 拓扑结构及仿真结果如下所示。

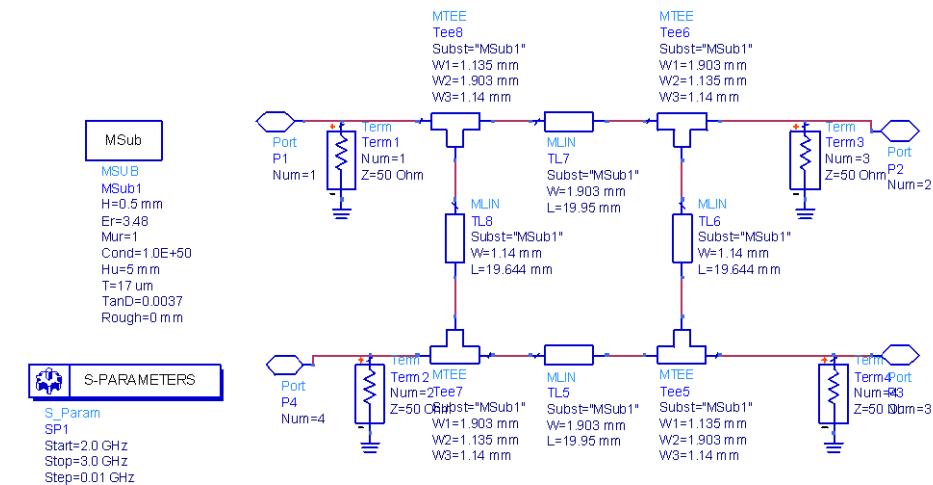


图 5.19 3dB 分支线电桥拓扑结构

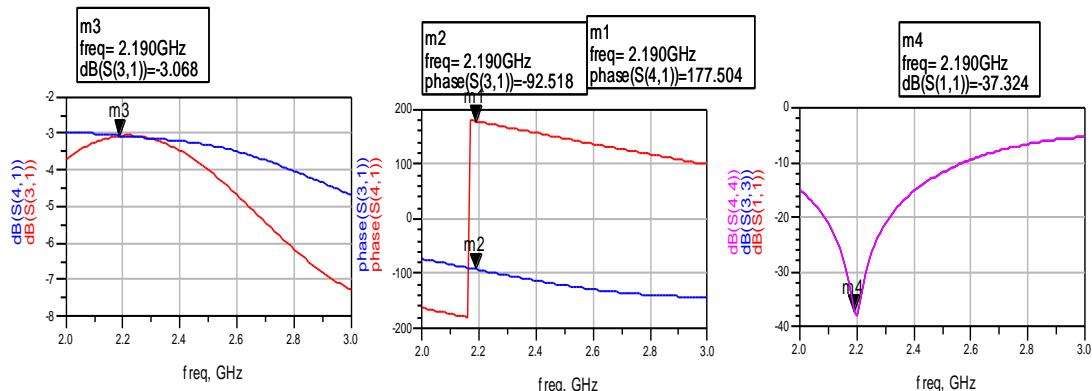


图 5.20 3dB 分支线电桥仿真结果

为保证主辅放大器时延相同，主功放输出端需要 90 度相移的补偿线。ADS 仿真模型如下：

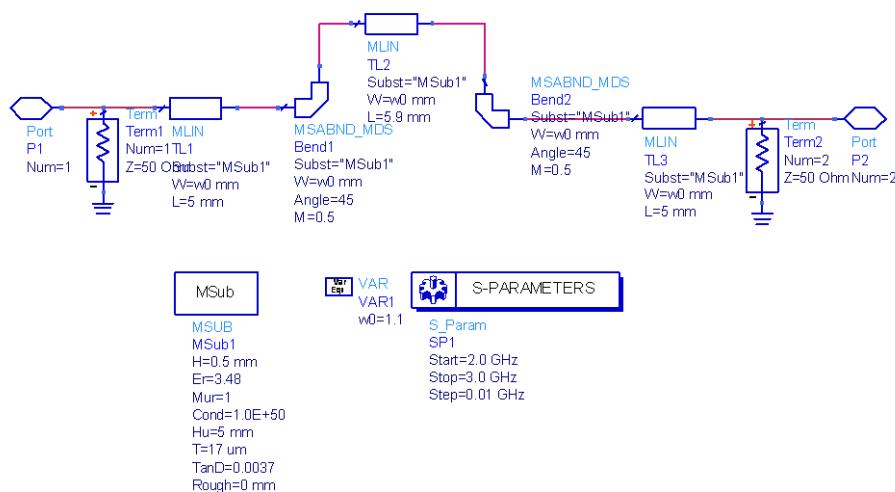


图 5.21 90 度相移补偿线拓扑结构

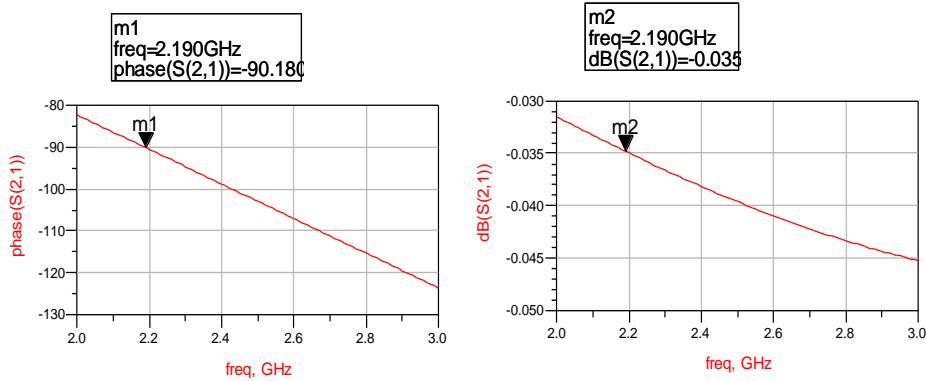


图 5.22 90 度相移补偿线仿真结果

最后是匹配转换线的设计，主功放和辅助功放都匹配到 50Ω ，则由前面理论分析可得：

$$Z_1^2 = R_1 \times R_L \quad \text{式(5.17)}$$

则 $Z_1 = 35\Omega$ ，线长为 $\lambda_g / 4$ ，ADS 仿真模型如下：

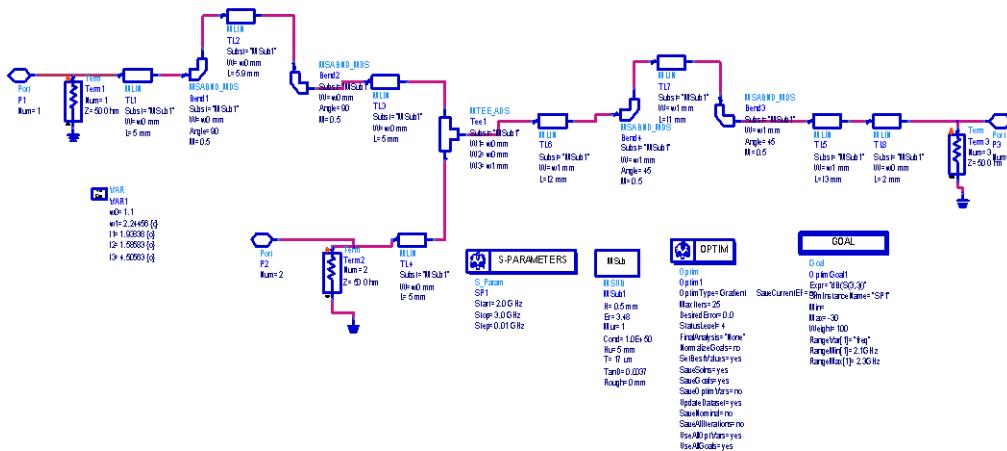


图 5.23 末级 doherty 电路实现拓扑结构

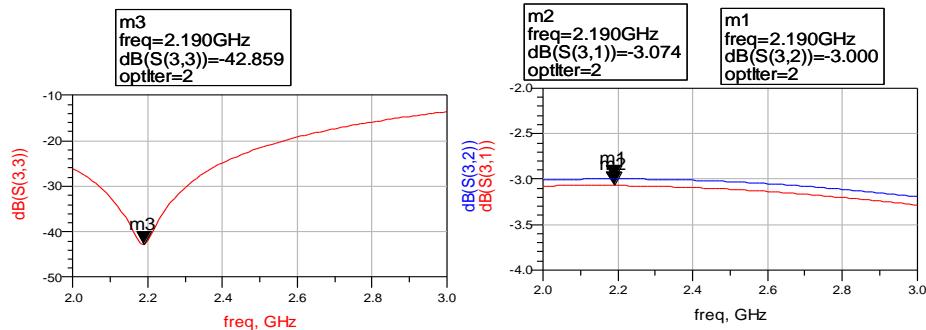


图 5.24 末级 doherty 电路仿真结果

从输出看回波损耗在频带范围内小于-30dB，满足设计要求。

将主功放电路及辅助功放电路进行综合设计，并进行优化仿真设计，最终实现的

电路图及仿真结果如下所示。

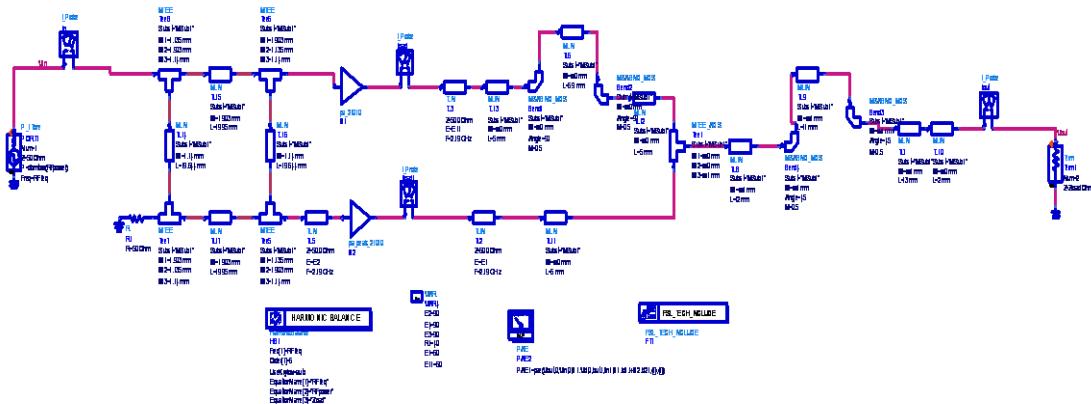


图 5.25 末级功放电路仿真图

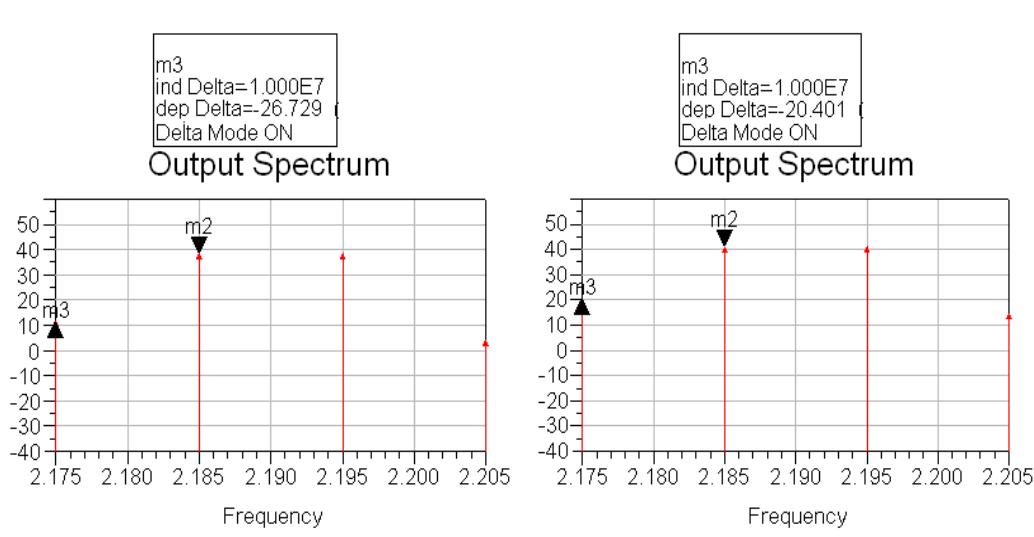
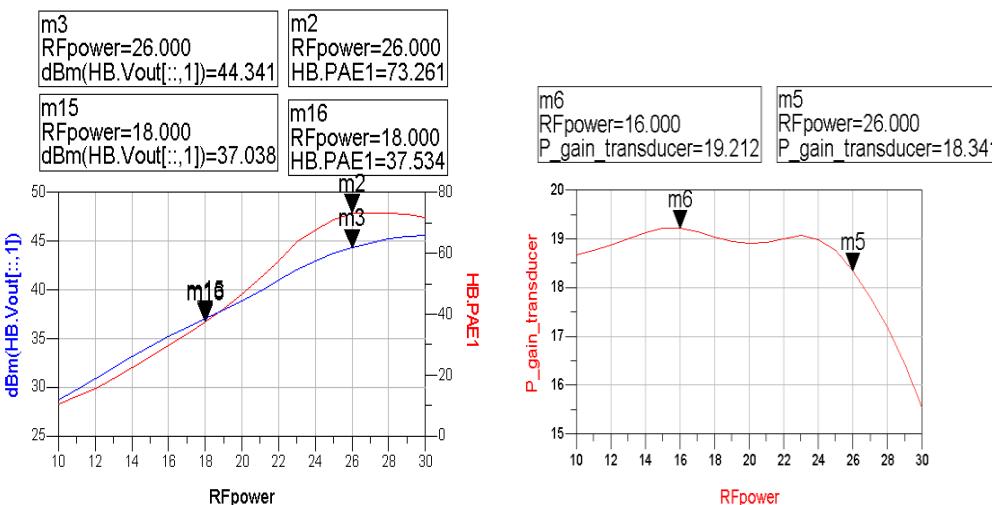


图 5.26 末级功放电路仿真结果

从仿真曲线可以看出，功放在大概输入 28dBm 时达到 P-1dB 输出功率，其对应的输出功率为 44.384dBm，效率为 51.2%，能够达到预期系统的性能指标。功放在大概输入 26dBm 时达到 P-1dB 输出功率，其对应的输出功率为 44.4dBm，效率为 73.1%，单音回退 6dB 时三阶交调大于 26.7dB，完全能够达到系统的性能指标。

5.3.6 Doherty 功放测试结果

本小节对所设计的 doherty 功放进行性能指标测试。测试指标包括输出功率、功率增益、效率和三阶交调等指标。

测试平台原理框图如下图所示：

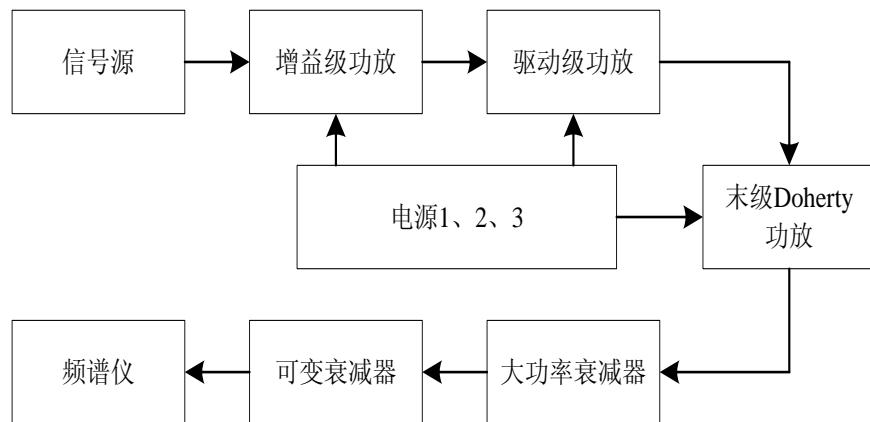


图 5.27 Doherty 功放测试平台原理框图

测试所用仪器设备如下：

表 5.1 Doherty 功放测试平台仪器列表

仪器名称	仪器型号	数量
信号源	HP83620	一台
频谱仪	HP8563E	一台
大功率衰减器	通亚 50W10dB	一只
可变衰减器	通亚 0-40dB	一只
直流稳压电源 1	PW18-1.8A	一台
直流稳压电源 2	QJ5030	一台
直流稳压电源 3	QJ5030	一台

Doherty 功放实物如图 5.28 所示，测试平台实物如图 5.29 所示。

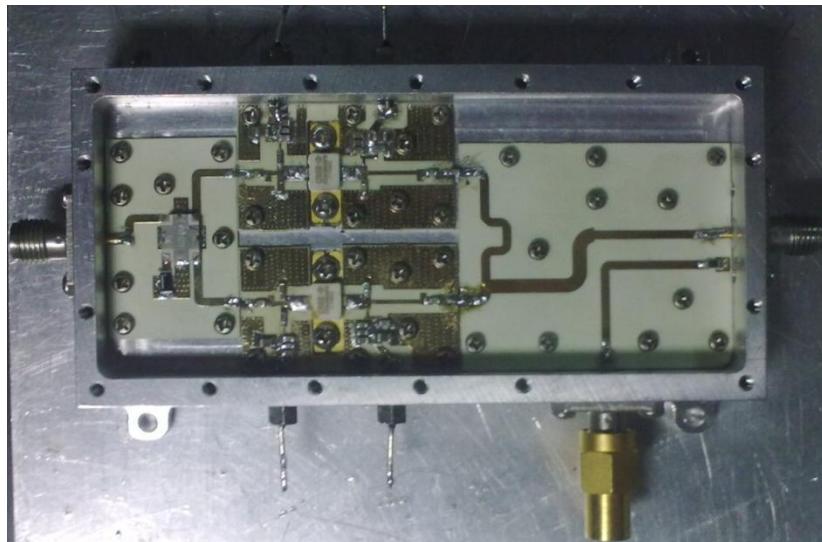


图 5.28 Doherty 功放实物图片

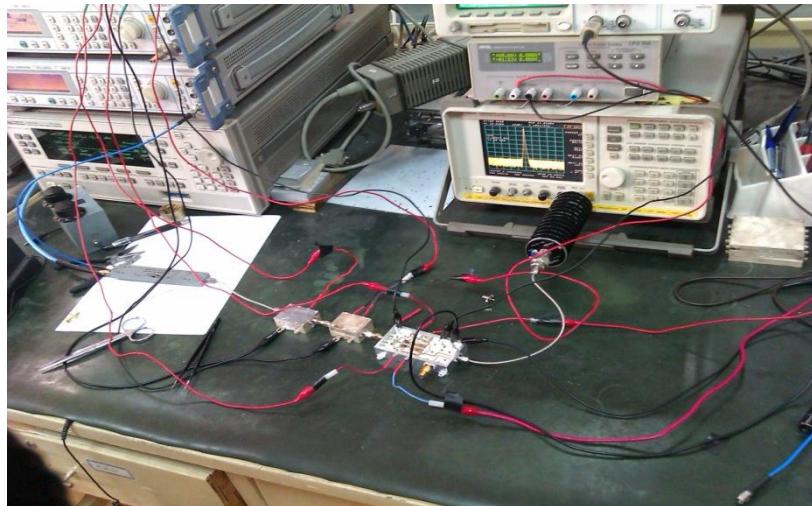


图 5.29 Doherty 功放测试现场图片

测试在室温条件下进行，信号源输出信号频点为 2195MHz，输出功率、功率增益以及电源效率采用单音测试。三阶交调采用频率间隔 500KHz 的双音输出测试。结果如下表所示。

表 5.2 Doherty 功放系统测试结果

输入功率 (dBm)	输出功率 (dB)	增益 (dB)	效率 (%)	IMD3 (dBC)
5	33.3	28.3	18.4	-34.0
6	34.5	28.5	21.6	-30.5
7	35.6	28.6	24.7	-27.1
8	36.7	28.7	28.1	-25.1
9	37.8	28.7	32.3	-24.8
10	38.7	28.7	35.6	-23.8

11	39.7	28.7	40.2	-23.1
12	40.6	28.6	44.7	-22.3
13	41.4	28.4	48.9	-21.6
14	42.1	28.1	52.5	-19.7
15	42.8	27.8	56.8	-16.8
16	43.3	27.3	59.7	-15.4
17	43.7	26.7	62.2	-15.6

从测试结果可知, Doherty 功放最大输出功率为 43.7dBm, 达到设计目标输出。峰值输出 43.7dBm 时效率达到 62.2%。在 1dB 压缩点, 即输入为 16dBm、输出为 43.3dBm, 增益为 27.3dB 时, 仍达到 59.7%。效率回退至三阶交调 IMD3 小于 -20dB 时, 仍然具有将近 50% 的效率。完全达到预期指标。

5.4 系统其他主要射频组件设计

从图 5.10 知, 基带系统输出信号频点和用于 DPD 的反馈通道信号频点均为 30MHz, 而 Doherty 功放指标频点为 2195MHz, 因此还需要设计上、下变频模块以及频综模块。整个上下变频模块采用二次下变频和二次上变频, 混频器的本振信号采用由高集成的频综芯片实现, 分两路输出 RF 和 IF 信号。总体实现框图如下所示:

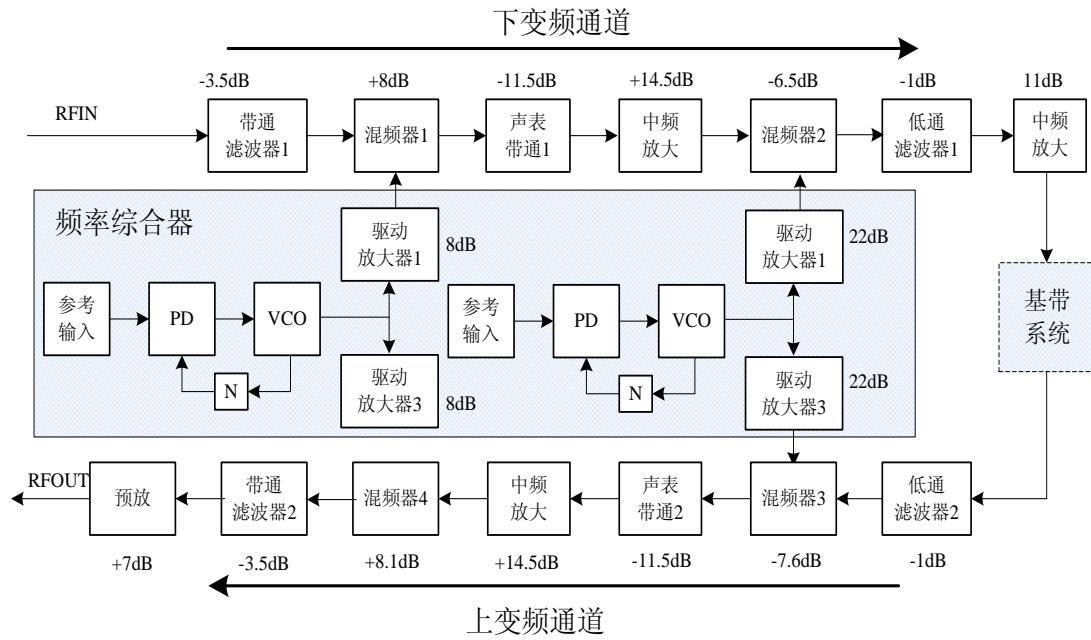


图 5.30 上下变频整体设计框图

在下变频通道, 放大器输出耦合信号从 RFIN 输入, 输入信号大约为 0 dBm, 频率 2195MHz, 射频信号首先通过带通滤波器 1。带通滤波器 1 主要起抑制镜像频率的作用。通过带通后信号进入混频器 1, 与本振的 1.32GHz 信号混频出 875MHz 的中频信号, 为了满足混频器 LO 端输入电平, 在混频器本振 LO 输入端加入驱动放大器。

混频出的中频信号通过声表带通滤波器完成滤波。接下来进行中频放大，放大中频信号，同时弥补通路损耗。中频信号放大后进入二次下变频，与本振输出的 845MHz 信号混频出 30MHz 的信号，混频器出来 30MHz 信号经过低通滤波器 1 后进入基带系统。

上变频通道中，从基带系统输出信号通过低通滤波器 2 后，进入一次上混频，与本振的 845MHz 信号混出中频 875MHz 的信号。中频信号用声表滤波器 2 滤波，滤波器主要是抑制本振干扰。中频信号进行中频放大，放大中频信号，同时弥补一部分上变频通路的功率损耗。875MHz 的信号进入混频器 4 与 1.32GHz 的本振信号进行二次上混频，最后经带通滤波放大后输出给 Doherty 放大器模块。

5.4.1 下变频模块设计

一次下混频采用 mini-circuits 公司的无源混频器 ADE-25MH+，RF/LO 的频率范围为 5-2500MHz，IF 范围是 5-1500MHz。一般工作所需 LO 信号驱动为 13dBm，插损小于 10dB。

从功放耦合出来的 2195MHz 信号与频率为 1320MHz 的 LO 混频输出 875MHz 的信号。为了滤除杂散信号，在一次下混频后放置有声表滤波器，选用了 Triquint 公司的 855728。带内插损为 3dB 左右，带外有很好的抑制效果。

为了补偿信号的损耗，第二次变频前加入了增益补偿放大器，选择 NEC 公司的 UPC3227TB。工作电压为 5V，增益为 22dB。第二次混频选用的器件是 mini-circuits 的 RMS-5H，RF/LO 的频率范围为 10-1500MHz，IF 范围是 DC-900MHz。一般工作所需 LO 信号驱动为 17dBm，插损小于 10dB。

875MHz 信号与 845MHz 的 LO 变频到 30MHz。最后为了满足输出功率要求，加入一级增益放大器 ERA-5SM+。供压为 12V，增益达 20dB。

下变频模块的实物图如图 5.31 所示。

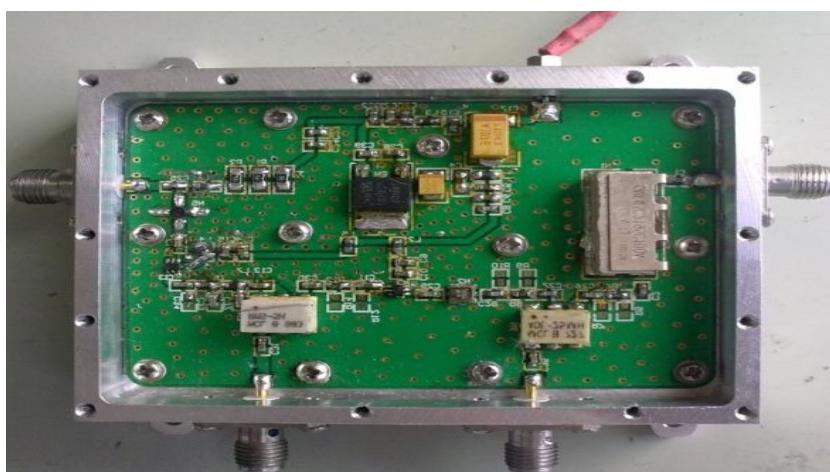


图 5.31 下变频模块实物图

下变频模块测试结果如下表 5.3 所示。测试指标为输出功率和增益，测试用输入射

频信号为 2195MHz 单音信号，下变频模块输出信号为 30MHz 中频信号。

表 5.3 下变频模块测试结果

输入功率(dBm)	输出功率(dBm)	增益(dB)
-10	5.67	15.67
-9	6.67	15.67
-8	7.67	15.67
-7	8.5	15.5
-6	9.33	15.33
-5	10.33	15.33
-4	11.17	15.17

从测试结果看，下变频模块输出增益稳定性比较好，增益抖动在 0.5dB 范围之内。输出最大功率可达 11dBm，在下变频经过折算，对于幅度摆动较小的单音正弦波信号，在 50 欧姆的 AD 接口中，进入 AD 的模拟信号摆幅可超过 1V，反馈通道下变频器可与基带系统直接对接。

5.4.2 上变频模块设计

上变频模块的作用是将基带系统输出的 30MHz 频点中频信号上变频至 2.195GHz 射频信号。本系统的上、下变频通道采用共本振方式，因此上变频模块器件选型与下变频模块的完全一样，使用的无源混频器 ADE-25MH+ 和 RMS-5H。30MHz 信号经过 RMS-5H 变为 875MHz，再经过 ADE-25MH+ 变成 2.195GHz。由于输出信号是供给驱动放大器，所以需满足一定的功率级。hmc308 的工作电压为 5V，增益 15dB，输出功率为 17dBm。

上变频模块实物图如图 5.32 所示。

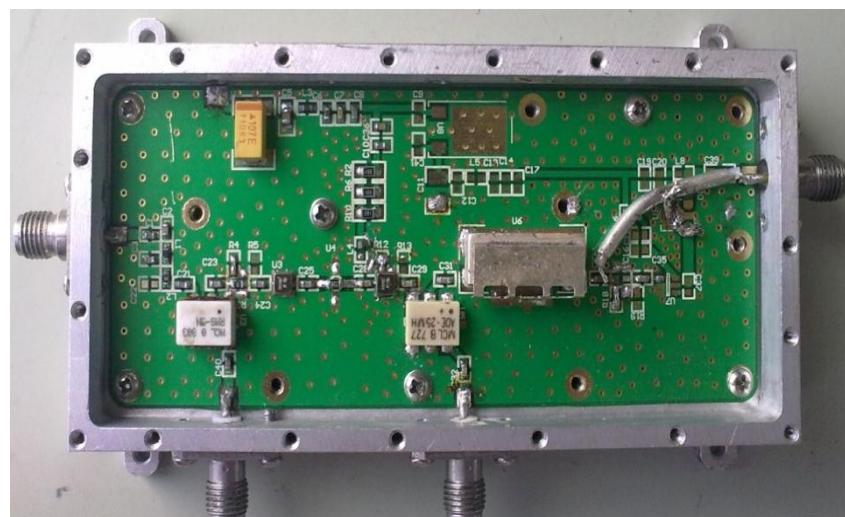


图 5.32 上变频模块实物图

上变频测试结果如表 5.4 所示。测试用输入功率为 30MHz 单音信号，上变频模块输出为 2195MHz 射频信号。测试指标包括输出功率和增益

表 5.4 上变频模块测试结果

输入功率(dBm)	输出功率(dBm)	增益(dB)
-15	12.5	27.5
-14	13.5	27.5
-13	14.5	27.5
-12	15.5	27.5
-11	16.5	27.5
-10	17.3	27.3
-9	18.3	27.3
-8	19.3	27.3

从测试结果可知，上变频模块输出最大功率可达 19dBm，且增益比较平稳，即在最大 19dBm 输出的条件下，上变频没有非线性失真。结合上文的功放链测试结果可知，上变频模块可在保证自身无失真的条件下将功放链推至饱和。

5.4.3 频综模块设计

本系统要求频综能够输出两路信号，分别输出 1320MHz 的 RF 本振信号和 845MHz 的 IF 本振信号，为提高系统的集成度，选用具有射频及中频双锁相环的集成芯片，采用 SL 公司的集成锁相环芯片 SI4136，包括三个 VCO，环路滤波器，参考和 VCO 分频器，相位检测器，除法和掉电设置。可以通过一个三线串行接口进行频率控制，具有低相位噪声的特点。

频综模块实物如图 5.33 所示



图 5.33 频综模块实物图

频综模块测试结果如表 5.5 和表 5.6 所示。测试内容包括输出功率和相位噪声。

表 5.5 频综模块输出相噪测试结果

测试频率(MHz)	偏离载频(KHz)	相位噪声(dBc/Hz)
1320	± 1	-81.23
	± 10	-89.35
	± 100	-99.83
	± 1000	-122.2
845	± 1	-92.89
	± 10	-94.34
	± 100	-95.00
	± 1000	-121.50

表 5.6 频综模块输出功率测试结果

测试频率(MHz)	输出功率(dBm)
1320	13.83
845	13.50

从测试结果可知，频综输出的两级本振信号功率满足上下变频模块芯片所要求的输入功率范围，且都具有比较低的相位噪声。

5.5 本章小结

本章首先介绍了 Doherty 功率放大器的基本原理，然后针对本论文课题背景所要求的指标设计了基于 GaN 管芯的平衡结构 Doherty 功率放大器，对主功放、辅助功放、以及 Doherty 功放整体电路进行了仿真，在此基础上进行了硬件实现。测试结果表明，所设计功放完全满足要求所提指标，峰值效率可达将近 60%，回退至三阶交调为 20dB 时，仍有将近 40% 的电源效率，达到国际和国内先进水平^{[150][151][152][153]}。最后实现了系统其他主要配套射频模块，包括上、下变频模块，频综模块。测试结果表明所设计各射频组件具有较好的性能，能够满足系统需求的各项性能指标。

第六章 总结与展望

本文主要针对低轨通信卫星应用背景下的高效率高线性度功放技术做了相关研究。本文主要工作内容如下：

研究了 DS-CDMA 卫星通信系统中下行链路信号峰均比统计特性，研究结果表明，下行链路发送信号峰均比主要受接入用户数和基带成形滤波的影响。总结了现有各种降峰均比技术。提出了一种针对 DS-CDMA 卫星通信系统下行链路信号的降峰均比方法。该方法基于对用户信号分组加扰以抵消信号峰值功率的思想，实现复杂度低、不需要传送边带信息。仿真结果表明，在用户数较多的情况下，通过该方法对用户信号分组加扰后，信号峰均比有 3dB 左右的降低。

对存在非线性失真条件下 DS-CDMA 卫星通信系统伪码捕获和系统误码率的性能进行了理论分析。提出了一种应用于数字预失真系统中的基于载波相位检测 (PD-DE) 的环路延迟估计算法。仿真结果和实测结果表明，在不损失估计精度的前提下，PD-DE 算法相对于传统的环路延迟估算法，具有更快的收敛速度和更低的实现复杂度。针对本文应用背景，提出了一种适合星载应用的星地协同预失真线性化方法，并设计了半实物仿真平台。在半实物仿真平台上验证了所提方案的有效性，并比较了各种模型参数条件下的预失真性能。

对功放动态偏压技术进行了研究，提出了一种根据接入用户数来对功放进行动态漏极偏压的高效率功放技术，并联合预失真提高动态偏压功放的线性度。搭建了测试平台对所提方法进行了原理验证。实测结果表明，通过动态偏压调整，功放在整个输出功率范围内都具有高于 45% 的电源效率，通过预失真线性化，功放在整个输出功率范围内，邻道泄漏均降至 -40dBc 左右。

设计了一款基于 GaN 管芯的平衡结构 Doherty 功率放大器，对主功放、辅助功放、以及 Doherty 功放整体电路进行了仿真，在此基础上进行了硬件设计。测试结果表明，所设计功放完全满足预期指标。最后设计了系统其他主要配套射频模块，包括上、下变频模块，频综模块。测试结果表明所设计各射频组件具有较好的性能，能够满足系统需求的各项性能指标。

针对低轨通信卫星的高效率线性功放技术，有以下几点值得进一步研究。

1、针对降峰均比技术，本文所提出的基于分组加扰技术对用户信号峰均比只有最多 3dB 左右的降低。而在预失真线性化的研究和实际测试过程中发现，降低峰均比有利于提高预失真的线性化性能。因此可以考虑通过其他方法来进一步降低信号峰均比。

2、多项式预失真能有效地补偿功放非线性，但是从第三章分析可知，其具有比较高的实现复杂度，尤其是高阶非线性模型需要大量的乘法器资源。另外多项式对强非线性失真的表征能力有限。因此具有更低实现复杂度、更强非线性表征能力的预失

真模型，例如分段多项式、样条拟合等技术，值得更进一步研究。

3、本文对基于用户数量的功率跟踪动态偏压技术和数字预失真技术联合优化进行了原理性测试，但是没有进一步设计具体的实现电路。另外基于用户数量的动态偏压调整精度也比较粗糙，仅针对 32、16、8 和 4 用户四种情况下进行了优化。因此，在 DS-CDMA 低轨卫星通信的应用背景下，对不同用户数量情况下功放的偏压设置做更细致的优化，以及设计动态偏压的具体实现电路，对于实现星载应用有重要意义。

4、采用动态偏压技术和数字预失真技术对 Doherty 结构功放进行优化也是一项值得研究的内容。Doherty 结构功放具有 6dB 回退范围内电源效率保持较高状态的特点，非常适合应用于高峰均比信号的系统。但是因为主功放过早进入饱和状态，其线性度比较差，需要进行线性化处理。另外对 Doherty 主功放和辅功放的供电电压进行动态调整，能够进一步的提升 Doherty 的效率。

参考文献

- [1] 余金培, 杨根庆, 梁旭文. 现代小卫星技术与应用[M]. 上海: 上海科学普及出版社, 2004.
- [2] 庞统. 稳步发展的中国通信卫星[J]. 卫星与网络, 2010(8):40-42.
- [3] 帅涛. 低轨卫星 DS-CDMA 信号快速同步技术研究[D]. 中国科学院上海微系统与信息技术研究所博士学位论文, 2008.
- [4] 陈寅健. LEO 卫星 CDMA 短数据移动通信系统设计与分析[D]. 中国科学院上海微系统与信息技术研究所博士学位论文, 2005.
- [5] Liang C P, Jong J, Stark W E, et al. Nonlinear amplifier effects in communications systems [J]. Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, 1999, 47(8): 1461-1466.
- [6] Steinbeiser C, Landon T, Suckling C, et al. 250 W HVHBT Doherty With 57% WCDMA Efficiency Linearized to 55 dBc for 2c11 6.5 dB PAR[J]. Solid-State Circuits, IEEE Journal of, 2008, 43(10): 2218-2228.
- [7] 刘雪梅, 超宽带大功率行波管的优化设计, 电子科技大学硕士学位论文, 2010.
- [8] GregJue.3Gpp W-CDMA systems: design, and testing[J]. IEEE microwave magazine. June 2002.3(2):56-64
- [9] Holma H, Toskala A. Wcdma for Umts[M]. New York: Wiley, 2000.
- [10] 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.
- [11] 佟学俭, 通信, 罗涛, 等. OFDM 移动通信技术原理与应用[M]. 人民邮电出版社, 2003.
- [12] Wilkinson T A, Jones A E. Minimisation of the peak to mean envelope power ratio of multicarrier transmission schemes by block coding[C]//Vehicular Technology Conference, 1995 IEEE 45th. IEEE, 1995, 2: 825-829.
- [13] Davis J A, Jedwab J. Peak-to-mean power control and error correction for OFDM transmission using Golay sequences and Reed-Muller codes[J]. Electronics Letters, 1997, 33(4): 267-268.
- [14] Armstrong J. Peak-to-average power reduction for OFDM by repeated clipping and frequency domain filtering[J]. Electronics letters, 2002, 38(5): 246-247
- [15] Kim D, Stuber G L. Clipping noise mitigation for OFDM by decision-aided reconstruction[J]. Communications Letters, IEEE, 1999, 3(1): 4-6.
- [16] Mestdagh D J G, Spruyt P, Biran B. Analysis of clipping effect in DMT-based ADSL systems[C]//Communications, 1994. ICC'94, SUPERCOMM/ICC'94, Conference

- Record,'Serving Humanity Through Communications.'IEEE International Conference on. IEEE, 1994: 293-300.
- [17]T.Jiang, Y.Yang and Y.H.Song, Exponential ComPanding Technique for PAPR Reduction in OFDM Systems[J], IEEE Transactions on Broadcasting, vol.51, no.2, Jun.2005, PP.244-248
- [18]T.Jiang and G.x.Zhu, Nonlinear companding transform for reducing Peak-to-average Power ratio of OFDM signals[J], IEEE Transcetions on Broadcasting, vol.50, no.3, Sept. 2004, PP.342-346.
- [19]R.W.Bauml, R.F.H.Fischer and J.B.Huber, Reducing the Peak-to-average Power ratio of multicarrier modulation by seleeted mapping[J], Electron.Lett.,vol.32, no.22, oct. 1996, PP.2056-2057
- [20]Jayalath A D S, Tellambura C, Wu H. Reduced complexity PTS and new phase sequences for SLM to reduce PAP of an OFDM signal[C]//Vehicular Technology Conference Proceedings, 2000. VTC 2000-Spring Tokyo. 2000 IEEE 51st. IEEE, 2000, 3: 1914-1917.
- [21]J.Tellado, Peak to Average Power Reduction for Multicarrier Modulation[D], Ph.D. dissertation, Stanford Univ.2000.
- [22]P.Kenington.High-linearity RF amplifier design [M]. Norwood, MA: Ariechhouse, 2000
- [23]Bjaek.H.5.,TranslatingSystem[P],U.S.Patent1686972, Issued9 October 1928
- [24]傅丰林, 低频电子线路[M], 西安电子科技大学, 2003
- [25].Petrovic V, Gosling W. Polar-loop transmitter[J]. Electronics Letters, 1979, 15(10): 286-288.
- [26]Johansson M, Mattsson T. Transmitter linearization using Cartesian feedback for linear TDMA modulation[C]//Vehicular Technology Conference, 1991. Gateway to the Future Technology in Motion., 41st IEEE. IEEE, 1991: 439-444.
- [27]Johansson M, Sundstrom L. Linearisation of RF multicarrier amplifiers using Cartesian feedback[J]. Electronics Letters. 1994, 30(14): 1110-1112.
- [28]Ding L, Zhou G T. Effects of even-order nonlinear terms on predistortion linearization[C]//Digital Signal Processing Workshop, 2002 and the 2nd Signal Processing Education Workshop. Proceedings of 2002 IEEE 10th. IEEE, 2002: 1-6.
- [29]艾渤,杨知行,潘长勇,et al.基于 LUT 的 HPA 数字基带预失真方法研究[J]. 电子与信息学报. 2007, 29(7): 1580-1583
- [30]詹鹏. 射频功放数字预失真线性化技术研究[D]. 电子科技大学, 2012.

- [31] 冯永生, 预失真射频功率放大器的研究[D], 北京邮电大学, 2007..
- [32] Lei Ding ,Zhengxiang Ma, Dennis R. Morgan. A least-squares/Newton method for digital predistortion of wideband signals[J]. IEEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS, VOL. 54, NO. 5, MAY 2006. pp833-840
- [33] Ding L, Raich R, Zhou G T. A Hammerstein predistortion linearization design based on the indirect learning architecture[C]//Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP), 2002 IEEE International Conference on. IEEE, 2002, 3: III-2689-III-2692
- [34] Ochiai H, Imai H. Performance analysis of deliberately clipped OFDM signals[J]. Communications, IEEE Transactions on, 2002, 50(1): 89-101
- [35] Ye Y, Liu T, Xu T, et al. Analysis and Decomposition of the Nonlinearities in RF Power Amplifiers[C]//Wireless Communications Networking and Mobile Computing (WiCOM), 2010 6th International Conference on. IEEE, 2010: 1-4
- [36] 叶敏. 数字预失真参数提取技术及硬件实现[D]. 宁波大学, 2011.
- [37] 金哲. 宽带通信中有记忆射频功率放大器的建模与预失真方法 [D]. 杭州: 浙江大学, 2007
- [38] 刘辉, 射频功率放大器线性化技术研究[D], 西安电子科技大学, 2005..
- [39] 南敬昌, 宽带功率放大器非线性、行为模型与数字预失真系统研究[D], 北京邮电大学, 2007
- [40] hua Qian, Hao Huang, Saijie Yao.A General Adaptive Digital Predistortion Architecture for Stand-Alone RF Power Amplifiers[J]. IEEE TRANSACTIONS ON BROADCASTING, VOL. 59, NO. 3, SEPTEMBER 2013.pp528-538
- [41] Saijie Yao, Hao Huang, Hua Qian.Design and implementation of digital predistorter with orthonormal polynomials[C]. 2013 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC): PHY,pp3905-3909
- [42] Huang H, Qian H, Xu H, et al. Fractional delay compensation in digital predistortion system[C]//Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP), 2012 IEEE International Conference on. IEEE, 2012: 3569-3572.
- [43] 黄圣, 胡泽鑫, 龚文斌, 一种具有普适性的功放线性化预失真方案[J], 计算机应用研究.
- [44] 程成, 胡泽鑫, 梁旭文, 高功率放大器和带宽对恒包络导航信号的影响分析[J]. 遥测遥控, 2011 年 5 月
- [45] 振钧, 严红辉, 一种宽带发射机的自适应预失真方法和装置[P], 华为技术有限公司, 中国专利, 2000.7.20, 申请号: 00119493.3
- [46] 苏永革, 叶四清, 何丹东, 殷为民, 等, 高效率功率放大器, 华为技术有限公司,

- 中国专利, 2008.6.25, 申请号: 200710179732.1
- [47] 刘有明, 童福添, 宋单萍, 数字预失真参数的获取、调整装置及方法。中兴通讯股份有限公司, 中国专利, 2010.03.03, 申请号: 200910176182.7
- [48] Muhonen K J, Kavehrad M, Krishnamoorthy R. Look-up table techniques for adaptive digital predistortion: A development and comparison[J]. Vehicular Technology, IEEE Transactions on. 2000, 49(5): 1995-2002.
- [49] 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, 8(002): 134-138.
- [50] 程成, 低轨通信卫星功放的线性化技术研究[D], 中科院上海微系统与信息技术研究所, 2010.
- [51] 童富. GaN Doherty 功率放大器的设计与建模[D]. 电子科技大学, 2009.
- [52] Kahn L R. Single-sideband transmission by envelope elimination and restoration[J]. Proceedings of the IRE, 1952, 40(7): 803-806.
- [53] Yang Y, Cha J, Shin B, et al. A microwave Doherty amplifier employing envelope tracking technique for high efficiency and linearity[J]. Microwave and Wireless Components Letters, IEEE, 2003, 13(9): 370-372
- [54] Draxler P, Lanfranco S, Kimball D, et al. High efficiency envelope tracking LDMOS power amplifier for W-CDMA[C]//Microwave Symposium Digest, 2006. IEEE MTT-S International. IEEE, 2006: 1534-1537
- [55] Doherty W H. A new high efficiency power amplifier for modulated waves[J]. Proceedings of the Institute of Radio Engineers, 1936, 24(9): 1163-1182
- [56] Liu Q, Baxley R J, Ma X, et al. Error vector magnitude optimization for OFDM systems with a deterministic peak-to-average power ratio constraint[J]. Selected Topics in Signal Processing, IEEE Journal of, 2009, 3(3): 418-429.
- [57] Saleh A AM. Frequency-independent and Frequency- dependent nonlinear models of TWT amplifiers [J]. IEEE Transactions on communications. 1981, 29(11): 1715-1720.
- [58] JJhong Sam Lee, Leonard E. Miller. CDMA systems engineering handbook[M]. London: Artech house, 1998.
- [59] Lee J S, Miller L E. Analysis of peak-to-average power ratio for IS-95 and third generation CDMA forward link waveforms[J]. Vehicular Technology, IEEE Transactions on, 2001, 50(4): 1004-1013.
- [60] 杨刚, OFMD 通信系统中 PAPR 抑制技术研究[D], 西安电子科技大学, 2005..
- [61] PROAKIS J. 数字通信(第四版)[M]. 电子工业出版社, 2001.
- [62] Jones A E, Wilkinson T A. Combined coding for error control and increased robustness

- to system nonlinearities in OFDM[C]//Vehicular Technology Conference, 1996.'Mobile Technology for the Human Race'., IEEE 46th. IEEE, 1996, 2: 904-908.
- [63] Jones A E, Wilkinson T A, Barton S K. Block coding scheme for reduction of peak to mean envelope power ratio of multicarrier transmission schemes[J]. Electronics letters, 1994, 30(25): 2098-2099.
- [64] Paterson K G, Jones A E. Efficient decoding algorithms for generalized Reed-Muller codes[J]. Communications, IEEE Transactions on, 2000, 48(8): 1272-1285.
- [65] Krongold B S, Jones D L. PAR reduction in OFDM via active constellation extension [J]. Broadcasting, IEEE Transactions on, 2003, 49(3): 258-268.
- [66] Yang Z, Fang H, Pan C. ACE with frame interleaving scheme to reduce peak – to - average power ratio in OFDM systems[J]. Broadcasting, IEEE Transactions on, 2005, 51(4): 571-575.
- [67] Müller S H, Bäuml R W, Fischer R F H, et al. OFDM with reduced peak-to-average power ratio by multiple signal representation[C]//Annales des télécommunications. Springer-Verlag, 1997, 52(1-2): 58-67.
- [68] Armstrong J. Peak-to-average power reduction for OFDM by repeated clipping and frequency domain filtering[J]. Electronics letters, 2002, 38(5): 246-247
- [69] Xia Lei; Youxi Tang; Shaoqian Li; Ying-tao Li A minimum clipping power loss scheme for mitigating the clipping noise in OFDM[C]//Global Telecommunications Conference, 2003. GLOBECOM '03. IEEE Volume 1,1-5 Dec. 2003 Page(s):6 - 9 Vol.1
- [70] Luqing Wang; Tellambura, C. Analysis of Clipping Noise and Tone-Reservation Algorithms for Peak Reduction in OFDM Systems[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, Volume 57, Issue 3, May 2008 Page(s):1675 – 1694
- [71] AliHemmati R, Azmi P, Marvasti F. Clipping noise cancellation in uplink MC-CDMA system using signal reconstruction from non-uniform samples[C]//Telecommunications, 2008. ICT 2008. International Conference on. IEEE, 2008: 1-6
- [72] 陈晓挺, 低轨卫星 CDMA 通信系统中的切换技术研究[D], 中科院上海微系统与信息技术研究所, 2009.
- [73] H.E.Rowe. Memoryless nonlinearities with Gaussian inputs: Elementary results[J]. The Bell System Technical Journal, Vol.61, NO.7, September 1982, pp1519-1525
- [74] 胡峻岭, 刘文江, 王勇, DMT 系统中信号削波率的最优设计[J], 微电子学与计算机, Vol21. No.9, 2004, pp1-6

- [75]Senst M, Ascheid G. Optimal output back-off in OFDM systems with nonlinear power amplifiers[C]//Communications, 2009. ICC'09. IEEE International Conference on. IEEE, 2009: 1-6
- [76]Thompson S C, Proakis J G, Zeidler J R. The effectiveness of signal clipping for PAPR and total degradation reduction in OFDM systems[C]//Global Telecommunications Conference, 2005. GLOBECOM'05. IEEE. IEEE, 2005, 5: 5 pp.-2811
- [77]张玉兴, 赵宏飞, 向荣, 非线性电路与系统[M]. 北京: 机械工业出版社。2007
- [78]Pedro J C, Carvalho N B. Intermodulation distortion in microwave and wireless circuits[M]. Artech House Publishers, 2003..
- [79]Lei Ding, G. T. Zhou, D. R. Morgan, Z. Ma, J. S. Kenney, J. Kim, and C. R. Giardian, A robust digital baseband predistorter constructed using memory polynomial[J], IEEE Trans. on Comm., 52(1), 2004, 159-165
- [80]Shafik R A, Rahman S, Islam A H M R. On the extended relationships among EVM, BER and SNR as performance metrics[C]//Electrical and Computer Engineering, 2006. ICECE'06. International Conference on. IEEE, 2006: 408-411
- [81]钱业青, 刘富强. 宽带 RF 功率放大器的预失真线性化技术综述[J]. 计算机工程与应用, 2007, 43(32): 114-117
- [82]刘春晖, 刘泉. 基于 Volterra 模型的一类通信系统的参数辨识[J]. 华中理工大学学报, 1997, 25(12): 35-37.
- [83]Saleh A. Frequency-independent and frequency-dependent nonlinear models of TWT amplifiers[J]. Communications, IEEE Transactions on. 1981, 29(11): 1715-1720.
- [84]Rapp C. Effects of HPA-nonlinearity on a 4-DPSK/OFDM-signal for a digital sound broadcasting signal[C]//In ESA, Second European Conference on Satellite Communications (ECSC-2) p 179-184 (SEE N92-15210 06-32). 1991, 1: 179-184
- [85]张伟,李霞明,吴保中.Volterra 级数法分析 MESFET 功率放大器[J]. 微电子学与计算机. 2009(011): 98-101
- [86]郑百衡.一种基于 Volterra 级数的基带数字预失真[J]. 电视技术. 2010, 34(z1): 28-29.
- [87]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, 28(010): 55-59..
- [88]曹新容,黄联芬,赵毅峰.一种基于 Hammerstein 模型的数字预失真算法[J]. 厦门大学学报: 自然科学版. 2009, 48(1): 47-50.
- [89]邱炜,刘玉鹏,张磊磊.一种单入双出式神经网络的自适应预失真技术研究[J]. 现代电子技术. 2010, 33(009): 107-111

- [90] 王文博, 郑侃. 宽带无线通信 OFDM 设计(第二版), 北京: 人民邮电出版社, 2007
- [91] 毛文杰, 基于预失真技术的射频功率放大器线性化研究[D], 浙江大学, 2003
- [92] D.Ronnow and M.Isaksson. Digital Predistortion of Radio Frequency Power Amplifiers Using Kautz-Volterra Model [J]. Electronics Letters, 2006, 42(13): 780- 782
- [93] 张新建, 龙汉, 样条函数与再生核[M], 长沙: 国防科技大学出版社 2008
- [94] Magnus Isaksson,DavidWisell,DanielRonnoW.A comParative analysis of behavioral models for RF power amPlifiers [J].IEEE transactions on microwave theory and techniques,2006,54(1):348 — 359
- [95] H.Qian and G.T.Zhou, Digital Front-End in Wireless Communication and Broadcasting Design and Implementation, Adaptive digital baseband predistortion[M], pp. 280-308, Cambridge University Press, UK: Cambridge ,Sept. 2011
- [96] 马岳林.基于多项式求逆的数字预失真技术研究和测试验证[D]. 西安电子科技大学, 2011
- [97] 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, 31(8): 1961-1964
- [98] Gilabert P, Montoro G, Bertran E. On the Wiener and Hammerstein models for power amplifier predistortion[C]//Microwave Conference Proceedings, 2005. APMC 2005. Asia-Pacific Conference Proceedings. IEEE, 2005, 2: 4 pp
- [99] Isaksson M, Wisell D, Ronnow D. Wide-band dynamic modeling of power amplifiers using radial-basis function neural networks[J]. Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, 2005, 53(11): 3422-3428
- [100] 李爱红, 肖山竹, 张尔扬. 基于 RBF 神经网络的 HPA 自适应预失真算法 [J]. 国防科技大学学报, 2008, 30(3): 105-108.
- [101] Blahut, R. E., Theory and practice of error control codes [M]. New York: Addison- Wesley, 1983.
- [102] John G. Proakis. Digital communications [M]. New York: McGraw-Hill Inc, 2006
- [103] Jack K. Holmes. GNSS 与无线通信中的扩频系统[M]. 陈军, 刘义, 唐卓, 等译. 北京: 电子工业出版社, 2013.
- [104] Blaek.H.5.,WaveTranslationSystem[P],U.S.Patent2102671,Issued Deeember 1937
- [105] Briffa M A, Faulkner M. Stability considerations for dynamically biased Cartesian feedback linearization[C]//Vehicular Technology Conference, 1994 IEEE 44th. IEEE, 1994: 1321-1325.
- [106] Dawson J L, Lee T H. Cartesian feedback for RF power amplifier linearization[C]//American Control Conference, 2004. Proceedings of the 2004. IEEE, 2004, 1:

- 361-366.
- [107] Cox D. Linear amplification with nonlinear components[J]. Communications, IEEE Transactions on. 1974, 22(12): 1942-1945.
- [108] Stapleton S P, Cavers J K. A new technique for adaptation of linearizing pre-distorters[C]//Vehicular Technology Conference, 1991. Gateway to the Future Technology in Motion., 41st IEEE. IEEE, 1991: 753-758..
- [109] Claudio G Ray, Adaptive Polar Work-Function Predistortion [J] IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques. Vol.47, No.6, PP722-726, June1999
- [110] Shawn P. StaPleton, Amplifier Linearlzation Use Adaptive RF Predistortion[J], Applied Microwave & Wireless, Vol.13 No.2 pp40-46, 2001
- [111] 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, 31(8): 1961-1964.
- [112] Morgan D R, Ma Z, Kim J, et al. A generalized memory polynomial model for digital predistortion of RF power amplifiers[J]. Signal Processing, IEEE Transactions on. 2006, 54(10): 3852-3860.
- [113] 王勇,向新,易克初.基于多项式的记忆型数字基带预失真器[J]. 西安电子科技大学学报 (自然科学版). 2006, 33(2).
- [114] Zhi-yong H, Jian-hua G, Shu-Jian G, et al. An improved look-up table predistortion technique for HPA with memory effects in OFDM systems[J]. Broadcasting, IEEE Transactions on, 2006, 52(1): 87-91
- [115] i B, Yang Z Y, Pan C P, et al. Analysis on LUT based predistortion method for HPA with memory[J]. Broadcasting, IEEE Transactions on, 2007, 53(1): 127-131
- [116] 钱业青.一种高效的用于 RF 功率放大器线性化的自适应预失真结构[J]. 通信学报. 2006, 27(5): 35-40.
- [117] BERNARDINI A, FINA S D. Analysis of different optimization criteria for IF predistortion in digital radio links with nonlinear amplifiers[J]. IEEE Trans Commun, 1997, 45(4):421-428
- [118] 黄鲁江. 基于逆系统方法的非线性预测控制的研究[D]. 兰州交通大学, 2009
- [119] 党映农, 韩崇昭. 基于 Volterra 基函数网络的自适应逆控制方法[J]. 西安交通大学学报, 2000, 34(9): 8-12
- [120] Haykin S S. Adaptive Filter Theory, 4/e[M]. Pearson Education India, 2005
- [121] Morgan D R, Ma Z, Kim J, et al. A generalized memory polynomial model for digital predistortion of RF power amplifiers[J]. Signal Processing, IEEE Transactions on. 2006, 54(10): 3852-3860

- [122] S Haykin, 自适应滤波器原理(中文第四版)[M], 郑宝玉,译, 电子工业出版社, 2006
- [123] 钱业青, 刘富强. 延时估计偏差对多项式预失真的影响[J]. 同济大学学报: 自然科学版, 2009, 37(3): 395-398
- [124] Tang S, Gong K, Wang J, et al. Loop delay correction for adaptive digital linearization of power amplifiers[C]//Wireless Communications and Networking Conference, 2007. WCNC 2007. IEEE. IEEE, 2007: 1987-1990
- [125] 艾渤, 钟章队, 朱刚, 等. 放大器预失真系统中的环路延迟估计[J]. 系统仿真学报, 2007, 19(19): 4487-4489.
- [126] Li H, Kwon D H, Chen D, et al. A fast digital predistortion algorithm for radio-frequency power amplifier linearization with loop delay compensation[J]. Selected Topics in Signal Processing, IEEE Journal of, 2009, 3(3): 374-383
- [127] Kong X, He Z, Xia W. An algorithm for precisely estimating loop-delay in digital predistortion system[C]//Communications, Circuits and Systems (ICCCAS), 2010 International Conference on. IEEE, 2010: 318-322
- [128] Ba S N. Efficient digital baseband predistortion for modern wireless handsets[J]. 2009.
- [129] P. Manninen, Effect of feedback delay error on adaptive digital predistortion[J], Electronics Letters, 35(14), 1999, 124-1126
- [130] Z. Anding, P. J. Draxler, J. J. Yan, T. J. Brazil, D. F. Kimbal, and P. M Asbeck. Open -loop digital predistorter for RF power amplifiers using dynamic deviation reduction-based volterra series[J], IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 56(7), 2008, 1524-1534
- [131] Floyd M. Gardner, Interpolation in digital modems part I: fundamentals[J], IEEE Trans. On Comm, 41(3), 1993, 501-507
- [132] 李辉, 王德生, 陈兆武. 延时估计误差对间接学习结构预失真器的影响[J]. 清华大学学报: 自然科学版, 2006, 46(10): 1707-1710
- [133] Lars Erup, Floyd M. Gardner, Interpolation in digital modems part II: implementation and performance[J], IEEE Trans. On Comm., 41(6), 1993, 998-1008
- [134] Kang H W, Cho Y S, hee Youn D. An efficient adaptive predistorter for nonlinear high power amplifier in satellite communication[C]//Circuits and Systems, 1997. IS-CAS'97., Proceedings of 1997 IEEE International Symposium on. IEEE, 1997, 4: 2288-2291..
- [135] Berdondini M, Neri M, Cioni S, et al. Adaptive Fractional Predistortion Tech-

- niques for Satellite Systems based on Neural Networks and Tables[C]// Vehicular Technology Conference, 2007. VTC2007-Spring. IEEE 65th. IEEE, 2007: 1400-1404.
- [136] Jakob Harmon, Stephen G. Wilson. Remote satellite amplifier predistortion using the indirect learning architecture.The 2010 Military Communications Conference - Unclassified Program - Waveforms and Signal Processing Track. pp335-340.
- [137] Giugno L, Lottici V, Luise M. Optimizing high-speed satellite communication with high-order modulation via adaptive signal processing at both ends of the link[C] //Image and Signal Processing and Analysis, 2003. ISPA 2003
- [138] Kimball D F, Jeong J, Hsia C, et al. High-efficiency envelope-tracking W-CDMA base-station amplifier using GaN HFETs[J]. Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, 2006, 54(11): 3848-3856.
- [139] Ranjan M, Koo K H, Hanington G, et al. Microwave power amplifiers with digitally-controlled power supply voltage for high efficiency and high linearity[C]//Microwave Symposium Digest. 2000 IEEE MTT-S International. IEEE, 2000, 1: 493-496.
- [140] M. Ranjan, M. P. Asbeck et al, “Microwave power amplifiers with digitally- controlled power supply voltage for high efficiency and high linearity”, 2000 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig. vol1, pp. 493 –496, June. 2000.
- [141] 何松柏, 游飞. 动态偏置射频功率放大器研究[J]. 电子科技大学学报, 2009, 38(2): 190-194
- [142] 袁凯. 动态偏置高效射频功率放大器研究[D]. 宁波大学, 2009
- [143] Kim B, Kim J, Kim I, et al. Microwave Doherty power amplifier for high efficiency and linearity[C]//Integrated Nonlinear Microwave and Millimeter-Wave Circuits, 2006 International Workshop on. IEEE, 2006: 22-25
- [144] Srirattana N, Raghavan A, Heo D, et al. Analysis and design of a high-efficiency multistage Doherty power amplifier for wireless communications[J]. Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, 2005, 53(3): 852-860
- [145] Kato T, Yamaguchi K, Kuriyama Y. A Doherty power amplifier module for mobile terminals with variable linearity function[C]//Microwave Conference, 2006. APMC 2006. Asia-Pacific. IEEE, 2006: 1881-1884
- [146] Yamamoto M, Williams A, Chen P F, et al. An extended Doherty amplifier with high efficiency over a wide power range[J]. Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, 2001, 49(12): 2472-2479
- [147] Cho K J, Kim W J, Kim J H, et al. Linearity optimization of a high power Doherty

- amplifier based on post-distortion compensation[J]. *Microwave and Wireless Components Letters*, IEEE, 2005, 15(11): 748-750
- [148] 刘学观, 郭辉萍, 无线电. 微波技术与天线[M]. 西安电子科技大学出版社, 2001
- [149] 梁俊杰. 包络跟踪的 Doherty 功率放大器设计[D]. 电子科技大学, 2011
- [150] Yamamoto T, Kitahara T, Hiura S. 50% drain efficiency Doherty amplifier with optimized power range for W-CDMA signal[C]//Microwave Symposium, 2007. IEEE/MTT-S International. IEEE, 2007: 1263-1266.
- [151] Cho H, Kim M S, Jeong J, et al. A 30 W Cartesian Feedback Transmitter with 40% Efficiency Incorporating an Inverted Doherty Amplifier[C]//Microwave Conference, 2007. APMC 2007. Asia-Pacific. IEEE, 2007: 1-4.
- [152] Takenaka I, Ishikura K, Takahashi H, et al. A 330W Distortion-Cancelled Doherty 28V GaAs HJFET Amplifier with 42% Efficiency for W-CDMA Base Stations[C] //Microwave Symposium Digest, 2006. IEEE MTT-S International. IEEE, 2006: 1344-1347.
- [153] Pelk M J, Neo W C, Gajadharsing J R, et al. A high-efficiency 100-W GaN three-way Doherty amplifier for base-station applications[J]. *Microwave Theory and Techniques*, IEEE Transactions on, 2008, 56(7): 1582-1591.

附录 A 动态偏置电压功放测试结果

测试链路总衰减为 41.7dB。附录A 表 1至表6分别为功放偏执电压 Vcc 为 8V、12V、16V、20V、24V 和 28V 时，功放基波输出功率、三阶交调量功率、五阶交调量功率、七阶交调量功率和功放漏极电流的测试结果。

附录 A 表 1 V_{cc} =8v

输入功率 (dBm)	输出功率 (dBm)	IM3 (dBm)	IM5 (dBm)	IM7 (dBm)	漏极电流 (mA)
24	-11.01	-20.69	-25.49	-29.21	523
22	-11.01	-20.7	-25.49	-29.23	523
20	-10.99	-20.97	-26.33	-31.01	510
18	-11.26	-23.59	-34.13	-43.11	464
16	-11.99	-27.03	-42.99	-46.84	423
14	-12.71	-31.67	-55.55	-46	368
12	-3.72	-38.17	-49.2	-52	312
10	-15.18	-49.73	-54.66	-65.13	260
8	-17.07	-55.32	-60.93	-69.11	217
6	-19.08	-56.45	-66.24	/	187
4	-21.08	-58.78	-73.03	/	170
2	-23.07	-62.99	/	/	160
0	-25.07	-68.4	/	/	156
-2	-27.02	-72.22	/	/	157
-4	-29.02	/	/	/	159
-6	-31.02	/	/	/	162
-8	-33.04	/	/	/	165
-10	-35.03	/	/	/	167
-12	-37.03	/	/	/	169
-14	-39.03	/	/	/	170
-16	-40.96	/	/	/	171
-18	-42.93	/	/	/	171
-20	-44.93	/	/	/	172

附录 A 表 2 Vcc=12v

输入功率 (dBm)	输出功率 (dBm)	IM3 (dBm)	IM5 (dBm)	IM7 (dBm)	漏极电流 (mA)
24	-7.92	-17.65	-22.72	-26.39	689
22	-7.92	-17.67	-22.73	-26.38	688
20	-7.98	-17.9	-23.45	-28.2	674
18	-8.21	-20.73	-31.22	-39.01	611
16	-8.95	-25.01	-39.75	-42.59	553
14	-9.77	-29.2	-44.31	-45.64	478
12	-10.9	-35.11	-48.68	-57.65	403
10	-12.47	-41.63	-61.47	-62.67	333
8	-14.24	-46.86	-64.33	-66.2	278
6	-16.05	-50.66	-62.98	-69.98	239
4	-17.87	-52.94	-66.43	/	212
2	-19.75	-55.9	-70.93	/	193
0	-21.61	-59.81	/	/	182
-2	-23.43	-64.01	/	/	176
-4	-25.37	-68.29	/	/	175
-6	-27.29	/	/	/	175
-8	-29.25	/	/	/	177
-10	-31.23	/	/	/	179
-12	-33.22	/	/	/	180
-14	-35.2	/	/	/	180
-16	-37.23	/	/	/	181
-18	-39.2	/	/	/	182
-20	-41.19	/	/	/	182

附录 A 表 3 Vcc=16v

输入功率 (dBm)	输出功率 (dBm)	IM3 (dBm)	IM5 (dBm)	IM7 (dBm)	漏极电流 (mA)
24	-5.85	-15.55	-20.51	-20.56	845
22	-5.76	15.54	-20.47	-20.55	845
20	-5.8	-15.73	-21.28	-21.3	830
18	-6.06	-18.84	-29.68	-29.47	748
16	-6.84	-23.38	-37.05	-40.55	660
14	-7.72	-27.66	-40.35	-45.38	567
12	-8.96	-32.98	-47.02	-51.28	474
10	-10.54	-38.15	-52.23	-54.72	390
8	-12.23	-44.17	-56.05	-57.91	324
6	-14.01	-50.26	-58.52	-63.84	275
4	-15.89	-52.69	-61.99	-67.79	239
2	-17.79	-55.2	-66.71	/	214
0	-19.7	-58.75	/	/	197
-2	-21.61	-61.99	/	/	187
-4	-23.57	-64.95	/	/	181
-6	-25.49	/	/	/	180
-8	-27.49	/	/	/	181
-10	-29.49	/	/	/	182
-12	-31.47	/	/	/	183
-14	-33.46	/	/	/	184
-16	-35.39	/	/	/	185
-18	-37.37	/	/	/	185
-20	-39.37	/	/	/	186

附录 A 表 4 Vcc=20v

输入功率 (dBm)	输出功率 (dBm)	IM3 (dBm)	IM5 (dBm)	IM7 (dBm)	漏极电流 (mA)
24	-4.33	-14.11	-19.13	-23.48	985
22	-4.33	-14.12	-19.11	-23.44	984
20	-4.37	-14.31	-19.9	-24.97	968
18	-4.65	17.73	-28.64	-35.27	863
16	-5.36	-22.2	-35.36	-39.06	760
14	-6.32	-26.75	-39.05	-44.23	647
12	-7.63	-32.06	-44.83	-47.91	536
10	-9.23	-38.54	-48.31	-51.63	439
8	-10.96	-47.21	-52.21	-56.94	364
6	-12.78	-54.08	-56.42	-63.61	306
4	-14.67	-52.73	-61.34	-70.28	263
2	-16.58	-54.11	-67.42	/	232
0	-18.5	-57.38	-73.37	/	211
-2	-20.38	-61.27	/	/	197
-4	-22.31	-65.44	/	/	189
-6	-24.23	-69.71	/	/	187
-8	-26.32	/	/	/	186
-10	-28.28	/	/	/	186
-12	-30.29	/	/	/	186
-14	-32.26	/	/	/	186
-16	-34.27	/	/	/	186
-18	-36.2	/	/	/	186
-20	-38.2	/	/	/	186

附录 A 表 5 Vcc=24v

输入功率 (dBm)	输出功率 (dBm)	IM3 (dBm)	IM5 (dBm)	IM7 (dBm)	漏极电流 (mA)
24	-3.22	-12.93	-18.15	-22.51	1115
22	-3.22	-12.9	-18.18	-22.47	1116
20	-3.27	-13.07	-18.91	-24.05	1099
18	-3.58	-16.89	-28.14	-34.4	970
16	-4.23	-21.83	-34.85	-39.01	839
14	-5.3	-26.68	-39.55	-43.51	707
12	-6.71	-32.65	-43.81	-47.52	583
10	-8.32	-41.01	-46.94	-51.34	478
8	-10.08	-53.03	-50.08	-54.91	394
6	-11.94	-51.15	-53.34	-58.58	330
4	-13.84	-49.77	-57.33	/	282
2	-15.78	-51.4	-59.27	/	247
0	-17.74	-54.4	/	/	220
-2	-19.61	-57.2	/	/	204
-4	-21.53	-59	/	/	195
-6	-23.43	/	/	/	191
-8	-25.43	/	/	/	189
-10	-27.38	/	/	/	189
-12	-29.37	/	/	/	189
-14	-31.35	/	/	/	189
-16	-33.44	/	/	/	189
-18	-35.41	/	/	/	189
-20	-37.4	/	/	/	189

附录 A 表 6 Vcc=28v

输入功率 (dBm)	输出功率 (dBm)	IM3 (dBm)	IM5 (dBm)	IM7 (dBm)	漏极电流 (mA)
24	-2.26	-12.01	-17.3	-21.69	1231
22	-2.23	-12.03	-17.29	-21.71	1231
20	-2.26	-12.2	-17.97	-23.26	1212
18	-2.56	-16.3	-28.33	-34.95	1058
16	-3.41	-21.5	-34.4	-39.8	894
14	-4.52	-26.86	-39.7	-44.7	750
12	-6.01	-33.5	-43.3	-48.9	616
10	-7.67	-42.5	-46.01	-52.8	505
8	-9.47	-52.5	-50.43	-54.6	416
6	-11.28	-49.8	-52.73	/	348
4	-13.13	-48.85	/	/	296
2	-14.98	-49.7	/	/	256
0	-16.91	-51.5	/	/	228
-2	-18.82	-52.8	/	/	209
-4	-20.74	/	/	/	197
-6	-22.7	/	/	/	191
-8	-24.65	/	/	/	189
-10	-26.7	/	/	/	189
-12	-28.7	/	/	/	189
-14	-30.71	/	/	/	189
-16	-32.72	/	/	/	189
-18	-34.7	/	/	/	190
-20	-36.63	/	/	/	191

作者简历

姓 名： 胡泽鑫
性 别： 男
籍 贯： 湖南省长沙市
出生日期： 1983 年 11 月

主要简历：

2008.04 – 2013.12 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 工学博士

2005.08 – 2008.03 西安电子科技大学
 信息与通信工程 工学硕士

2001.09 – 2005.07 西安电子科技大学
 通信工程 工学学士

作者攻读博士学位期间发表的论文

论文：

1、Zexin Hu, Huijie Liu , Xuwen Liang, Wuxiong Zhang. A New Loop Delay Estimation Algorithm for Digital Predistortion, Journal of Computational Information Systems (JCIS), EI, (已录用, 拟于 2014 年第 6 期见刊)

2、胡泽鑫, 刘会杰, 梁旭文。功放非线性对 DS-CDMA 卫星通信系统 PN 码捕获的影响, 信息技术, 核心期刊 (已录用, 拟于 2014 年第 8 期见刊)

3、A New Base-band Predistortion Scheme for Power Amplifier in LEO satellite Systems,, IEEE, CMCC 2012

4、胡泽鑫, 马陆, 梁旭文. 应用于智能天线阵列的数字基带预失真方案设计。2009 年全国微波毫米波会议论文集 (下册). 2009.

专利：

毫米波段非接触式传输特性的自动测试系统与测试方法(已公示, 申请号 201110139551.2)

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 _____