

摘要

随着无线通信系统的迅速发展，通信频谱资源变得越来越紧张。为了提高频谱的利用效率，需采用利用率较高的线性调制技术。这些复杂的调制方式要求射频系统具有良好的线性特性，否则会出现互调失真和频谱扩展，导致频谱利用率下降。功率放大器是射频系统中最重要部件之一，也是产生非线性最强的器件。射频系统对功率放大器模块的线性度提出了很高的要求。因此研究功率放大器的线性化技术是一项即具有重要实际意义又具有挑战性的课题。

本文详细分析了射频功率放大器的非线性特性，介绍了反馈、前馈、预失真等各种线性化技术的基本原理，对前馈系统做了详细分析，讨论了本课题采用的前馈放大器的方案并结合 ADS 仿真工具，设计了传统前馈的功放系统，完成了系统的调试与测试。

在双音测试结果中，本系统在输出功率为 30dBm 时，IM3 系数优于-46dBc，比线性化之前 IM3 系数改善了 17dB。为进一步提高前馈功率放大系统的线性化水平提供了理论基础，具有工程参考价值。

关键词： 射频功率放大器，前馈，线性化，三阶交调

Abstract

With the rapid development of wireless communication system, the resource of frequency spectrum becomes more and more scarce. For improving the utilization efficiency of spectrum, we need adopt the linearity modulation technology. These complicated modulation ways requires that RF system has fine linearity character, or it will appear inter-modulation distortion and frequency spectrum expansion witch lead to frequency spectrum utilization efficiency coming down. The power amplifier is one of the most important components in RF system and also a main part of nonlinear products. RF systems have a higher criterion for the linearity of the RF power amplifier module. So researching linearization technology of power amplifier become the topic of important actual meaning and the challenge.

In this paper we analyze the nonlinear characters of RF power amplifier and introduce the basic principle of feedback, feedforward and pre-distortion technology of linearization. We analyze the feedforward system especially and discuss the scheme of feedforward amplifier in this task. We have designed tradition feedforward amplifier system combined with ADS simulating and have accomplished debugging and testing of the system.

In the two-tone test, it shows more than -17dB improvement in the third-order inter-modulation (IM3), offers approximately -46dBc IM3 output when the amplifier's output is 30dBm. It proves the foundation of the theories and a reference price of the project for getting a greater IMD.

Keywords: RF power amplifier, feedforward, linearization, third order inter-modulation

独创性声明

本人声明所呈交的学位论文是本人在导师指导下进行的研究工作及取得的研究成果。据我所知，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，也不包含为获得电子科技大学或其它教育机构的学位或证书而使用过的材料。与我一同工作的同志对本研究所做的任何贡献均已在论文中作了明确的说明并表示谢意。

签名： 雍伟 日期：2007年4月18日

关于论文使用授权的说明

本学位论文作者完全了解电子科技大学有关保留、使用学位论文的规定，有权保留并向国家有关部门或机构送交论文的复印件和磁盘，允许论文被查阅和借阅。本人授权电子科技大学可以将学位论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索，可以采用影印、缩印或扫描等复制手段保存、汇编学位论文。

(保密的学位论文在解密后应遵守此规定)

签名： 雍伟 导师签名： 张玉兴
日期：2007年4月18日

第一章 绪论

系统对功率放大器线性化程度要求的提高，是导致线性化技术成为研究热点的原因所在。本章先简述研究线性功放的目的，再回顾线性化技术的发展，最后概述本文的工作及内容安排。

1.1 研究线性功率放大器的目的

自上世纪 80 年代以来，无线通信技术的迅猛发展，不仅改变了人们的通信方式，而且在某种程度上也改变着人们的生活方式。据统计，截至 2006 年底，全球移动用户达到 26 亿户，3G 用户有 4 亿多。随着无线用户的飞速增长和通讯业务的开展，通讯频带越来越挤，为了在有限的频谱范围内容纳更多的通信信道，提高频带利用的效率，而采用利用率较高的线性调制技术如正交相移键控(QPSK)、多进制正交调幅(MQAM)等调制方式。这些调制方式要求射频系统具有良好的线性特性，否则将会出现互调失真和频谱扩展。功率放大器是发射机系统中的关键部件，也是发射机系统中非线性最严重的器件。因此，线性功率放大器设计技术也就成为提高发射机系统线性化的关键技术。

本课题设计 L 波段数字微波发射机的功率放大器单元。

1.2 功率放大器线性化技术发展综述

功率放大器线性化技术研究可追溯到上世纪二十年代。1928 年贝尔实验室的美国人 Harold. S. Black 发明了前馈和负反馈技术并用于 PA 的设计，成功地减少了放大器的失真。从概念上讲，线性化技术就是用附加的电路来消除 IMD。但须指出的是：线性化技术不会增加放大器内在的功率能力，仅能给出更“硬”的饱和特性，一旦放大器达到饱和点后，线性化技术也是无效的。多数情况下，采用线性化技术的 PA 仍要从压缩点回退。

随着移动通信技术的发展，到上世纪八十年代 RF 功率放大器线性化技术飞速发展，人们相继提出了一系列 PA 线性化技术，反馈、预失真、前馈、使用非线性器件的线性放大(LINC/CALLUM)和包络对消和恢复(EER)等技术^[1]都得到深

入的研究和探讨,申请了一大批专利。从总体上看,这些线性化技术可分为两类。第一类指 PA 的输入信号是包络变化的信号,该信号经非线性 PA 放大后,在输出端产生线性放大分量和非线性失真分量,然后附属电路利用线性化技术消除非线性失真。此类线性化技术包括前馈技术、预失真技术和反馈技术。第二类指 PA 的输入信号是包络恒定的信号,包括 LINC/CALLUM 技术和 EER 技术。该类技术首先将输入信号分解为两包络恒定、相位变化的信号,两信号被各自的放大器放大后再合成得到最后的输出信号。

众多的线性化技术中,LINC/CALLUM 技术和 EER 尚处于实验研究阶段,未得到实际应用。前馈技术可提供宽带和极佳的线性化修正,但系统价格高、复杂且较难实现。首先,前馈系统要求信号的各路径增益匹配,它的输出要有功率较大的反馈校准信号,这就需要额外的辅助放大器,且这个辅助放大器本身的失真特性应处在前馈系统指标的上限。其次,前馈系统内不同元件的增益、相位跟踪准确度、稳定性、时间和温度的校准精度等都必须保证。可见,前馈系统是以系统的高复杂度来实现高非线性改善的,它提供了闭环系统的线性化精度,开环系统的稳定度和带宽,但价格高。预失真线性化的概念和实现都非常简单,但预失真信号的产生非常困难,特别是要获得很高的交调抑制。一个与 RF 功率有关的电阻和固定电容组合可给出合适的幅度调制-幅度调制(AM-AM)和幅度调制-相位调制(AM-PM)特性,可获得 10dBIMD 抑制。若采用数字信号处理器(DSP)来实现 PA 的逆非线性传递函数,受到模数转换的采样频率的限制,并且 PA 的非线性模型较难精确建立。此外,为实现较高的 IMD 抑制,预失真线性系统还包含某种反馈以实现自适应。通常情况,数字预失真技术的带宽较宽,较之前馈容易实现并具有中等的线性化修正。负反馈线性化是用增益换取失真抑制。如采用 10dB 的负反馈,放大器输出的 IMD 将下降 10dB,但也就意味着,整个系统的增益要相应下降 10dB。负反馈线性化还存在两个主要的设计问题。其一,环路延迟制约了线性化器的工作带宽。其二,反馈存在稳定性问题。目前在国际上对 RF 功放线性化技术的研究非常重视。相关论文的数量成倍增加,以 IEEE 为例,PA 线性化技术方面的论文每年以百分之十几的速度递增。与此同时,每年都有上百个相关发明专利被申请,仅 2001 年就达 150 项。

1.3 本论文主要工作及内容安排

本文针对 1.9GHz 前馈功放的理论分析和设计进行了一定的研究。分析了几种

线性化技术的基本原理，并对前馈技术作了详细分析，分析其优缺点。使用 ADS 软件进行电路的辅助设计，通过仿真优化得到比较好的结果，并生产制造出处于研制阶段的前馈功率放大器电路。

本文包括以下几个方面的内容：

1. 研究放大器基本原理，详细分析了放大器的非线性失真产物。
2. 介绍了常用的 RF 功率放大器的线性化技术及各自特点。重点分析了前馈技术。
3. 详细介绍了本课题线性化方案的基本原理、实现方法，并给出了仿真及电路测试的结果。

本文研究的前馈功率放大器预期技术指标：

工作频率：1850MHz~1950MHz

输出功率：30dBm 双载波 2W

增益：40dB

三阶交调抑制：>45dBc

第二章 射频功率放大器及非线性原理

2.1 功率放大器的特点

功率放大器的作用是把直流功率尽可能多地转换为射频或微波功率输出。换句话说用来放大输入信号，使之达到足够高的功率电平，以满足发射天线或负载单元的要求。实际中它广泛应用在各种类型发射机中，发射机各级高频放大器的输出功率小的从几十毫瓦到几百毫瓦，高的可以达到几十瓦、几百瓦以至几千瓦。为提高电源效率和可靠性，功率放大器随着应用场合的不同，而采用不同的工作状态。以双极型晶体管为例，当需要线性放大时，就使整个信号周期中晶体管都工作在它的放大区，这种状态称为 A 类功率放大。当输入信号很大时，为了提高放大器的集电极效率和输出功率，常使晶体管偏置在截止区附近（即发射结处于反向偏置状态），这种状态称为 B 类放大或 C 类放大。所谓 B 类放大是指晶体管集电极电流只能在半个周期内通过，而 C 类放大时集电极电流的导通时间小于半个高频周期。C 类放大的效率高，且输出功率可以很大，因此频带较窄的射频放大时常用丙类放大。同时，D 类、E 类、F 类放大器也得到一定的研究。

功率放大器的一个主要特点是工作在大信号状态，因而常常呈现出非线性效应。

2.2 功率放大器主要技术指标

功率放大器的技术指标，除工作频带、增益及增益平坦度、驻波比、噪声和效率，还包括功率放大器的功率输出以及其非线性失真。表征功率放大器的输出功率和线性度的指标包括 1dB 压缩点输出功率、三阶交调系数、三阶交调截止点。

2.2.1 工作频带

工作频带通常指放大器满足其全部性能指标的连续频率范围。放大器的实际工作频率尽可能限制在所定的工作频率范围。

2.2.2 输出功率

1. 饱和输出功率

当放大器的输入功率加大到一定值之后，再加大输入功率并不会改变输出功率的大小，该输出功率称为功率放大器的饱和输出功率，我们用 P_{sat} 表示。

2. 输出功率 1dB 压缩点

当放大器输入功率较小时，输出功率与输入功率的比值是一个常数，为线性关系，其增益与输入功率的大小无关。随着输入功率的增大，输出功率与输入功率的比值将减小，即出现增益压缩现象，输出功率曲线逐渐弯曲。当功率放大器增益比小信号的线性增益较低 1dB 时，即输出功率比理想线性输出功率小 1dB 时，对应的输出功率点称为输出 1dB 压缩点功率，记做 P_{1dB} ，如图 2-2。此时的增益称为 1dB 压缩点增益，记做 G_{1dB} 。当输出功率超过该点后放大器将迅速进入饱和和工作区。由图 2-2 显然，射频功率放大器工作在饱和点附件就会出现严重的非线性失真。

2.2.3 功率增益及增益平坦度

功率增益指输入输出良好匹配的情况下，输出功率与输入功率的比值。单位用 dB 表示。功率增益定义为：

$$\text{功率增益} = 10 \lg \frac{\text{输出信号功率}}{\text{输入信号功率}} \text{ (dB)} \quad (2-1)$$

在射频微波晶体管放大器电路设计中，我们又可以见到以下几种增益定义，它们取决于人们对射频放大器运行机制的了解。

1. 工作功率增益 G_p

指放大器输出端口传送到负载的功率与信号源实际传送到放大器输入端口的功率之比。它是放大器在实际工作中产生的真正功率增益的量度。适用于最大线性输出功率。

2. 资用功率增益 G_A

指放大器输出端口的资用功率与信号源的资用功率的比值。它是在负载端口匹配情况下的转换功率增益。资用功率增益适用于低噪声放大器 (LNA)。

3. 转换功率的增益 G_T

指放大器的输出端口实际传送到负载的功率与放大器输入端口信号源的资用

功率的比值。它定量的描述了插入在信号源与负载之间的放大器增益。它是放大器在输入端口单独实现共轭匹配的特殊情况下的功率增益，它不是一个实际的工作功率增益。

4. 单向转换功率增益 G_{TU}

单向化设计只是简单地忽略输入端口与输出端口之间的相互作用，是一种近似的设计方法。而实际中由于晶体管内部反馈效应的存在，反向电压传输系数 $S_{21} \neq 0$ 。在放大器单向化设计时，将 S_{21} 忽略。这样放大器的转换功率增益就成为单向转换功率增益。^[2]

增益平坦度表征功率放大器增益在一定温度下、整个工作频率范围内变化大小。它定义为放大信号输出幅度随频率的变化量。它用工作频率范围内最大输出幅度与最小幅度（用 dB 单位）差值表示。该差值即是用 dB 表示的放大器输出幅度随频率变化的峰-峰值，如图 2-1 所示。增益平坦度由下式表示：

$$\Delta G = \pm \frac{G_{\max} - G_{\min}}{2} \text{ (dB)} \quad (2-2)$$

其中 G_{\max} 和 G_{\min} 为分别为功放在工作频率范围内的最大增益和最小增益。

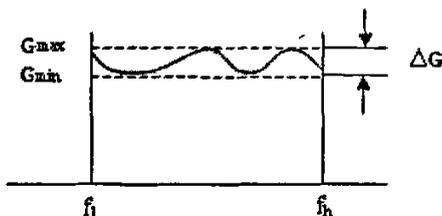


图 2-1 增益平坦度示意图

2.2.4 工作效率

功率放大器的工作效率 η 定义是负载吸收的平均功率 P_{RF} 的与电源供给的直流平均功率 P_S 的比值。这个比值越大，意味着效率越高。

甲类放大器效率的最大理论值为 50%，而丙类放大器的效率可以接近 100%。甲类放大器的效率等于 50% 意味着电源功率的一半变成热量耗散掉了。这种情况对于便携式通信系统是无法接受的，因为这类系统中的大多数器件都是靠电池驱动的。在实际工作中，设计者常常选用既有高效率又能保持射频信号信息内容的工作状态。

2.2.5 三阶截断点

三阶截断点(IP_3)，它定义为：频率为 $2\omega_1 - \omega_2$ 的三阶分量输出功率曲线，与频率为 ω_1 的主信号功率曲线线性延伸的交点。如图 2-2 所示。

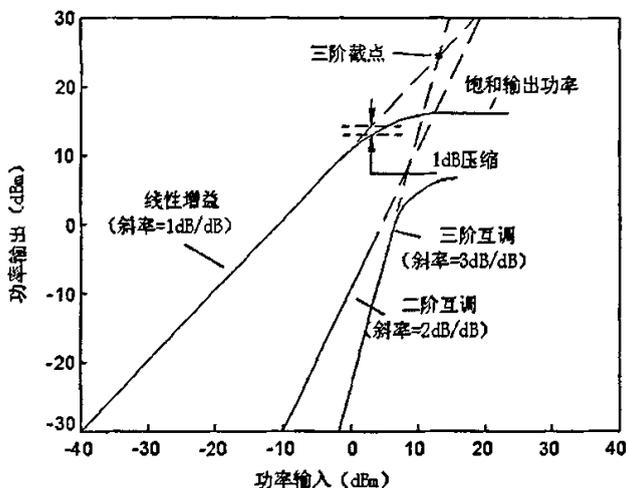


图 2-2 三阶截断点示意图

此点的输出功率称为截断功率。它是三阶互调失真一种有用的量度。由式可见，三阶互调的输出功率与输入信号振幅的立方成正比。当输入功率较小时，可近似认为是线性的。但是随着输入信号的增加，基波的输出功率被压缩，偏离了线性增长范围，可以得到截断点功率为：

$$IP_3 = 10 \lg \left(\frac{2}{3} \cdot \frac{\alpha_1^3}{|\alpha_3|} \cdot \frac{10^3}{R} \right) \text{dBm} \quad (2-3)$$

上式中 R 为负载阻抗。当 $R=50 \Omega$ 时，

$$IP_3 = 10 \lg \frac{\alpha_1}{|\alpha_3|} + 11.25 \text{dBm} \quad (2-4)$$

可以看出三阶截断点功率与输入输出功率无关，完全是由系统非线性造成的，因此是系统非线性的量度。式(2-3)、(2-4)将在下文详细介绍。^[3]

2.2.6 输入输出驻波比

输入输出驻波比表示放大器输入端阻抗和输出端阻抗与系统要求的阻抗(一般

为 50Ω) 的匹配程度。可以用下式表示:

$$VSWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (2-5)$$

$$\text{其中, } \Gamma = \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0} \quad (2-6)$$

Z 为放大器输入或输出端的实际阻抗; Z_0 为系统要求的阻抗, 取 50Ω 。

2.3 非线性分析

2.3.1 弱非线性分析

通常, 交调失真是用来衡量放大器非线性特性的主要指标。在较弱的非线性情况下, 放大器的输出可以表示为输入的幂级数, 利用单音和双音测试就能表征出放大器的非线性特性。所谓的弱非线性情况, 是指放大器工作在远离 1dB 压缩点的区域, 这时的交调失真 (IMD) -30dBc 以下较为显著, 理论计算可以得到 1dB 压缩点的三阶交调系数为 -23.75dBc。双音分析在接收机和低噪声放大器 (LNA) 的设计中非常有用, 此时的信号功率较低, 会受到同样较低交调失真的干扰。双音分析在功率放大器的设计中也非常重要, 能够清楚的表征放大器的非线性特性。双音法是最常见并被广泛使用的 PA 非线性分析方法, 它可定量地描述 PA 的幅度失真和相位失真, 并用 1dB 压缩点、三阶交调等来度量。但是, 在强非线性工作区域内还需要更好的方法来分析其非线性特性。所谓强非线性, 是指当放大器工作在很接近或者超过 1dB 压缩点的区域。

利用双音来分析弱非线性系统的非线性特性。在弱非线性的情况下, 功率放大器的输出可以展开成幂级数形式:

$$v_0(t) = \alpha_1 v_i(t) + \alpha_2 v_i^2(t) + \alpha_3 v_i^3(t) + \dots \quad (2-7)$$

其中 $v_i(t)$ 是 RF 输入信号, $v_0(t)$ 是放大器的输出信号, α_i 是各次展开系数。

当输入信号为固定频率 ω_i 的单载波正弦信号时, 式 (2-7) 所描述的非线性系统会产生频率为 ω_i 整数倍数的信号分量, 这些信号分量为基频的谐波失真分量。假设单一频率的信号

$$v_i(t) = V_i \cos \omega_i t \quad (2-8)$$

将式 (2-8) 带入式 (2-7) 得

$$v_0(t) = \alpha_1 V_i \cos \omega_1 t + \alpha_2 V_i^2 \cos^2 \omega_1 t + \alpha_3 V_i^3 \cos^3 \omega_1 t + \dots$$

$$= \frac{1}{2} \alpha_2 V_i^2 + \left(\alpha_1 V_i + \frac{3}{4} \alpha_3 V_i^3 \right) \cos \omega_1 t + \frac{1}{2} \alpha_2 V_i^2 \cos 2\omega_1 t + \frac{1}{4} \alpha_3 V_i^3 \cos 3\omega_1 t + \dots \quad (2-9)$$

上式说明, 由于系统的非线性, 输出信号中出现了新的谐波分量。

由式 (2-9) 可见, 基频 ω_1 的增益可以表示为:

$$G = 20 \lg \frac{\alpha_1 V_i + \frac{3}{4} \alpha_3 V_i^3}{V_i} = 20 \lg \left(\alpha_1 + \frac{3}{4} \alpha_3 V_i^2 \right) \quad (2-10)$$

线性增益定义如下:

$$G_0 = 20 \lg \frac{\alpha_1 V_i}{V_i} = 20 \lg \alpha_1 \quad (2-11)$$

1dB 增益压缩点可定义为信号电平的增益比线性增益小 1dB。所以有

$$\alpha_1 + \frac{3}{4} \alpha_3 V_i^2 = 0.891 \alpha_1 \quad \alpha_3 < 0 \quad (2-12)$$

由此可以求得 1dB 压缩点对应的 V_i 值

$$V_i^2 = 0.145 \frac{\alpha_1}{|\alpha_3|} \quad \alpha_3 < 0 \quad (2-13)$$

假设二端口网络的输入阻抗为 $Z_m = Z_{out} = R\Omega$, 则基波 ω_1 的输入输出功率都用 dBm 表示。

$$P_i = 10 \lg \left(\frac{1}{2} \frac{V_i^2}{R} \times 10^3 \right) \text{dBm} \quad (2-14)$$

$$P_o = 10 \lg \left\{ \frac{1}{2} \frac{\left(\alpha_1 V_i + \frac{3}{4} \alpha_3 V_i^3 \right)^2}{R} \times 10^3 \right\} \text{dBm} = G + P_i \text{dBm} \quad (2-15)$$

1dB 增益压缩点的输出功率为

$$P_{1dB} = G_{1dB} + P_i = G_0 - 1 + P_i \text{dBm} \quad (2-16)$$

由式 (2-13)、(2-14)、(2-16), 得到

$$P_{1dB} = G_0 - 1 + 10 \lg \left(\frac{0.145 \alpha_1}{2|\alpha_3|} \frac{10^3}{R} \right) \text{dBm} = 10 \lg \frac{57.7 \alpha_1^3}{|\alpha_3| R} \text{dBm} \quad (2-17)$$

如果取 50Ω , 可以得到

$$P_{1dB} = 10 \lg \frac{\alpha_1^3}{|\alpha_3|} + 0.62 \text{dBm} \quad (2-18)$$

当输入信号为两个等幅度单频信号, 频率间隔在放大器工作的带宽内的信号, 假设双音频率分别为 ω_1 和 ω_2 , 则输入信号为:

$$v_i(t) = A(\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t) \quad (2-19)$$

由公式得到输出信号的表示形式为:

$$v_o(t) = \alpha_1 A(\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t) + \alpha_2 A^2 (\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t)^2 + \alpha_3 A^3 (\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t)^3 + \dots \quad (2-20)$$

展开后:

$$\begin{aligned} v_o(t) = & \alpha_2 A^2 + \alpha_2 A^2 \cos(\omega_1 - \omega_2)t + \left(\alpha_1 A + \frac{9}{4} \alpha_3 A^3 \right) \cos \omega_1 t + \left(\alpha_1 A + \frac{9}{4} \alpha_3 A^3 \right) \cos \omega_2 t \\ & + \frac{3}{4} \alpha_3 A^3 \cos(2\omega_1 - \omega_2)t + \frac{3}{4} \alpha_3 A^3 \cos(2\omega_2 - \omega_1)t + \alpha_2 A^2 \cos(\omega_1 + \omega_2)t \\ & + \frac{1}{2} \alpha_2 A^2 \cos 2\omega_1 t + \frac{1}{2} \alpha_2 A^2 \cos 2\omega_2 t + \frac{3}{4} \alpha_3 A^3 \cos(2\omega_1 + \omega_2)t + \frac{3}{4} \alpha_3 A^3 \cos(2\omega_2 + \omega_1)t \\ & + \frac{1}{4} \alpha_3 A^3 \cos 3\omega_1 t + \frac{1}{4} \alpha_3 A^3 \cos 3\omega_2 t + \dots \end{aligned} \quad (2-21)$$

由公式 (2-21) 可见, 双音输入时, 输出信号中的频率分量包括直流成分, 基波和谐波分量, 还包括输入信号频率经过线性组合后产生的频率分量。输入输出的频率分量如图 2-3 所示。一般情况下, 偶次分量基本上远离通带, 影响较大的是奇次交调。图中表示出三阶和五阶的互调分量, 其中仅三阶分量落在通带内,

对信号造成干扰，危害最大，而五阶和更高阶的分量在弱非线性的情况下一般不予考虑。双音三阶互调是非线性中三次方产生的，由于落在通带内，是主要考虑的非线性产物。

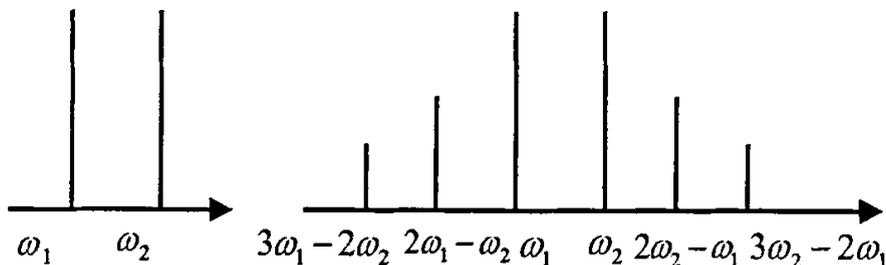


图 2-3 输入输出频谱分量

由式 (2-21) 可知，三阶互调信号电压与 $3/4 \alpha_3 A^3$ 成正比，线性输出电压与 A 成正比。即表示输出的基波、二次和三次谐波或互调分量的振幅值分别依赖于输入电压的一次方、二次方和三次方。结果，线性项、二次项和三次项频率分量的输出功率电平分别显示为线性行为，输入信号电平改变 1dB 时输出改变 1dB、2dB 和 3dB 的行为。进一步分析得出， n 阶分量同样随着输入信号功率电平改变 1dB 而改变 n 个 dB。^[1]

我们注意到， ω_1 的实际输出振幅为 $\alpha_1 A + \frac{9}{4} \alpha_3 A^3$ ，其中对于可压缩的二端口网络， $\alpha_3 < 0$ 。因而在较低功率电平时， $|\alpha_1 A| \gg \left| \frac{9}{4} \alpha_3 A^3 \right|$ ，可近似认为是线性的，即与 P_0 特性几乎一致。在较高功率电平时， $P(\omega_1)$ 的响应将被压缩，并将偏离 P_0 的响应，如图 2-4 所示。

又由式 (2-21) 可得

$$P_0 = 10 \lg \left\{ \left(\frac{\alpha_1 A}{\sqrt{2}} \right)^2 \frac{10^3}{R} \right\} \text{dBm} \quad (2-22)$$

$$P(\omega_1) = 10 \lg \left\{ \left(\frac{\alpha_1 A + \frac{9}{4} \alpha_3 A^3}{\sqrt{2}} \right)^2 \frac{10^3}{R} \right\} \text{dBm} \quad (2-23)$$

$$P(2\omega_1 - \omega_2) = 10 \lg \left\{ \left(\frac{\frac{3}{4} \alpha_3 A^3}{\sqrt{2}} \right)^2 \frac{10^3}{R} \right\} \text{dBm} \quad (2-24)$$

在 P_I 处, 根据截断点的定义, 式 (2-22) 与式 (2-24) 相等, 即 $P_0 = P(2\omega_1 - \omega_2)$, 可求得 P_I 点处

$$A^2 = \frac{4}{3} \frac{\alpha_1}{|\alpha_3|} \quad (2-25)$$

因此,

$$P_I = 10 \lg \left(\frac{2}{3} \frac{\alpha_1^3}{|\alpha_3|} \frac{10^3}{R} \right) \text{dBm} \quad (2-26)$$

如果 R 取 50Ω , 则

$$P_I = 10 \lg \frac{\alpha_1^3}{|\alpha_3|} + 11.25 \text{dBm} \quad (2-27)$$

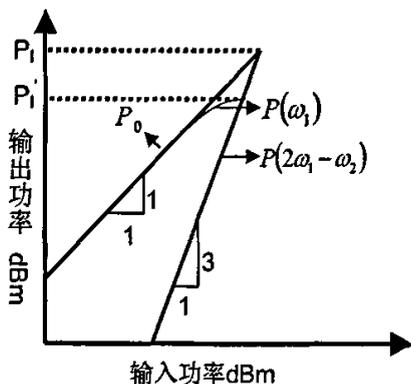


图 2-4 截断点定义图

类似的可以求得 P_I' 点, 式 (2-23) 与式 (2-24) 相等, 即 $P(\omega_1) = P(2\omega_1 - \omega_2)$, 求得

$$P_I' = 10 \lg \left(\frac{1}{12} \frac{\alpha_1^3}{|\alpha_3|} \frac{10^3}{R} \right) \text{dBm} = P_I - 9 \text{dBm} \quad (2-28)$$

比较式(2-18)和(2-27)，可以得到截断点功率 P_I 与 P_{1dB} 之间的关系

$$P_I = P_{1dB} + 10.63dBm \quad (2-29)$$

三阶交调的大小可用三阶交调系数(IM_3)来衡量。三阶交调系数就是三阶交调分量比主信号小的倍数，用分贝表示即主信号功率减去三阶交调分量功率。还可以用另外一种方法来衡量，即三阶截断点(IP_3)，上文已经详细介绍。^[3]

由图 2-4 可以看出，输入信号增加 1dB，三阶交调分量则增加 3dB。对于输出功率小于 1dB 压缩点的输出功率，近似有如下关系

$$IM_3 \approx 2(P_{out} - IP_3) \quad (2-30)$$

P_{out} 是输出功率， IP_3 是输出三阶截断点， IM_3 是三阶交调大小。

当输入功率较小时，也有以下关系^[4]

$$IM_3 \approx 2(P_{out} - P_{1dB})dB - 21.26dB \quad (2-31)$$

在这里将式(2-19)推广到多载波输入的情况下，得到更为普遍的表达式。

如果输入信号为 n 个任意的正弦波：

$$v_i(t) = \sum_{i=1}^n A_i \cos \omega_i t \quad (2-32)$$

将式(2-32)代入(2-7)中，得到落在通带内的各个基波信号、以及各载波之间的交调产物和三阶差拍失真干扰(当输入大于三音信号时出现的频率为 $\omega_i + \omega_j - \omega_k$ 的失真信号)信号的幅度。

n 个基波信号(ω_i)的幅度为：

$$k_1 A_i - \frac{3}{4} k_3 A_i^3 + \left[\frac{3}{2} k_3 A_i \left(\sum_{j=1}^n A_j^2 \right) \right] \quad (2-33)$$

$n(n-1)$ 个三阶交调干扰信号($2\omega_i - \omega_j$)的幅度为：

$$\frac{3}{4} k_3 A_i^2 A_j \quad (2-34)$$

$\frac{n}{2}(n-1)(n-2)$ 个三阶差拍干扰信号($\omega_i + \omega_j - \omega_k$)的幅度为：

$$\frac{3}{2}k_3 A_i A_j A_k \quad (2-35)$$

由式 (2-33)、(2-34)、(2-35) 能够分别求出三阶交调干扰 ($2\omega_i - \omega_j$) 分量及三阶差拍干扰分量 ($\omega_i + \omega_j - \omega_k$) 与基波信号的幅度的比值。

在多级级联功率放大器中, 计算功率放大器的交调 IM3, 必须知道级联时的 P_i 和 P_o 。下面进行分析, 如图 2-5 所示, 共有 m 个功放级联, 各级增益为 G_1, G_2, \dots, G_m , 各级的截断点功率为 $P_{I,1}, P_{I,2}, \dots, P_{I,m}$ 。

整个三阶截断点表达式如式 (2-35) 所示。

$$IP_3 = \left(\frac{1}{P_{I,m}} + \frac{1}{G_m P_{I,m-1}} + \frac{1}{G_m G_{m-1} P_{I,m-2}} + \dots + \frac{1}{G_m G_{m-1} \dots G_2 P_{I,1}} \right)^{-1} \quad (2-36)$$

再根据式 (2-29)、(2-36) 就可以求得级联功放的交调失真 IM。

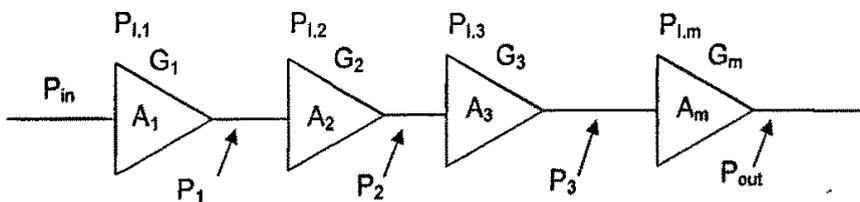


图 2-5 级联功率放大器各级示意图

2.3.2 强非线性分析

双音测试是分析弱非线性系统的非线性特性非常有效的方法。在强非线性的工作条件下, 放大器工作趋近于增益压缩的区域, 高阶的交调分量影响变得更为显著, 这是由于放大器的晶体管的特性局限。在这个区域, 五阶甚至更高的交调分量会产生较大的影响, 因此寻求更好的方法来衡量其非线性特性。

邻道功率抑制比 (ACPR) 主要应用在像 CDMA 这样的宽频谱信号的研究上, 不同的通信标准有具体的要求。邻道功率 (ACP) 定义为当主信道加一信号时, 紧邻主信道的两个信道内的功率大小。邻道功率的产生主要来自两个方面, 一是由于器件的非线性作用产生, 二是由于主信道信号本身频谱比信道宽。ACPR 定义为 ACP 功率与主信道功率的比值。如图 2-7 所示。由于现代通信系统普遍采用多载波和数字调制方式, 加上通信信道的愈加拥挤, ACPR 已经成为功率放大器设计调试中非常重要的指标。

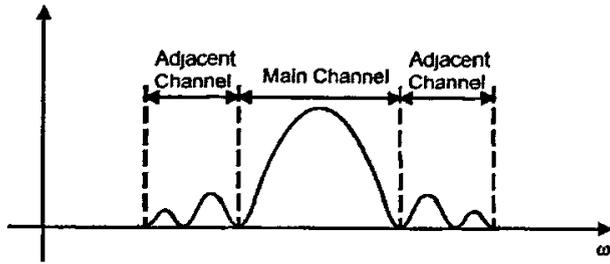


图 2-6 邻道功率 (ACP) 定义

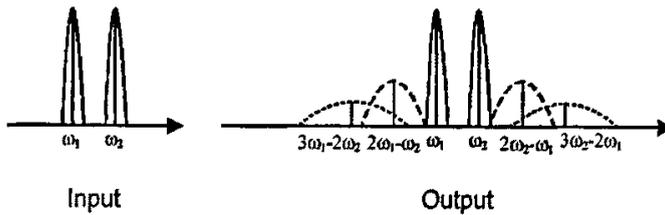


图 2-7 器件非线性产生的邻道功率

对移动通信的 CDMA 信号而言，其 IM3（即 ACPR）与 IP3 的关系可以通过公式 (2-37) 表示。

$$IP_3 = -5\lg\left\{P_{IM_3}(f_1, f_2)B^3 / P_o \left\{ (3B - f_1)^3 - (3B - f_2)^3 \right\}\right\} + 22.2dBm \quad (2-37)$$

其中： $P_{IM_3}(f_1, f_2)$ 表示要求的 IM3 的输出功率 (W)，B 表示二分之一 CDMA 信号带宽 (KHz)， f_1, f_2 表示两个边带频率相对于中心频率的差值 (KHz)， P_o 表示输出功率 (W)

在多信道通信系统中功率放大器产生的非线性信号对邻道功率抑制比与三阶交调系数有密切的关系，ACPR 可由 IMD 推算。公式如下：

$$ACPR_{dBc} = IMD - 6 + 10\lg\left(\frac{n^3}{4A + B}\right) \quad (2-38)$$

式 (2-38) 中， $A = \frac{2n^3 - 3n^2 - 2n}{24} + \frac{\text{mod}(n/2)}{8}$ ； $B = \frac{n^2 - \text{mod}(n/2)}{4}$ ；n 为信道

个数； $\text{mod}(\)$ 是取余函数。

2.4 本章小结

本章介绍了功率放大器的特点以及一些主要的技术指标。并介绍了功率放大器的非线性分析方法，在弱非线性的情况下分别采用单音和双音分析法分析其非线性特性，并重点强调三阶交调的影响。还提出在强非线性的情况下，指出邻道功率抑制比（ACPR）的来衡量非线性特性的重要性，介绍了其定义及一些基本概念。

第三章 功率放大器的线性化技术

本章介绍各种射频 PA 线性化技术的基本概念、电路组成及其性能。改善功率放大器的线性度的方法有许多种，其中“功率回退”方法的采用能够改善线性度，但会导致功放的低效和低功率输出。功率放大器的设计中，在对放大器功率供应不变的情况下，需在线性度和效率之间权衡。目前，解决这一问题常用的方法包括前馈法、反馈法、预失真法、非线性器件线性放大 LINC、EER、CALLUM 等等，采用这些方法时，功率放大器增益、带宽、效率间的代价各不相同。

3.1 功率回退法

这是最常用的方法，即选用功率较大的管子作小功率使用，也就是牺牲直流功耗来提高功放的线性度。由于射频功率放大器本身特性，输入功率增加到一定值，放大器输出功率会达到饱和状态，放大器的输出功率将不随输入功率的增加而增加，导致非线性失真的产生。功率回退法就是限制功率管的实际输出功率，使功率放大器工作在低于其 1dB 压缩点一定的功率点上，使放大器远离饱和区，进入线性工作区。输入功率在 1dB 压缩点附近功率每回退 1dB，三阶交调系数将降低 1dB。功率回退法是一种最简单、最可靠的线性化措施，不需要增加任何附加设备，是改善放大器线性度的有效的方法。其缺点是它限制了功率放大器器件的实际应用功率，大大地降低了功放的效率。^[5]

3.2 反馈技术

负反馈线性系统基本原理如图 3-1 所示：

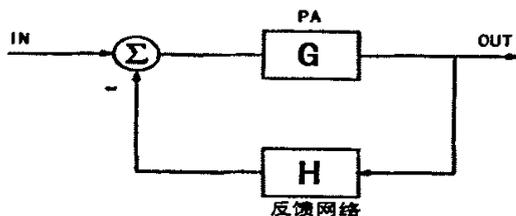


图 3-1 负反馈线性系统原理图

负反馈为闭环系统，PA 输出端信号包含失真信号，该信号通过耦合器，部分信号耦合进入反馈网络，反相回输入端并与之相减，从而在输出端消除失真，达到改善 PA 线性度的目的。但是负反馈技术大大降低了放大器的增益。粗略地说，如果设定 10dB 的负反馈，放大器输出的 IM 产物将下降 10dB，整个系统增益也要下降 10dB。

负反馈除了上述的增益的问题之外，还存在由环路延迟引起的工作带宽问题和稳定性问题。

调制反馈技术具体的实现方法有很多，如包络反馈技术、包络消去与恢复技术、极化环技术、笛卡儿环技术等等。

包络反馈技术是校正幅度失真的一项比较简单的技术，它也是一种间接反馈技术。包络反馈系统结构如图 3-2 所示，输入输出都接有定向耦合器，峰值检波后送入差动放大器，形成的振幅误差校准信号进行增益控制。假设放大器没有进入饱和，这样的反馈环强迫输出包络复制输入包络，结果改善了频谱失真。

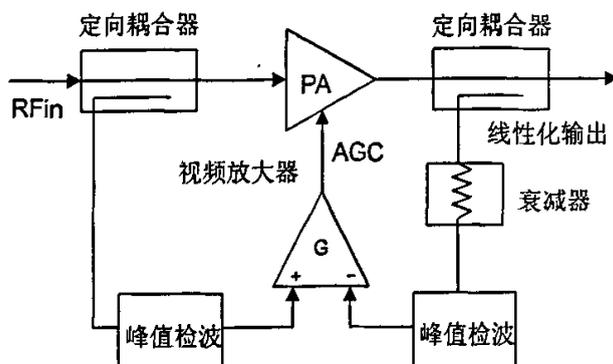


图 3-2 包络反馈技术

对于包络反馈系统，检波器必须有较宽的动态范围和准确的跟踪，否则，环路增益和误差信号的准确度将受到信号的影响，致使校正程度降低，甚至增大了高阶失真产物。包络反馈技术没有补偿相位失真，如果在信号处理过程中时延较大的话，信号可能会产生相位差，使校正处理被削弱或变得不对称。通常，校正电路的带宽必须是信号包络带宽的 10 倍以上。

包络消去与恢复技术 (EE&R) 起初是用在 SSB 和 TV 发射机中，如图 3-3 所示，利用检波器和限幅器，RF 输入信号被分别分成幅度和相位分量，相位分量在丙类放大器中被放大。在电子管设计中，幅度分量常被用来进行末级调制，而在固态电路中，幅度分量则可以通过调制器直接加在丙类放大器上。由于 RF 功率

放大器工作在丙类，可以得到非常高的效率，一般大于 50%，IMD 失真抑制达到 -30dBc。但是，限幅器的非理想性和调制器的 AM-PM 转换等因素都将影响放大器输出的失真产物，有时会产生附加的高阶产物。

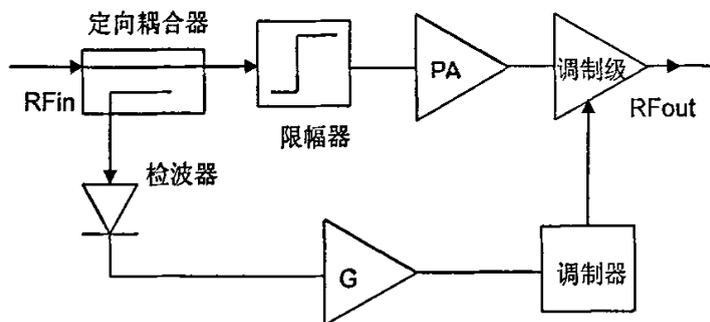


图 3-3 包络消去与恢复技术结构图

极化环 (Polar loop) 与 EE&R 有某种程度上的类似，RF 信号也被分解成幅度和相位分量。但是，极化环还需幅度和相位校准同时进行，实施比较困难。相位检测和校准比单一的振幅校准复杂的多。极化环是间接反馈环逻辑上的扩展。其基本结构图如图 3-4 所示。它不仅通过一个 AGC 环对功率放大器的幅度失真进行校正，它还通过锁相环 (PLL) 来保持放大器稳定的相位转移特性。极化环系统的平均效率大于 50%，IM3 约 -50dBc 左右。极化环技术已经被用在高功率的商业中波发射机中，若在要求的带宽上降低假响应电平，并有足够反馈，则它还可用在 VHF 和 UHF 高效多载波放大器中。不过，由于宽带信号用幅度和相位表示有困难，它通常应用在单载波系统中。

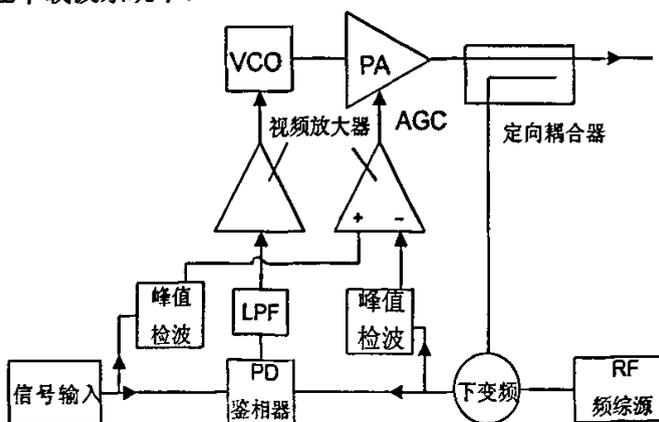


图 3-4 极化环

笛卡尔环在上世纪九十年代逐渐流行起来，已经有大量相关产品，其与极化环的差异在于其输入的是基带信号，而非 RF 信号，因而它可视为线性化发射机而不仅仅是放大器。^{[3][7][8]}

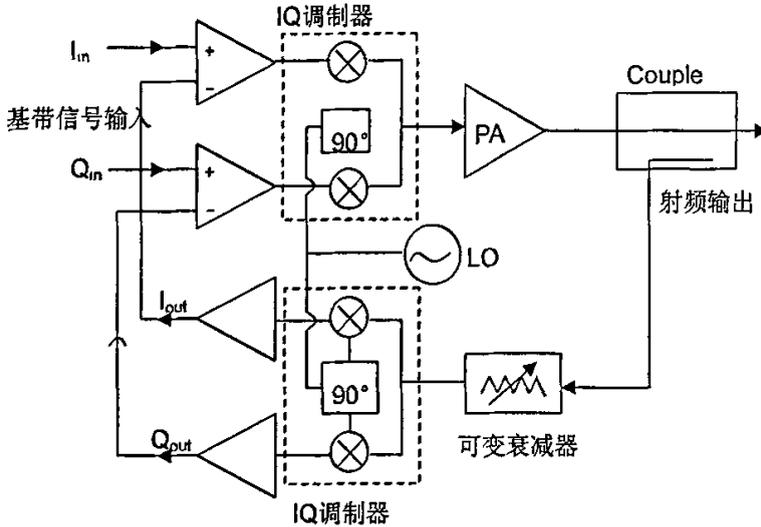


图 3-5 笛卡尔环线性化系统框图

3.3 预失真技术

预失真是最简单的一种线性化技术，它是开环线性化技术中常用的方法。开环系统的校准精度不如闭环系统，它的优点在于不存在稳定性问题，有更宽的频带。预失真方法的基本思想是对放大器进行实时的补偿，它是通过电路网络或者其他技术方法对放大器的非线性输入输出特性进行校正。开环预失真方法具有带宽较宽，稳定性好，易于与其他方法结合使用的优点。而闭环方法则是在开环的基础上加入了反馈，构成了自适应预失真，能够实时跟踪放大器的非线性特性，避免系统参数的漂移。目前该技术主要分为射频预失真和基带预失真两种类型。采用基带预失真方法，适应性较强，而且可以通过增加采样率和增大量化阶数的办法来抵消高阶互调失真，是一种很有发展前景的方法。射频预失真线性化技术的理论研究比较成熟，所以目前采用的比较多。国内外很多文章应用这一方法改善功率放大器的线性度。^[1]

一个简化的预失真系统如图 3-6 所示。输入为双载波信号，输入信号经预失真器后输出包含基频交调分量的预失真信号，该交调分量的相位与 PA 产生的交调分

量的相位相反，达到抵消失真。预失真概念和实现都很简单，但是预失真信号的产生却很难，特别是获得很高的交调抑制。^[15]

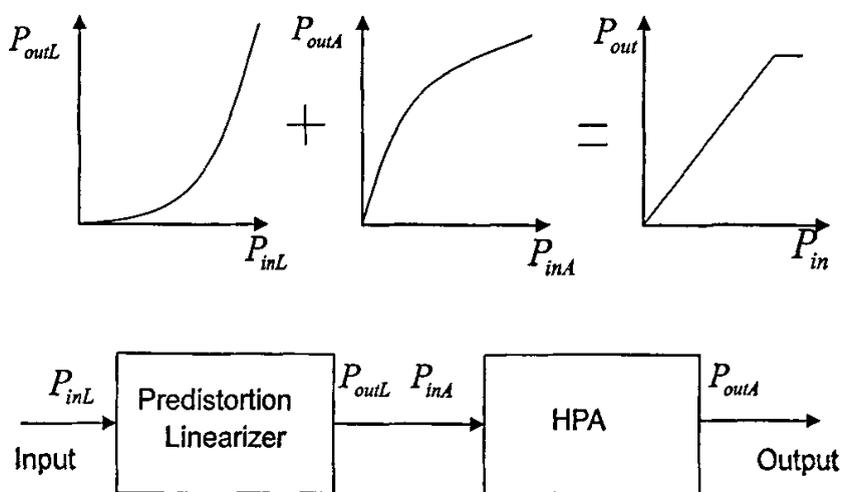


图 3-6 预失真原理图

通常有两种方法产生预失真信号的方法。第一种方法是使用一个非线性模拟器件来产生失真信号，如一个与 RF 功率有关的电阻和固定电容组合可给出合适的 AM-AM 和 AM-PM 特性，此特性在预压缩带与放大器失真特性相反，有 10dBIMD 抑制。这种可变电阻可用一个简单的串联二极管或者检波二极管驱动线性 RF 电阻，如 PIN 二极管或 FET 衰减器构成。第二种是利用 DSP 来实现 PA 的逆非线性传递函数。通常情况，为实现较高的 IMD 抑制，预失真线性系统还包含某种反馈以实现自适应。

关于自适应预失真方法，则几乎可以看作射频（中频）预失真方法与笛卡尔环的混合方式。这主要是对基带信号进行预失真处理后，再把它调制成射频信号，这其中就引入了 DSP 器件。图 3-7 为一种数字自适应预失真环，实际上是闭环校准系统，是笛卡尔环的变形。正常工作在开环预失真状态，对每个采录包络抽样查表，提供预编程的 I-Q 输出对，I-Q 输出对中包含补偿当前 PA 信号非线性的合适的相位和振幅校准。系统有脱机的自适应模式，类似于闭环的笛卡尔校准环。这种系统工作速度仍稍慢，而且在低功率系统中，DSP 电路消耗太多的功率。

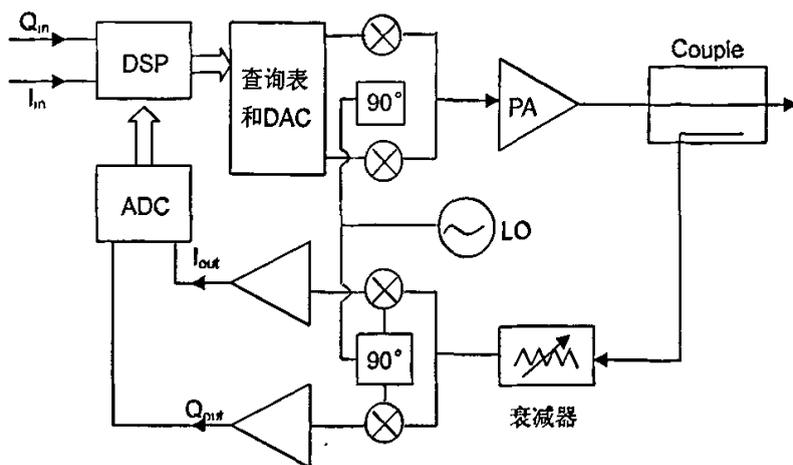


图 3-7 数字自适应预失真系统

3.4 前馈技术

在所有的线性化技术中，前馈技术一直得到广泛的应用，它是目前放大器线性化技术中也是最先进、发展最快的技术。上世纪 20 年代 Harold S.Black 发明了前馈和负反馈等两种降低 PA 非线性失真的技术。但由于前馈对两支路的幅度和相位的匹配要求非常高而受到冷落，直到最近宽带/多载波通信系统的出现，前馈技术又重新得到了发展。前馈线性化技术在 PA 的输出端对消非线性失真，从而降低 PA 的频谱扩展。前馈具有反馈的优点，理论上讲它能完全消除 IMD。图 3-8 是前馈线性化系统的框图。

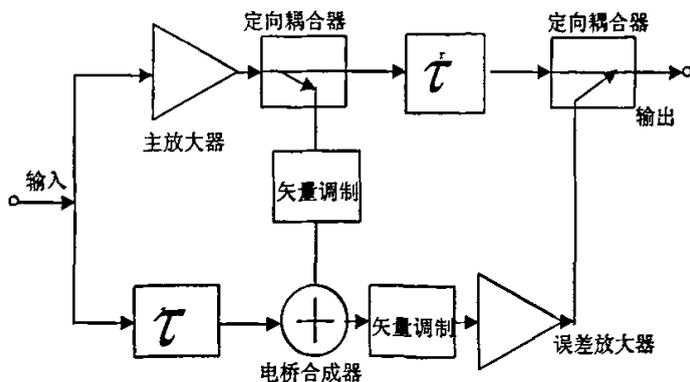


图 3-8 前馈系统原理框图

前馈线性化系统由两个回路组成，信号对消回路（误差回路）和失真对消回路。输入初始信号在第一个回路中一分为二，上支路由主 PA（非线性功率放大器）和延迟线组成，下支路由延迟线和辅助 PA 组成。PA 的输出经耦合器采样与下支路信号相加，延迟线用于调节两支路的相位，使两支路相位相差 180° ，衰减器用于调节两支路的幅度，使两支路的主信号幅度相等。第二个回路上支路为延迟线，下支路为辅助放大器。延迟线使上支路的信号与放大的失真信号相位相反，使非线性失真在输出相抵消，从而提高 PA 的线性度。

前馈系统的最突出特点是其带宽比较宽。在众多线性化方案中，前馈方案的带宽最宽。这主要有两个因素，其一，前馈系统是按时间进行调整的，不存在时间延迟问题；其二，前馈系统没有模/数和数/模转换造成的带宽问题。此外，前馈系统不存在稳定性问题。因此，前馈能满足宽带、多载波系统功率放大器的线性化指标，并已在许多领域得到应用，从声频应用到高频 CATV 到微波应用。市场上现有的前馈环指标表明，单一的前馈环 IMD 可降低 $20\sim 40\text{dB}$ ，多重环多载波系统的 IMD 改善可达 50dB 。前馈技术仍是一个热门的研究课题

前馈系统的性能不仅取决于系统的幅度匹配，而且也取决于系统的相位/延迟匹配。其中延迟的影响在许多文献有讨论过。

前馈系统要求信号的各路径增益匹配，它的输出要有功率较大的反馈校准信号，这就需要额外的辅助放大器，且这个辅助放大器本身的失真特性应处在前馈系统指标的上限。前馈系统内不同元件的增益、相位跟踪准确度、稳定性、时间和温度的校准精度等都必须保证。此外，前馈系统还应考虑辅助放大器和耦合器对系统的影响。如辅助放大器的线性、耦合器的耦合系数。有人提出组合式线性化方案，如嵌套前馈环路可提高系统的性能和降低系统的幅度相位匹配要求。还有人提出在前馈系统中使用预失真技术。

此外，在前馈系统中，还存在相位和幅度漂移失配问题，且这些问题随器件的老化、温度和频率的改变而发生变化，因而须采用自适应控制的幅度相位匹配网络，如图 3-9 所示。它通过提取误差回路和对消回路的信号来自适应调整线性化系统的幅度和相位。在文献中可找出许多实现方法，可归结为以下三种技术。其一，测量某个点的功率，然后使它最小，如使信号对消回路的误差信号功率最小及使失真对消回路的带外功率最小。其二，在某个点上，一般在放大器之后，插入导频，然后在另一个点上测量导频的不平衡，并用它来调整幅度和相位。其三，利用梯度来调整幅度和相位。

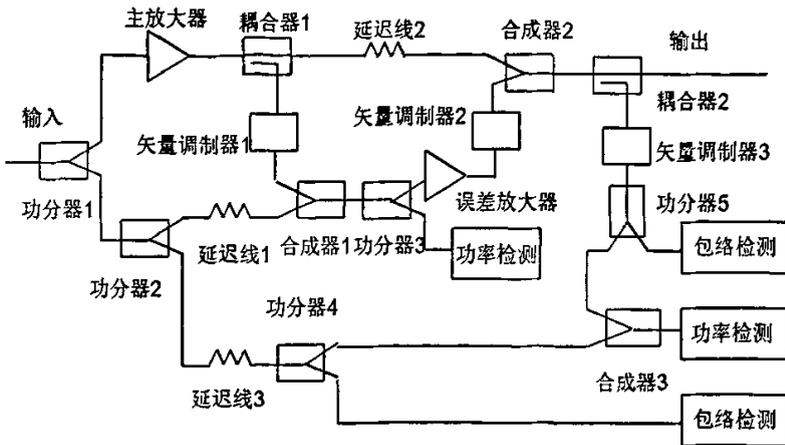


图 3-9 自适应前馈系统基本原理

前馈系统具有很多其他线性化技术不可比拟的优势。但是前馈系统以系统的高复杂度来实现高非线性改善，它提供了闭环系统的线性化精度，开环系统的稳定度和带宽，但是价格计较高。为了增益和相位的跟踪，校准环路中需要附加功率放大器，因而总效率低，其效率一般都低于模拟预失真技术。特别是在恶劣的环境中工作，该问题尤为突出，寻找前馈线性化的替代品也就成为当前的热门研究课题。^{[13][14][16]}

各种线性化技术都有其优点和不足点，表列出它们的优缺点的比较。

表 3-1 线性化技术的各种优缺点的比较表

线性化技术	带宽	线性化效果	效率	复杂程度
功率回退	宽	好	低	低
直接反馈	窄~一般	弱	低	一般
包络反馈	一般	低	一般	低
包络消去与恢复	窄	一般	高	一般
极化环	窄~一般	高	高	高
笛卡儿环	窄~一般	高	高	一般~高
基带预失真	一般~宽	一般	高	一般~高
非线性发生器	一般~宽	低	高	一般~高
增益和相位补偿	一般~宽	低	高	一般
传统前馈	宽	一般	低	一般
自适应前馈	宽	高	低	高

3.5 本章小结

一般来说,各种线性化方法总体可以分成两类,即开环和闭环。各种反馈等都可以看成闭环系统,它们具有很高的线性化能力,可以在满足一定频谱抑制的同时,得到较好的功率输出和效率,但由于受到调制带宽的严重限制,通常局限在单载波系统的设计中。预失真技术可以看成开环系统,它没有闭环系统的校正精度,但它能够处理的多载波信号调制带宽非常宽,也不存在制约闭环系统固有的稳定性问题。并且其实现简单,成本较低,适合于在便携式系统等要求廉价且容量大的通信系统中使用。

前馈系统不仅可以得到与闭环系统相当的线性化能力,而且还具有开环结构的稳定和宽带,是一种性能较好的线性化技术。不过,前馈系统的校正环中需要辅助的功率放大器,所以总的效率比较低;而且前馈系统还要求一定的增益和相位追踪调节电路。总的说来,前馈系统具有很多其他线性化技术不能比拟的优点,非常适合在无线通信系统基站射频单元的使用。因此,本文的工作就是采用前馈线性化技术实现微波功率放大器的高线性化,从而满足 1.9GHz 发射机射频单元的需要。

第四章 前馈功率放大系统的设计与仿真

前面简要叙述了功率放大器各线性化技术以及前馈功率放大器的基本工作原理。前馈功放系统包括：主功率放大器、辅助放大器、移相器、电调衰减器、功分（合成）器、定向耦合器等。本章将具体地介绍前馈功率放大器以及各射频部件的仿真设计。

4.1 ADS 系统简介

ADS(Advanced Design System)是 Agilent 公司推出的新一代的 EDA 设计平台，给用户提供了从综合、系统仿真，到完整的通信系统设计的解决方案，使用户能够方便有效的进行硬件系统的研究开发工作。

ADS 提供了一系列独特的功能，是其它 EDA 工具不具备的。它可以对 DSP 电路、射频电路、光电子通信与微波器件的设计进行仿真、优化与验证；它可提供通信系统中基带部分与射频部分之间的联合仿真，可提高系统仿真的准确度，节约开发时间；它可以方便的将 DSP 系统框图向下综合到 VHDL 器件；ADS 可方便的与 HP 测量仪器相连接，使系统即使有一部分硬件电路不存在也能测试，这样就提高了系统开发过程中的灵活性；ADS 提供了大量的仿真库与行为模型，给设计人员以强有力的支持。另外它对硬件的要求不高，可以方便的应用于 PC 机和 Unix、windows 等多种操作平台。这是以往任何自动设计软件都不能够的。所以，ADS 推出时间不久就被广大电子工程技术人员接受，应用也十分广泛。

4.2 主功率放大器

4.2.1 主放大器的具体实施方案

本设计中，前馈功放输出要求 30dBm，由于误差抵消环路中采用了电桥导致主信号衰减了 3dB，根据功放的要求输出应达到 2W，主放大器采用如图 4-1 所示的结构。设计驱动级输出 23dBm，末级功率放大器单管输出 33dBm。

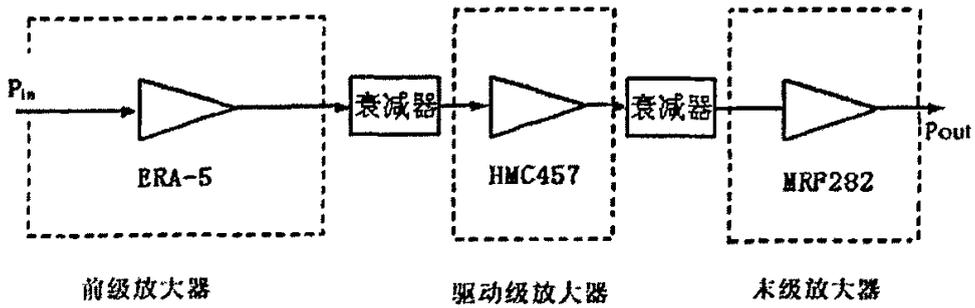


图 4-1 主功率放大器的设计框图

输入级放大器采用 mini 公司的 ERA-5，输入输出 50 欧姆匹配，可以在本课题 1.8~2.0GHz 频带范围内提供比较高的线性度和增益。资料给出的工作增益典型值为 18.5dB，输出 1dB 压缩点功率 18.4dBm，三阶交调截断点 36dBm。其整个电路包括偏置电路如图 4-2 所示。

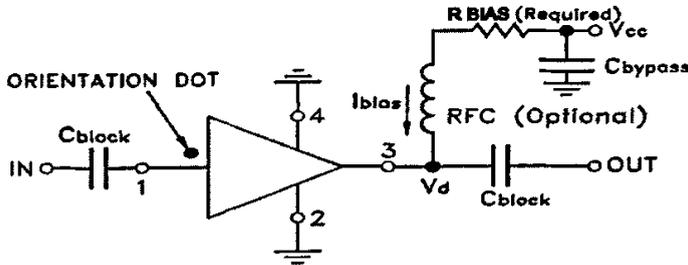


图 4-2 ERA-5 的电路结构图

在此电路中 V_{cc} 为直流电源电压， V_d 为放大器的工作电压， I 为放大器的工作电流，ERA-5 的工作电流为 65mA。偏置电阻 R 可以根据式 (4-1) 求出。隔直电容取 50pF，偏置扼流圈取 47nH。

$$R = \frac{V_{cc} - V_d}{I} \tag{4-1}$$

驱动级放大器采用的 Hittite 公司的 HMC457QS16G，它是 InGaP HBT 放大器。工作频率 1.7~2.2GHz，资料给出典型工作增益 27dB，三阶交调截断点 46dBm。该功放是已经将输入输出匹配电路集成于功放内部的 A 类放大器，作为主功放的驱动级可以保证进入末级功放管的信号有足够的功率并满足高的线性度要求。其整个电路如图 4-3 所示。

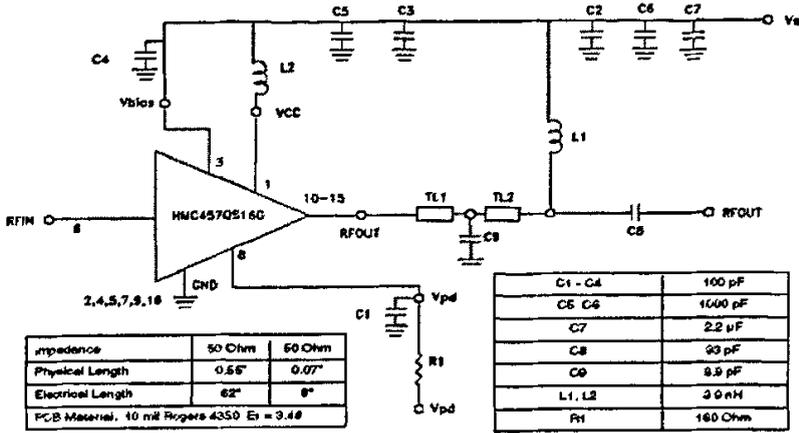


图 4-3 HMC457 偏置电路与匹配电路图

驱动级放大器电路各元件值，匹配电路如上图。图 4-4 中给出功率增益、回波损耗与频率的关系曲线和增益、IP3 与栅极电压关系曲线。

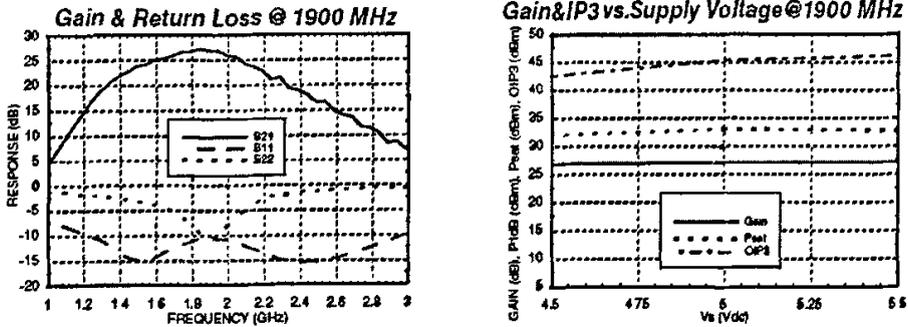


图 4-4 HMC457 特性曲线

放大器 HMC457 采用 Rogers 公司的 RO4350 基片，其板厚 20mil,介电常数为 3.48±0.05。焊接时考虑其接地良好和散热，采取过孔浸锡。

末级放大器采用 Freescale 公司的 MRF282 功放管进行设计。将在下面进行阐述。

4.2.2 末级放大器的选管

对目前 RF 功率应用而言，横向扩散金属氧化物半导体 (LDMOS, Laterally Diffused Metal Oxide Semiconductor)工艺技术是设计工程师在效能及效率上的选择，它能够在较大的动态范围内达到更高的增幅以及三阶互调失真 (IMD3)，同时能够将匹配电路集成到晶体管封装中。因此能够得到具备更高灵敏度、更高效率、

更低失真以及更高功率输出的功率放大器, 提供移动通信基站、HF、VHF 与 UHF 广播用发射器以及微波与航空系统用晶体管。在基站的功率放大器应用上, LDMOS 以更高的峰值对均值功率比 (PAR, High Peak-to-Average Power Ratio)、高增幅与线性度以及满足多媒体服务的更高数据传输率而闻名。LDMOS 制造工艺结合了 BPT 和砷化镓工艺, 与标准 MOS 管工艺不同的是, 在器件封装上, 没有采用 BeO 隔离层, 直接源极接地, 使导热性得到改善, 提高了器件的耐高温性, 大大延长了器件寿命。由于 LDMOS 管的负温效应, 其漏电流在受热时自动均流, 而不会像双极型管的正温度效应在集电极电流局部形成热点, 从而管子不易损坏。同样由于自动均流, 其输入输出特性曲线在 1dB 压缩点处下弯较缓, 动态范围更宽。卓越的线性度, 可将信号预校正需求降到最低。LDMOS 器件的直流栅极电流几乎为零, 偏置电路简单, 无需复杂的带正温度补偿的有源低阻抗偏置电路。具有卓越的效率, 可降低功率消耗与冷却成本。优化超低热阻抗, 可缩减放大器尺寸与冷却需求并改善可靠度。高功率密度, 使用较少的晶体管封装; 超低感抗、回授电容与串流闸阻抗, 目前可让 LDMOS 晶体管在双载子器件上提供 7dB 的增益改善; 在 GHz 频率下拥有高功率增益, 带来更少设计步骤、更简易更具成本效益的设计(采用低成本、低功率驱动晶体管)^[17]。

基于以上的优点, 采用 LDMOS 功率管进行设计。本设计采用 Freescale 公司 MRF282 功放管, 在 2000MHz, 漏极电压为 26V, 增益为 11dB, P_{1dB} 为 10W(CW)。可以工作在 A 类或 AB 类, 适用于 FM, TDMA, CDMA 和多载波应用。频带范围满足本设计要求, 漏极电流为 75mA 的情况下, 增益比较平坦, 交调性能比较好。

4.2.3 末级放大器直流偏置的仿真设计及稳定性分析

首先, 确定功率放大管的静态直流工作点。在 ADS 中进行直流仿真, 确定漏极电压 V_{ds} 为 26V, 对 LDMOS 管栅极电压 V_{gs} 进行扫描, 具体电路如图 4-5 所示。

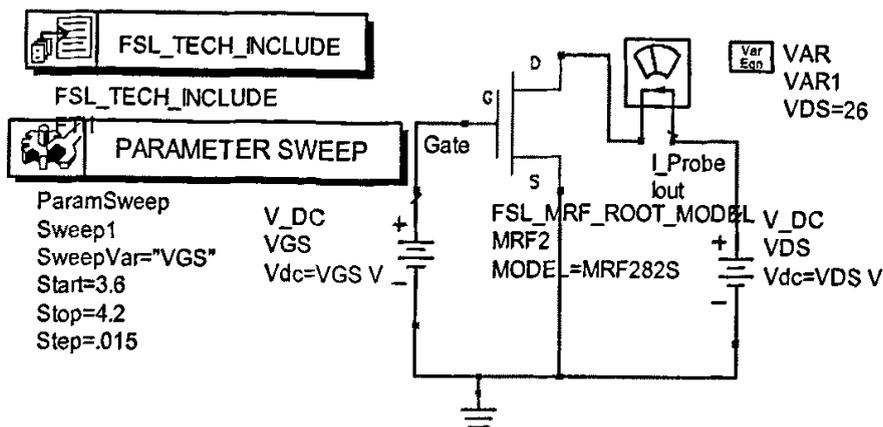


图 4-5 ADS 直流仿真原理图

使用 ADS 进行直流分析的结果如图 4-6 所示。

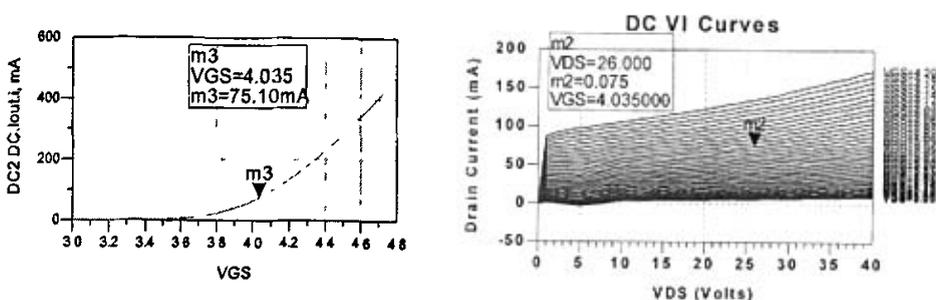


图 4-6 MRF282 直流仿真结果

根据 MRF282 所给参数，要求漏极电压 26V，漏极静态电流为 75mA。由仿真结果可以看出 $V_{ds}=26V$ ， $V_{gs}=4.035V$ 时，漏极电流为 75mA。此时放大器工作在 AB 类。

AB 类的放大器工作于 A 类和 B 类之间的放大器，结合了 A 类和 B 类工作状态的特点，其导通角的范围在 180° 至 360° 之间，这种放大器通常用于对射频信号进行大功率线性放大。

稳定工作是放大器性能指标得以实现的前提。放大器的首要条件之一就是其在工作频段内稳定，因为射频电路在某些工作频率和终端条件下有产生振荡的倾向。在进行电路匹配之前，对功率放大器进行稳定性分析。功放的稳定性可以根据稳定因子来判断，计算公式如下所示

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \quad (4-2)$$

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}||S_{21}|} > 1 \quad (4-3)$$

$$B = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 > 0 \quad (4-4)$$

其中式(4-3)用 StabFact1 表示, 式(4-4)用 StabMeas1 表示。当两个条件都得到满足时, 功率晶体管处于绝对稳定状态。在本设计中, 功率放大器 MRF282 的稳定因子如图 4-7 所示, 可见在 1.8~2.0GHz 频率范围内 $K > 1$, $\text{StabMeas1} > 0$, 功率放大器器件工作在绝对稳定的状态。^{[1][2][7]}

freq	StabFact1	StabMeas1
1.800GHz	1.341	0.077
1.820GHz	1.341	0.077
1.840GHz	1.340	0.077
1.860GHz	1.339	0.077
1.880GHz	1.338	0.077
1.900GHz	1.337	0.078
1.920GHz	1.336	0.078
1.940GHz	1.335	0.078
1.960GHz	1.334	0.078
1.980GHz	1.333	0.078
2.000GHz	1.332	0.078

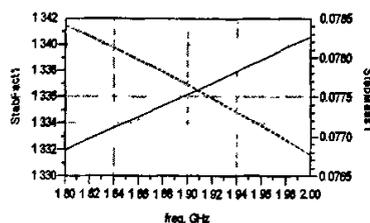


图 4-7 稳定性判断图

4.2.4 末级放大器匹配电路设计

功率放大器的匹配结构如图 4-8 所示, 功率放大器的输入匹配网络通常用来实现微波晶体管的输入端口与信号源之间的共轭匹配; 输出匹配网络用来完成微波晶体管的输出端口与负载之间的最大功率匹配。

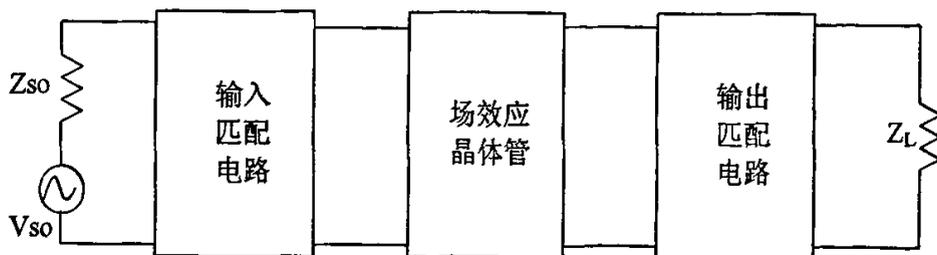


图 4-8 功率放大器的匹配结构图

功率放大器匹配设计, 首先需要找到功率晶体管的最佳负载阻抗, 使输出功率最大。在实际工程中, 需要采用等效负载牵引法测量得到微波晶体管的最佳负

载阻抗和反射系数。^[9]根据现有实验室水平没有做这个测量的能力，因此采用器件手册中所给信息来进行设计。

MRF282 其最大输出功率为 10W。其静态工作点为： $I_{DQ} \approx 75mA$ ， $V_{DD} = 26V$ 。其输入输出阻抗如图所示，不同频点如图 4-9 所示。事实上，这些阻抗值就是最佳输入输出阻抗，是由厂商通过动态阻抗法和负载牵引法测试出来的实验数据。本设计取频带在 1900MHz 的 $Z_{in} = 2.0 + j1.2$ 和 $Z_{out} = 3.75 - j0.1$ 作为功率晶体管的最佳输入输出阻抗值来进行设计。

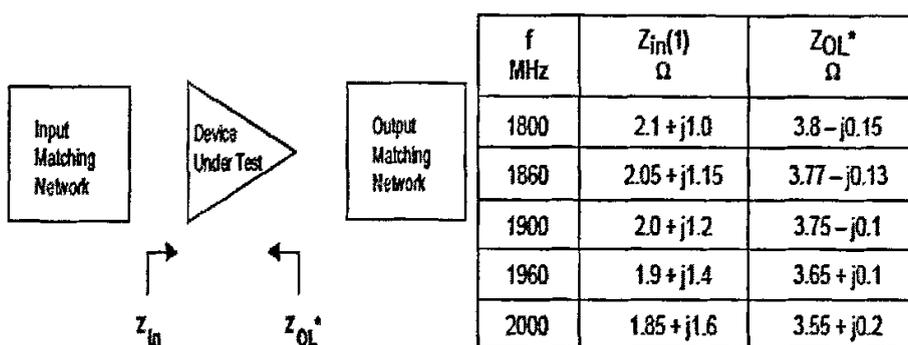


图 4-9 MRF282 参考源阻抗和负载阻抗

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 。匹配电路需要根据史密斯圆图来进行设计，对于输入匹配网络，要实现 Z_{in} 到输出端口 50Ω 的阻抗变化；对于输出匹配网络，要实现 Z_{out} 到输出端口 50Ω 的阻抗变化，同时需要保证在 $1.8 \sim 2.0GHz$ 频带范围内具有平坦的阻抗特性。

在 GHz 频段的中段，常采用的拓扑方式为微带线混合匹配电路，这种类型的匹配网络通常包括几段串联的微带线以及间隔配置的并联电容，如图 4-10 所示。由于电感比电容有更高的电阻性损耗，所以在此类电路中避免使用电感。一般情况下，只需在两段串联传输线中间并联一个电容就足以将任何给定负载阻抗变换为任意输入阻抗。图 4-10 所给电路拓扑结构在实际中常常被采用，该电路在完成加工后能够进行电路参数调整。改变电容的量值以及电容在传输线上的位置就可以得到较宽的电路参数调整范围。此类匹配网络的可调特性使得它们成为非常流行的电路机构^[2]。

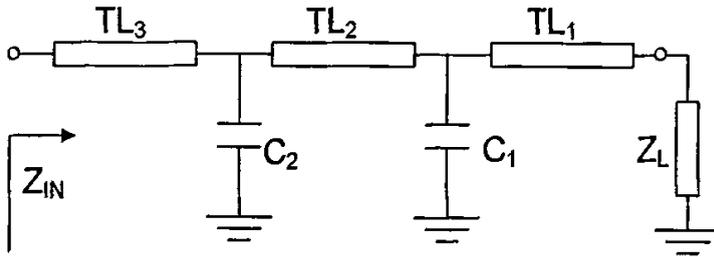


图 4-10 传输线和分立电容元件的混合匹配网络

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。介质基片的选取，需要考虑工作的频率、电路功能和成本、损耗，表面光洁度、可承受功率等因素。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。3GHz 以下的大信号微波电路如功率放大器和低噪声放大器建议选用类似 RO4350 的双面板材，RO4350 介电常数相当稳定、损耗因子较低、耐热特性好、加工工艺与 FR4 相当。其板材成本略高于 FR4（高 6 分/cm² 左右）。设计采用了 Rogers 公司的 RO4350 基片，其板厚 20mil，介电常数为 3.48±0.05。

我们根据 MRF282 给出的输入输出阻抗，对其电路进行匹配，由于功放的输入阻抗为 50Ω，要从 50Ω 匹配到 1900MHz 的阻抗 $Z_{in}=2.0-j*1.2\Omega$ ，利用射频设计软件 ADS 进行仿真和优化，得到输入的匹配电路，具体电路结构如图 4-11 所示。

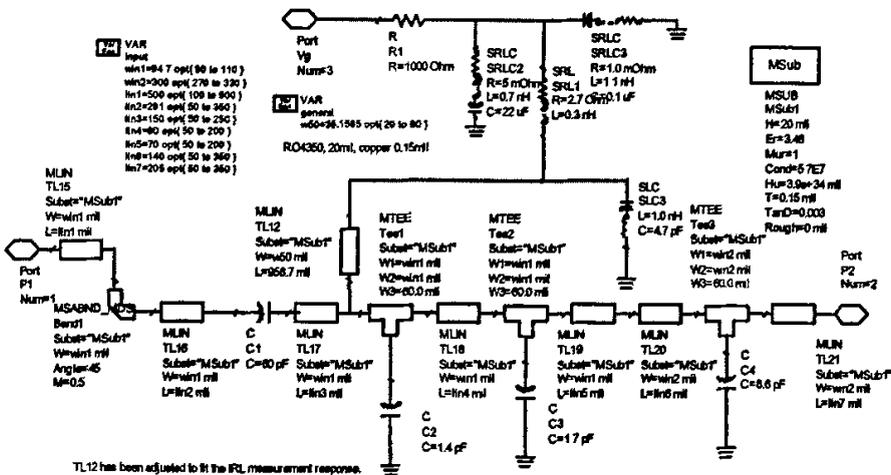


图 4-11 输入匹配电路

4.2.5 末级放大器谐波平衡仿真

单音谐波平衡仿真用于进行工作频率范围内 1.8GHz~2.0GHz 的频率响应仿真,其中仿真模块 HB1 对放大器在工作频率范围内进行了频率响应仿真。仿真模块 HB2 对输入功率进行扫描,在整个工作频率范围内输入信号功率从 18 到 25(dBm)。在 VAR 变量设置中对漏极电压 V_d 和栅极电压 V_g 进行了定义。

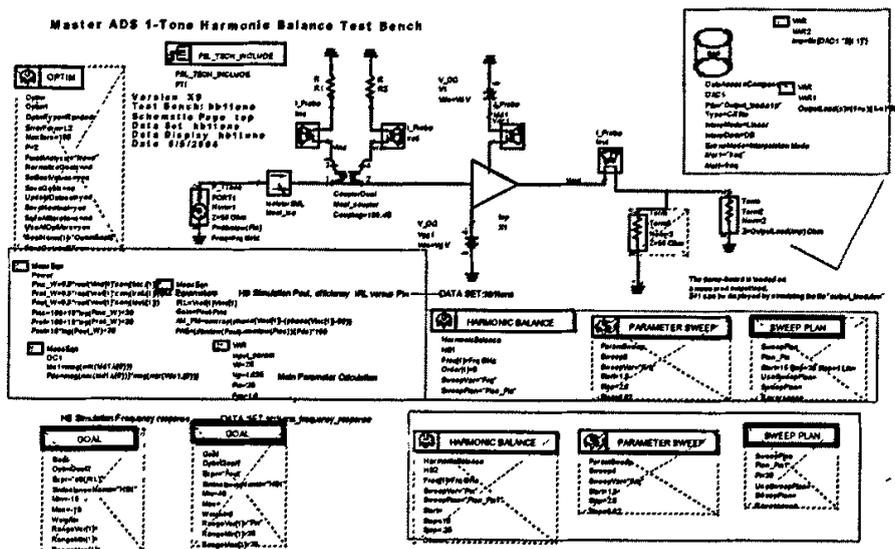
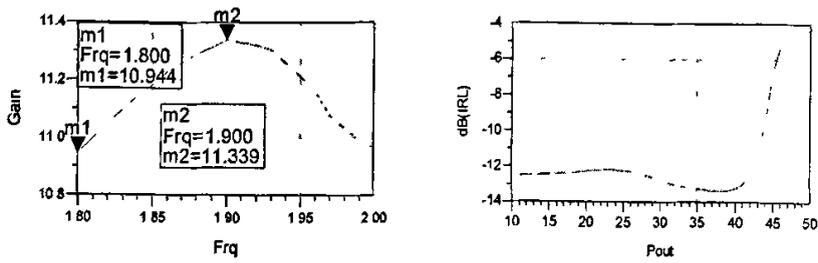


图 4-14 单音谐波平衡电路仿真

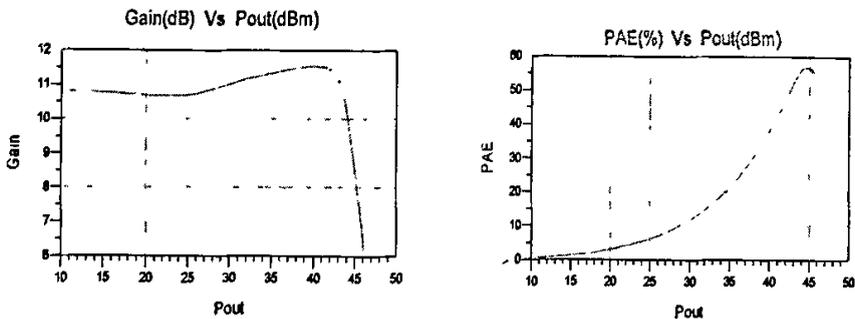
单音谐波平衡仿真的结果如图所示,图 4-15 反映了功率增益与频率的关系和输入回波损耗与输出功率的关系。在 1.8~2.0GHz 范围内,功率增益达 11.2dB,增益起伏小于 0.2dB,在频带内比较平坦,在 1.9GHz 达到最大增益。在工作频带内,输入回波损耗在 -12dB 到 -14dB 之间。图 4-16 反映了增益与输出功率之间的关系和效率与输出功率之间的关系,输出功率为 33dBm 时,放大器的功率增益维持在 11dB 左右。输出功率为 33dBm 时,此时的效率为 19%左右。



末级功放频率增益曲线

末级功放的输入回波损耗

图 4-15 频率增益曲线和输入回波损耗



输出功率增益曲线

效率曲线

图 4-16 输出功率增益曲线和效率曲线

双音谐波平衡仿真用于对双载波信号进行射频特性的仿真，主要是对三阶交调(设定频率间隔为 5MHz)进行仿真，双音信号频率分别为 1.900GHz 和 1.905GHz，输入功率在 23dBm 时，来观察输出频谱。其中仿真模块 HB1 对输入信号在频带内(扫描间隔为 100KHz)进行功率扫描。在 ADS 软件中，双音谐波平衡仿真电路原理图如图 4-17 所示。分别以频率和输入功率 P_{in} 作为扫描对象，对整个功放电路扫描，并得到最后扫描仿真结果。

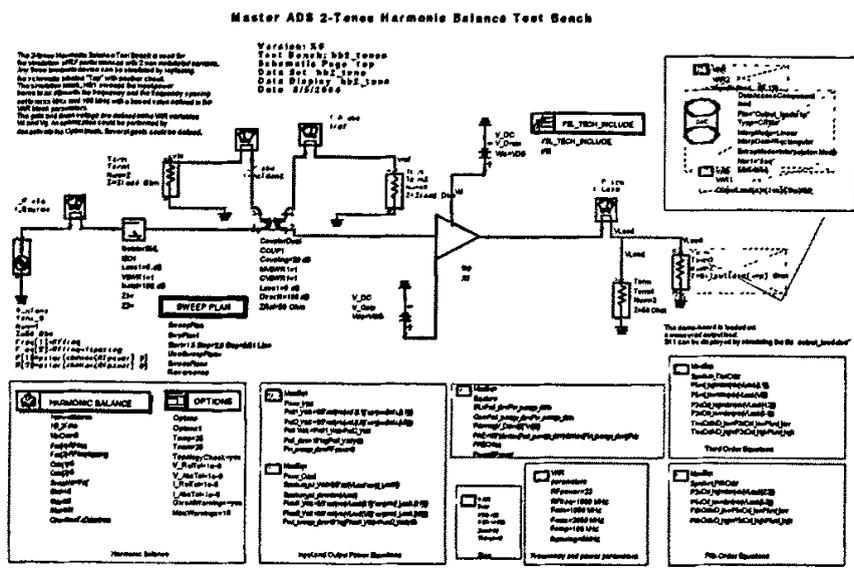
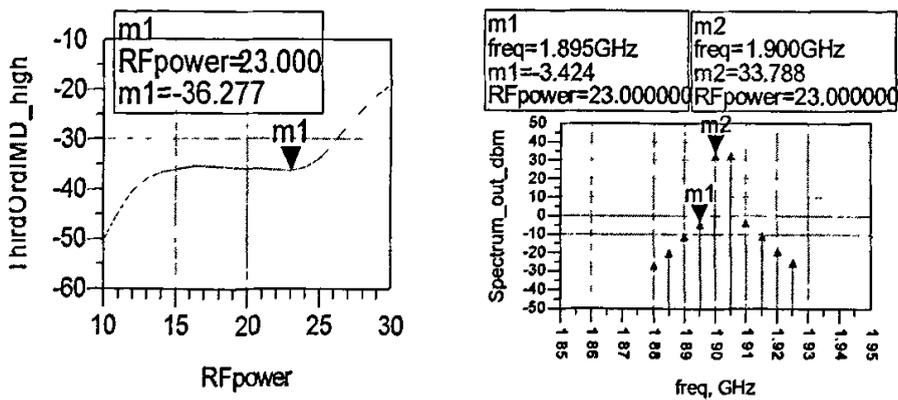


图 4-17 双音谐波平衡电路仿真

PA 的双音谐波平衡仿真结果如图 4-18 所示，第一载波频率为 1.900GHz，第二载波频率为 1.905GHz，PA 在输出功率 33dBm，IM3 约-35dBc。



主功率放大器三阶交调特性

主功率放大器输出频谱特性

图 4-18 主功放三阶特性与输出频谱特性

根据电路的尺寸，做出实物(见附录 A 中的主功率放大器部分)。

4.3 误差放大器

前馈功率放大器系统中，对误差放大器的设计和要求是非常高的。因为它是线性放大失真信号，要求它本身不能再引入新的失真信号。误差放大器一般采用功率回退法使其工作在线性区域。

假设误差提取环路输出的失真信号的功率电平为 P_1 dBm，可调衰减器的衰减为 L_1 dB，移相器插损为 L_2 dB，误差放大器的增益为 G dB，则误差放大器的输出功率 P_2 为：

$$P_2 = (P_1 - L_1 - L_2 + G)dBm \quad (4-5)$$

假设主功率放大器输出的信号中需要抵消的失真信号的功率大小为 P_3 dBm，为了较好的抵消失真信号， P_2 和 P_3 需满足下列关系：

$$P_2 = (P_1 - L_1 - L_2 + G) \cong P_3 \quad (4-6)$$

本设计初步估计可以知道 $P_1 = -43$ dBm， $P_2 = -3$ dBm，移相器插损为 1dB 内，可以估算出误差放大器增益至少需要 41dB。

误差功率放大器采用 Mini 公司的 era-5 与 Hittite 公司的 HMC457QS16G 级联，HMC457 为 InGaP HBT 功率放大器，工作频率 1.7GHz~2.0GHz，资料给出典型工作增益 27dB@1900MHz，输出 1dB 压缩点功率 29dBm，饱和输出功率 32.5dBm，输出 3 阶截断点 45dBm。本设计中误差放大器对失真信号进行了线性放大，工作点远离 1dB 压缩点，回退了 20dB 以上。

下面将在 ADS 中进行系统仿真，验证了以上所分析。误差放大器的线性度还是比较高，其输入输出的信号功率比较低，对其线性度的要求比较容易得以实现。

4.4 功分器

3dB 的功分器采用 Wilkinson 电桥，输入输出特性阻抗均为 50 欧姆，中间的分支线性阻抗为 70.7 欧姆，长度为四分之一波长，跨接电阻为 100 欧姆。通过 ADS 软件进行电路设计并对 S 参数进行优化后，各端口反射系数在频带范围内小于 -30dB，输出端隔离度小于 -30dB，传输损耗小于 3.1dB。在 ADS 中仿真电路如图 4-19 所示。

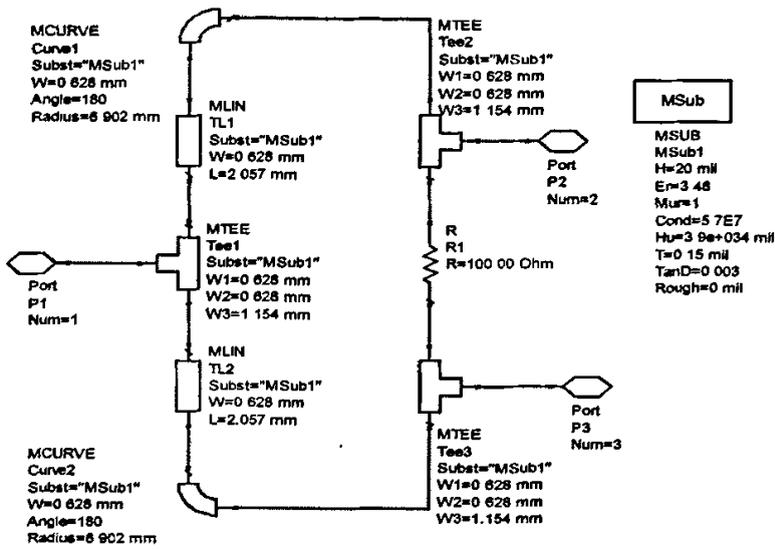
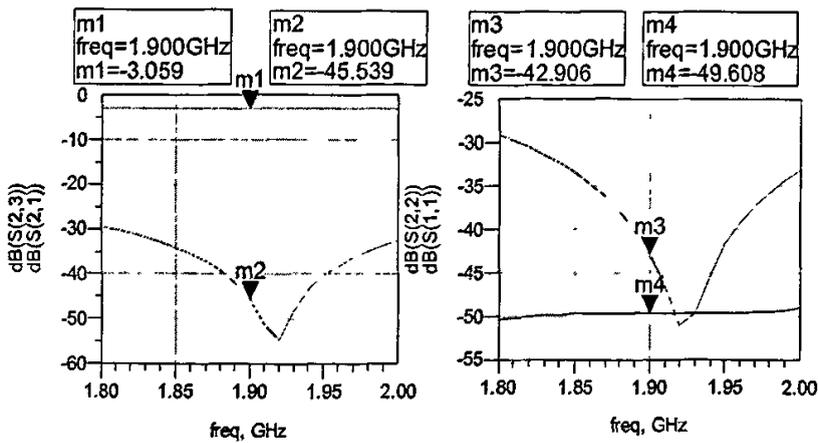


图 4-19 Wilkinson 电桥仿真电路拓扑

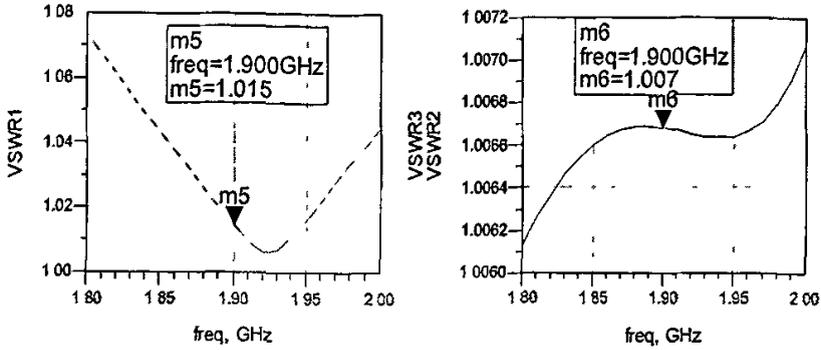
运用 ADS 仿真优化后, 结果如图 4-20、4-21 所示。



(a) 衰减与隔离度

(b) 输入输出反射系数

图 4-20 Wilkinson 电桥仿真结果 (a)



(c) 输入驻波比

(d) 输出驻波比

图 4-21 Wilkinson 电桥仿真结果 (b)

由仿真结果可知，在频带范围内，隔离度小于 30dB，输入驻波比小于 1.02，输出驻波比小于 1.007。

4.5 定向耦合器

定向耦合器是一种有方向性的射频耦合器件，在 ADS 中定向耦合器模型如图 4-22 所示。

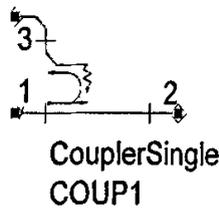
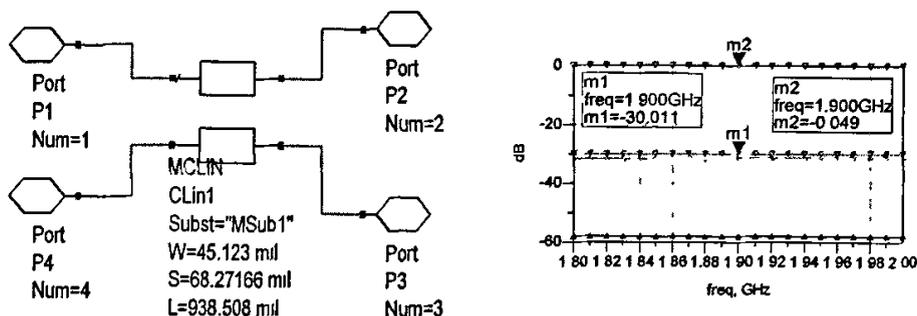


图 4-22 定向耦合器模型

图中端口 1 为信号输入端口、2 为信号直通端口、3 为信号耦合端口。端口 3 的输出信号与端口 2 的输出信号有 90 度的相位差。

前馈系统中误差信号的提取需要定向耦合器在最大功率放大通道上耦合出一定的功率，定向耦合器的耦合度需根据实际需要来定。本文的设计中采用的是平行耦合线定向耦合器，完成了 30dB 定向耦合器的仿真。其仿真结果如图 4-23 所示。



30dB 定向耦合器电路仿真图

30dB 定向耦合器仿真结果

图 4-23 定向耦合器仿真电路拓扑及其仿真结果

由仿真结果看出, 该 30dB 定向耦合器在 1.8GHz~2.0GHz 频带内, 耦合度接近 30dB, 隔离度大于 30dB。

4.6 移相器和衰减器

前馈系统中的移相器和衰减器的作用是分别完成相位和幅度的匹配, 以便 3dB 电桥在进行信号抵消时, 两路信号满足一定的相位和幅度关系。移相器和衰减器直接影响了前馈系统的线性, 它们是整个系统的重要组成部分。可变移相器的作用是完成相位的匹配。

根据移相电路的不同, 移相器可以分为环流器型移相器、开关线型移相器、加载线移相器、反射型移相器(3dB 型电桥移相器)四种基本形式。

反射型压控移相器的原理如图 4-24 所示, 输入信号由 P_{in} 输入后, 假设相位为 0, 经 3dB 正交电桥被平均分配到变容管 $D1$, $D2$ 处, 由该耦合器的特性可知, 到达 $D1$ 处的信号 $P_{inc}/2$ 相位为 φ_1 , 到达 $D2$ 处的信号 $P_{inc}/2$ 相位为 $\varphi_2 = \varphi_1 + 90$, 由于变容二极管反向偏压时等效为一个可变电容, 又由于 $R1$, $R2$ 相等, 所以两管的偏压相同, 反射相移的相移量也相同, 记作 $\Delta\varphi$ 。所以, $D1$ 的反射相移为 $\varphi_1 + \Delta\varphi$, 返回到输入端 P_{in} 的为 $\varphi_1 + \Delta\varphi$, 到达输出端的 $90 + \varphi_1 + \Delta\varphi$; $D2$ 的反射相移为 $\varphi_2 + \Delta\varphi$, 返回到输入端 P_{in} 的为 $\varphi_2 + \Delta\varphi + 90$, 到达输出端的为 $\varphi_2 + \Delta\varphi$ 。在输入端两反射信号相位差 180 度而相互抵消, 在输出端由于相位相同而叠加。

P_{in} 输入的信号, 由于变容二极管的反射作用, 全部从 P_{out} 输出, 输出的相位与变容二极管的电抗和 3dB 正交电桥的特性有关, 改变变容管的电抗即使输

出信号的相位改变。这就是 3dB 正交电桥反射型移相器的基本原理。^[18]

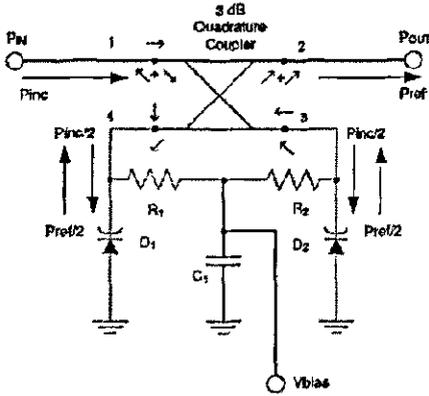


图 4-24 移相器工作原理图

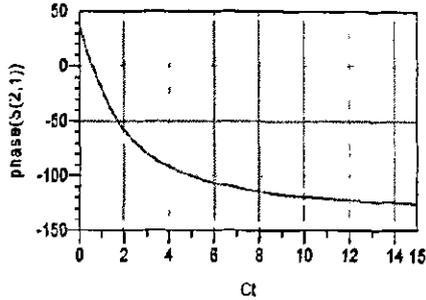


图 4-25 相移随电容值的变化

对于可变电容，作为一个理想的容抗负载，其反射系数和相移可分别由式和式表示。

$$\Gamma = \frac{Z_1 - Z_0}{Z_1 + Z_0} = \frac{1 - jZ_0\omega C_v}{1 + jZ_0\omega C_v} \quad (4-7)$$

$$\theta = -2\arctan(\omega C_v Z_0) \quad (4-8)$$

对于理想变容二极管，电容值从 0pF 变化到无穷大(终端开路到终端短路)，相位变化从 0° 到 -180°， Γ 的值从 1 变化到 -1。

此系统中运用了两个反射型移相器电路。为了试验研究分别采用了两种 3dB 正交电桥。一种为 Anaren 公司的 3dB 电桥，型号为 XC1900A-03，其电性能参数如图 4-26 所示。

Frequency	Isolation	Insertion Loss	VSWR	Amplitude Balance
MHz	dB Min	dB Max	Max: 1	dB Max
1700-2000	25	0.15	1.15	± 0.13
1805-1880	27	0.12	1.12	± 0.10
1930-1990	27	0.12	1.12	± 0.10
Phase	Power	θJC	Operating Temp.	
Degrees	Avg. CW Waits	°C/Watt	°C	
90 ± 2.0	150	28	-55 to +85	
90 ± 2.0	150	28	-55 to +85	
90 ± 2.0	150	28	-55 to +85	

图 4-26 Anaren 电桥性能参数图

另一种采用分支线正交电桥，结构如图 4-27 所示。此电桥端口接标准 50Ω 源阻抗和 50Ω 负载阻抗。直立分支线的特性阻抗为 50Ω ，水平分支线的特性阻抗必须是 $50/\sqrt{2} = 35.4\Omega$ 。当所有反射功率都耗散在 50Ω 平衡电阻上时，输出口具有相等的反射系数的情况下，分支线电桥不依赖于负载失配水平。

当所有端口匹配时，输入到口 1 的功率被分配给口 2 和口 3，并具有口 2 和口 3 之间的 90° 的相移，隔离口 4 无功率传递。^[1]

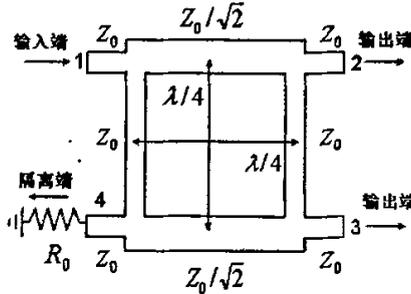


图 4-27 双分支微带线 90° 正交电桥

利用 ADS 仿真得到其电路原理图，如图 4-28 所示。

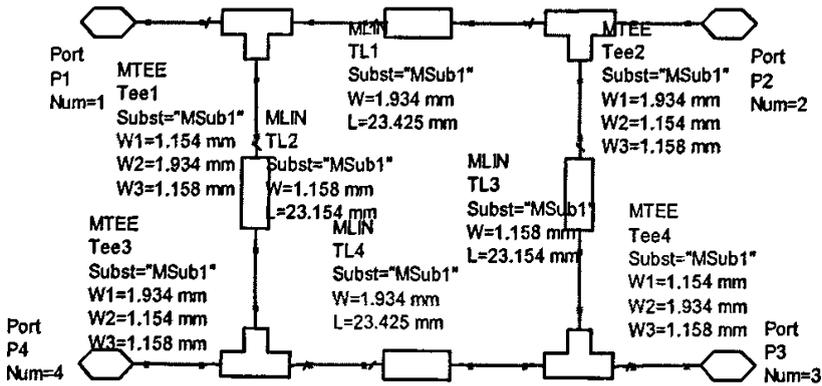


图 4-28 分支线电桥原理图

分支线电桥的仿真结果如图 4-29 所示

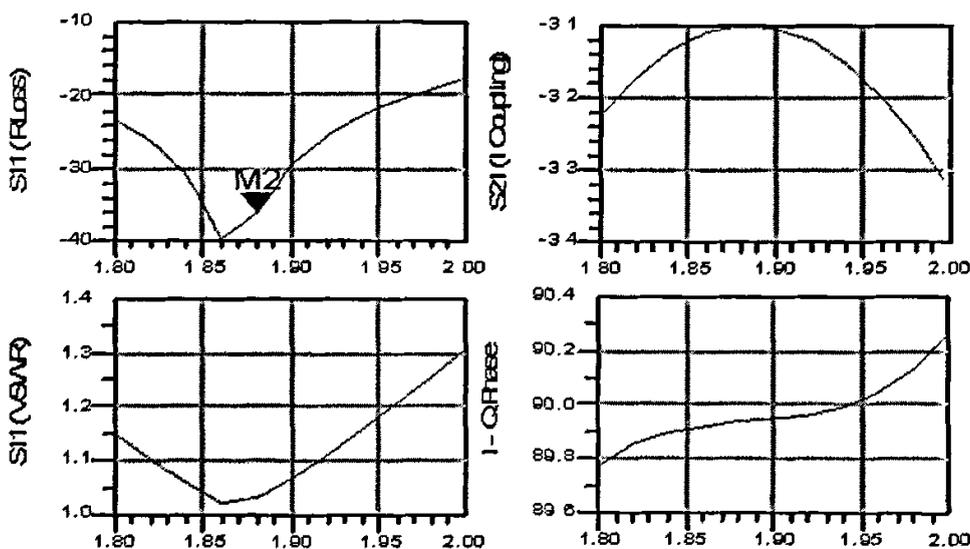


图 4-29 分支线电桥仿真结果

在本设计中用 skyworks 公司的超突变结变容二极管 SMV1233-011 与微带电路实现相位的变化, SMV1233 的参数见表 4-1, 在 0-15V 电压变化范围内, 电容变化范围为 5.08pF-0.84pF。

表 4-1 SMV1233 的参数

Part Number	C _{JO} (pF)	V _J (V)	M	C _P (pF)	R _S (Ω)	L _S
SMV1233	4.12	1.7	0.9	0.7	1.20	1.50

在 ADS 中建立二极管的 SPICE 参数模型。变容二极管的可变电容为:

$$C_v = \frac{C_j(0)}{(1 - V_R / V_J)^M} + C_p \quad (4-9)$$

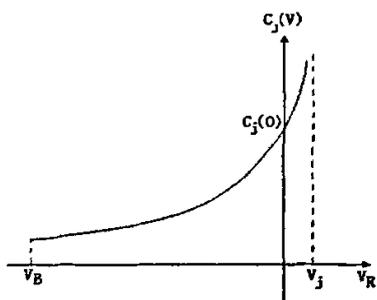


图 4-30 变容管特性图

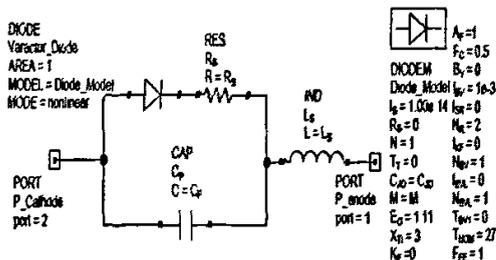


图 4-31 变容管 SPICE 参数模型

$C_j(0)$ 为零偏压时的结电容, V_j 为击穿电压, M 为表征结电容随着电压变化的非线性程度的量, V_R 为外加偏置反向电压, C_p 管壳电容。

其 ADS 仿真电路原理图如图 4-32 所示。

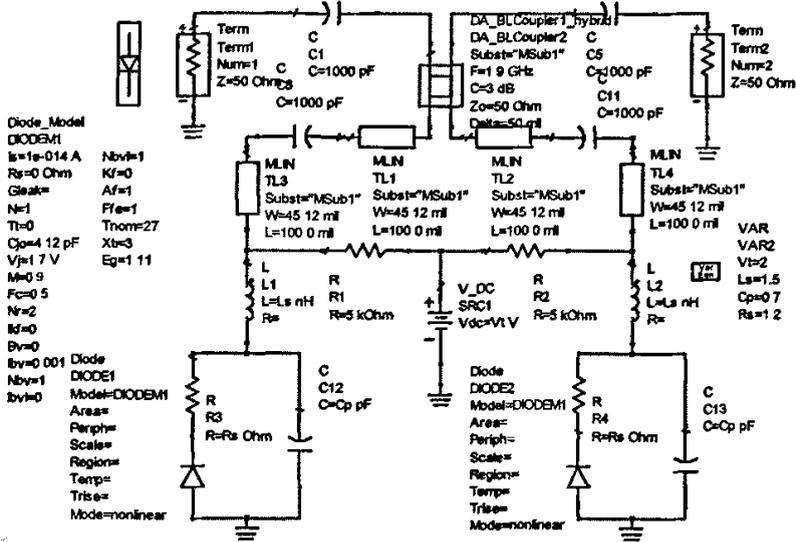


图 4-32 移相器电路仿真原理图

根据变容二极管所给参数建立变容二极管模型, 在 ADS 软件中进行 S 参数仿真。在中心频率 1.9GHz 处, 以二极管的反向偏置电压作为参数进行扫描。得到移相器的相位和插损分别随偏置电压变化的关系曲线, 结果如图 4-33 所示。

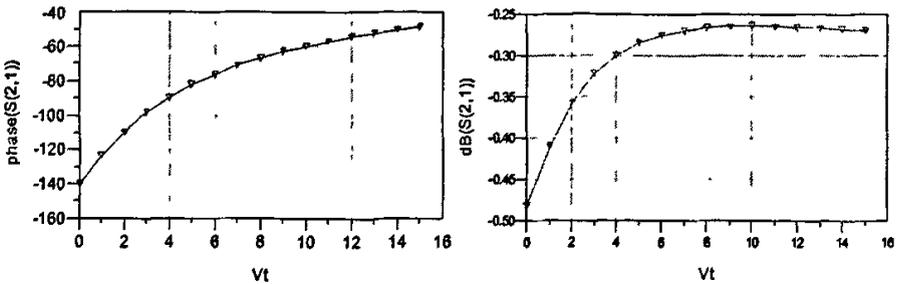


图 4-33 移相器仿真结果

仿真结果表明，移相器的移相量随着变容二极管的偏置电压而变化。电压由 0 到 15V 的变化时，该移相器提供了 90 度的相移变化范围。插入损耗低于 0.5dB。

由以上所述可以看出，在移相器中，输出信号的相位变化量取决于变容管在不同偏置下的电抗。本课题中采用的就是此原理的 3dB 电桥反射式移相器，它具有频带宽，匹配性能好，移相范围宽的优点。同时可以看出，本课题所设计的移相器的插入损耗比较低。

衰减器是使通过的信号有一定的衰减，同时保持阻抗匹配的电路元器件。衰减器可以分为电调可变衰减器和固定衰减器。电调衰减器通过调节控制电压来控制衰减量，从而控制电路通过射频信号的大小。在固定衰减器中，本文采用的是 π 型对称衰减器。当多个电路级联时，有时在级与级之间引入一些损耗是必要的。如果级联存在潜在的不稳定性，可以引入一些衰减。通常，由于电路尺寸的原因，在前级的输出中需要一定的衰减，以避免对后级的过激励。两级间的衰减不应引入失配或 VSWR。所以本课题，在主功率放大器中采用 π 型电阻固定衰减器。

可变衰减器的作用是用来改变信号幅度以使得三阶互调成分的抵消量最大。本电路选用 Hittite 公司的 HMC473MS8 可调衰减器。

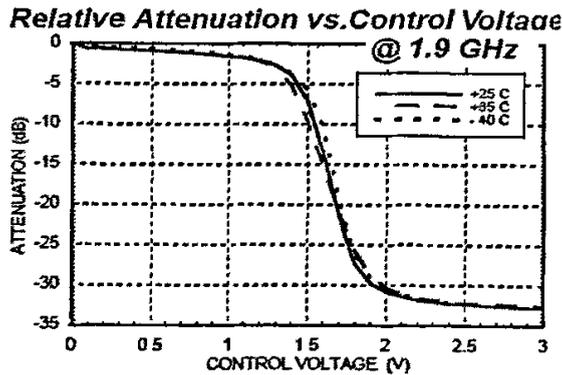


图 4-34 电压衰减-特性

从 HMC473MS8 器件手册中，可知其工作频段 0.45~2.2GHz，直流供电 3.3V，控制电压为 0~3V，插入损耗 ≤ 3.3 dB，衰减变化范围为 1-32dB，回波损耗为 10dB，P1dB 压缩点功率为 15dBm。

π 型电阻固定衰减器是利用三个固定电阻构成衰减器，通过适当的调节电阻值可以得到所以的衰减量。结构如图 4-35 所示。

当衰减器端接 Z_0 阻抗时， V_2/V_1 的比值为 M 。为了使衰减器匹配，衰减器的终端接特性阻抗 Z_0 ，输入阻抗也必须等于 Z_0 ， Z_0 取 50 欧姆。两个约束条件：

(1) $M = V_2/V_1$; (2) $Z_{in} = Z_0$, 可以确定电阻 R_1 和 R_2 。电压比 M 为

$$M = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{\frac{R_1 Z_0}{R_1 + Z_0}}{R_2 + \frac{R_1 Z_0}{R_1 + Z_0}} = \frac{R_1 Z_0}{R_2 (R_1 + Z_0) + R_1 Z_0} \quad (4-10)$$

衰减器的插损

$$IL = -20\lg(S_{21}) = -20\lg(M) \quad (4-11)$$

取 $R_1 = 96$ 、 $R_2 = 71$ 时, 可以得到 10dB 的衰减。^[9]

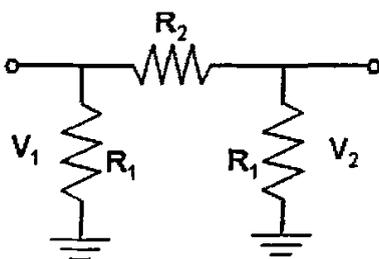


图 4-35 π 衰减器模型

4.7 前馈放大器的系统方案设计

本课题中, 前馈系统的主要技术指标为:

工作频率: 1850~1950MHz

输出功率: 30dBm

增益 Gain: 40dB

三阶交调抑制: >45dBc

前馈系统由两个环路构成, 分别是: 误差提取环和误差抵消环。本课题系统具体的实施的方案和系统结构如图 4-36 所示。

双音输入信号(单音信号-10dBm), 经过 3dB 功分器分为两路, 一路进入主功率放大器, 另一路进入抵消环路的移相电路。主功放将功分器出来的-13dBm 信号放大到 33dBm, 主功放输出信号经定向耦合器耦合出一路信号, 再经过电调衰减器衰减, 到达 3dB 电桥处, 其基波信号幅度为-14dBm。另一路信号经延迟线, 移相器到达 3dB 电桥处, 为-14dBm, 与主功放耦合出到达电桥的基波信号幅度相

建立整个前馈系统仿真优化的原理图如图 4-39，仿真结果如图 4-40。

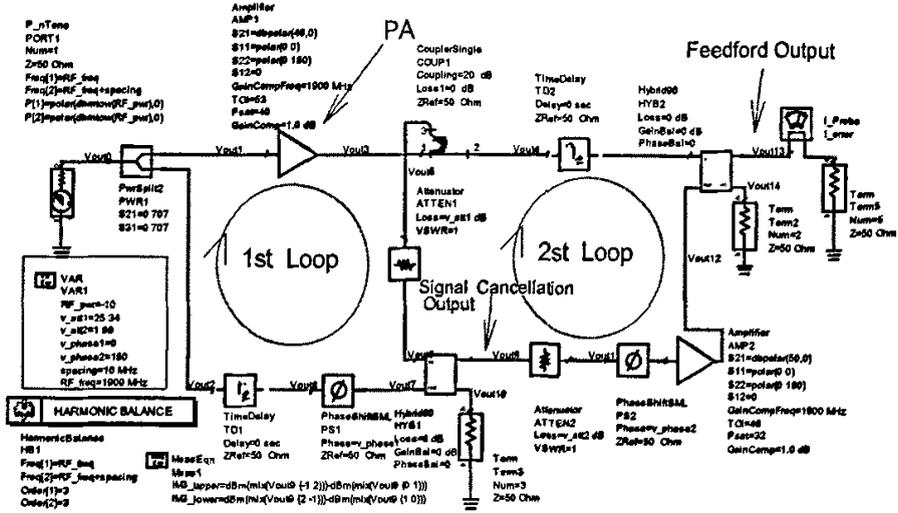


图 4-39 前馈系统 ADS 仿真原理图

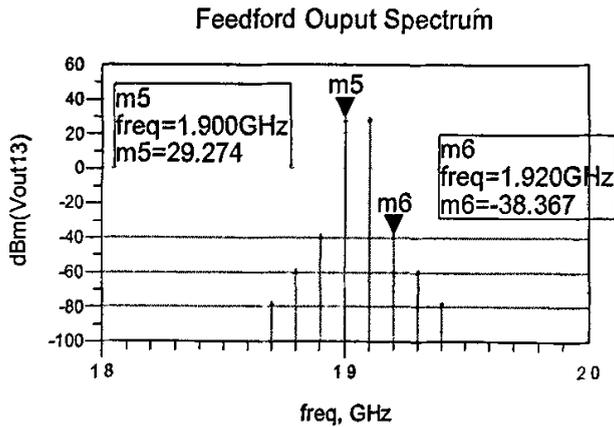


图 4-40 前馈系统双音仿真结果

通过整体的优化仿真，1.9GHz 前馈功放的输出功率 29.3dBm，IM3 达到-67.5dBc 的抑制，比加前馈系统之前的-29.5dBc 改善了近 38dB。

通过前馈系统的仿真和优化，可以从理论角度清楚看到，前馈系统线性化技术的线性改善能力非常强，是现代功率放大器中的一种比较理想的线性化技术。

4.9 本章小结

本章是本课题的重点，文中首先对主功放进行方案设计，并用 ADS 进行仿真优化，得到比较理性的结果。阐述了前馈系统的设计方案，对系统中的各部件进行仿真设计。为了验证前馈线性化方案的可行性，文中最后利用 ADS 软件对整个前馈功放系统的仿真。仿真结果比较理想，证明了此前馈系统可行。

第五章 功率放大器的实现与实验分析

本章在基于前面前馈功放的仿真分析所得结果的基础上,完成 1.9GHz 的前馈功率放大器实物图。并对主功率放大器和整个前馈系统分别进行测试,得到实验数据结果。

5.1 PCB 版图和实物图

基于前面设计工作和仿真的结果,利用软件 Protel99 SE 进行电路版图绘制,按照仿真的尺寸原样画出,并添加直流偏置电路,最终电路版图见附录 A,附录 B。在电路中保证系统的良好接地,在接近信号线的地方尽可能多的布置金属接地孔,阻断大的电流环路,减小回路电感。为了使电路板结构紧凑,本设计中微带线采用 45 度转角,减少反射,节省电路板空间。电源滤波也是必须重点注意的。本设计中每个电源都采用了 5 个数量级的电容并联在一起,去除电源线上的干扰,最大电容取 $47\mu\text{F}$,最小取 100pF 。射频传输线的分布参数对系统的影响很大,在布线时应该避免射频线互相靠近,避免射频线形成环路。级联的电路单元之间接上一个电阻衰减网络,对改善电路的回波损耗有益,避免后级电路的反射对前级的影响。

完成电路板的制作,以及各元件的焊接,最后完成实物图如图 5-1、5-2。

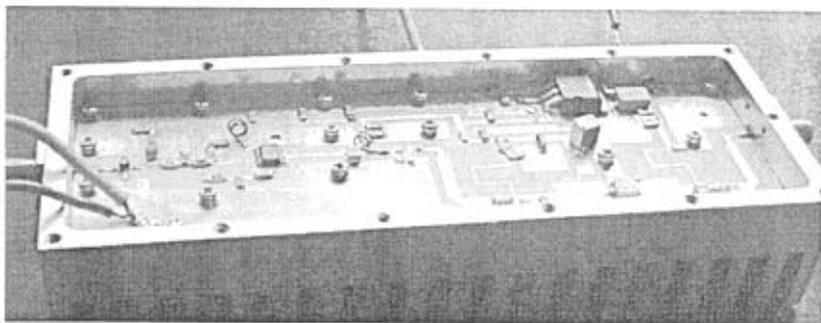


图 5-1 主功率放大器实物图

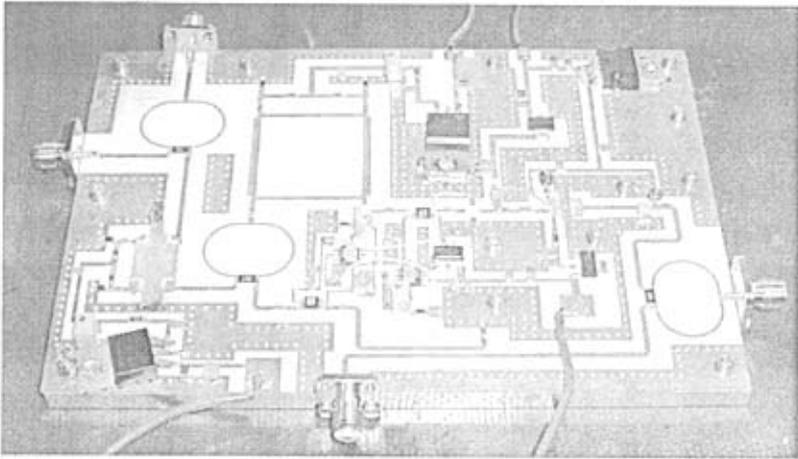


图 5-2 前馈辅助电路实物图

5.2 调试过程注意事项

首先要熟悉各种微波仪器的操作规范，防止仪器受损；其次要懂得在微波条件下防护的方法，懂得保护自己；同时要了解微波晶体管实效机理，避免不必要的损失。通常造成功率管的烧毁的原因有过电流、过电压、自激振荡以及过功率。因此必须注意以下几点：

- 1) 采取防静电的措施。LDMOS 型器件的栅极很容易发生静电击穿而导致器件损坏。因此在进行晶体管操作时必须采取防静电措施，比如佩戴防静电护腕，采用有防静电功能的电烙铁，接地要良好；每次焊接前要关电，利用其余热进行焊接，保证烙铁、测试系统、人员接地良好。
- 2) 调试前需认真查看器件的极限参数。比如功率管的最高结温，最大电压等。因此在调试前采取一定的限压、限流措施，以保证功放管不被损坏。同时注意电源的良好滤波，以防止低频振荡造成功率管的烧毁。
- 3) 设计保护电路。调试过程中，常常会因为调试过程中阻抗失配，造成电路出现较大的驻波，从而使晶体管发生雪崩击穿以至于烧毁；同样也会因为调试过程中引入负阻抗造成电路不稳定振荡，损坏管子。解决的措施可以在负载端增设环行器，使得负载的变化对晶体管的影响减弱，从而保护了功率管稳定了放大器的性能。

5.3 实验结果

本节将对上文所设计的 1.9GHz 功率放大器进行实验研究，主要工作是对功率放大器进行输出功率测试和三阶交调的测试。本实验所使用的主要仪器型号如下：

信号源：ESG3000A 250KHz~3GHz、HP 8341B 10MHz~20GHz

功率计：Agilent4419B

频谱仪：HP8563E

对主功率放大器进行功率测试，分别取 3 个频率点测试，测试框图如图 5-3 所示。

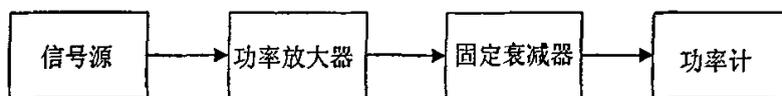


图 5-3 主功率放大器功率测试框图

测试结果如下：

1850MHz

输入功率 (dBm)	-15	-14	-13	-12	-11	-10
输出功率 (dBm)	30.8	31.9	32.9	33.9	35.0	36.2

1900MHz

输入功率 (dBm)	-15	-14	-13	-12	-11	-10
输出功率 (dBm)	31.3	32.3	33.4	34.4	35.4	36.5

1950MHz

输入功率 (dBm)	-15	-14	-13	-12	-11	-10
输出功率 (dBm)	31.0	32.1	33.1	34.1	35.1	36.2

测试结果表明主功放的增益和增益平坦度与仿真非常接近，达到设计的要求。

采用双音测试法对主功率放大器加前馈系统前后进行测试。测试框图如图 5-4 所

示。

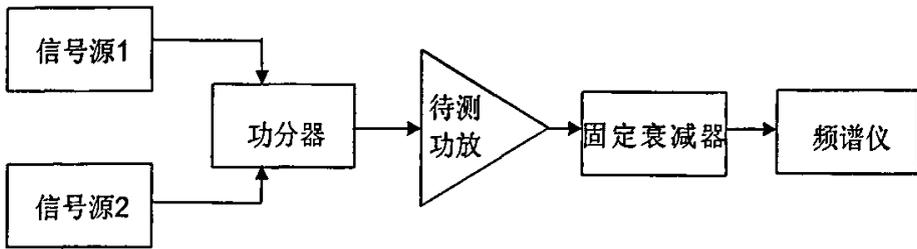


图 5-4 双音测试框图

首先设置频谱仪，将中心频率设为 1.9GHz，工作带宽为 20MHz，同时将待测件后端的线损和衰减的 30dB 衰减量补偿到频谱仪中去。再输入双音信号，设置两个信号源的工作频率， $f_1=1897.5\text{MHz}$ 、 $f_2=1902.5\text{MHz}$ ，信号间隔为 5MHz，功率分别为 -10dBm，测试结果如图 5-5、5-6 所示。

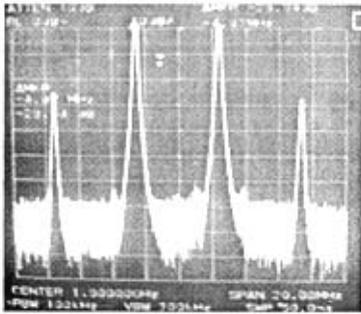


图 5-5 未经线性化的主功放输出

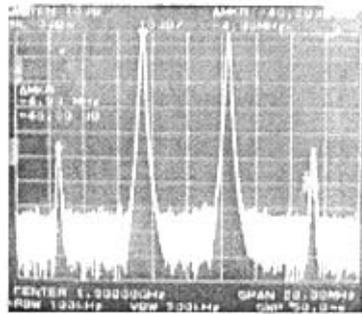


图 5-6 经过前馈线性化的主功放输出

图 5-5 为未经线性化的主功放输出，图 5-6 为经过前馈线性化之后的主功放输出频谱。可以看到，此前馈系统的三阶交调系数为 -46.2dBc，比未加前馈线性化之前改善了 17dB。由此可见，从实验研究的角度出发，前馈系统线性化方案能够实现一定的线性化改善，但与仿真结果有较大的差距，主要原因是两个环路移相器和衰减器控制的精度不高，一定程度上影响了抵消的效果。

5.4 本章小结

本文工作虽已完成，但是由于本系统比较复杂而且时间也比较仓促，存在很多值得改善的地方。由于本设计所选功放管是其老一代器件，性能并不是最佳，可以换其他的更为先进的管子所代替。系统电路移相器和衰减器部分控制精度不

高，导致抵消不够彻底，因而需要采用更为精密的电压控制电路来达到更细密的控制。本文中失真抵消环中的 3dB 电桥可以采用定向耦合器，以免使主信号有 3dB 的衰减，可以使失真信号抑制更加改善。为了更好地提高功率放大器线性化性能，可以使用预失真加前馈技术，或者采用多个前馈环路，但是成本与系统的复杂程度相应而提高。前馈系统中，可以使用 DSP 技术进行随着外部温度环境变化的自适应控制，提高其性能。

上述这些不足之处，如果在今后的实验中得到改进，功率放大器的非线性将得到较大的改善。

结束语

随着无线通信系统的迅速发展，发射信道线性化显得越来越重要。功率放大器是射频信道产生非线性最重要的部件。因此研究功率放大器的线性化技术是一项即具有重要实际意义又具有挑战性的课题。本文的任务就是对射频线性功率放大器展开研究。

本文讨论了功率放大器的基本概念，对常见的线性化技术，包括反馈、预失真、前馈等技术进行了简单的讨论和总结，并总结了各种线性化的特点和适用场合，对它们的优缺点进行了综合比较，选择了前馈作为研究方向。

在双音测试结果中，本系统在输出功率为 30dBm 时，IM3 系数优于-46dBc，比线性化之前 IM3 系数改善了 17dB。本文为进一步提高前馈功率放大系统的线性化水平提供了理论基础，仿真设计方法和调试测试数据，具有工程参考价值。

通过本课题的工作，大大提高了自己的理论水平，增加了自己射频电路设计经验。限于笔者水平和时间，论文中还存在很多不足之处，恳请各位专家批评指正。

致谢

本文是在我的导师张玉兴教授的精心指导下完成的。张老师学识渊博、治学严谨，他对学科发展方向的敏锐判断力和丰富的实践经验给予我极大的启发和引导。在三年的硕士学习生活中，导师给了我很多的关怀和指点。我的毕业设计课题以及论文的撰写都是在张老师的悉心指导下完成的。在此我向张老师致以我最真挚的谢意和最崇高的敬意！

在此，我要向刘光祜教授表达深深的敬意！刘教授广博的知识、严谨的治学态度、平易近人的学者风范也使我受益匪浅！

特别感谢成都赛英科技有限公司各位员工，在系统的安装、设计与调试中对我的帮助！

感谢杨玉梅博士师姐给予我的支持和帮助！

感谢同学易惊涛、龚宏伟在方案讨论和方案实现中的出色的工作！

感谢同窗好友吴琦、鲁军、竹磊、石强、易惊涛等给予的帮助！

感谢我的家人对我无私关心、支持和理解！

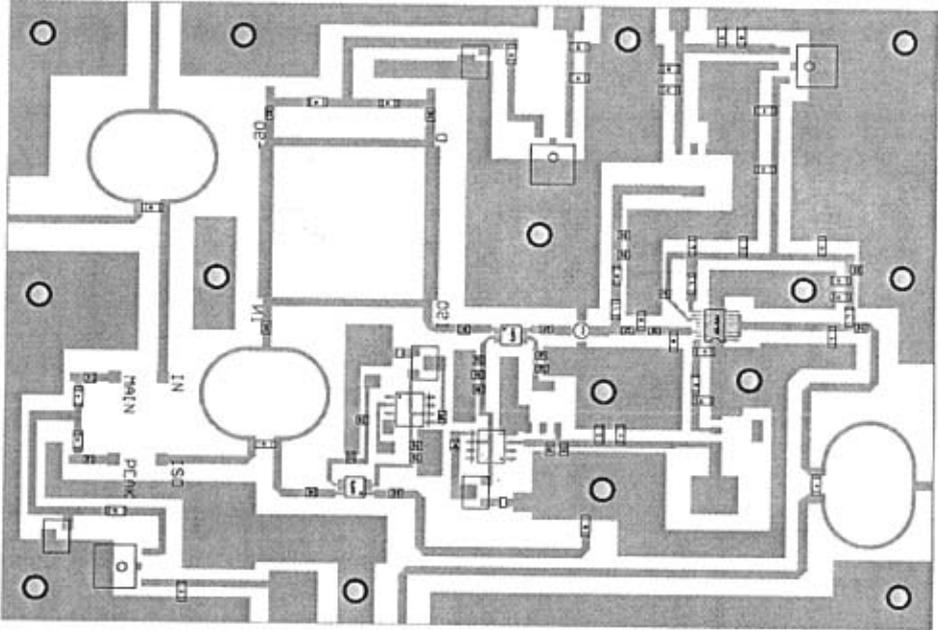
最后，感谢各位论文评审专家、学者、教授对论文的指正！

参考文献

- [1] 张玉兴, 赵宏飞. 射频与微波功率放大器设计. 北京: 电子工业出版社, 2006. 4:298-304
- [2] 王子宇, 张肇仪, 徐承和. 射频电路设计-理论与应用. 北京: 电子工业出版社, 2002. 5:288-290
- [3] 张玉兴. 射频模拟电路. 北京: 电子工业出版社, 2002. 9
- [4] 姚彦等. 数字微波中继通信工程. 人民邮电出版社, 1990
- [5] 李铭祥. 微波功放的线性化技术. 微波学报. 2002 年第 18 卷第 1 期:83-87
- [6] Inder Bahl, Prakash Bhartia 著. 郑新等译. 微波固态电路设计. 北京: 电子工业出版社, 2006. 2
- [7] Steve C.Cripps.RF Power Amplifiers for Wireless Communications.Boston: Artech House, 2000
- [8] Peter B. Kenington, High-Linearity RF Amplifier Design. Artech House,2000
- [9] 朱建清等. 微波电路引论-射频与应用设计. 北京: 电子工业出版社, 2005. 10
- [10] 樊建成. 微波功率放大器非线性分析. 微波与卫星通信. 1995 年第 3 期
- [11] 张玉霞等. 前馈功放线性化技术的研究. 遥控测控. 2005 年第 1 期:58-61
- [12] 吴礼群等. 微波前馈功率放大技术. 固体电子学研究与进展. 1999 年第 3 期:274-279
- [13] Kyoung Joon Cho, Jong Heon Kim, Shawn P. Stapleton.A highly efficient doherty feedforward linear power amplifier for W-CDMA base-station applications. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. Vol53,NO.1,Jan2005:292-300
- [14] Cavers, J.K. Adaptation behavior of a feedforward amplifier linearizer. IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol44, NO.1, February 1995
- [15] Allen Katz. Reducing Distortion in Power Amplifiers. Microwave Magazine, IEEE Vol2, Issue 4, Dec. 2001:37- 49
- [16] Kyoung Joon Cho, Wan Jong Kim, Jong Heon Kim. A 1.85 GHz band linearizer using the feedforward loop without delay lines. Microwave Conference, Asia-Pacific.Dec.2000
- [17] 微波晶体管功率放大器. 人民邮电出版社, 1988
- [18] 清华大学微带电路编写组. 微带电路. 北京: 人民邮电出版社, 1975. 1
- [19] 王惠功等. 非线性微波毫米波电路分析与设计. 北京:北京邮电学院出版社, 1991. 6

- [20]李辉. 1.8GHz 前馈功率放大器的仿真实现. 电子科技大学硕士学位论文, 2002
- [21]郭冰. 新型自适应前馈线性功率放大器. 东南大学硕士学位论文, 2005
- [22]罗嘉. 基于 WCDMA 的线性功放研究. 电子科技大学硕士论文, 2006

附录 B 前馈辅助电路 PCB 版图



附录 C 主功率放大器腔体加工图纸

