

WCDMA 基站功率放大器的研制与改进设计

摘 要

随着数字移动通信技术的迅猛发展，频谱资源的日益紧张，现代通信系统正朝着大容量、宽频带、高频谱利用率的方向发展。比如 WCDMA 通信系统中就采用了宽带调制、多载波等技术。这些技术无疑对通信设备提出了更多而且更高的要求。基站功率放大器作为核心设备，其性能是制约整个系统性能和水平的关键因素。因此如何更好地提高功率放大器的综合性能——既满足功率和增益要求，又改善线性度，同时尽可能地提高效率，这是功放研究的热点之一。

本文主要针对 WCDMA 基站功率放大器进行研究，阐述了第二级功放模块的研制过程，包括详细的设计、仿真分析以及调试测试过程，并进行了深入的改进分析与设计。主要工作如下：

- 1、从理论上对功率放大器的非线性失真特性进行了分析，并介绍了功率放大器的设计理论与方法；
- 2、利用仿真软件对功放模块进行了设计与仿真分析，研制了相应的功放电路及屏蔽散热装置，并进行了测试；
- 3、从寄生效应及其影响的角度进行了阐述，通过电磁仿真与电路仿真相结合的方法，给出了优化分析及其结果；
- 4、对谐振问题的解决方法进行了探讨，提供了一种解决方法，

给出其理论依据，并进行了基于有限元法的三维电磁仿真与测试，验证了该方法的有效性；

5、对功放进行了深入的改进分析，从谐波集合负载/源牵引方法及多谐波阻抗匹配网络的角度，与通常的牵引技术及基波匹配技术进行了比较，提出改进设计的思路，提高了功放的综合指标。

关键词： 射频功率放大器 寄生效应 谐振频率 谐波集合牵引
多谐波阻抗匹配

DEVELOPMENT AND IMPROVEMENT OF POWER AMPLIFIER OF WCDMA BASE STATION

ABSTRACT

With the rapid development of wireless technology, large capacity, broad band and high spectrum efficiency become the important characteristics of modern communication. For example, broadband modulation and multi-carrier technique have being applied in WCDMA system. These techniques call for high performance equipments. As one of the key part of base station, the power amplifier plays an important role. Therefore, to improve the power amplifier to satisfy the requirement of gain, power, efficiency and linearity becomes one of the hotspot in research.

The major task of the paper is to design the second-stage power amplifier of WCDMA base station, and to perform the improvement research. Work of five aspects is chiefly carried out as follows:

1. Analyze the characteristics of non-linear distortion of power amplifier, as well as design theory and method of PA.
2. Design the power amplifier using EDA, develop the PA circuit

and shielding box with heat sink, and test the power amplifier.

3. Analyze the parasitic effect of PA, perform optimization with the combination of EM and circuit simulation.

4. Provide an alternate method to solve the problem of resonance, and verify with both EM simulation and test.

5. Perform the improvement analysis of PA in the sight of harmonic-sets load/source pull and multi-harmonic impedance matching technique.

KEY WORDS: RF power amplifier parasitic effect resonance
frequency harmonic-sets pull multi-harmonic impedance matching

独创性（或创新性）声明

本人声明所呈交的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。尽我所知，除了文中特别加以标注和致谢中所罗列的内容以外，论文中不包含其他人已经发表或撰写过的研究成果，也不包含为获得北京邮电大学或其他教育机构的学位或证书而使用过的材料。与我一同工作的同志对本研究所做的任何贡献均已在论文中作了明确的说明并表示了谢意。

申请学位论文与资料若有不实之处，本人承担一切相关责任。

本人签名： 何楚 日期： 2009.2.16

关于论文使用授权的说明

学位论文作者完全了解北京邮电大学有关保留和使用学位论文的规定，即：研究生在校攻读学位期间论文工作的知识产权单位属北京邮电大学。学校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，允许学位论文被查阅和借阅；学校可以公布学位论文的全部或部分内容，可以允许采用影印、缩印或其它复制手段保存、汇编学位论文。（保密的学位论文在解密后遵守此规定）

保密论文注释：本学位论文属于保密在__年解密后适用本授权书。非保密论文注释：本学位论文不属于保密范围，适用本授权书。

本人签名： 何楚 日期： 2009.2.16
导师签名： 高锦岳 日期： 2009.2.18

第一章 绪论

1.1 课题背景

目前,随着无线通信和微电子技术的蓬勃发展,无线通信的用户尤其是无线手机用户迅猛增长,对现代通信提出了更高的要求。特别是第三代移动通信技术,其核心业务不再局限于语音、图像,而是更高要求的多媒体业务。这就要求通信系统的容量不断扩大,信息的可靠性和安全性不断提高,致使通信频段越来越拥挤。为了改变这种局面,人们提出了各种技术来提高频谱的利用效率。如采用新的宽带数字传输技术(如 OFDM、W-CDMA、MC-CDMA)以提高信息的传输效率和可靠性,高效的数字调制技术(如 QPSK 和 MQAM 等)以达到更广泛的信道空间分配^[1]。由于这些技术的信息传输都朝着大容量、多载波、多电平、宽频带和较高峰均比的方向发展,这对发射机的射频功率放大器提出了非常高的要求^[2-4]。

在移动通信系统的基站和移动台的发射机中,最重要的部件是射频功率放大器。功率放大器和相关的射频器件占无线基站硬件成本的 40%以上。射频功率放大器不是一个纯线性器件,尤其是工作在饱和点附近,非线性失真将很严重。虽然像 QPSK 和 DQPSK 线性调制在理论上可以获得高的频谱效率,但是由于放大器存在非线性,当放大器的输入信号为正交调制信时将产生互调失真,另外放大器的输入输出特性与输入信号的包络幅度有关,信号的包络波动也将产生互调失真^[5],这些互调失真产物会对带外信号产生干扰,使功率放大器输出信号频谱扩展。

射频功率放大器是整机最耗电的部分,因此为了节省成本提高效率,功率放大器又常常需要工作在饱和点附近。因此高功效、高线性度的功率放大器研究成为整个射频系统构建的关键^[6]。

1.2 国内外现状与趋势

在提高功率放大器性能方面,国内外普遍使用的主要有两种方法:一是改进放大器本身的性能;二是采用先进的射频技术。改进放大器本身的性能是从根本上提升放大器内部的信号完整性,这是最直接,但也是最复杂的方法。这种方法主要是通过发明性能更好、更合适的晶体管,应用更先进的集成技术^[7]。改进射

频技术是指在设计过程中,综合考虑器件的寄生效应、温升效应、以及记忆效应等,使用更好的偏置电路、匹配电路、散热和屏蔽技术来最大程度地提高放大器的性能^[8],另外可使用附加的技术如线性化技术。

射频器件和射频技术的发展使射频功率放大器的性能不断得到提高,主要体现在如下:

1、在射频器件方面^[9-11]:1948年 Shockly、Bardeen 和 Brittain 等人发明硅双极晶体管 (BJT),从那时起,对它进行了持续不断的研究和改进,BJT 是目前应用最广泛的半导体器件之一。就微波应用而言,硅微波晶体管主要在 S 波段以下使用,其优点是价格便宜、可靠性高。1952 年提出了结型场效应管 (JFET),随后砷化镓肖特基势垒场效应管 (GaAs FET) 应运而生。70 年代以后, GaAs 单晶及其外延技术获得突破,砷化镓金属半导体场效应晶体管 (GaAs MESFET) 研制成功。由于 GaAs 材料载流子迁移率高、禁带宽度大,从而使微波固态功率放大器具有高频率、低噪声,大功率等一系列优点。进入 80 年代,由于分子束外延技术 (MBE) 和金属有机化学气相淀积 (MOCVD) 技术的进展,超薄外延层的厚度及杂质浓度得以精确控制,使异质结器件迅速发展,由 AlGaAs/GaAs 或 InP/InGaAs 组成的异质结双极晶体管 (HBT) 相继研制成功,采用这些器件设计的微波功率放大器能提供更高的增益、效率,具有很好的高频特性。到 90 年代,基于新电气结构的多种新型固态功率器件相继出现,如高电子迁移管 (HEMT),以及磊晶高电子迁移率晶体管 (PHEMT),异质结场效应管 (HFET) 和异质结双极晶体管 (HBT),同时使用了多种新材料如 InP、SiC、SiGe 及 GaN 等,这些器件具有更高的工作频率和功率输出能力。在 S 波段及以下频段,边缘扩散金属氧化物晶体管 (LDMOS) 具有良好的射频性能,具有高效率、高增益及高线性,如 Freescale 公司设计的 LDMOS 功率管,广泛应用于移动通信系统设计。

2、射频技术方面^[12-15]:在射频晶体管设计思想发展的同时,射频电路计算机辅助设计技术也得到了快速的发展。由于射频电路较难进行微调,在技术性能要求比较严格的放大器中,噪声系数,工作频带,增益平坦度,输入输出驻波比等许多指标是相互联系,需要综合考虑,提高了设计难度。借助计算机模拟仿真是最好的解决方法。随着半导体技术的高速发展,计算机技术被应用到射频电路的设计领域,很多软件公司开发出了射频微波电路仿真软件。首先,这些软件集成了大量的有源和无源器件的数学模型,甚至可以对电路的器件进行三维模型仿真,借助于器件模型精度的不断提高和计算机运算能力的提高,设计者能在很短的时间内得到与实际非常接近的结果。第二,射频微波电路一般都需要很大的运算量,借助现代的 CAD 软件,可以很容易的完成这些复杂的计算,极大提高

设计人员的效率。最后，通过 CAD 仿真，设计者能在计算机上得到电路的仿真结果，并能对电路的各项参数进行修改和优化，通过比较仿真结果就能选择一个最佳的电路方案，从而减少电路的调试时间，缩短产品的设计时间，提高企业的竞争力。目前，国内外的很多公司已广泛采用 CAD 技术进行射频电路的仿真与设计，在高功率放大器中的有源器件模型非常复杂，目前它的精度具有一定的范围，设计时主要采用软件仿真指导加调试的方法。非线性是高功率放大器设计中的难点，但是，随着 DSP 技术和微处理控制技术的出现和发展，使得我们能够广泛地应用各种功率放大器线性化技术，如复杂的反馈技术和预失真技术来提高放大器的效率及线性度；功率合成技术的发展，使我们可以采用多个放大管输出高达几千瓦的功率；宽带技术使我们可以对带宽达几十个 GHz 以上的信号进行放大；以此同时，各种效率增强技术为我们提高功率放大器的效率提供了方便。如今，通过采用新型的器件和新颖设计技术，人们已经开发出各种功率放大器来满足通信上的需求。

不过，在功率放大器设计方面，存在一些需要解决的问题，比如如何将寄生效应的影响在设计之初就予以考虑并进行有效地分析，而不是在设计之后再反复地调试，再比如如何合理地设计功率放大器的屏蔽装置以处理谐振带来的问题等；同时，还有很多可以改进的方面，比如通常的牵引技术和基波匹配技术在越来越高的功率、效率及线性度要求下，有必要进行一定的改进，以适应这些综合指标。

1.3 本文的主要工作

本课题主要对应用于 WCDMA 基站的功率放大器进行研究，并研制其中第二级功放模块，其工作频率范围 2110~2170MHz，平均输出功率 3W。本文围绕射频功率放大器的特性，在仿真设计、制作、调试测试、改进的过程中，主要开展了以下五个方面的工作：

- 1、阐述了射频功率放大器的理论基础，包括其主要技术指标，非线性失真特性的理论分析，以及功率放大器经典的设计理论与方法，其中包括工作状态、偏置电路、稳定性、匹配网络、散热等方面；

- 2、在明确了功率放大器指标要求的情况下，选定器件及基板，利用 ADS 仿真软件对功放进行了偏置设计、稳定性分析、最佳负载及源阻抗、输入输出匹配网络等一系列仿真设计与分析，研制出相应的功放电路及屏蔽散热装置，并进行了相应的测试；

3、针对寄生效应通常未能在功放的设计之初就考虑的问题，从寄生效应及其影响的角度进行了阐述，通过电磁仿真与电路仿真相结合的方法，给出了优化分析及其结果；

4、针对功放屏蔽散热装置发生的谐振问题，探讨了一种解决方法，给出其微扰理论的依据，并借助于 HFSS 进行了基于有限元的三维电磁仿真验证，最终通过网络分析仪进行测试，进一步验证了该方法的有效性；

5、利用 ADS 仿真软件对功放进行了深入的改进分析，从多谐波负载/源牵引方法及多谐波阻抗匹配网络的角度，与通常的牵引技术及基波匹配技术进行了比较，提出了改进设计的思路，通过与原设计的对比仿真分析，验证了该设计改善了功率放大器输出功率、功率附加效率及三阶交调失真等指标。

1.4 内容结构安排

本文的章节安排如下：

第一章主要论述了论文选题的研究背景、意义及现状。

第二章对射频功率放大器理论基础进行了阐述，包括功率放大器的主要性能指标，非线性失真的理论及其分析方法，以及功率放大器的设计理论。

第三章详细介绍了功率放大器模块的具体设计过程，其中包括器件及基板的选择、偏置设计、稳定性分析、最佳负载/源阻抗分析、输入输出匹配设计等方面，同时还阐述了针对寄生效应的优化分析及结果。

第四章给出了功率放大器的实现，阐述了调试与实际测试的方法，并给出了测试结果。同时，对调测过程中出现的谐振问题进行了分析，给出了一种解决方法并进行了仿真与实测试验证。

第五章对功放进行了改进分析与设计，分析了基于谐波集合负载/源牵引方法及多谐波阻抗匹配网络的技术，进行改进设计，并与原设计进行了对比仿真分析。

第二章 射频功率放大器的理论基础

本章主要介绍功率放大器的理论基础。首先介绍了功率放大器的主要技术指标，然后从理论上分析了功率放大器失真，接着从工作状态选择、偏置电路设计、稳定性分析、匹配网络设计等方面详细阐述了功率放大器电路的设计理论^[16-20]。

2.1 功率放大器的主要技术指标

(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可能会大于定义的工作频率范围。

(2) 输出功率

a) 饱和输出功率 P_{SAT}

当功率放大器的输入功率加大到某一值后，再增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。当然，这种说法是不严格的，原因是功率放大器的转移特性在饱和时很少显示出功率不变。在实际功率放大器中，在某一个频率处增加输入功率，会使输出功率减小，而在工作频带中其他频率处，输出功率会慢慢地增加。基于这点，通常用相对某个输出功率处的饱和深度表示，相应的输出功率称为饱和输出功率，典型值是 6dB 压缩点。

b) 1dB 压缩点输出功率 P_{1dB}

当输入功率较小时，输出功率与输入功率成比例关系，其增益称为小信号线性增益 G_0 。当输入功率大到一定值后将出现饱和，如图 2-1 所示^[16]。

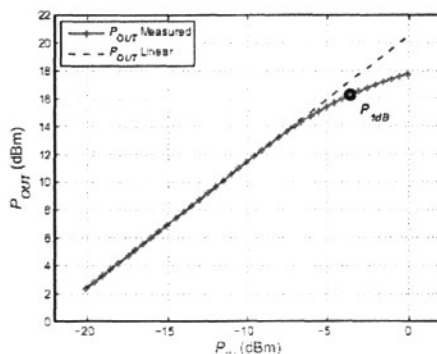


图 2-1 放大器输出功率示意图

当输出功率比理想线性放大输出功率跌落 1dB 点时的功率称为 1dB 压缩功率。 1dB 压缩点处对应增益记为 $G_{1\text{dB}}$ ，则有 $G_{1\text{dB}} = G_0 - 1\text{dB}$ 。通常功率放大器和微波晶体管都用 $P_{1\text{dB}}$ 表示其功率能力，单位为 dBm 。一般来说， $P_{1\text{dB}}$ 越大，说明功放的上限电平越高，动态范围越大，非线性失真越小。它与相应的输入功率 $P_{(in)1\text{dB}}$ 的关系为^[17]：

$$P_{1\text{dB}} = P_{(in)1\text{dB}} + G_0 - 1 \quad (2-1)$$

(3) 增益及平坦度

功率放大器的线性增益特性可用 S 参数来描述，如图 2-2 所示^[18]。

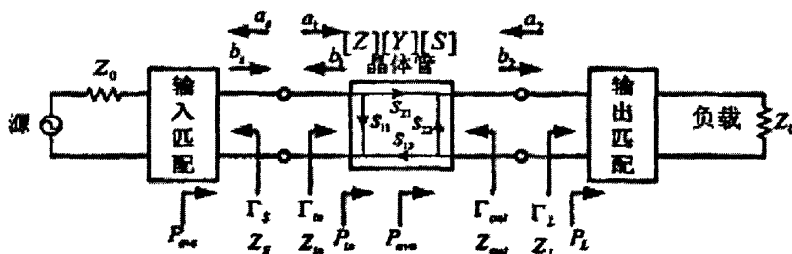


图 2-2 功率放大器参数定义

依赖于器件输入端和输出端的阻抗匹配，根据 S 参数，可推导得到几个放大器的功率增益，包括转换功率增益 G_T ，工作功率增益 G_P 和资用功率增益 G_A ，分别表示如下^[16]：

$$G_T = \frac{P_L}{P_{avs}} = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - \Gamma_{in}\Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - \Gamma_{22}\Gamma_L|^2} \quad (2-2)$$

$$G_P = \frac{P_L}{P_{in}} = \frac{1}{1 - |\Gamma_{in}|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - \Gamma_{22}\Gamma_L|^2} \quad (2-3)$$

$$G_A = \frac{P_{avn}}{P_{avs}} = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - \Gamma_{11}\Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1}{1 - |\Gamma_{out}|^2} \quad (2-4)$$

其中，转换功率增益 G_T 是放大器及其输入、输出匹配网络设计的基础。

增益平坦度说明了功率放大器增益在一定频率范围内的变化大小。如果能控制增益随频率的变化量，就可以得到较好的增益平坦度。

(4) 效率

功率放大器的功率效率是指功率放大器的饿射频输出功率与供给晶体管的

直流功率之比，即^[16]：

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{DC}} \quad (2-5)$$

功率效率表示了功率放大器把直流功率转换成射频功率的能力。但是这种定义并没有考虑晶体管的放大能力。通常，设计功率放大器时，常用功率增益较高的功率管。为考虑增益的影响，定义功率附加效率^[17]：

$$PAE = \frac{(P_{out} - P_{in})}{P_{DC}} \quad (2-6)$$

功率附加效率是用来衡量直流偏置功率转换为输出射频功率的效率。

(5) 谐波失真

当输入信号增加到一定程度，功率放大器因工作在非线性区而产生一系列的谐波。对于窄带功率放大器，这些谐波都不在通带内，用滤波器很容易滤掉这些谐波。对于宽带功率放大，这些谐波正好在信号通带内，用滤波器就不能滤掉这些谐波。谐波失真大小由下式计算^[16]：

$$HD_n = 10 \lg \frac{P_{out}(nf_0)}{P_{out}(f_0)} \quad (dBc) \quad (2-7)$$

其中， $P_{out}(f_0)$ 为基波信号输出功率， $P_{out}(nf_0)$ 为 n 次谐波输出功率。谐波抑制则定义为基波功率与谐波功率的比值。

功率放大器设计需要考虑谐波抑制，应尽量避免它对其他电子系统的干扰。在接收和发射单元相互靠近的小型化电子系统中，谐波和其它假信号频率的输出可能会干扰别的通信系统，因此必须用滤波器或其它办法尽量减小其影响。

(6) 交调失真

功率放大器的交调分量功率特性如图 2-3 所示^[19]。

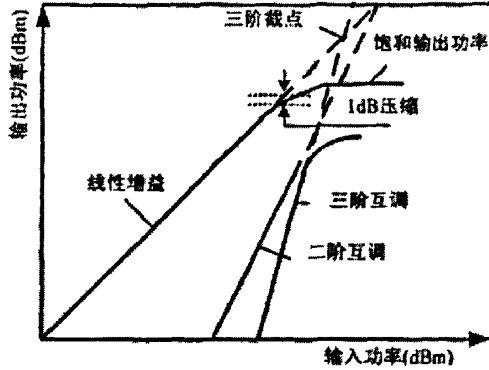


图 2-3 放大器输出功率示意图

若有双频信号 f_1 和 f_2 输入放大器，由于非线性影响，输入信号中会产生 $mf_1 \pm nf_2$ 频率分量。其中，三阶交调分量 $2f_2 - f_1$ 和 $2f_1 - f_2$ 最靠近基波频率有用信号，很难用滤波器滤除，将造成信号的交调、串扰，增大数字通信中的误码率。定义三阶交调失真^[16]：

$$IMD_{n-h} = 10 \lg \frac{P_{out}(2f_2 - f_1)}{P_{out}(f_1)} \quad (dBc) \quad (2-8)$$

$$IMD_{n-l} = 10 \lg \frac{P_{out}(2f_1 - f_2)}{P_{out}(f_1)} \quad (dBc) \quad (2-9)$$

其中， $P_{out}(2f_2 - f_1)$ 及 $P_{out}(2f_1 - f_2)$ 为三阶交调分量功率， $P_{out}(f_1)$ 为基波信号功率。

三阶交调失真还可用三阶截断点 IP_3 来度量，定义为三阶交调分量功率 $P_{out}(2f_2 - f_1)$ 或 $P_{out}(2f_1 - f_2)$ 与基波信号功率 $P_{out}(f_1)$ 外推点的交点，如图 2-3 所示。它不随输入功率的改变而改变。三阶截断点与 1dB 压缩点输出功率关系为^[16]：

$$IP_3 = P_{1dB} + 10.63 \quad (dBm) \quad (2-10)$$

一般来说，功率放大器的非线性越强，交调分量就越大。 IMD_3 和 IP_3 是度量微波功率放大器非线性的一项重要指标，不同的系统对它的要求是不一样的。对于线性度要求较高的功放，可采用线性化技术来改善线性度。线性化基本原理是以输入射频包络的振幅和相位作为样本，与输出比较，产生合适的校准。主要的方法有功率回退法、负反馈法、预失真法、前馈法^[19]：

a) 功率回退法是降低输入功率 P_m ，使放大器工作点远离饱和区，工作在线性区内。实际上是用降低输出功率的方法来减少非线性失真。由功率放大器的非

线性特性可知，输出功率每降 1dB ，则 IMD_3 改善 2dB 。

b) 负反馈法是将输出的非线性失真信号反相后反馈到输入端，与原输入信号共同作为功放的输入信号，以减小功率放大器的非线性。

c) 预失真法是在微波晶体管放大器前面接入一个线性器，用线性器的失真特性来补偿放大器的失真。

d) 前馈法是提取信号的非线性衍生谱，通过误差放大器后与主信号相加后与主信号相加消除信号的非线性部分。

(7) 调幅-调相转换

对单载波而言，由于传输信道的非线性，使信道增益压缩，产生谐波，谐波不仅幅度与输入信号的幅度相关，而且相位也与输入信号的幅度有关，从而使功率放大器输出信号的相位随输入信号的幅度变化，如图 2-4 所示^[20]。

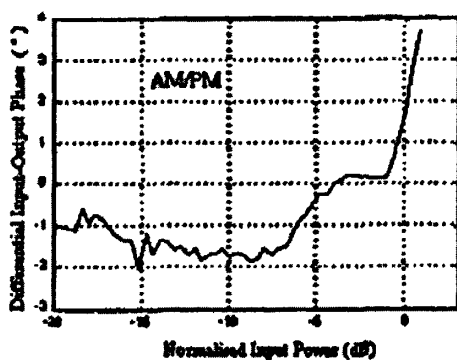


图 2-4 调幅-调相效应

调幅-调相转换 (AM-PM) 定义为输出信号的相位变化与输入信号的幅度变化之比。为了衡量相位失真的大小，引入调幅-调相转换系数^[16]：

$$K_p = \frac{180}{\pi} \frac{d\Phi}{dP_{in}} \quad (^\circ/\text{dB}) \quad (2-11)$$

调幅-调相效应的存在，会使群时延失真，微分相位、微分增益和交调失真恶化。因此，高质量、高效率的通信体制要求尽可能减小调幅-调相效应。

(8) 输入输出驻波比

输入、输出驻波比是设计微波功率放大器需要考虑的一项技术指标。功率管的输入阻抗和输出阻抗都较小，与 50Ω 系统失配较大，失配严重时功率放大器输

出端的瞬时射频电压或电流可能会超出额定值的一倍，造成功率管损坏；而且输入、输出驻波比变坏还会导致系统的增益起伏和群时延变差。

因此，功率放大器的驻波比应该满足一定的要求。可通过选取合适的功率晶体管、设计合适的匹配网络、在功率放大器末级接隔离器来改善。

2.2 非线性失真分析

在弱非线性的情况下，功率放大器的输出信号可以展开成幂级数形式^[17]：

$$v_o(t) = \alpha_1 v_i(t) + \alpha_2 v_i^2(t) + \alpha_3 v_i^3(t) + \dots \quad (2-12)$$

其中， $v_o(t)$ 为放大器的输出信号， $v_i(t)$ 为 RF 输入信号， α_i 为各次展开系数。

当输入信号为固定频率的单载波正弦信号 $A \cos(\omega_1 t)$ 时，输出信号表示为^[17]

$$\begin{aligned} v_o(t) &= \alpha_1 A \cos \omega_1 t + \alpha_2 A^2 \cos^2 \omega_1 t + \alpha_3 A^3 \cos^3 \omega_1 t + \dots \\ &= \frac{1}{2} \alpha_2 A^2 + \left(\alpha_1 A + \frac{3}{4} \alpha_3 A^3 \right) \cos \omega_1 t \\ &\quad + \frac{1}{2} \alpha_2 A^2 \cos 2\omega_1 t + \frac{1}{4} \alpha_3 A^3 \cos 3\omega_1 t + \dots \end{aligned} \quad (2-13)$$

可见，由于系统的非线性，输出信号中出现了新的谐波分量。

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 ，则输出信号为^[17]：

$$\begin{aligned} v_o(t) &= \alpha_2 A^2 + \alpha_2 A^2 \cos(\omega_1 - \omega_2)t \\ &\quad + \left(\alpha_1 A + \frac{9}{4} \alpha_3 A^3 \right) \cos \omega_1 t + \left(\alpha_1 A + \frac{9}{4} \alpha_3 A^3 \right) \cos \omega_2 t \\ &\quad + \frac{3}{4} \alpha_3 A^3 \cos(2\omega_1 - \omega_2)t + \frac{3}{4} \alpha_3 A^3 \cos(2\omega_2 - \omega_1)t \\ &\quad + \alpha_2 A^2 \cos(\omega_1 + \omega_2)t + \frac{1}{2} \alpha_2 A^2 \cos 2\omega_1 t + \frac{1}{2} \alpha_2 A^2 \cos 2\omega_2 t + \dots \end{aligned} \quad (2-14)$$

可见，输出信号中的频率分量既包括直流成分，基波及谐波分量，还包括输入信号频率经过线性组合后产生的频率分量。输入输出信号的频谱分量如图 2-5 所示。

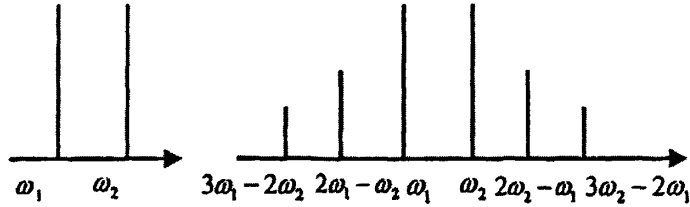


图 2-5 输入输出频谱分量

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（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。临道功率比（ACPR）定义为 ACP 功率与主信道功率的比值，如 2-6 所示^[20]。

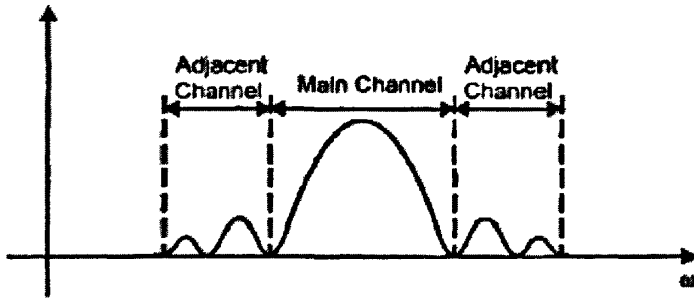


图 2-6 临道功率比示意图

在多信道通信系统中，功率放大器产生非线性信号的临道功率比与三阶交调系数有密切关系，推算公式如下^[20]：

$$ACPR = IMD - 6 + 10 \lg \left(\frac{n^3}{4A + B} \right) \quad (\text{dBc}) \quad (2-15)$$

$$A = \frac{2n^3 - 3n^2 - 2n}{24} + \frac{\text{mod}\left(\frac{n}{2}\right)}{8} \quad (2-16)$$

$$B = \frac{n^2 - \text{mod}\left(\frac{n}{2}\right)}{4} \quad (2-17)$$

其中, n 为信道个数, $\text{mod}()$ 为取余函数。

2.3 功率放大器的设计理论

2.3.1 工作状态

根据设计用途的不同, 放大器需要有特定的偏置条件, 它们对应于射频电路中有源器件的不同偏置条件。理想晶体管的偏置、静态工作点和导通角之间的关系如图 2-7 所示^[20]。

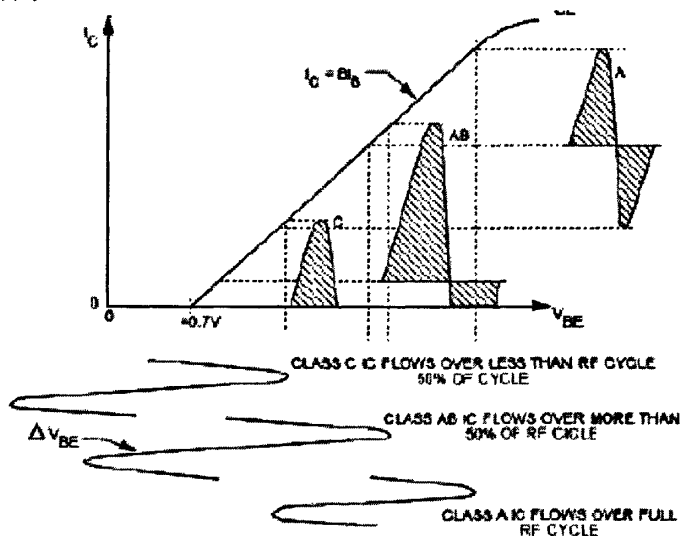


图 2-7 放大器的工作状态

可见, A 类、AB 类、C 类 (也称甲类、甲乙类、乙类) 各自的偏置点和交流传输特性。不同的工作状态是按照导通角来划分的, 导通角对应于一个信号周期内有电流流过负载的时间。A 类工作状态导通角为 360° , B 类的导通角为 180° , AB 类的导通角介于 180° 和 360° 之间, C 类的导通角小于 180° 。

A 类功率放大器的优点是线性度好、失真小、噪声系数较低, 它的缺点是效率不高、热损耗较高。B 类放大器具有效率高的特点, 它的缺点是放大器的增益较低, 需要较高的驱动电平功率, 且管子的导通和截止会产生高电平的电流谐波分量, 导致其线性度较差。AB 类的偏置点在 A 类和 B 类之间, 它的效率比 A

类高，而增益比 B 类大，具有尺寸紧凑、线性较好、失真小等特点，工作温度较低，因而可靠性也高，用的比较广泛。

2.3.2 偏置电路

偏置的作用是在特定的工作条件下为有源器件提供适当的静态工作点，并抑制晶体管的离散性以及温度变化的影响从而保持恒定的工作特性。偏置网络有两大类，无源网络和有源网络。无源网络，即自偏置网络，通常由电阻网络组成，为晶体管提供合适的工作电压和电流。它的主要缺陷是对晶体管的参数变化十分敏感，并且温度稳定性较差。而有源偏置网络能改善静态工作点的稳定性，还能提高良好的温度稳定性，但它也存在一些问题，如增加了电路尺寸、增加了电路排版的难度以及增加了功率消耗。

功率放大器直流偏置电路的设计，首先是要考虑工作状态，其次要考虑放大器频率响应、稳定性、损耗、功率容量^[20]。在设计窄带功率放大器时，偏置电路对电路性能影响非常小，几乎可忽略；在设计宽带功率放大器时或工作频率较高时，偏置电路对电路性能影响较大，此时应把偏置电路作为匹配电路的一部分考虑。在功率放大器设计时，经常会遇到通带外有自激，这种自激使功率放大器不稳定，可采用微带偏置电路来抑制。功率放大器电路中的 RFC 线圈和旁路电容都有损耗，它会使输出功率减小，线性指标恶化。大功率放大器的漏极电流可能较大，过细的漏极偏置引线可能被烧毁，影响功率放大器的正常工作，严重时损坏功率管。

2.3.3 稳定性

稳定性在放大器的设计中是很重要的。放大器电路必须满足的首要条件之一就是在工作频段内的稳定性。这一点对于射频电路是非常重要的，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趋势。轻微的振荡能使放大器的工作不稳定，影响发射机的工作，严重时损坏功率放大管。考察电压波沿传输线的传输，可以理解这种振荡现象。如果反射系数 $|\Gamma_o| > 1$ ，则反射电压的幅度变大（正反馈）并导致不稳定现象。反之，若 $|\Gamma_o| < 1$ ，将导致发射电压的幅度变小（负反馈）。

将放大器视为一个两端口网络，如图 2-8 所示^[19]。

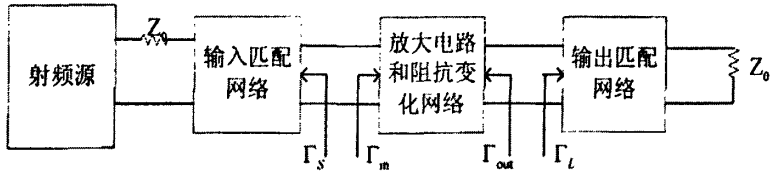


图 2-8 二端口网络示意图

对所有无源的源和负载阻抗，均满足 $|\Gamma_{in}| < 1$ 和 $|\Gamma_{out}| < 1$ ，则网络为无条件稳定。即在给定的工作频率和偏置条件下，放大器在整个 Smith 圆图内始终处于稳定状态。此时， Γ_s 和 Γ_L 必须满足如下条件^[16]：

$$|\Gamma_{in}| = \left| \frac{S_{11} - \Gamma_L \Delta}{1 - S_{22} \Gamma_L} \right| < 1 \quad (2-18)$$

$$|\Gamma_{out}| = \left| \frac{S_{22} - \Gamma_s \Delta}{1 - S_{11} \Gamma_s} \right| < 1 \quad (2-19)$$

其中， $\Delta = |S_{11} S_{22} - S_{12} S_{21}|$ 。

2.3.4 匹配网络

阻抗匹配意味着从源传递给负载最大的射频功率。在线性放大器设计中，为获得最大功率传输，网络通常采用共扼阻抗匹配方式。而在功率放大器设计中，由于功率管的输入、输出阻抗呈现非线性，通常是将源阻抗和负载阻抗变换到这样一个阻抗值，其实部可在输入、输出偏置电压下获得最大输出功率，而虚部可将晶体管内部寄生元件完全调谐，该阻抗称为最佳源阻抗 $Z_{S_{opt}}$ 和最佳负载阻抗 $Z_{L_{opt}}$ ，如图 2-9 所示^[18]。

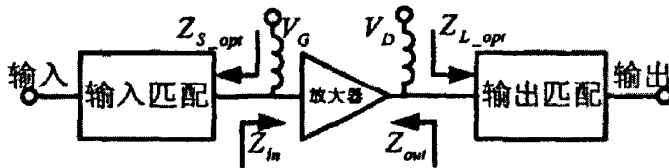


图 2-9 匹配网络示意图

为实现功率放大器的最佳工作模式，需把负载阻抗转换为最佳输出阻抗。而最佳源阻抗及最佳负载阻抗的值由偏置条件、输出功率、功率管工作状态的类别等决定。同时，应根据输入输出信号振幅和相位特性、增益平坦度及稳定工作条件来选择匹配电路。

因此,功率放大器匹配电路设计首先是根据功率管的特性确定最佳源阻抗和最佳负载阻抗。可采用负载牵引测量法、基于功率管的大信号模型或者负载线法来设计功率放大器。

功率放大器的匹配电路通常采用分布参量的微带元件,如微带开路或短路短截线及微带不均匀结构来匹配,这类匹配电路具有低损耗、易加工、方便调试等优点。微带元件及其等效电路如图 2-10 所示^[16]。

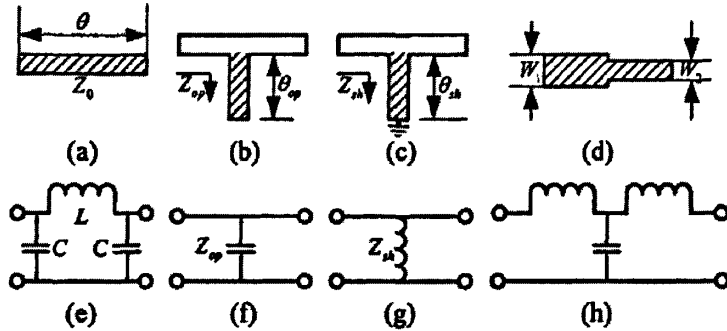


图 2-10 微带元件及其特性

在匹配电路设计时,根据实际需要,利用这四种微带元件与相应的集成元件即可组成变化多端的各种微带匹配电路,实现设计目标。可使用集中参数的匹配电路技术在 Smith 圆图中求得合适的并联电容或电感值。

2.3.5 散热

一般微波功率放大器的功率附加效率较低,未转化成射频功率的直流功率部分在功率管内部以热的形式散放出来。功率放大器正常工作时,功率管的温度会急剧升高。为了保证固态功率放大器稳定可靠的工作,应将功率管自身的热量及时排散掉,使芯片的温度保持在允许最高结温以下,这就要求具有较强的散热能力。

固态功率放大器散热的一般过程为:功率管管芯产生的热量以热传导的方式传到管壳和法兰上,通过引线、管壳和法兰来散热。对于功率较大的功率管来说,往往需加散热片。功率管的热模型如图 2-11 所示^[18]。

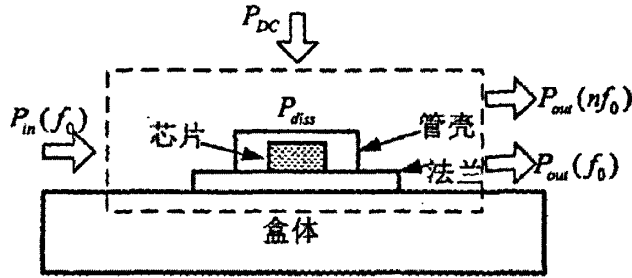


图 2-11 功率管的热模型

芯片到法兰的热阻为：

$$R_{th} = \frac{(T_j - T_c)}{P_{CM}} \quad (2-20)$$

功率管的耗散功率为：

$$P_{diss} = P_{DC} + P_{in} - P_{out} - P_{REF} \quad (2-21)$$

其中， P_{CM} 为功率管的最大功耗， T_j 为功率管的结温， T_c 为功率管的法兰温度， P_{DC} 为直流功率， P_{in} 为输入功率， P_{out} 为输出功率， P_{REF} 为输入反射功率^[18]。

最高结温是与材料可承受的绝对最高温度和特定的工艺有关的，器件超过这个温度就会降低寿命甚至永久损坏。因此，器件工作时的温度必须保持在这个温度限制范围内并留有一定余量。

2.4 本章小结

本章从理论基础方面介绍了射频功率放大器。首先介绍了功率放大器的主要技术指标，然后从理论上分析了功率放大器失真，接着从工作状态选择、偏置电路设计、稳定性分析、匹配网络设计等方面详细阐述了功率放大器电路的设计理论。本章为下述的具体设计过程提供了基础理论依据。

第三章 功率放大器的设计与优化

在上一章节中已经对射频功率放大器的原理及设计理论进行了详细的分析，本章将重点分析功率放大器的设计与实现。首先列出功率放大器的技术指标要求，然后综合考虑各指标进行了器件选择，并借助于 EDA 技术对放大器电路进行详细的设计，包括偏置设计、稳定性分析、输入输出匹配分析及设计等方面，同时针对寄生效应对功率放大器进行了优化。

3.1 功率放大器的指标要求

该功放作为 WCDMA 线性功率放大器的第二级模块，技术指标要求如下

- (1) 频率范围：2110 ~ 2170 MHz
- (2) 平均输出功率：3W (35dBm)
- (3) 通频带增益： $\geq 15\text{dB}$
- (4) 增益平坦度： $\leq \pm 1\text{dB}$
- (5) 工作效率： $\geq 15\%$
- (6) 三阶交调失真： $\leq -40\text{dBc}$ ($\Delta f = 5\text{MHz}$)
- (7) 输入输出驻波比： ≤ 1.5

3.2 功率放大器的设计

在功率放大器的整个设计过程中，都渗透着第二章所阐述的理论基础。设计思路亦是以理论为指导，通过仿真软件的平台搭建相应的电路及待分析的参数，并进行相应的配置，然后对仿真得到的结果进行分析。

3.2.1 器件及基板的选择

在功放电路中，微波功率管是整个放大器的核心，要想使得所设计的电路达到预期的指标，必须选择合适的功率管。通常在选择功率管时，主要考虑电气性能、可靠性和成本三方面因素。LDMOS 功率管非常适合于基站功放的设计，它的特点和优势在于：增益高、输出功率大以及良好的线性度、较高的性价比和高可靠性^[21]。因此，在本设计中，采用 Freescale 半导体公司的 LDMOS 功率管

MRF21030。

基板作为承载元器件的载体，主要考虑介质损耗、工作波长、电路尺寸等因素，最终选择聚四氟乙烯材料的 F4B 作为介质基片。该基板相对介电常数为 2.65，损耗角正切值为 0.003，厚度为 0.8mm。

3.2.2 偏置设计

偏置设计的目标是选择适当的静态工作点，并在管子参数和温度变化的范围内，保持静态工作点的稳定。

要使功率放大器正常工作，首先要将其偏置在一个合适的静态工作点。通过对功率管进行直流分析，得到其直流 I-V 曲线，从而根据需要得到正确的偏置。

采用 ADS 的直流分析仿真模块，对功率管的静态工作点进行扫描分析。设置漏极-源极电压 (V_{DS}) 范围为 0-30V，栅极-源极电压 (V_{GS}) 在 3 至 4.5V 之间扫描。仿真电路如图 3-1 所示。

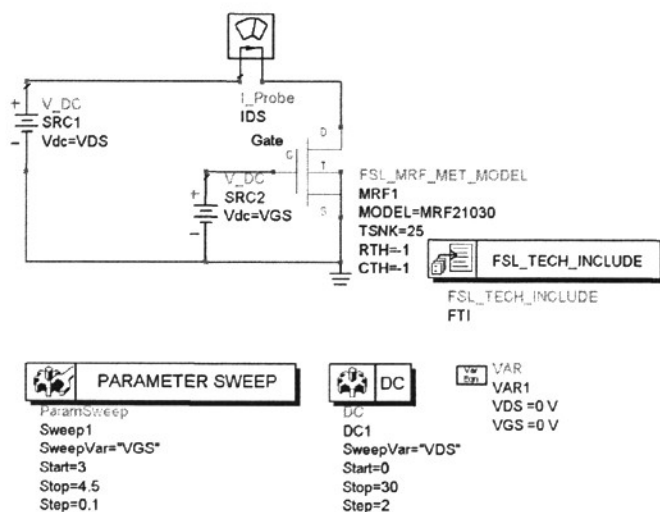


图 3-1 直流分析仿真电路图

直流分析仿真的结果如图 3-2 所示。综合考虑效率及线性度的折中，将功率放大器偏置于 AB 类工作状态。此时，漏极电压 $V_{DS}=28\text{V}$ ，栅极偏置电压 $V_{GS}=3.8\text{V}$ ，静态工作电流 $I_{DS}=278\text{mA}$ 。

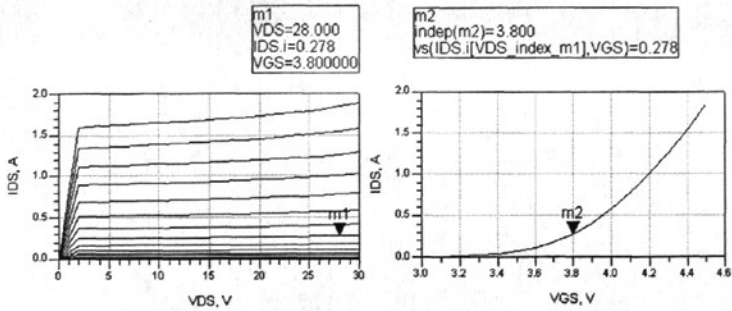


图 3-2 直流分析仿真结果

接下来对偏置馈入电路进行设计，依据为第二章所述的设计原则。本设计中采用 $\lambda/4$ 分支线法，即由一段 $1/4$ 工作波长的高阻线与一段 $1/4$ 工作波长低阻线构成，如图 3-3 所示。

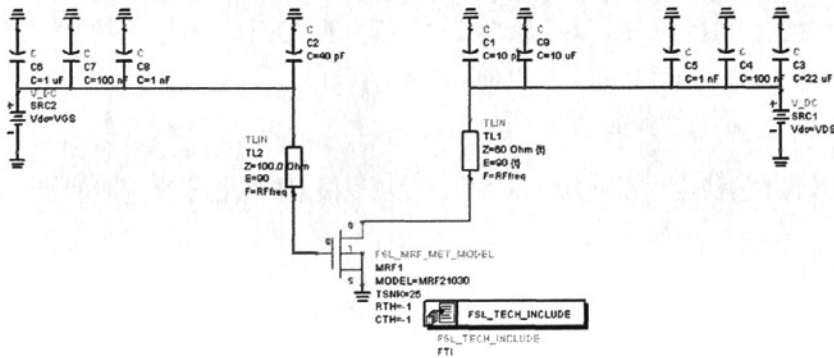


图 3-3 $\lambda/4$ 分支线馈入电路图

其中，低阻线用集总参数的旁路电容来代替以利于调试，其对一定频率的射频信号呈现很低的阻抗值（相当于射频短路），高阻线特征阻抗设计为 100Ω ，对一定频率的射频信号呈现很高的阻抗值（相当于 RFC 高频扼流圈）^[22]。

另外，为了稳定静态工作点，要防止静态漏极电流 I_{DQ} 随温度发生变化。因此，需要对偏置电路进行温度补偿，如图 3-4 所示^[21]。

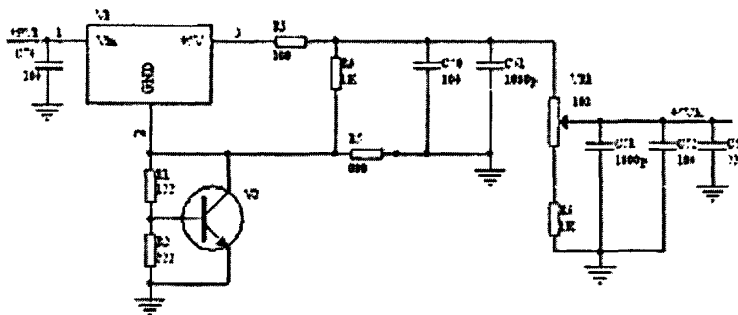


图 3-4 温度补偿电路示意图

3.2.3 稳定性分析

稳定工作是功率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在工作频段内达到稳定，还要考虑其它频段内的稳定性，因为射频电路在某些频段和终端条件下有产生振荡的倾向。因此，在进行匹配设计之前，需对功率放大器在较宽频段内进行稳定性分析。

根据前述的稳定性原理，功放的稳定性可以根据稳定因子来判断，即要满足

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

$$B = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 > 0 \quad (3-2)$$

其中， $\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$ 。

当两个条件都满足时，功率管处于绝对稳定状态^[23]。

在本设计中，初始条件为：漏极电压设置为 28V，栅极偏置电压设置为 3.8V，静态工作电流为 278mA。

功率管的稳定因子如图 3-5 所示。其中，StabFact 表示稳定因子 K，Stabmeas 表示稳定因子 B。

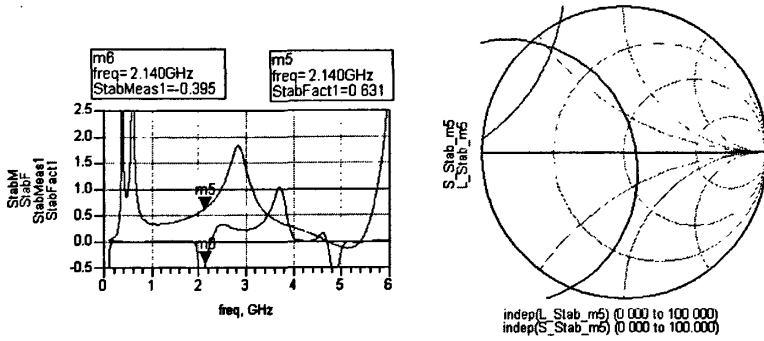


图 3-5 原偏置条件下的稳定因子

可见，功率管不同时满足稳定因子 $K > 1$ 及 $B > 0$ 的条件，从圆图中也可以稳定性圆从圆图中穿过，表示在工作频带上内存在潜在的不稳定性，需要通过稳定性措施来提高其稳定性。

根据前述原理，在栅极和漏极馈入处分别加入 10 欧姆稳定电阻，得到改善的稳定因子，如图 3-6 所示。可见，此时满足稳定因子 $K > 1$ 及 $B > 0$ 的条件，稳定性圆位于圆图之外，达到绝对稳定的要求。

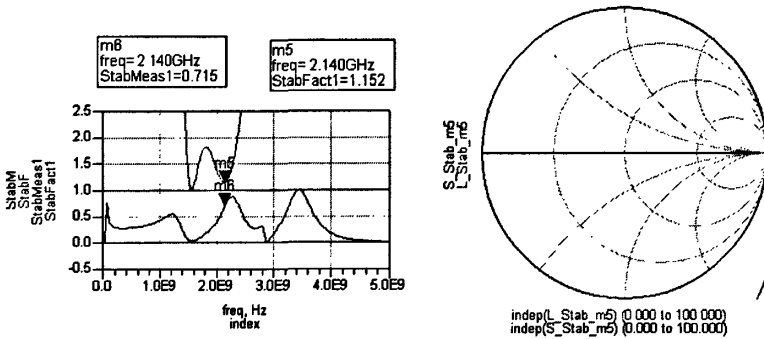


图 3-6 改善后的稳定因子

3.2.4 最佳负载/源阻抗的分析

由前述的分析可知，确定功率放大器匹配网络的首要任务是确定最佳负载阻抗和最佳源阻抗。由于功率管的输入、输出阻抗呈现非线性，为了实现输出功率、增益、效率、线性度等技术指标，需要将 50Ω 负载阻抗及源阻抗变换到最佳负载阻抗和源阻抗^[24-26]。此时功率放大器的输入、输出端会出现一定程度的失配。

在本设计中，借助于 ADS 的谐波平衡模块进行负载牵引仿真和源牵引仿真，

即对负载阻抗和源阻抗进行大范围扫描,在输入双音信号的条件下逐点作谐波平衡分析,分别计算输出功率、功率附加效率、三阶交调失真,并在负载阻抗圆图上绘制相应的等位线,从而清楚地显示负载阻抗及源阻抗对功率管输出功率、效率和线性度的影响。

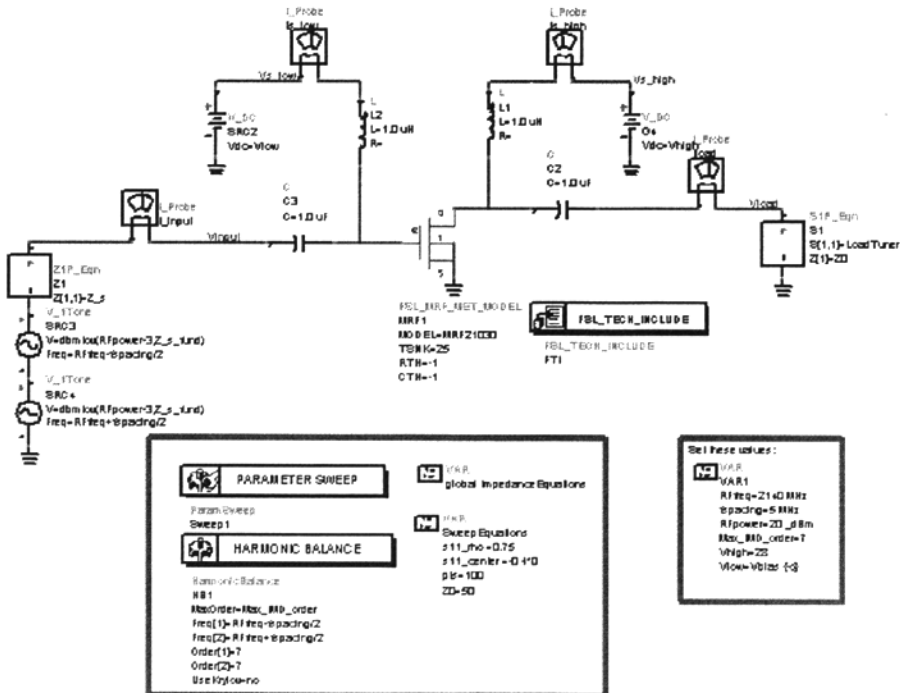
本设计的初始条件如下:

(1) 漏极电压设置为 28V,栅极偏置电压设置为 3.8V,静态工作电流为 278mA;

(2) 负载及源阻抗在变量单元中设置为矩阵形式,其元素为基波、副载波及各次谐波的阻抗。基波阻抗初始值设置为 10 欧姆,其余阻抗初始值设置为 500 欧姆;

(3) 谐波平衡设置为双音分析,共考虑 7 次谐波,频率设置为中心频率 2140MHz,双音间隔设置为 5MHz,信号源资用功率设置为 20dBm。

负载牵引仿真仿真电路如图 3-7 所示,令负载基波阻抗在大范围内扫描(此处设置为以圆图中心为圆心,以 0.75 为半径的圆内,取 100 个扫描点),逐点作谐波平衡分析计算出输出功率、功率附加效率及三阶交调失真,并在圆图上画出相应的等输出功率圆、等功率附加效率圆及等三阶交调失真图。其中,右侧框内为录入的输出功率、功率附加效率及三阶交调失真的计算公式及主要辅助公式。



```

Meas Eqn
Meas1
Spectrum_W=0.5*real(Vload*conj(Iload))
Spectrum=10*log(Spectrum_W/1e-20)+30
Pload_W1=mix(Spectrum_W,[1,0],0)
Pload_W2=mix(Spectrum_W,[0,0],0)
Pload_dBm=10*log(Pload_W1+Pload_W2)+30
P_gain=Pload_dBm-RFpower

Meas Eqn
Meas2
Fund_low=mix(Spectrum,[1,0],0)
Fund_high=mix(Spectrum,[0,0],0)
P3rdOrd_low=mix(Spectrum,[2,0],0)
P3rdOrd_high=mix(Spectrum,[1,2],0)
ThirdOrdIMD_L=P3rdOrd_low-Fund_low
ThirdOrdIMD_H=P3rdOrd_high-Fund_high
TO_lowdbm_low=1.5*Fund_low-0.5*P3rdOrd_low
TO_lowdbm_high=1.5*Fund_high-0.5*P3rdOrd_high
TO_lowdbm_low=TO_lowdbm_low-P_gain_transducer
TO_lowdbm_high=TO_lowdbm_high-P_gain_transducer

Meas Eqn
Meas3
I_L=I_Low[0]
V_L=V_Low[0]
I_H=I_High[0]
V_H=V_High[0]
Pdc=mag(I_L*V_H)+mag(I_H*V_L)+1e-20
Pin_W=0.5*real(Vinput*conj(Iinput))+1e-20
Pin_W_tot=sum(Pin_W)
Pinput_tot=sum(Pin_W)+Pdc
Poutput_tot=sum(Spectrum_W)
Ploss=Pinput_tot-Poutput_tot
Paus_W=10*log(RFpower)+30
Paus_WdB=10*log(Power[0])+30
Pout_fund_W=Pload_W1+Pload_W2
PAE=100*(Pout_fund_W-Paus_W)/Pdc
PAE3=100*(Pout_fund_W-Paus_WdB)/Pdc

Meas Eqn
Meas4
mix_1=[0,0,0]
mix_2=[2,0,0,0,0,0,0,0]
mix_3=[0,2,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0]
mix_4=[0,0,2,0,0,0,0,0,0,0,0,0]
mix_5=[0,0,0,2,0,0,0,0,0,0,0,0]
mix_6=[0,0,0,0,2,0,0,0,0,0,0,0]
mix_7=[0,0,0,0,0,2,0,0,0,0,0,0]
Spectrum_zoomed=mix(Spectrum,[0,0],0)
    
```

图 3-7 负载牵引仿真电路

负载牵引仿真的结果如图 3-8 所示，从左至右依次为等输出功率曲线、等功率附加效率曲线以及等三阶交调失真曲线。各圆图左下方等位线设置的间距及条数，右下方分的框内分别为计算的最大输出功率、最大功率附加效率及最小三阶交调失真。

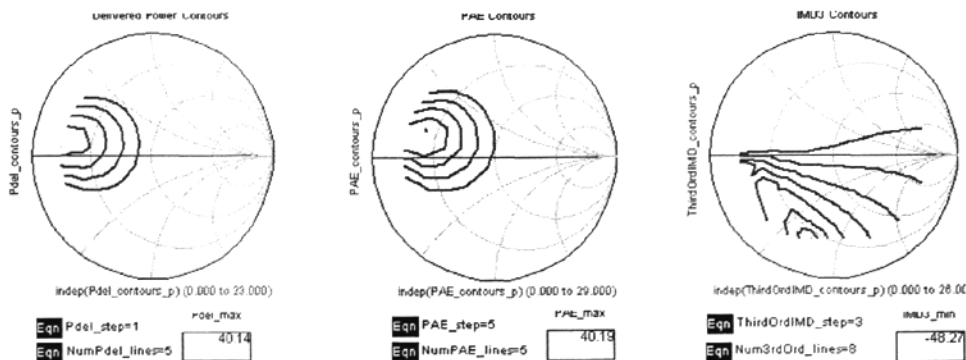


图 3-8 负载牵引仿真结果

可见，针对输出功率、效率和线性度的最佳负载阻抗有所区别。最佳输出功率负载阻抗为 $7.25 + j*2.5$ ，最佳功率附加效率负载阻抗为 $13.05 + j*8.2$ ，最佳三阶交调抑制负载阻抗为 $13.75 - j*37.05$ 。综合考虑三者的性能平衡，选择符合本设计需要的最佳负载阻抗为 $12.54 - j*15.76$ 。

将此最佳负载值代入图 3-7 中的负载变量中，仿真结果如图 3-9 所示。此时输出功率达到 35dBm，功率附加效率达到 15%，三阶交调失真小于 -40dBc。

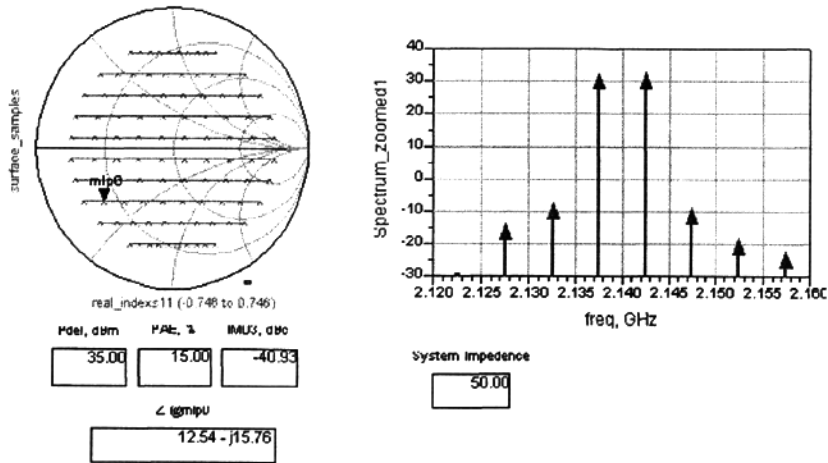


图 3-9 最佳负载阻抗及其性能

同理，源牵引仿真电路如图 3-10 所示。此时，负载阻抗已设置为最佳负载阻抗。

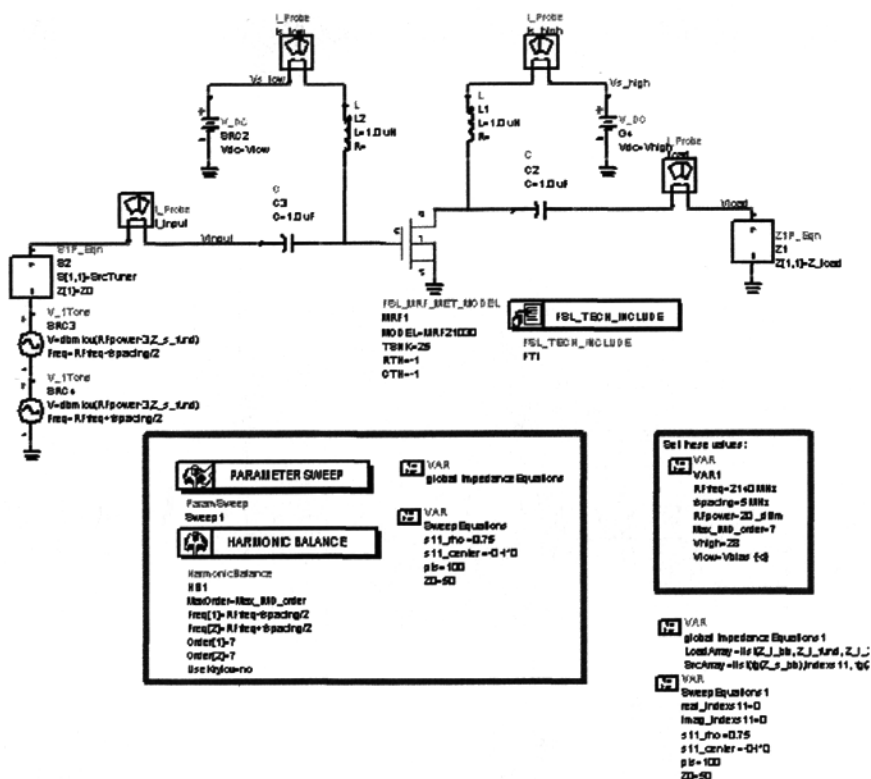


图 3-10 源牵引仿真电路

源牵引仿真的结果如图 3-11 所示，依次为等输出功率曲线、等功率附加效率曲线以及等三阶交调抑制曲线。

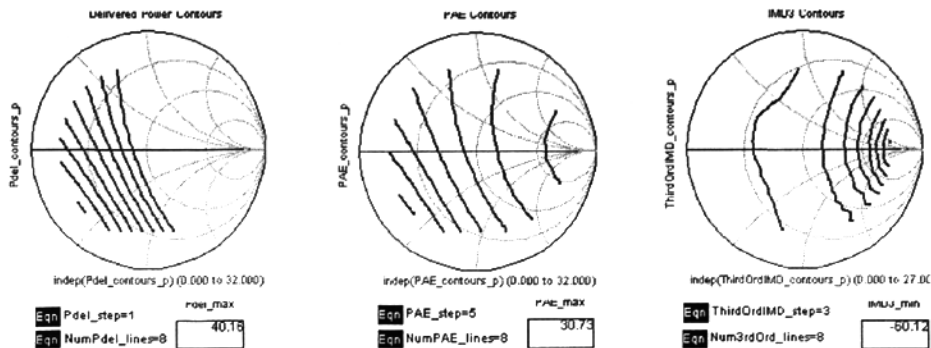


图 3-11 源牵引仿真结果

可见，针对输出功率、效率和线性度的最佳源阻抗也同样有所区别。最佳输出功率源阻抗为 $8.35 - j * 20.2$ ，最佳功率附加效率源阻抗为 $8.45 - j * 20.15$ 。综合考虑三者的性能平衡，选择最佳源阻抗为 $28.13 - j * 14.34$ 。此时，输出功率为

35.46dBm, 功率附加效率为 16.14%, 线性度指标 IMD3 为-40.56dBc, 如图 3-12 所示。

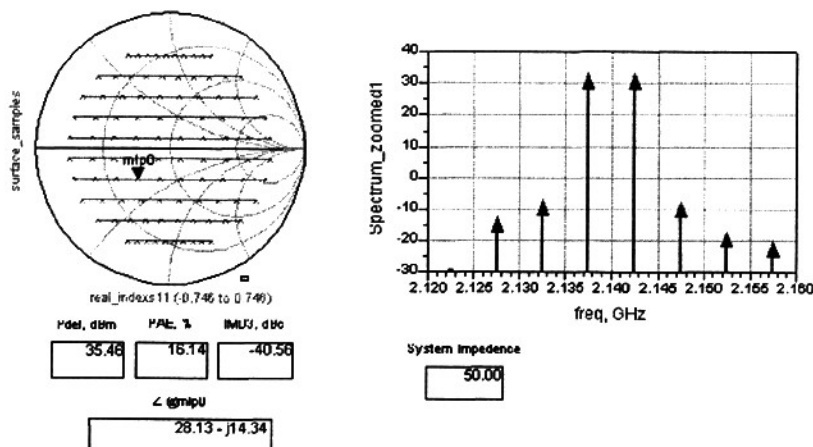


图 3-12 最佳源阻抗及其性能

3.2.5 输入输出匹配设计

综合考虑功率管在工作频带内的输出功率、效率及线性度要求, 依据上述负载及源牵引数据, 选取最佳源阻抗及负载阻抗作为中心频率处输入及输出匹配电路设计的依据。

依据前述的匹配网络分析, 本设计采用多节微带阻抗变换器^[27], 将 50Ω 系统阻抗分别变换到最佳负载阻抗及最佳源阻抗。输入、输出匹配网络的电路图及原理分别如图 3-13、3-14 所示。

其中, 输入匹配网络中端口 1 连接至功率管的栅极, 端口 2 对应输入端口, 端口 3 接栅极偏置供电; 输出匹配网络中端口 1 连接至功率管的漏极, 端口 2 对应输出端口, 端口 3 接漏极供电。

偏置电路下方的圆图, 分别表示由端口 2 的 50 欧姆阻抗变换到端口 1 的阻抗(即分别为上面求得的最佳源阻抗 $28.13 - j \cdot 14.34$ 及负载阻抗 $12.54 - j \cdot 15.76$) 的原理。

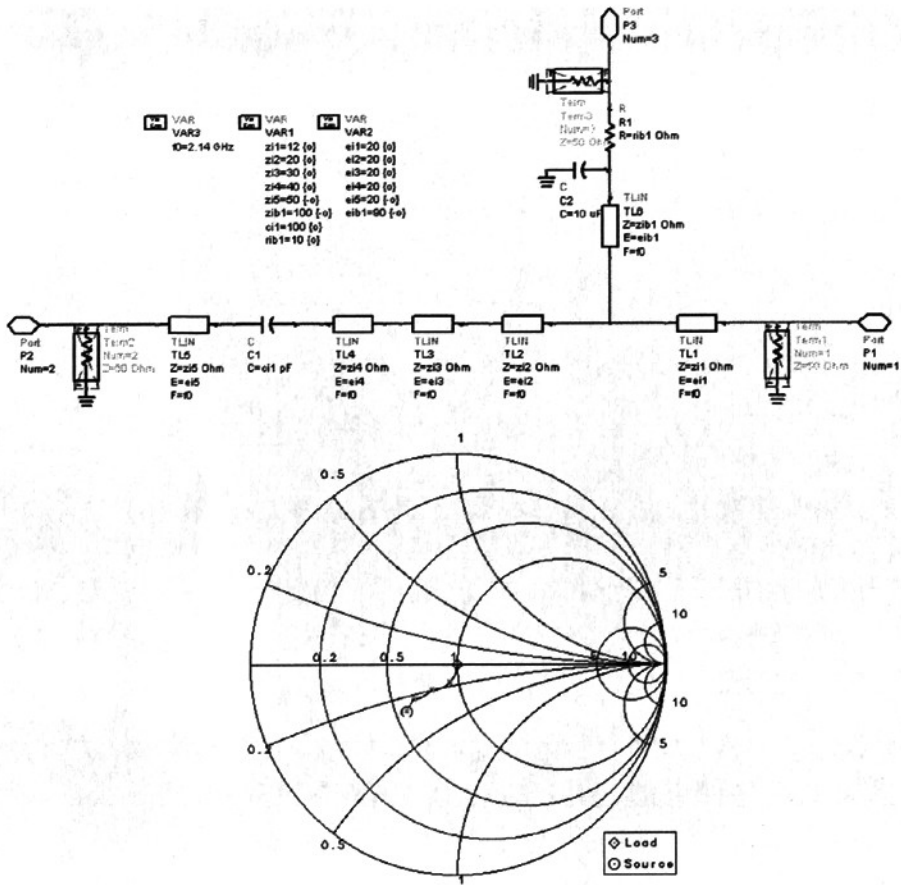
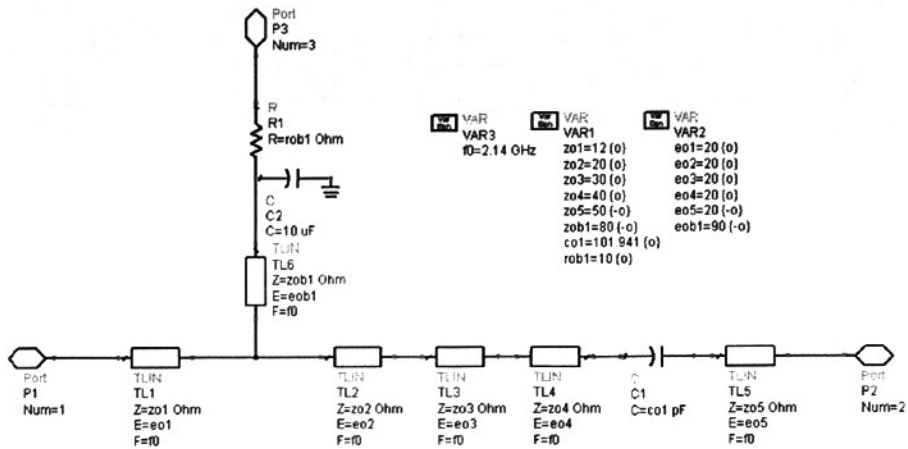


图 3-13 输入匹配网络



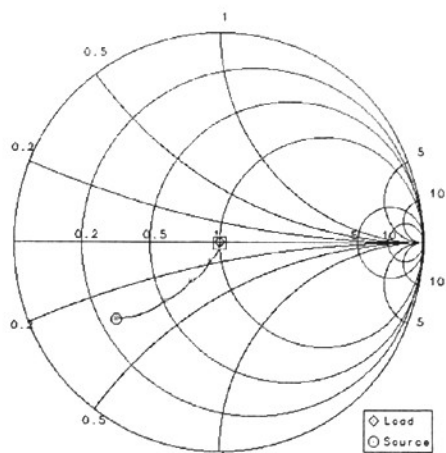
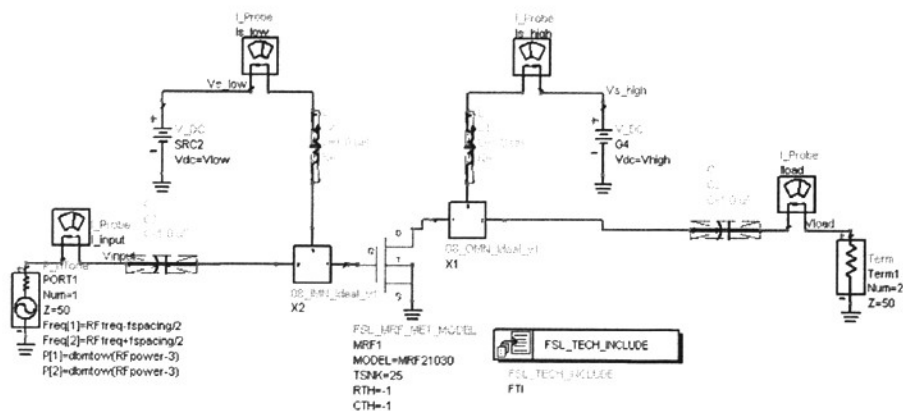


图 3-14 输出匹配网络

需要说明的是，最靠近端口 1 的微带线特征阻抗值均较小，为 12 欧姆。这是由于功率管栅极与漏极的管脚有一定宽度，为了方便焊接，与之相连的微带线需要保证一定的宽度，因此呈现出较小的阻抗值。

加入输入、输出匹配网络后的电路如图 3-15 所示。其中，三端口网络 X1、X2 分别表示上述的输出匹配网络、输入匹配网络。



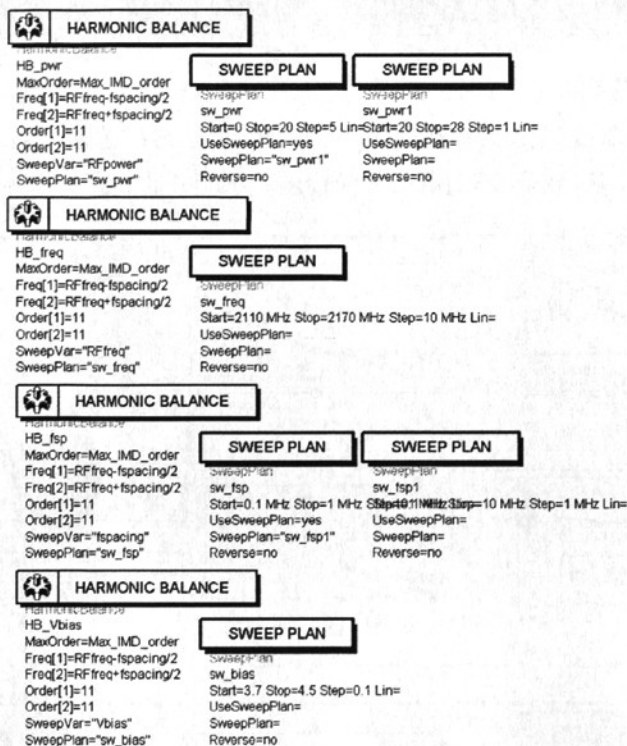


图 3-15 加入匹配网络后的仿真电路

仿真的初始条件如下：

- (1) 漏极电压设置为 28V，栅极偏置电压设置为 3.8V，静态工作电流为 278mA；
- (2) 输入匹配子电路 X2、输出匹配子电路 X1，分别如图 3-13、图 3-14 所示；
- (3) 谐波平衡设置为双音分析，考虑最高 11 次谐波，最大 7 阶交调分量，频率设置为中心频率 2140MHz，双音间隔设置为 5MHz，信号源资用功率设置为 20dBm；
- (4) 对于输入功率扫描，设置了两个扫描区间，区间一设置为从 0dBm 以 5dBm 间隔递增至 20dBm，区间二设置为从 20dBm 以 1dBm 间隔递增至 28dBm，区间二的间隔设置较小，目的是方便考查功率压缩的情况；
- (5) 对于工作频率扫描，设置为从 2110MHz 以 10MHz 间隔递增至 2170MHz。

对加入匹配网络后功率放大器的增益、输出功率、效率及线性度等特性进行分析。仿真结果如图 3-16 所示, 其中, 上半部分图表示随输入功率变化的特性, 下半部分图表示随频率变化的特性, 依次分别为输出功率/功率附加效率曲线、三阶交调失真曲线、增益曲线、输出功率频谱图, 右下方的游标可以选取不同输入功率或频率点, 从而得到不同情况下的输出功率频谱图。

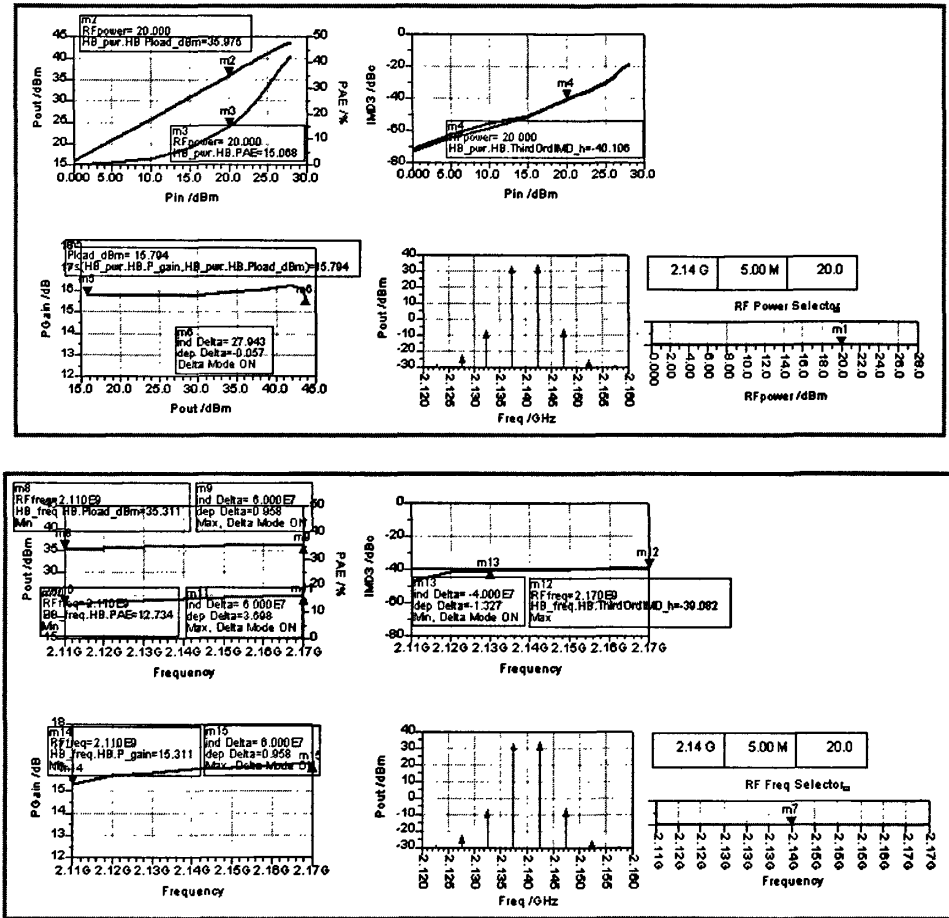


图 3-16 功放的仿真结果

可见, 设计的功率放大器 1dB 输出功率压缩点大于 43dBm, 当输入功率为 20dBm 时, 增益大于 15dB, 平坦度小于 ± 0.5 dB, 输出功率大于 35dBm, 效率为 15%, 三阶交调失真小于 -40dBc。

3.3 功率放大器的优化

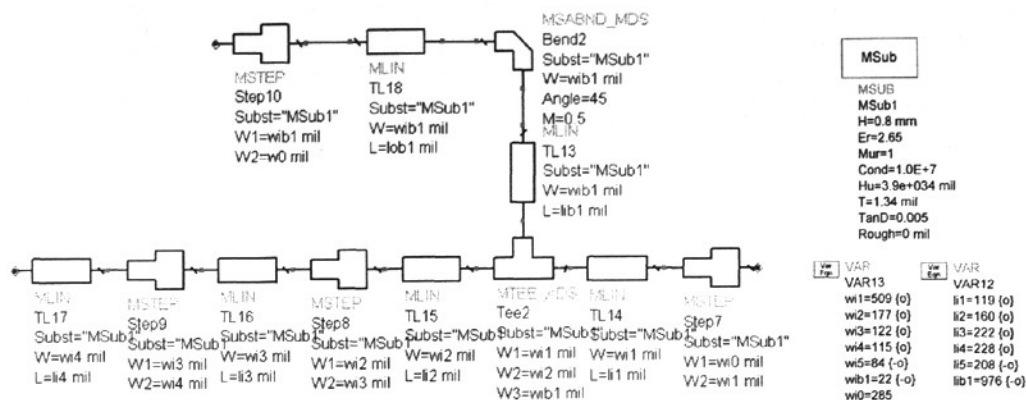
3.3.1 寄生效应的影响及分析

在功率放大器的设计中，由于电路在射频工作，器件受到趋肤效应的影响，寄生效应是一个需要考虑的重要因素。功率放大器的输入输出匹配通常在功率管外实现，以达到更高的 Q 值匹配结构和更低的损耗。各种技术指标均受到匹配网络结构及电路布局的影响，因此需要良好的布局和布线。布局和布线涉及到很多因素，比如元器件的摆放、朝向以及线型线宽等都需要考虑^[28]。

由于在前述的仿真分析中，为了达到更快速更直观的分析，均作了简化处理，使用的理想模型。比如传输线并没有考虑损耗及趋肤效应，也没有考虑不同宽度传输线之间过渡产生的寄生效应，对于 R、L、C 也是使用的理想元件，并未包含其损耗、寄生电容、寄生电感等因素，也未考虑接地通孔的寄生电感等。

在本设计中，为了得到更可靠的仿真结果，使用了更精确的物理模型。比如定义了板材的介电常数、厚度、覆铜量、损耗角正切等参数，使用物理尺寸标称的微带线模型，使用了微带线的过渡段模型，使用了过孔模型，使用了厂商提供的电容、电感的高阶等效模型等。

使用物理模型的电路如图 3-17 所示。该电路以图 3-13、图 3-14 的理想模型为基础，设置介质层 MSUB 的各参数，借助于 ADS LineCalc 工具计算出在工作频率上其实际的物理尺寸，包括线宽和线长。



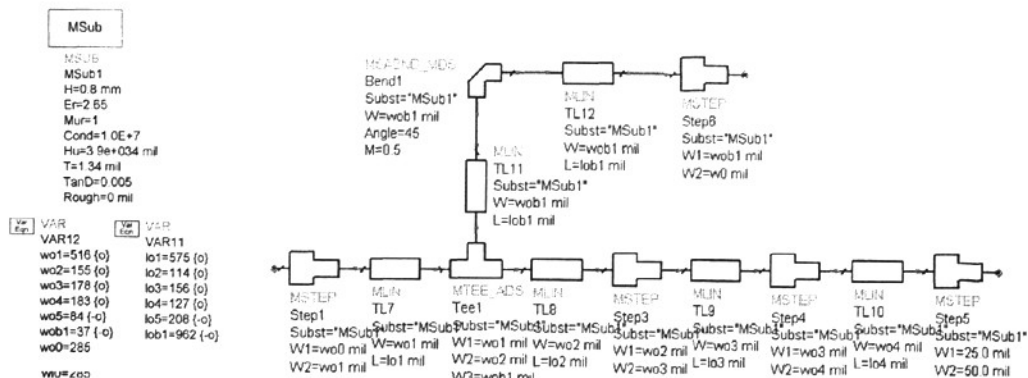


图 3-17 使用物理模型的电路图

接下来，借助于 ADS 中的 Layout 功能生成与物理模型电路一致的布局图，相应的实际布局如图 3-18 所示。

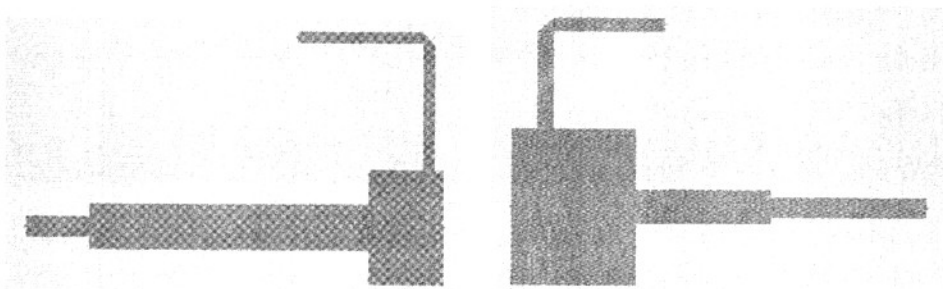


图 3-18 相应的布局图

在此配置下，分别对输入输出网络的布局进行基于 EMDS 的电磁仿真，获取名称为*_emds.ds 的三端口 S 参数后，再带入原功放电路，并将理想元件替换为物理模型进行分析，如图 3-19 所示。其中，三端口 S 参数 SNP2、SNP1 分别代表图 3-18 中实际布局的 EMDS 仿真参数，电容使用 MURATA 提供的实际元件库。

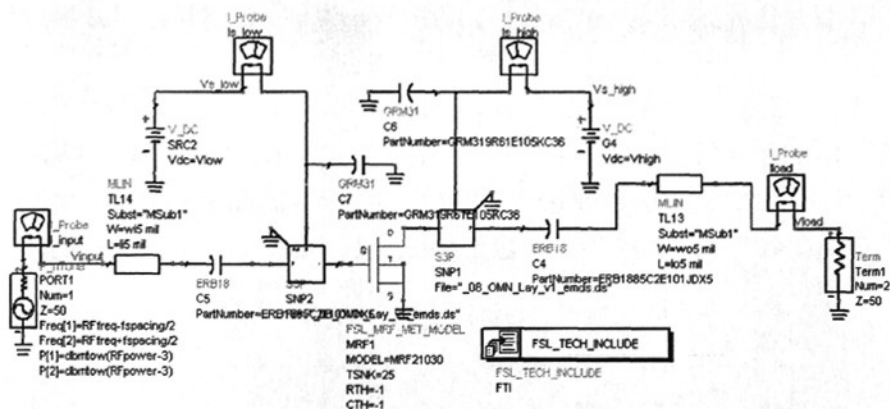


图 3-19 考虑寄生效应的仿真电路

通过电磁仿真与电路仿真相结合的方法,考查各种寄生效应对功率放大器性能的影响,并与前述仿真进行了对比。考虑寄生效应的仿真对比如图 3-20 所示。其中,上半部分为未考虑寄生效应时使用理想模型的仿真结果,下半部分为考虑寄生效应的仿真结果。

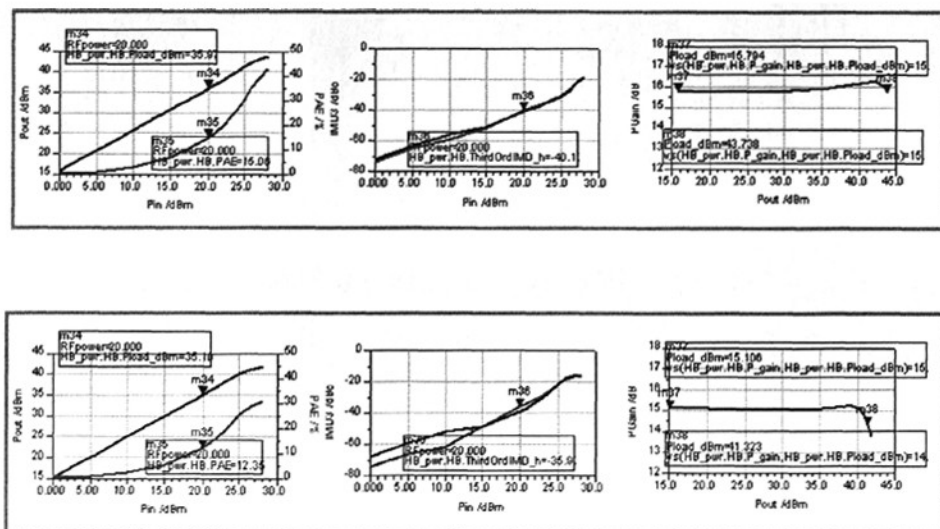


图 3-20 考虑寄生效应的仿真对比

可见,考虑寄生效应后,输出功率与前者相比较早地出现了压缩,效率和线性度均有较大的下降幅度,需对设计的功率放大器进行优化。

3.3.2 优化分析及结果

根据上述分析，寄生效应影响的实质是：输入、输出网络的特性已与理想情况发生了改变。对前后的输入、输出网络特性变化分别进行了仿真，如图 3-21 所示。其中，上半部分为输入网络的特性，下半部分为输出网络的特性。各图中，实线表示未考虑寄生效应时使用理想元件的情况，虚线则表示考虑寄生效应后的情况。

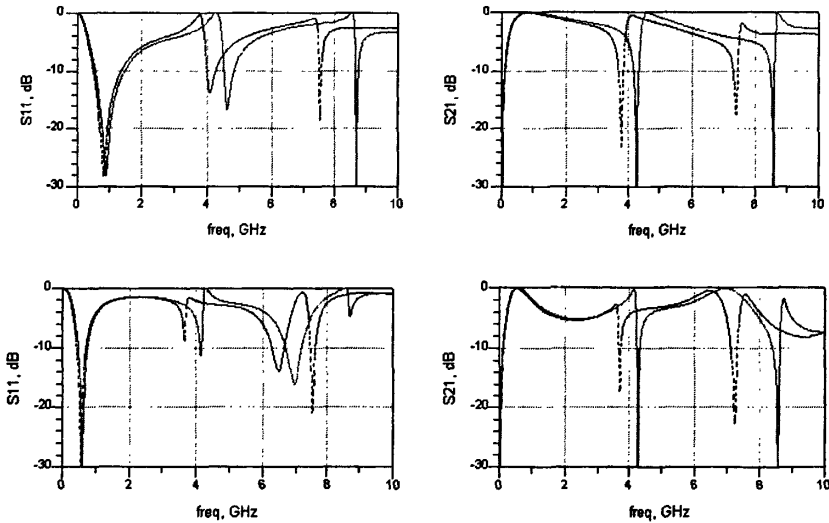


图 3-21 寄生效应下网络特性的变化

可见，频率响应发生了偏移，直接影响了网络原有的谐波抑制能力，从而造成功率放大器性能的下降。因此，优化实际上是改善输入、输出网络的特性。

考虑到在场仿真下进行优化耗时过多，本设计并没有直接对实际布局进行优化，而是间接地通过物理模型优化。首先以图 3-15 为基础，将所有理想元件替换成物理模型，将可调整的参数设置一定的优化区间值，然后直接以功放的增益、输出功率、效率、线性度等指标为优化目标进行设置，经过优化的参数再进行由物理模型到实际布局的转换，对微带线部分单独进行 EMDS 场仿真，然后再代入图 3-19 的电路，经过几次调整使两者的差距缩小，并达到要求。优化设置及最终的结果如图 3-22 所示。

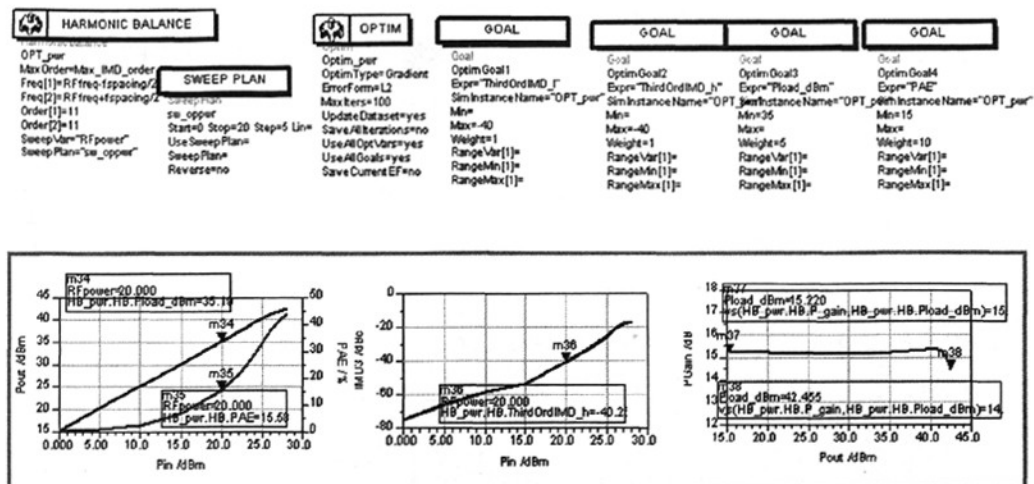


图 3-22 优化设置及仿真结果

此时，当输入功率为 20dBm，功放的增益大于 15dB，输出功率大于 35dBm，效率大于 15%，三阶交调失真小于 -40dBc，仿真结果满足要求。

3.4 本章小结

本章阐述了功率放大器的具体设计与实现过程。首先列出功率放大器的技术指标要求，然后综合考虑各指标进行了器件选择，并借助于 ADS 仿真软件对放大器电路进行了详细的设计，包括偏置设计、稳定性分析、输入输出匹配分析及设计等方面，同时针对寄生效应对功率放大器进行了优化设计，通过仿真分析可知优化后性能指标有所改善。

第四章 功率放大器的实现与测试分析

功率放大器的研制过程是功放电路设计、元器件焊接、箱体设计及装配以及功率放大器调试、测试过程。如何将设计装配好的功率放大器调整到预期的工作状态,使得在其要求的工作频带内具有尽可能高的输出功率、效率、线性度及足够的增益及良好的频率响应,是调整的难点所在。本章主要介绍了功率放大器的调试过程及测试分析,并对测试中出现的问题进行了深入的分析与探讨,并给出了有效的解决方法。

4.1 功率放大器电路的调试

在实际测试中,受功率管参数的影响以及布局、散热等综合因素,会导致实际结果与仿真结果有一定差别。因此需功过调试折中考虑输出功率、增益及平坦度、驻波等性能指标。

功率放大器的调试大体可以分为低频调整和高频调试两个过程:前者主要用于调整放大电路的静态工作点,并消除寄生振荡;后者主要是调整匹配电路使得功率放大器达到预期的指标。

以下从电路方面简要阐述功率放大器的调试过程。通常,用于调试的系统连接框图如图 4-1 所示。

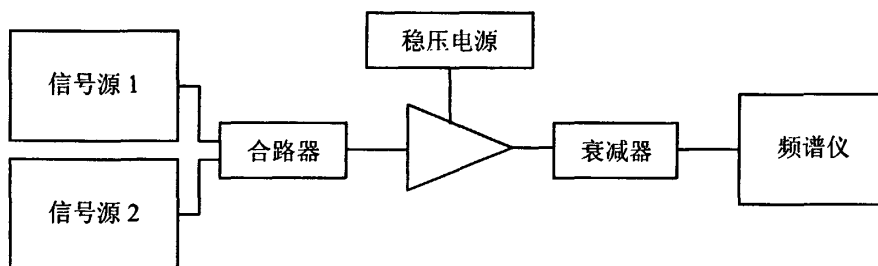


图 4-1 用于调试的系统框图

4.1.1 静态工作点的调整

由于功率管的静态工作电流为 280mA,漏极供电电压为 28V。因此,在调整该功率管的直流工作点时,预先将稳压电源限流在 2A 左右,并将栅极电压调到很小,大约 3V 左右。对功率管的漏极加电,同时注意频谱分析仪在较宽的频

带内有无自激信号。如果有则要首先消除寄生振荡。当频带内无杂波时，慢慢调高栅极电压，同时观察漏极电流。当电流升至 280mA 时，将其中一个信号源调整为小信号输出，打开射频信号输出后，观察此时的小信号增益，同时观察有无寄生振荡。直至自激振荡消除，且静态工作点正常。

在实际调试过程中，当正确接通电压后测得静态工作电流达不到要求。通过观察，发现此时功率管出现低频自激振荡，导致直流偏置电压无法正确偏置功率管。尝试在功率管漏极和栅极偏置处加入 1 μ F 和 10 μ F 的旁路电容后，振荡幅度有一定减小，但仍达不到正常静态电流的要求。尝试在漏极和栅极 1/4 工作波长偏置馈入处分别串接一个 10 Ω 的电阻，低频振荡有明显降低。改为 12 Ω 的电阻，振荡完全消除。至此，功率管工作状态已调整正常。

4.1.2 匹配电路的调试

在调整好静态工作点的条件下，进行匹配电路的调试。调整其中一个信号源为小信号输入，打开信号源射频开关后先观察功率放大器的小信号增益。如果此时增益和输出功率可以满足小信号要求，则慢慢将信号源的功率电平提高，同时观察频谱仪。当功率管输出功率达到接近 1dB 压缩点的时候，观察增益的变化。按照预期的设计，该功率管的单音特性应该满足要求。如果达不到预期指标，需要调试匹配电路。调试的过程主要是对调谐电容的容值、位置以及微带线的宽度和长度的调整。比如，可使用无感镊子将一个 pF 级的贴片电容在输出匹配网络的微带线上滑动，观察频谱仪上的频谱及功率电平的变化，同时注意有无寄生振荡产生。调整好增益、输出功率后，打开另一个信号源，设置相应间隔的频率，慢慢调整两个信号源的输出功率电平，并调整频谱仪带宽范围，观察此时频谱仪上两路信号的输出功率电平值及三阶交调抑制。如果双音特性达不到指标，应重点调试输出匹配电路的调谐电容、直接与漏极相连的微带线宽等。在匹配电路调试过程中，由于已经改变了功率管负载阻抗或源阻抗的值，有可能改变功率管的初始工作点，因此需要反复调整。

4.2 功率放大器的性能测试

在功放的调试工作完成后，需要对其各项指标作全面测试以保证放大器的直流。以下介绍测试方案及测试结果分析。

4.2.1 主要性能参数的测试方案

(1) 增益驻波特性测试

功率放大器的增益和驻波测试框图如图 4-2 所示。使用 Agilent E5071C 网络分析仪作为主要测试仪器。考虑到功率放大器输出功率为 3W，增益为 15dB，为保护仪器，需测试过程中在输出端加入衰减器，衰减量为 15dB。这样，输入网络分析仪 2 端口的功率电平仅为 0dBm 级别，即使功率放大器出现自激等异常现象，也不会损坏仪器。测试之前需要将衰减器、连接电缆和接插件引入的损耗均校准到测量中。

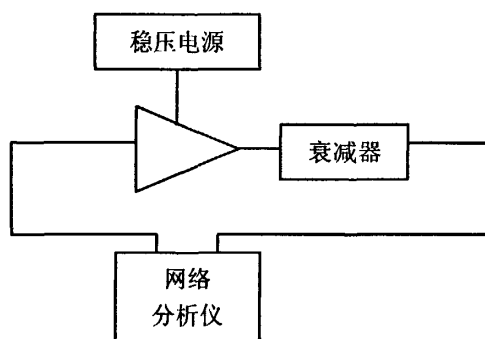


图 4-2 增益驻波特性测试框图

(2) 输出功率特性测试

功率放大器的输出功率测试框图如图 4-3 所示。输入信号由信号源 N9310A 提供，经前置放大器及功率放大器后的输出信号衰减 15dB 后输入功率探头，其输出检波信号，使用功率计测量实际的输出功率。

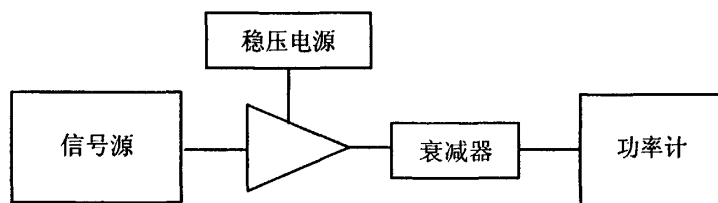


图 4-3 输出功率特性测试框图

(3) 谐波及交调特性测试

功率放大器谐波特性及三阶交调特性测试框图如图 4-4 所示。在测量谐波特性时，使用其中一路信号源，调整频谱仪的带宽范围，获取基波及谐波功率电平。

在测量交调特性时，两个信号源输出两路等幅、频率间隔为 5MHz 的信号，通过 3dB 电桥合成，经前置放大器放大后，输入给被测功率放大器。通过频谱仪获取两个信号的输出基波功率电平及相应的三阶交调功率电平。

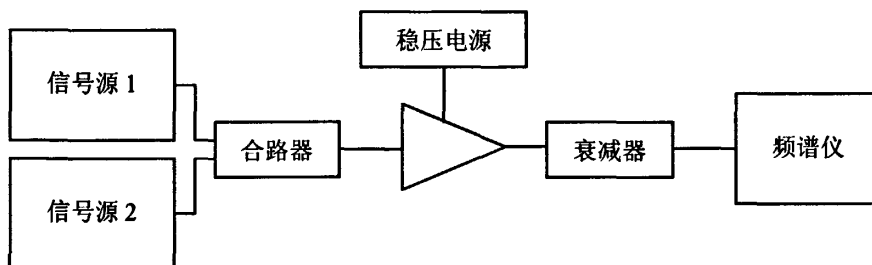


图 4-4 谐波及交调特性测试框图

(4) WCDMA 信号特性测试

WCDMA 信号相关特性包括邻信道功率比 (ACPR)、频谱发射模板、矢量幅度误差 (EVM)、峰值码域误差 (PCDE) 等。由于 WCDMA 信号的这些特性与调制信号密切相关，因此需要使用相应的矢量信号发生器及矢量信号分析仪。功率放大器与 WCDMA 信号相关的特性测试框图如图 4-5 所示。

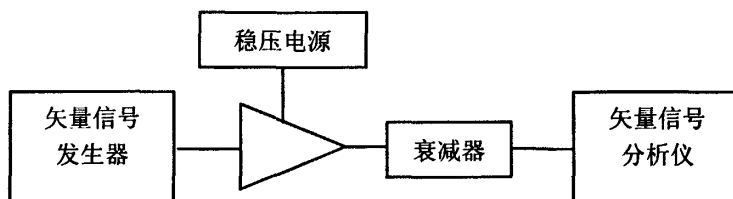


图 4-5 WCDMA 信号特性测试框图

4.2.2 初始测试条件

功率放大器的直流测试条件为：

- (1) 漏极供电 $V_D = 28VDC$ ；
- (2) 栅极供电 $V_G = 3.8VDC$ ；
- (3) 功放静态工作电流 $I_{DS} = 280mA$ 。

下文介绍的射频特性测试均以此作为功率放大器静态工作状态的初始条件。

测试仪器的初始工作状态设置如下：

(1) 衰减器使用固定衰减器, 衰减量为 15dB;

(2) 信号源设置为单载波信号输出, 工作频率设置在 2.14GHz, 输出电平设置为 20dBm;

(3) 频谱仪的中心频率 CENTER 设置于 2.140GHz, 频率范围 SPAN 设置为 1.000GHz, 参考电平 REF 设置为 20dBm, 中频分辨率带宽 RBW 设置为 3MHz, 视频分辨率带宽 VBW 设置为 3MHz;

(4) 网络分析仪先将连接件接入后进行二端口 SOLT 校准, 然后中心频率设置于 2.14GHz, 频率范围设定为 1GHz, 中频分辨率带宽设置为 70kHz, S21 参数的 Ref 值设置为 -20dB, S11 参数的 Ref 值设置为 -10dB。

下文介绍的射频特性测试中, 如无特殊说明, 均按照此作为测试仪器的初始条件。

4.2.3 测试结果及分析

经过调试的功率放大器实物图如图 4-6 所示。

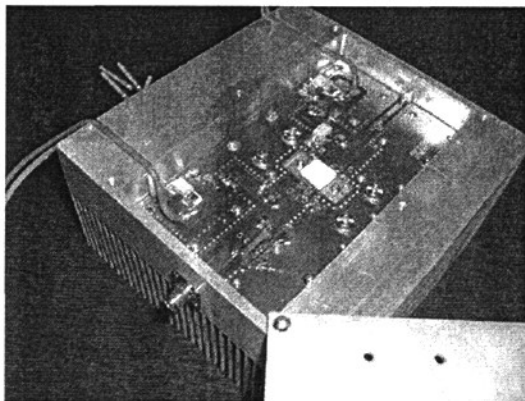


图 4-6 功率放大器的实物图

根据上述测试方案, 对功放进行了测试。由于条件有限, 主要进行了小信号增益驻波测试以及单音信号的测试。

小信号测试主要使用网络分析仪, 其连接框图如图 4-2 所示。测试的结果如图 4-7 所示, 该结果已经去除了衰减器的衰减因子, 其直接反映了功率放大器自身的特性。其中左图为 S11 特性, 右图为 S21 特性。

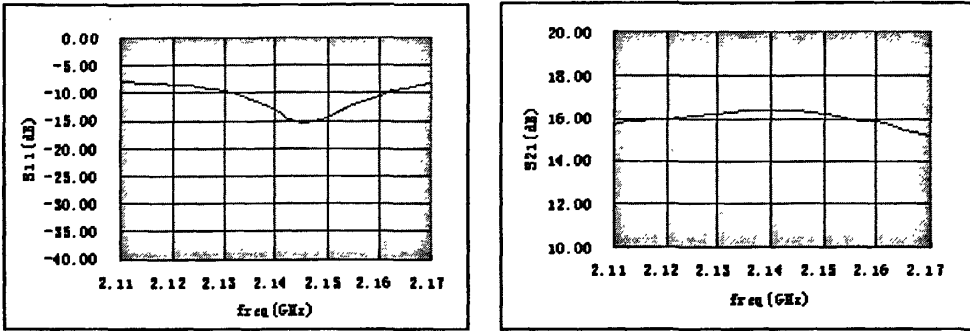


图 4-7 小信号的测试

可见，小信号增益基本满足要求，不过在工作频段的两端有一定的性能降低。若进一步调试输入匹配网络可以得到更好地改善。

单音信号测试主要使用信号源及频谱仪，其连接框图如图 4-4 所示，不过因为是单音测试，仅使用信号源 1，未使用合路器。

先将信号源置于初始测试条件，将信号源输出信号功率设置为由 10dBm 以 1dB 为增量逐级递增至 20dBm ，测得输出功率随输入功率变化的特性，以及增益随输入功率变化的特性，如图 4-8 所示。

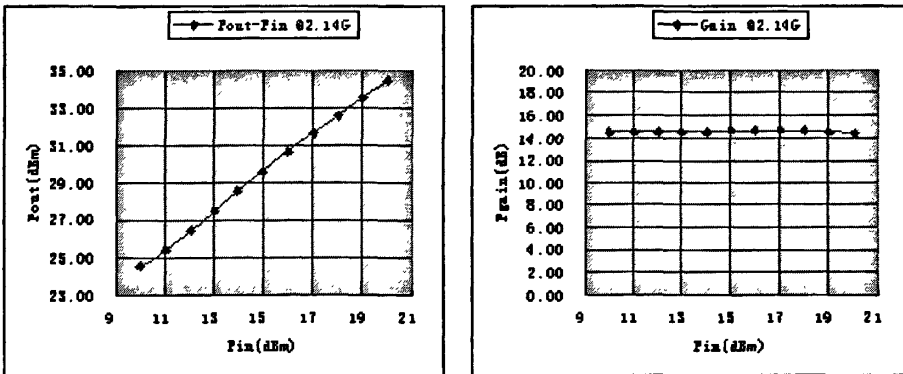


图 4-8 随功率变化的曲线

然后将信号源再置于初始测试条件，将信号源的工作频率设置于由 2.11GHz 以 0.01GHz 为增量逐级递增至 2.17GHz ，测得增益随频率变化的特性，如图 4-9 所示。

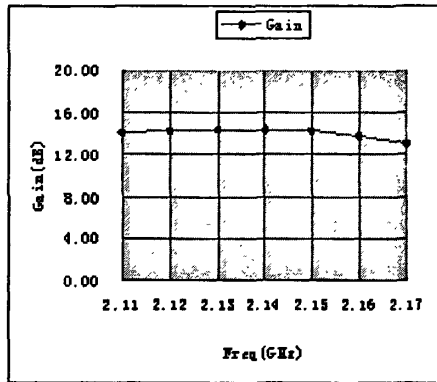


图 4-9 随频率变化的曲线

可见，在输入 20dBm 信号时，输出功率接近 35dBm，增益接近 15dB，平坦度约为 ± 1 dB。

测试结果表明，功放的基本指标接近设计要求。个别指标通过进一步调试，可以得到改善。其它指标还有待进一步测试。

4.3 谐振问题解决方法的探讨

在功率放大器调试过程中，曾出现过谐振问题，即加上屏蔽盒盖后导致参数恶化。一般来说，如果在盒盖上面加入合适的吸波材料，可以达到消除自激现象的作用。出于其它因素的考虑，本设计主要探讨了其它的解决方法。以下先从理论上对屏蔽盒及谐振问题进行理论上的阐述，然后根据微扰理论的分析及 3D 电磁仿真得到可行的解决办法，并进行了测试验证。

4.3.1 理论依据

功放屏蔽盒主要起电屏蔽的作用，应满足一定的电磁兼容条件，尽量减小功放电路的微波辐射信号对整个电路的影响。通常把微带电路（包括有源和无源器件）放入箱体中，工作在其截止频率以下，将会减小微波元件由于辐射信号造成的影响（如减小反馈、增益波动以及改善隔离度等）。对于矩形波导，截止频率的理论方程为^[29]：

$$f_c = \frac{v}{\lambda_c} = \frac{1}{2\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \quad (4-1)$$

对于矩形波导的主模 TE_{10} 来说，其截止频率为：

$$f_c = \frac{c}{2a} \quad (4-2)$$

因此,为使得截止频率大于工作频率,应尽量减小箱体横截面的长边。否则,盒体内就可能产生波导型传播。由于在功放电路中微带线的开路端、跳变及分支结构等不均匀处都会产生微波辐射,电磁场将以波导模式在盒体内空间传播,从而影响功率放大器本身的性能。当反向传播的电磁波构成正反馈时,会导致频带内增益平坦度恶化,在某些频点上会出现尖峰。反馈过强时,将导致自激振荡。同时,当电路工作在接近箱体谐振频率时,部分能量被吸收,因而产生衰减的尖峰^[30]。

一般情况下,可以通过直接减小屏蔽盒体的尺寸来达到提高谐振频率的作用。但是,这往往不容易满足功率放大器电路本身的需求。因此,本文旨在寻找一种变通的办法,既可以不破坏原有电路结构,又能够达到消除谐振现象的作用。该方法为引入穿腔螺钉对原有腔体内的电磁场进行扰动,其依据为微扰理论:腔体的形状或内部填充发生变化时,都会使振荡模式的场分布产生扰动^[31]。

图 4-10 显示了填充腔材料的部分介电常数或磁导率的改变 ($\Delta\varepsilon$ 或 $\Delta\mu$) 使腔体受到的扰动^[29]。

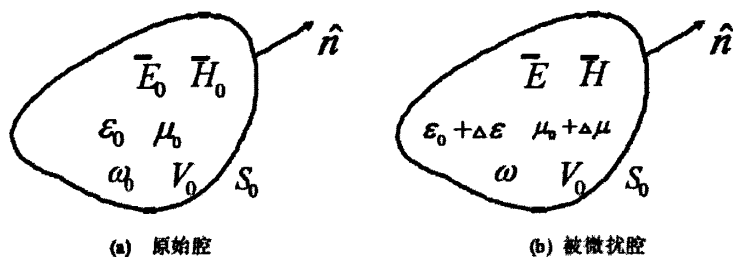


图 4-10 腔内材料的微扰

若 \vec{E}_0 、 \vec{H}_0 是原始腔的场,而 \vec{E} 、 \vec{H} 为被扰动腔体的场,则这两种情况下的 Maxwell 方程可表示为^[29]:

$$\nabla \times \vec{E}_0 = -j\omega_0\mu_0\vec{H}_0 \quad (4-3a)$$

$$\nabla \times \vec{H}_0 = j\omega_0\varepsilon_0\vec{E}_0 \quad (4-3b)$$

$$\nabla \times \vec{E} = -j\omega(\mu_0 + \Delta\mu)\vec{H} \quad (4-3c)$$

$$\nabla \times \vec{H} = j\omega(\varepsilon_0 + \Delta\varepsilon)\vec{E} \quad (4-3d)$$

经过一系列变换,可得到扰动引起的谐振频率改变的精确表达式^[29]:

$$\frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} = \frac{\int_{V_0} (\Delta \epsilon \bar{E} \cdot \bar{E}_0^* + \Delta \mu \bar{H} \cdot \bar{H}_0^*) dv}{\int_{V_0} (\epsilon_0 \bar{E} \cdot \bar{E}_0^* + \mu_0 \bar{H} \cdot \bar{H}_0^*) dv} \quad (4-4)$$

4.3.2 仿真分析与测试结果

根据上述原理,对使用穿腔螺钉的方案进行了仿真分析。借助于有限元分析仿真软件 Ansoft HFSS 对屏蔽盒部分进行简化建模,并采用本征模式进行仿真。首先,对原屏蔽盒的谐振频率进行分析,如图 4-11 所示。其中,屏蔽盒的底面位于 xy 屏幕,纵截面于 xz 平面,整个屏蔽盒以 y 轴对称,其尺寸设置如下:长边为 125mm,宽边为 90mm,高度为 20mm。

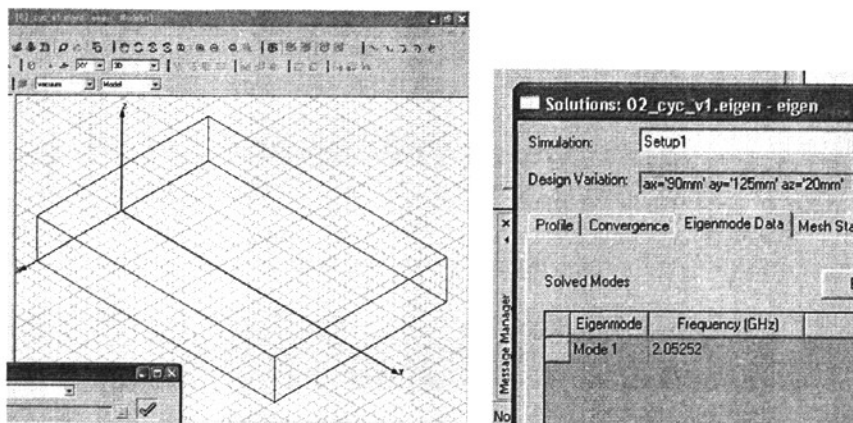


图 4-11 原屏蔽盒的仿真分析

仿真得到的最小谐振频率约为 2GHz,与用公式计算的结果一致。显然,该频率小于工作频率,是造成谐振的主要原因。

一般方法是采用金属板来减小谐振腔的尺寸以提高谐振频率。采用两块金属挡板隔离建模,再进行屏蔽盒谐振频率的分析,如图 4-12 所示。其中,金属板的长度与高度与屏蔽盒一致,而厚度则设置为 1mm。两块金属板的 x 方向间距设置为 20mm。

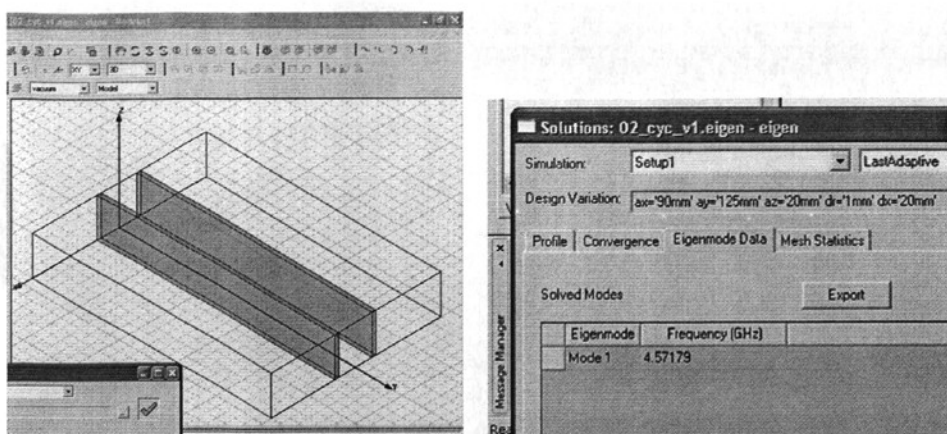


图 4-12 采用金属板的仿真分析

此时，仿真得到的最小谐振频率约为 4.5GHz，与理论相一致。

接下来，根据前述原理，在屏蔽盒内使用螺钉进行微扰。这里先采用五组穿腔螺钉，每组内两颗螺钉的 x 方向间距与金属挡板的间距保持一致，为 20mm，而其 y 方向的间距也设置为 20mm。分析两者的效果差异，如图 4-13 所示。

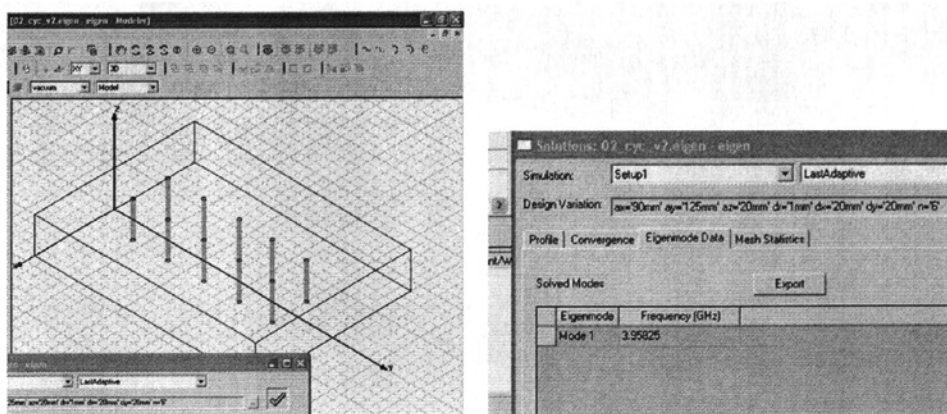


图 4-13 采用穿腔螺钉的仿真分析

可见，此时谐振频率约为 4GHz，较之前者有一定下降。不过，相对于原屏蔽盒来说，该值已经提高了近一倍，效果很可观，初步验证了该方法的有效性。

为了进一步分析螺钉的位置关系与谐振频率的关系，进行了以螺钉两个方向间距 dx 、 dy 为变量的参数扫描，结果如图 4-14 所示其中，横轴为 dx ，设置为从 10mm 以 10mm 为间隔增至 70mm， dy 则设置为从 12mm 以 6mm 为间隔增至 30mm，分别对应图中由上至下的四条曲线。

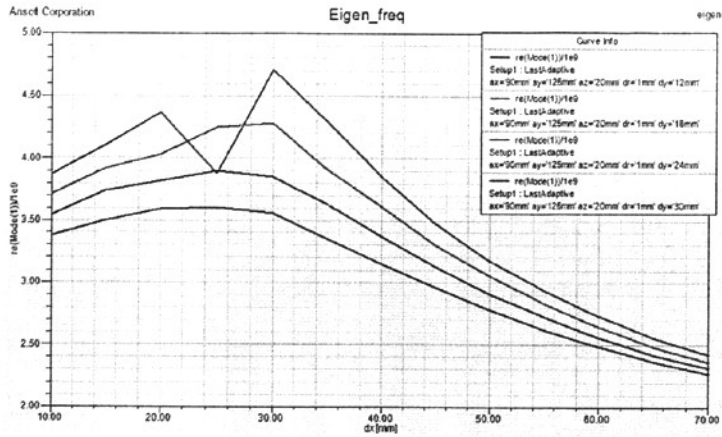


图 4-14 参数扫描的仿真分析

可见螺钉在 y 方向的间距越小，其谐振频率越高；而其 x 方向的间距约为 30mm 左右时，谐振频率达到最大值。

这样，就大致确定了螺钉的间距。同时，考虑布局的限制，对间距进行一定的调整，最终采用六组螺钉，其布局如图 4-15 所示。完整的屏蔽散热装置模型如图 4-16 所示。

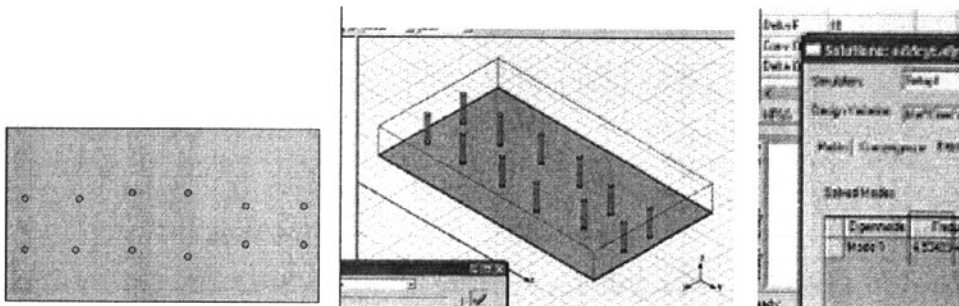


图 4-15 穿腔螺钉的布局及仿真

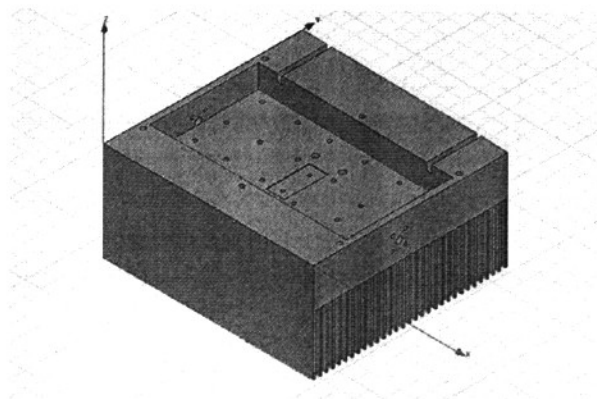


图 4-16 屏蔽散热装置模型图

仿真结果显示,其谐振频率大于 4.5GHz。在此基础上,还模拟了其对于传输线的传输特性的影响。仿真模型及其电场分布如图 4-17 所示。可见,其场分布基本位于两侧穿腔螺钉之间的区域,起到了抑制谐振的作用。

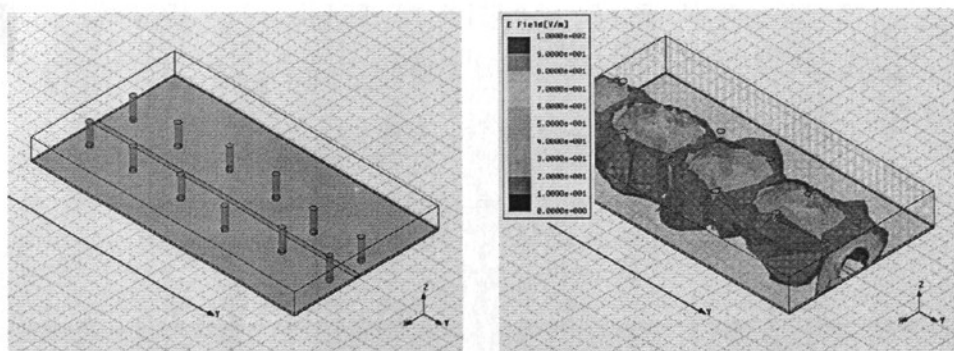


图 4-17 加入传输线的仿真

使用穿腔螺钉的功率放大器如图 4-18 所示。其实测情况如图 4-19 所示,分别为功放放在无屏蔽盒盖、直接加屏蔽盒盖以及屏蔽盒盖加穿腔螺钉三种情况下,测试的 S11 与 S21 参数。

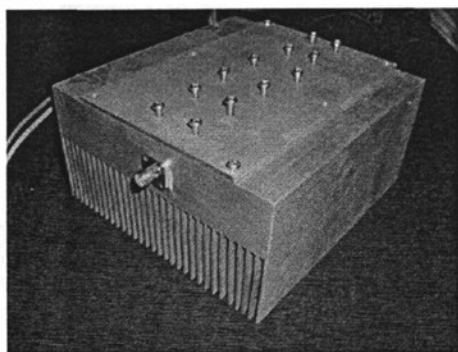


图 4-18 加入穿腔螺钉的功放

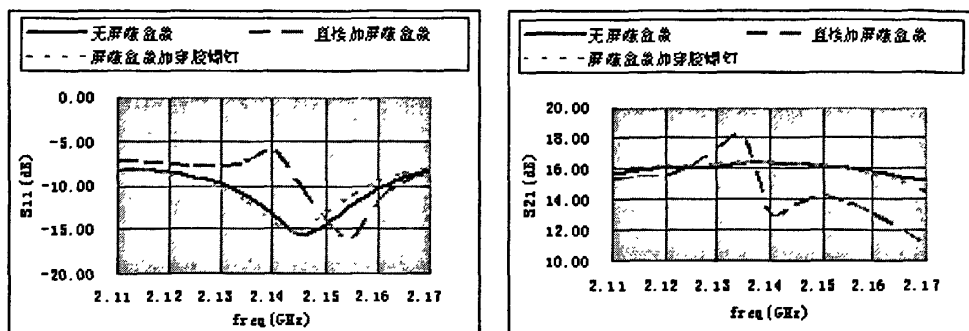


图 4-19 S 参数的测试

其中，实线表示最开始不加屏蔽盒盖时测得功放的特性，虚线表示直接盖上屏蔽盒盖时测得功放的特性，点划线则表示盖上屏蔽盒盖后加穿腔螺钉时测得功放的特性。

可见，在直接加屏蔽盒盖的情况下，传输特性在工作频段内确实受到了很大的影响。通过加穿腔螺钉的方法，使得传输性能又回到了正常状态，其特性几乎与未加屏蔽盒盖时一致。这样，通过实际测试进一步验证了该方法的有效性。

4.4 本章小结

本章主要介绍了功率放大器的调测过程。首先阐述了功率放大器电路的调试步骤、方法以及注意的问题，接着对功率放大器进行测试，为不同的测试参数提供了相应的测试方案，给出了测试结果，然后对调测中出现的谐振问题进行了分析与探讨，并结合理论依据给出了解决方法，并通过仿真及实测试验证了其有效性。

第五章 功率放大器的改进

在前述功率放大器设计的基础上,本文继续探讨了可能的改进设计方法,以期深度挖掘功率管的潜力,进一步提高功率放大器的输出功率、附加效率及线性度等综合指标。

5.1 谐波集合牵引技术

本文前述的功率放大器的设计基于通常的负载牵引技术。尽管本文已经通过引入多项参数的牵引,并通过双向牵引来改善放大器的各项指标。不过,这种通常的负载牵引技术仅强调了基波负载对功放性能的影响,却常常忽略了副载波及各次谐波负载及源阻抗对它的影响。因此,本文就这一问题开展了进一步的研究。

5.1.1 通常的牵引技术

功率放大器设计中,为获得满足输出功率指标的最佳负载/源阻抗的确定解,通常采用负载/源牵引技术。基于负载牵引测量的数据能够精确地描述实际非线性功率器件的功率输出特性。它在 Smith 圆图上能直观地给出一系列等功率输出圆,设计者可选取适当的负载阻抗获得所需的功率输出从而进一步设计匹配电路。

由于功率放大器的输出功率能力与输出匹配电路呈现一定的关系,功率器件的输出端负载约束了功率管的输出电压波与电流波,从而决定了输出功率。功率管的最佳负载阻抗通常是器件非线性等效电路模型中内在的电流源的阻抗。由于器件寄生元件影响,最佳负载阻抗被端接在功率管本征器件的外部。理论上仅有一个负载阻抗值可获得最大输出功率^[7]。

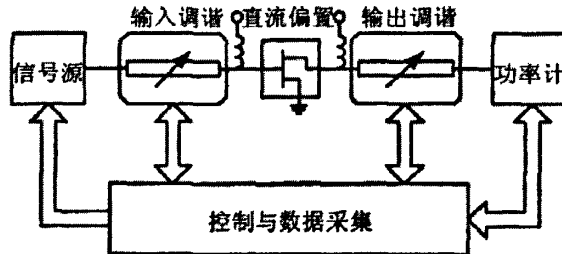


图 5-1 负载牵引测量的原理

负载牵引测量装置如图 5-1 所示。通过改变被测功率管的输出端负载阻抗，同时测量端接该负载时的输出功率。输入调谐电路对每个测量点的输入匹配重新调整，使得输入端共轭匹配，以获得恒定的输入功率值。输出调谐电路则改变功率管的端接负载阻抗，功率计测量出不同负载阻抗值条件下的输出功率。

所测得的负载牵引数据在 Smith 圆图上为一些了等输出功率曲线。通过负载牵引曲线可得到给定端接负载阻抗对应的最大输出功率，典型的曲线如图 5-2 所示^[16]。

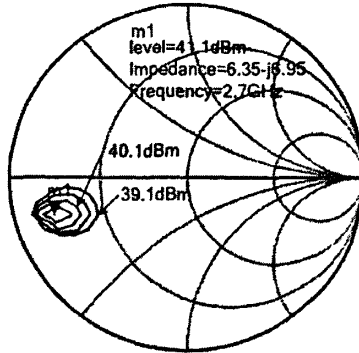


图 5-2 典型的负载牵引测量曲线

5.1.2 改进的牵引及其分析

通常的负载牵引技术仅强调了基波负载对功放性能的影响，却常常忽略了副载波及各次谐波负载及源阻抗对它的影响。本文将基波、副载波及各次谐波统称谐波集合，重点考查其对功率放大器各项性能的影响。通过改进的基于谐波平衡的谐波集合负载/源牵引，获得基波、副载波及各次谐波的最佳负载及源阻抗^[32-34]。谐波集合的负载/源牵引的示意图如图 5-3 所示。

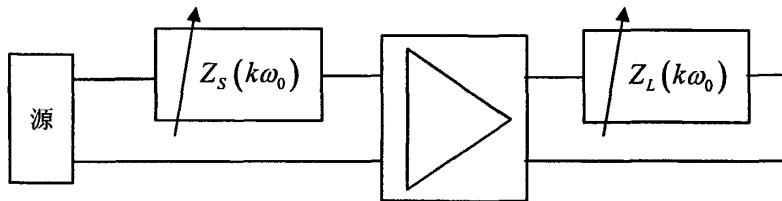


图 5-3 谐波集合牵引的示意图

谐波负载可表示为如下的矩阵形式：

$$Z = \begin{bmatrix} Z_L(0\omega_0) & Z_L(1\omega_0) & \dots & Z_L(N_H\omega_0) \\ Z_S(0\omega_0) & Z_S(1\omega_0) & \dots & Z_S(N_H\omega_0) \end{bmatrix} \quad (5-1)$$

其中, N_H 为仿真中的谐波次数。 $Z(k\omega_0)$ 表示为端口的第 k 次谐波负载, 其中 $0\omega_0$ 代表直流分量。

仿真公式表达为:

$$E(X, Z) = 0 \quad (5-2)$$

其中, E 是谐波平衡误差矢量, X 是所有谐波集合状态变量集。 E 的第 k 个子矢量可表述为:

$$E_k(X, Z) = A(k\omega_0, Z)\phi(X, Z) + B(k\omega_0, Z)\psi(X, Z) + D(k\omega_0, Z) \quad (5-3)$$

式中, $0 \leq k \leq N_H$ 。 A 和 B 为电路矩阵, D 为激励函数集, ϕ 和 ψ 分别为各端口的瞬时电压与电流的谐波矢量。

具体的方法为, 每一步对 Z 的一个分量在限定的阻抗平面内采样, 而其它分量保持常量。在每一个采样点都进行双音谐波平衡的仿真, 从而求解特定的电路响应, 从而确定与设计指标有关的最佳谐波集合的阻抗。

以图 3-7 的电路图为基础, 初始条件如下:

(1) 漏极电压设置为 28V, 栅极偏置电压设置为 3.8V, 静态工作电流为 278mA;

(2) 负载及源阻抗在变量单元中设置为矩阵形式, 其元素为基波、副载波及各次谐波的阻抗。基波阻抗初始值设置为 10 欧姆, 其余阻抗初始值设置为 500 欧姆;

(3) 谐波平衡设置为双音分析, 共考虑 7 次谐波, 频率设置为中心频率 2140MHz, 双音间隔设置为 5MHz, 信号源资用功率设置为 20dBm。

在仿真分析中, 对负载 (分别表示为实部 R_L 与虚部 X_L 的组合) 基波阻抗、副载波阻抗、各次谐波阻抗分别进行扫描。其中, R_L 的扫描范围设置为 0~100 欧姆, X_L 的扫描范围设置为 -100~100 欧姆。从而考察不同类型的负载对输出功率 (Pload)、功率附加效率 (PAE)、三阶交调失真 (IMD3) 及二、三次谐波失真 (HD2、HD3) 的影响, 如图 5-4 至图 5-6 所示。

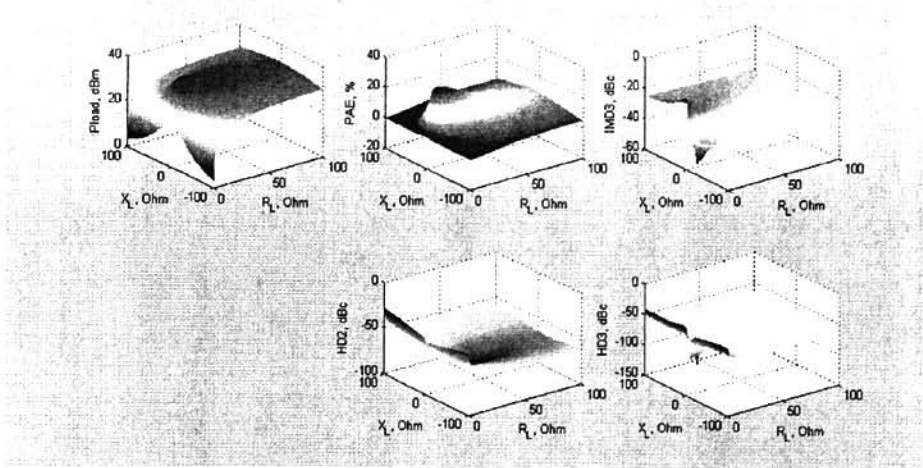


图 5-4 基波负载特性

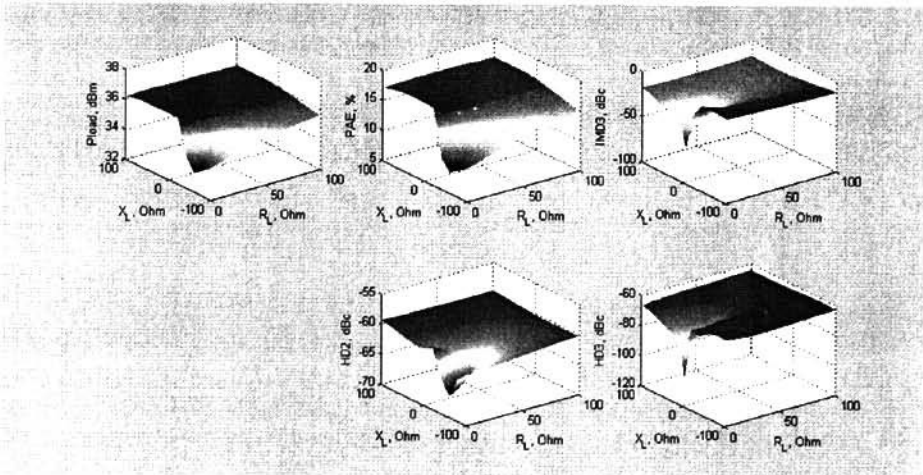
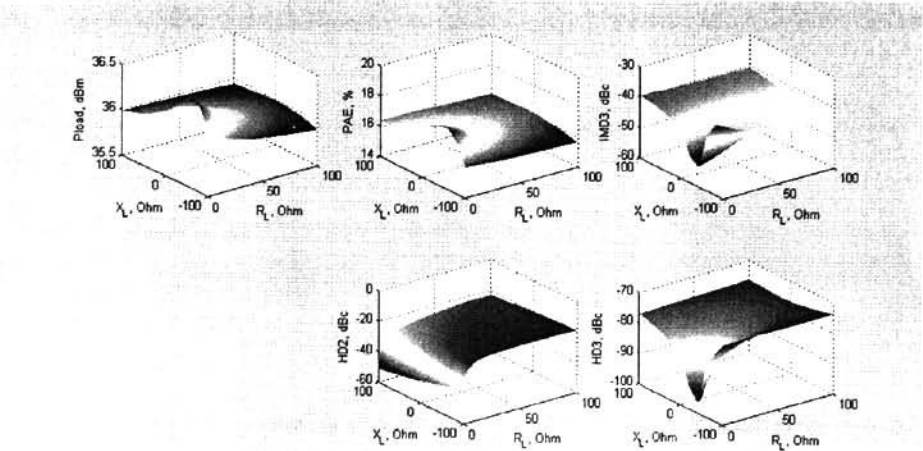


图 5-5 副载波负载特性



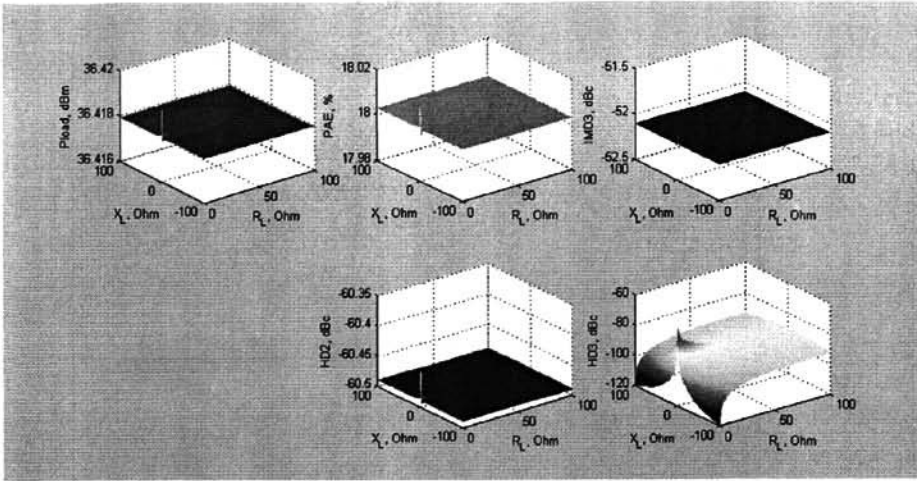


图 5-6 二、三次谐波负载特性

可见，基波负载对各指标的影响都很大，对于输出功率、功率附加效率及三阶交调抑制都有明显的极值点，且相对输出功率和附加效率来说，三阶交调抑制的极值点与之有一定差距；副载波负载在一定阻抗范围内会造成输出功率及效率的下降，同时对三阶交调抑制及谐波抑制的影响较大；二次谐波负载主要影响谐波抑制及交调抑制的特性，对输出功率及效率也有较小幅度的影响；三次谐波负载仅对三次谐波失真有一定影响，对其它参数几乎不随之变化。

接下来，同理考察源阻抗基波阻抗、副载波阻抗、各次谐波阻抗对输出功率（Pload）、功率附加效率（PAE）、三阶交调失真（IMD3）及二、三次谐波失真（HD2、HD3）的影响，如图 5-7 至 5-9 所示。

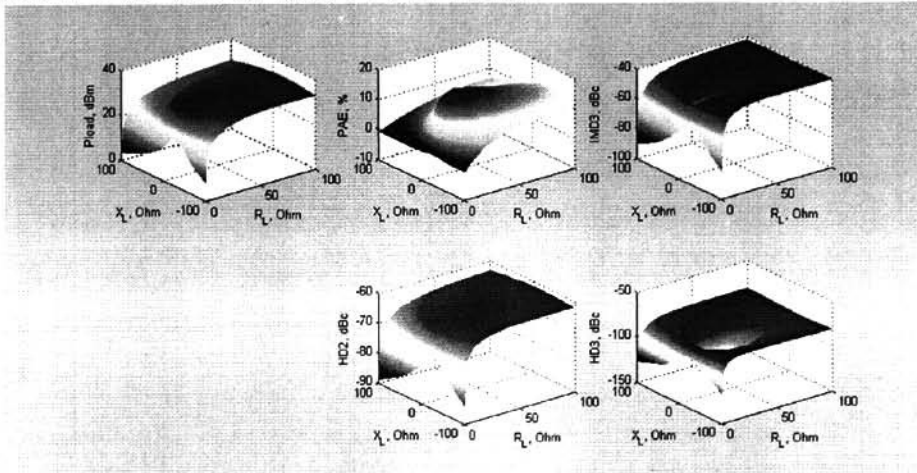


图 5-7 基波源阻抗特性

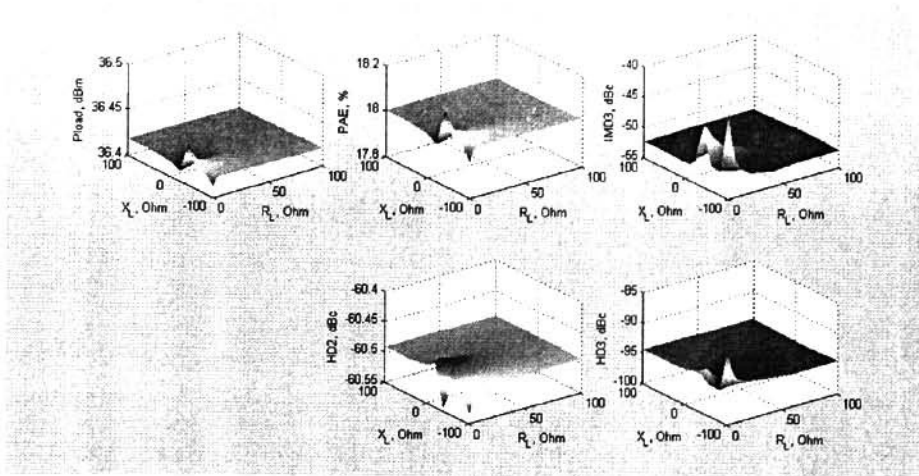


图 5-8 副载波源阻抗特性

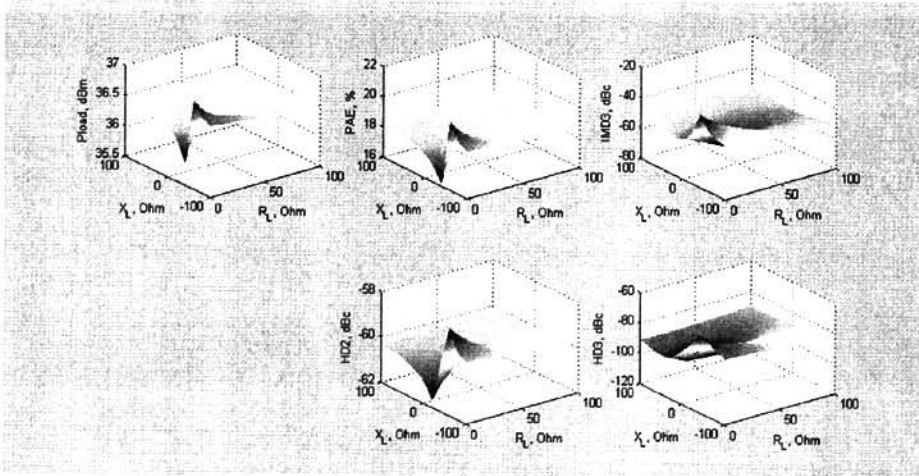


图 5-9 二次谐波源阻抗特性

可见，基波源阻抗对输出功率、功率附加效率的影响最大，另外在一定的阻抗范围内会造成三阶交调抑制及谐波抑制特性的下降；副载波源阻抗在大部分阻抗范围内对各性能参数影响较小，不过要避免出现其中几个奇点阻抗；二次谐波源阻抗主要考虑对其谐波抑制及三阶交调抑制的影响，对其它参数也有一定的影响。

参照上述分析的负载及源阻抗对各参数的影响，接下来对负载及源端口依次进行调谐，分析其牵引特性，并得出相应的基波阻抗、副载波阻抗及二、三谐波阻抗的解析解。

先将负载阻抗集合设置为 $Z_L(0\omega_0)=1+j*0$ 、 $Z_L(1\omega_0)=10+j*0$ 、 $Z_L(2\omega_0)=1+j*0$ 、 $Z_L(3\omega_0)=100+j*0$ ，并将源阻抗集合设置为 $Z_S(0\omega_0)=1+j*0$ 、 $Z_S(1\omega_0)=10+j*0$ 、 $Z_S(2\omega_0)=1+j*0$ 。

对二次谐波源阻抗进行牵引，特性如图 5-10 所示。其中，上半部分为牵引等位线，分别对应于输出功率、功率附加效率、三阶交调抑制、二次及三次谐波抑制特性；下半部分为阻抗择取图，显示了对应于择取点的阻抗值、五项参数指标及谐波、三阶交调频谱示意图。

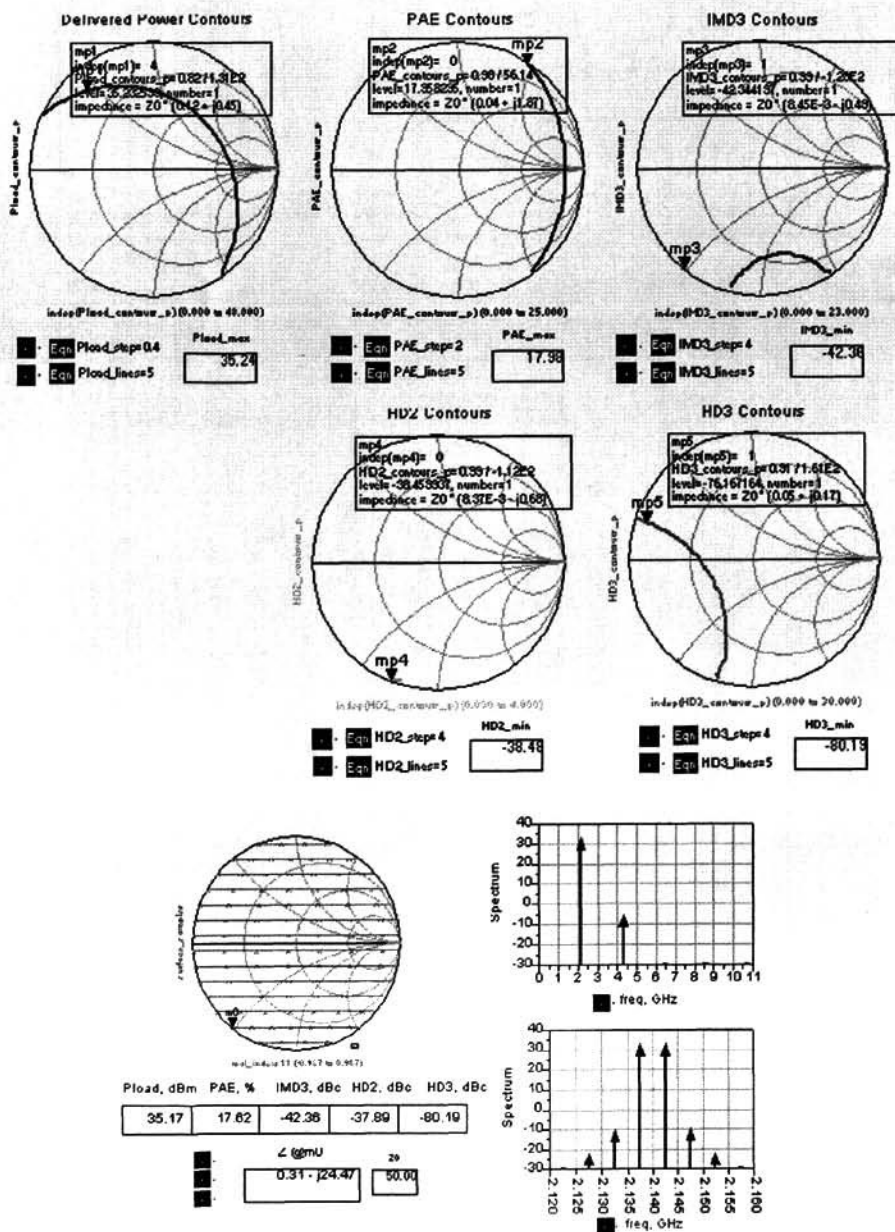


图 5-10 二次谐波源牵引

主要依据谐波抑制及三阶交调抑制选取二次谐波源阻抗

$Z_S(2\omega_0) = 0.3 - j * 22$ 。代入该阻抗后，对副载波源阻抗进行牵引，特性如图 5-11 所示。

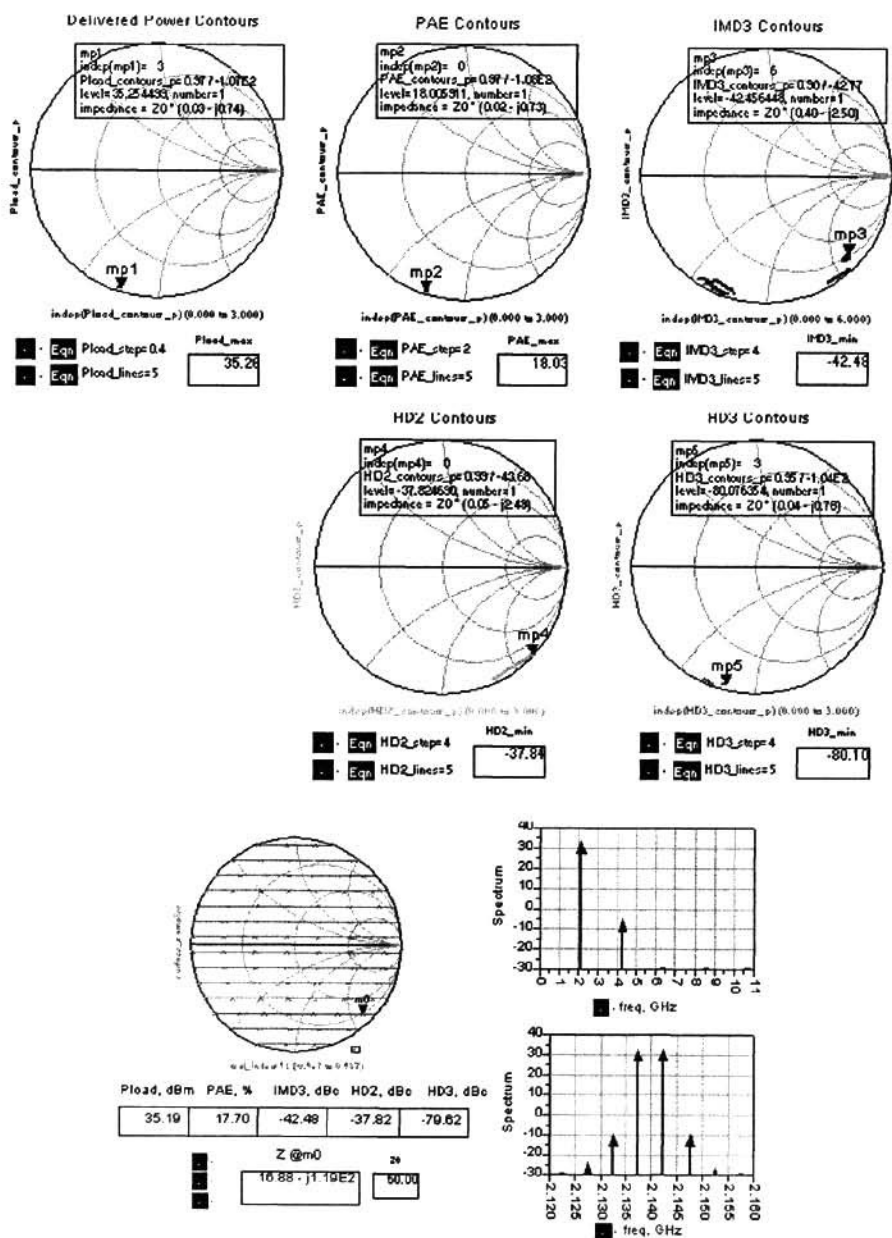


图 5-11 副载波源牵引

综合考虑各项指标，选取副载波源阻抗 $Z_S(1\omega_0) = 27 - j * 36$ 。接下来，对基波源阻抗进行牵引，特性如图 5-12 所示。

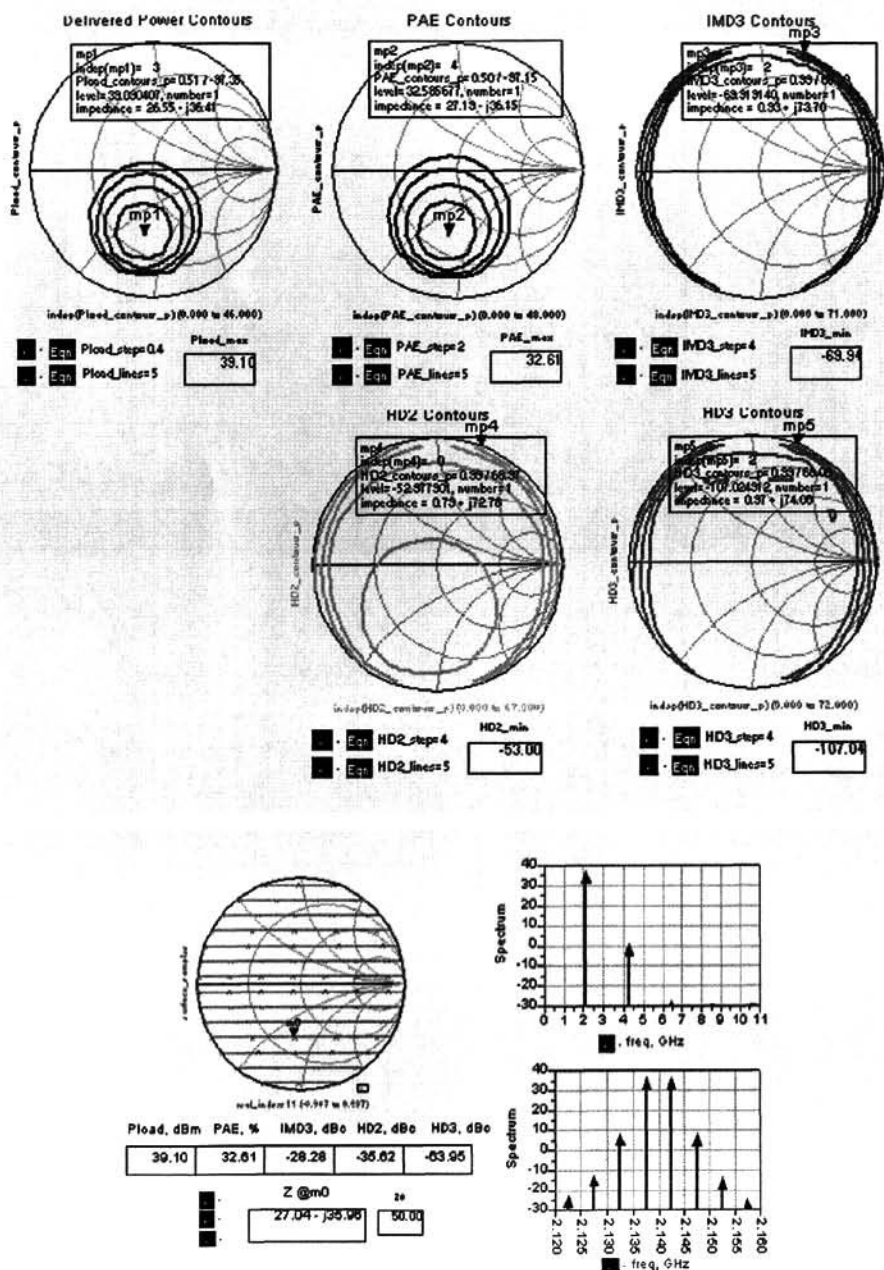
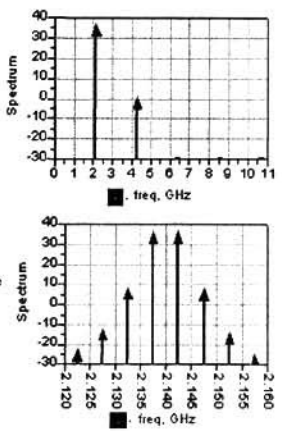
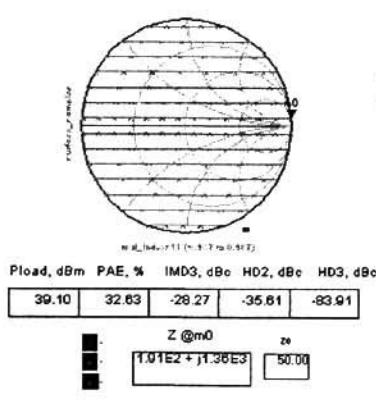
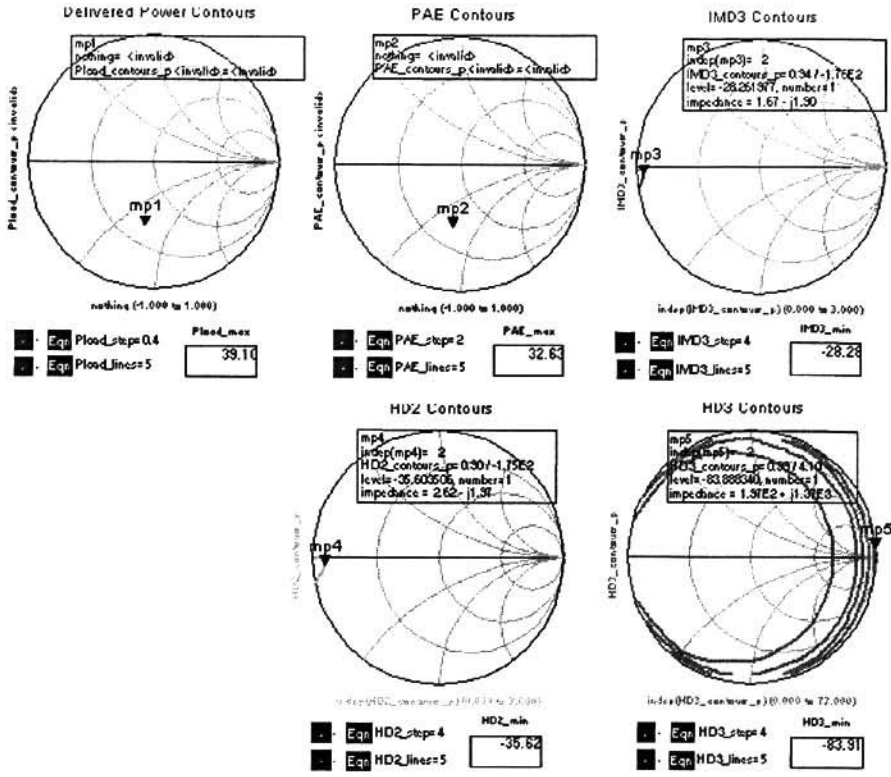


图 5-12 基波源牵引

主要依据输出功率及功率附加效率两项指标，选取基波源阻抗 $Z_s(0\omega_0) = 17 + j \cdot 100$ 。然后，对三次、二次谐波负载阻抗进行牵引，特性如图 5-13 所示。



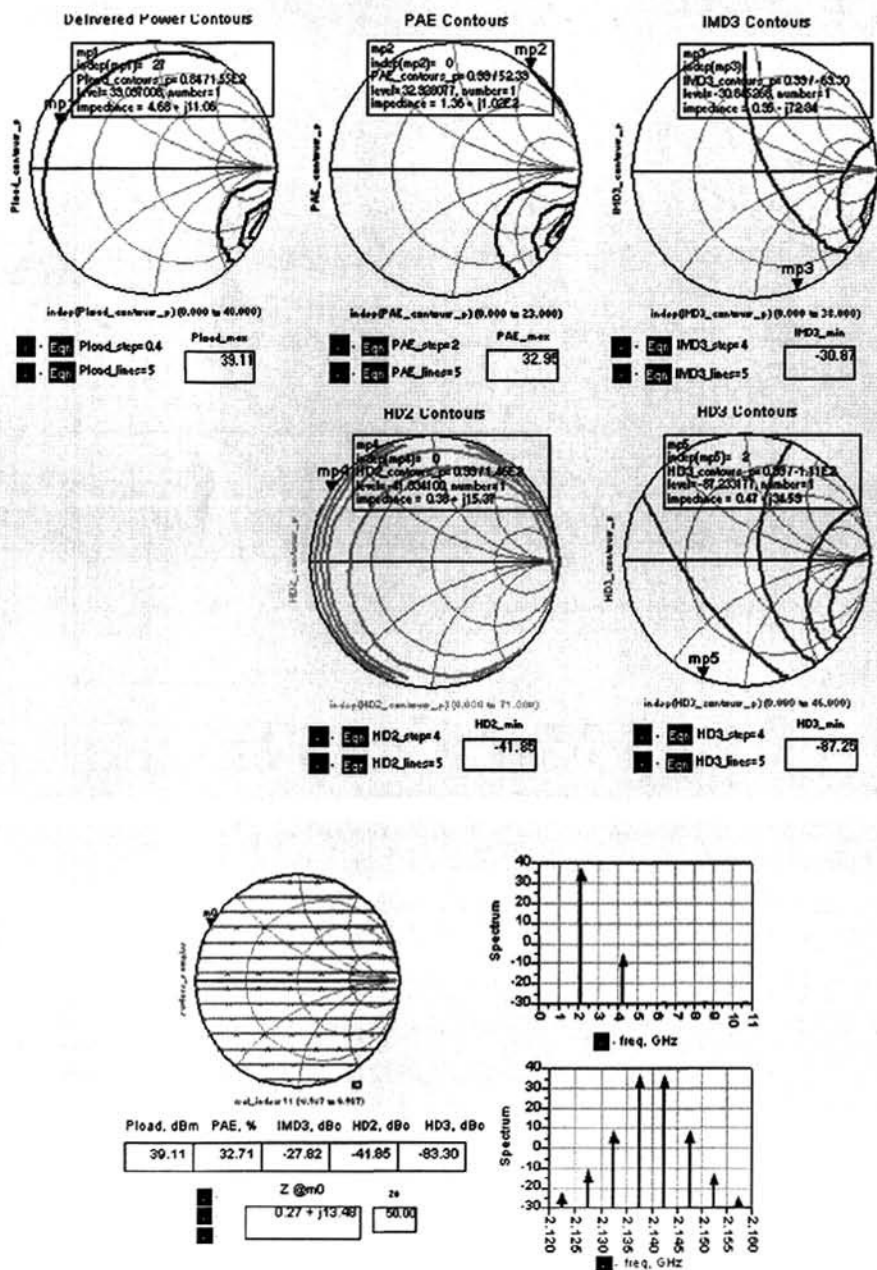


图 5-13 谐波负载牵引

依据三次谐波抑制选取 $Z_L(3\omega_0) = 200 + j \cdot 1500$ ，再根据输出功率及二次谐波抑制选取 $Z_L(2\omega_0) = 0.3 + j \cdot 13.5$ 。接下来，对副载波负载阻抗进行牵引，其特性如图 5-14 所示。

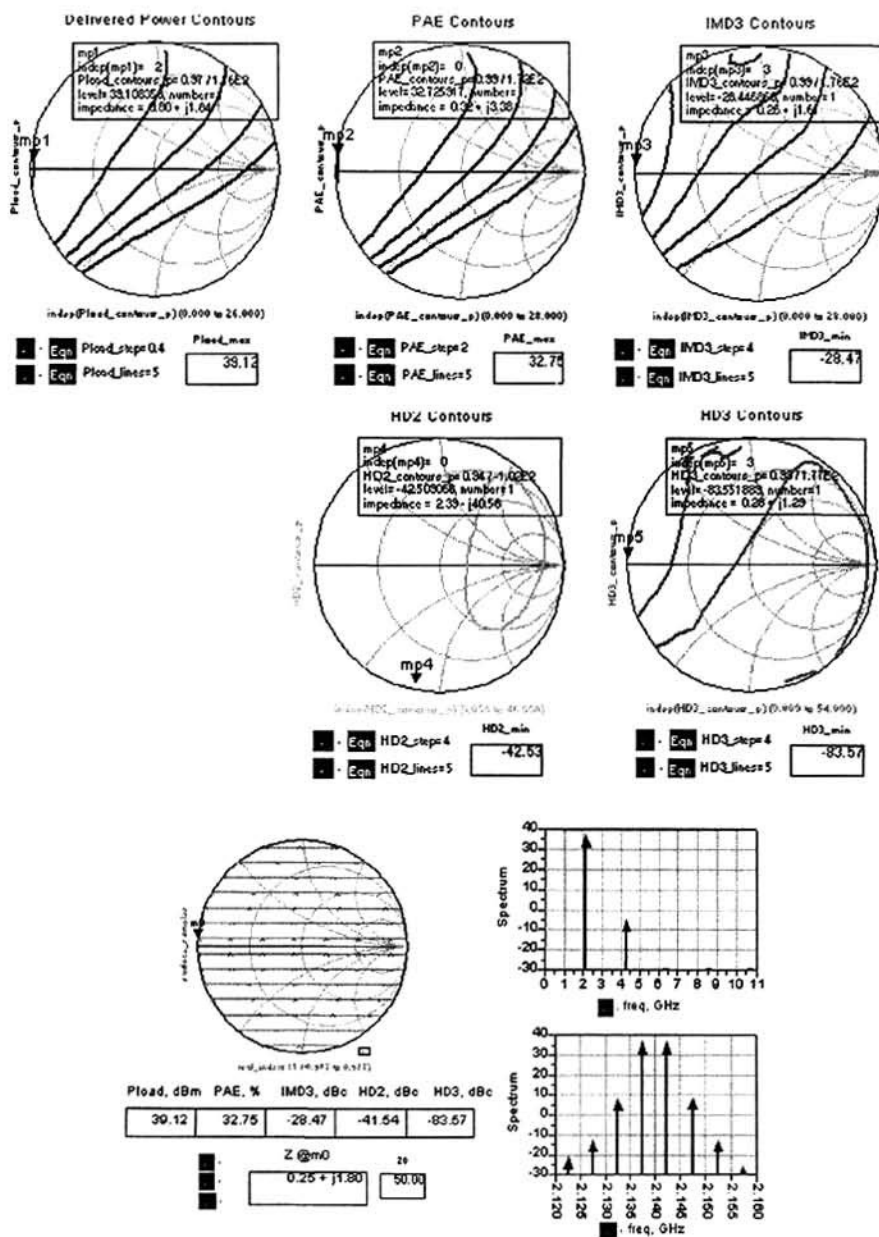


图 5-14 副载波负载牵引

选取 $Z_L(0\omega_0) = 0.3 + j \cdot 1.6$ 后, 对基波负载阻抗进行牵引, 其特性如图 5-15 所示。综合考虑各项指标, 选取基波负载阻抗 $Z_L(1\omega_0) = 15.2 - j \cdot 11.9$ 。

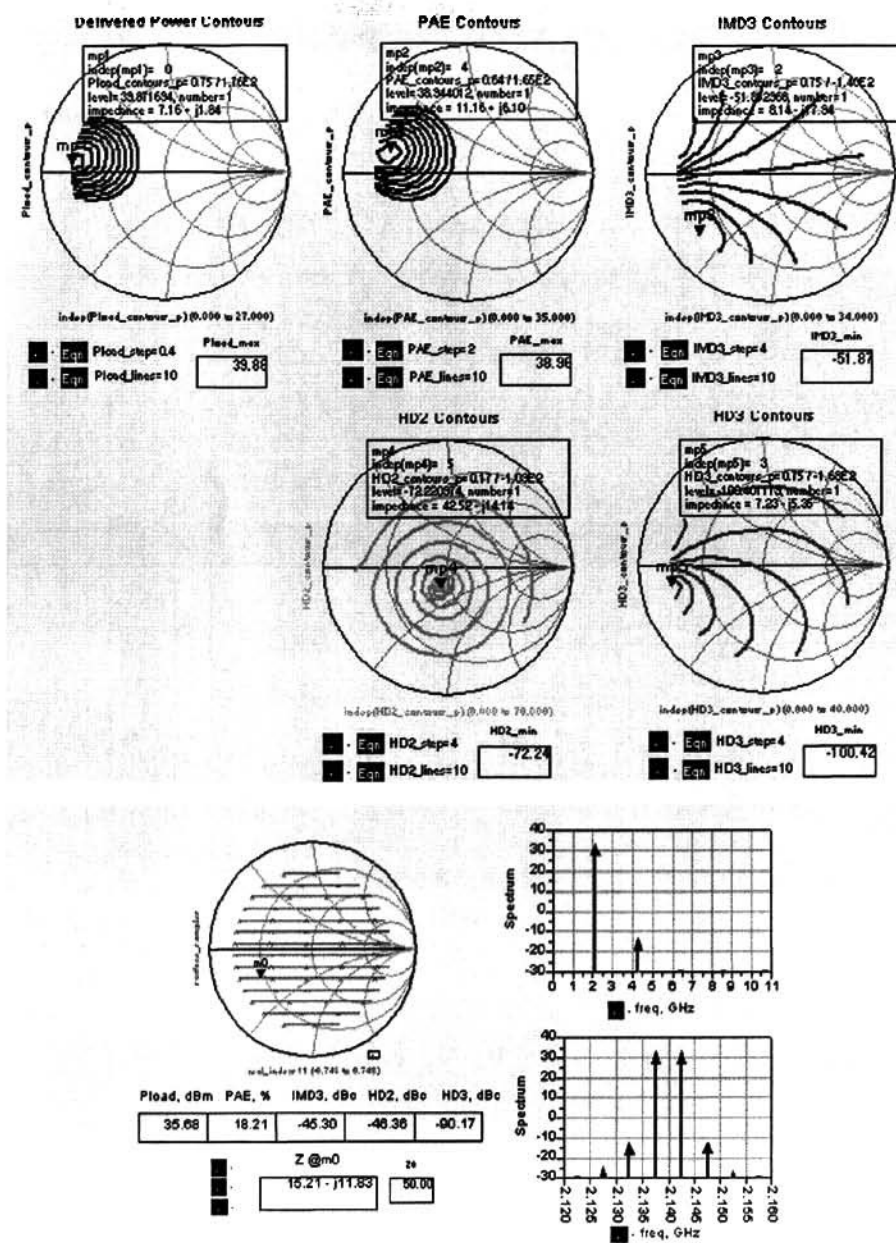


图 5-15 基波负载牵引

通过以上分析,可知谐波集合负载及源阻抗对功率放大器性能的影响,尤其是除了基波之外,副载波及二次谐波的影响不能忽略。同时,通过谐波集合牵引可以带来功率放大器性能的提升,带来更优的输出功率、效率及线性度。

5.1.3 改进前后的比较

为了说明基于谐波集合牵引技术的改进设计的效果，在 ADS 仿真中对改进前后功率放大器的特性进行了对比。

改进前的基于通常负载牵引技术的负载阻抗及其性能如图 5-16 所示。

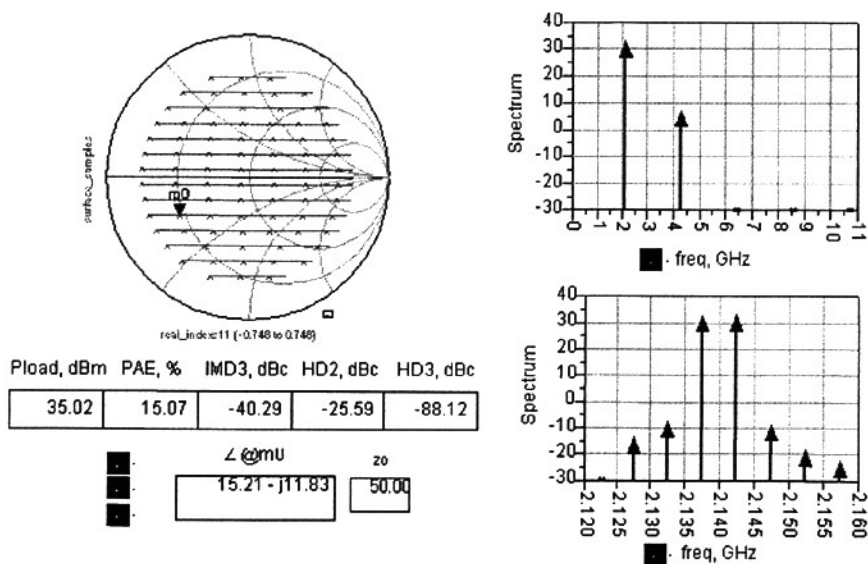


图 5-16 改进前的负载阻抗及其性能

此时，输出功率为 35dBm，功率附加效率为 15%，三阶交调失真为-40dBc，二次及三次谐波失真分别为-25dBc 及-88dBc。

改进后的基于谐波集合牵引技术得到的阻抗及其性能如图 5-17 所示。

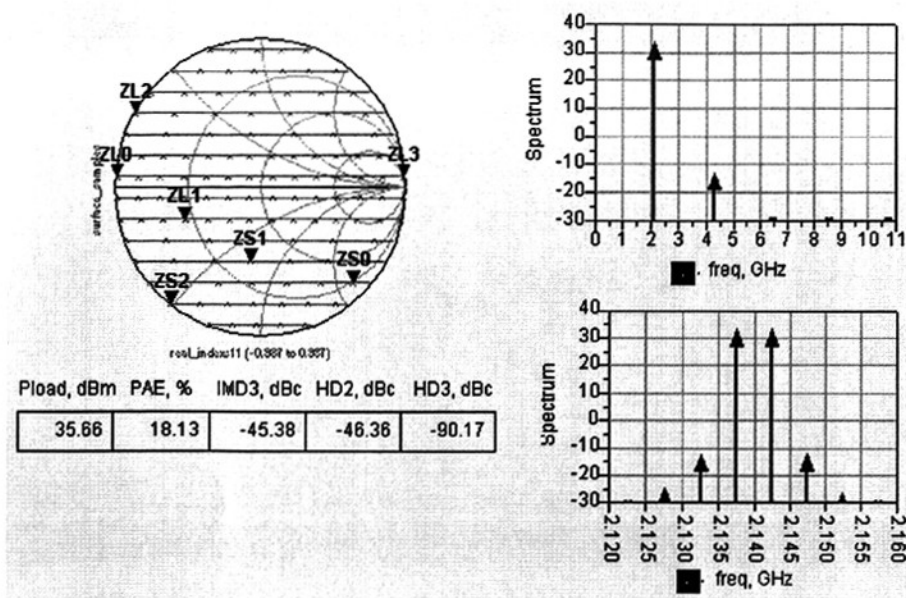


图 5-17 改进后的阻抗集合及其性能

可见，输出功率提高了 0.6dB，功率附加效率提高了 3%，三阶交调抑制比改善了 5dBc，三次谐波抑制比改善了 2dB，二次谐波抑制比改善了 20dBc。

5.2 多谐波阻抗匹配网络设计

上一节已经详细分析了基波、副载波及各次谐波阻抗对功放性能的影响。这一节将着重讨论最佳负载/源阻抗的具体实现——即阻抗匹配网络的设计。本文前述的功率放大器匹配设计基于通常的基波阻抗匹配技术，该技术由于仅考虑基波阻抗的匹配，限制了功放性能的进一步提升。多谐波阻抗匹配网络的引入是一种可行的方法，本文对此进行了研究。

5.2.1 通常的匹配技术

功率放大器的匹配技术在第二章第三节已经从理论上进行了阐述。

在此主要强调一点，通常的匹配技术主要依据最佳基波负载及源阻抗，如常见的功率管手册中通常会给出如图 5-18 所示的最佳阻抗参数^[20]。

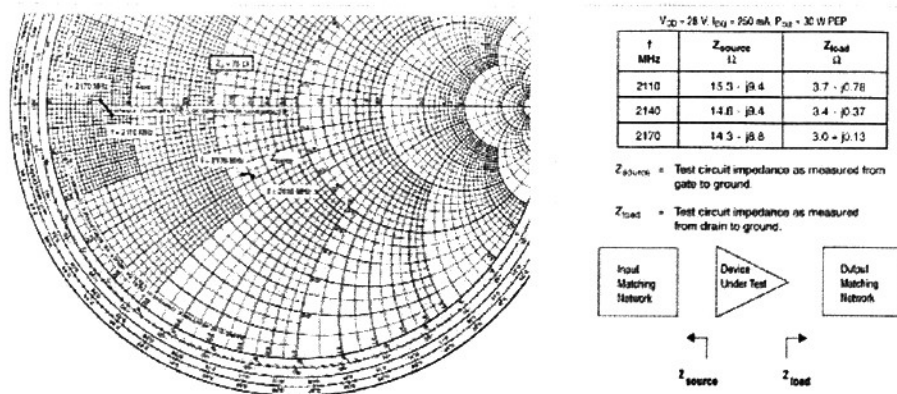


图 5-18 通常的最佳阻抗参数

不过, 该最佳负载及源阻抗仅限于基波阻抗, 并没有给出相应的副载波及各次谐波的阻抗。因此, 这种不确定性会对功率放大器最终设计的性能指标造成一定的影响。

5.2.2 改进的匹配网络及其分析

为了达到谐波集合的阻抗要求, 就需要引入多谐波阻抗匹配设计技术^[35-37]。一种可能的设计思路如图 5-19 所示。

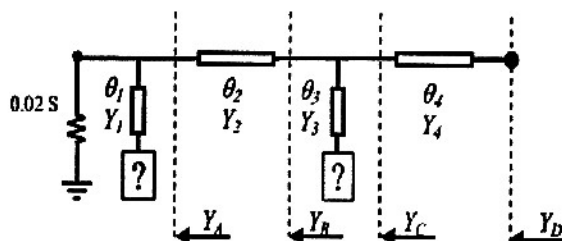


图 5-19 多谐波匹配示意图

该网络由级联的分布参数元件构成, 分别由基波频率下的特征导纳 Y_i 及电长度 θ_i 来表示。为了达到在基波频率及各谐波频率下给定的负载阻抗, 需要使用至少三个元件, 可以是传输线或者短截线。如果匹配网络的末端为短截线, 那么相应的电纳 B_2 和 B_3 将分别趋于无穷大。因此, 匹配网络末端一般需要一段传输线以使得得到有限的电纳值。另外, 如果只使用两段短截线及一段传输线(即不使用图中的传输线 2), 则会出现 B_2 和 B_3 无法独立选择的问题:

$$Y(2f) = Y_1 \frac{(Y_0 + j\infty) + jY_1 \cdot \tan(2\theta_4)}{Y_1 + j(Y_0 + j\infty) \cdot \tan(2\theta_4)} = -j \frac{Y_1}{\tan(2\theta_4)} = jB_2 \quad (5-4)$$

$$Y(3f) = Y_1 \frac{(Y_0 + j\infty) + jY_1 \cdot \tan(3\theta_4)}{Y_1 + j(Y_0 + j\infty) \cdot \tan(3\theta_4)} = -j \frac{Y_1}{\tan(3\theta_4)} = jB_3 \quad (5-5)$$

因此，需要在两段短截线之间引入一段传输线，可以使得两段短截线分别引入需要的电纳值。这样的匹配网络特性如图 5-20 所示。

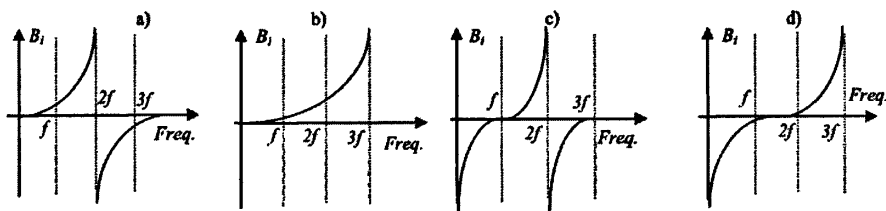


图 5-20 多谐波匹配特性

其中，a 和 b 分别对应使用电长度为 $\pi/4$ 和 $\pi/6$ 的开路短截线，c 和 d 分别对应使用电长度为 $\pi/2$ 和 $\pi/3$ 的短路短截线。为了得到需要的电纳值，可以使用其中不同的组合。

具体的匹配网络实现如图 5-21 所示，上半部分为输入匹配网络，下半部分为输出匹配网络。

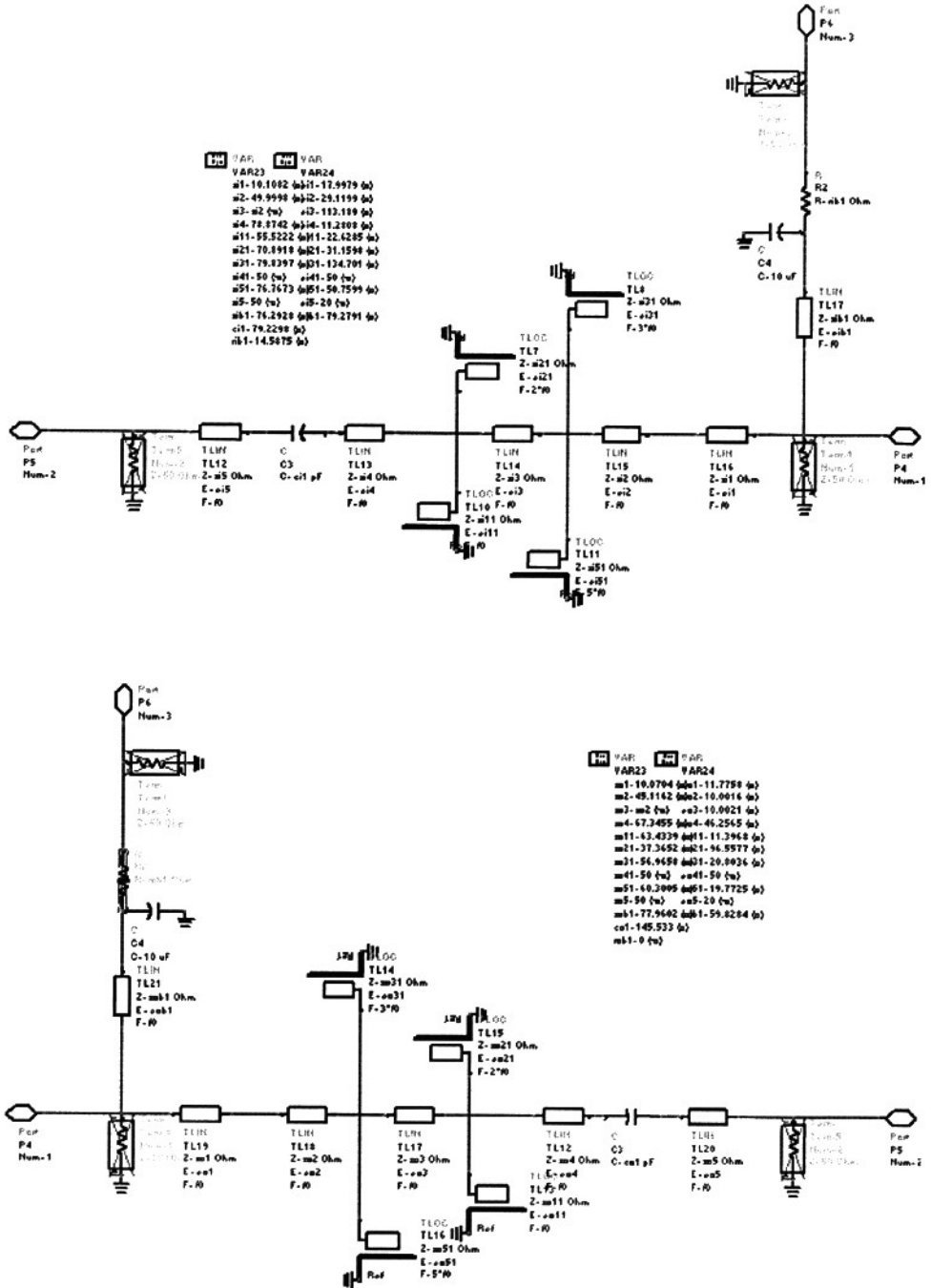
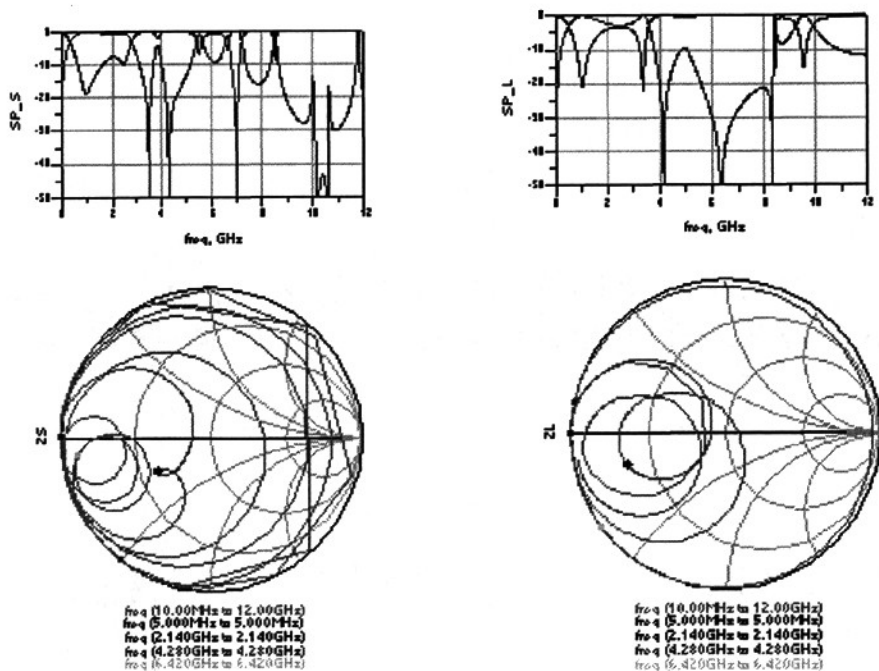


图 5-21 多谐波匹配网络

其中，微带线及元件均使用理想元件，意在说明问题即可，同时也可获取较快的仿真速度，方便调整参量。同时，使用对称的短截线，与单条短截线效果一

致，长度则相对缩短，有利于整板尺寸的减小。

该匹配网络的阻抗特性如图 5-22 所示。其中，左半部分图为输入匹配网络的特性，右半部分图为输出匹配网络的特性，分别包含了 S 参数曲线以及与谐波集合对应的阻抗值。



SP10.25	SP11.25	SP12.25	SP13.25	SP10.2L	SP11.2L	SP12.2L	SP13.2L
9.62E-8 + j0.29	22.97 - j11.72	2.44E-5 - j24.99	2.93 - j3.91	7.91E-8 + j0.19	10.47 - j7.49	0.06 + j5.44	6.10E-4 - j16.71

图 5-22 谐波匹配网络的特性

可见，该匹配网络的特性中不仅包含了基波阻抗，也包含了副载波及高次谐波阻抗。需要说明的是，这里的阻抗值与通过牵引预选取的阻抗值存在一定差异，这是由于该结构并不能严格满足谐波集合的阻抗值。其实，通过前一节的分析可知某些谐波下的最优阻抗值并不只一个，而是属于一个区间范围。所以，这里的阻抗值虽然存在差异，但不会影响其效果。实际的效果反而更好，这是由于前述的牵引是在一系列离散的阻抗点中选取，因此其结果并不如实际设计中来得更精确。

5.2.3 改进前后的比较

为了说明基于多谐波阻抗匹配网络设计的效果，对改进前后功率放大器的特

性进行了对比。

仿真的初始条件如下：

(1) 漏极电压设置为 28V，栅极偏置电压设置为 3.8V，静态工作电流为 278mA；

(2) 仿真电路如图 3-15 所示，输入及输出匹配子电路，如图 5-21 所示；

(3) 谐波平衡设置为双音分析，考虑最高 11 次谐波，最大 7 阶交调分量，频率设置为中心频率 2140MHz，双音间隔设置为 5MHz，信号源资用功率设置为 20dBm；

(4) 对于输入功率扫描，设置了两个扫描区间，区间一设置为从 0dBm 以 5dBm 间隔递增至 20dBm，区间二设置为从 20dBm 以 1dBm 间隔递增至 28dBm。

改进前的基于通常匹配技术的功率放大器性能如图 5-23 所示。

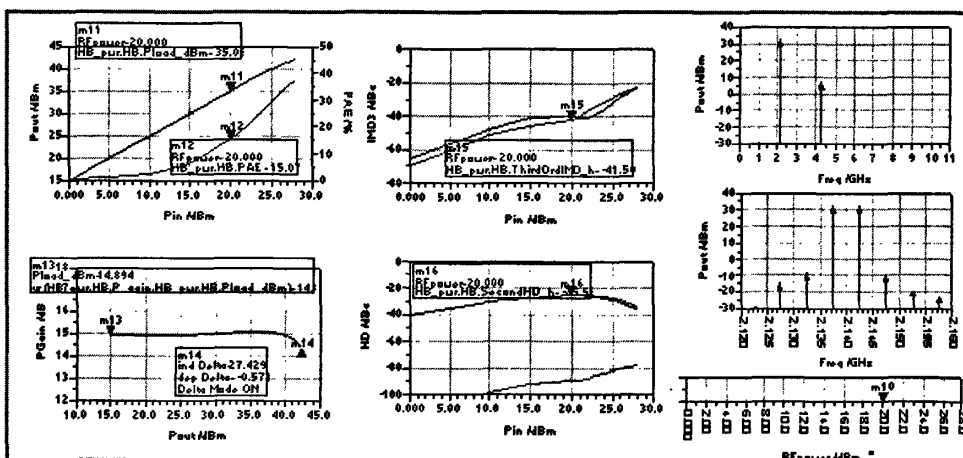


图 5-23 改进前的性能

此时，当源资用功率为 20dBm 时，输出功率为 35dBm，功率附加效率为 15%，三阶交调失真为 -40dBc，谐波失真为 -25dBc。

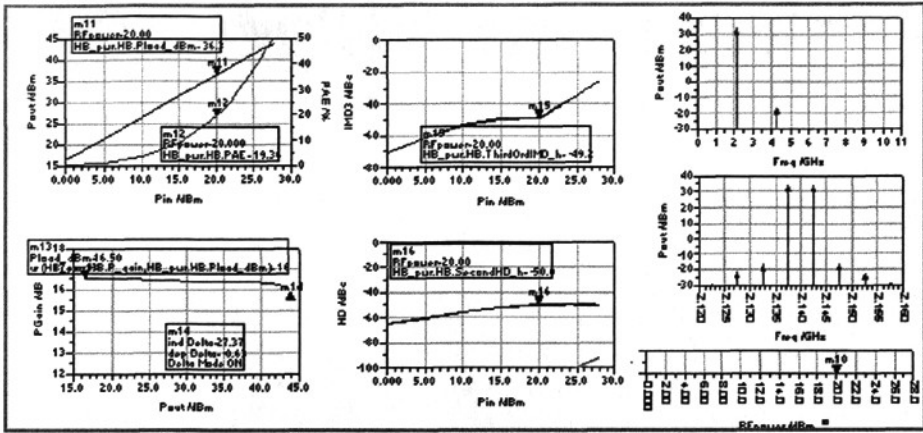


图 5-24 改进后的性能

改进后的基于多谐波阻抗匹配网络的功率放大器性能如图 5-24 所示。可见，输出功率提高了 1dB，功率附加效率提高了近 5%，三阶交调抑制比改善了 9dBc，谐波抑制比改善了 25dBc。

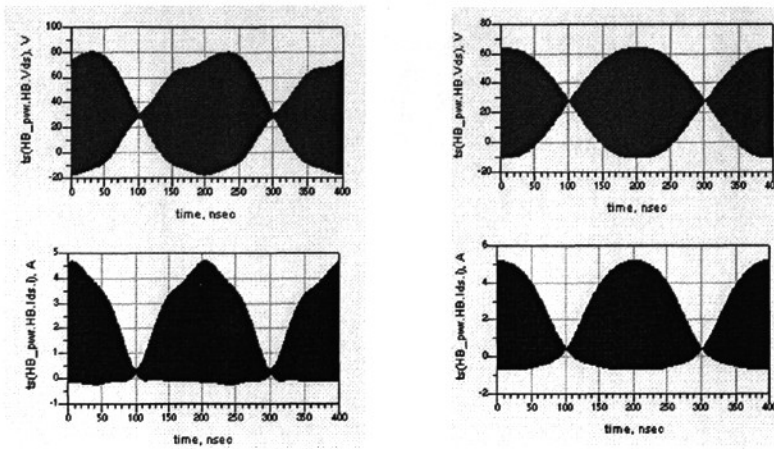


图 5-25 改进前后的波形对比

功率放大器漏极电压及电流波形的对比如图 5-25 所示。其中，左半部分为改进前的波形，右半部分为改进后的波形。可见，改进前的电压电流波型均存在一定的缺陷；而改进后，由于匹配网络对副载波及各次谐波阻抗均有调整，因此相应的波形也得到了改善。

5.3 本章小结

本章在前述功率放大器设计的基础上，探讨了可能的改进设计方法。详细阐

述了谐波集合牵引技术及多谐波阻抗匹配网络设计方法。通过前者与通常的牵引技术的比较以及后者与通常的基波匹配方法的比较可知,改进的设计方法可以进一步提高了功率放大器的输出功率、附加效率及线性度等综合指标。

第六章 总结与展望

本文主要针对 WCDMA 基站功率放大器进行研究, 围绕功放的仿真设计、制作、调试测试、改进的过程, 主要开展了如下的工作:

首先是理论上的, 阐述功率放大器主要的理论基础。先介绍了功率放大器的主要技术指标, 再从理论上分析了功率放大器非线性失真, 接着从工作状态选择、偏置电路设计、稳定性分析、匹配网络设计等方面详细阐述了功率放大器电路的设计理论。这些理论作为接下来分析及设计的基础, 贯穿于整个研制的过程, 因此具有重要的意义;

然后, 阐述了功率放大器的设计与实现。首先明确功率放大器的技术指标要求, 然后综合考虑各指标进行了器件选择, 并借助于 ADS 仿真软件对放大器电路进行详细的设计, 包括偏置设计、稳定性分析、输入输出匹配分析及设计等方面, 接下来研制了相应的功放电路及屏蔽散热装置, 并进行了小信号测试、输出功率-输入功率测试、输出功率-频率测试;

另外, 针对功放设计之初通常没有考虑的寄生效应问题, 首先从寄生效应的起因及其影响的角度进行了阐述, 通过对比仿真发现, 考虑寄生效应后, 输出功率较早地出现了压缩, 效率和线性度均有较大的下降幅度, 然后通过电磁仿真与电路仿真相结合的方法——即对实际布局中微带线部分在 ADS Layout 中进行 EMDS 电磁仿真后, 结果代入原电路进行协同仿真, 给出了优化分析及其结果;

同时, 针对功放屏蔽散热装置在实际测试中发生的谐振问题, 探讨了一种解决方法——即在屏蔽盒中使用穿腔螺钉的办法, 给出其微扰理论的依据, 并借助于 HFSS 进行了基于有限元的三维电磁仿真验证, 还考查了螺钉两个方向上的间距对谐振频率的影响, 并模拟了其间传输线的场分布情况, 最终通过网络分析仪进行测试, 进一步验证了该方法的有效性;

接下来, 对功放进行了深入的改进分析, 目的是深度挖掘功率管的潜力, 进一步提高功率放大器的输出功率、附加效率及线性度等综合指标。分别从谐波集合负载/源牵引方法及多谐波阻抗匹配网络的角度, 与通常的牵引技术及基波匹配技术进行了比较, 提出了改进设计的思路, 通过与原设计进行的对比仿真分析, 验证了该设计可提高功率放大器的综合指标。

虽然本文的工作取得了一定的阶段性成果, 具备一定工程应用的价值, 但在

很多方面还可以继续展开和深入。比如在多谐波负载匹配网络方面，可以考虑引入复合左右手（CRLH）传输线，展开更深入地研究。

由于作者的水平有限，加之成稿仓促，文中肯定存在诸多不足，也难免有错误之处，敬请各位老师和读者不吝赐教！

参考文献

- [1] 尤肖虎, 曹淑敏, 李建东. 第三代移动通信系统发展现状与展望. 电子学报, 7(11), 1999: 3-8.
- [2] Andrew Micelle. Wireless Technician's Handbook, Second Edition. Artech House, 2003.
- [3] STEVE C.CRIPPS. RF Power Amplifier for Wireless Communications. Artech House, 1999.
- [4] Joel Vuolevi, Timo Rahkonen. Distortion in RF Power Amplifier. Artech House, 2003: 62-78.
- [5] Mihai Albulet. RF Power Amplifier. Library of Congress Cataloging in Publication data, 2001.
- [6] Andrei Grebennikov. RF and Microwave Power Amplifier design. McGraw-Hill Companies, 2005.
- [7] Rowan Gilmore, LesBesser 著. 杨芳, 翁木云 译. 现代无线系统射频电路实用设计. 北京: 电子工业出版社, 2006.
- [8] Steve C. Cripps. Advanced Techniques in RF Power Amplifier design. Artech House, 2002.
- [9] InderBahl 著. 郑新, 赵玉洁等译. 微波固态电路设计(第二版). 北京: 电子工业出版社, 2006: 229-271.
- [10] S.T.Allen, W.L.Pribble. Progress in High Power SiC Microwave MESFETs. IEEE MTT-S Digest, 1999: 321-324.
- [11] 文剑, 曾健平, 晏敏. 微波功率器件及其材料的发展和应用前景. 电子与封装, 5(11), 2005: 1-8.
- [12] 顾墨琳, 林守远. 微波集成电路技术-回顾与展望. 微波学报, 16(3), 2000:

279-289.

- [13] 朱乙平. 微波场效应功率放大器的 CAD 技术. 雷达与对抗, 3(19), 1996: 19-26.
- [14] 王家礼. 微波电路 CAA 与 CAD. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2003.
- [15] Rowan Gilmore, Les Besser. Practical RF Circuit Design for Modern Wireless Systems, Volume II: Active Circuits and Systems. Boston, ARTECH HOUSE Inc, 2003.
- [16] Reinhold Ludwig, Pavel Bretchko, RF Circuit Design: Theory and Applications, Pearson Education, Inc, 2002.
- [17] Kensington, Peter B. High-Linearity RF Amplifier Design. London: British Library Cataloguing in Publication Data. 2000: 135-140.
- [18] 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.
- [19] 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.
- [20] R.S.Pengelly. Microwave Field-effect Transistor-Theory, Design and Application. Research Studies Press, London, UK.
- [21] Guillermo Gonzalez. Microwave transistor amplifier analysis and design, 第二版. 白晓东 译. 北京: 清华大学出版社, 2003.
- [22] Pozar D M. Microwave Engineering, Second Edition. John Wiley&Sons Inc, New York, 1998.
- [23] 于洪喜. 微波放大器稳定性分析与设计. 空间电子技术, 2(3), 2003: 10-15.
- [24] S.C.Cripps. A Theory for the Prediction of GaAs FET Load-Pull Power Contours. IEEE MTT-S, 1983: 221-223.
- [25] R.S.Tucker. RF Characterization of Microwave Power FET's. IEEE Trans. on Microwave Theory Tech, 29(8), 1981: 766-781.

- [26] Mohammand Naquib Abdul, Zaiki Awang etc. Computer-Aided synthesis of matching networks for multi-stage broadband microwave amplifier. *Applied electromagnetic*, 2005.12: 245-249.
- [27] R.H.Johnson. RF and Microwave broadband matching. *Circuits and Systems*, 2(1), 1994.8: 1220-1223.
- [28] Caniggia.S, Costa.V, Meani.C etc. Printed circuit boards post-layout analysis: from signal integrity to radiated emissions. *IEEE International Symposium on EMC*, 2(24-28), 1998.8: 975-980.
- [29] 王家礼, 朱满座, 路宏敏. 电磁场与电磁波. 西安: 西安电子科技大学出版社. 2000.
- [30] Bunting, Charles F, Yu Shih-Pin. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 46(1), 2004.5: 160-168.
- [31] 徐江峰等. 理想导体金属谐振腔电磁场微扰理论研究. *微波学报*, 20(1), 2004: 26-29.
- [32] Rizzoli V, Cecchetti C, Lipparini A, Matri.F. General Purpose Harmonic-Balance Analysis of Nonlinear Microwave Circuits under Multitone Excitation. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech*, 36(12), 1988: 1650-1660.
- [33] ATN Microwave. A Load Pull System with Harmonic Tuning. *Microwave Journal*, 1996.3: 128-132.
- [34] Berini P, Desgagne M, Ghannouchi F. An experimental study of the effects of harmonic loading on microwave MESFET oscillators and amplifiers. *IEEE MTT*, 42(6), 1994: 943-950.
- [35] KEE S. The Class E/F Family of Harmonic-Tuned Switching Power amplifiers [D]. Dissertation. Department of Electrical Engineering, Caltech-Pasadena. 2002.
- [36] Paolo Colantonio, Franco Giannini and Lucio Scucchia. A Method to Design

Distributed Harmonic Matching Networks. Proceedings of the 1st European Microwave Integrated Circuits Conference, Sep, 2006, Manchester UK. 2006.9: 79-82.

- [37] S.V.Hoeye, F.Ramirez, A.Suarez. Nonlinear Optimization tools for design of high-efficiency microwave oscillators. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 14(5), 2004.4: 189-191.

致谢

首先要向我的导师高锦春教授表示衷心的感谢。感谢她一直以来对我的悉心指导和深切关怀。高老师高尚的人格，严谨的态度，平易近人的作风，都给我留下了深刻的印象。两年多来，我深深感受到了高老师对我们的鼓励 and 爱护，她工作与生活的态度将是我终生受益的精神财富。

特别感谢刘元安教授和唐碧华副教授，他们渊博的学识，敏锐的洞察力，严以律己宽以待人的作风，都深深地影响着我。感谢他们在学习和生活中给予我无微不至的关怀与帮助。

衷心感谢黎淑兰老师，她为我们创造了一个既有学习氛围又令人精神愉悦的实验室环境。感谢她在学术上对我的指导，在项目中对我的鼓励，以及在生活中对我的关心。感谢袁东明老师在仪器仪表设备使用中给予我耐心的指导与热心的关怀。

感谢实验室的张丹、于翠屏、苏明、刘鑫、吴永乐、刘媛媛、李圆圆、吴利刚、郑常斌、朱剑、高龙飞、楼建全、孙凯、武杰、梁言、金景镇等同学对我的关心、鼓励和帮助，是他们让我研究生的生活充满阳光和快乐。

还有很多老师和同学，对我的学习、生活以及课题研究都给予了很多无私的帮助和支持，在此一并感谢！

衷心感谢我远在家乡的父母这么多年来对我学业的鼎力支持，他们对我的关爱和鼓励让我能始终保持着乐观和自信。

最后，对所有关爱、支持我的亲人、师长和朋友致以诚挚的谢意，你们永远是我前进的动力！

作者攻读学位期间发表的学术论文目录

- [1] 周慧, 黎淑兰, 刘元安. 2.4GHz 无线视频传输系统中射频发射机的实现. 中国科技论文在线. 2007.12.
- [2] Yong-Le Wu, Hui Zhou, Ya-Xing Zhang, Yuan-An Liu. An Unequal Wilkinson Power Divider for a Frequency and Its First Harmonic. IEEE MICROWAVE AND WIRELESS COMPONENTS LETTERS, 18(11), 2008.11: 737-739.
- [3] Yongle Wu, Yuanan Liu, Yaxing Zhang, Jinchun Gao, Hui Zhou. A Dual Band Unequal Wilkinson Power Divider without Reactive Components. IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, 57(1), 2009.1: 216-222.