

## 摘要

由于当今通信系统的快速发展,使通信频段变得越来越拥挤。为了让有限的频谱范围能够容纳更多的通信信道,人们提出了一些线性调制技术,如:QAM (Quadrature Amplitude Modulation)、QPSK (Quadrature Phase Shift Keying)等。上述这些变革均要求通信系统具有较高的频谱利用率和功率效率,而在两者间更加偏重前者。这样一来,就要求功放系统具有更好的线性度,因此必须对具有非线性失真的功率放大器采取线性化措施。在众多的线性化技术中(负反馈、前馈、预失真等),我们采用了预失真技术,主要因为其特点适合所选课题。本文的主要内容包括以下几个方面:

1. 介绍了当前几种常用的微波功放线性化技术,包括负反馈、前馈、预失真、LINC 和 CALLUM 等技术;分析了它们的原理,适用范围和优缺点。接下来给出了 THALES 公司生产的行波管放大器的技术资料 and 特性分析。考虑到星载设备需要体积小、可靠性高等特点,选取了预失真方法来作为线性化手段。

2. 列举和分析了单二极管型、二极管对型和单场效应管型线性化器的工作原理和实际应用价值,发现其都具有不便于调整的缺点。为了改善这一缺点,在单场效应管线性化器的基础上,本文提出了一种新型的预失真结构——场效应管与二极管串联型线性化器并分析了其原理。该种结构具有可调整性强的特点,而且在现有已报道的文献中尚无此种结构。

3. 应用了 Agilent 公司的 ADS2004A 软件对上述线性化器进行了仿真,得到较好的效果;确定了微带电路版图,加工了测试电路。

4. 通过测试和调整,该新型线性化器的增益、相位非线性特性分别有  $0\text{dB} \sim 3.0\text{dB}$ ,  $0^\circ \sim 29^\circ$  的补偿量。针对不同的非线性失真,可以通过调节场效应管和二极管偏置电压获得。

关键词: 线性化器 场效应管 二极管

## ABSTRACT

With the rapid development of communication system, the channels become more and more crowded in the frequency band. In order to make the limited spectrum range accommodate more communication channels, some linear modulation techniques are proposed, such as QAM (Quadrature Amplitude Modulation), QPSK (Quadrature Phase Shift Keying), etc. These changes demand a higher spectrum and power efficiency to the communication system, with a stress on the spectrum efficiency. To solve these problems, a high linearity is demanded for the power amplifier system, and it is necessary to take some measures against the non-linear distortion of power amplifier. In many linear techniques (feedback, feedforward, predistortion), we have chosen the predistortion method, mainly because its features are suitable for this project. The main contents of this dissertation is as follows.

1, It introduces the commonly used linear techniques for microwave power amplifier at present which include feedback, feedforward, predistortion, LINC and CALLUM, analyzed their principles, application, advantages and disadvantages. Followed, it gives the data and feature analysis of the TWTA (Traveling Wave Tube Amplifier) produced by THALES. In view of the small size and high reliability for the satellite use equipment, predistortion is the best choice.

2, It lists and analyzes the operating principle and application of the single diode, double diode and single GaAs FET linearizer and finds that they are all inconvenient to be adjusted. In order to solve this problem, a new predistorter is presented on the basis of single GaAs FET structure. The new structure includes a FET and a diode(or two), and they are connected in a series form. Then, the dissertation give analysis to the structure. The predistorter is easy to be adjusted and has not been touched upon in the present papers.

3, After simulated by the ADS2004A of Agilent, the simulation result is give, fix on the microstrip circuit and product the testing circuit.

4, Through measurement and adjustment, we can obtain 0~3.0dB gain composition and 0~29° phase shifting generated from this new structure. We also can obtain variour gain and phase characteristics through adjusting the bias voltage of the predistorter.

**Keyword: Linearizer GaAs FET Diode**

## 创新性声明

本人声明，所呈交的论文是我个人在导师的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外，论文中不包含其他人已经发表或者撰写过的研究成果；也不包含为获得西安电子科技大学或者其他教育机构的学位或证书而使用过的材料。与我一起工作过的同志对本研究所做的任何贡献均已在论文中作了明确地说明并表示了谢意。

申请学位论文与资料若有不实之处，本人承担一切责任。

本人签名： 付毅

日期： 2006.1.18

付毅

## 关于论文使用授权的说明

本人完全了解西安电子科技大学有关保留和使用学位论文的规定，即：研究生在校攻读学位期间论文工作的知识产权单位属于西安电子科技大学。本人保证毕业离校以后，发表论文或使用论文工作成果时署名单位仍然为西安电子科技大学。学校有权保留送交论文的复印件，允许查阅和借阅论文；学校有权公布论文的全部或者部分内容，可以允许影印、缩印或者其他复制手段保留全文。（保留的论文在解密后遵守此规定。）

本学位论文属于保密在\_\_\_\_\_年解密后适用本授权书。

本人签名： 付毅

日期： 2006.1.18

导师签名： 付毅

日期： 2006.1.18

## 第一章 绪论

追求更高的频谱利用率和功率效率，关键在于认识 and 解决通信系统中功率放大器所造成的非线性失真和其造成的影响。本章首先介绍课题研究的的意义；讨论非线性的成因和其表征方法；对行波管功放系统和固体放大器系统的非线性失真给予数学描述；最后阐述本课题的研究内容。

### 1.1 课题研究的的意义

微波电子系统已广泛应用于国民经济、军事和日常生活中的各个领域。它用来产生、传输与检测微波信号。微波通信、卫星通信、微波遥感、雷达、电子对抗、空间技术、射电天文等就是微波电子系统应用的几个重要方面。而微波功率放大器是以上众多微波系统中不可缺少的有源器件之一。可以说哪里有无无线通信，那里就有发射机，而功率放大器则是发射机的核心部件，其性能优劣严重影响通信质量。而功率放大器却恰恰是发射机系统非线性失真的主要“制造者”；当然，其它部分也具有非线性，但这些非线性相对于功放来说可以忽略不计，更重要的是非线性失真不容忽视！

在 FDMA 卫星通信中，卫星转发器工作于多载波状态[1]。为了得到尽可能大的输出功率，处于转发器末级的功率放大器必须工作在饱和状态。此时，当多个载波被同时放大时，由于功率放大器的非线性特性，使输出信号中出现了许多组合频率分量。当这些组合频率分量落在转发器的工作频带之内时，便会产生交调干扰，也叫交调噪声。这种交调噪声会对带内的有用信号带来干扰，从而降低通信质量。

当今通信系统要求在有限的频谱范围内容纳更多的通信信道，那么就必须要使用频谱利用率更高的传输技术。所以，提出了很多线性调制技术，如：QAM (Quadrature Amplitude Modulation)、QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) 等。但通信系统中的非线性失真必然会使这些失真信号对相邻信道产生不同程度的干扰。

移动通信系统中，多载波 GSM 系统要求三阶交调抑制度为-70dB，CDMA 和 CDMA2000 也要求邻道干扰在-60dB 左右。目前最热门的 WCDMA 也对线性度提出了更为苛刻的要求；甚至对于 CDMA 和 WCDMA 手机来说，线性化问题也不容忽视，其在 5MHz 处的邻道干扰最低要求是-33dB。[2]

对于自适应天线系统，发射机非线性引起的邻道干扰会影响相邻蜂窝甚至相邻波束的用户，非线性交调产物会导致波束带宽、旁瓣抑制、零深等一系列天线的性能指标变差[3]。另外，动态信道分配技术要求发射机工作于任何一个信道，最终要求采用宽带线性化的功率放大器。

从以上事例可以了解到：一方面人们追求更高的功率利用率，另一方面是日益发展的无线通信产业的要求迫使我们不得不给予功率放大器的线性化问题以足够重视。目前在国际上，无论学术界还是工程界，对微波功放线性化技术都非常重视。每年在该方面的论文以百分之十几的速度增长，同时由于该技术有较强的实用性，每年都有上百个相关的专利被申请。而相比之下，在国内的相关文章和

工程应用并不多见；在卫星通信方面，转发器功率放大器的线性化器还主要靠进口，一直没有实现国产化。因此，对于开发我们自己的线性化器迫在眉睫。

综上所述，本课题研究的目的是和意义在于深入了解微波功放线性化技术的发展并开发具体的星载线性化器以早日实现其国产化。

## 1.2 非线性问题的具体表述

要研究线性化技术，首先必须建立功率放大器的非线性模型，以做到有的放矢。首先，介绍几种常见的非线性模型建立方法；然后，非别说明 TWTA（行波管功放）和 SSPA（功放）的非线性模型；最后阐明适合本课题的非线性表征方式。

### 1.2.1 几种非线性模型的建立方法

如果不考虑记忆效应，可以把输出信号中的幅度和相位失真看成是由输入信号的幅度变化引起的[4]。这种模型实质上考虑功率放大器两种类型的非线性特性，即 AM-AM 转换特性和 AM-PM 转换特性。由于微波功率放大器的这两个非线性特性可以通过矢量网络分析仪测量得到，因此由 AM-AM 和 AM-PM 特性来描述非线性失真是工程中经常采用的方法。

#### 1.2.1.1 极坐标非线性模型

如果把射频功放的 AM-AM, AM-PM 转换特性用串联方式表示，则可以得到极坐标形式的非线性模型。考虑如下形式的单频输入信号：

$$S_i = a \cos(2\pi f_c t + \phi) \quad (1.1)$$

当该信号通过非线性射频功放后，输出信号为：

$$S_o = f(a) \cos(2\pi f_c t + \phi + g(a)) \quad (1.2)$$

上式中  $f(a)$  和  $g(a)$  分别表示功放的 AM-AM 和 AM-PM 转换特性。

对于如下的调制信号：

$$S_i(t) = a(t) \cos(2\pi f_c t + \phi(t)) \quad (1.3)$$

输出信号可以表示为：

$$S_o(t) = f\{a(t)\} \cos(2\pi f_c t + \phi(t) + g\{a(t)\}) \quad (1.4)$$

上式所示的模型可以描述包络变化的输入信号所产生的带内失真扰动，该模型框图表示如图 1.1 所示：

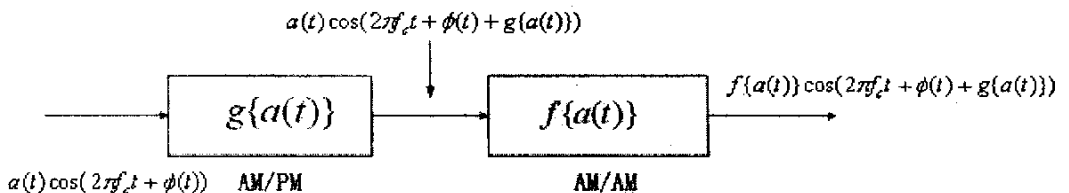


图 1.1 极坐标非线性模型框图

#### 1.2.1.2 正交坐标系非线性模型

通过上面所给出的极坐标非线性模型，可以得到正交形式模型。这种模型建立了两个幅度模型  $I\{a(t)\}$  和  $Q\{a(t)\}$ ，从而避开了较复杂的 AM-PM 转换特性。

对极坐标形式的非线性特性三角展开后可以表示为：

$$\begin{aligned} S_o(t) &= f\{a(t)\} \cos\{g\{a(t)\} \cos(2\pi f_c t + \phi(t))\} \\ &\quad - f\{a(t)\} \sin\{g\{a(t)\} \sin(2\pi f_c t + \phi(t))\} \end{aligned} \quad (1.5)$$

上式可以写成如下正交形式:

$$S_o(t) = I\{a(t)\} \cos(2\pi f_c t + \phi(t)) - Q\{a(t)\} \sin(2\pi f_c t + \phi(t)) \quad (1.6)$$

上式中的  $I(t)$  和  $Q(t)$  分别定义为:

$$\begin{aligned} I\{a(t)\} &= f\{a(t)\} \cos\{g\{a(t)\}\} \\ Q\{a(t)\} &= f\{a(t)\} \sin\{g\{a(t)\}\} \end{aligned} \quad (1.7)$$

根据上面所述我们可以得到正交非线性模型框图, 如图 1.2:

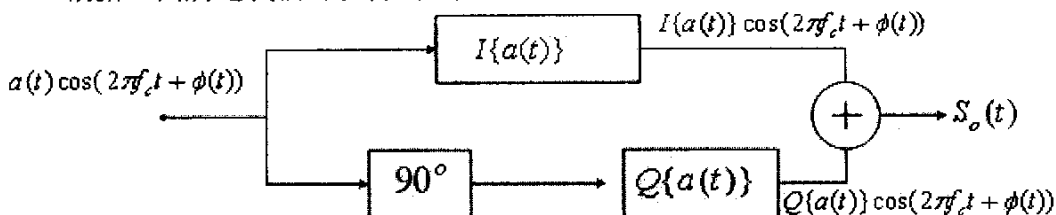


图 1.2 正交坐标非线性模型框图

### 1.2.1.3 序列展开非线性模型

对于极坐标或正交坐标形式的无记忆非线性模型, 都需要通过测量得到 AM-AM 和 AM-PM 信息, 而对于没有测量的点则需要进行差值运算得到, 因此该模型运算量较大。对于非线性系统, 一种分析方法是通过各种基函数展开, 得到简单描述的参数模型, 这样可以提高运算速度。

目前对射频功放非线性模型的展开方法有许多, 如泰勒序列、功率序列、Saleh 函数和考虑记忆效应 Volterra 级数等[5]。这里用功率序列展开得到射频功放的带通无记忆非线性模型, 这种模型适合通信系统中带通信号的情况。

对于一个无记忆非线性系统, 其输出信号可以用输入信号的功率序列表示, 如下式所示:

$$S_o(t) = c_0 + c_1 S_i(t) + c_2 S_i^2(t) + c_3 S_i^3(t) + \dots \quad (1.8)$$

式中  $S_o(t)$  是输出信号,  $S_i(t)$  是输入信号,  $c_i$  是各次展开系数。

当输入信号为固定频率  $f_c$  的单倍载波正弦信号时, 上式所描述的非线性系统会产生频率为  $f_c$  倍数的信号分量, 这些信号分量成为基准频率分量  $\sin(2\pi f_c t)$  的谐波失真分量。交调分量与基波频率间隔非常近, 是通信系统的主要干扰信号。当多个调制信号通过非线性射频功放时, 这些交调分量会落在通信频带内, 会对所需要传输的信号产生很大的干扰, 这就是多载波系统中非线性射频功率放大器要面对的主要问题。对通信系统而言, 交调失真比谐波失真要严重得多, 因为谐波分量一般远离工作频率, 因此可以通过滤波器方便得滤除。一般来说, 功率放大器线性化技术的目的就是消除交调分量对通信系统的影响。

### 1.2.2 TWTA 简介及其非线性模型

#### 1.2.2.1 TWTA 简介

TWTA (Traveling Wave Tube Amplifier) 叫行波管放大器, 属于微波电真空器件[6]。微波电真空器件具有频率高、功率大、效率高、抗核辐射能力强等优点。其基本原理是解决如何有效地把电子流的直流能量转换成微波能量, 它是通过高速电子流和微波电磁场的相互作用来实现的。行波管有低噪声行波管和功率行波管之分, 低噪声行波管的噪声系数一般为 1~6dB, 功率行波管可以作为发射机的末级或中间级功率放大器。它的效率可以达到 70%, 输出脉冲功率达兆瓦级。行波管放大器的结构示意图如下:

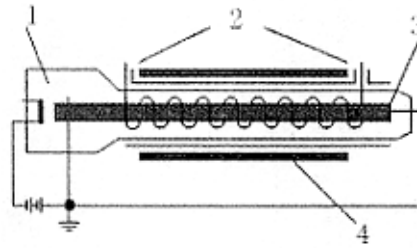


图 1.3 行波管放大器结构示意图

由图 1.3 可见，它主要由以下几部分组成：1. 电子枪：有阴极、灯丝、加速极；2. 高频结构：包括慢波系统和高频输入输出装置；3. 收集极；4. 聚焦线圈（电磁线圈）。

从电子枪发出电子流，经过加速极电压的加速，飞入慢波系统。在这里它和电磁波的行波电场相互作用，交出一部分能量，最后打在收集极上。被放大的电磁波从慢波系统终端输出。

### 1. 2. 2. 2TWTA 非线性模型

卫星转发器的非线性特性很大程度上取决于输出级行波管放大器的非线性特性。TWTA 的非线性包括幅度非线性（AM/AM）和相位非线性（AM/PM），像本文前面所述，它有两种非线性模型：极坐标模型和正交坐标模型[7]。其原理框图如下：

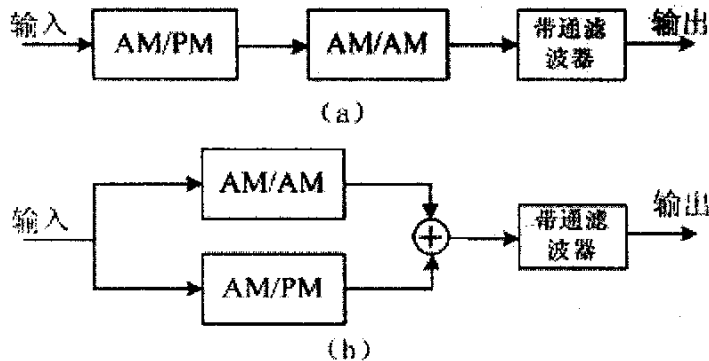


图 1.4 TWTA 非线性模型原理框图，(a) 极坐标 (b) 正交坐标

理论和实践证明当交调产物较少时，可认为幅度失真和相位失真是相互独立的，因此可用正交坐标模型计算。

假定有  $n$  个不等幅、不同频率的调频多路信号输入行波管放大器，则多载波信号可以表示为：

$$\begin{aligned} x(t) &= \sum_{i=1}^n A_i \cos(\omega_i t + \phi_i) \\ &= A(t) \cos(\omega_0 t + \phi(t)) \end{aligned} \quad (1.9)$$

其中， $\omega_0$  为等效中心频率， $\phi_i$  为第  $i$  个频率信号的相角， $A(t)$ 、 $\phi(t)$  分别为合成信号的振幅和相位，可以写成：

$$\phi(t) = \tan^{-1} \left[ \frac{\sum_{i=1}^n A_i \sin((\omega_i - \omega_0)t + \phi_i)}{\sum_{i=1}^n A_i \cos((\omega_i - \omega_0)t + \phi_i)} \right] \quad (1.10)$$

$$A^2(t) = \sum_{i=1}^n A_i^2 + \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n A_i A_j \cos[(\omega_i - \omega_j)t + (\phi_i - \phi_j)] \quad (1.11)$$

$$\omega_0 = \frac{\sum_{i=1}^n \omega_i}{n} \quad (1.12)$$

由式(1.9)至(1.12)可见,多载波合成信号可等效为一个频率为 $\omega_0$ 的调幅调频信号。

由于行波管放大器固有的振幅压缩和调幅/调相变换作用,使得传输信号的振幅和相位发生畸变,得到如下的输出信号:

$$Z(t) = G(A) \cos[\omega_0 t + \phi(t) + \psi(A)] \quad (1.13)$$

式中 $G(A)$ 、 $\psi(A)$ 分别表示TWTA的振幅和相位非线性特性。从行波管放大器的典型输入输出曲线中可以看到振幅非线性是包络的奇次幂项的级数,相位非线性是包络的偶次项级数。这一点从这两个非线性特性的相互作用中也可以看到,只有奇次幂的振幅特性和偶次幂的相位特性相互作用后才能产生奇阶交调,这种交调产物才落在转发器的工作频带之内,否则将落在频带之外。因此TWTA的振幅和相位特性可以表示为:

$$G(A) = a_1 A + a_3 A^3 + a_5 A^5 + \dots \quad (1.14)$$

$$\psi(A) = b_2 A^2 + b_4 A^4 + b_6 A^6 + \dots \quad (1.15)$$

式中 $a_1, a_3, a_5, \dots$ ;  $b_2, b_4, b_6, \dots$ 均为与行波管放大器特性有关的常数,且 $A = A(t)$ 。

由以上两式可知:行波管放大器的振幅特性为奇次型,相位特性为偶次型。在其饱和点附近,放大器的振幅压缩和相位畸变很严重,因而,多载波传输时会产生交调干扰。当这种干扰最严重时,使得载波/噪声功率比降到解调器门限值以下,使其无法工作。

### 1.2.3 SSPA 非线性模型

SSPA (Solid State Power Amplifier) 固态功率放大器研究始于七十年代中期,由于SSPA在一下几个方面都优于TWTA:只需要低压直流供电;体积小、重量轻;可靠性强;过推限幅特性好;失真小,线性度好;寿命长;相移小;噪声低。因此得到迅速发展,并逐步用于卫星通信中[8]。

但SSPA作为一种有源器件,交调失真总是不可避免地存在。固态功放的非线性分析也可用幂级数或Volterra级数。采用幂级数分析过程同行波管放大器分析类似,这里不在累述。不同点是SSPA的AM/PM变换特性很小,小到甚至可以忽略不计。

#### 1.2.4 非线性特性的表征方式

这里谈到的非线性特性表征方式是指在线性化问题中我们具体关心的非线性衡量指标。如果能很好的表征功放系统的非线性特性,线性化问题才会有据可查。本文认为:非线性表征可分为频谱形式和增益、相位形式。

##### 1.2.4.1 利用频谱表征非线性

当信号通过功率放大器时会产生一系列交调分量和谐波分量,衡量其失真强弱就看交调分量电平和主信号电平的差值,差值越大,失真越小;反之,失真越大。常用的形式有双音交调和邻信道功率干扰比[9]。图1.5给出了双音信号通过放大器后产生的交调和谐波分量频谱。



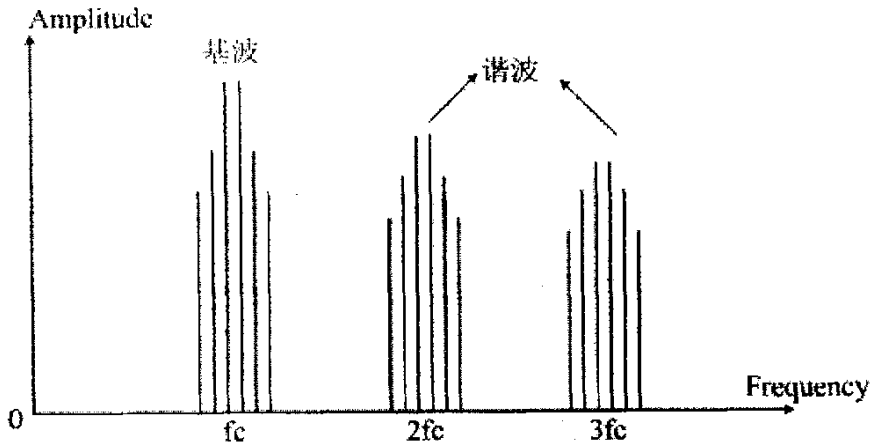


图 1.5 双音信号谐波和交调分量

在 CDMA 系统中常用 ACPR (Adjacent Channel Leakage Power Ratio) 邻信道功率干扰比, 来表示非线性失真。如图 1.6 所示:

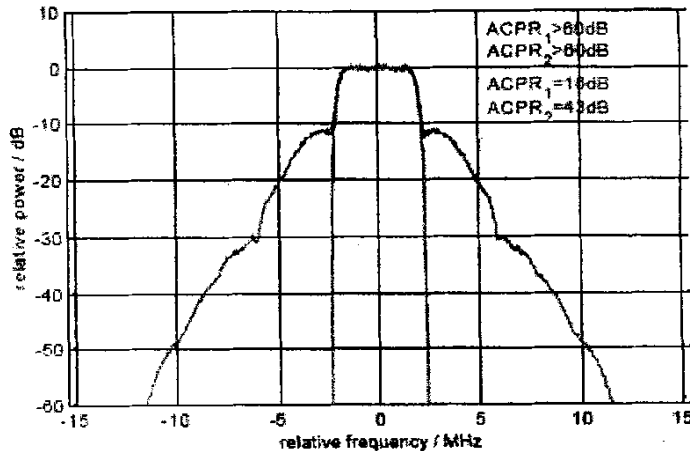


图 1.6 邻道干扰图示

1. 2. 4. 2 利用增益、相位随功率的变化曲线表征非线性

功放系统的非线性失真也可认为表现在其增益和相位随放大器输入功率的变化而压缩和扩张[10]。图 1.7 给出了功放的增益、相位随输入功率变化的典型曲线。

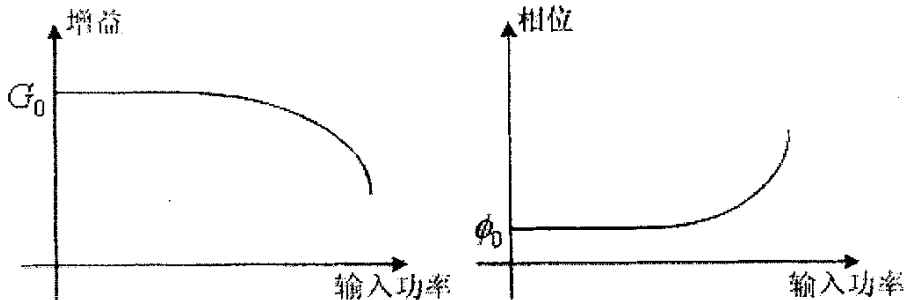


图 1.7 放大器增益、相位特性

通过以上表示方法, 得到了功率放大器的非线性特性描述。如果从频谱角度出发, 我们可以采用频谱对消的方法达到线性化的目的; 如果从增益、相位角度出发, 我们可以设计出与放大器增益、相位特性相反的非线性网络来使其线性部分得以延伸, 即使之线性化。本课题所完成的线性化器正是用后者这一方法来完成的。

### 1.3 论文研究内容概述

本文首先介绍了功率放大器非线性模型的建立方法和非线性表征方法。着重谈了极坐标模型和正交坐标模型的建立，用 TWTA 和 SSPA 模型举例。对于非线性特性表征方式问题，分别用频谱和增益、相位特性来说明。

接下来，本文将介绍几种常用的线性化技术（功率回退法、负反馈法、前馈法等），并讨论其优劣所在。为了适合卫星通信系统的特点（严格限制功耗和系统重量），本文所研究的线性化器采用预失真方法，因此第二章的第二部分着重讨论预失真方法。从预失真的分类谈起，然后举例说明系统型预失真器和元件型预失真器的工作原理，并且给出数种元件型预失真器的电路图及理论分析。

第三章讲述本文所研究的新型星载微波功放线性化器的提出和原理分析。提出基于的理由是易调整性和低损耗原则。理论分析部分以微波网络知识为依据，分析了 GaAs FET 和微波二极管串联型网络的网络参数，其间涉及到 GaAs FET 非线性模型的建立。

第四章及以后章节分别介绍该种微波功放线性化器的软件仿真、微波实现、测试调整和结果分析。

## 第二章 微波功放线性化基本方法

本章以介绍微波功率放大器的线性化技术为主。首先介绍几种线性化常用方法（功率回退法、负反馈法、前馈法等）并分析其优缺点。第二部分详细介绍一下适合于卫星通信系统的预失真技术，内容包括预失真的分类和实例。在举例说明中分别阐述系统型预失真器和元件型预失真器。

### 2.1 几种常见的线性化技术

#### 2.1.1 功率回退方法[11]

所谓功率回退法是指“大管小用”，就是将大功率管用于小功率放大，应用其输入，输出的线性部分或者是将功放的工作点回退至饱和区以下。该方法的缺点在于以牺牲直流功耗为代价来提高放大器的线性度，放大器的功率利用率大为降低。其优点在于简单易行，不需要任何附加设备就能实现很好的线性度。

在等幅双频信号输入的情况下，与输出 1dB 功率压缩点对应的三阶交调系数为：

$$20\lg IM_3(\text{dBc}) = -23.75\text{dBc} \quad (2.1)$$

任意输入功率的三阶交调系数满足公式 (2.2)：

$$20\lg IM_3(\text{dB}) \approx [2(P_{in} - P_{in(1\text{dB})}) - 23.75](\text{dB}) \quad (2.2)$$

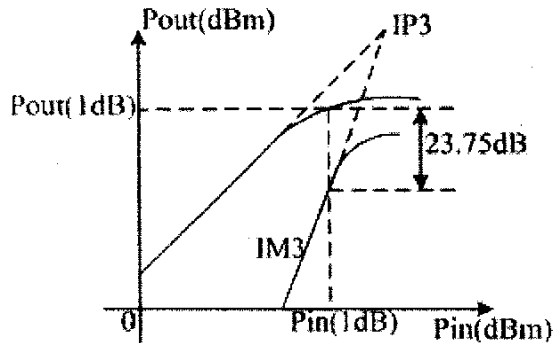


图 2.1 放大器输入输出特性

如图 2.1，当放大器输入功率超过  $P_{in}(1\text{dB})$  时，输出功率略有增加，但  $IM_3$  增加很快。根据公式 (2.2)， $P_{in}$  每增加 1dB， $IM_3$  恶化 2dB；反之，若功率回退 1dB，则  $IM_3$  改善 2dB。功率回退法就是将放大器的输入功率回退至线性输出区，以达到改善三阶交调的目的。但是这一方法使功放的功率效率大为降低，并且当

输入功率回退到一定程度时，三阶交调将不再改善。

由以上分析可知：功率回退法简单易行，不需要任何附加设备以达到改善三阶交调的目的。这种方法的缺点是使得功率放大器的功率效率大为降低，因此，该方法不适合于对功率效率要求较高的情况，也不适应于对线性度要求较高的情况。此方法必须和其它线性化技术配合使用以达到线性化的目的。

### 2.1.2 负反馈方法

负反馈方法是將功放输出的非线性失真信号耦合一路，通过反馈网络并倒相后送回到输入端，与原输入信号叠加后共同作为功放的输入信号，以减小功放的非线性失真。

#### 2.1.2.1 直接反馈

反馈方法又分为直接反馈和失真反馈，图 2.2 为直接反馈原理示意图。

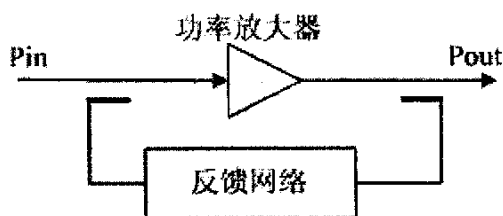


图 2.2 直接反馈原理图

图中反馈网络不仅有反馈作用，还有倒相作用（将耦合来的反馈输出信号倒相，用以叠加输入信号，以产生反相交调失真信号）。将反馈回来的信号和原输入信号一并成为新的输入信号输入放大器，如此循环。

直接反馈法是一种常用方法，虽然简单易行，但会使放大器增益和效率降低且在宽带系统中稳定性不好。

#### 2.1.2.2 失真反馈方法

失真反馈类似于预失真方法。反馈回输入端的信号只含有主信号以外的失真信号，用于产生反失真信号，从而减小放大器输出的交调分量。原理图如下：

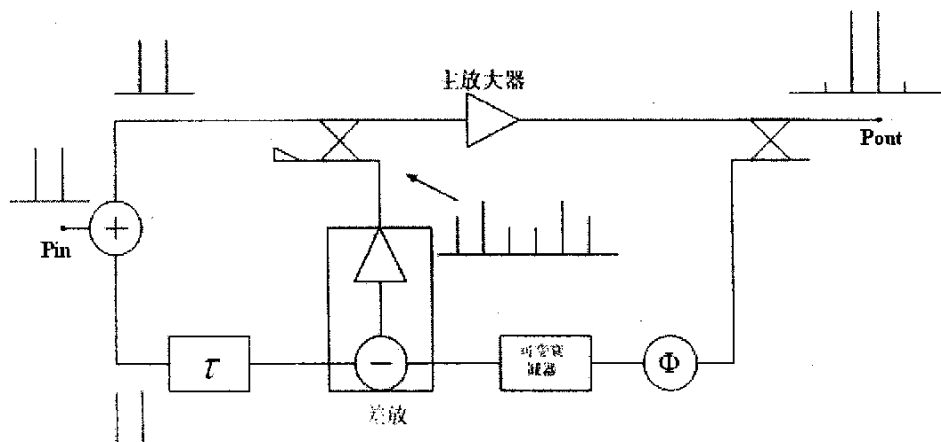


图 2.3 失真反馈原理示意图

从失真反馈原理图中的频谱变化规律容易看出其工作过程，由于篇幅有限，这里不再详细说明其原理。需要说明的是该方法增益高于直接反馈，但其稳定性很大程度上依赖于反馈网络。

总之，负反馈方法虽然可以抑制交调分量，但是基波信号通过反馈网络会造成损失。

### 2.1.3 前馈方法

总体来说前馈方法是将放大器输出信号加以处理，使交调分量得以减小。如图 2.4:

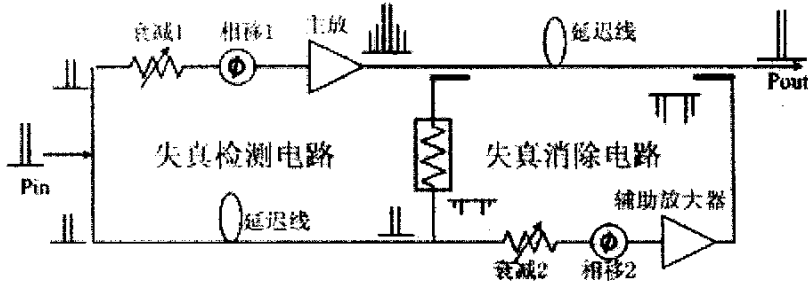


图 2.4 前馈原理框图

前馈系统包括两个部分电路：失真检测电路和失真消除电路[12]。失真检测电路的目的是抑制放大器输出中的输入信号成分，而只剩下由主放大器产生的失真成分。失真消除电路的目的是抑制失真成分，而使信号的最终输出只剩下放大器的输入信号成分。

设系统输入信号为  $V_{in}(t)$ ，主放大器的输出为  $V_{A1}(t)$ ，则有：

$$V_{A1}(t) = \frac{A_{A1}}{2} V_{in}(t) \exp(-j\omega T_{A1}) + V_d(t) \quad (2.3)$$

其中  $T_{A1}$  和  $A_{A1}$  分别是主放的时延和增益， $V_d(t)$  是主放产生的失真信号。达到减法器一端的主放产生信号大小由耦合器的耦合因子  $C_1$  决定，设这一耦合因子为  $1/C_1$ ，则：

$$V_{sub1}(t) = \frac{1}{C_1} V_{A1} = \frac{A_{A1}}{2C_1} V_{in}(t) \exp(-j\omega T_{A1}) + \frac{V_d(t)}{C_1} \quad (2.4)$$

减法器另一端的输入信号为  $V_{sub2}(t)$ ，是由净输入信号延时而得到的：

$$V_{sub2}(t) = \frac{V_{in}(t)}{2} \exp(-j\omega T_{T1}) \quad (2.5)$$

其中  $T_{T1}$  是这一单元的时延, 则减法器的输出信号 (即检测到的失真信号) 为:

$$\begin{aligned} V_{err}(t) &= V_{sub1}(t) - V_{sub2}(t) \\ &= \frac{A_{A1}}{2C_{C1}} V_{in}(t) \exp(-j\omega T_{A1}) + \frac{V_d(t)}{C_{C1}} - \frac{V_{in}(t)}{2} \exp(-j\omega T_{T1}) \end{aligned} \quad (2.6)$$

由式 (2.6) 可以看出, 当  $T_{T1} = T_{A1}$ ,  $C_{C1} = A_{A1}$  时, 系统输入信号将完全被消除, 而只剩下失真信号, 即:

$$V_{err}(t) = \frac{V_d(t)}{C_{C1}} \quad (2.7)$$

失真消除环路的工作原理与失真检测环路类似, 设辅助放大器  $A_2$  的增益为  $A_{A2}$ , 时延为  $T_{A2}$ , 耦合器  $C_2$  的耦合因子为  $1/C_{C2}$ , 且失真消除电路一路上的时延为  $T_{T2}$ , 则放大器的总输出为:

$$\begin{aligned} V_{out}(t) &= V_{T2}(t) - \frac{V_{A2}(t)}{C_{C2}} = \\ &= \frac{A_{A1}}{2} V_{in}(t) \exp[-j\omega(T_{A1} + T_{T2})] + V_d(t) \exp(T_{T2}) - \frac{A_{A2}}{C_{C1}C_{C2}} V_d(t) \exp(-j\omega T_{A2}) \end{aligned} \quad (2.8)$$

由式 (2.8) 可知, 当  $T_{T2} = T_{A2}$ ,  $A_{A2} = C_{C1}C_{C2}$  时, 失真信号  $V_d(t)$  将完全消除, 此时输出信号变为:

$$V_{out}(t) = \frac{A_{A1}}{2} V_{in}(t) \exp[-j\omega(T_{A1} + T_{T2})] = \frac{A_{A1}}{2} V_{in}(t) \exp[-j\omega(T_{A1} + T_{A2})] \quad (2.9)$$

此时容易看出, 放大器输出信号中已经不再含有失真分量。

以上所述是前馈线性化技术应用的一典型实例。前馈线性化技术具有不受频带限制, 在大频带范围内无条件保持较高稳定性等优点。但是, 该技术往往结构复杂, 频谱抵消时往往难以调整, 而且体积较预失真系统大, 所以不易使用于卫星通行系统中, 而在民用通信系统中使用较为频繁。

## 2.1.4 其它功放线性化方法简介[13]

### 2.1.4.1 EE&R 技术

EE&R 技术的基本原理如图 2.4 所示, 中频输入信号通过包络检测器和限幅器,

得到幅度和相位形式的输入信号。

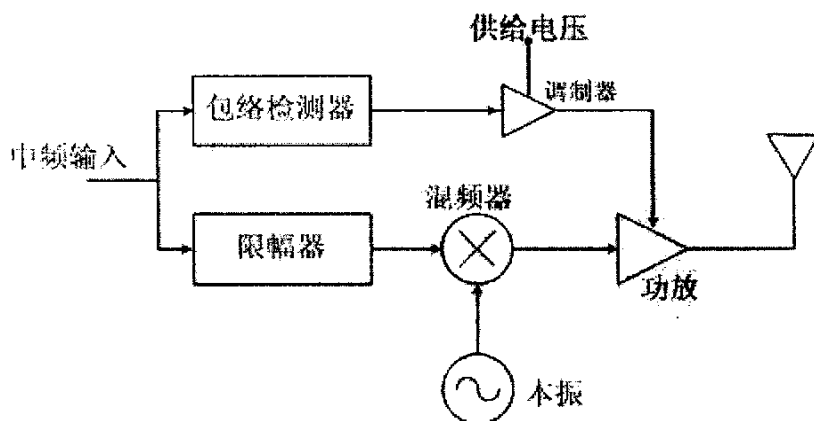


图 2.4 EE&R 技术原理框图

恒包络的输入信号经过混频器变频后成为射频信号，送入非线性射频功率放大器输出。分离后得到的中频包络信号对供给电压信号进行调制，然后用所得的调制信号来控制功率放大器。这种技术最先由 Kahn 提出，最新发展是同负反馈技术结合来增加 IMD 压缩量。

#### 2.1.4.2 CALLUM 技术和 LINC 技术

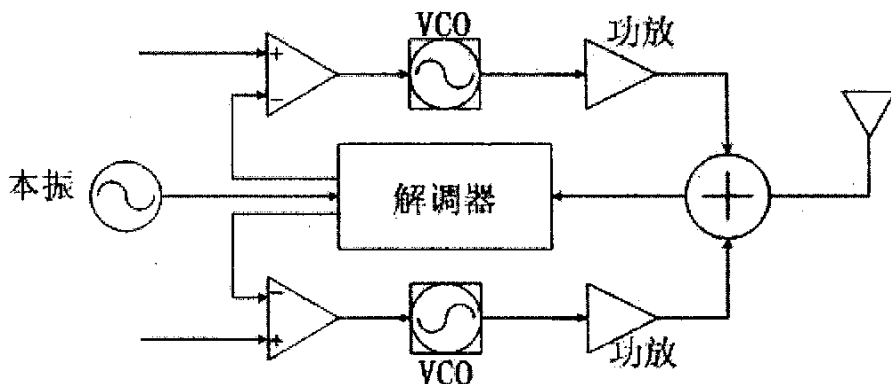


图 2.5 CALLUM 技术原理框图

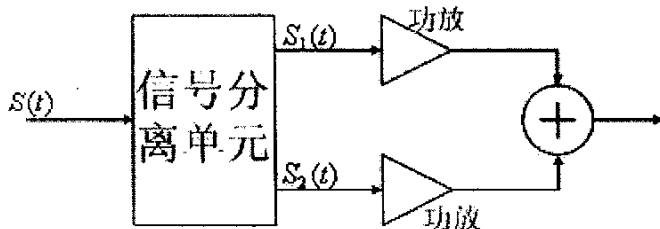


图 2.6 LINC 线性化技术原理框图

CALLUM 技术最先是出 Bateman 提出，原理如图 2.5 所示，该技术是把输入信号转变成两路恒包络信号，采用两路负反馈环来实现信号分割，分别经放大

器放大以实现线性化目的。该方法应用频率较低，电路复杂。

图 2.6 所示的是 LINC 线性化技术原理框图。该技术同 CALLUM 技术一样，也是将信号分成两路以实现线性化的，但电路实现起来相当复杂。

显而易见，以上技术实现过程很复杂，而且使用频率较低，不适合卫星通信使用。

## 2.2 预失真技术

预失真技术也是一种常见的功放线性化技术，在微波和卫星通信中被广泛采用。因为它相对简单，并且能够作为一个独立的单元插在放大器之前。预失真器产生一个非线性转移特性，这种特性在幅度和相位上与放大器产生的转移特性相反。或者说，预失真器是互调失真发生器，如果它产生的互调失真同放大器产生的互调失真在幅度上相反，相位相差  $180^\circ$ ，那么放大器的互调失真将被完全消除了。

### 2.2.1 预失真技术的分类

预失真技术的分类可以说纷繁复杂，可以根据不同的角度给予其不同的分类。根据预失真器在发射机中的位置，可以分为射频预失真、中频预失真和基带预失真技术。根据预失真器处理信号的形式，可以分为模拟预失真和数字预失真。以上两种分类便于理解，不再赘述。从本文观点来看，可将其分类为系统型预失真和元件型预失真。所谓系统型预失真技术，即是通过系统的观点，搭建一个由多个元件组成的网络，使整体具有预失真的功能，图 2.7 中给出的就是一个系统型预失真的原理图。

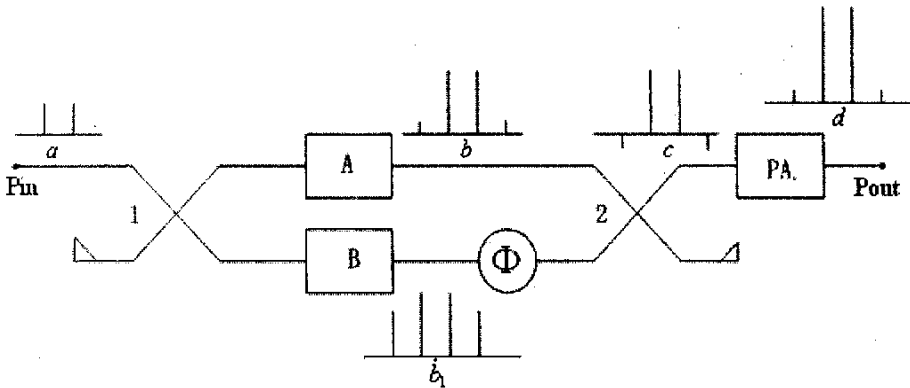


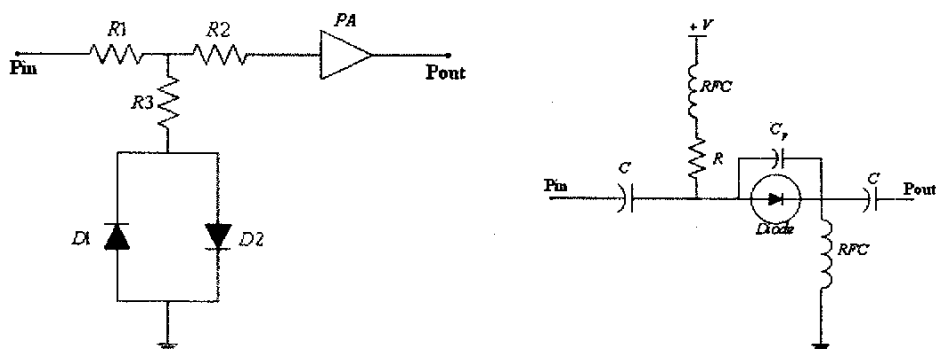
图 2.7 系统型预失真原理图

如上图，假设双频信号输入，频谱如  $a$ ，经过分路电桥 1 后分成两路，一路经线性放大器 A 放大，频谱如  $b$ ；另一路经非线性放大器 B，输出频谱为  $b_1$ ，两路信号再由电桥 2 合成一路输出，调节非线性支路的相移器  $\Phi$ ，可以使  $b$  和  $b_1$  反相，从而合成频谱  $c$ ，即为失真信号频谱；将此信号输入主放大器，则输出的交调分量得到抑制。

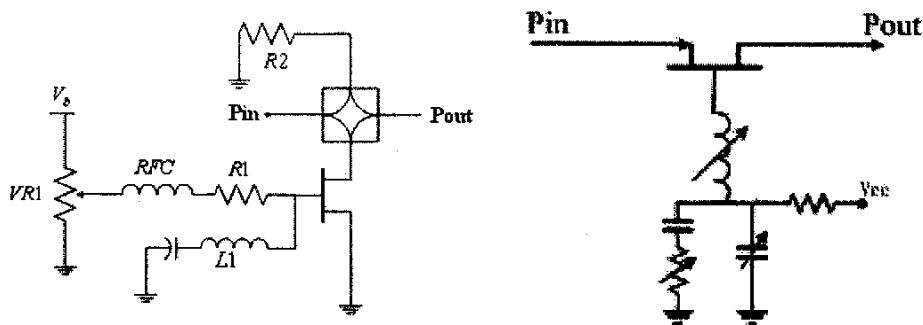
而所谓元件型预失真则是用一个非线性器件来产生与放大器增益、相位特性相反的非线性转移特性，将该元件单独作为预失真器。作为预失真器的非线性器



件可用二极管或场效应管来实现，其电路具有很多形式，图 2.8 中给出几例[14]。



(a) 二极管预失真器



(b) 场效应管预失真器

图 2.8 元件型预失真器举例

除了上述的分类方式外，预失真器还有传输型和反射型之分，这是根据预失真器电路结构不同而划分的[15]。传输型是把非线性失真单元直接作为预失真器，仅通过非线性失真单元产生与放大器特性相反的转移特性。而反射型预失真器则是把非线性失真单元作为预失真器的一部分，依靠线性支路和非线性支路以及耦合器共同实现预失真效果，图图 2.9 所示：

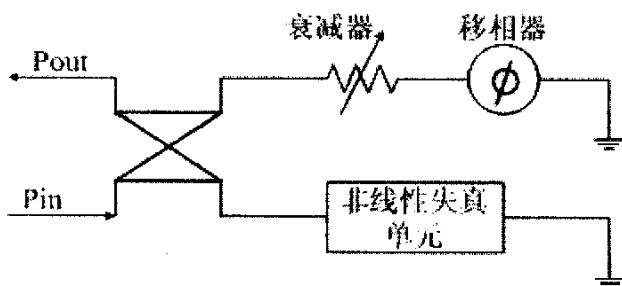


图 2.9 反射型预失真器原理图

由此可见，无论传输型和反射型，其设计的关键在于非线性失真单元。因此本文的核心在于对非线性失真单元的设计上。

综上所述，无论反射型还是传输型，均具有电路简单、易实现的特点，所以该种结构适用于星载功放的线性化。

## 2.2.2 预失真器实例分析

## 2.2.2.1 包络反馈预失真器[16]

对于 A 类、AB 类、B 类功放，当信号峰值功率远小于饱和功率时，功放的非线性失真可以近似表示为三次多项式，而输出信号幅度随输入信号的幅度改变而出现失真（AM/AM）和输出信号的相位随输入信号的幅度而出现的失真（AM/PM）变换曲线近似相同。通过可变衰减器和移相器可以减小功率放大器的非线性失真。框图如下：

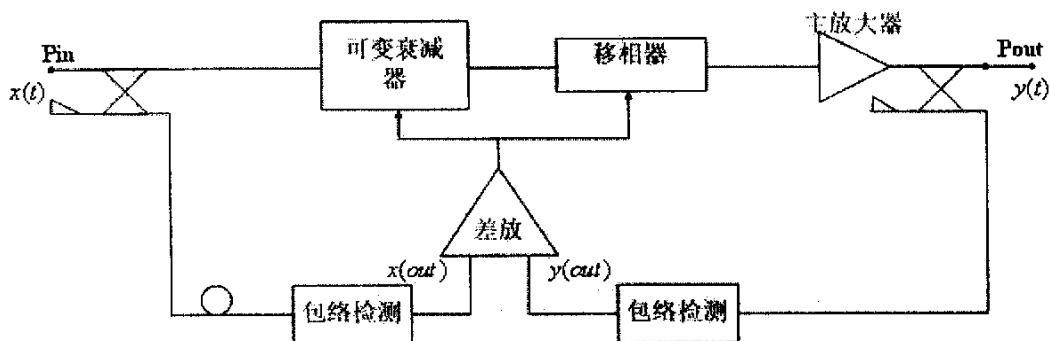


图 2.10 包络反馈预失真器原理框图

考虑输入信号  $x(t)$  为：

$$\begin{aligned} x(t) &= A \cos\left[\left(\omega_c - \frac{\Delta\omega}{2}\right)t\right] + A \cos\left[\left(\omega_c + \frac{\Delta\omega}{2}\right)t\right] \\ &= 2A \cos\left(\frac{\Delta\omega}{2}t\right) \cos(\omega_c t) \end{aligned} \quad (2.10)$$

其中  $A$  是单路信号幅度， $\omega_c$  是中心频率， $\Delta\omega$  是频率间隔。若放大器的 AM—AM 转换特性可以表示为三次多项式，且忽略 AM—PM 转换特性以简化分析，那么，进入反馈环之前的输出信号为：

$$\begin{aligned} y(t) &= a_1 x(t) + a_2 x^2(t) + a_3 x^3(t) \\ &= a_1 2A \cos\left(\frac{\Delta\omega}{2}t\right) \cos(\omega_c t) + a_2 4A^2 \cos^2\left(\frac{\Delta\omega}{2}t\right) \cos^2(\omega_c t) + a_3 8A^3 \cos^3\left(\frac{\Delta\omega}{2}t\right) \cos^3(\omega_c t) \\ &= \frac{1}{2} a_2 (2A \cos\left(\frac{\Delta\omega}{2}t\right))^2 \\ &\quad + \left[ a_1 2A \cos\left(\frac{\Delta\omega}{2}t\right) + \frac{3}{4} a_3 (2A \cos\left(\frac{\Delta\omega}{2}t\right))^3 \right] \cos(\omega_c t) \\ &\quad + \frac{1}{2} a_2 (2A \cos\left(\frac{\Delta\omega}{2}t\right))^2 \cos(2\omega_c t) \\ &\quad + \frac{1}{4} a_3 (2A \cos\left(\frac{\Delta\omega}{2}t\right))^3 \cos(3\omega_c t) \end{aligned} \quad (2.11)$$

观察上式，其中含有中心频率分量，也含有远离中心频率的谐波分量。假定滤波器能很好的滤除谐波分量，那么输出信号中就只含有如下项：

$$\begin{aligned}
 & [a_1 2A \cos(\frac{\Delta\omega}{2}t) + \frac{3}{4}a_3(2A \cos(\frac{\Delta\omega}{2}t))^3] \cos(\omega_c t) \\
 &= a_1 2A \cos(\frac{\Delta\omega}{2}t) \cos(\omega_c t) + 3a_3 A^3 \cos(\frac{\Delta\omega}{2}t) \cos(\omega_c t) + 3a_3 A^3 \cos(\Delta\omega t) \cos(\frac{\Delta\omega}{2}t) \cos(\omega_c t) \\
 &= (2a_1 A + \frac{9}{2}a_3 A^3) \cos(\frac{\Delta\omega}{2}t) \cos(\omega_c t) + \frac{3}{2}a_3 A^3 \cos(\frac{3\Delta\omega}{2}t) \cos(\omega_c t) \quad (2.12)
 \end{aligned}$$

从式 (2.12) 的结果可知：左边一项即为被放大的输入信号，而右边一项是滤波器难以滤除的三阶交调分量。放大器输出信号并经过滤波器后的部分的包络  $y(t)$  为：

$$y_{env}(t) = a_1 2A \cos(\frac{\Delta\omega}{2}t) + \frac{3}{4}a_3(2A \cos(\frac{\Delta\omega}{2}t))^3 \quad (2.13)$$

经过包络检测，差分放大器的输出为：

$$d(t) = C_{in}(2A \cos(\frac{\Delta\omega}{2}t)) - C_{out}y_{env}(t) \quad (2.14)$$

其中  $C_{in}$  和  $C_{out}$  分别表示输入输出的耦合系数。通过选择  $C_{in}$  和  $C_{out}$ ，我们可以使  $d(t)$  尽可能描述放大器的非线性特性。可变衰减器将射频输入信号与  $d(t)$  相乘输出，则为：

$$P_{env}(t) = (2A \cos(\frac{\Delta\omega}{2}t)) [\{C_{in}(2A \cos(\frac{\Delta\omega}{2}t)) - C_{out}y_{env}(t)\} \cdot g + 1] \quad (2.15)$$

其中  $g$  为可变衰减器的传输特性斜率。当上述信号通过放大器放大后， $y(t)$  的包络是：

$$y_{env}(t) = a_1 P_{env}(t) + \frac{3}{4}a_3 P_{env}^3(t) \quad (2.16)$$

这样经过几个反馈周期后，反馈环路稳定，输出为没有失真且被放大的输入信号，从而达到了预失真效果。

### 2.2.2.2 二极管预失真器

迄今为止，二极管预失真器是引用最为广泛的线性化器。使用微波二极管的线性化器具有结构简单、易实现、易生产等特点，而且产生的三阶交调分量小。在这些二极管预失真器中有用单二极管实现的也有用多二极管实现的，二极管对也通常被用作奇阶交调提取器。二极管非线性单元同样也具有传输型和反射型之分，象图 2.8 (a) 中所示电路就属于传输型电路，且由单二极管构成。

以下给出几种多二极管实现的预失真器，如图 2.11：

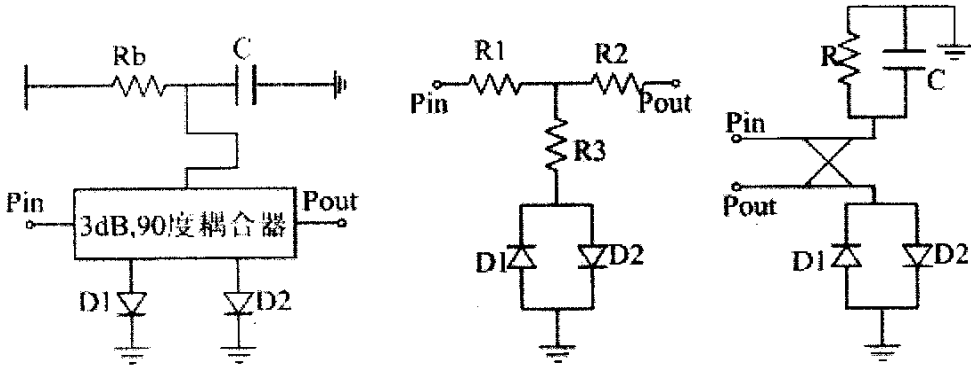


图 2.11 多二极管预失真器

我们分别举单二极管传输型和二极管对反射型预失真器为例，对其原理加以说明。下图为单管传输型预失真器[17]：

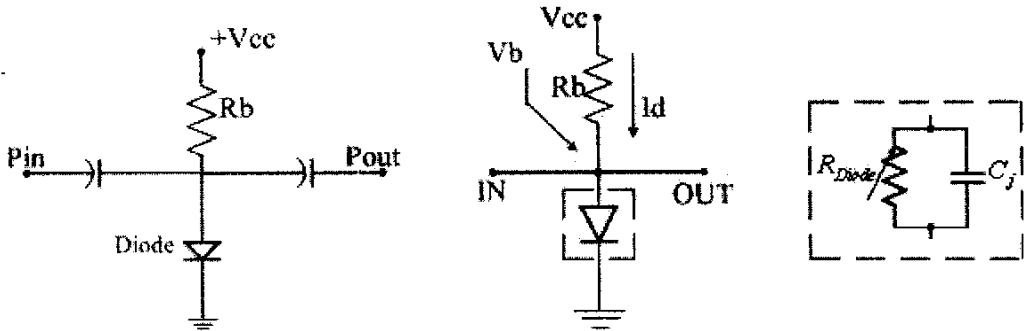


图 2.12 单二极管传输型预失真器及其等效电路

在输入功率增加的情况下，二极管的直流工作点是从小信号偏置变化到大信号偏置，变化曲线如下图：

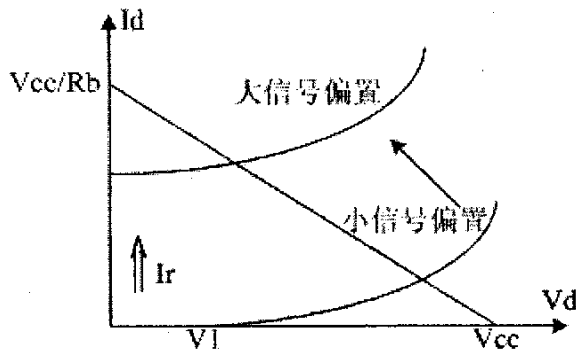


图 2.13 直流偏置曲线

直流工作状态下二极管上的电流  $I_d$ 、电压  $V_d$  可用如下公式描述：

$$I_d = f(V)$$

$$V_d = V_{cc} - R_b \times I_d \quad (2.17)$$

其中:  $I_d = f(V_d) = I_s(\exp(\frac{q}{kT}V_d) - 1)$

这样一来, 二极管的等效电阻  $R_d$  可以表示为:

$$R_d = \frac{1}{\frac{\partial I_d}{\partial V_d}} = \frac{kT}{qI_s} \exp(-\frac{q}{kT}V_d) \quad (2.18)$$

式 (2.18) 表明  $R_d$  是随  $V_d$  的变化而变化的, 而  $V_d$  是随着直流偏置点的变化而变化的, 所以当直流偏置点发生变化时  $R_d$  也发生变化, 也就是当输入功率增加时  $R_d$  也增加。

通过微波网络知识可以求得图 2.11 所示的二极管预失真器的  $S_{21}$  参数, 表示如下:

$$S_{21} = \frac{2R}{(2R + Z_o)^2 + (\omega C_j R Z_o)^2} [(2R + Z_o) - j\omega C_j R Z_o] \quad (2.19)$$

其中  $R = \frac{R_d \cdot R_b}{R_d + R_b}$ ,  $Z_o$  为电路的特性阻抗。将式 (2.19) 写成幅值、相位形式

如下:

$$\begin{aligned} |S_{21}| &= \frac{2}{\sqrt{(2 + \frac{Z_o}{R})^2 + (\omega C_j Z_o)^2}} \\ \angle S_{21} &= \tan^{-1}(-\frac{\omega C_j Z_o}{2 + \frac{Z_o}{R}}) \end{aligned} \quad (2.20)$$

由以上推导可知,  $R$  增加时  $S_{21}$  的幅值变大、相角减小。这一特性恰好与功率放大器的非线性特性相反; 在不同偏置电压、不同的直流偏置电阻  $R_b$  的情况下, 该线性化器的  $S_{21}$  幅值、相位值改变量均不同。这些特性正好满足线性化器的非线性特性, 因此, 该形式的电路可以用作功放预失真器使用。

上面介绍了单二极管传输型预失真器的特性分析, 接下来介绍二极管对反射型预失真器的原理。

要搞清楚管对预失真器[18]的原理, 我们必须首先清楚反相并联二极管对的非线性特性。图 2.14 给出了反相并联二极管对的示意图:

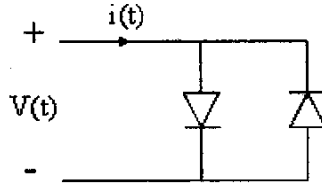


图 2.14 二极管对非线性单元

根据肖特基二极管的模型，通过二极管对的电流  $i(t)$  可以表示为：

$$i(t) = I_0 \{ \exp[a_d v(t)] - \exp[-a_d v(t)] \} \quad (2.21)$$

用泰勒级数展开，只取前三项近似得：

$$i(t) \approx 2I_0 \left[ a_1 v(t) + \frac{1}{3} a_3 v^3(t) \right] \quad (2.22)$$

则反相二极管对的导纳  $Y_d(t)$  可以表示为：

$$Y_d(t) = \frac{i(t)}{v(t)} \approx 2I_0 \left[ a_1 + \frac{1}{3} a_3 v^2(t) \right] \quad (2.23)$$

通过匹配使得  $Y_d(t) = Y_0 + ka_3 v^2(t)$ ，因此理论上只有第二项表示的信号才能被反射回输出口，反射系数为  $\Gamma \approx ka_3 v^2(t)$ ，则输出端口的输出电压表示为：

$$v_{out} = \Gamma v_{in}(t) \approx ka_3 v^3(t) \quad (2.24)$$

式 (2.24) 意味着理论上只有三阶分量才能被输出，而其他分量均被抑制，这就是反相二极管对作为非线性失真单元的基本原理。

利用反相二极管对这一特性搭建起来的预失真器如图 2.15 所示：

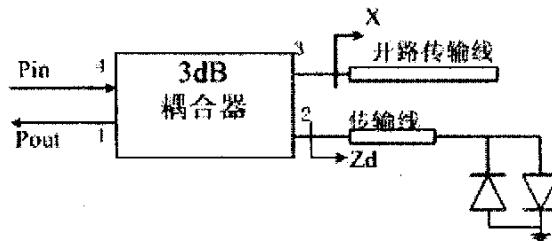


图 2.15 二极管对预失真器

该线性化器通过一个  $90^\circ$  电桥将输入信号分成两个相等电平的信号，输入信

号的一半送到 3 端口的可变电抗负载  $X$ ，所有到达电抗负载  $X$  的功率都被反射回电桥，这个反射电压的相角通过电抗反射系数的相角和入射电压联系起来。输入信号的另一半被传输至 2 端口，通过一段传输线送到反相平行二极管对，到达管对的功率绝大部分也被反射回电桥，由于二极管被大功率驱动，从它反射回来的电压的幅值和相位都要发生变化。如下图所示：

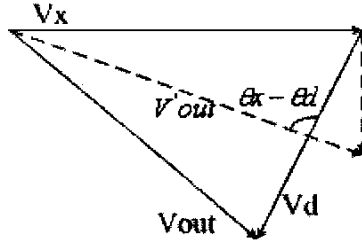


图 2.16 原理分析

其中， $\theta_x = \tan^{-1} \frac{Z_o X}{X^2 - Z_o^2}$ 。2 端口的入射电压和反射电压的关系为：

$$V_d \angle \theta = V_i \frac{(Z_d - Z_o)}{(Z_d + Z_o)} \quad (2.25)$$

其中  $Z_d$  是 2 端口的端口阻抗。

从 2 端口和 3 端口反射的电压通过矢量合成，其结果呈现于 4 端口，输入功率和输出功率的关系为：

$$P_{out} = P_{in}(\angle \theta_x - P_d \angle \theta_d) \quad (2.26)$$

$\angle \theta_x$  是电抗  $X$  的反射系数， $P_d \angle \theta_d$  是二极管分支的反射系数。因为  $Z_d$  是输入功率的函数，所以通过选择适当的  $\theta_x$  和  $Z_d$  就可以得到合乎需要的非线性特性，这种非线性特性和功率放大器产生的非线性特性是相反的。

### 2.2.2.3 场效应管预失真器

场效应管预失真器是指用场效应管作为非线性产生单元的预失真线性化器，和二极管类型相同，也可以分成传输型和反射型两种电路结构。从场效应管的接地方式看分为共栅型[19]（栅极接地）和共源型（源极接地），早期用场效应管构成的线性化器中多用共栅结构。在共栅结构中，场效应管实际上是作为“无源”器件来使用的，它是通过调节栅极电压来控制源漏电阻的。而往往这些共栅结构的线性化器会带来比较大的插损，所以它与功率放大器不能直接级联，而要在线性化器和功率放大器之间接入缓冲放大器（又叫通道放大器），以保证输入功率放大器的功率达到要求的电平。但作为一个非线性特性产生单元来说是能够达到预定效果的。

图 2.17 中给出了共栅结构反射型 (a) 和传输型 (b) 的电路原理图，以供参考。

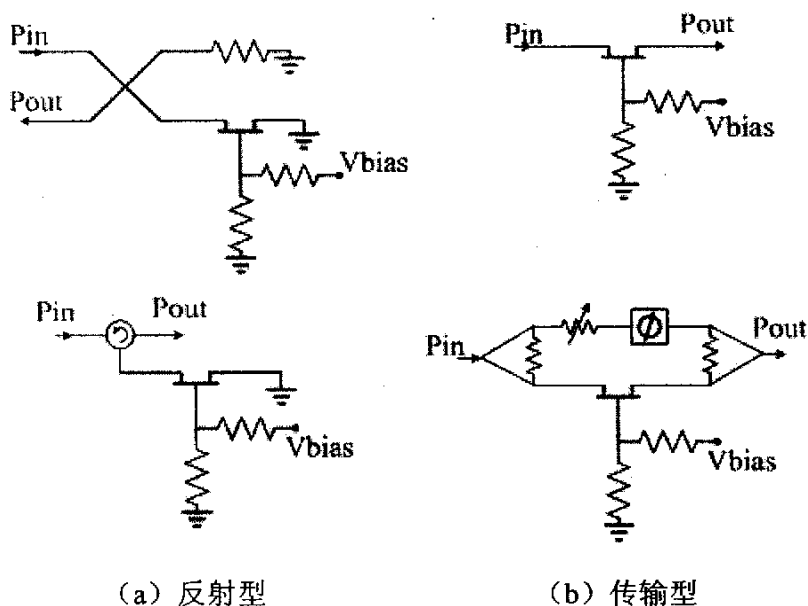


图 2.17 共栅结构 FET 线性化器原理图

但据文献报道，拥有以上结构的（共栅结构）线性化器带宽特性不理想，且插损较大。应用时需要在其前后加入很多线性放大或衰减网络才足以和功率放大器级联。这种结构还难以调整，分析仿真时还需要建立共栅结构场效应管的大信号模型，具有一定的难度。

后来，有文献提出了一种共源、漏极接地结构的非线性产生单元[20]以作为线性化器，如图 2.18 所示：

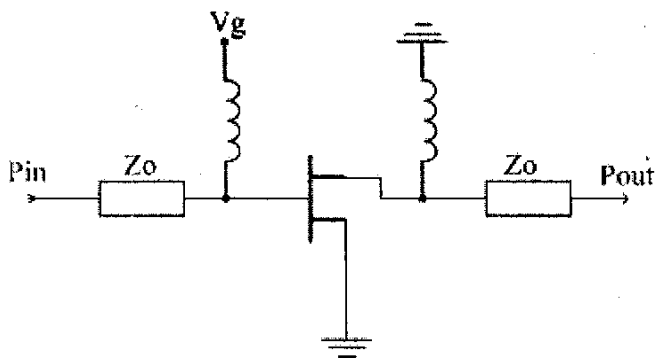


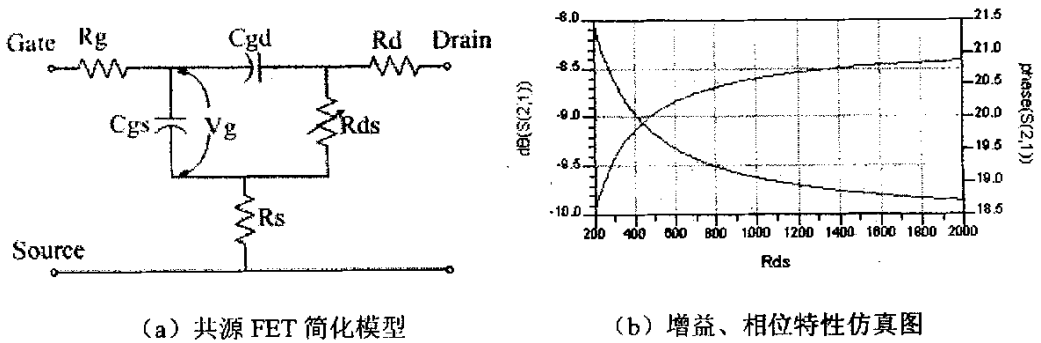
图 2.18 共源结构非线性产生单元

这种结构主要依靠源-漏电阻  $R_{ds}$  的变化来提供所需的增益、相位变化。因为该结构只需很少的元件就能实现，所以其具有高达 10GHz 的带宽特性和很好的稳定性。这种结构的非线性特性可以通过调节栅极偏置电压来改变，以达到所需的程度。

源极接地，漏极零偏置的场效应管简化等效电路模型如图 2.19 (a) 所示。等效电路中已清楚地标明了源-漏电阻  $R_{ds}$  随栅极偏置电压（即  $C_{gs}$  上的电压）变化的规律。在这种偏置状态下，场效应管的工作点将随着  $R_{ds}$  的增加由线性区偏



向饱和区, 这样一来, FET 将提供如图 2.19 (b) 所示的增益、相位特性。



(a) 共源 FET 简化模型

(b) 增益、相位特性仿真图

图 2.19 共源结构 FET 非线性产生器模型及其特性

由图可见, 这种特性正是线性化器应具有的特性。

但是使用这种结构的非线性产生器插损也大, 经仿真分析, 用该结构实现的线性化器在线性区增益为  $-20\text{dB}$ 。这就意味着它需要增益更大的通道放大器把其输入推动到放大器所需输入功率等级后才能和功率放大器级联。与共栅结构一样, 这种结构只有一个电压调节点 (栅极偏压), 因此, 对于要求较高的非线性效果, 单靠这一调整难以做到。

在共源型结构诞生以后, 人们为了使非线性产生单元的插损减小, 提出了双场效应管串联型预失真器结构[21], 如图 2.20 所示:

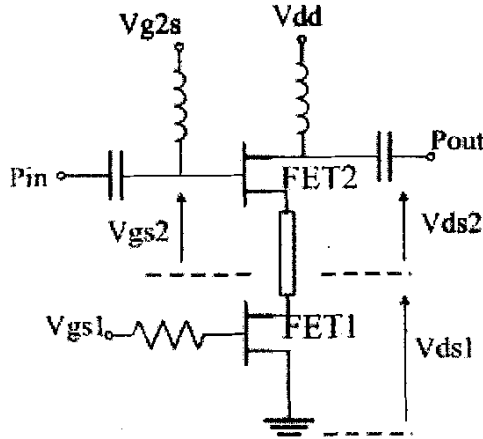


图 2.20 双场效应管预失真器

这种设计的提出大大减小了线性化器的插损, 只采用增益较小的通道放大器即可实现线性化器和功率放大器的级联, 甚至可以省去通道放大器。

文章讲到这里也就引入了本课题研究的对象——场效应管与二极管串联型线性化器。该课题就是由双场效应管串联型结构得到的启发, 尝试了场效应管与二极管串联结构的实现, 并获得一定的效果。串联结构的分析将在下一章节给出。

### 2.3 本章小节

这一章节中, 我们讨论了功率放大器的线性化技术。首先介绍了几种常用的

线性化技术，包括功率回退法、负反馈法、前馈法、EE&R法、CALLUM方法等。给出了这些线性化技术的基本理论根据。由于本文研究的主要是预失真方法，所以本章在很大的篇幅上介绍了预失真线性化方法，详细给出了包络反馈预失真原理分析。而后分析了二极管和场效应管线性化器的原理，给出了一些参考电路。最后由串联场效应管预失真器引出了本文研究的对象——场效应管与二极管串联型线性化器。

### 第三章 新型微波功放线性化器

本章重点讨论新型微波功放线性化器的提出及其理论。首先,介绍场效应管与二极管串联结构线性化器被提出的背景和原因;然后,给出新结构的电路图,并分部分利用微波网络知识来分析各组成单元(二极管部分和场效应管部分);最后,对整体网络特性做定性分析。

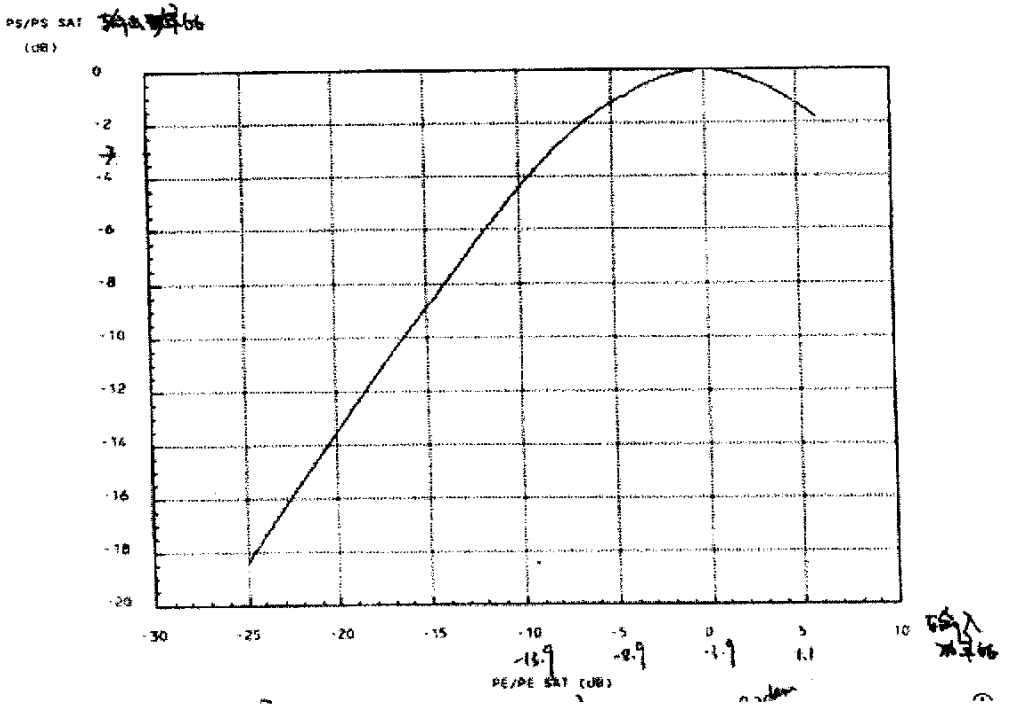
#### 3.1 新结构提出的背景及原因

讨论新型线性化结构的提出首先应该从本课题研究的目的谈起。本课题研究的目的主要是为了改善 THALES 公司生产的某型号星载行波管放大器的线性度。该行波管放大器主要由行波管(TWT)和电源(EPC)两大部分组成,它具有单级放大倍数高、带宽宽、效率高、可承受的工作环境温度高等优点,但是行波管阴极限制了它的寿命,它的线性度比较差,高压电源的可靠性较低。它的非线性特性主要表现为三阶交调失真。

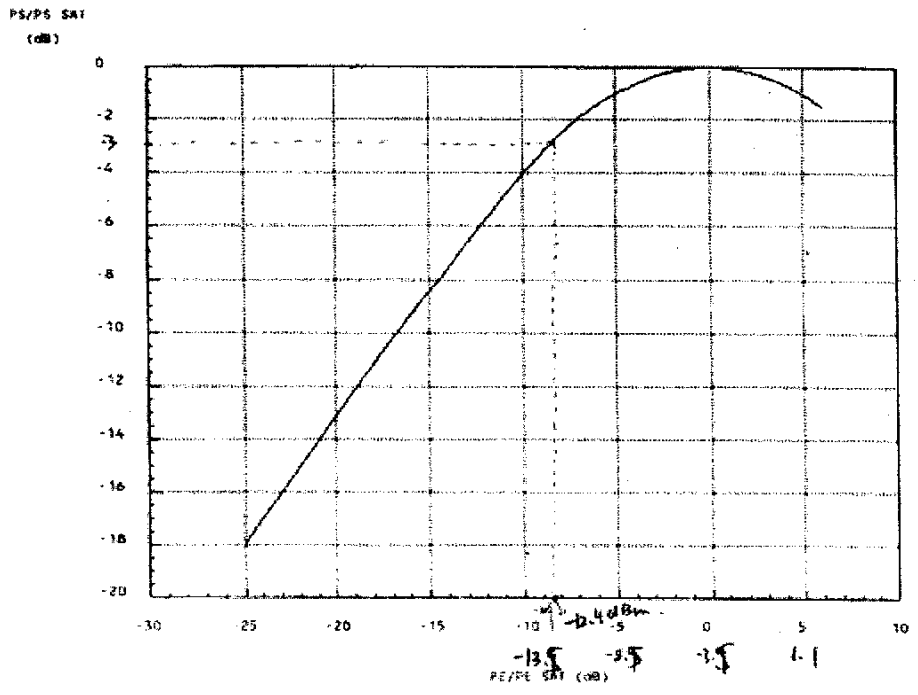
该行波管放大器工作频率为 11.7GHz~12.2GHz,其非线性特性如表(3.1),输入输出功率曲线和 AM/PM 转换曲线如图 3.1、3.2 所示:

频率/GHz 输出功率回退值	非线性特性	输入回退功 率 dB	增益压缩 dB	相位增加 °	交调载波比 (C/I) dB
11.7	0dB	0	6.64	36.85	
	1dB	4.47	3.17	21.78	11.83
	2dB	6.5	2.14	16.03	13.97
	3dB	8.3	1.34	11.59	16
11.95	0dB	0	6.95	41.45	
	1dB	4.97	2.98	24	11.8
	2dB	7.05	1.90	17.76	13.7
	3dB	8.5	1.45	13.7	14.2
12.2	0dB	0	7.07	44.03	
	1dB	5.25	2.82	24.65	11.86
	2dB	7.22	1.85	18.24	13.8
	3dB	8.6	1.47	14.43	14.2

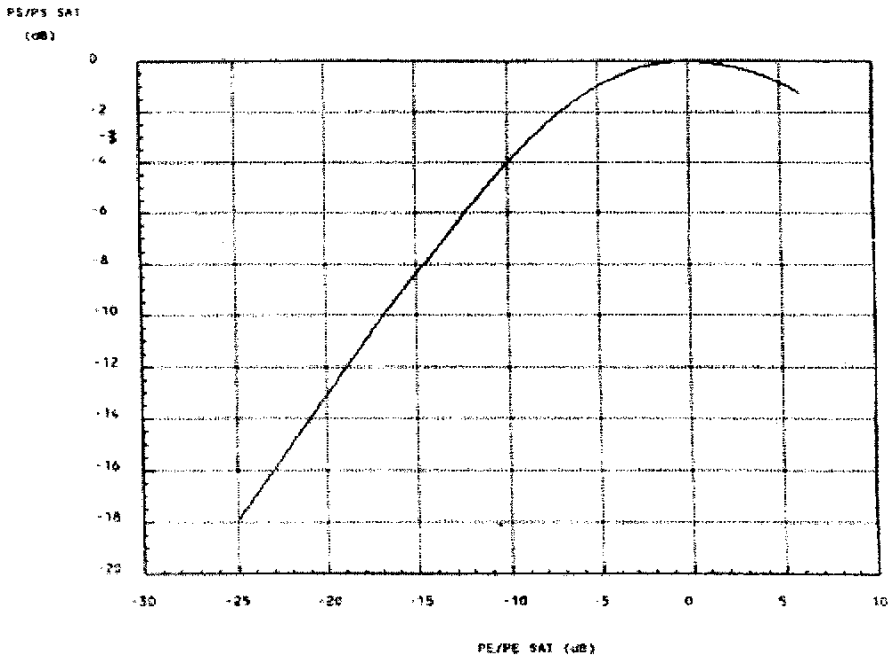
表 3.1 行波管放大器非线性特性



(a) 11.7GHz 输入输出功率曲线



(b) 11.95GHz 输入输出功率曲线



(c) 12.2GHz 输入输出功率曲线

图 3.1 TWTA 在不同频率点输入输出功率曲线

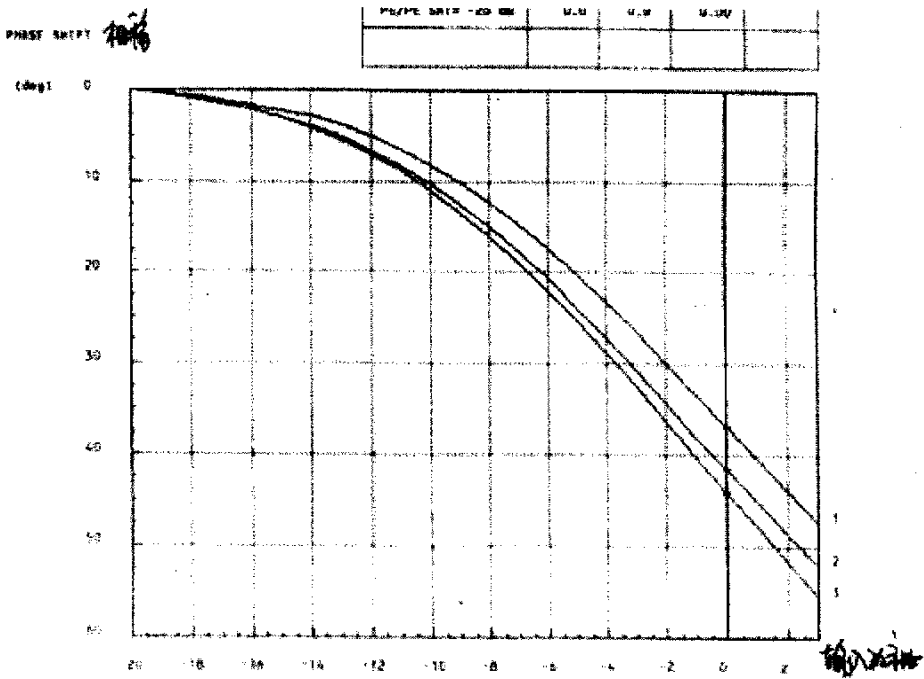


图 3.2 行波管放大器的 AM/PM 转换曲线

根据上述图表，在输出功率回退 3dB 处，C/I 改善 10dB，线性化器只需增益有 1.5dB 左右的补偿、相位有 15°左右的补偿，就能达到使行波管放大器线性化

的目的。本文研究的线性化器将围绕这个指标进行设计。

不言而喻，所研究线性化器属于星载设备。按照星载设备在尺寸、重量、稳定性上的严格要求，我们力求线性化器具有较小的尺寸和较轻的重量，同时具备一定的稳定性。因此，我们选取预失真方法解决这一问题，并采取传输型结构，这样做有利于减小系统尺寸也便于生产、制造。

考虑到二极管预失真器和单场效应管预失真器会带来较大的插损，且其调整点单一。因此，本课题计划采用网络串联型预失真器，这样有利于减小插损，从而使系统对通道放大器的要求降低。同时，多个网络串联的形式很容易使调整点增加，有利于非线性特性的调整，便于使其与功率放大器相配套。

基于以上原因和现实，又不失创新性，本课题试探性地采用场效应管和微波二极管相串联的形式来实现预失真器模块。

### 3.2 新结构的电路形式及其理论分析

#### 3.2.1 电路形式介绍

本文在第二章最后部分介绍了双场效应管串联型结构的预失真器，电路结构如图 2.20 所示（为了便于查看，这里重新给出电路图，命名为图 3.3）。这里，我们给出这种结构的等效电路模型，如图 3.4，新结构提出的思想正是由该等效电路所启发的。

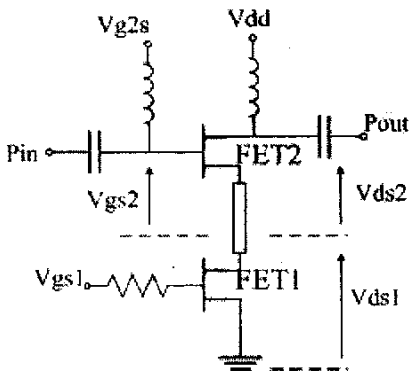


图 3.3 (前图 2.20)

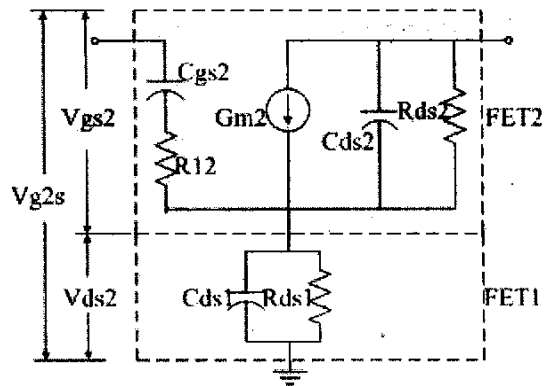


图 3.4 串联 FET 等效电路模型

观察双场效应管串联等效电路，FET1 的等效模型可以表示为一个电容 ( $C_{ds1}$ ) 和一个电阻 ( $R_{ds1}$ ) 并联的形式，而与之串联的 FET2 的等效电路模型则类似于 FET 作为放大器时的等效电路模型。由于相关参考文献中将该种结构做成 MMIC 电路，因此，在两个场效应管的连接处没有各自的封装参数。在该结构中，FET2 的跨导 ( $G_{m2}$ ) 和  $R_{ds1}$  将对整体的增益和相位影响比较敏感，另外调节  $V_{g2s}$  可以获得不同的增益、相位特性。

从图 3.4 的等效电路模型可以发现 FET1 实际上充当了一个二极管的“角色”，二极管在加正向偏置电压时的等效电路模型也是一电容和一电阻并联的形式。由此得到启发，本课题采用一个 GaAs FET 和一个微波二极管（或管对）串联的结构来实现增益、相位的非线性产生器，并将该结构调整为适合前文所述行波管放大器的线性化器。新结构的原理电路图如图 3.5 所示：

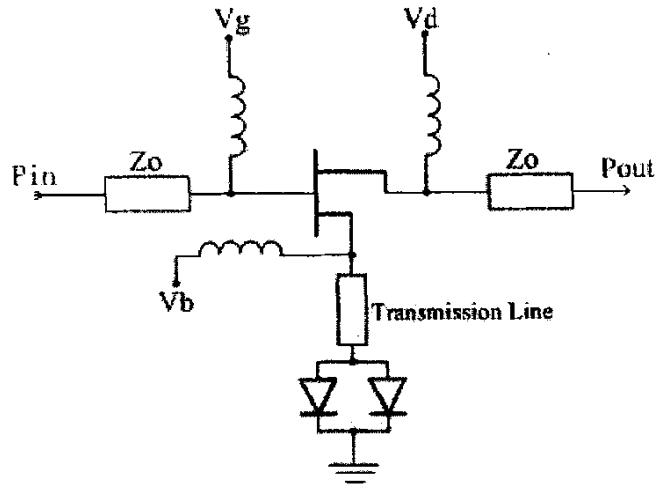


图 3.5 新型结构的原理电路图

从电路结构上看，这种非线性产生单元将双 FET 串联结构中的 FET1 去掉，换成了二极管，并且给二极管一定的正向偏置电压来扰动非线性。而场效应管的偏置方式类似于 FET 放大器的偏置，这不同于单 FET 共源结构。在共源结构中，场效应管漏极直流接地，这样做实际上是把 FET 当作一个肖特基二极管的作用。而在新结构中，场效应管的偏置方式类似与放大器，这样作是为了让其产生一定的增益，从而降低插损。而非线性特性则主要由二极管网络产生。若是将该系统看成放大器的话，那么二极管网络则看成反馈网络，只不过该反馈网络产生的非线性较强而已。

下文中我们重点讨论新型结构的原理，首先从微波网络知识谈起。

### 3.2.2 相关微波网络知识[22]

#### 3.2.2.1 多网络连接

上文给出的结构在微波网络中属于网络串联，图 3.6 给出网络串联示意图。

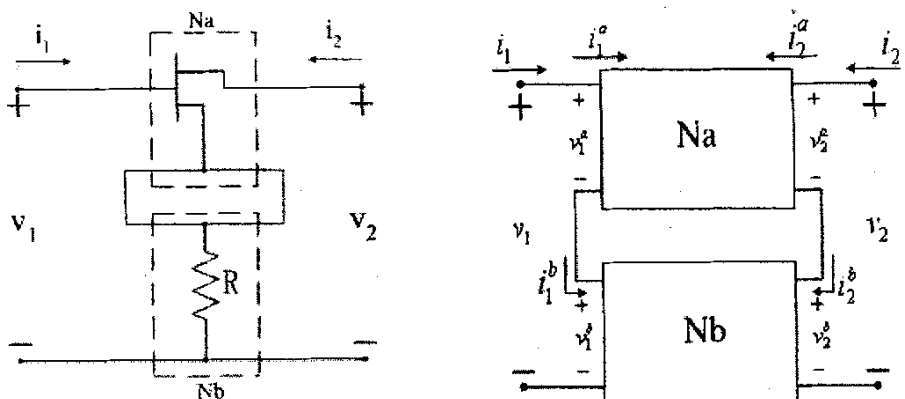


图 3.6 网络串联示意图

对于串联结构的网络，我们采取 Z 参数计算较为方便。对于图中所示的 Na、Nb 网络分别有下面的式子成立：

$$\begin{bmatrix} v_1^a \\ v_2^a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11}^a & Z_{12}^a \\ Z_{21}^a & Z_{22}^a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1^a \\ i_2^a \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

$$\begin{bmatrix} v_1^b \\ v_2^b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11}^b & Z_{12}^b \\ Z_{21}^b & Z_{22}^b \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1^b \\ i_2^b \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

如图 3.6 所示的联接方式, 我们容易得到整体二端口网络的 Z 参数如式(3.3)所示:

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_1^a + v_1^b \\ v_2^a + v_2^b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11}^a + Z_{11}^b & Z_{12}^a + Z_{12}^b \\ Z_{21}^a + Z_{21}^b & Z_{22}^a + Z_{22}^b \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

则整体网络的 Z 参数为:

$$[Z] = \begin{bmatrix} Z_{11}^a + Z_{11}^b & Z_{12}^a + Z_{12}^b \\ Z_{21}^a + Z_{21}^b & Z_{22}^a + Z_{22}^b \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

由上述知识可知, 要求串联网络的 Z 参数, 我们只需知道各自网络的 Z 参数后按照式 (3.4) 可以求得。

### 3.2.2.2 常用网络的 A 参数

由于有些网络的 Z 参数和 Y 参数没有意义, 而 A 参数和 S 参数均存在, 所以这里给出几种常见网络的 A 参数, 以便导出复杂网络的参数。然后利用网络参数间的关系求得所需的网路参数。

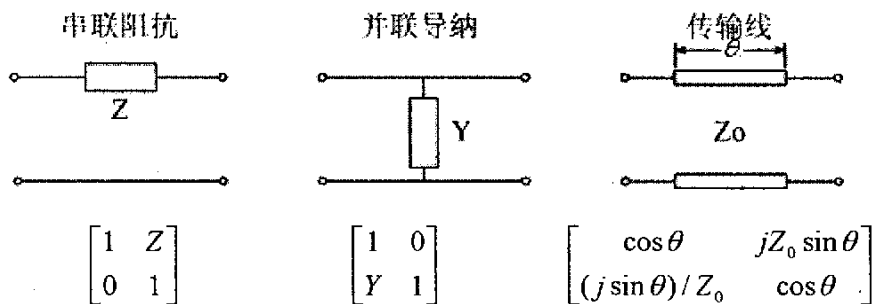


图 3.7 常用网络及其 A 参数

### 3.2.2.3 各网络参数之间的关系

以下给出各网络参数之间的关系, 以供分析时查阅。

[Z]~[A]:

$$[Z] = \frac{1}{A_{21}} \begin{bmatrix} A_{11} & \det[A] \\ 1 & A_{22} \end{bmatrix} \quad [A] = \frac{1}{Z_{21}} \begin{bmatrix} Y_{22} & 1 \\ \det[Y] & Y_{11} \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

[Y]~[A]:



$$[Y] = \frac{1}{A_{21}} \begin{bmatrix} A_{22} & -\det[A] \\ -1 & A_{11} \end{bmatrix} \quad [A] = \frac{-1}{Y_{21}} \begin{bmatrix} Y_{22} & 1 \\ \det[Y] & Y_{11} \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

$[\bar{Z}] \sim [S]$ :

$$[\bar{Z}] = ([1] + [S])([1] - [S])^{-1} \quad [S] = ([\bar{Z}] - [1])([\bar{Z}] + [1])^{-1} \quad (3.7)$$

$[\bar{Y}] \sim [S]$ :

$$[\bar{Y}] = ([1] - [S])([1] + [S])^{-1} \quad [S] = ([\bar{Y}] - [1])([\bar{Y}] + [1])^{-1} \quad (3.8)$$

$[a] \sim [S]$ :

$$[a] = \frac{1}{2S_{21}} \begin{bmatrix} S_{12}S_{21} + (1 + S_{11})(1 - S_{22}) & S_{12}S_{21} - (1 + S_{11})(1 + S_{22}) \\ S_{12}S_{21} - (1 - S_{11})(1 - S_{22}) & S_{12}S_{21} + (1 - S_{11})(1 + S_{22}) \end{bmatrix}$$

$$[S] = \frac{1}{a_{11} + a_{12} + a_{21} + a_{22}} \begin{bmatrix} a_{11} + a_{12} - a_{21} - a_{22} & 2\det[a] \\ 2 & -a_{11} + a_{12} - a_{21} + a_{22} \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

### 3.2.3 新型结构理论分析

前面图 3.5 是新型结构的原理电路图，这里图 3.8 给出其等效电路模型。

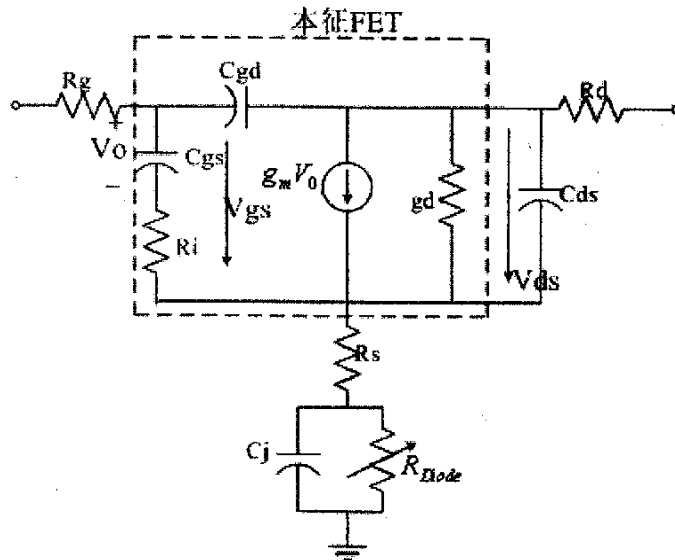


图 3.8 FET 与二极管串联等效电路

分析时，按照前面所述的微波网络知识，将等效模型看成场效应管网络 and 二极管网络的串联，这里逐个给予分析。

#### 3.2.3.1 二极管部分

分析二极管网络时, 将场效应管源极电阻  $R_s$  放在其中, 这样就可利用前文中二极管预失真器的分析方法。图 3.9 给出二极管网络等效电路:

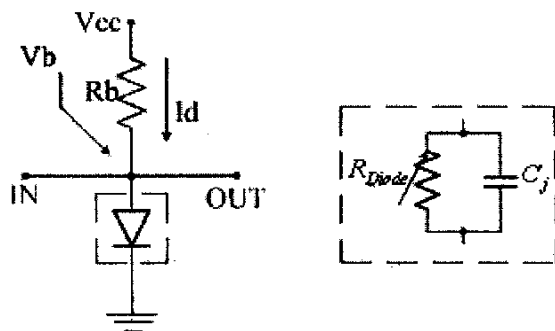


图 3.9 二极管网络等效电路

图中二极管模型等效成为一个电阻  $R_{Diode}$  和结电容  $C_j$  并联的形式, 其 A 参数可写成式 3.10 形式:

$$[A] = \begin{bmatrix} \frac{1}{R_b} + \frac{1}{R_{Diode}} + j\omega C_j & 0 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

根据 A 参数与 Z 参数之间的关系可以得出图 3.9 所示网络的 Z 参数为:

$$[Z] = \frac{1}{\frac{1}{R_b} + \frac{1}{R_{Diode}} + j\omega C_j} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

根据 A 参数与 S 参数的关系, 二极管部分 S 参数表述如式 3.12 所示:

$$[S] = \begin{bmatrix} \frac{-1 - j\omega C_j (R_b + R_{Diode})}{2(R_b + R_{Diode}) + 1 + j\omega C_j (R_b + R_{Diode})} & \frac{2}{2 + \frac{R_b + R_{Diode}}{R_b R_{Diode}} + j\omega C_j} \\ \frac{2}{2 + \frac{R_b + R_{Diode}}{R_b R_{Diode}} + j\omega C_j} & \frac{-1 - j\omega C_j (R_b + R_{Diode})}{2(R_b + R_{Diode}) + 1 + j\omega C_j (R_b + R_{Diode})} \end{bmatrix}$$

式 (3.12)

得到 Z 参数是为了和场效应管网络串联方便, 而得到 S 参数的目的在于分析二极管部分的非线性特性。这里, 先讨论其非线性特性。将  $S_{21}$  写成幅值、相位形式, 如式 3.13 和式 3.14 所示:

$$|S_{21}| = \frac{2}{\sqrt{\left(2 + \frac{Z_0}{R}\right)^2 + (\omega C_j Z_0)^2}} \quad (3.13)$$

$$\angle S_{21} = \tan^{-1} \left[ -\frac{\omega C_j Z_0}{2 + \frac{Z_0}{R}} \right] \quad (3.14)$$

其中  $Z_0$  是特性阻抗,  $R = \frac{R_{Diode} R_b}{R_{Diode} + R_b}$ 。由以上分析我们容易得到: 随着  $R$  增

加,  $|S_{21}|$  增加,  $\angle S_{21}$  减小。这些特性正和线性化器所要求的特性相似, 通过调整二极管偏压可以获得需要的增益、相位值。这样一来, 对于非线性特性的产生看似解决, 但这只是二极管线性化器的分析, 没有解决插损大的问题。要解决插损问题, 我们还须进一步讨论场效应管网络。

### 3.2.3.2 场效应管部分

从直观上讲, 单看剔除二极管后的场效应管网络。它其实可以看作一个偏置在非线性状态下的放大器, 的确可以带来一定的增益 (可能较小), 亦带来一定程度的失真; 而观察漏极接地的线性化器 (即单场效应管线性化器), 则会带来一定量的插入损耗。从这一点来看, 这种漏极给予一定正电压的偏置方式会给系统带来增益而不是插损, 因此, 有理由认为这样一来会使整个电路传输特性变好, 自然反射特性将被改善。

分析时, 我们首先由本征 FET 的电路模型得出本征 FET (图 3.10) 的 Y 参数, 再加上封装参数后得到 FET 的 Y 参数。[23]

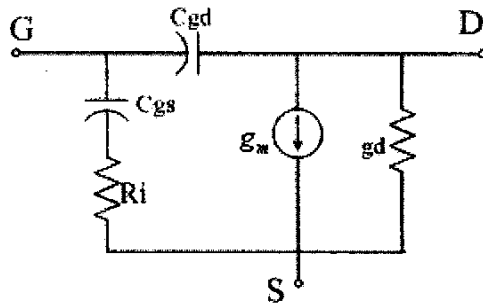


图 3.10 本征 FET 等效电路

根据场效应管的物理结构和等效电路, 可以得到本征 FET 的 Y 参数如下:

$$[Y^i] = \begin{bmatrix} j\omega(C_{gs} + C_{gd}) + \omega^2 C_{gs} \tau_i & -j\omega C_{gd} \\ g_{mo} - j\omega(g_{mo} \tau_0 + C_{gd}) & g_d + j\omega C_{gd} \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

为了得到完整的 FET 电路分析, 我们将源极电阻在该分析中仍然考虑。因此, 现在此对  $R_g$ 、 $R_s$ 、 $R_d$  以及  $C_{ds}$  对上述 Y 参数得影响加以推导, 由于  $R_d$  很小, 推导中暂不考虑, 各极电阻与本征 FET 得连接如图 3.11 所示:

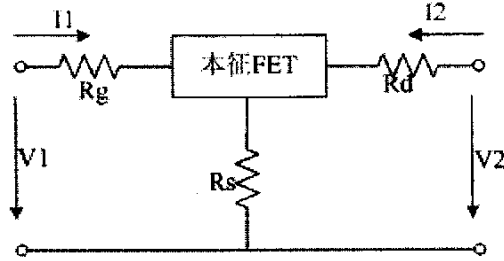


图 3.11 考虑了各极电阻的 FET 等效电路模型

由上面的电路，容易得到：

$$\begin{aligned}
 [Z] &= [Z^i] + R_s \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} + R_g \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \\
 &= \frac{1}{\det[Y^i]} \begin{bmatrix} y_{22}^i & -y_{12}^i \\ -y_{21}^i & y_{11}^i \end{bmatrix} + R_s \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} + R_g \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \\
 &= \frac{1}{\det[Y^i]} \begin{bmatrix} y_{22}^i + (R_s + R_g) \det[Y^i] & R_s \det[Y^i] - y_{12}^i \\ R_s \det[Y^i] - y_{21}^i & y_{11}^i + R_s \det[Y^i] \end{bmatrix} \tag{3.16}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 [Y] &= \frac{\det[Y^i]}{\det[Z]} \begin{bmatrix} y_{11}^i + R_s \det[Y^i] & y_{12}^i - R_s \det[Y^i] \\ y_{21}^i - R_s \det[Y^i] & y_{22}^i + (R_s + R_g) \det[Y^i] \end{bmatrix} \\
 &= \frac{[Y^i] + R_s \det[Y^i] \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix} + R_g \det[Y^i] \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}}{1 + R_s \sum y^i + R_g (y_{11}^i + R_s \det[Y^i])} \tag{3.17}
 \end{aligned}$$

其中： $\sum y^i = y_{11}^i + y_{12}^i + y_{21}^i + y_{22}^i$ ， $R_s \det[Y^i]$  与  $y_{11}^i$  相比可以忽略，故对式 (3.17) 分子分母同除反馈因子  $1 + R_s (g_{mo} + g_d) \approx 1 + R_s g_{mo}$ ，并引入下式：

$$y^* = \frac{y}{1 + R_s (g_{mo} + g_d)} \tag{3.18}$$

$$R_s \sum y^i = R_s \sum y^i - R_s (g_{mo} + g_d) \tag{3.19}$$

代入式 3.17，得：

$$[Y] = \frac{[(y^i)^*] + R_s \det[(y^i)^*] \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix} + R_g \det[(y^i)^*] \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}}{1 + R_s \sum [(y^i)^*] + R_g (y_{11}^i)^*} \tag{3.20}$$

由于分子的第二、三项远小于 1，分母的第二、三项比  $[(y')^*]$  小得多，故把上式展开，取一阶近似，得：

$$[Y] \approx [(y')^*] + R_s \left\{ \det[(y')^*] \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix} - \sum [(y')^*] [(y')^*] \right\} + R_g \left\{ \det[(y')^*] \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} - (y'_{11})^* [(y')^*] \right\} \quad (3.21)$$

把式 (3.15) 代入上式，考虑到  $R_s g_d \ll 1, C_{gd} \ll C_{gs}, R_s g_{mo} \ll 1$ ，并引入  $C_{ds}$ ，

令：  $\delta = \frac{1}{1 + R_s(g_{mo} + g_d)}$ ，则有：

$$[Y] = \begin{bmatrix} \omega^2 C_{gs}^2 (R_i + R_s + R_g) \delta^2 + j\omega(\delta C_{gs} + C_{gd}) & -j\omega C_{gd} \\ g_{mo} \delta - j\omega[C_{gd} + g_{mo} \delta(\tau_0 + \delta C_{gs}(R_s + R_g))] & \delta g_d + j\omega(C_{gd} + C_{ds}) \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

式 (3.22) 就是 GaAs FET 的 Y 参数矩阵，通过各参数之间的关系，我们进而可以得到其 Z 参数、S 参数等以便后期分析。

通过以上计算获得的 S 参数，计为：

$$[S^{(C)}] = \begin{bmatrix} S_{11}^{(C)}(\bar{P}, \omega_k) & S_{12}^{(C)}(\bar{P}, \omega_k) \\ S_{21}^{(C)}(\bar{P}, \omega_k) & S_{22}^{(C)}(\bar{P}, \omega_k) \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

上角标 (C) 表示为计算量； $\bar{P}$  是优化变量构成的一维矢量； $\omega_k$  为所选择的频率点。通过测量的方法得到 FET 的 S 参数，记为： $S_{ij}^{(M)}(\omega_k)$  ( $i, j=1,2$ )，给出了优化误差函数：

$$\varepsilon = \left\{ \frac{\sum_k \sum_{i,j} |S_{ij}^{(M)}(\omega_k) - S_{ij}^{(C)}(\bar{P}, \omega_k)|^2}{\sum_k \sum_{i,j} |S_{ij}^{(M)}(\omega_k)|^2} \right\}^{1/2} \quad (3.24)$$

通过式 3.24 可以优化出 GaAs FET 的等效模型中的元件值，进而确定其等效模型，以便用以仿真分析。

### 3.2.3.3 整体结构的简要分析

有了二极管网络和场效应管网络各自的参数后，就可以求出整体的网络参数，但利用这种方法得出整体的网络参数非常复杂且忽略了很多因素，所以，不便于操作。但是，上文所述的内容为软件仿真提供了依据。本小节只定性说明串联后整体网络的特性。

由于 FET 与二极管是串联方式，所以还是用串联网路模型来加以说明。如图 (3.12):

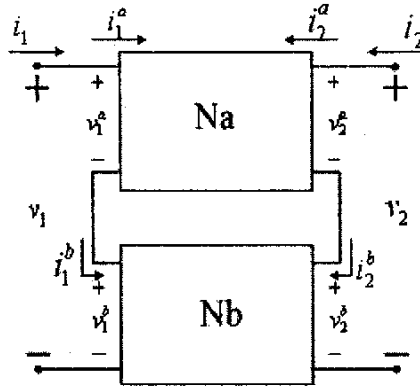


图 3.12 (前图 3.6) 串联网路模型

图中 Na 网络可认为是场效应管, Nb 可视为二极管。整体网络端口电压为各自网络端口电压之和, 电流与各自网络电流相等。若 Na、Nb 网络分别为线性网络与非线性网络时, 那么整体网络将呈现非线性特性, 很自然该非线性特性主要由非线性网络 (Nb) 决定。场效应管网络 (Na) 可认为是一放大器, 当输入网络的功率处于其线性输出区时, 整体网络的非线性特性就和二极管网络 (Nb) 的特性相似, 满足增益扩张和相位压缩。当输入功率等级进一步加大时, Na 和 Nb 网络均呈现非线性特性, 这时, 可以通过调节 FET 与二极管各自的偏置电压来使各网络呈现不同的特性以满足要求。改变偏置电压就是这种结构的调节方式。

从以上分析看, 二极管网络已能够完成所需非线性特性的产生, 为什么还要加入场效应管网络呢? 加入 FET 网络的目的在于使系统的插损减小, 调节点增加。在下一章节的仿真结果比较中确实能看到其效果。

### 3.3 本章小节

本章开始论述了采取预失真线性化方法的原因, 主要考虑星载设备在尺寸和重量上的限制; 低的插入损耗和一定的可调节性。然后, 给出了新型线性化结构的原理图, 该电路采用了 GaAs FET 和二极管串联的方式实现。接下来, 介绍了一些微波网络知识以便用于分析该串联结构。最后分别给出了二极管部分和场效应管部分各自的分析方法, 并对串联后的整体特性加以分析。

## 第四章 软件仿真和实际测量

本章共分两部分，第一部分主要给出 GaAs FET 与微波二极管串联型线性化器的软件仿真结果，并且和单 FET 共源结构的结果进行对比。仿真结果中还包括在不同偏置电压下线性化器所呈现的非线性特性。第二部分给出线性化器的测试电路和实际测量结果，并对结果加以分析以满足对行波管放大器的补偿。

### 4.1 软件仿真

本设计采用美国 Agilent 公司的电路仿真软件 ADS(Advanced Design System) 2004A 进行仿真计算。ADS 软件可以进行电路和系统级的仿真，我们这里主要应用其射频/微波仿真组件，该组件可以进行原理图电路仿真和电磁仿真。

仿真内容上，首先进行各电路组件（隔直交指电容、偏置高阻线）的 S 参数仿真，达到理想指标后，合成整体电路；进行更高级的仿真。其中包括大信号 S 参数仿真和谐波平衡仿真，分别应用 Simulation—LSSP 和 Simulation—HB 组件。通过仿真，我们将获得增益、相位随输入功率的变化曲线、S 参数以及增益、相位非线性特性的频率响应等等。

#### 4.1.1 电路组件的设计

这里包括交指隔直滤波器、偏置高阻线的设计及仿真过程。

##### 4.1.1.1 隔直滤波器

根据微波有源电路的设计特点，需要在信号输入、出端放置隔直电容。由于该线性化器要工作于 11.7GHz~12.2GHz，属于 Ku 波段，在这一波段若使用电容隔直的话会由于贴片电容的封装参数而引起一些其它效应，故采用交指耦合线进行隔直。其实际的微带电路图和仿真原理图如下：

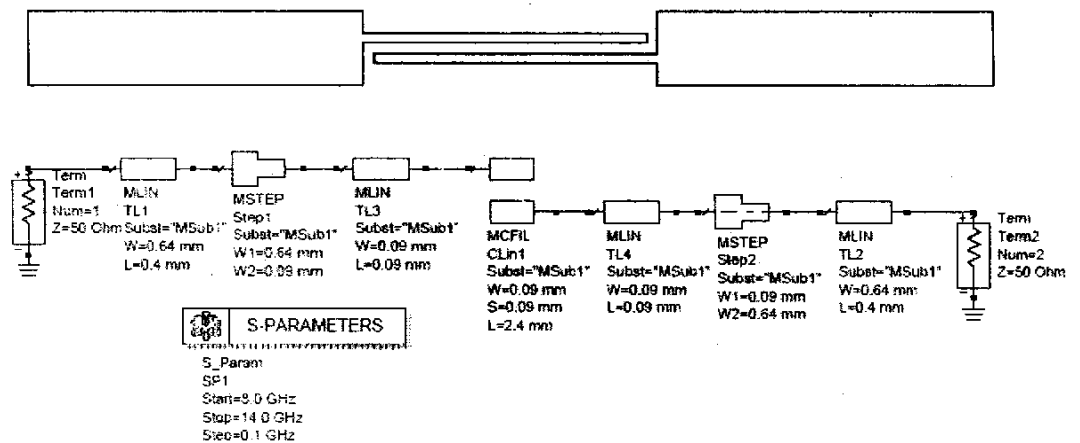


图 4.1 交指耦合线微带电路和仿真电路

其 S 参数仿真结果如下：

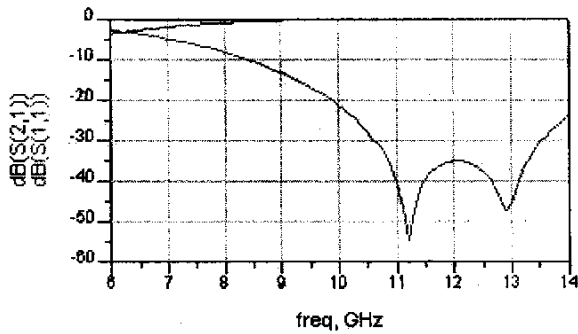


图 4.2 交指耦合线 S 参数

从仿真结果可以看出，在 11.7GHz~12.2GHz 频带上，反射很小且传输特性很好，可以起到很好的通信信号、隔直流效果。

#### 4.1.1.2 偏置高阻线

偏置电路的设计目标在于给晶体管以直流偏置并且不能影响主路信号的传输。设计采用微带线结构，按照要求，其 S 参数须满足  $|S_{11}|$  在带内足够小， $|S_{21}|$  在带内接近 0dB。多数情况下，采取方形偏置设计，但这种偏置电路带宽较窄，不适合宽带有源电路的要求。故本设计采用具有更好带宽特性的扇形偏置电路[24]，其微带电路、仿真电路和仿真结果如下：

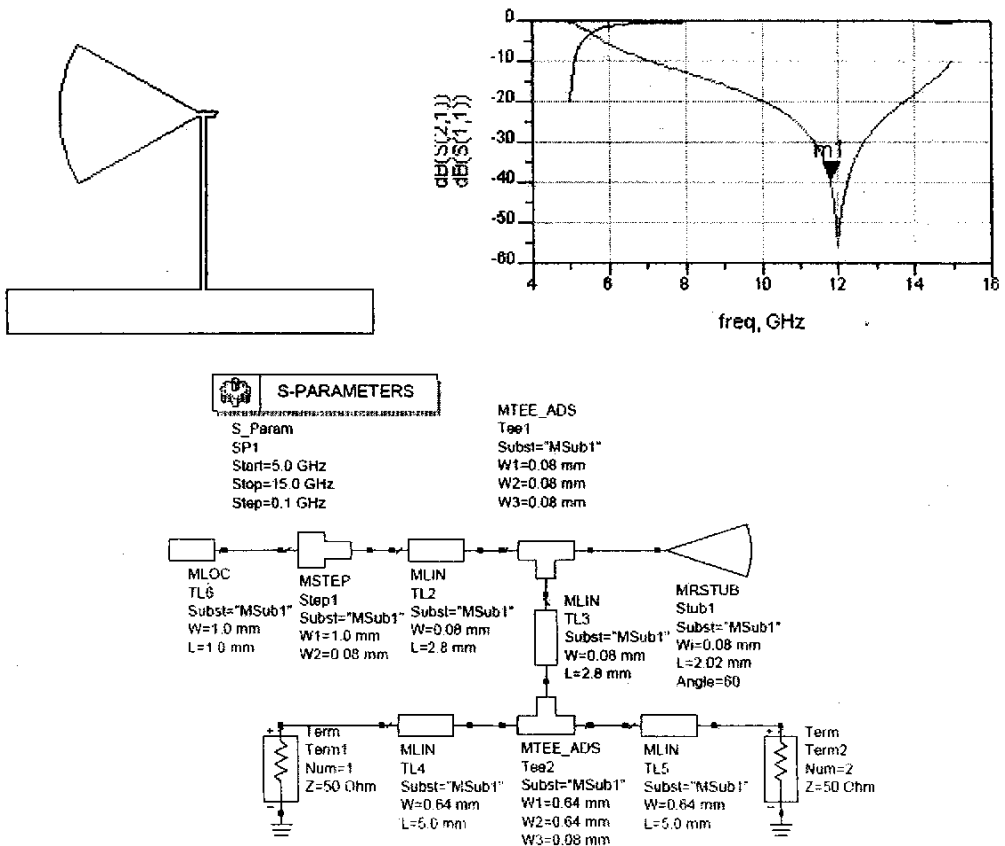


图 4.3 偏置电路的微带电路、仿真电路及仿真结果



4.1.2 单场效应管线性化器的仿真

这里对单场效应管共源线性化器进行仿真的目的在于和新型结构的结果进行比较。仿真采用的 GaAs FET 是三菱公司生产的 MGF1402 的封装模型，仿真电路如图：

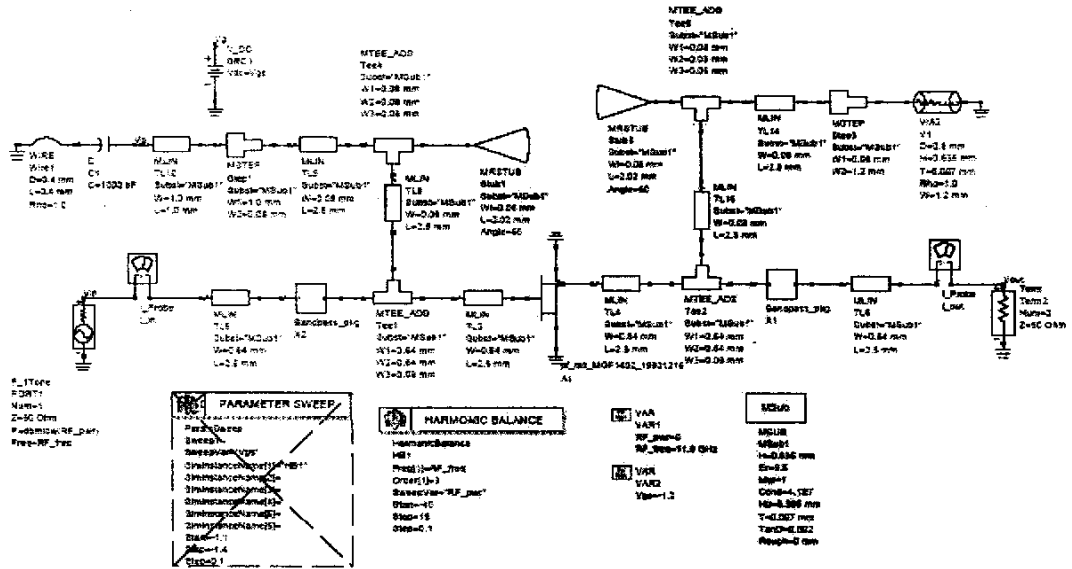


图 4.4 单 FET 共源线性化器仿真电路

仿真结果和微带电路如下：

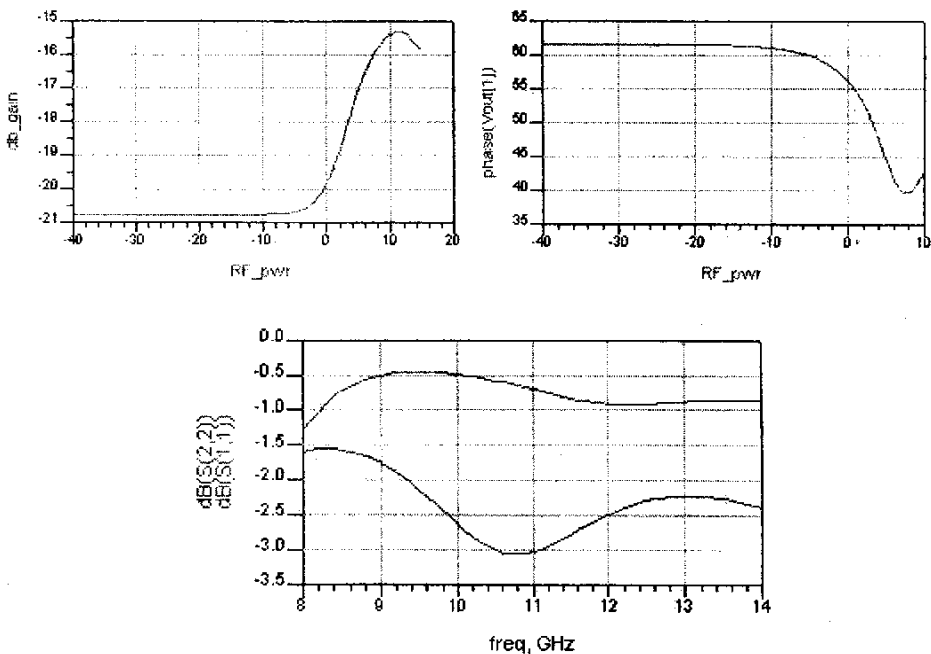


图 4.5 仿真结果（增益和相位仿真频率为 11.95GHz）

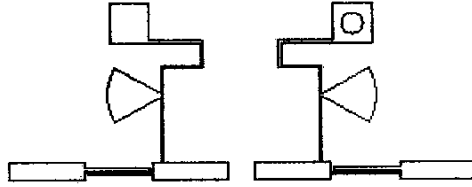


图 4.6 微带电路图

从以上仿真结果看，该种结构确实可以起到线性化的作用，但是其增益线性部分的价值相当低。如果作为某种放大器的预失真器来使用，则需要增益比较大的通道放大器；从 S 参数来看，其端口反射较大。曾尝试使用匹配网络，但对于相位影响较大，所以未匹配结构的 S 参数参考价值很大。

#### 4.1.3 砷化镓 FET 与微波二极管串联型线性化器的仿真

如上文所述，该新型线性化器采用场效应管与二极管串联的形式实现，GaAs FET 仍然采用三菱公司的 MGF1402B，二极管采用 Agilent 公司的 HSCH5336 或 HSCH9101 (SPICE 模型)。几种可用微波二极管模型参数如表 4.1:

Para	UNITS	HSCH5316	HSCH5312	HSCH5310	HSCH5336	HSCH9101
Bv	V	5	5	5	5	5
Cj0	pF	0.2	0.13	0.09	0.2	0.04
Eg	eV	0.69	0.69	0.69	0.69	1.43
Ibv	A	10e-5	10e-5	10e-5	10e-5	10e-5
Is	A	3*10e-10	3*10e-10	3*10e-10	4*10e-8	1.6*10e-13
N		1.08	1.08	1.08	1.08	1.2
Rs	$\Omega$	5	9	13	6	5
Pb	V	0.65	0.65	0.65	0.65	0.7
Pt		2	2	2	2	2
M		0.5	0.5	0.5	0.5	0.5

表 4.1 几种可用微波二极管的 SPICE 模型

仿真电路图如下:

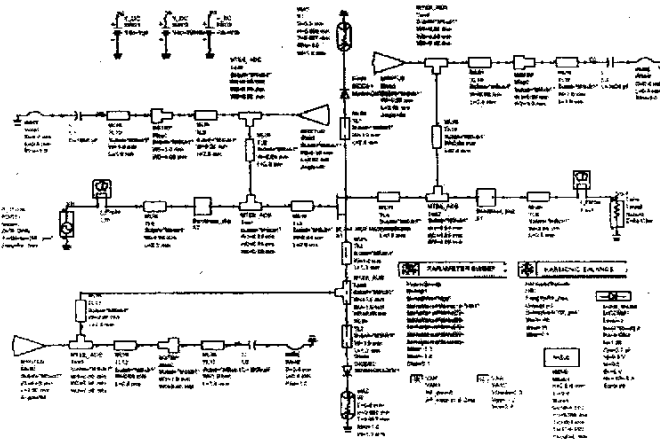


图 4.7 新型结构线性化器仿真电路图

首先, 我们对该结构在 11.95GHz 时的增益、相位和 S 参数进行了仿真, 给定场效应管栅极偏压  $V_g$  为 -1.2V, 漏极偏压  $V_d$  为 2.8V, 二极管偏压  $V_b$  为 0.2V。这一仿真的目的主要是和单 FET 共源线性化器的特性进行比较。以下为该条件下的特性曲线:

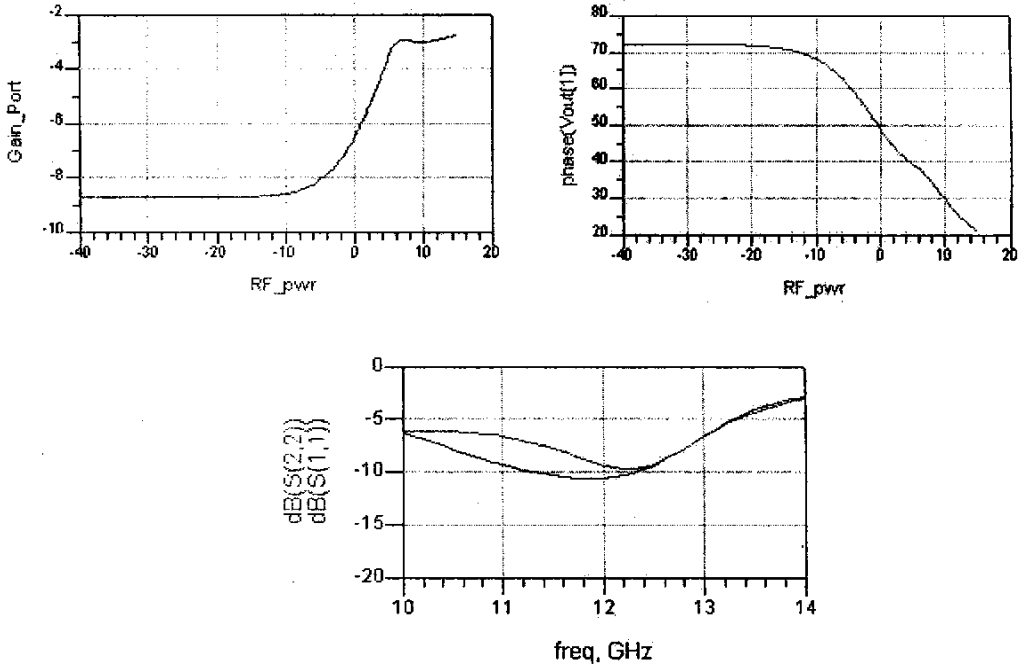


图 4.8 新线性化器增益、相位和端口 S 参数仿真结果

通过上面的仿真结果明显可以看出该结果较单 FET 共源结构有明显改善, 增益整体抬升, 由原来的 -20.8dB 增加到 -8.8dB, S11 和 S22 的分贝值在 11.70GHz 到 12.2GHz 的带内均在 -10dB 左右。这一结果证明新型结构确实对降低线性化器插损和端口反射有效。

接下来的仿真主要是观察线性化器的增益、相位特性随频率和偏置电压的变化情况。首先, 设置了频率扫描 (11.70GHz~12.20GHz), 观察增益、相位曲线 (偏置电压:  $V_g = -1.2V$ ;  $V_d = 2.8V$ ;  $V_b = 0.2V$ )。结果显示其在不同频率点上增益非线性特性基本相同, 说明在带内增益变化比较平坦, 具有可用性; 相位非线性出现了一些变化, 但在各频点上的改变量基本一致。以上说明线性化器在设计频带内均工作正常。结果如下:

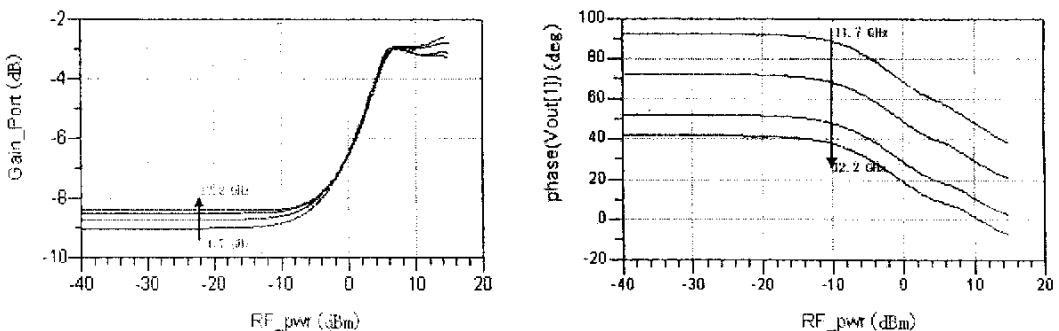


图 4.9 新型线性化器的频率扫描特性

图 4.10 给出线性化器在  $V_d=2.8V$ ,  $V_b=0.2V$ , 频率为  $11.95GHz$  下, 栅极偏压  $V_g$  ( $-1.1V \sim -1.4V$ ) 扫描时增益、相位非线性特性。

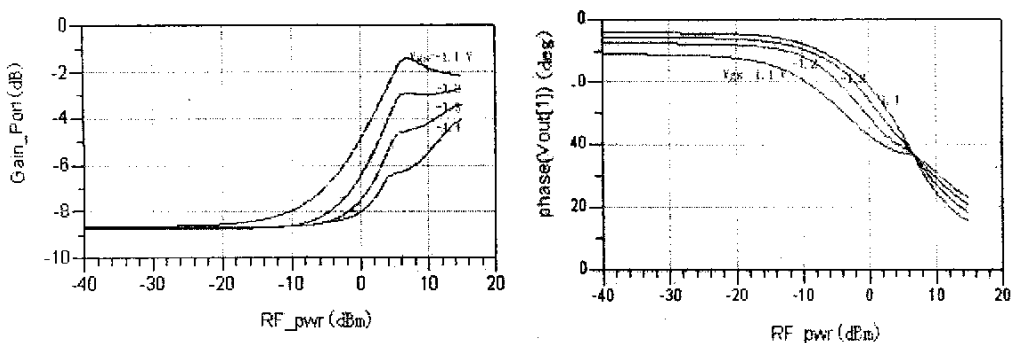


图 4.10 FET 栅极偏置电压扫描特性

结果说明: 场效应管栅极偏置电压对线性化器的增益非线性特性影响明显, 对相位非线性特性影响较小。这样一来, 我们可以通过调节 FET 栅极偏压来获得不同的增益改变量以对应放大器的增益压缩量。

图 4.11 给出线性化器在  $V_d=2.8V$ ,  $V_g=-1.2V$ , 频率为  $11.95GHz$  下, 二极管偏压  $V_b$  ( $0.1V \sim 0.2V$ ) 扫描时的增益、相位非线性特性。

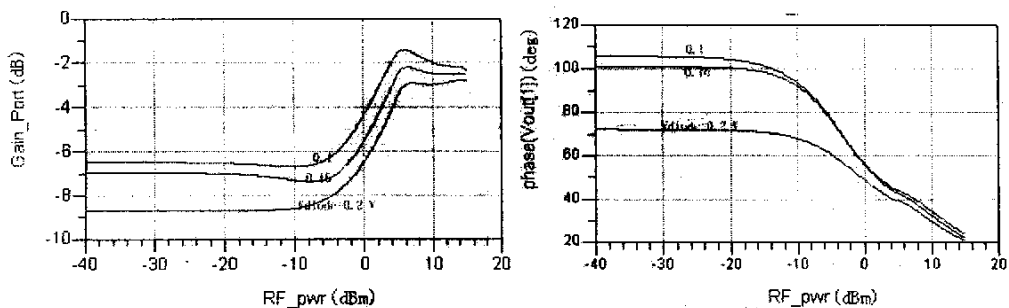


图 4.11 二极管偏压扫描特性

通过以上结果可知, 调节二极管偏置电压对线性化器的增益扩张量值影响不大, 只是随着电压减小将增益曲线整体抬升; 而相位的改变量则随着二极管偏压的减小加大了。这一特性说明调节二极管偏压可以获得不同的相位压缩以对应放大器的相位扩张量。

通过以上的仿真实事, 说明 GaAs FET 与微波二极管串联型微波功放线性化器确实较单 FET 结构在损耗上有明显的改善, 而且具有调节点多、易调节的优点。

## 4.2 实际电路及其测量结果

### 4.2.1 实际电路介绍

经过软件仿真, 证实了 GaAs FET 与微波二极管串联型结构确实具有线性化作用, 又经其他软件仿真, 证实了其结构稳定、可靠后拟定了线性化器微带电路, 如图 4.12:

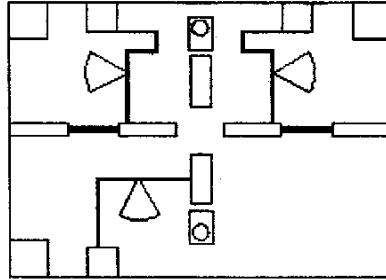


图 4.12 线性化器微带电路图

微带电路介质基片采用相对介电常数为 9.6 的氧化铝陶瓷片，其各项指标如下表：

基片厚度 (mm)	0.635
相对介电常数	9.6
相对磁道率	1
导带电导率 (s/m)	4.1e7
空气高度 (mm)	9.365
导带厚度 (mm)	0.007
损耗角	0.002

表 4.2 所选介质基片参数

经加工制成测试电路如下：

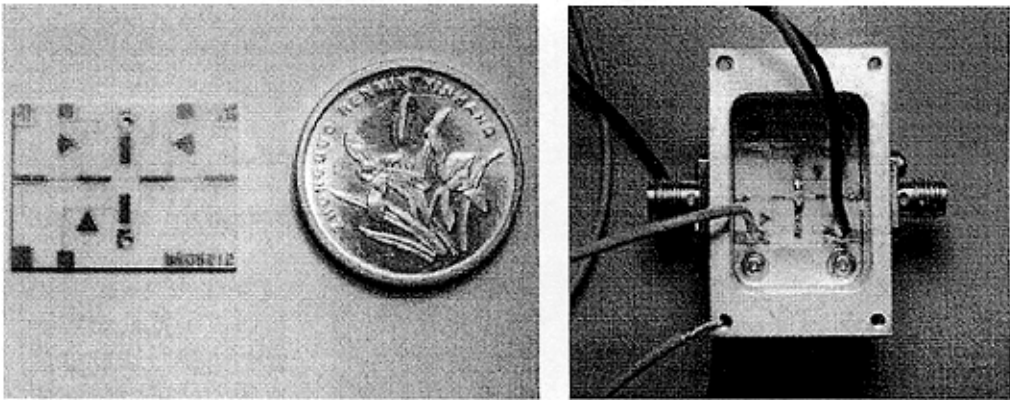


图 4.13 线性化器微带测试电路

#### 4.2.2 测试结果及分析

该线性化器采用惠普 8720C 矢量网络分析仪进行了测量，网络分析仪设置功率扫描为 -10dBm~10dBm。首先测试了线性化器在中心频率 11.95GHz 时可以提供的增益和相位补偿量，并且验证非线性特性随偏置电压的改变规律。第二部分测试任务是调整适当的偏置电压使之对已有的行波管放大器在 11.7GHz、11.95GHz 和 12.2GHz 时的非线性进行补偿。

##### 4.2.2.1 线性化器补偿量及其随偏压的变化规律

以下给出线性化器在 11.95GHz 频率下,  $V_d=2.8V$ ,  $V_b=0.2V$  情况下  $V_g$  分别取 -1.1V, -1.3V 和 -1.4V 时  $S_{21}$  的幅值 (dB) 和相位特性 ( $^\circ$ ), 以验证 FET 栅极偏压对线性化器非线性特性的影响 (以输入功率 6dBm 为准)。

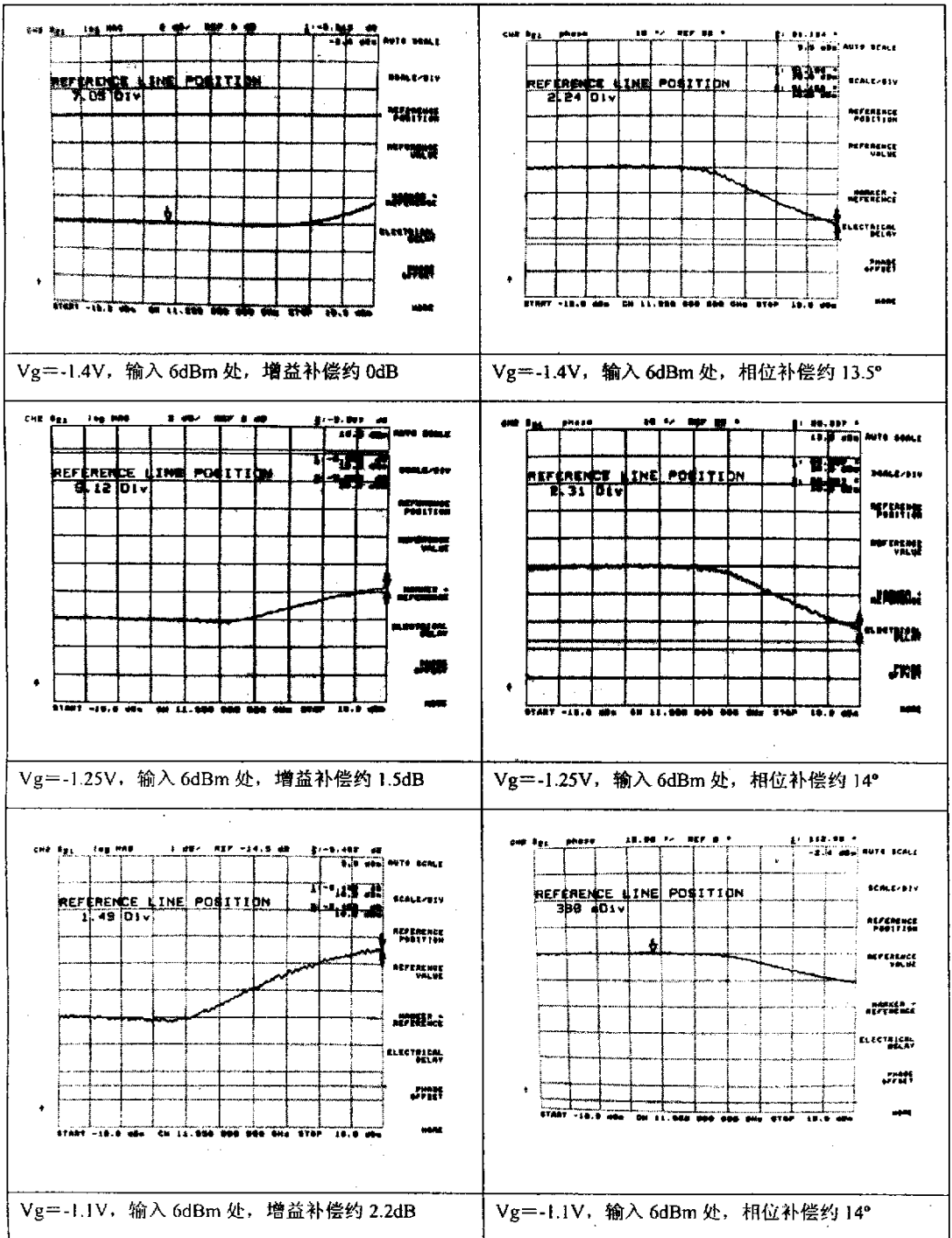


表 4.3 线性化器增益相位随  $V_g$  变化测量曲线

通过上述测量曲线, 可以得出结论: 场效应管栅极偏置电压大小越小线性化器增益非线性越强, 而 FET 栅压的变化对相位影响不大。这与仿真结果基本一致。

以下给出 11.95GHz 频率下,  $V_g = -1.25V$ ,  $V_d = 2.8V$  情况下,  $V_b$  分别取 0.15V, 0.2V 时 S21 的增益 (dB) 和相位特性 ( $^\circ$ ), 以验证二极管偏置电压对线性化器非线性特性的影响。

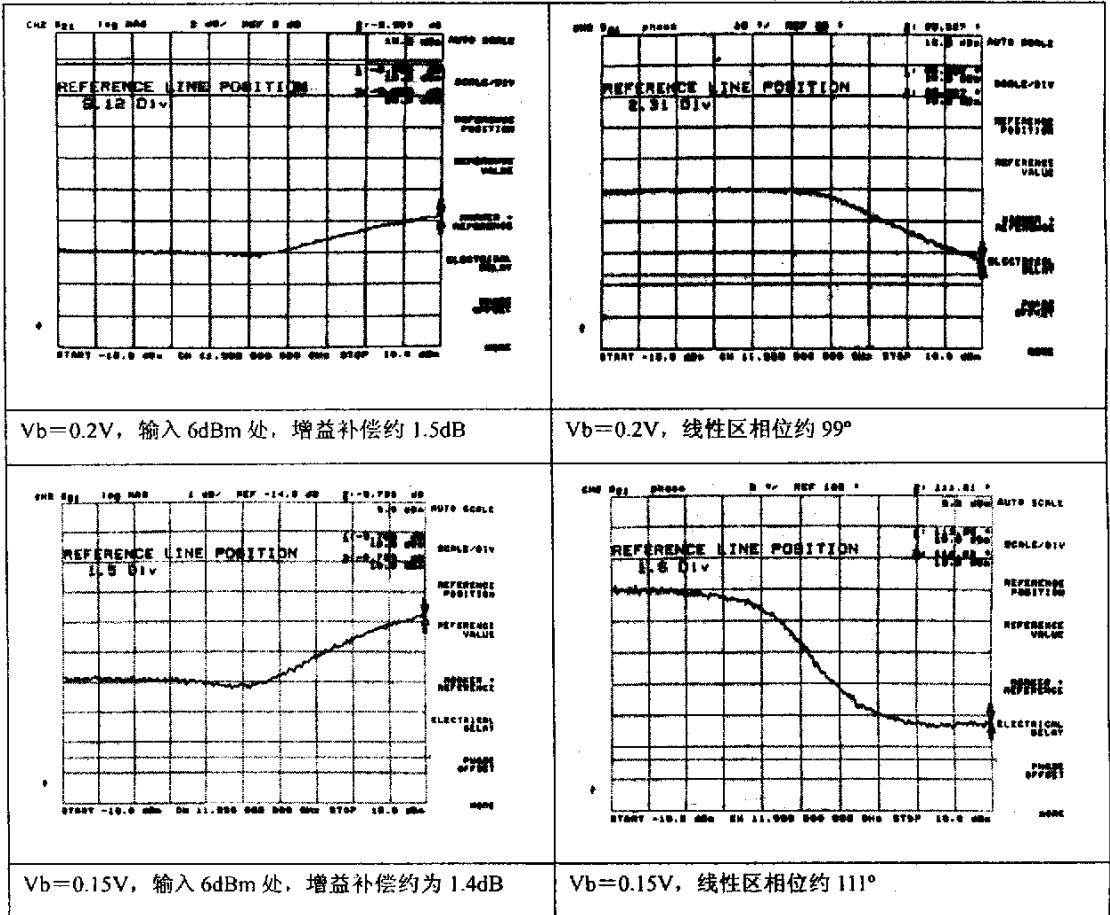


表 4.4 线性化器增益相位随  $V_b$  变化测量曲线

以上测试结果证明: 二极管偏置电压对相位非线性影响较大, 和仿真结果基本相同。但在调试过程中, 线性化器非线性的变化对二极管偏压非常敏感, 因此, 调节二极管偏压应在很小的范围内进行。

测试过程还证明: 该 GaAs FET 与微波二极管串联型线性化器最大能够提供增益扩张为 3.0dB 左右, 可提供相位压缩量为  $29^\circ$ 。因此, 非线性失真在该范围内的功率放大器均能够由本线性化器改善其线性度。

#### 4.2.2.2 对既定功放改善度的确定

本文前面给出了需要被改善的行波管功率放大器的非线性指标, 我们的目标是在功放输出回退 3dB 时给予其所需的增益、相位补偿。以下给出需要指标:

频率 (GHz)	11.70	11.95	12.20
增益所需补偿 (dB)	1.3	1.45	1.47
相位所需补偿 ( $^\circ$ )	11.6	13.7	14.4

表 4.5 功放输出回退 3dB 时, 所需非线性补偿量

经过调整各偏置电压，发现在  $V_g = -1.25V$ ,  $V_d = 2.8V$ ,  $V_b = 0.2V$  时，三个频率点的补偿情况最优。下面是测量结果：

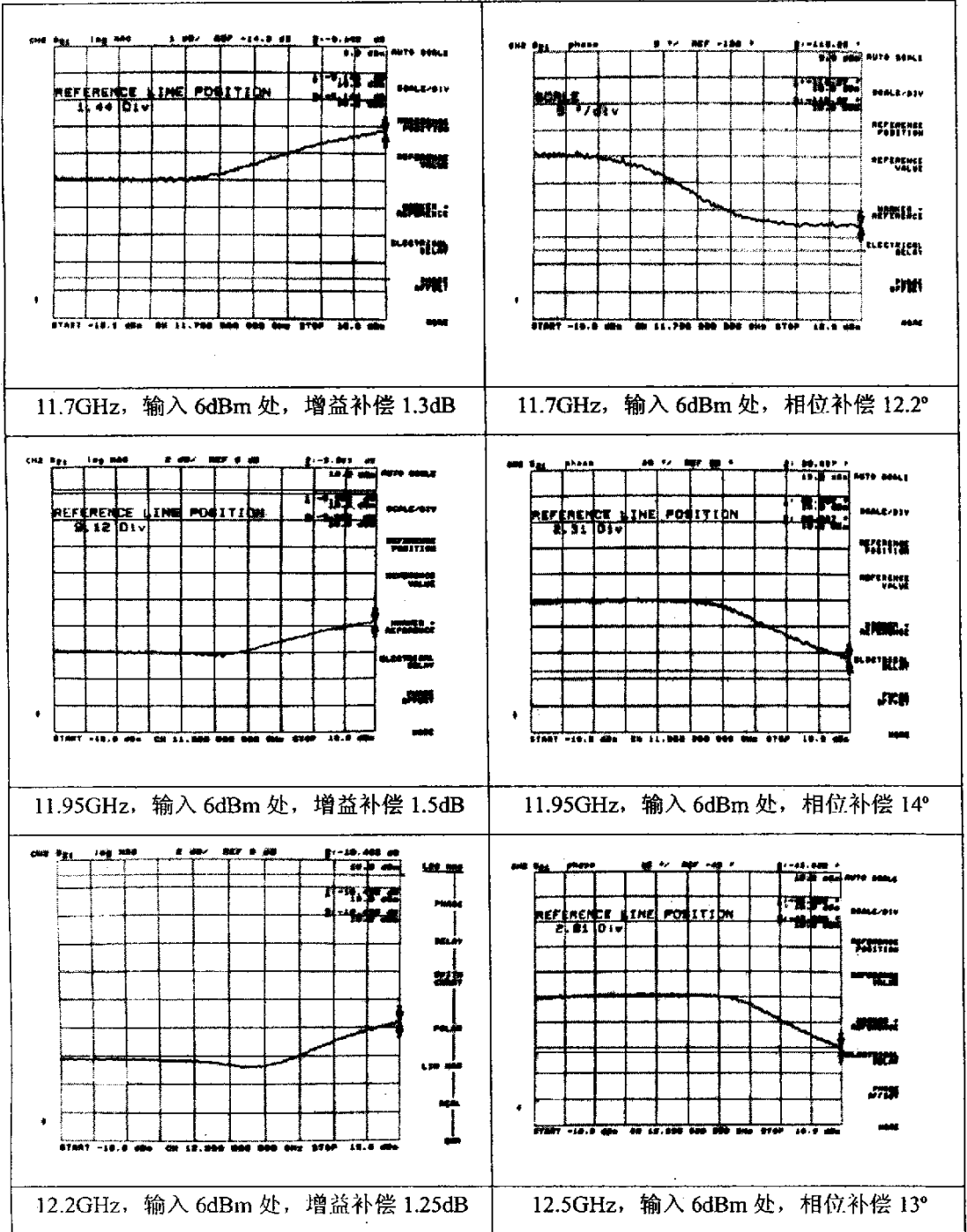


表 4.6 线性化器在各频率点的增益、相位补偿

下表为各频点的实际补偿量：

频率 (GHz)	11.70	11.95	12.20
增益实际补偿 (dB)	1.3	1.5	1.25



相位实际补偿 (°)	12.2	14	13
------------	------	----	----

表 4.7 线性化器实际补偿量

以上实际测量结果证明, 在场效应管栅极偏压为-1.25V、漏极偏压为 2.8V、二极管偏压为 0.2V 时, 线性化器在 11.7GHz 和 11.95GHz 频率下对行波管功放的补偿量最佳。对 12.2GHz 时的补偿量偏小, 但也有一定效果。分析原因主要在于线性化器的带宽不够而引起的。

### 4.3 本章小节

本章首先给出了单场效应管共源线性化器和新结构线性化器的仿真结果的比较, 说明新结构的插损确实小于单 FET 型预失真器, 证明了理论分析; 又在不同偏置条件下仿真了其增益、相位非线性特性, 说明了此结构是依靠 FET 栅极偏压和二极管偏压来实现调整的。第二部分是新型线性化器的测量结果, 包括其在不同偏置条件下的非线性特性和对既定行波管功放的补偿结果。

## 第五章 结束语

预失真技术作为众多线性化技术中的一种，其具有电路结构简单、体积小的优势，对于卫星通信系统，这一特点很重要。此因，本课题选取预失真线性化技术对行波管放大器进行了改善。在分析了以往的线性化器（二极管型和场效应管型）后，发现其均有插入损耗大、调节点少的缺点，所以本文提出了 GaAs FET 和微波二极管串联型微波功放线性化器。通过仿真和对实际电路的测量，发现这种结构确实在一定程度上克服了以往线性化器的缺点，经过严格的测试和后期设计以后是能够应用于星载设备的。

但是，这种结构也有缺点。该线性化器是模拟设备，要很精确的对功率放大器进行改善是很难的，只能接近所需的补偿量。由于本设计采用多个非线性网络连接的方式，因此，很难预测其精确的非线性特性，而只能作一个粗略或近似的预测。

从器件的控制和调整上看，我们可以从功率放大器的输出端耦合一部分能量，其中带有增益和相位失真信息，将其传输至控制单元，由控制单元产生一些控制信号来调节偏置电压，使线性化器满足功放所需的增益、相位补偿量。这可以作为这种线性化器今后的发展方向。

以作为这种线性化器今后的发展方向。

## 致谢

论文完成之际首先要感谢两位指导老师——褚庆昕教授和于洪喜研究员，是他们为我提供了很好的学习机会，创造了完善的实验环境，帮助我选择了适合我发展的研究方向；并且在我的工作和生活遇到困难时，也给予我很大的帮助。在此本人表示衷心感谢！同时，也感谢中国航天科技集团公司五院五〇四研究所给我的毕业论文完成提供了便利条件。

在资料的查阅过程中，各位同学也给予了很大的帮助。尤其是我的师兄弟和五〇四所研究生王毅同学。在此本人也表示感谢！

## 参考文献

- [1]曹桂兴, 通信卫星转发器的非线性特性分析, 硕士毕业论文, 航天工业部五〇四所, 1989年3月, pp.8-24;
- [2]杜承法, 无限通信功率放大器的线性化技术, 《电子产品世界》, 2003.11;
- [3]Xue, H., M. Beach, and J. McGeehan, Non-Linearity Effects on Adaptive Antennas, IEE 9<sup>th</sup> International Conference on Antenna and Propagation, Vol.1, Eindhoven, The Netherlands, April 1995, pp.352-355;
- [4]Ngoya E., Le Gallou N., Nebus J.M., Buret H., Reig P., Accurate RF and Microwave System Level Modeling of Wideband Non-Linear Circuit, Microwave Symposium Digest, 2000 IEEE MTT-S International Conference, Vol.1, 2000, pp.79-82;
- [5]Law C., Aitchison C., Prediction of Wide-band Power Performance of MESFET Distributed Amplifiers Using the Volterra Series Representation, IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, Vol.1 MTT-34, December 1986, pp.1308-1317;
- [6]赫崇骏, 韩永宁等, 微波电路, 国防科技大学出版社, 1999, pp.230-236;
- [7]陈建荣, 星载交调补偿器, 硕士毕业论文, 航天工业部五〇四所, pp.2-9;
- [8]王家礼, 微波电路 CAA 与 CAD, 西安电子科技大学出版社, 2003 年第一版, pp.63-141;
- [9]Markus, Mayer and Holger, RF Power Amplifier Design, Department of Electrical Measurements and Circuit Design, Vienna University of Technology, June 11, 2001;
- [10]Gary Hau, Takeshi B. Nishimura, Naotaka Iwata, A Highly Efficient Linearized Wide-Band CDMA Handset Power Amplifier Based on Predistortion Under Various Bias Conditions, IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, June, 2001, pp.1194-1201;
- [11]Micheal Faulkner, Amplifier Linearization Using RF Feedback and Feedforward Techniques, IEEE Trans. On Vehicular Technology, 1998, pp.209-215;
- [12]郭秀惠, 叶宇煌, 前馈式 RF 功率放大器的线性化技术, 通信技术, 2002 年第 4 期, 总第 124 期;
- [13]Peter B. Kenington, High Linearity RF Amplifier Design, pp.437-455;
- [14]Yamauchi K., A Novel Series Diode Linearizer for Mobile Radio Power Amplifier, Pro. Of the IEEE Symposium on Microwave Theory and Techniques, 1996, pp.831-834;
- [15]Allen Katz and Shabbir Moochalla, Versatile FET Non-Linear Transfer Function Generator Elements, IEEE MTT-S Digest, 1990;
- [16] Hyum-Min Park, Dong-Hyum Beak, Kye-Ik Jeon, A Predistortion Linearizer Using Envelope-Feedback Technique with Simplified Carrier Cancellation Scheme for Class-A and Class-AB Power Amplifier, IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, 2000, pp.48-54;
- [17] Kazuhisa Yamauchi, Kazutomi Mori, Masatoshi Nakayama, A Microwave Miniaturized Linearizer Using A Parallel Diode with A Bias Feed Resistance, IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, Vol.45, No.12, December, 1997;
- [18]D. Cahaha. J. R. Potukuchi. R. G. Marshalek. and D. K. Paul. Linearized

- Transponder Technology for Satellite Communications, Comsat Technique Review, Spring 1985, Vol.15 No.1, pp.277-305;
- [19] Allen Katz, Shabbir Moochalla and Jerry Klatskin, Passive FET MMIC Linearizer for C, X and Ku-Band Satellite Applications, IEEE MTT-S Digest, 1993;
- [20] S. Ogura, K. Seino, T. Ono, Development of A Compact, Broadband FET Linearizer for Satellite Use, IEEE MTT-S Digest, 1997;
- [21] Moon-Suk Jeon, Junghyun Kim, Hyunil Kang, A New "Active" Predistorter with High Gain Using Cascode-FET Structure, IEEE Radio Frequency Integrated Circuit Symposium, 2002;
- [22] Reinhold Ludwig and Pavel Bretchko[美], 射频电路设计——理论与应用, 电子工业出版社, 2002年5月第一版, pp.94-130;
- [23] 于洪喜, FET 大信号模型分析与振荡器机辅设计, 硕士毕业论文, 1988年4月, 附录1;
- [24] B. A. Syrett, A Broad-Band Element for Microstrip Bias or Tuning Circuits, IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, MTT-28, No.8, August, 1980;
- [25] 程书田, 梁昌洪, 一种新型宽带微波有源网络偏置电路的优化设计, 电波科学学报, 1998年12月, 第13卷, 第4期。

## 在读期间研究成果

在硕士研究生期间取得的研究成果如下：

### 一、参加科研情况

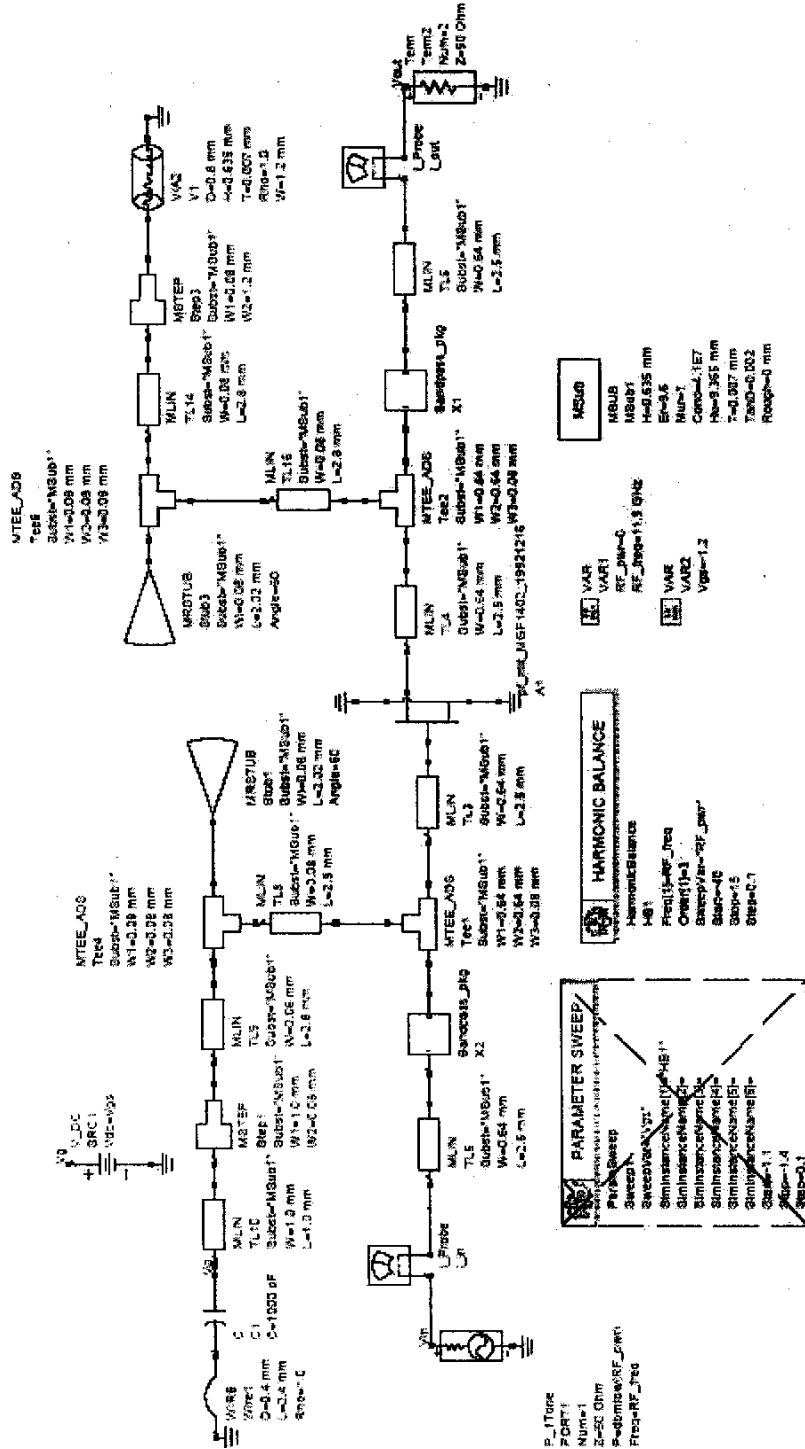
2004年10月至2005年12月，于航天504所，完成Ku波段行波管功放线性化器的研究、设计和测试，对功放的非线性特性补偿良好。

### 二、发表论文情况

[1]付毅，于洪喜，褚庆昕，一种新型微波功放线性化器，空间电子技术，2005年9月录用。

# 附录

## 1. 单场效应管共源型线性化器仿真电路图



2. 新型结构线性化器仿真电路图

