

## 摘要

随着无线通信技术的飞速发展,线性调制技术正得到越来越广泛的应用。但包络变化的调制信号经过线性不良的功放后会产生互调分量,因此必须采用线性化技术来减少由此产生的邻道干扰。基于预失真技术的线性化系统具有技术简单易行,成本低廉的特点,因而获得了较为广泛的应用。

本论文首先介绍了功率放大器的基本原理,分析了功率放大器的非线性特性,特别是 AM/AM 和 AM/PM 转换特性;接着介绍了常用的功率放大器的线性化技术,例如预失真和前馈技术,重点介绍了预失真技术。论文最后具体叙述了本课题采用的方案,说明了其线性化的原理及实现过程,并给出了放大器使用和不使用线性化器的结果,这些结果表明失真得到了改善。

[关键词] 功率放大器 预失真 三阶互调失真 线性化

## Abstret

With the rapid development of wireless communication the linear modulation methods are widely used. Since the envelope of modulated signal fluctuates, these methods generate unwanted intermodulation distortion (IMD) products in a nonlinear Radio Frequency (RF) Power Amplifer (PA) . So it is necessary to use linearization technique to reduce the adjacent channel interference (ACI). Predistortion is a widely used linearization technique because of its unique advantage of easily realization and reasonable cost, and the research of predistoring linearizer is becoming the hot research field.

The principle of power amplifier is introduced at first in this paper, The nonlinear influence, such as AM/AM and AM/PM conversion, has also been analyzed in this paper. Some common linearization techniques, such as feedback, feed-forward and pre-distortion, have been introduced and predistortion has been especially described. At last, the scheme of subject and the principle of this linearizer is represented and analyzed in detail, and the results for the amplifier with and without linearizer are given. The results show that distortion reduction could be achieved.

**Key words:** RF power amplifier, Predistortion, 3rd Intermodulation, linearization

## 独 创 性 声 明

本人声明所呈交的学位论文是本人在导师指导下进行的研究工作及取得的研究成果。据我所知，除了文中特别加以标注和致谢的地方外，论文中不包含其他人已经发表或撰写过的研究成果，也不包含为获得电子科技大学或其它教育机构的学位或证书而使用过的材料。与我一同工作的同志对本研究所做的任何贡献均已在论文中作了明确的说明并表示谢意。

签名： 石海霞 日期：2005年5月24日

## 关于论文使用授权的说明

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

（保密的学位论文在解密后应遵守此规定）

签名： 石海霞 导师签名： 姜学凯  
日期：2005年5月24日

## 第一章 引言

毫无疑问,过去十年中无线通信技术的飞速发展,不仅改变人们的通信方式,还从某种程度上改变了生活方式[10] 从全球范围来看,无线通信用户的年增量都在持续逐年大幅度增长,无线通信已经进入规模化发展的阶段。如今,快速发展的无线通信已成为信息产业中最为耀眼的亮点,并成为推动社会经济发展的强劲动力。

无线通信系统的目的是用最小的功率来保持每个信道的有效链接,但随着无线用户的数量飞速发展和宽带通信业务的开展,通信频段变得越来越拥挤,在频谱效率和功率效率这两个重要指标之间更趋向于选择频谱效率。为了在有限的频谱范围内容纳更多的通信信道,要求采用频谱利用率更高的传输技术,因此线性调制技术如 QAM (Quadrature Amplitude Modulation)、QPSK(Quadrature Phase Shift Keying) 等在现代无线通信系统中被广泛采用。

所有的无线通信系统都要求对相邻频段的用户产生最小的干扰,也就是必须在所规定的频段范围内传送信号。但通信系统中的半导体器件必定会使发送信号产生非线性失真,从而对相邻信道产生不同程度的干扰,因此必须控制在一定的范围以内。

对于采用恒包络调制如 FM (Frequency Modulation)、MSK (Minimum Shift Keying) 的无线通信系统,可以采用滤波技术来消除谐波干扰。但对于包络变化的线性调制技术,滤波并不能消除互调产物,因此必须采用线性化的发射机系统。射频功率放大器是发射机系统中非线性最强的器件,因此提高功率放大器的线性度成为线性化发射机系统的关键。

提高功率放大器的线性度有三种方法:一是选用满足系统性能要求的超线性器件。这需要选择合适的半导体材料并改善放大器的制造工艺。这种方法花费巨大,技术难度高,多年来一直未有大的突破。第二种方法是使放大器工作在线性区域,但这样做大大降低了电源利用率。在这种情况下,放大器的电源消耗大部分转化为热能,器件的散热也是一个比较大的问题。而且,大功率器件比较昂贵,造成整机成本较高。第三种方法是采用线性化技术,即采用适当的外围电路或前置算法对放大器的非线性特性进行修正,从而使发信通道整体上呈现对输入信号线性放大的效果。这种方法避免了难度很大的器件制造技术,采用制造难度相对较低的器件,不但形式多样,而且器件

的选择也较灵活。目前不少线性化技术已经成功地进入实用阶段。功率放大器线性化技术具有良好的发展前景。

功放线性化技术是顺应了实际需求而发展起来的,既要满足高速复杂数字调制技术的要求,又要满足大容量、低成本的要求。

在移动通信系统中,为保证一定范围的信号覆盖,我们通常使用功率放大器进行信号放大。在 CDMA 或 W-CDMA 基站中,即使是单载频,也需要采用线性功放,这是因为 CDMA 技术是随机包络的宽带信道,如果采用一般的大功率放大器(通常工作于 AB 类),将由于互调失真的影响产生频谱再生效应,有趣的是频谱再生尽管对本信道的影响不大甚至毫无影响,但它将会干扰相邻信道。所以,功放线性化技术在移动通信系统中具有很重大的意义,它可以很好的解决频谱再生问题。

同样,线性功放对于卫星通信系统的改善频谱泄露、减小信号传输失真也具有很重要的作用。

放大器的线性化技术主要有前馈(feed forward)、负反馈(negative feedback)和预失真(predistortion)等几种方案。

理论上,前馈能够消除二阶和三阶非线性,并且稳定性比较好。但是,前馈线性化器的实际实现比较困难,因为前馈环中需要精确的相位平衡及幅度补偿。

负反馈比较简单,也很稳定,但在高频反馈中,反馈环路的相移很难控制。

预失真在功率放大器的线性化中是成本较低的一种选择,其最主要的优点是预失真的频带较宽,电路相对比较简单。通过简单的预失真电路,使功率放大器输出功率提高,从而提高通信系统的信息处理能力及微波电视发射机系统的发射能力,带来更大的经济效益。

本文主要涉及以下工作:

1. 研究放大器的基本原理。详细分析了放大器的非线性失真产物。
2. 介绍了常用的 RF 功率放大器的线性化技术及各自特点。重点分析了预失真技术,包括预失真的基本原理及分类,并介绍了几种典型 RF 预失真器。
3. 详细介绍了本课题线性化方案的基本原理、实现方法,并给出了仿真及电路测试的结果。

## 第二章 功率放大器的主要指标

### § 2.1 功率放大器的特点

功率放大器就是用来放大输入信号，使之达到足够高的功率电平，以满足发射天线或负载单元的要求。实际上它不仅应用在各种类型发射机中，许多电子设备如高频换流器及微波功率源等也广泛用到它。

发射机各级高频放大器的输出功率小的从几十毫瓦到几百毫瓦，高的可以达到几十瓦、几百瓦以至几千瓦。为提高电源效率和可靠性，功率放大器随应用场合的不同，而采用不同的工作状态。以双极型晶体管为例，当需要线性放大时，就使整个信号周期中晶体管都工作在它的放大区，这种状态称为甲类功率放大。当输入信号很大时，为了提高放大器的集电极效率和输出功率，常使晶体管偏置在截止区附近（即发射结处于反向偏置状态），这种状态称为乙类放大或丙类放大。所谓乙类放大是指晶体管集电极电流只能在半个周期内通过，而丙类放大时集电极电流的导通时间小于半个高频周期。丙类放大的效率高，且输出功率可以很大，因此频带较窄的射频放大时常用丙类放大。同时，丁类、戊类、己类放大也得到一定的研究。[27][28]

功率放大器的一个主要特点是工作在大信号状态，因而常常呈现出非线性效应。

### § 2.2 功率放大器的主要技术参数

功率放大器的主要工程技术参数及其说明见表 2-1。下面将对这些参数予以简要介绍。

#### 一、工作频率范围（f）

指放大器满足各项指标的工作频率范围。要保证各项指标，放大器的实际工作频率应尽可能限定在指定的工作频率范围内。

#### 二、功率增益（G）

指输入输出端口良好匹配的情况下，输出功率和输入功率的比值。单位常用 dB。功率增益的定义为：

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



参数说明	表示方式
工作频率范围	$f$
功率增益	$G$
增益平坦度	$\Delta G$
噪声系数	NF
1分贝压缩点输出功率	$P_{1dB}$
三阶截断点	$IP_3$
输入/输出电压驻波比	VSWR
工作电压/电流	V/A

表 2-1 放大器主要技术指标参数说明

### 三、增益平坦度 ( $\Delta G$ )

指在一定温度下、整个工作频率范围内放大器增益的变化范围。增益平坦度由下式表示: (见图 2-1)

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

其中,  $G_{\max}$  和  $G_{\min}$  分别为增益—频率扫频曲线的幅度最大、最小值。

### 四、噪声系数

噪声系数常作为接受端的小信号低噪声放大器的主要指标, 只是在有特殊要求的功率放大器中才对此有所提及, 但对其指标的要求远不及低噪声放大器那么高。噪声系数定义为输入端信噪比与输出端信噪比的比值, 单位常用 dB。噪声系数常用下

式表示:

$$NF(\text{dB}) = 10 \lg \frac{\text{输入端信噪比}}{\text{输出端信噪比}} \quad (\text{dB})$$

由于任何放大器都具有一定的噪声, 因此输出信噪比总是要小于输入信噪比, 即 NF 总是大于 0dB。

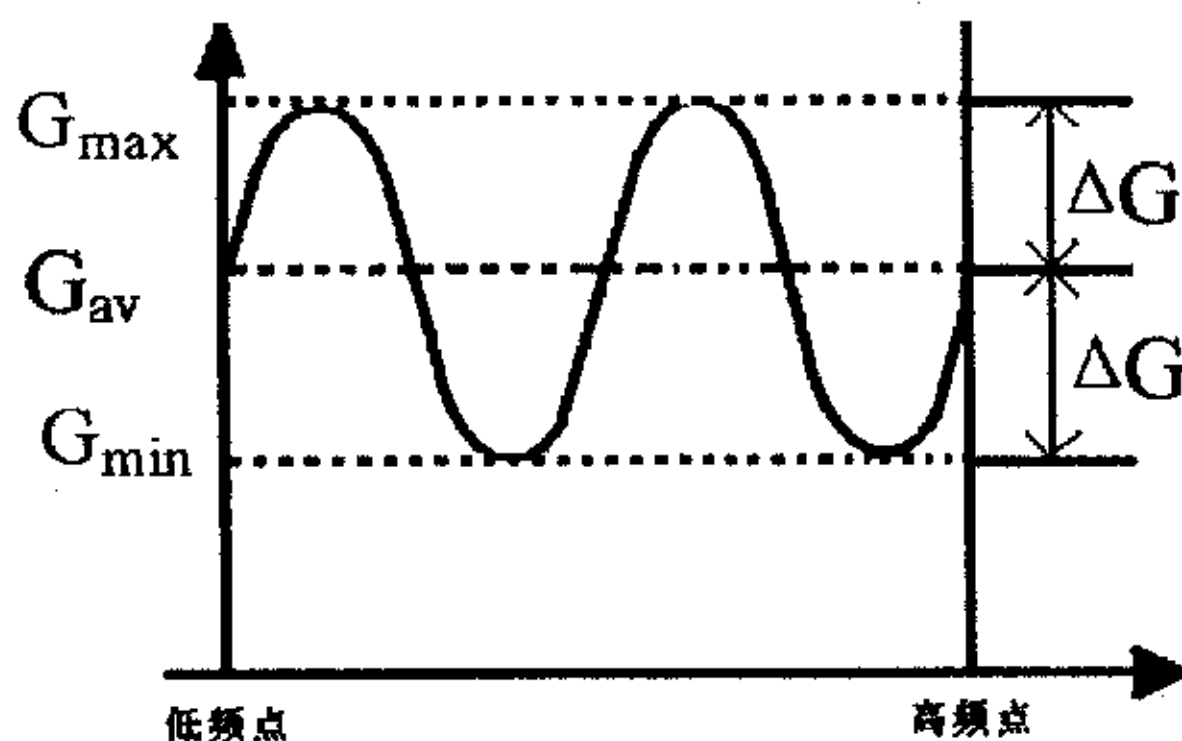


图 2-1 增益平坦度示意图

### 五、1 分贝压缩点输出功率 ( $P_{1dB}$ )

放大器有一个线性动态范围。在这个动态范围内, 放大器的输出功率随输入功率线性增加。这种放大器称之为线性放大器, 这时的功率增益就是小

信号功率增益  $G$ 。随着输入功率的继续增大，放大器进入非线性区，其输出功率不再随输入功率的增大而线性增大。也就是说，此时的输出功率低于小信号增益所预计的值。

通常把增益下降到比线性增益低 1dB 时的输出功率值定义为输出功率的 1dB 压缩点，用  $P_{1dB}$  表示。

#### 六、三阶截断点

衡量功率放大器的线性度和输出能力的另一个重要的指标是三阶截断点。测量三阶截断点的比较流行的方法是利用两个相距 5~10MHz 的邻近信号  $f_1$ 、 $f_2$  同时加到一个放大器中，那么该放大器的输出不仅包括了这两个信号，而且也包括频率为  $mf_1 \pm nf_2$  的互调分量 (IM)。这里称  $m+n$  为互调分量的阶数。中等饱和电平时，起支配作用的通常是最接近基音频率的三阶分量 (见图 2-2)。图 2-3 所示为基频信号及其互调分量的频谱图。

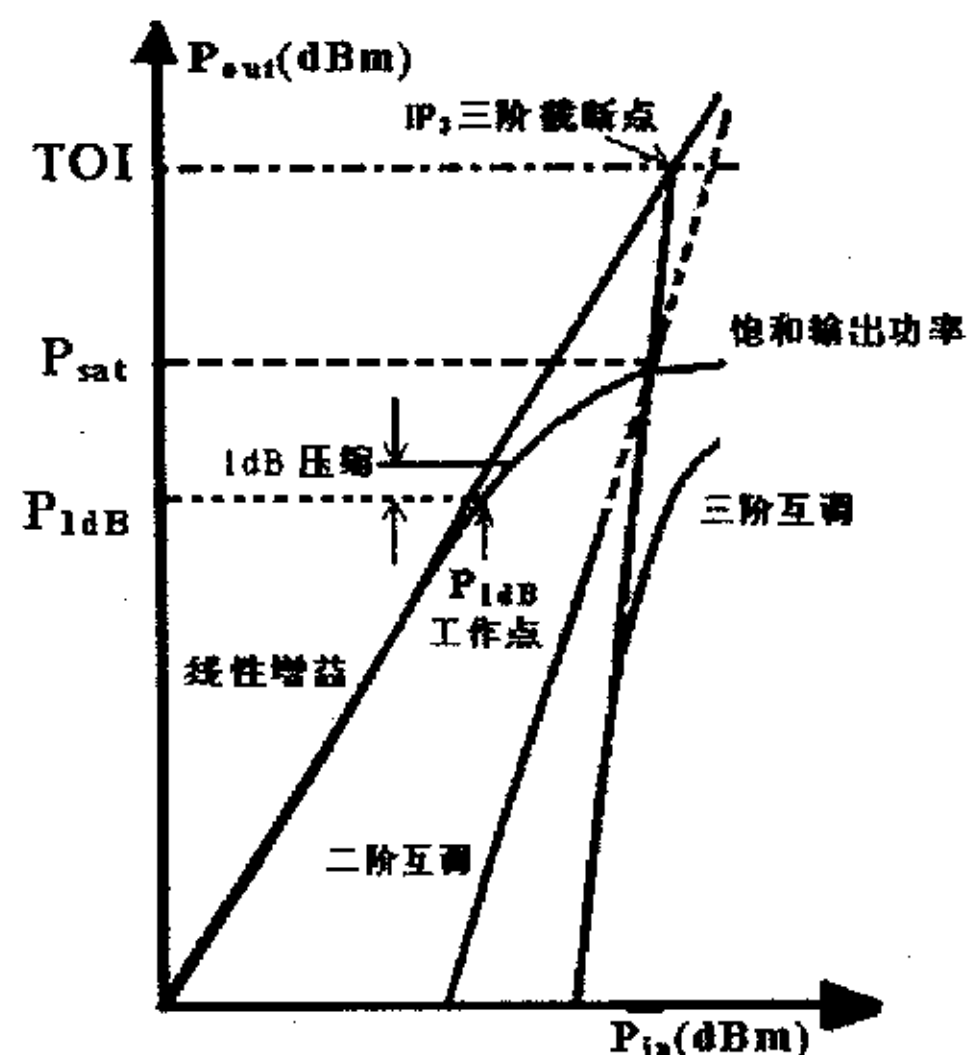


图 2-2 放大器的输出功率与互调分量随输入功率的变化

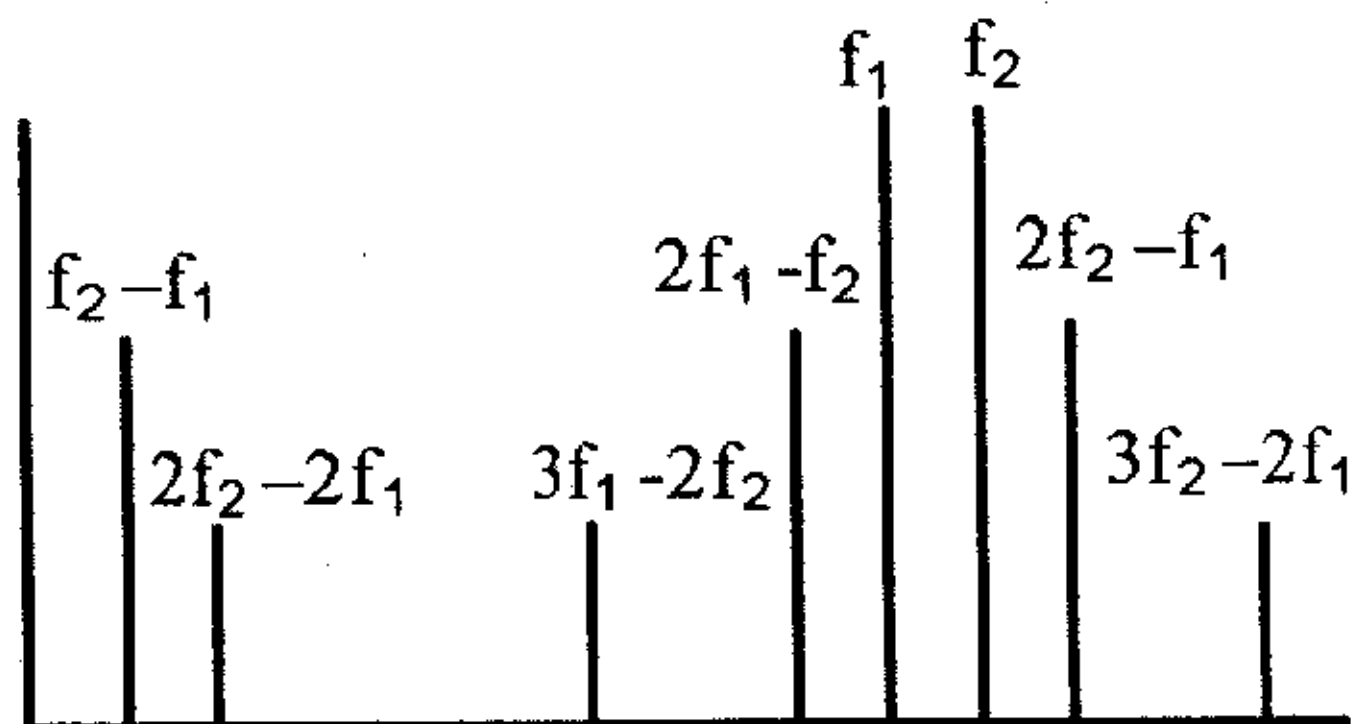


图 2-3 基频信号及其互调分量频谱



因为三阶项一直到畸变十分严重的点都起着支配作用，所以工程上常用三阶截断点 ( $IP_3$ ) 表征互调畸变 (见图 2-2)。

三阶截断点是描述放大器线性度的一个重要指标。设  $IP_3$  点处的输出功率为 TOI，那么工程上一般用以下关系：

$$TOI > P_{1dB} + 10.8;$$

$$TOI > P_{sat} + 8.6;$$

$$P_{1dB} + 3 < P_{sat} < TOI - 8.6;$$

$TOI = P_{SCL} + IM_3/2$ ，式中  $IM_3$  为三阶产物， $P_{SCL}$  表示单载波功率；基波与三阶互调抑制比  $= 2[TOI - (P_{IN} + G)]$ ，其中  $G$  为功率增益；三阶互调杂散电平  $= 3(P_{IN} + G) - 2TOI$ 。

#### 六、输入/输出驻波比 (VSWR)

微波放大器通常设计或用于  $50\Omega$  阻抗的微波系统中，输入/输出驻波比表示放大器输入端阻抗和输出端阻抗与系统要求阻抗 ( $50\Omega$ ) 的匹配程度。常用下式表示：

$$VSWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|}, \text{ 其中 } \Gamma = \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0}$$

VSWR 称为输入输出电压驻波比；

$Z$  为放大器输入或输出端的实际阻抗；

$Z_0$  为系统需要的特性阻抗。

#### 七、工作电压/电流

指放大器工作时需要供给的电源电压和电流值。

### 第三章 信号失真特性的描述方法

在通信系统中，除了存在系统的噪声和有限带宽以外，当线性网络转移函数  $H(j\omega) = |H(j\omega)| \exp[j\phi(\omega)]$  的振幅  $|H(j\omega)|$  和相角  $\phi(\omega)$  与频率有关时，会出现信号失真。这种失真通常称为“线性失真”或“传输偏移”。例如，假定输出信号  $y(t)$  是一延迟的输入信号  $x(t)$  按比例改变的模型，则出现无失真传输，即有  $y(t) = kx(t - t_0)$ 。

这意味着，系统的转移函数  $H(j\omega)$  应为

$$H(j\omega) = k \exp(-j\omega t_0)$$

换句话说，任何偏移等振幅  $k$  和负的线性相移  $-j\omega t_0$  都要引起与频率有关的振幅和相位失真。除了这种失真外，如果系统有非线性元件，还有可能出现其它失真。在这种情况下，不能够将系统用一个简单的转移函数作为线性情况来描述，代替输出的通常是表示成输入的非线性函数，即  $y(t) = T[x(t)]$ ，如图 3-1 所示。

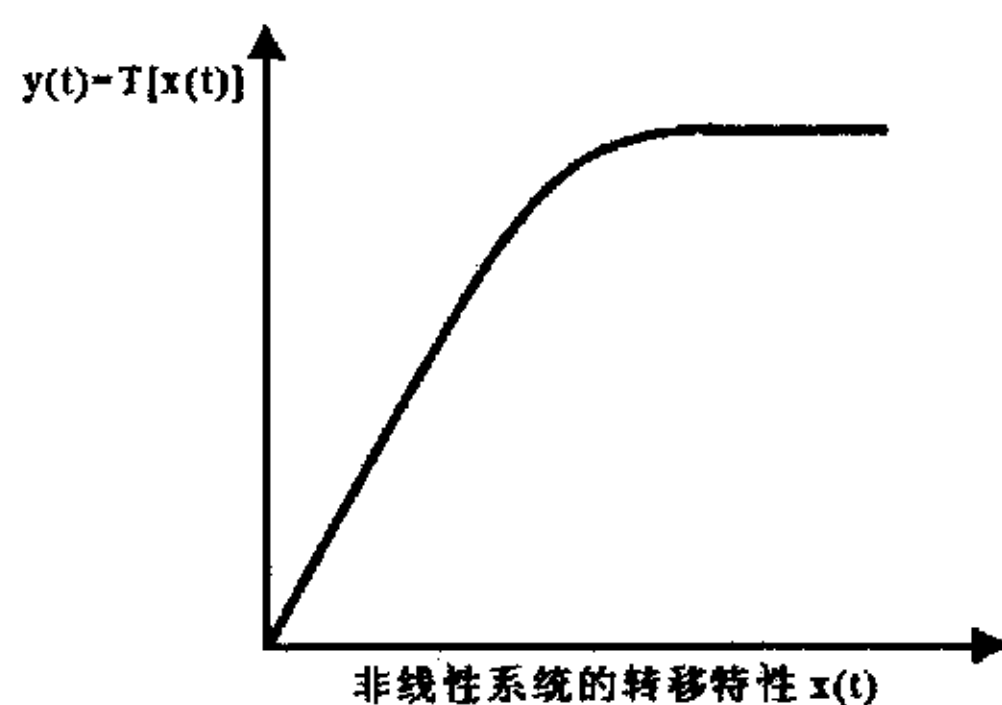


图 3-1

由这种偏差引起的信号失真称为“非线性失真”。信号失真的这种描述方法在通信系统中是很重要的。这是由于其用途是由其动态范围来决定（动态范围是指可以用高质量处理的信号电平范围），其下限可以用其噪声系数或灵敏度来决定，而上限则用产生可接受的信号失真所需的最大输入电平来决定。

#### §3.1 无记忆系统中的振幅非线性

一个二端口系统最普遍的非线性描述方法之一是它的振幅失真，结果导致其非线性转移特性。如果我们假设此二端口系统是无记忆的（即输出电压

是输入电压的瞬时函数), 并且其非线性很弱 (这是大多数通信系统的情况), 则其输出电压  $e_0(t)$  可以用输入电压  $e_i(t)$  的幂级数表示为:

$$e_0(t) = k_1 e_i(t) + k_2 e_i^2(t) + k_3 e_i^3(t) + \dots \quad (3-1)$$

对于线性二端口系统, 所有的  $k_i$  都为零 ( $i=2,3,\dots$ ), 并且(3-1)中  $e_0$  的表示式忽略了二端口网络的相位特性, 此相位特性导致输出相对于任意输入信号的相位变化。这样的描述方法将在下节讨论。

### 3.1.1 单频率输入试验法

研究具有适度非线性的二端口网络, 使  $e_0$  可以用式(3-1)的前三项表示, 即

$$e_0 = k_1 e_i + k_2 e_i^2 + k_3 e_i^3 \quad (3-2)$$

令  $e_i = A \cos \omega_1 t$ , 则  $e_0$  可以写成

$$\begin{aligned} e_0 &= k_1 A \cos \omega_1 t + k_2 A^2 \cos^2 \omega_1 t + k_3 A^3 \cos^3 \omega_1 t \\ &= k_1 A \cos \omega_1 t + k_2 A^2 \left( \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos 2\omega_1 t \right) + k_3 A^3 \left( \frac{3}{4} \cos \omega_1 t + \frac{1}{4} \cos 3\omega_1 t \right) \\ &= \frac{1}{2} k_2 A^2 + \left( k_1 A + \frac{3}{4} k_3 A^3 \right) \cos \omega_1 t + \frac{1}{2} k_2 A^2 \cos 2\omega_1 t + \frac{1}{4} k_3 A^3 \cos 3\omega_1 t \quad (3-3) \end{aligned}$$

由式(3-3)可见, 输出信号由所加的基频  $\omega_1$  分量、直流寄生信号、二次谐波频率  $2\omega_1$  和三次谐波频率  $3\omega_1$  分量组成。由式(3-3)我们注意到,  $e_0$  的基波分量振幅为  $k_1 A \left[ 1 + \frac{3}{4} \left( \frac{k_3}{k_1} \right) A^2 \right]$ , 如果  $k_3 > 0$ , 则它大于  $k_1 A$  (二端口网络为线性时的增益); 如果  $k_3 < 0$ , 则它小于  $k_1 A$ 。这一特性称为增益扩大或增益压缩。大多数实用器件是增益压缩, 即  $k_3 < 0$ , 其输出功率通常以 1dB 增益压缩点来描述。由式 (3-3) 可见, 与线性增益  $G_0$  的定义相比, 基频  $\omega_1$  的增益可表示为:

$$G = 20 \lg \frac{k_1 A + \frac{3}{4} k_3 A^3}{A} = 20 \lg \left( k_1 + \frac{3}{4} k_3 A^2 \right) \quad (3-4)$$

即  $G_0$  的定义如下:

$$G_0 = 20 \lg \frac{k_1 A}{A} = 20 \lg k_1 \quad (3-5)$$

1dB 增益压缩点可定义为信号电平, 这里

$$G_1(dB) = G_0 - 1(dB) \quad (3-6)$$

或等效地

$$k_1 + \frac{3}{4}k_3A^2 = 0.891k_1 \quad (3-7a)$$

因而在 1dB 增益压缩点,  $e_i$  的振幅限定为

$$A^2 = 0.145 \frac{k_1}{|k_3|}, \quad k_3 < 0 \quad (3-7b)$$

假设二端口网络的输入阻抗为  $Z_{in} = Z_{out} = R_\Omega$ , 则基频  $\omega_1$  的输入和输出功率  $P_i$  和  $P_o$  用  $dBm$  表示为

$$P_i = 10 \lg \left\{ \left( \frac{A}{\sqrt{2}} \right)^2 \frac{10^3}{R} \right\} dBm \quad (3-8)$$

$$\begin{aligned} P_o &= 10 \lg \left\{ \left( \frac{k_1 A + \frac{3}{4}k_3 A^3}{\sqrt{2}} \right)^2 \frac{10^3}{R} \right\} dBm \\ &= G + P_i dBm \end{aligned} \quad (3-9)$$

1dB 增益压缩点的输出功率  $P_1 dB$  为

$$P_1 dB = G_1 dB + P_i = G_0 - 1 + P_i dBm \quad (3-10)$$

将式 (3-7b) (3-8) 代入式 (3-10), 得到

$$\begin{aligned} P_1 dB &= G_0 - 1 + 10 \lg \left[ \frac{0.145k_1}{2|k_3|} \cdot \frac{10^3}{R} \right] dBm \\ &= 10 \lg \frac{57.70k_1^3}{|k_3|R} = 10 \lg \left\{ \left( \frac{1}{17.33} \cdot \frac{k_1^3}{|k_3|} \right) \frac{10^3}{R} \right\} dBm \end{aligned} \quad (3-11)$$

对于  $R=50 \Omega$  的情况, 我们得到:

$$P_1 dB = 10 \lg \frac{k_1^3}{|k_3|} + 0.62 dBm \quad (3-12)$$

### 3.1.2 双频率输入试验法

现在研究由两个等振幅不同频率  $\omega_1$  和  $\omega_2$  组成的输入信号

$e_i = A(\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t)$  将  $e_i$  代入式 (3-2) 得到

$$\begin{aligned}
 e_o &= k_1 A(\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t) + k_2 A^2 (\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t)^2 + \\
 &\quad k_3 A^3 (\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t)^3 \\
 &= k_2 A^2 + k_2 A^2 \cos(\omega_1 - \omega_2)t + \left(k_1 A + \frac{9}{4} k_3 A^3\right) \cos \omega_1 t \\
 &\quad + \left(k_1 A + \frac{9}{4} k_3 A^3\right) \cos \omega_2 t + \frac{3}{4} k_3 A^3 \cos(2\omega_1 - \omega_2)t \\
 &\quad + \frac{3}{4} k_3 A^3 \cos(2\omega_2 - \omega_1)t + k_2 A^2 \cos(\omega_1 + \omega_2)t \\
 &\quad + \frac{1}{2} k_2 A^2 \cos 2\omega_1 t + \frac{1}{2} k_2 A^2 \cos 2\omega_2 t \\
 &\quad + \frac{3}{4} k_3 A^2 \cos(2\omega_1 + \omega_2)t + \frac{3}{4} k_3 A^3 \cos(2\omega_2 + \omega_1)t \\
 &\quad + \frac{1}{4} k_3 A^3 \cos 3\omega_1 t + \frac{1}{4} k_3 A^2 \cos 3\omega_2 t
 \end{aligned} \tag{3-13}$$

由式 (3-13) 可见, 输出信号由直流成分、基频  $\omega_1$  和  $\omega_2$ 、二次和三次谐波  $2\omega_1$ ,  $2\omega_2$  和  $3\omega_1$ ,  $3\omega_2$  与频率为  $\omega_1 \pm \omega_2$  的二次互调成分 ( $\omega_1$  和  $\omega_2$  的系数和为 2) 和频率为  $2\omega_1 \pm \omega_2$ 、 $2\omega_2 \pm \omega_1$  的三次互调成分 ( $\omega_1$  和  $\omega_2$  的系数和为 3) 等分量组成。在工作频带小于一个倍频程的系统中, 所有  $\omega_1 \pm \omega_2$ ,  $2\omega_1$ ,  $2\omega_2$ ,  $2\omega_1 + \omega_2$ ,  $2\omega_2 + \omega_1$ ,  $3\omega_1$  和  $3\omega_2$  寄生信号都落在通带以外, 并且可以用适当的滤波器加以滤掉。但是所有频率为  $2\omega_1 - \omega_2$  和  $2\omega_2 - \omega_1$  的寄生信号都落在通带以内, 并且可使所需的基频  $\omega_1$  和  $\omega_2$  的信号发生畸变。 $e_i$  和  $e_o$  的输入输出频谱如图 3-2(a)、(b) 所示。

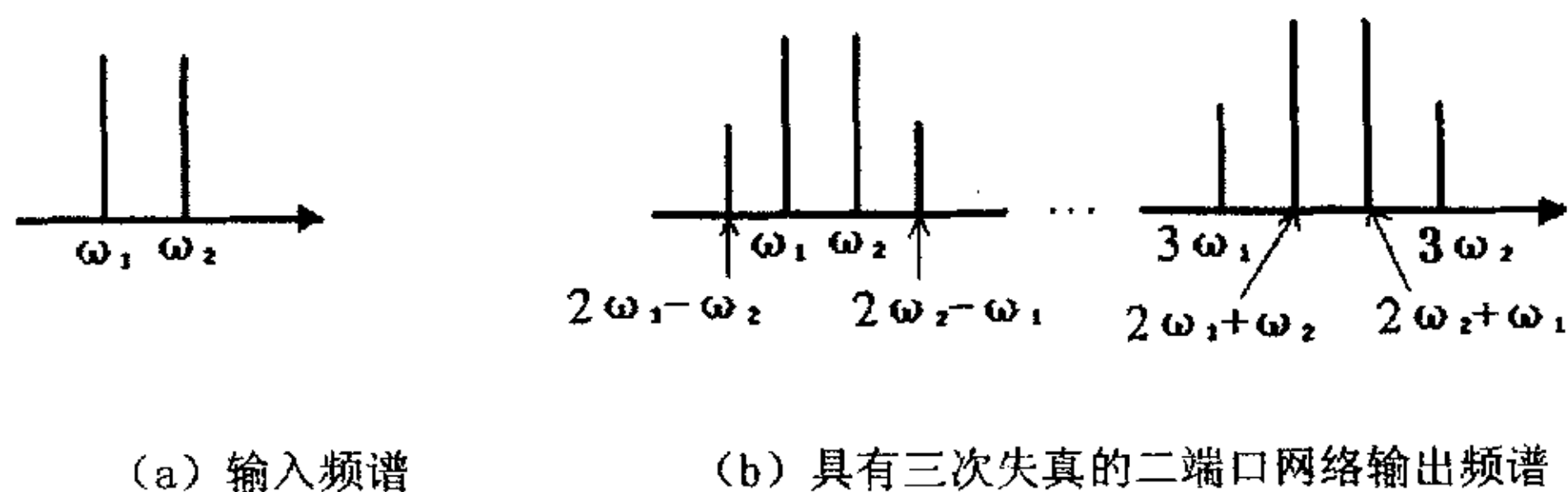


图 3-2

三次互调失真一种有用的量度是“截断点”，其定义为频率  $2\omega_1 - \omega_2$  的输出功率  $P(2\omega_1 - \omega_2)$  与基波输出功率电平  $P_o$ （当二端口网络为线性时）的交点，如图 3-3 所示，如果  $P_o$  是低电平，则将它外推到较高的功率区域内。

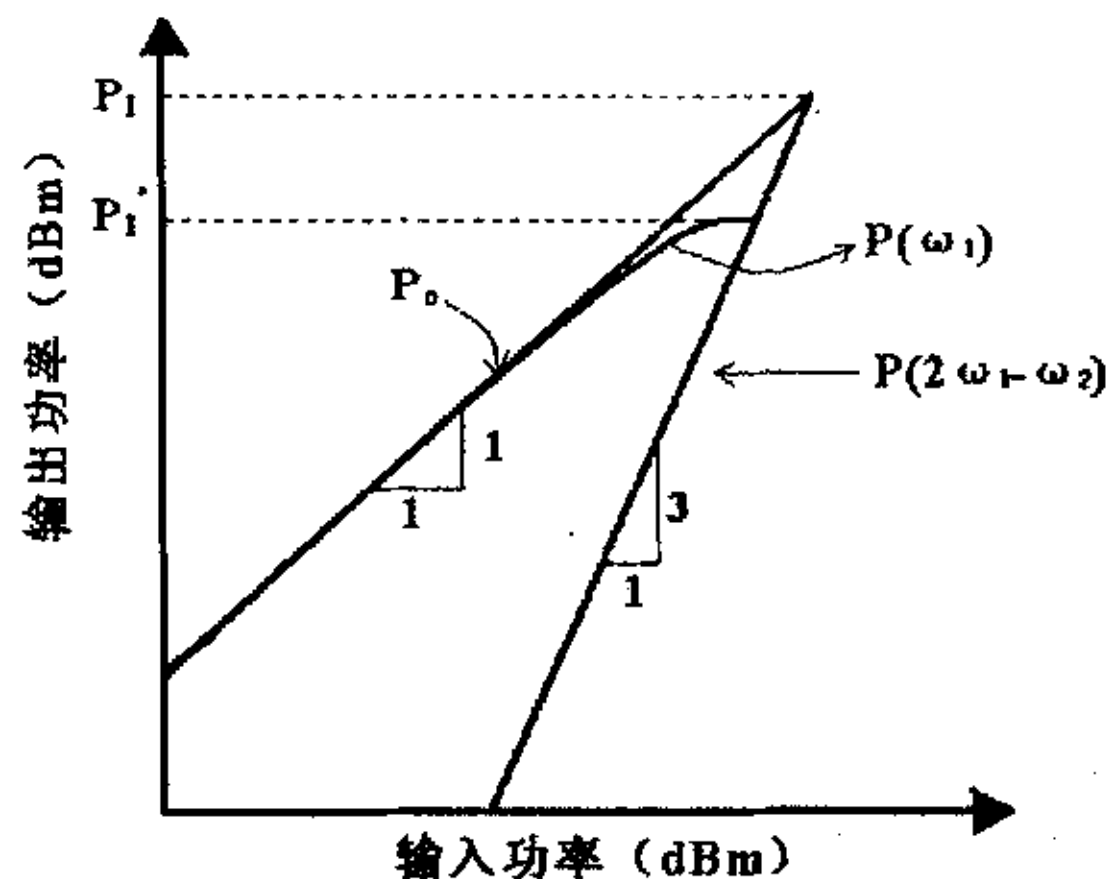


图 3-3 截断点的定义

我们注意到，在低电平处，输出功率  $P_o$  直接与输入信号的振幅成正比，而输出功率  $P(2\omega_1 - \omega_2)$  则直接与输入信号振幅的立方成正比。因此，在双对数坐标（或  $\text{dBm}/\text{dBm}$  坐标）上，每条曲线都是一条与响应阶数相应斜率的直线，即在  $\omega_1$  处的响应，其斜率为 1，在  $2\omega_1 - \omega_2$  处的响应，其斜率为 3，它们的交点便是截断点。我们注意到，输出信号在  $\omega_1$  处的实际振幅为  $k_1(A + \frac{9}{4}k_3A^3)$ ，其中，对于可压缩的二端口网络， $k_3 < 0$ 。因而在较低功率电平 ( $k_1A \gg \frac{9}{4}k_3A^3$ )， $\omega_1$  处的输出功率  $P(\omega_1)$  的响应与二端口网络假定为线性时在  $\omega_1$  处输出功率  $P_o$  的响应几乎一致。在较高功率电平时  $P(\omega_1)$  的响应将被压缩，并将偏离  $P_o$  的响应，如图 3-3 所示。由式 (3-13)，我们有

$$P_o = 10 \lg \left\{ \left( \frac{k_1 A}{\sqrt{2}} \right)^2 \frac{10^3}{R} \right\} \text{dBm} \quad (3-14)$$

$$P(\omega_1) = 10 \lg \left\{ \left( \frac{k_1 A + \frac{9}{4}k_3 A^3}{\sqrt{2}} \right)^2 \frac{10^3}{R} \right\} \text{dBm} \quad (3-15)$$

$$P(2\omega_1 - \omega_2) = 10 \lg \left\{ \left( \frac{\frac{3}{4}k_3 A^3}{\sqrt{2}} \right)^2 \frac{10^3}{R} \right\} \text{dBm} \quad (3-16)$$



由于在  $P_I$  处, 按照定义,  $P_0 = P(2\omega_1 - \omega_2)$ , 比较式 (3-14) 和 (3-16), 我们得到  $P_I$  处的理论振幅  $A$  为

$$A^2(\text{在 } P_I \text{ 处}) = \frac{4}{3} \frac{k_1}{|k_3|} \quad (3-17)$$

$$\text{因此, } P_I = 10 \lg \left\{ \left( \frac{2}{3} \frac{k_1^3}{|k_3|} \right) \frac{10^3}{R} \right\} \text{dBm} \quad (3-18)$$

如果  $R=50\Omega$ , 则

$$P_I = 10 \lg \frac{k_1^3}{|k_3|} + 11.25 \text{dBm} \quad (3-19)$$

又由前图我们注意到,  $P(\omega_1)$  的响应在  $P_I'$  点与  $P(2\omega_1 - \omega_2)$  的响应相交。这对于阐明  $P_I'$  和  $P_I$  的关系是有用的。在  $P_I'$  处, 我们有  $P(\omega_1) = P(2\omega_1 - \omega_2)$ , 比较式 (3-15) 和 (3-16), 则  $P_I'$  处的振幅为

$$A^2(\text{在 } P_I' \text{ 处}) = \frac{2}{3} \frac{k_1}{|k_3|} \quad (3-20)$$

$$\begin{aligned} \text{因而 } P_I' &= 10 \lg \left\{ \left( \frac{1}{12} \frac{k_1^3}{|k_3|} \right) \frac{10^3}{R} \right\} \text{dBm} \\ &= P_I - 9 \text{dBm} \end{aligned} \quad (3-21)$$

比较式 (3-11) 和 (3-18), 可得到  $P_I$  和  $P_{1\text{dB}}$  之间的关系为

$$P_I = P_{1\text{dB}} + 10.63 \text{dBm} \quad (3-22)$$

由式 (3-18) 我们注意到, 截断功率  $P_I$  与输入功率无关, 因此是系统非线性的一种有用的量度。又由比较式 (3-14)、(3-16) 和 (3-18) 可得  $2\omega_1 - \omega_2$  处的输出功率为

$$P(2\omega_1 - \omega_2) = 3P_0 - 2P_I \text{dBm} \quad (3-23)$$

用较低电平信号时,  $P_0 \approx P(\omega_1)$ , 因而

$$P_0 = (2\omega_1 - \omega_2) \approx 3P(\omega_1) - 2P_I \text{dBm} \quad (3-24)$$

在较高电平输入功率处, 式 (3-24) 的关系不再成立。应用式 (3-15)、(3-16) 及 (3-18) 我们得到

$$P(2\omega_1 - \omega_2) - 60 \lg \left[ 1 - 0.343 R \frac{\frac{1}{3}|k_3|^{1/3}}{k_1} \left( \lg^{-1} \frac{P(2\omega_1 - \omega_2)}{10} \right)^{1/3} \right]$$

$$= 3P(\omega_1) - 2P_i \text{ dBm} \quad (3-25)$$

总之, 当一个系统的非线性可以用三项的幂级数表示时, 截断点是估计三次互调成分失真电平的一种方便方法, 即使是窄带系统, 此三次互调成分通常落入工作频带内。利用方程式 (3-24), 用测量三次互调成分功率和远低于截断点某电平处 (即在小信号区域内) 基频功率的方法可以很容易间接地测定截断点。

### §3.2 无记忆系统中的交叉调制

当一个信号的调制被转移到另一个信号时, 则在非线性系统中会出现另一种失真, 换句话说, 出现了新的不希望有的调制。这种调制称为“交叉调制”, 研究由两个等振幅  $A$ , 频率为  $\omega_1$  和  $\omega_2$  组成的输入信号的情况, 一个信号为调制信号, 另一个为原来未调制的信号, 即

$$e_i(t) = A(1 + M \cos \omega_m t) \cos \omega_1 t + A \cos \omega_2 t \quad (3-26)$$

式中  $M$  为调制系数,  $\omega_m$  是调制频率,  $\omega_1$  和  $\omega_2$  为载波频率。将式 (3-26) 代入式 (3-2), 得到如下输出项:

$$e_o = k_1 A(1 + M \cos \omega_m t) \cos \omega_1 t + k_1 A \cos \omega_2 t$$

$$+ k_2 A^2 \left[ \left( 1 + 2M \cos \omega_m t + \frac{1}{2} M^2 + \frac{1}{2} M^2 \cos 2\omega_m t \right) \cdot \left( \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos 2\omega_1 t \right) \right.$$

$$+ \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos 2\omega_2 t + (1 + M \cos \omega_m t) \{ \cos(\omega_1 - \omega_2) + \cos(\omega_1 + \omega_2) \} \left. \right]$$

$$+ k_3 A^3 \left[ \left\{ 1 + 3M \cos \omega_m t + 3M^2 \left( \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos 2\omega_m t \right) + M^3 \left( \frac{3}{4} \cos \omega_m t + \frac{1}{4} \cos 3\omega_m t \right) \right\} \right.$$

$$\cdot \left( \frac{3}{4} \cos \omega_1 t + \frac{1}{4} \cos 3\omega_1 t \right) + 3 \left( 1 + 2M \cos \omega_m t + \frac{1}{2} M^2 + \frac{1}{2} M^2 \cos 2\omega_m t \right)$$

$$\cdot \left( \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos 2\omega_1 t \right) \cdot \cos \omega_2 t + 3(1 + M \cos \omega_m t) \cdot \left( \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos 2\omega_2 t \right) \cos \omega_1 t$$

$$+\frac{3}{4}\cos\omega_2t+\frac{1}{4}\cos3\omega_2t] \quad (3-27)$$

由式 (3-27), 交叉失真项  $e_{cm}$  为

$$\begin{aligned} e_{cm} &= \left( k_1 A + \frac{3}{4} k_3 A^3 \right) \cos\omega_2t + (3k_3 A^3 M \cos\omega_m t) \cos\omega_2t \\ &= E_{cm} (1 + M' \cos\omega_m t) \cos\omega_2t \end{aligned} \quad (3-28a)$$

$$\text{式中 } E_{cm} = k_1 A + \frac{3}{4} k_3 A^3 \quad (3-28b)$$

$$M' = \frac{3k_3 A^2 M}{k_1 + \frac{3}{4} k_3 A^2} \quad (3-28c)$$

因此调制信号已变换成载波频率  $\omega_2$ 。调制系数  $M'$  可以在频率  $\omega_2 \pm \omega_m$  上测量, 这是由于

$$e_{cm} = E_{cm} \left[ \cos\omega_2t + \frac{1}{2} M' \cos(\omega_2 - \omega_m)t + \frac{1}{2} M' \cos(\omega_2 + \omega_m)t \right] \quad (3-29)$$

交叉调制系数定义为  $M'$  与  $M$  之比, 即

$$CM = \frac{M'}{M} = \frac{3k_3 A^2}{k_1 + \frac{3}{4} k_3 A^2} \quad (3-30)$$

对较低电平的信号,  $k_1 A \gg \frac{3}{4} k_3 A^3$ , 上式可近似表示为

$$CM \approx \frac{3k_3 A^2}{k_1} \quad (3-31)$$

用 dB 表示为

$$CM(dB) \approx 20 \lg CM = 10 \lg \left[ \frac{3k_3 A^2}{k_1} \right]^2 \quad (3-32)$$

将此式与式 (3-14) 和 (3-16) 进行比较, 我们得到  $CM$  (dB) 和具有相同振幅  $A$  的两个未调制载波  $\omega_1$  和  $\omega_2$  的互调失真之间的关系为

$$\begin{aligned} CM(dB) &= P(2\omega_1 - \omega_2) - P_0 - 12dB \\ &= 2(P_0 - P_I) - 12 \approx 2(P_{(\omega_1)} - P_I) - 12dB \end{aligned} \quad (3-33)$$

### §3.3 线性失真 群时延

正如第一节所述的那样, 当转移函数的振幅和相位偏离理想特性时, 在

线性网络中会产生信号失真。假如转移函数  $H(j\omega)$  已知，则输出电压  $y(t)$  可用反傅立叶变换求得为

$$y(t) = F^{-1} \{H(j\omega)X(j\omega)\} \quad (3-34)$$

式中  $X(j\omega)$  为输入  $x(t)$  的傅立叶变换。例如考虑如下形式的转移函数：

$$H(j\omega) = k[1 + a \cos(\omega\tau) \exp(-j\omega t_0)]$$

其振幅为常数，并具有附加频率为  $\tau$ ，相对幅度为  $a$  的余弦波纹，同时伴随一线性相移。 $H(j\omega)$  可以写成

$$H(j\omega) = k \left[ \exp(-j\omega t_0) + \frac{a}{2} \exp\{j\omega(\tau - t_0)\} + \frac{a}{2} \exp\{j\omega(\tau + t_0)\} \right]$$

对于一个输入  $x(t)$ ，引起的输出  $y(t)$  可用式 (3-34) 计算得到为

$$y(t) = kx(t - t_0) + \frac{ka}{2}x(t - t_0 + \tau) + \frac{ka}{2}x(t - t_0 - \tau) \quad (3-35)$$

因此振幅波纹引起两个附加的成正比且延迟的  $x(t)$  波纹，通常称之为回波。如前所述，线性相移意味着对信号所有频率分量为固定的时延。假定相移是频率的非线性函数，则信号的各个频率分量将受到不同的时延，结果导致相位失真。相位失真的一种方便表示方法是“群时延”，其定义为相位对频率导数的负值，即

$$td = -\frac{d\phi}{d\omega} \quad (3-36)$$

当一个系统的相移为频率的线性函数时，群时延为一常数。这表示无相位失真。图 3-4(a)、(b) 表示线性与非线性相移与频率关系的一个例子。

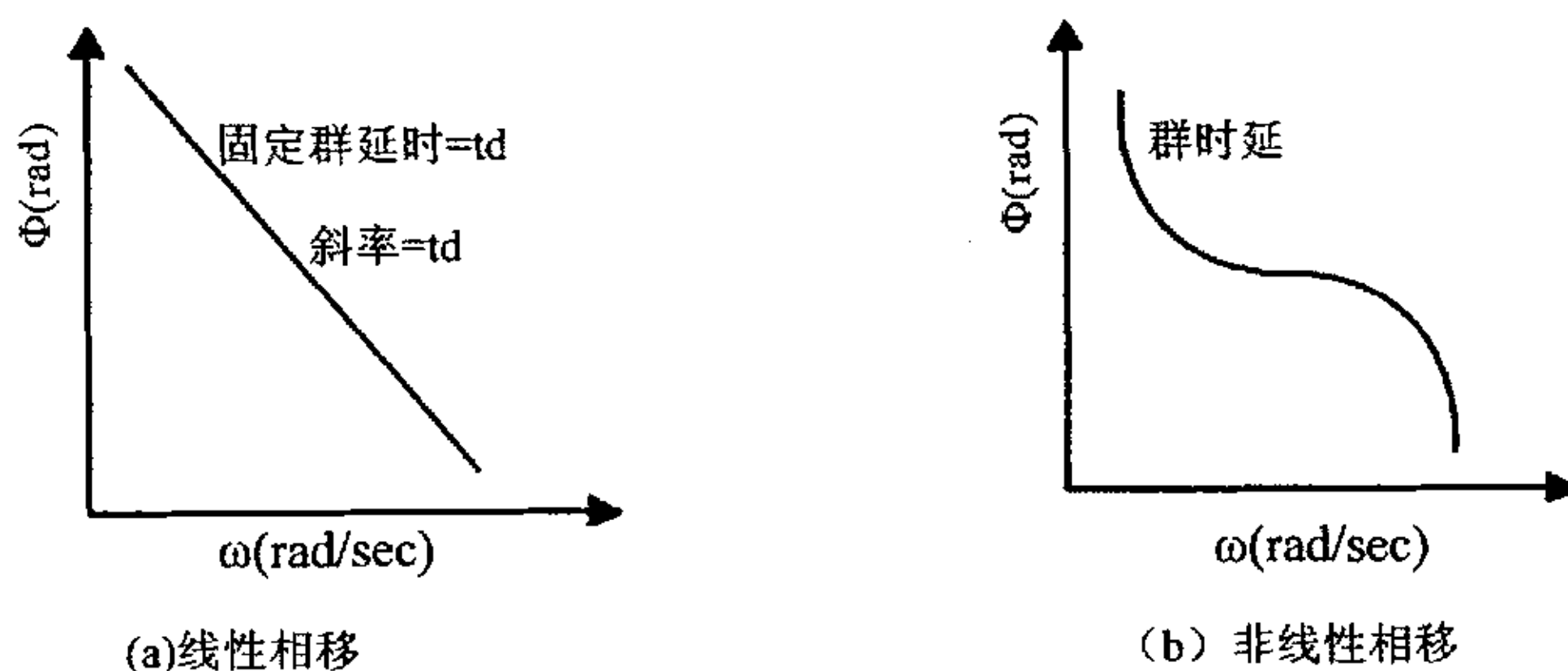


图 3-4 相移与频率的关系曲线

### §3.4 振幅调制—相位调制 (AM-PM) 变换

除了由作为频率函数的非线性相位特性引起的失真以外,二端口系统可能有另一种相位失真,其相移是诸如振幅调制信号的瞬时振幅的函数。例如输出相位可具有如图 3-5 所示的围绕一平均值的波纹。这种作用称为振幅调制—相位调制 (AM-PM) 变换。

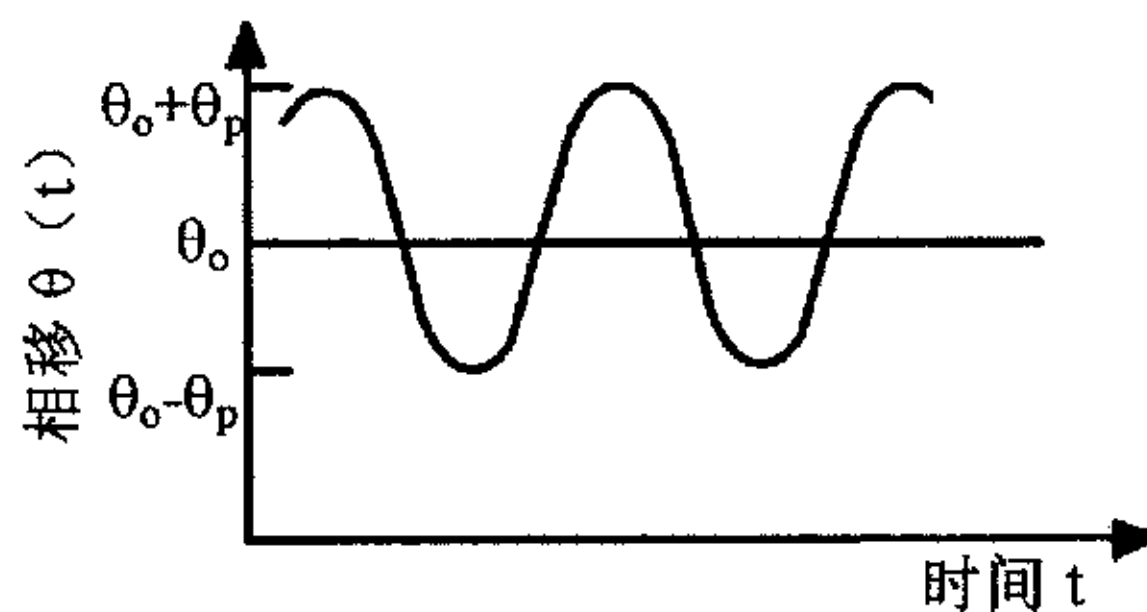


图 3-5 振幅调制产生的相位调制

令  $\theta_p$  是由调制系数为  $M$  的调幅载波引起的相对于平均相位的峰值相位偏差,则峰值相位误差  $K_p$  可用调幅载波的  $^\circ/dB$  来表示为

$$K_p = \frac{\theta_p (180^\circ/\pi)}{20 \lg(1+m)} (^\circ/dB) \quad (3-40)$$

## 第四章 RF 功率放大器的线性化技术

通信系统的功率放大器总是应用在大信号状态,或者说工作在 $P_{1dB}$ 附近,此时非线性就变的更为严重,如互调失真,谐波失真,幅度调制转移失真,调幅调相转移失真等。当多载波输入时,影响较严重的是三阶互调失真。为了保证功率放大器的线性度,放大器往往被设置远离 $P_{1dB}$ 点,其结果是输出功率减小,效率降低。因此,现代通信系统中功率放大器的非线性影响已经作为一个重要的因素来考虑。

RF 功放线性化技术从原理上分主要有两大类:一类是通过获得功率放大器非线性特性来消除功率放大器输出信号中的互调干扰分量,这类线性化技术主要包括前馈技术、负反馈技术和预失真技术等;另一类是通过输入幅度恒定的信号给功率放大器来避免非线性失真,如 LINC 等技术就属于这类线性化技术。下面将简单介绍一下除了预失真技术以外的这些线性化技术的基本工作原理与各自特点。

### § 4.1 负反馈法

负反馈技术已经广泛应用于电子设备中的各类放大器。负反馈的基本原理如图 4-1 所示。

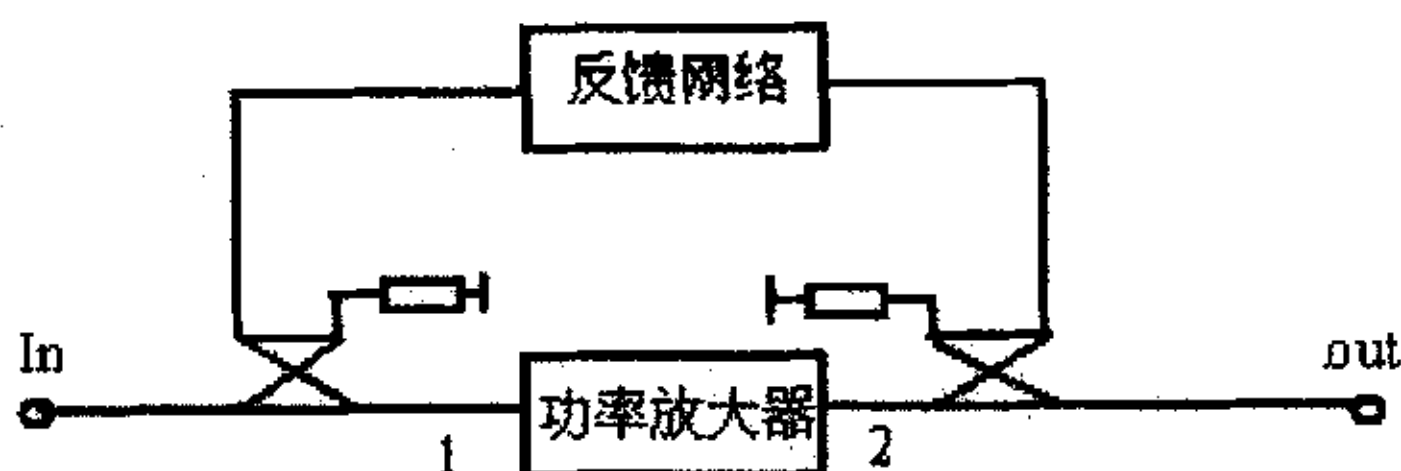


图 4-1 负反馈法原理框图

图 4-1 中 1 端输入信号,2 端的输出信号含有三阶互调失真分量,该输出信号通过耦合器使一部分信号进入反馈网络,通过反馈网络使信号倒相,再经过耦合器输入功率放大器,最后,在功率放大器输出端口输出的基波信号虽比没有反馈网络时有所损失,但同时三阶互调分量得到了明显的抑制。

负反馈利用放大器输出的非线性失真信号抵消放大器自身的一部分非线性,因此对放大器输出信号的稳定性、增益的稳定性、非线性失真以及通频



带等指标都有改善作用。但是，负反馈方法降低了放大器的增益，且实际电路很难保证反馈网络在高频段的很宽频带内反馈信号与输入信号反相，相移控制困难，因此这种方法一般只用在低频场合。

## § 4.2 前馈法

前馈法的原理框图如图 4-2 所示。图中  $PA_1$  为待补偿的非线性放大器， $\tau_1$ ， $\tau_2$  为可变延时器， $A_2$  为辅助放大器， $\alpha$  为衰减器。

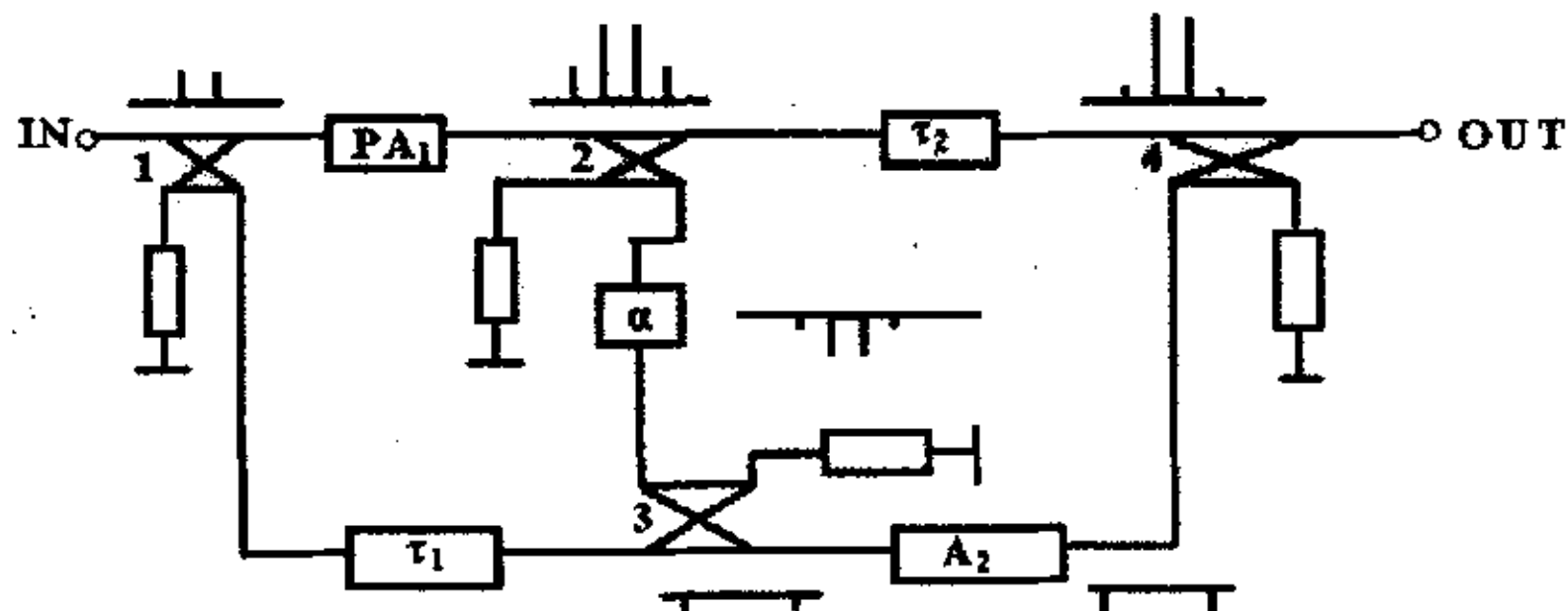


图 4-2 前馈法的原理框图

其工作原理如下：输入信号经耦合器分成两路，一路进入主功率放大器  $PA_1$ ，由于其非线性失真，输出端除了有放大的主频信号外，还有三阶互调干扰。从主功放的输出中耦合一部分信号经衰减器  $\alpha$  调节幅度并与另一路经过  $\tau_1$  延时的输入信号在耦合器 3 中叠加，使主频信号完全抵消，只剩下反相的三阶互调分量。三阶互调分量经辅助放大器  $A_2$  放大后与经  $\tau_2$  延时后的主功放输出信号在耦合器 4 中叠加，抵消主功放的三阶互调干扰，从而得到线性放大信号，文献[6]应用 RF 前馈技术使功放的三阶互调由原来的 20dB 改善至 45dB 以上。

## § 4.3 LINC 法

LINE 线性化技术的基本思想是：信号分量分离器将输入信号分解成两个幅度恒定已知且相等的分量，由于两个分量幅度已知且相等，非线性功率放大器的幅度增益和相移也已知且相等，所以经过非线性功率放大器的两个分量只需要进行必要的相移校正后合并就可以得到无失真信号。其原理框图如下：

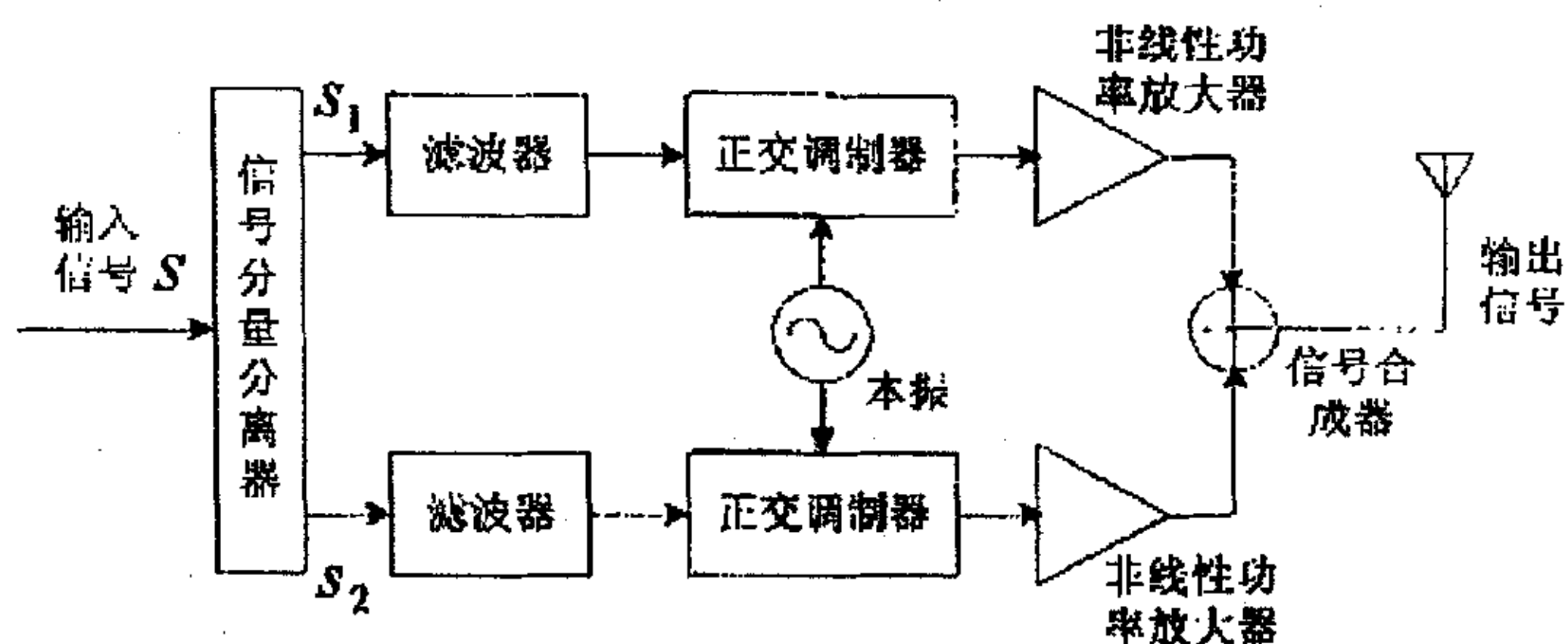


图 4-3 LING 线性化系统原理框图

设输入信号为  $s(t) = A(t) \cdot \cos(2\pi f_c t + \phi(t))$ ，我们令  $A_m$  为输入信号  $s(t)$  分解后两个等幅矢量的幅度值，则经过信号分离器的两路信号  $s_1(t)$  和  $s_2(t)$  可以分别表示为：

$$s_1(t) = A_m \cdot \cos(2\pi f_c t + \phi(t) + \alpha(t)) \quad (4-1)$$

$$s_2(t) = A_m \cdot \cos(2\pi f_c t + \phi(t) - \alpha(t)) \quad (4-2)$$

此时我们可以通过令  $\alpha(t) = \arccos(A(t)/A_m)$  而使  $s(t) = (s_1(t) + s_2(t))/2$ 。

从上面的分析可以看出，要从输入信号中分离出  $s_1(t)$  和  $s_2(t)$  信号是比较困难的。LING 技术对两条路径上信号幅度和相位的不平衡十分敏感，这种不平衡会使邻道干扰增加，所以要求两条路径中的信号尽量一致，这要求两个功率放大器支路要基本相同，这并不容易做到，实现起来难度较大。

本章介绍了以上几种常用的线性化技术，下一章将介绍预失真线性化技术，该线性化技术线性性能较好，可以提供足够的带宽，效率高以及容易实现且成本低，是一种具有发展前途的线性化技术。

## 第五章 预失真线性化技术

### § 5.1 介绍

预失真技术是概念上较简单的线性化技术。预失真是信号放大之前对信号按照一定的规律进行“预先失真”，以便最终输出信号中的失真分量尽可能地小，对功率放大器的线性化起到很好的效果。预失真技术在电路中就表现为增加了一个预失真器。这个预失真器的作用就是产生与原信号相对应的失真信号。因为这种失真是在信号被放大之前，故称之为“预失真信号”。

预失真技术按预失真模块在信号流程中的位置，可以分为（RF）射频预失真、IF（中频）预失真和基带预失真。

RF（射频）预失真是对最终的射频信号进行纠正，射频预失真一般采用模拟器件，电路位于需线性化的功放之前，处理的是小信号，对器件和电路要求不高，且容易实现，本文最后的设计选用方案的就属于射频预失真法；IF（中频）预失真是发生在中频上，这样，可以把信号调制到不同频率的载波上去；基带预失真是对基带输入信号进行预失真，这主要应用了 DSP 技术，把预失真系数储存于其中，同时还利用反馈来更新这些参数信息，以避免系统参数的漂移。

基于本文主要是针对 RF 预失真器的研究，且 IF 和 RF 预失真技术在原理上非常类似，因此本章在第一节将主要讨论 RF 预失真技术。在第二节中，将对基带预失真作简要介绍。

### § 5.2 RF 预失真

RF 预失真的最基本优点就是易于集成，并能同时线性化整个系统的全部带宽，因此，它非常适用于宽带多载波通信系统，如卫星通信、移动通信的基站应用。

#### 5.2.1 基本原理

图 5-1 所示为预失真的工作原理图。



图 5-1 预失真放大器的基本原理

从传递函数的角度考虑，上图模型中，PA 为非线性放大器，PD 为用于补偿 PA 放大信号的校正网络—预失真器。PD 产生一个非线性失真信号，再输入功率放大器 PA，那么预失真的信号性质可以部分抵消 PA 中产生的非线性失真。不难知道，因为 PA 为非线性的，所以 PD 也是非线性的。

假设放大器 PA 的传递函数为  $H_A = |H_A(j\omega)|e^{j\phi(\omega)}$ ，如果总的传递函数  $H=K$  为常数（线性放大器），那么

$$H = H_A \cdot H_B = K \quad (5-1)$$

所以， $H_B = \frac{K}{|H_A(j\omega)|}e^{-j\phi(\omega)}$ ，即预失真器 PD 的传递函数。

以上就是预失真法使得网络线性化的思想。

预失真功放的实现机理也可以由图 5-2 所示，预失真器的作用就是对输入信号产生一个失真作用，该失真信号正好可以和射频功率放大器产生的非线性失真互补，这样就可以在输出端得到放大但没有失真的信号。

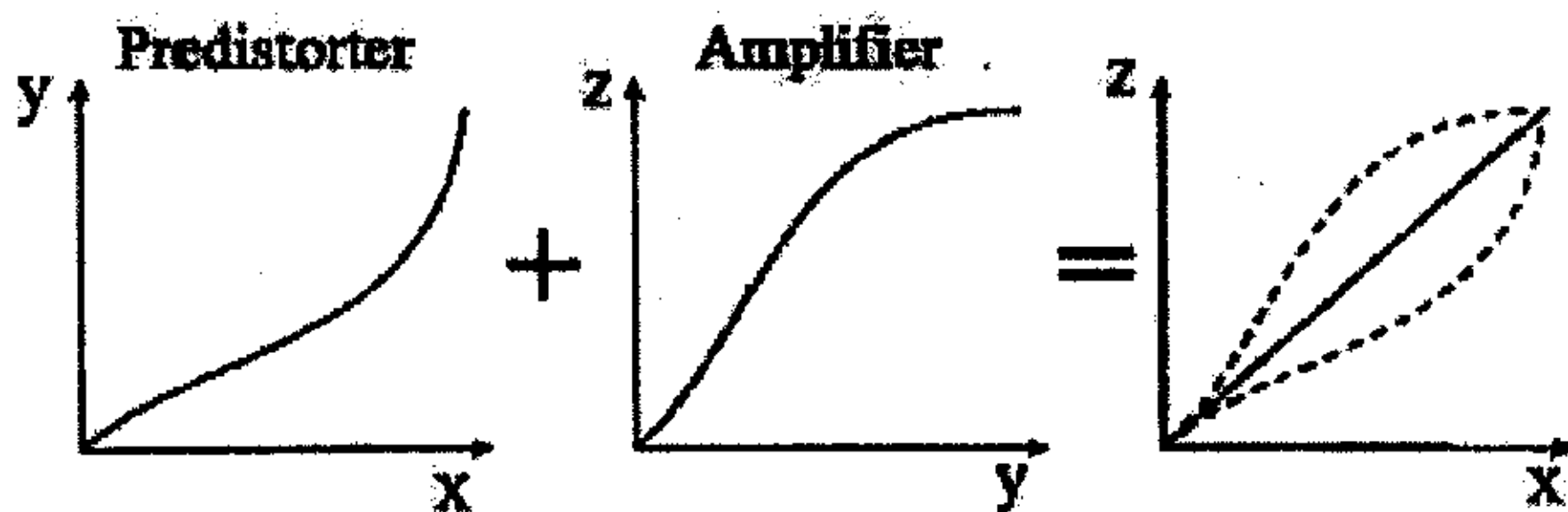


图 5-2 预失真线性功放的实现机理

显然，预失真技术的关键是得到预失真器的特性，然后用实际电路设计并实现此特性。目前最常用也是比较简单的射频预失真网络是消除功率放大器的三阶互调分量。对于一个通信系统，三阶互调分量是主要失真信号，如果把三阶互调分量消除到同相邻高次分量如五阶互调相等或略低，就可以取得较好的线性化效果。

下面我们主要介绍几种常用的射频预失真线性化器。

### 5.2.2 立方预失真器

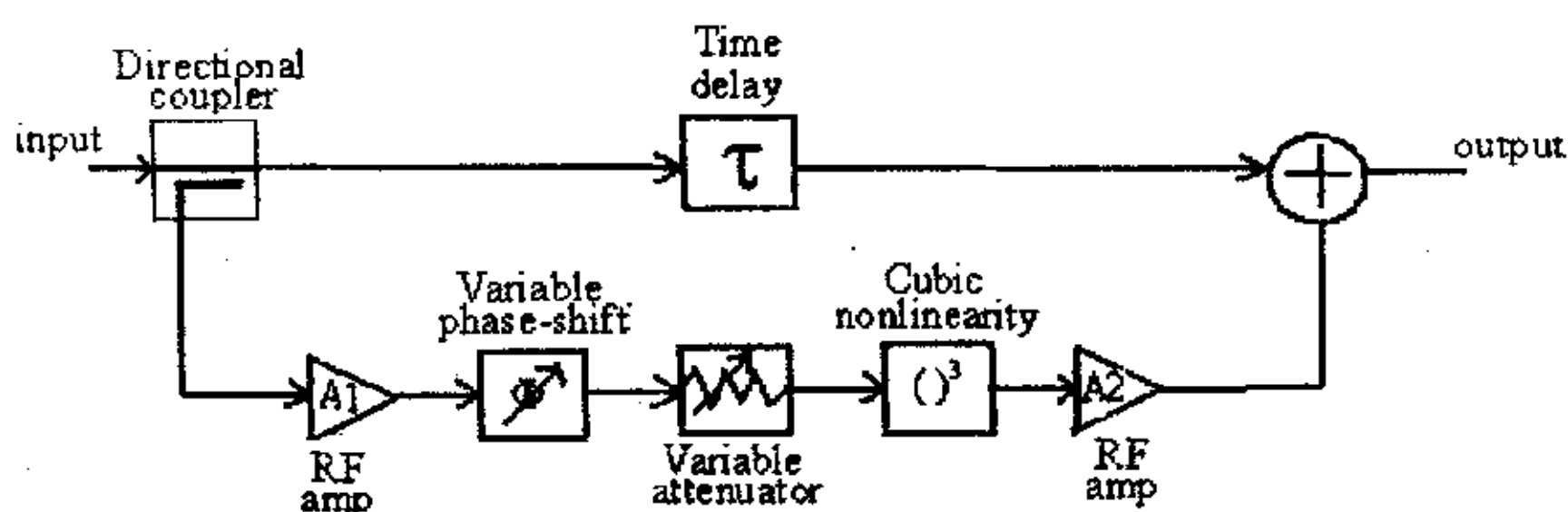


图 5-3 立方预失真器的电路结构

图 5-3 所示为立方预失真器的电路结构。RF（或 IF）输入信号由定向耦合器分为两个通道，即主通道和次通道。主通道包含一个时延，它主要是为了叠加时，能与次通道的信号同步。次通道中，输入信号经 RF 放大器 A1 放大后，信号又经过可变移相器和可变衰减对其进行相位和幅度的调整，再通过一个立方非线性函数发生器，产生三阶失真信号。然后三阶失真信号经过射频放大器 A2 放大后与主通道的原信号相加。因为次通道中的 A1 和 A2 都是小信号器件，所以它们引入的失真可以忽略不计。

目前，立方预失真器以其简单、宽带和易于集成等优点，已广泛应用于卫星通信、点对点的高功率通信系统中。由于预失真器与功率放大器的匹配问题，这种预失真器一般只能取得中等的线性化性能，因此它通常用于线性度要求不高的场合。

### 5.2.3 单个二极管预失真器

最简单的预失真器就是串联单个二极管来达到线性化功率放大器的目的。图 5-4 就是一种单个二极管形式的预失真器，它可以应用于宽带的射频或中频系统中。

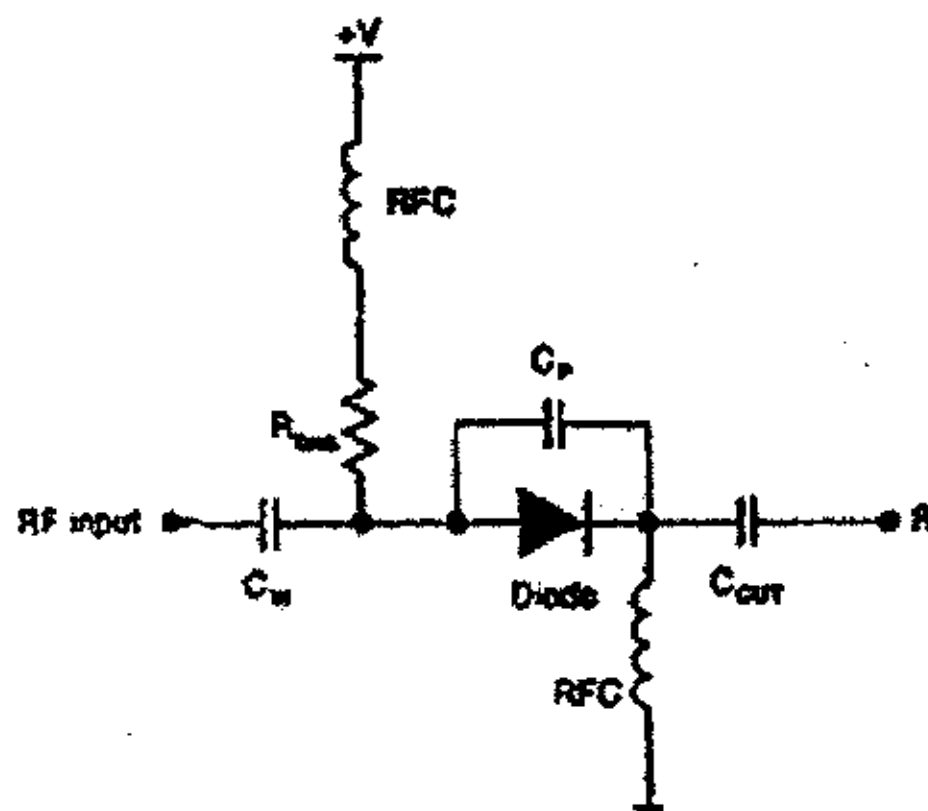


图 5-4 串联二极管预失真器

图 5-4 所示的系统中预失真功能主要由一个肖特基二极管实现，然后又并联一个电容  $C_p$ ，这样可以在低电压偏置情况下取得正的幅度和负的相位。通过调节偏置电压和并联电容  $C_p$ ，使预失真器的性能尽可能与功率放大器的非线性特性相匹配。这种形式的预失真器不会十分显著的改善功率放大器的线性度，也不会对功率效率有很大的提高，但它是一种简单经济的方法。

另一种方法是采用变容二极管实现预失真功能，这种预失真系统包含了两种技术，一是用变容二极管来补偿线性化功放的 AM-PM 非线性特性。另外还采用二阶谐波控制技术来补偿功放的 AM-AM 特性。同前面简单的串联二极管技术相比，该技术具有插入损耗低等优点。

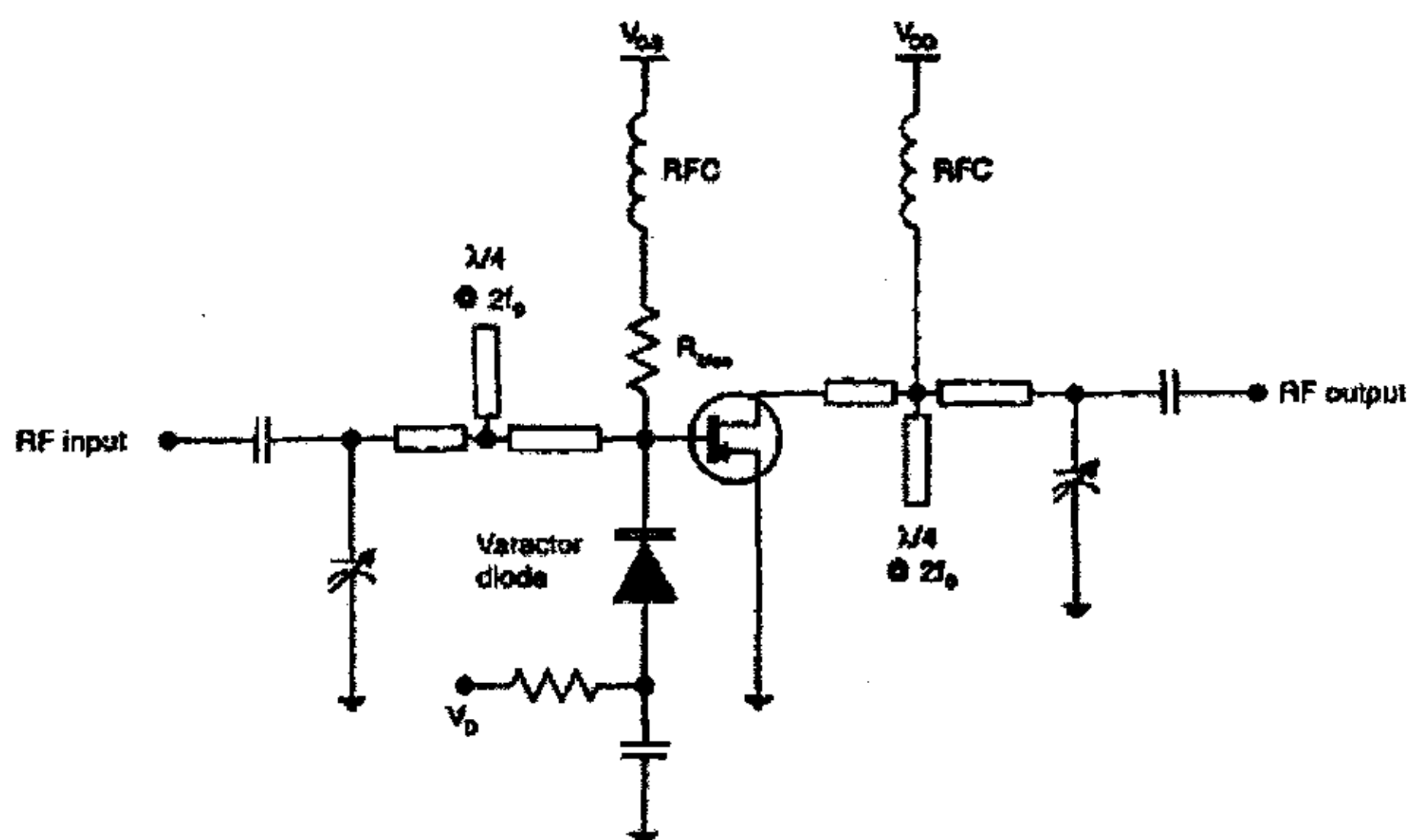


图 5-5 变容二极管预失真器

图 5-5 是该技术应用用于一个砷化镓场效应 (GaAs FET) 单管功率放大器的示例。变容二极管作为 GaAs FET 输入端的容性补偿，用来消除功率放大器的 AM-PM 非线性特性。而功放的 AM-AM 特性采用源二次谐波注入技术补偿，这样就完成了对整个功率放大器进行了线性化。

#### 5.2.4 基于场效应管 (FET) 的预失真器

基于场效应管 (FET) 的预失真器有许多种结构，图 5-6 是一种传输模式的 FET 非线性电路，它可以作为预失真器中的非线性发生器使用。其偏置电压可以调节非线性灵敏度，可变电容用来补偿相位误差，Balun 的作用是在 FET 的源和漏极中提取所需要的失真信号。



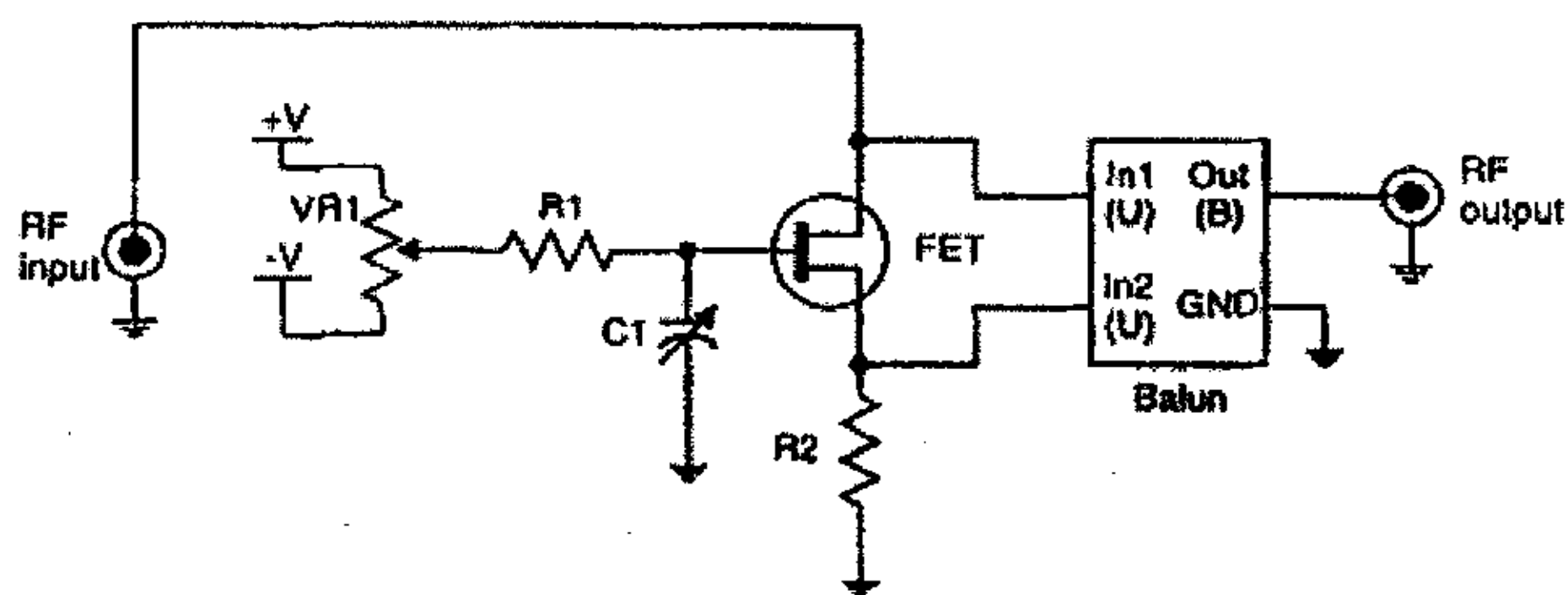


图 5-6 传输模式的 FET 非线性电路

图 5-7 是反射模式的 FET 非线性电路。FET 的一端接环行器，信号通过环行器进入 FET，失真后的信号经过环行器输出，通过这样一种方法保持了 FET 非线性电路在一个较宽的频带内同输入和输出电路匹配。偏置电压的作用同样是调节非线性的灵敏度，可变电阻用来调节输出信号的幅度和相位非线性程度。

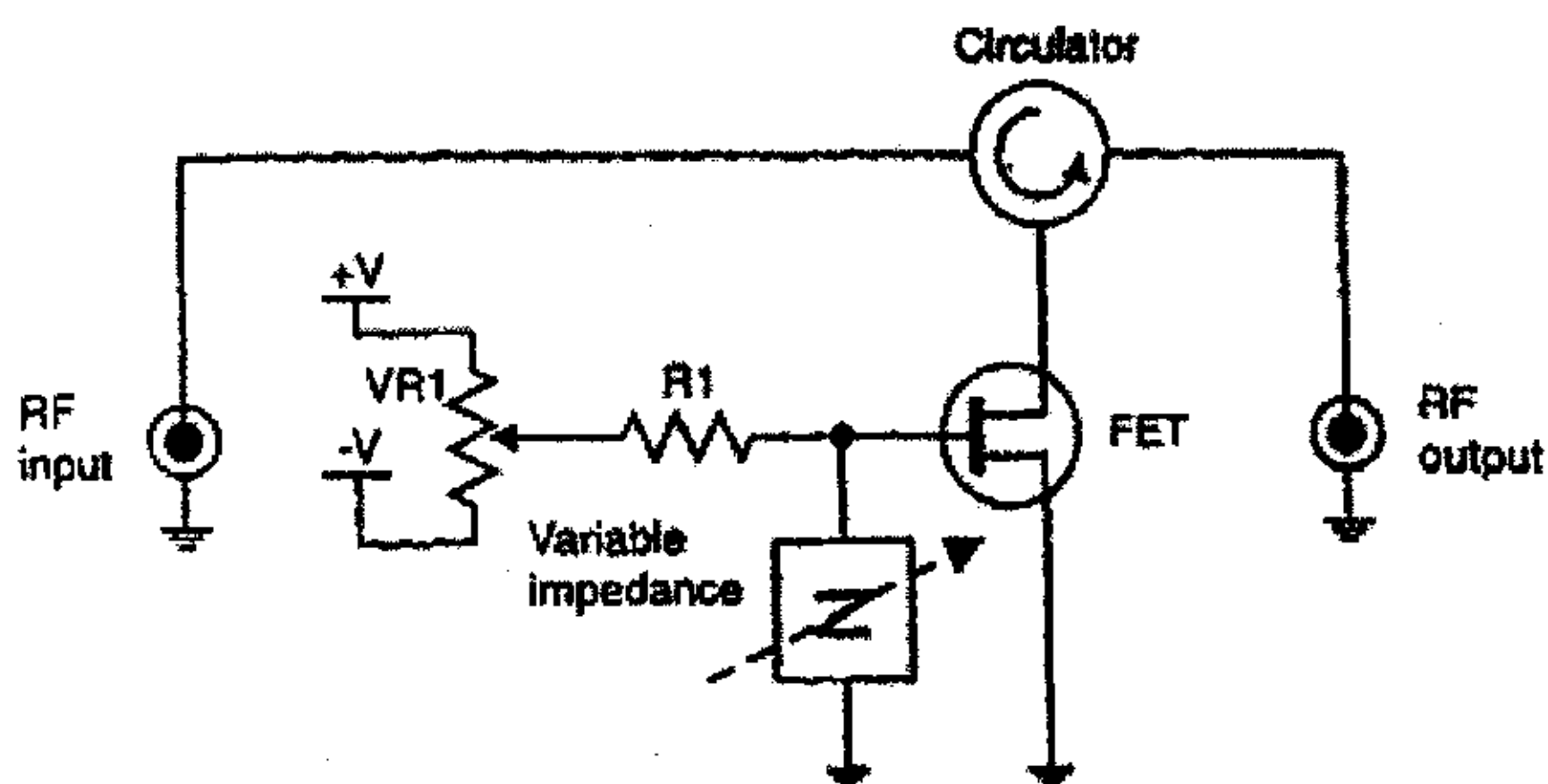


图 5-7 采用环行器实现的反射模式 FET 非线性电路

在图 5-8 所示的非线性电路中，FET 同样是工作在反射模式下。同图 5-7 不同，但该电路采用相移分配器来完成信号的处理，其基本工作原理同图 5-5 所示的电路类似。图中电阻  $R_2$  用来调节输出端无失真信号的强度，如果加入电抗元件，则可以调节相位。

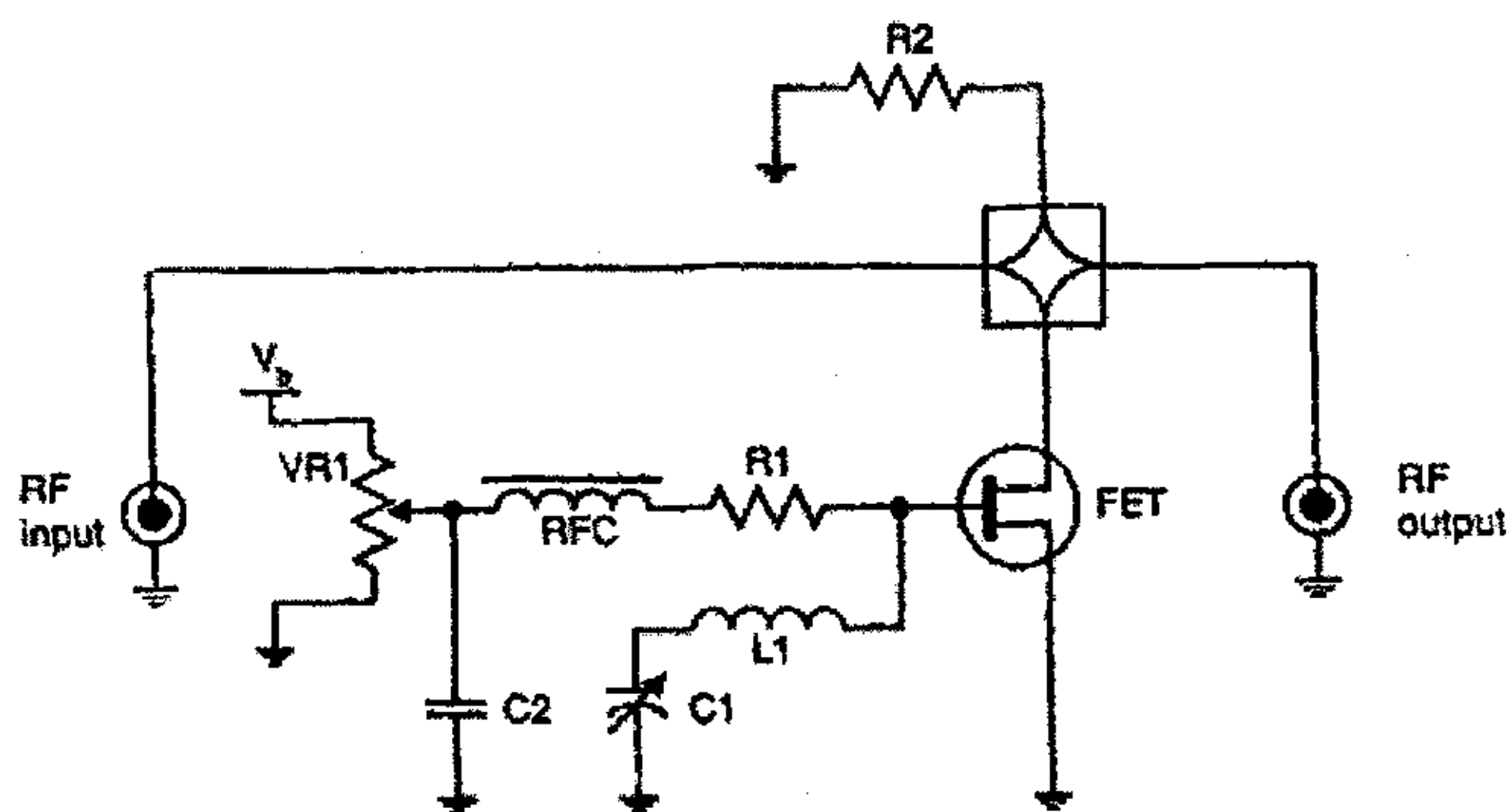


图 5-8 采用相移分配器实现的反射模式源-漏极非线性电路

### 5.2.5 基于二极管反向平行对的预失真器

基于二极管反向平行对结构的预失真器是一种比较常用预失真结构。这种类型的预失真器主要如下四种形式，分别如图 5-9、5-10、5-11 和 5-12 所示。

在图 5-9 和 5-10 中, 预失真系统围绕一个 T 形衰减器形成。该 T 形衰减器由电阻 R1--R3 组成, 完成对输入信号的采样和把失真后的信号回注到主通路中的功能。预失真器中的非线性发生器有一对反向平行的二极管 (图 5-9 所示) 或者管堆 (图 5-10 所示) 组成。在理想情况下, 如果二极管对性能完全匹配, 则只产生三阶互调分量, 同输入信号中的三阶失真分量抵消后, 再回注到主通路中完成预失真功能。

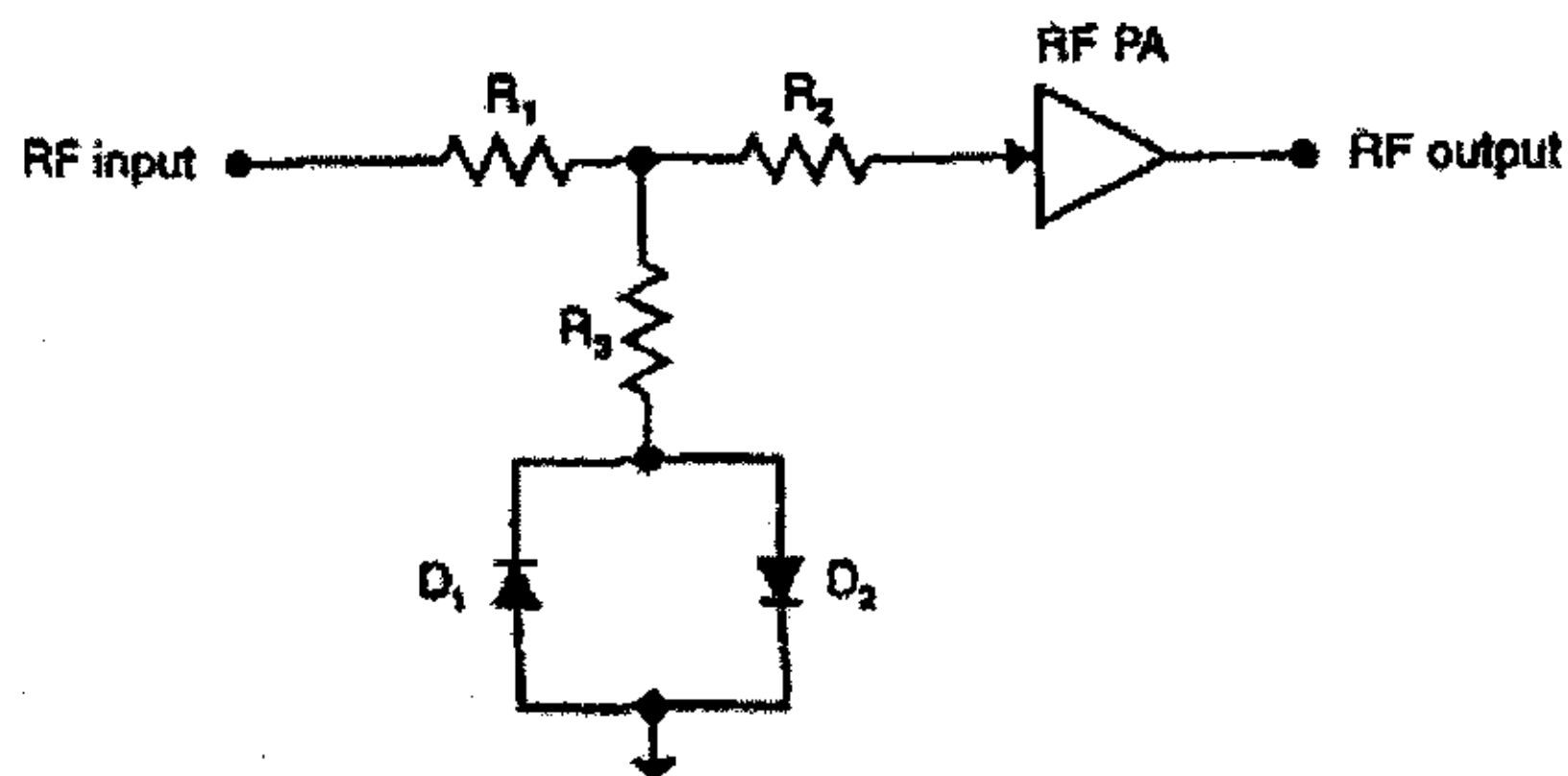


图 5-9 二极管反向平行对预失真器

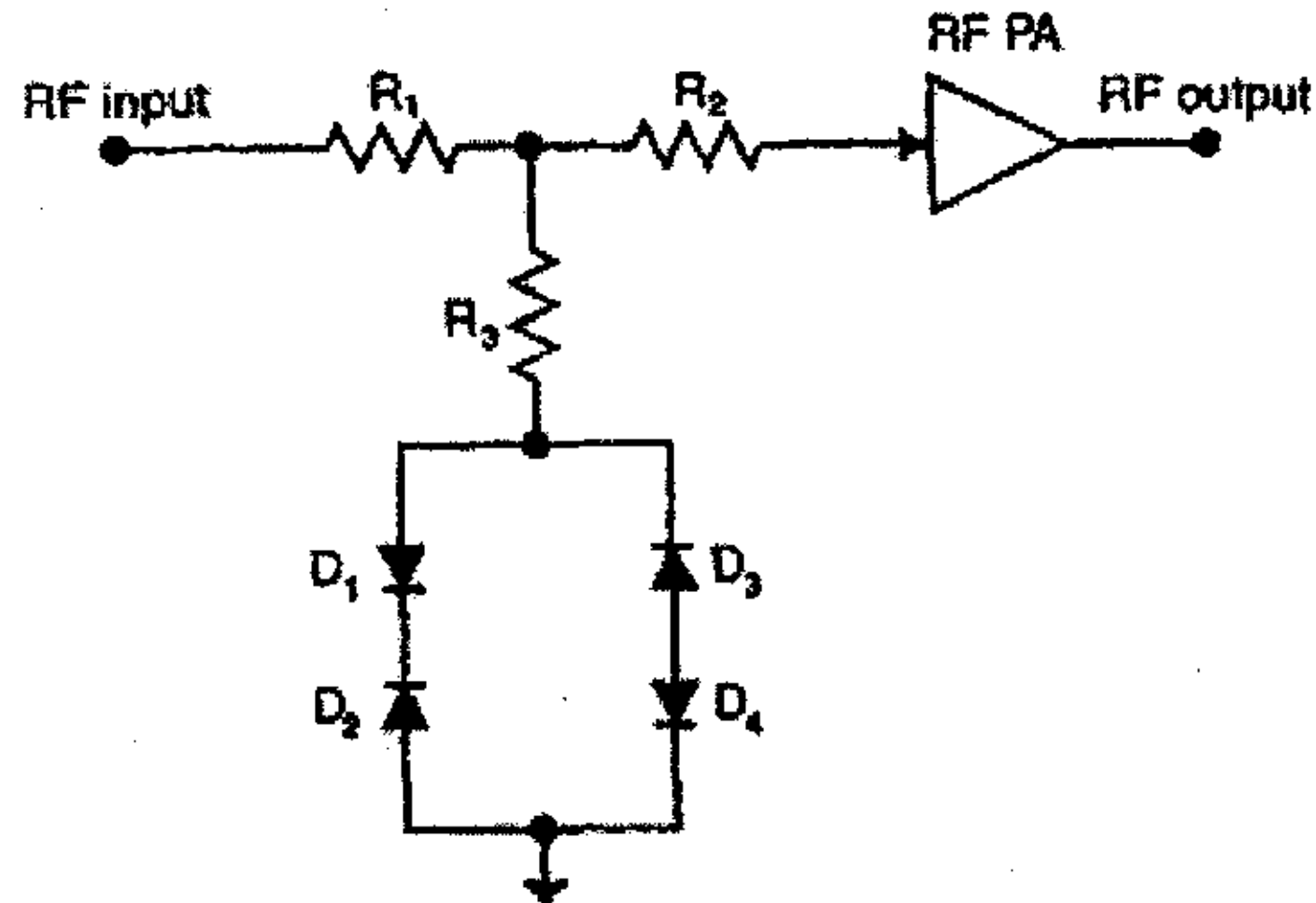


图 5-10 桥堆形式的二极管反向平行对预失真器

因为二极管 D1-D4 工作在高速的射频频段，因此需要用高速的肖特基二极管实现。如果需要系统在一定的范围内保持稳定工作，必须附加温度补偿等电路。采用 T 型衰减器作为输入信号的采样和回注虽然是一种比较简单的方法，也可以保持输入和输出  $50\Omega$  阻抗匹配，但会对整个系统的噪声性能产生一定的影响，功率效率也不高。

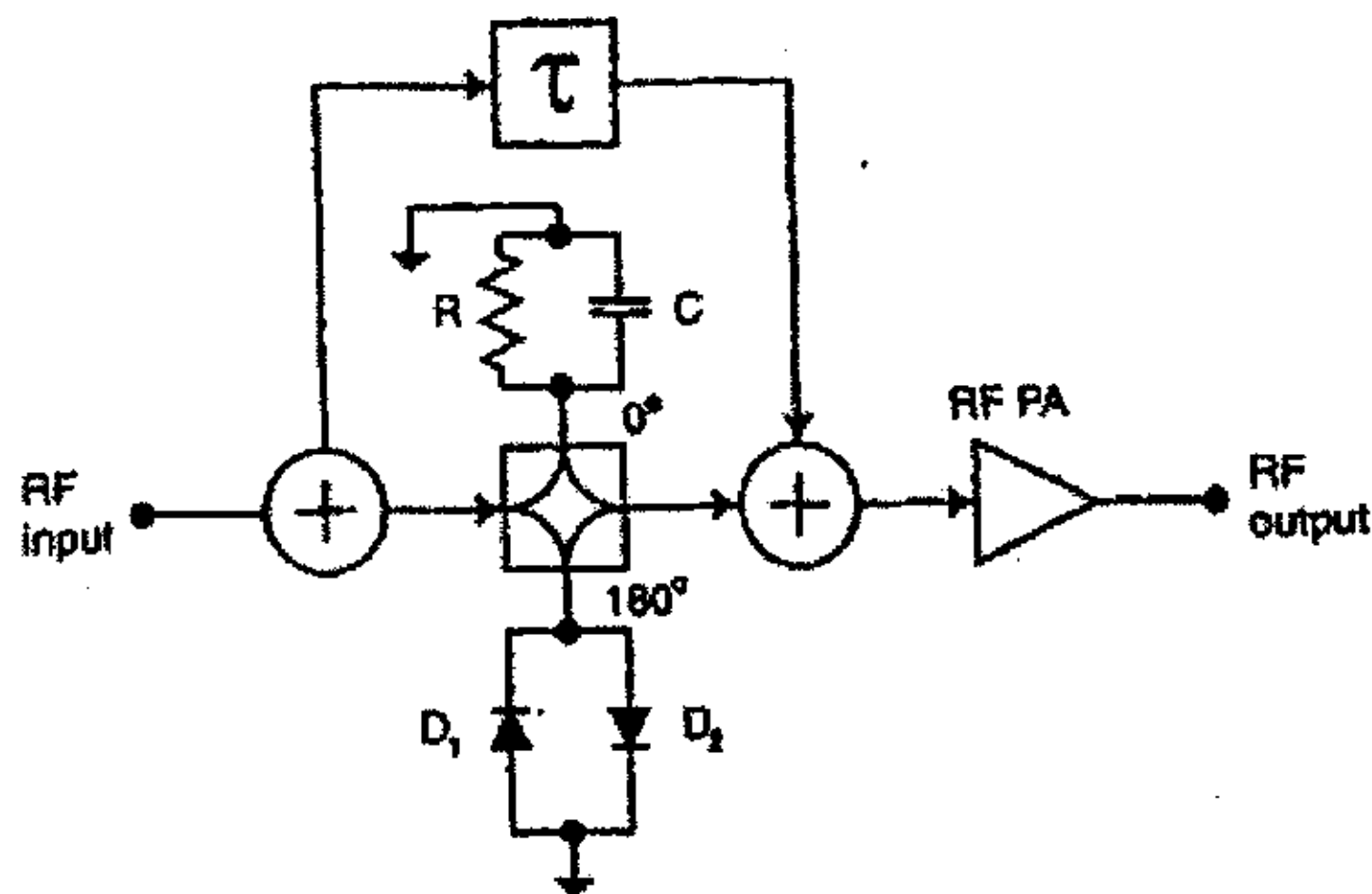


图 5-11 相移分配器形式的二极管反向平行对预失真器

图 5-11 所示预失真器示用 180 度相移分配器来完成信号的处理和匹配功能，同前面两种结构相比，这种方式有许多优点。相移分配器零度通路上的线性阻抗可以用来消除二极管对所产生的线性分量，而并联的电容可补偿二极管对的电抗分量，弥补相位失真。采用相移分配器对还可以保持对输入和输出阻抗特性的很好匹配。

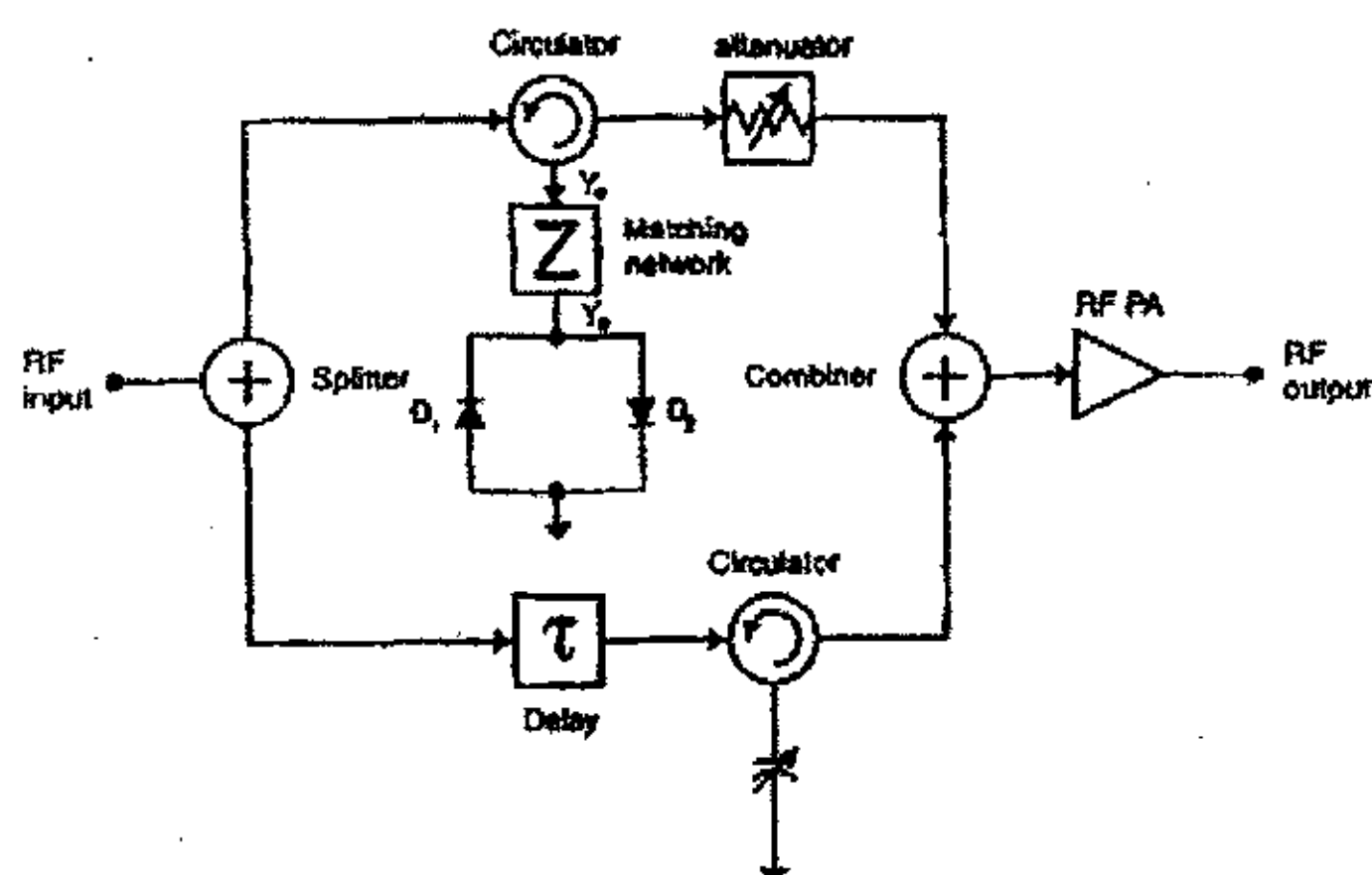


图 5-12 环行器形式的二极管反向平行对预失真器

另一种形式的二极管反向平行对预失真系统如图 5-12 所示，同上面采用的相移分配器不同，这种结构中采用环行器来实现信号的处理功能。下面以这种形式的电路为例，分析二极管反向平行作为非线性发生器的基本原理。

根据肖特基二极管的电路模型，通过二极管对的电流  $i(t)$  可以表示为

$$i(t) = I_0 [\exp(a_d v(t)) - \exp(-a_d v(t))] \quad (5-2)$$

用泰勒级数展开可得：

$$i(t) = 2I_0 [a_d v(t) + \frac{a_d^3}{3} v^3(t) + \dots] \quad (5-3)$$

如果只取三次项以下的近似形式，则二极管反向平行对的导纳  $Y_d(t)$  可表示为：

$$Y_d(t) = \frac{i(t)}{v(t)} \approx 2I_0 [a_d + \frac{a_d^3}{3} v^2(t)] \quad (5-4)$$

图 5-12 中匹配网络的设计就是使上式中的线性项  $2I_0 a_d$  匹配成相移分配器的导纳  $Y_0$ ，这样式 (5-4) 可表示为：

$$Y_d \approx Y_0 + K a_d^3 v^2(t) \quad (5-5)$$

这里  $K$  是一个常数。因此理论上只有上式中的第二项所表示的信号才可能被反射并送到输出端口，则反射系数可表示为：

$$\Gamma \cong K a_d^3 v^2(t) \quad (5-6)$$

输出端口输出的电压可表示为：

$$V_{out} = \Gamma \cdot v_{in}(t) \approx K a_d^3 v^3(t) \quad (5-7)$$

上式意味着理论上只有三阶分量才有可能输出，而其他分量被抑制了，这就是二极管反向平行对作为非线性三阶失真发生器的基本工作原理。

### 5.2.6 谐波预失真器

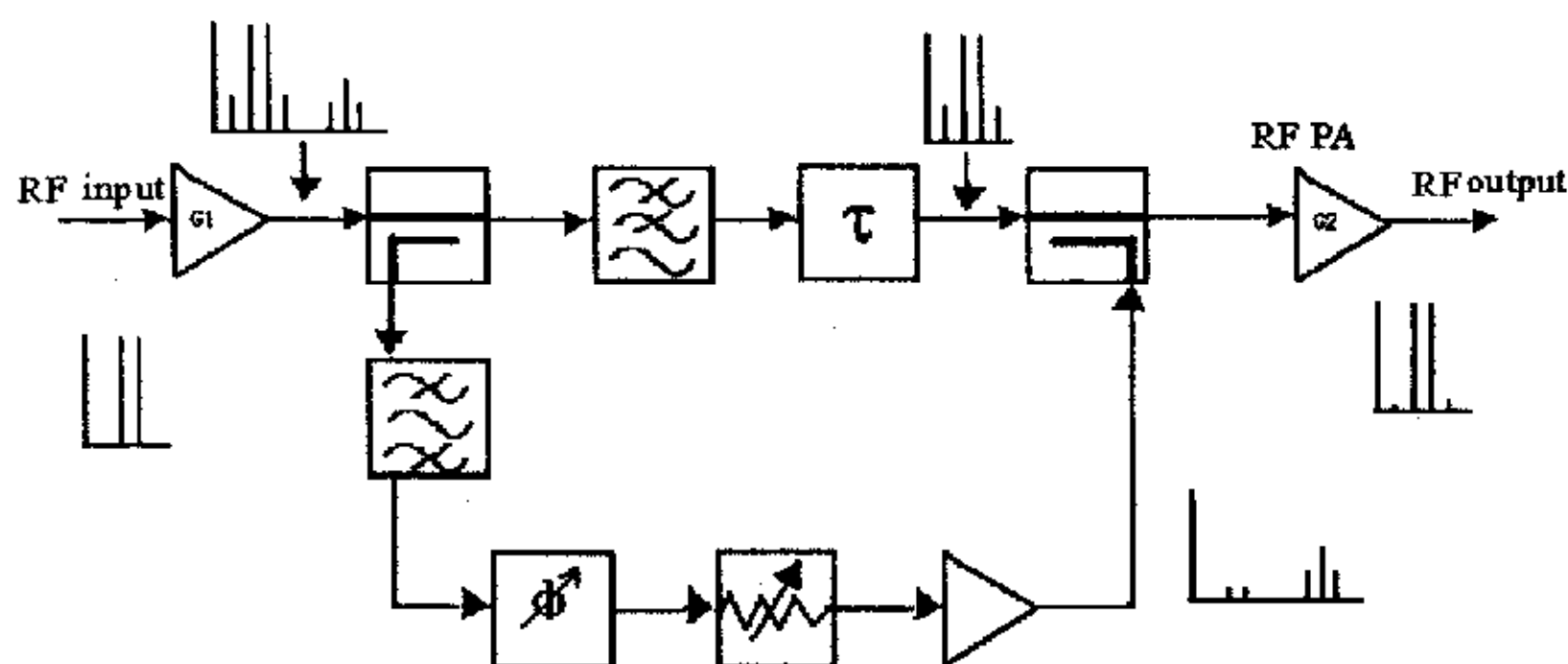


图 5-13 基于二次谐波的预失真系统

图 5-13 为基于二次谐波的预失真器框图。该技术是基于这样一个事实，即在实际中，大部分 RF 放大器（即使是在低功率情况下）都会产生二次谐波失真。如图 5-13 所示，用带通滤波器可以很容易地把这种二次谐波成分选取出来（在主通道中可用低通滤波器将其消去），然后适当地调节其增益和相位，在经过放大后注入主通道中。

由于的主功放的二次非线性作用于基波和注入主通道的二次谐波，从而产生三阶失真成分。如果适当地调节二次谐波的增益和相位，可以使得其产生的三阶失真成分与功放自身非线性产生的三阶失真成分相位相反，从而改善功放的三阶非线性失真。谐波预失真法具有不衰减功放输出功率的优点，但预失真插入损耗较高。

## § 5.3 基带预失真

基带预失真技术是指在通信系统的基带完成信号预失真，达到线性化功率放大器的一种技术。由于基带信号的频率较低，一般转换成数字信号进行处理，因此这种技术也称为自适应数字预失真技术。

从原理上讲，基带预失真技术也是对输入信号进行预失真，以达到线性化功率放大器的目的。但基带预失真一般在数字域内完成输入信号的预失真处理，这是同上一节介绍的采用模拟器件实现预失真技术的本质区别。利用查找表技术实现的基带预失真系统具有功耗小、结构灵活和易于实现等优点，

已逐步成为基带预失真系统的一种主要发展方向,其原理图如下。

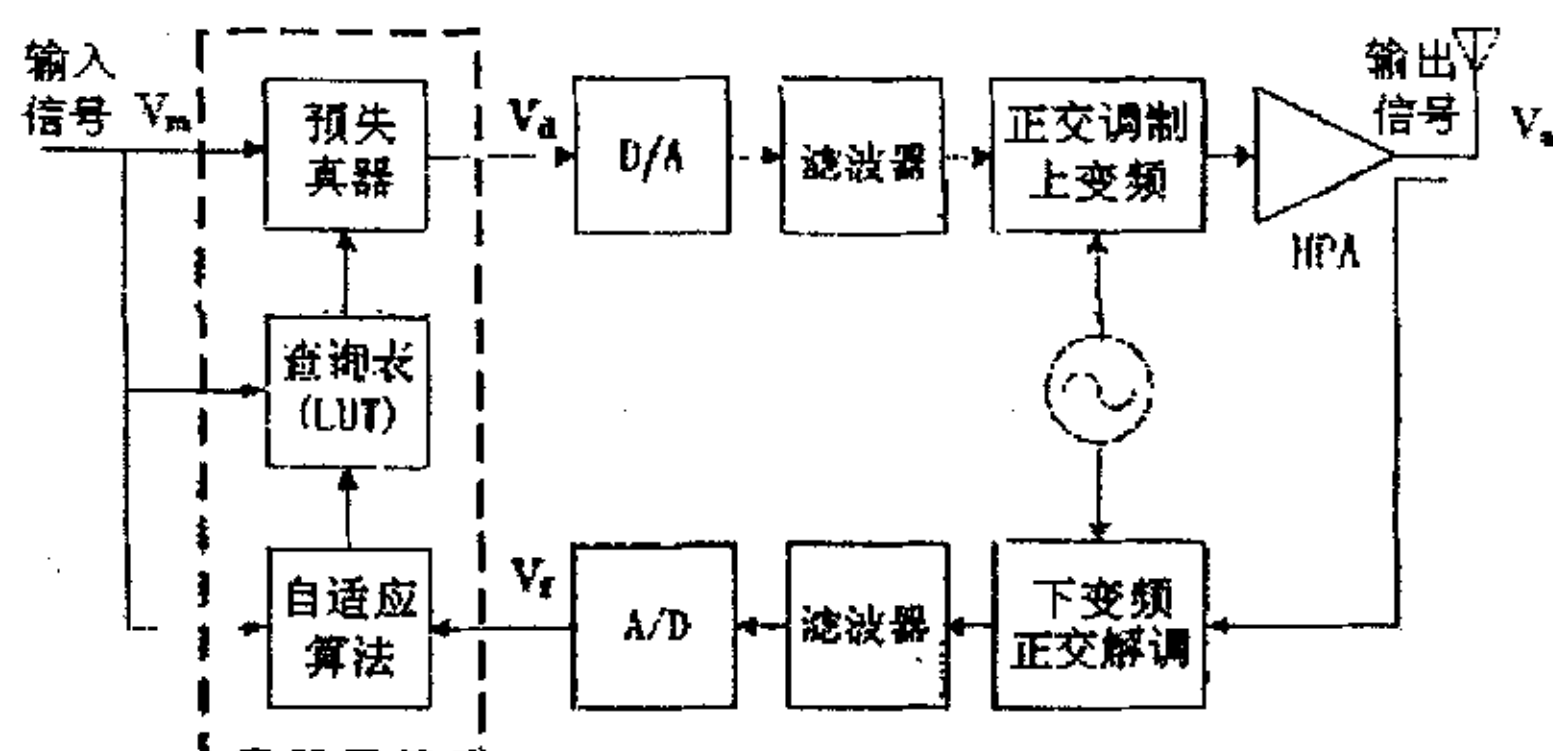


图 5-14 自适应基带预失真系统框图

从上图可以看出,输入信号  $V_m$  被分成三个部分,一部分经过预失真器的处理后得到信号  $V_d$ , 经过 D/A 变换,滤波,上变频调制,再经过放大器后就形成线性放大输出信号  $V_s$  并发射出去;一部分进行地址计算后输入查找表得到相应的信号修正量提供给预失真器;另一部分信号与功率放大器回馈的经过下变频解调,滤波, A/D 变换的回馈信号  $V_f$  通过自适应算法计算用来调整查找表的内容。其中的预失真器由一个矢量增益调节器组成,根据查找表 LUT 的内容来控制输入信号的幅度和相位,预失真的大小由查找表 LUT 的输入来控制。矢量增益调节器一旦被优化,将提供一个与功放相反的非线性特性。理想情况下,这时输出的互调产物应该与双音信号通过功放的输出信号幅度相等而相位相反,即自适应算法模块就是要调节查找表的输入,从而使输入信号与功放输出信号的差别最小。

图 5-14 中的虚线框中的部分是基带预失真技术的核心部分,可以利用 DSP 实现。近年来,随着高速数字信号处理器件 (DSP) 的飞速发展,该技术正越来越受到学者的关注。

#### § 5.4 本章小结

本章首先介绍了预失真线性化技术的概念、原理及其分类,着重分析了射频预失真的基本原理,并介绍了几种典型的射频预失真器的实现方法和结构,最后简单的了解了基带预失真原理以及典型的基带预失真方法和结构。



## 第六章 电路设计软件 ADS 简介

ADS, 即 HP Advanced Design System 简称。它是 Agilent Technologyies 公司推出的一套电路自动设计软件。 Agilent Technologyies 公司把已有产品 HP MDS (Microwave Design System) 和 HP EEsof IV (Electronic Engineering Software) 两者的精华有机地结合起来, 并增加了许多新的功能, 构成了功能强大的 ADS 软件。

通信系统框图

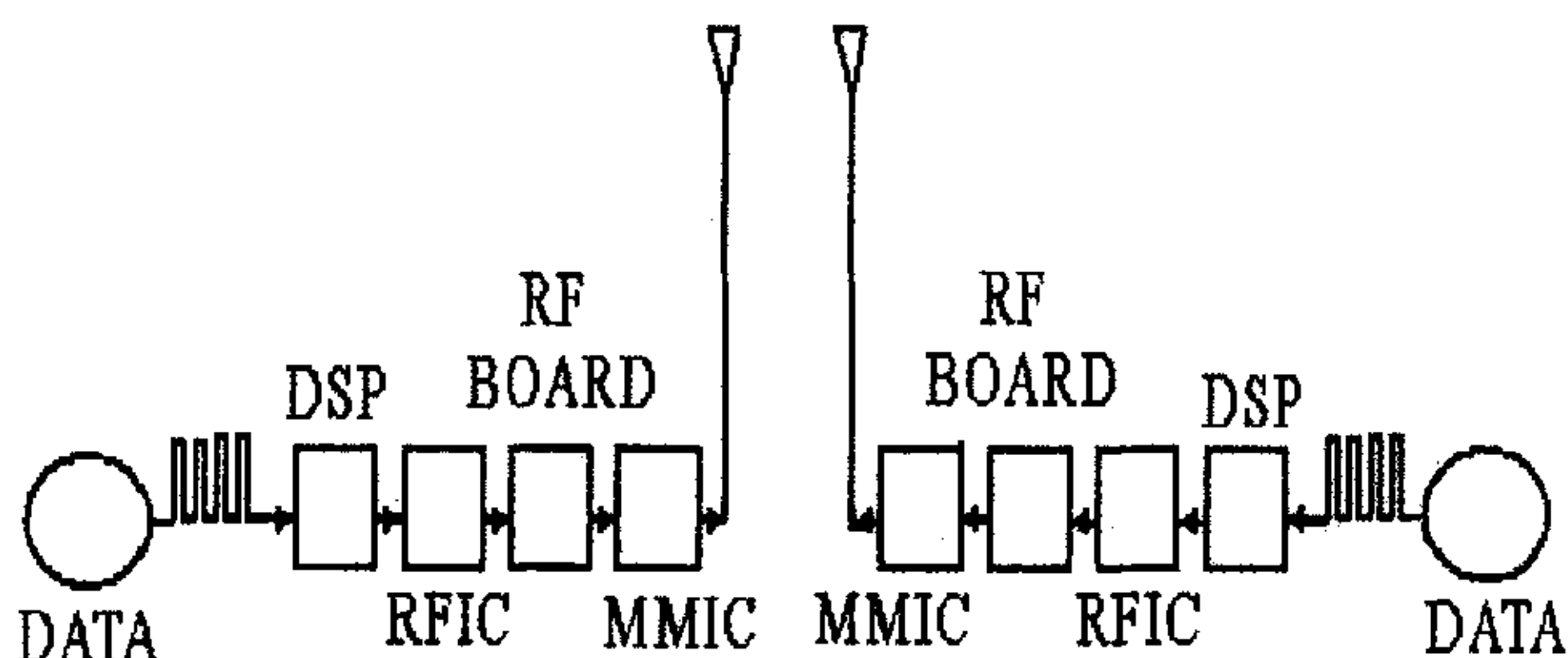


图 6-1 现代通信系统组成框图

如图 6-1 所示, ADS 可应用于整个现代通信系统及其子系统, 能对通信系统进行快速、便捷、有效的设计和仿真。这是以往任何自动设计软件都不能够的。所以, ADS 推出时间不久就被广大电子工程技术人员接受, 应用也十分广泛。

### §6.1 ADS 的特点

与以前产品 MDS、EEsof 的已有功能相比, ADS 增强了部分已有功能, 比如功能部件表示 (feature)、仿真技术; 比如分层设计、设计集成等。

另外, ADS 还把原有功能进行推广。例如, 包络仿真 (envelop simulation) 在 MDS 支持的, 但在 EEsof IV 就没有该功能。ADS 即按集大成的原则, 支持包络仿真。ADS 还支持 DSP、对平面电磁场的动量仿真 (HP momentum for plannar electromagnetic simulation), 以及时域的 SPICE 和卷积码仿真。

在操作便利性方面, ADS 灵活使用了窗口技术。工具栏、快捷键、模板以及菜单等使人机界面更美观、方便。另外, ADS 还使用了器件图例、库浏览以及即时浏览各分层器件的实际电路等功能。

ADS 提供了多种获得帮助文件的途径:

- ◆ 用户手册
- ◆ 自带设计举例
- ◆ 各种模板
- ◆ 因特网

等等, 用户可以获得详细的、最新的帮助文件。

## §6.2 ADS 内容

前面已述, ADS 功能非常强大, 对整个现代通信系统及其子系统的设计和仿真提供支持。

它的应用场合主要包括以下方面:

- ◆ 射频和微波电路的设计 (包括 RFIC、RF Board)
- ◆ DSP 设计
- ◆ 通信系统的设计
- ◆ 向量仿真

每个设计本身又包括以下几个内容:

- ◆ 绘制原理图
- ◆ 系统仿真
- ◆ 布局图
- ◆ Pspice 原理图

因为 ADS 主要是对 MDS 和 EEsos IV 的继承和发展, 所以 ADS 在 RF/Microwave 方面的应用非常有效和成熟。

下面结合设计中的一些问题, 主要说明一下 ADS 对 RF/Microwave 设计中的应用。

### 6.2.1 绘制原理图

RF/Microwave 设计中的库文件基本包含了几乎所有的实用器件的模型, 只需设置参数即可。此外, 它还有相当一部分器件是有关公司提供的模型, 在库中可以直接使用。利用这些器件可以绘制原理图, 器件参数可以

随时编辑和修改。

图 6-2 所示为立方预失真线性化器的原理图。

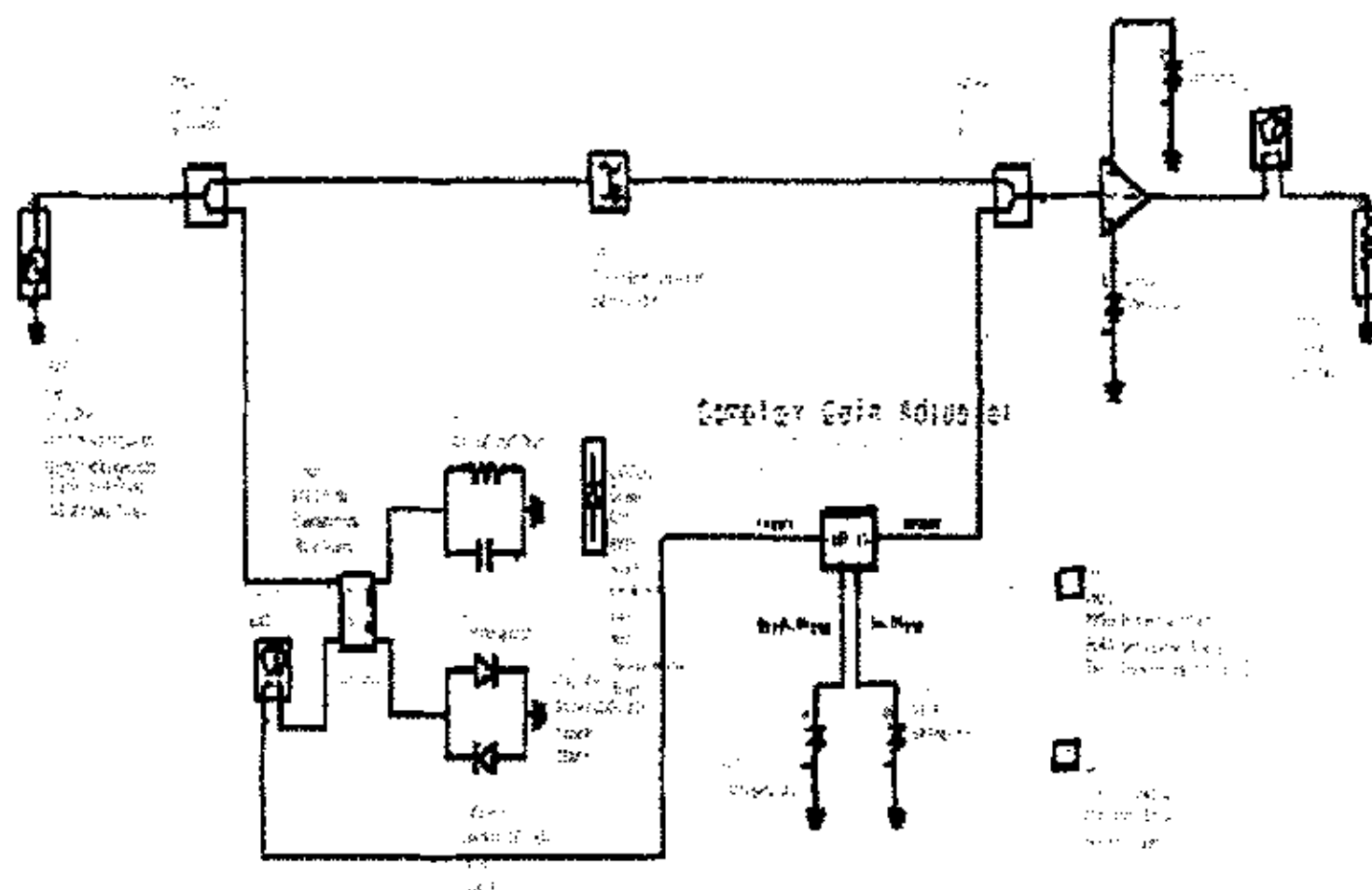


图 6-2 立方预失真线性化器的原理图

### 6.2.2 系统仿真

为了了解所设计放大器的特性,需要利用一定的仿真环境对它进行仿真。

ADS 支持的仿真环境有多种: DC (直流)、AC (交流)、LSSP (大信号输入)、XDP (增益压缩)、ENVELOP (包络)、TRANSIENT (瞬态)、INSTRUMENT (仪器)、HB (谐波)、S 参数等仿真环境。

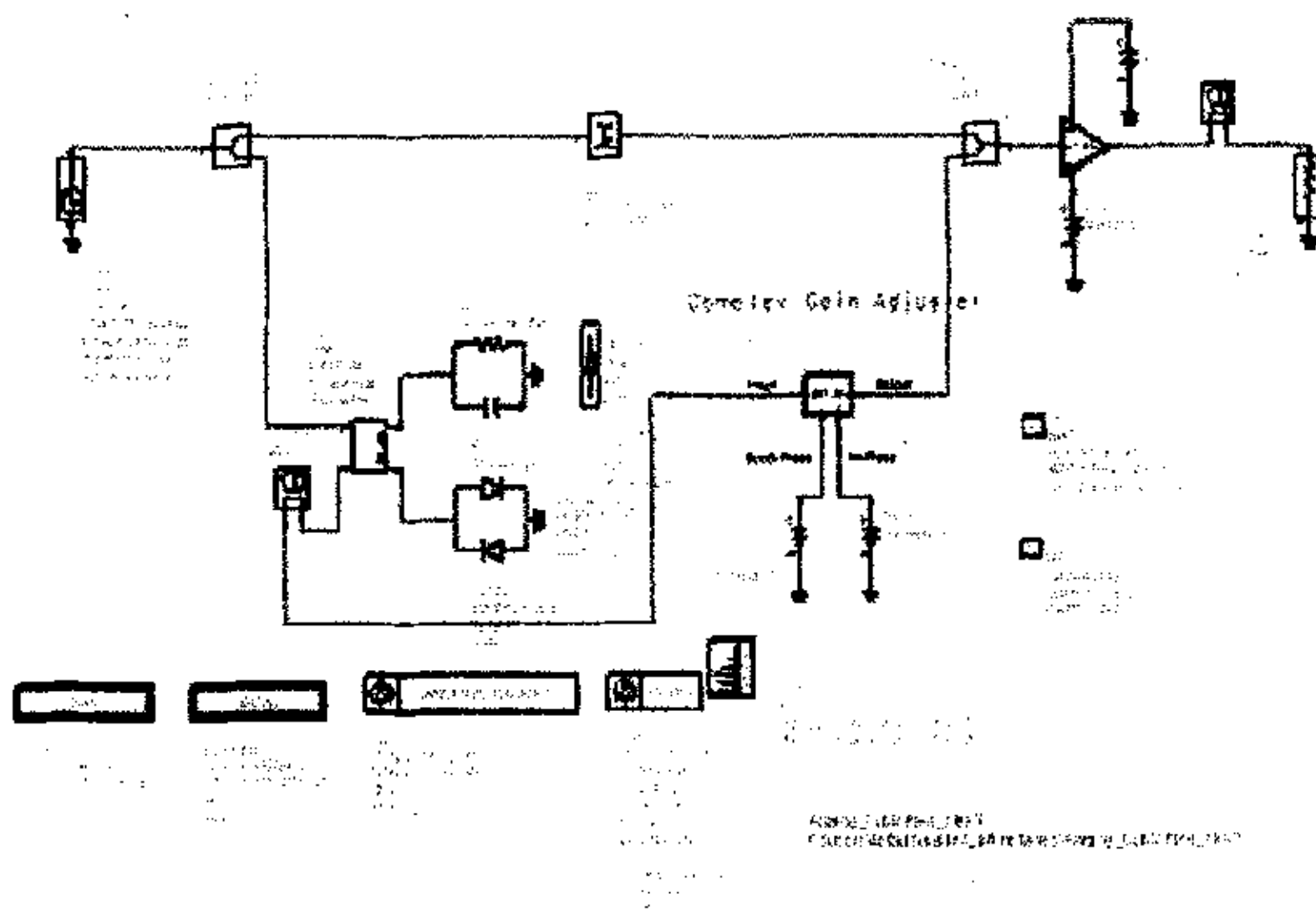


图 6-3 对立方预失真线性化器的 HB 仿真图

图 6-3 为前馈放大器的谐波分析仿真 (HB Simulation)。图 6-4 所示为用 HB 仿真法得到的前馈放大器性能。仿真时设定的双音信号分别为  $f_1 = 849.99\text{MHz}$  ,  $f_2 = 850.01\text{MHz}$  , 频带宽度为  $0.02\text{MHz}$ 、输入功率  $13\text{dBm}$ 、谐波分析级数设置为 7 阶。

点击 “simulation”，对图 6-3 所示电路进行仿真，得到仿真结果，如图 6-4 所示。

图中给出了输出基频、三阶互调产物、五阶互调产物的结果。根据这个互调产物以及输出功率的大小调整参数。调整参数可以采用逐次调试的方式，也可以用“优化”的方法。

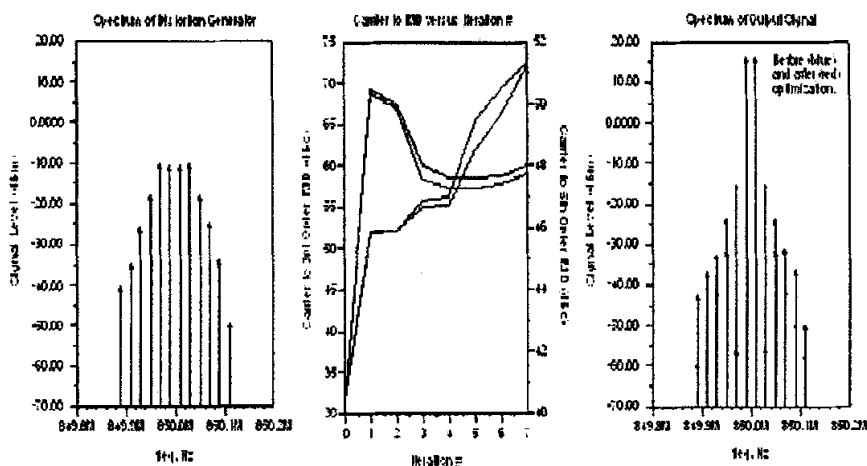


图 6-4 HB 仿真结果显示

### 6.2.3 布局图

ADS 自身具有对电路布局的功能。图 6-5 为绘制一放大器的布局图。

部分实验已经表明，ADS 设计电路和仿真结果与实际情况相当吻合，尤其在无源系统。

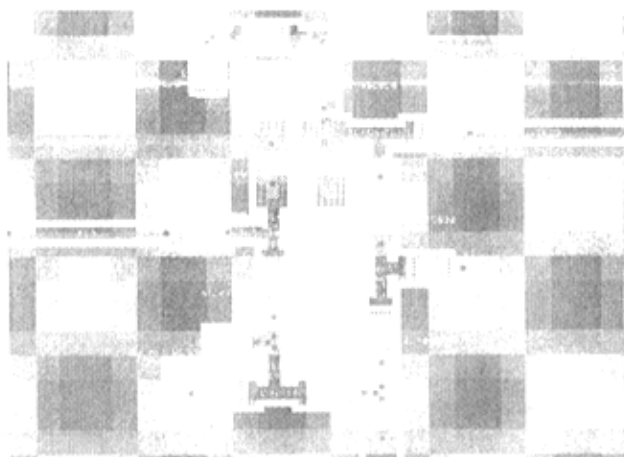


图 6-5 布局图

## 第七章 预失真线性化器的设计和实现

前面我们已经分析了放大器的非线性，它包括 AM-to-AM 转换、AM-to-PM 转换、谐波失真、互调失真等。

本论文的主要任务是寻找一种简单、可行的预失真线性化技术，来改善一个现成的 2.6GHz 3W (34.8dBm) 功率放大器的线性指标。

主要指标要求：

- 中心频率 2600MHz 带宽 8MHz
- 输出功率：3W
- 互调失真改善：优于 18dB

### §7.1 非线性分析

#### 7.1.1 复幂级数的表示法

我们知道微波晶体管放大器有两种非线性：与输入输出功率有关的非线性和与输入输出相位有关的非线性。这些非线性分别称为 AM-to-AM 和 AM-to-PM 转换。

对微波器件，一个已知的非线性模型，[29]中用同相正交非线性表达了出来。这里，介绍一种复幂级数表达式来将非线性公式化。放大器的输出电压  $e_o(t)$  表示如下：

$$e_o(t) = A_1 e_i(t - \nabla t) + R_e \left[ \sum_{n=3}^{\infty} \bar{A}_n \left\{ e_i^n(t - \nabla t) + \overbrace{j e_i^n(t - \nabla t)} \right\} \right] \quad (7-1)$$

这种变换与一个和  $e_i^n(t)$  相比较具有同样幅度，但有 90 度相位延迟的信号相一致。引入它是为了确定展式每项的相移。由于一阶输出项的正交失真通常被忽略，对一阶系数，复数就用一个实数  $A_1$  代替。

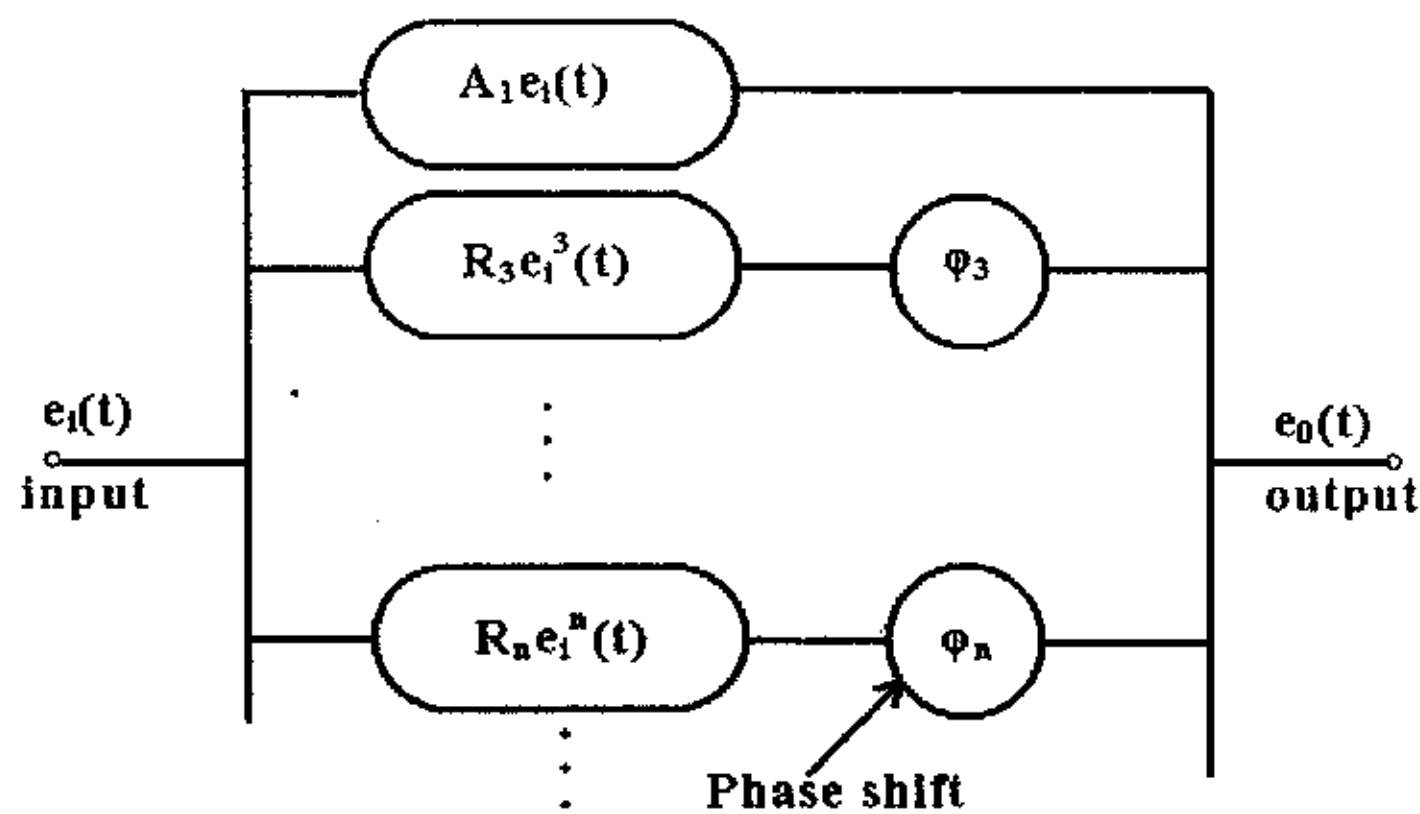


图 7-1 非线性模型

与(7-1)式等效的一个非线性模型如图 7-1 所示, 从这个模型中看出, 复幂级数表示法的特点是, 在展式的每项添加了一个相移项, 这个相移与展式的阶数  $n$  有关, 但与输入信号电平无关。

### 7.1.2 AM-AM 和 AM-PM 转换

放大器被一个单信号激励时:

$$e_i(t) = a \cos \omega_0(t) \quad (7-2)$$

这里,  $a$  是峰值电压, 那么: 角频率为  $\omega_0$  的输出基波信号为:

$$e_o(t) = A_1 a R_e \left[ \left( 1 + \frac{3}{4} a^2 \frac{\bar{A}_3}{A_1} + \frac{5}{8} a^4 \frac{\bar{A}_5}{A_1} + \dots \right) * \exp\{j\omega_0(t - \Delta t)\} \right] \quad (7-3)$$

$$= A_1 a R(a) \cos\{\omega_0(t - \Delta t) + \varphi(a)\} \quad (7-4)$$

这里

$$R(a) = \left\{ 1 + \frac{3}{2} a^2 \left( \frac{R_3}{A_1} \right) \cos \phi_3 + \frac{9}{16} a^4 \left( \frac{R_3}{A_1} \right)^2 + \frac{5}{4} a^4 \left( \frac{R_5}{A_1} \right) \cos \phi_5 + \frac{15}{16} a^6 \frac{R_3 R_5}{A_1^2} \cos(\phi_3 - \phi_5) + \dots \right\}^{1/2} \quad (7-5)$$

$$\varphi(a) = \tan^{-1} \left\{ \frac{\frac{3}{4} a^2 \left( \frac{R_3}{A_1} \right) \sin \phi_3 + \frac{5}{8} a^4 \left( \frac{R_5}{A_1} \right) \sin \phi_5 + \dots}{1 + \frac{3}{4} a^2 \left( \frac{R_3}{A_1} \right) \cos \phi_3 + \frac{5}{8} a^4 \left( \frac{R_5}{A_1} \right) \cos \phi_5 + \dots} \right\} \quad (7-6)$$



方程 (7-5) 和 (7-6) 分别代表 AM-AM 和 AM-PM 转换, 结果, 如果高于  $a^4$  的项被忽略, (7-5) 中的  $\frac{R_3}{A_1}$  可被 (7-6) 代替, 这样, 得到了  $R(a)$

和  $\varphi(a)$  之间唯一的一个联系, 也就是 AM-AM 和 AM-PM 转换间的联系:

$$\varphi(a) = \tan^{-1} \left[ \frac{\{R^2(a) - 1\} \tan \phi_3}{R^2(a) + 1} \right] \quad (7-7)$$

从 (7-7) 式可见, AM-AM 转换  $R(a)$  通过三阶失真相位  $\phi_3$  唯一地联系起来, 该相位与信号功率和频率都无关。

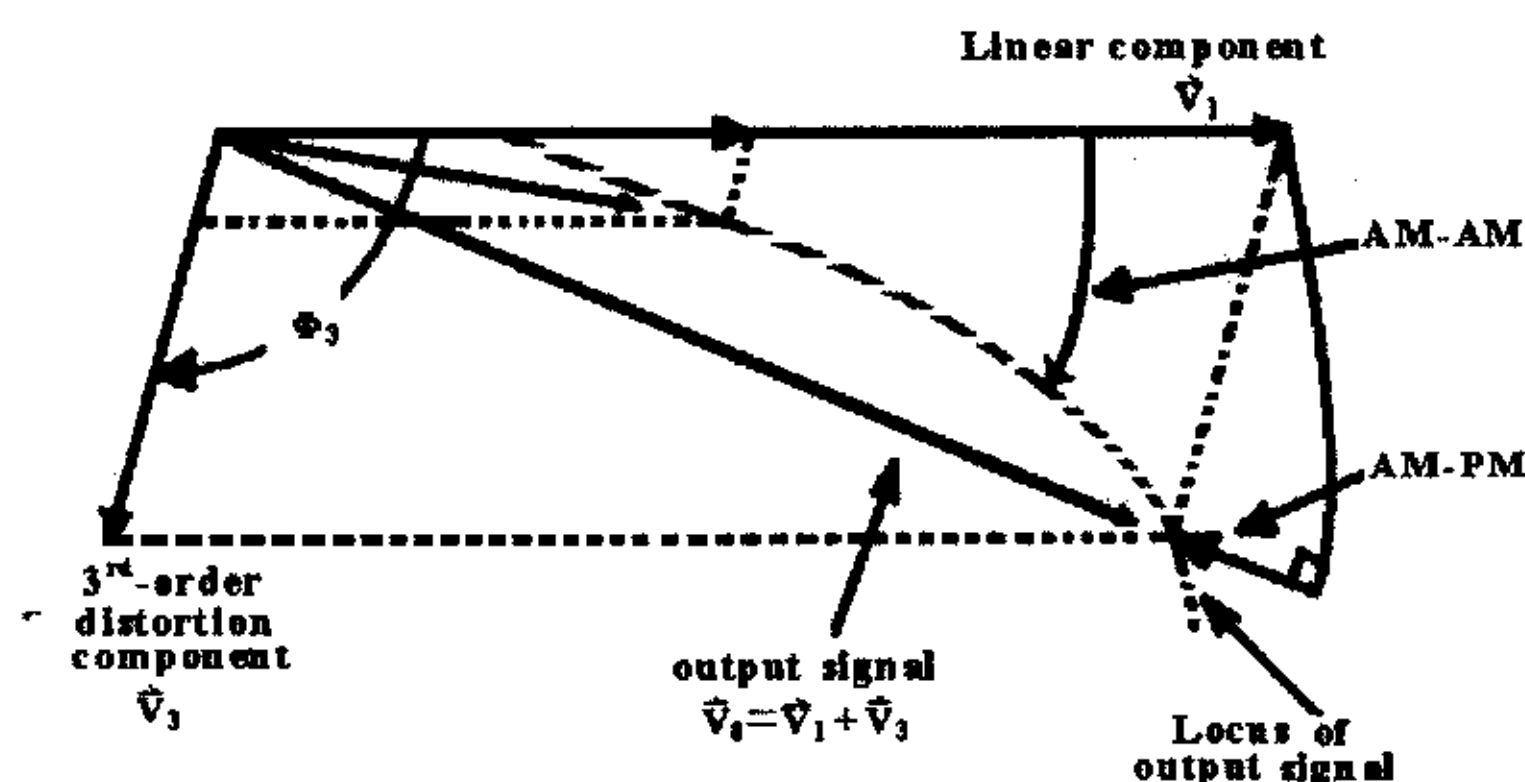


图 7-2 AM-AM 和 AM-PM 转换的矢量图

这个关系用一矢量图表示如图 7-2 所示, 矢量  $\vec{V}_3$  代表三阶失真分量, 相对于代表线性分量的  $\vec{V}_1$  有一个相位差  $\phi_3$ , 这里  $\phi_3$  与输入信号幅度无关。另一方面,  $\vec{V}_3$  的幅度与输入信号幅度的 3 次方成比例。结果  $\vec{V}_1 + \vec{V}_3$  给出的输出信号  $\vec{V}_0$ , 表示了当输入信号幅度增加时, 在幅度上的压缩和相位上的延迟特性。这些现象就是 AM-AM 和 AM-PM 转换。

当同时放大一定数量不同频率的载波时, 放大器产生 IM 矢量, 结果引起附加辐射。输入输出特性在从饱和电平回退 5 或 6dB 的更大范围内, 可通过三阶表达式来估计。在这种情况下, 多频响应的输出失真分量可根据它们的频率划分三类: 与输入信号有同样频率的一类, 另一类是与双音合成一致的频率, 还有就是和三音合成一致的一类。这三类中的每个分量的幅度用 (7-1) 式中的三阶近似来得到。同样幅度的双音响应的输出信号可由下式给出:

$$e_0(t) \approx A_1 a (\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t) + \frac{R_3}{4} a^3 [9 \cos(\omega_2 t + \phi_3) + 3 \cos\{(2\omega_1 - \omega_2)t + \phi_3\} + 3 \cos\{(2\omega_2 - \omega_1)t + \phi_3\}] \quad (7-8)$$

这里, 两个输入信号是  $a \cos \omega_1 t$  和  $a \cos \omega_2 t$ , 每个  $IM_3$  失真分量的幅度与复幂级数的三阶系数的幅度成比例, 另外, 这个幅度与失真相角  $\phi_3$  无关。所以, 直接消除复幂级数的三阶系数很重要, 而不分别处理 AM-AM 和 AM-PM 的非线性。这必须依靠完全的补偿技术减少  $IM_3$  失真的方法才能实现。

## §7.2 预失真线性化器原理

本文所选择的方案就是依靠完全的补偿技术减少  $IM_3$  失真的方法, 它与前面所介绍的几种预失真线性化器不同, 它是基于 2 阶低频互调干扰信号的一种预失真线性化器, 该法利用非线性放大器的 2 阶低频互调干扰信号, 通过混频产生 3 阶互调干扰信号, 并且能够独立地控制 3 阶互调干扰信号的幅度和相位, 从而可以使功率放大器的非线性得到很好的补偿。在本论文中给出了设计电路和仿真曲线, 同时也给出了实验结果。下面将给予详细介绍。

### 7.2.1 工作原理

#### 1. 二阶低频互调信号的产生

非线性放大器的传递函数可表示为:

$$e_0 = k_1 e_i + k_2 e_i^2 + k_3 e_i^3 \quad (7-9)$$

当输入信号  $e_i$  由两个等幅不同频率  $\omega_1, \omega_2$  ( $\omega_1 < \omega_2$ ) 信号组成, 即

$$e_i = A(\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t) \quad (7-10)$$

时, 输出端就可以得到除了输入信号以外的直流、互调失真成分 ( $\omega_2 \pm \omega_1, 2\omega_1 \pm \omega_2, 2\omega_2 \pm \omega_1 \dots$ ) 和谐波成分 ( $2\omega_1, 2\omega_2, 3\omega_1, 3\omega_2$ ) 等, 其中 ( $\omega_2 - \omega_1$ ) 就是我们需要的 2 阶低频互调成分。

#### 2. 混频原理及 3 阶互调失真成分的产生

混频的作用是将载频为  $\omega_s$  的已调信号(或单频载波), 不失真地变频为  $\omega_i$  信号(或反之)。 $\omega_i$  称之为中间频率或中频。要改变频率, 首先要有一个本振信号源  $\omega_l$ , 把信号频率改变为中频  $\omega_i$ 。它们的变换关系有:

$$\omega_i = \omega_s + \omega_l \quad (7-11)$$

$$\text{或 } \omega_i = \omega_s - \omega_l \quad \text{当 } \omega_s > \omega_l \text{ 时} \quad (7-12)$$

$$\omega_i = \omega_l - \omega_s \quad \text{当 } \omega_s < \omega_l \text{ 时} \quad (7-11)$$

满足(7-9)的变换称之为上混频, 满足(7-10)(7-11)的变换称之为下混频。

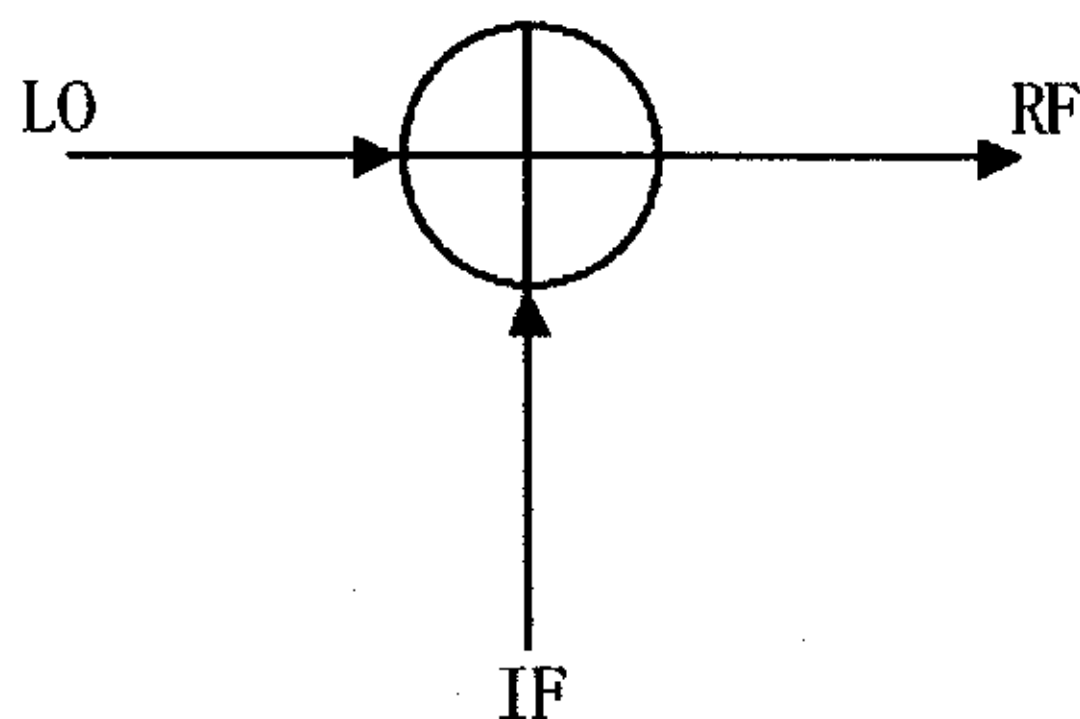


图 7-3 混频过程

如图 7-3 所示, 混频器有两个输入信号 LO (本振信号) 和 IF (低频插入信号), 输出 RF 则为 LO 与 IF 信号的和与差。当 LO 由两个等幅且频率为  $\omega_1$ ,  $\omega_2$  ( $\omega_1 < \omega_2$ ), IF 为频率  $\Delta\omega = \omega_2 - \omega_1$ , 则 RF 输出就得到  $\omega_1 - \Delta\omega$ ,  $\omega_2 - \Delta\omega$ ,  $\omega_1 + \Delta\omega$ ,  $\omega_2 + \Delta\omega$  的信号, 即  $\omega_2$ ,  $2\omega_1 - \omega_2$ ,  $2\omega_2 - \omega_1$ ,  $\omega_1$  的频率信号, 这样就得到了 3 阶失真成分  $2\omega_1 - \omega_2$ ,  $2\omega_2 - \omega_1$  的信号, 即预失真所需要的 3 阶失真信号就得到了。

## 7.2.2 预失真电路方案

预失真电路如图 7-4 所示。该线性化器由等功率分配器 (3dB 功分器), 混频器, 2 阶低频互调发生器 (LIM2 发生器, 它由一个非线性发生器和一个选频网络组成), 移相器, 衰减器, 可变增益放大器 (VGA) 组成。

输入的双音信号由功率分配器分离成两条路径——基波和失真发生路径, 其中失真发生路径的信号经过非线性发生器时, 产生失真信号, 然后再经过选频电路选出所需的低频 2 阶成分 ( $\omega_2 - \omega_1$ )。  $\omega_2 - \omega_1$  信号, 经可变增益放大器控制其幅度, 最终与本振 (LO) 信号进行混频, 就产生了预失真信号, 这些预失真信号的增益和相位通过可变衰减器和移相器进行调节, 以匹配主放大器的互调失真的幅度和相位。最后这些预失真信号和通过延迟线的分量通过功率合成器合成在一起, 由于衰减器和移相器独立地决定三阶失真的相位和幅度, 可以分别调节它们, 这种分别调节, 使电路设计、制作、工作都更容易, 结果也就能得到更精确的补偿。

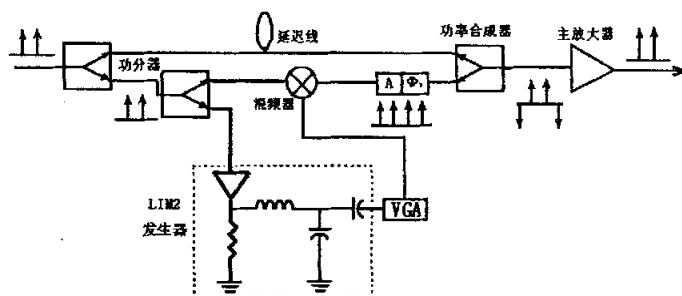


图 7-4 预失真电路结构图

### 7.2.3 各部件实现方案

### 1. 功率分配 ( / 合成 ) 器

常用的功率分配器有不等功率分配器及等功率分配器。前者将功率分为二路，一路功率比另一路功率小。等功率分配器又称 3db 功率分配器，它将功率分为相等的两部分。如果这两部分功率相位相同，则称为同相 3db 功分器；如果这两部分功率相位相反，则称为反相功率分配器。另外，如果这两部分相位正交，则称为正交 (90°) 3db 功分器 (定向耦合器型的功分器)。

本文使用的功分器是 3db 功分器。对 3db 功分器的要求是：当负载不匹配时：(1) 两路负载相互隔离；(2) 能尽可能阻止反射功率回到源内。

将功率分配器的两个输出端作为输入，一个输入端作为输出，这就成了功率合成器。

## 2. 混频器

混频器是用来把信号从一个频率变到另一个频率的电路组件。由于双平衡混频器良好的隔离特性（指本振对射频、中频的隔离，射频对本振、中频的隔离以及中频对本振、射频的隔离），本电路选用了 Mini-circuits 的 RMS-30 双平衡混频器。

混频器有以下几个主要参数:

### (1) 工作频率范围

射频、本振频率范围：通常，混频器的这两个端口频率范围一致，而且常常可以互换工作，一般情况下，这个范围具有下限和上限，实际工作频率范围最好小于该范围的中间区域。

中频频率范围：混频器的中频频率上限常常低于射频、本振频率范围的上限；而中频频率的下限根据实际需要选取。当中频很低或要做鉴相或要取零中频时必须选下限到直流的混频器

#### (2) 变频损耗和噪声系数

变频损耗和噪声系数是混频器的两个重要参数，它们是密切相关的。变频损耗就是变频过程中对信号的衰减，对一个混频器的主要要求就是在最小的射频输入功率下，获得最大的中频输出功率，而产生的噪声最小。混频器变损等于单边带中频输出功率与射频输入功率之比，用 dB 表示。一般双平衡混频器的插损  $\geq 6\text{dB}$ 。

#### (3) 本振激励电平与动态范围

本振激励电平指保证混频器变损和动态范围等指标时所需的本振电平动态范围是指混频器在规定本振电平下，射频输入电平的可用范围。

#### (4) 变频压缩

变频压缩是混频器线性运用状态下最大射频输入电平的量度，它是用中频输出对射频输入偏离线性某一压缩量来说明的，通常规定为 1dB，称为 1dB 压缩点。常用 1dB 压缩点输入功率电平来表征。

#### (5) 隔离度(泄漏)

隔离度是混频器电路平衡度的一个量度，当电路平衡时，各端口间的隔离度较高，实际混频器的隔离度在 15-40dB 之间。

RMS-30 双平衡混频器的参数如下：LO/RF 为 200-3000MHz，IF 为 DC-1000MHz，本振电平为 +7dBm 最大变损为 9.8dB，LO-RF 隔离度为 27dB(典型) 和 17 dB(最小)，LO-IF 隔离度为 20dB(典型) 和 7 dB(最小)，动态范围是  $\text{RF} \leq +1\text{dBm}$ 。

### 3. 可变移相器

可变移相器的作用是完成相位的匹配。在本设计中用 Philips 公司的变容二极管 BB181 与微带电路实现相位的变化，BB181 的参数见表 7-1 其 ADS 仿真电路原理图如图 7-5。

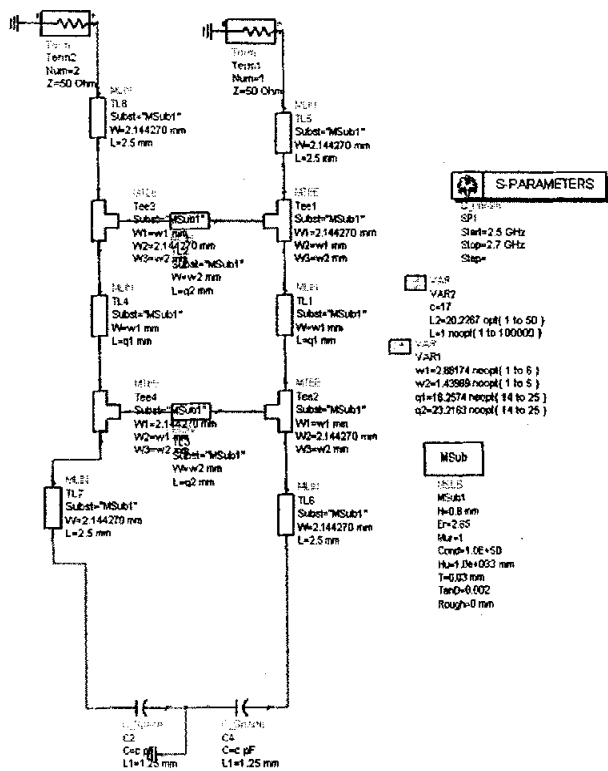


图 7-5

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
$I_R$	reverse current	$V_R = 30\text{ V}$	—	10	nA
		$V_R = 30\text{ V}; T_j = 85^\circ\text{C}$	—	200	nA
$r_s$	diode series resistance	$f = 470\text{ MHz}$ ; note 1	—	3	$\Omega$
$C_d$	diode capacitance	$V_R = 0.5\text{ V}; f = 1\text{ MHz}$	8	17	pF
		$V_R = 28\text{ V}; f = 1\text{ MHz}$	0.7	1.055	pF
$\frac{C_{d(0.5V)}}{C_{d(28V)}}$	capacitance ratio	$f = 1\text{ MHz}$	12	16	

表 7-1 BB181 参数

由于条件所限，器件库中未找到合适的变容二极管模型，因此仿真使用的理想电容模型，手动调节电容变化。结果显示，相位在 0~60° 范围变化。

4. 可变衰减器

可变衰减器的作用是用来改变信号幅度以使得三阶互调成分的抵消量最大。本电路选用 Hittite 公司的 HMC307QS16G 可变衰减器，其参数如下：

Electrical Specifications,  $T_A = +25^{\circ}\text{C}$ ,  $V_{ee} = -5\text{V}$  &  $V_{CTL} = 0/V_{ee}$

Parameter	Frequency (GHz)	Min.	Typ.	Max.	Units
Insertion Loss	DC - 1.4 GHz		1.8	2.2	dB
	1.4 - 2.3 GHz		1.9	2.4	dB
	2.3 - 2.7 GHz		2.0	2.5	dB
	2.7 - 4.0 GHz		2.1	2.7	dB
Attenuation Range	DC - 4.0 GHz		31		dB
Return Loss (RF1 & RF2, All Atten. States)	DC - 1.4 GHz	11	15		dB
	1.4 - 2.3 GHz	11	17		dB
	2.3 - 2.7 GHz	10	18		dB
	2.7 - 4.0 GHz	9	15		dB
Attenuation Accuracy: (Referenced to Insertion Loss)	DC - 2.7 GHz	$\pm 0.2 + 3\%$ of Atten. Setting Max			dB
	DC - 2.7 GHz	$\pm 0.3 + 5\%$ of Atten. Setting Max			dB
	2.7 - 4.0 GHz	$\pm 0.3 + 5\%$ of Atten. Setting Max			dB
	2.7 - 4.0 GHz	$\pm 0.6 + 8\%$ of Atten. Setting Max			dB
Input Power for 0.1 dB Compression	0.5 - 4.0 GHz		24		dBm
Input Third Order Intercept Point (Two-Tone Input Power: 0 dBm Each Tone)	0.5 - 4.0 GHz		44		dBm
Switching Characteristics	DC - 4.0 GHz				
			180 160		ns ns

表 7-2

由表可见其插入损耗  $\leq 2.7\text{dB}$ ，衰减范围为 1-31dB, 反射损耗为 18dB。

5. 低通滤波器

滤波器的基本作用是对频率进行有选择的通过，把需要的信号选出来，并抑制不需要的信号。本设计中需要的是低通滤波器，根据需要，设置其通带为 DC-10MHz，截止频率为 12MHz，其电路仿真原理图如下。



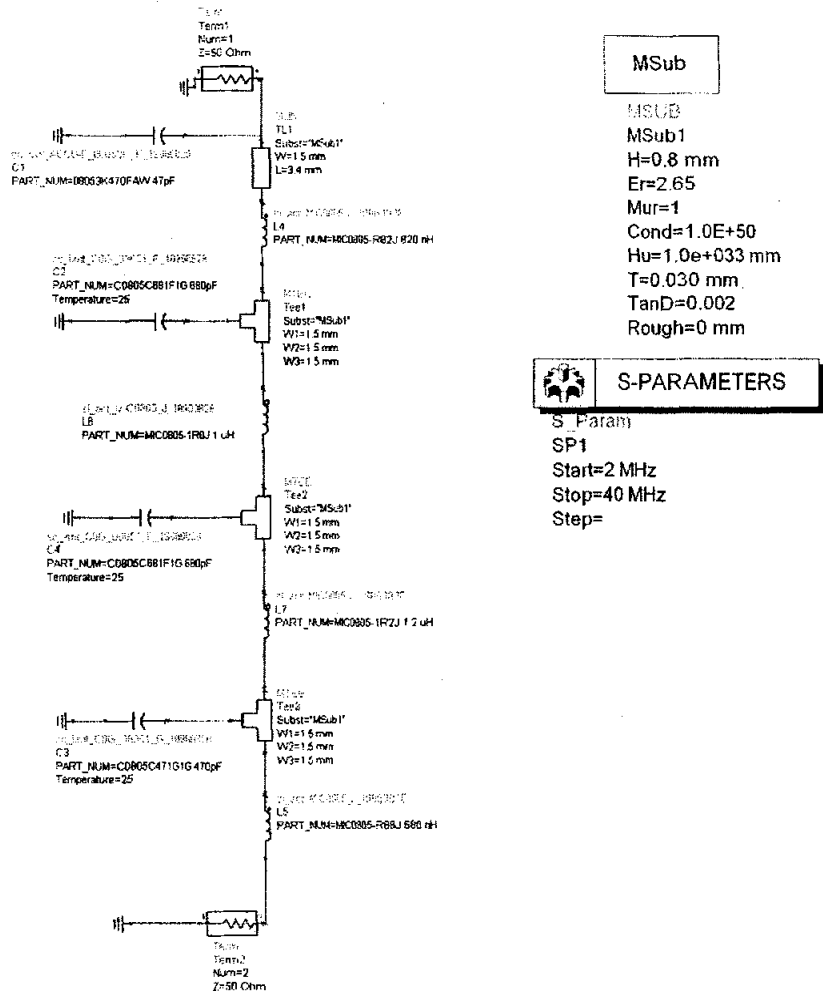


图 7-6 滤波器仿真电路图

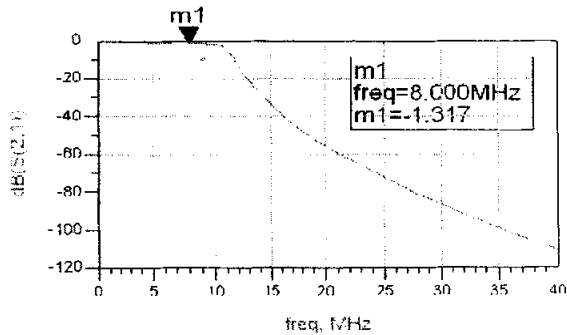


图 7-7 滤波器仿真曲线

### 6. 非线性发生器

本方案中采用单片放大器来作为预失真器中的非线性发生器。为保证能产生适当的非线性分量，需针对系统输入电平选择具有适当增益和 1dB 压缩点输出功率的放大器。这里我们选用 Mini-circuits 的 ERA-5SM 作为我们需要的二阶低频互调成分的发生器，其与非线性模型有关的主要参数如下：

FREQ. GHz	GAIN, dB Typical					MAXIMUM POWER (dBm) at 2 GHz*			DYNAMIC RANGE at 2 GHz*		VSWR (1) Typ.		ABSOLUTE MAX. RATING <sup>3</sup>		DC OPERATING POWER <sup>4</sup> at Pin 3			THERMAL RESISTANCE θ <sub>JA</sub> °C/W					
	over frequency, GHz					Output (1 dB Comp.) Typ. Min. Max.			NF (dB) typ. Min.		In DC-3 GHz		Out 1.4- GHz		Current (mA)								
	2	3	4	5	6	Min. 2 GHz	DC- 2 GHz		typ.	Min.	typ.	Min.	typ.	DC-3.3-4- GHz	DC-1.4- GHz	typ.	Min.	Max.					
DC-4	18.5	17.3	16.2	—	—	16	±1.0	18.4	16.5	13	4.3	32.5	1.3	1.3	1.2	1.3	120	650	65	4.9	4.2	5.5	283

表 7-3

### 7. 可变增益放大器（VGA）

可变增益放大器 VGA 用来调节所需的互调分量大小，这里选用 ANALOG 的压控放大器 AD603，压控增益范围为：

-11~+31dB 90MHzd 带宽

-1~+41dB 45MHz 带宽

其增益表达式为  $Gain(dB) = 40V_G + 10\text{ dB} (-10\sim+30\text{dB 时})$

$V_G = -0.5V \sim +0.5\text{ V}$

## §7.3 系统仿真

### 7.3.1 仿真电路

根据上一节对各部件的实现方案运用 HP ADS(Advanced Design System) 对电路进行参数设置及仿真实验，见图 7-8，其中的滤波器模块，前面已经有所介绍，功分器模块将在下一节介绍。

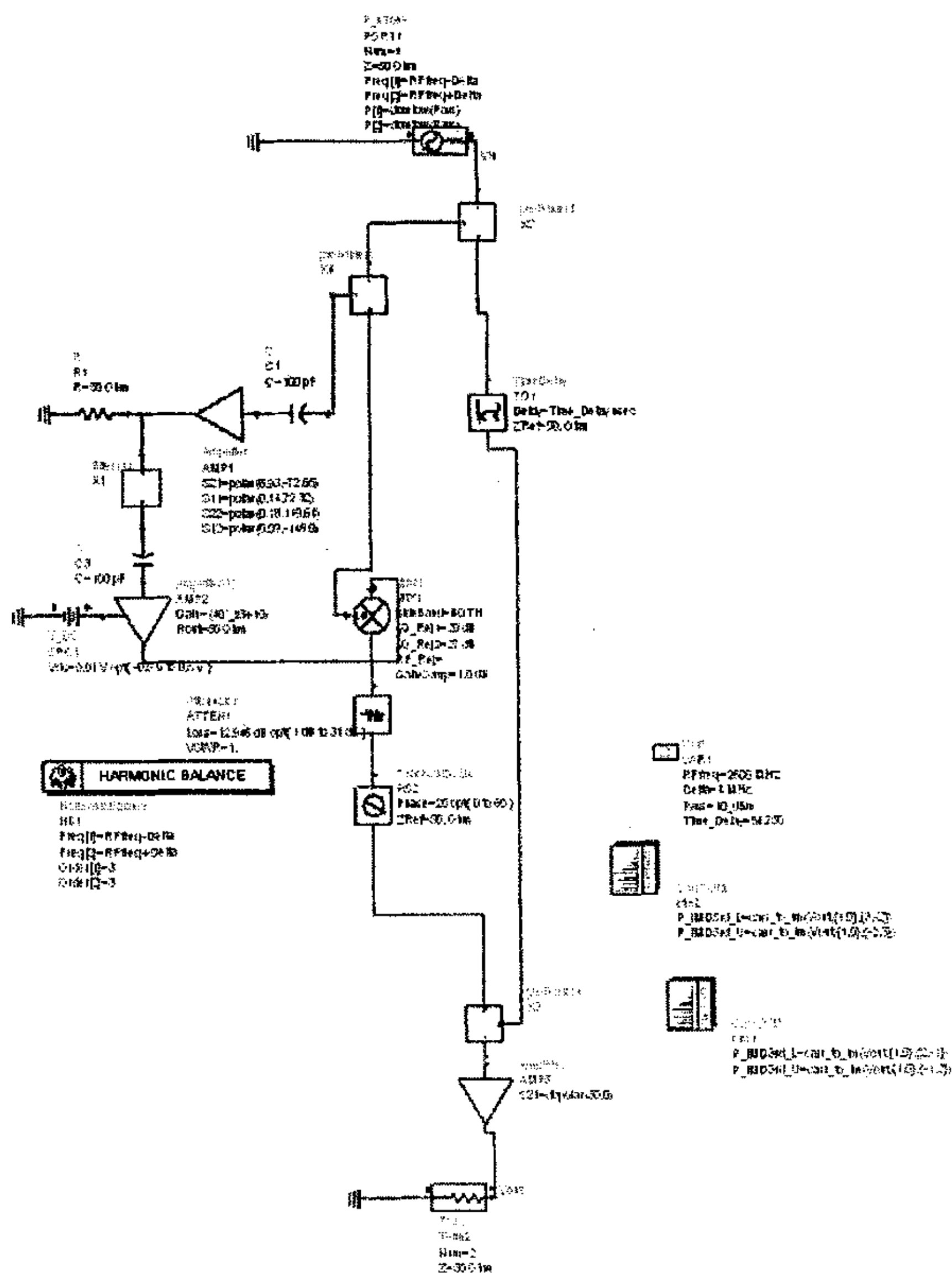


图 7-8 利用 ADS 工具连接的预失真电路图

仿真实验输入双音频率分别为 2596MHz 和 2604MHz。主放大器的增益为 30dB，P1dB 为 35 dBm。

### 7.3.2 仿真结果

见图 7-9 为主放大器的传输特性。

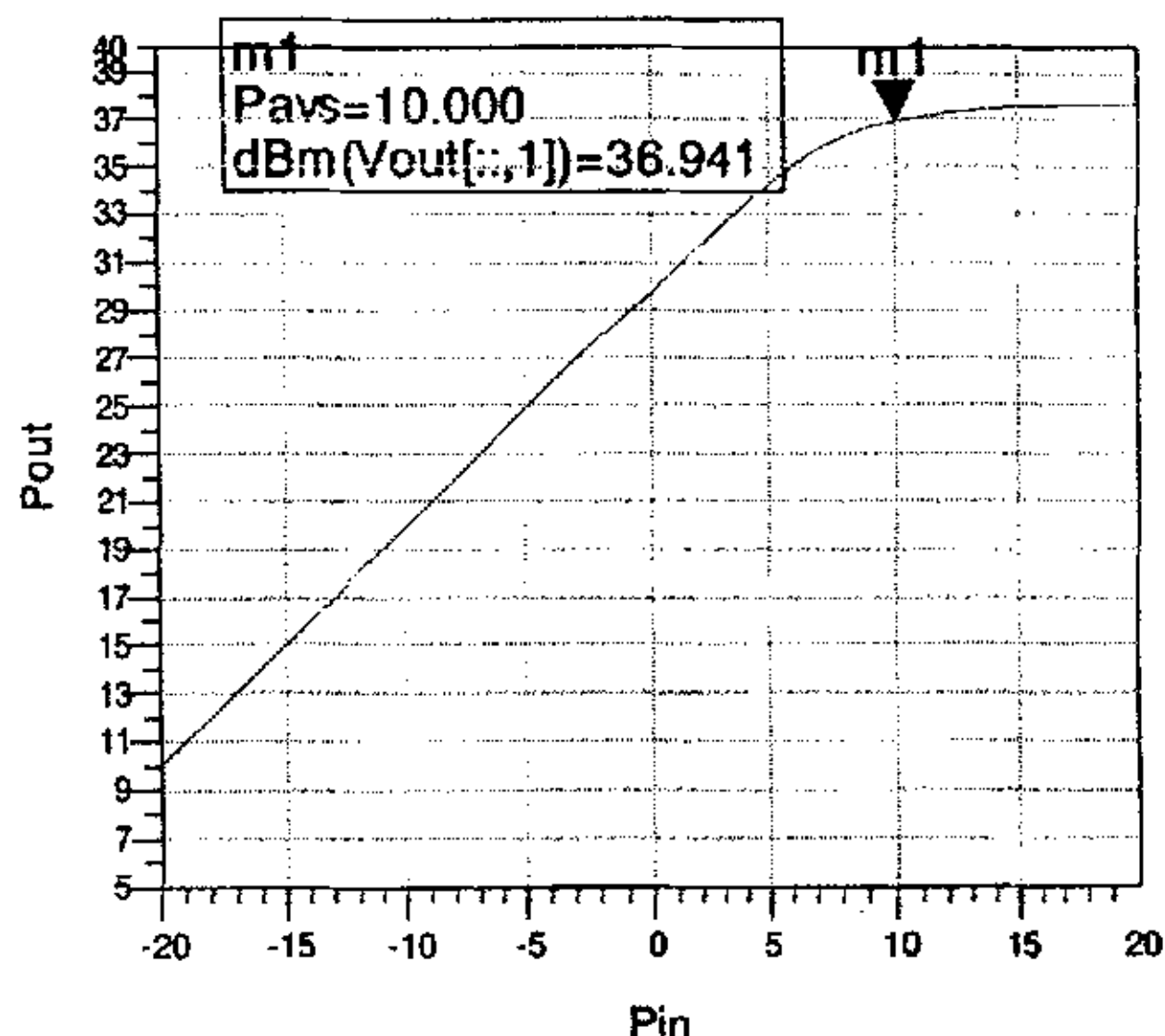


图 7-9 主放大器的传输特性

通过仿真和优化，结果如下。图 7-10 表示没有预失真改善措施时和采用预失真改善措施后的放大器的输出功率。

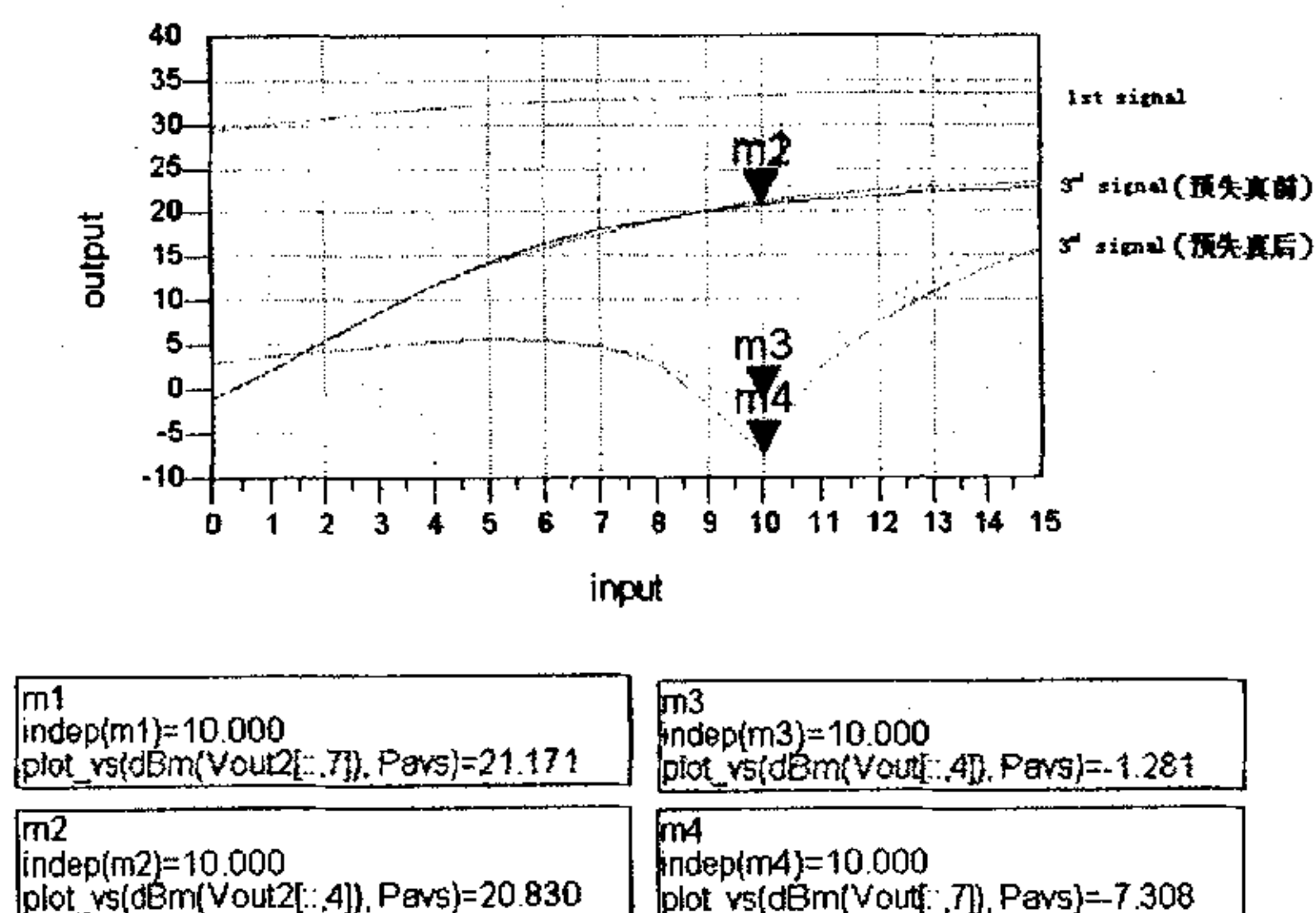


图 7-10 加预失真前后的放大器输出功率

图 7-11 (a)、(b) 分别为当输入  $P_{in}=10\text{dBm}$  时，经过优化后，预失真前后的功率谱。从图中可见 IMD3 改善了 22dB 左右。

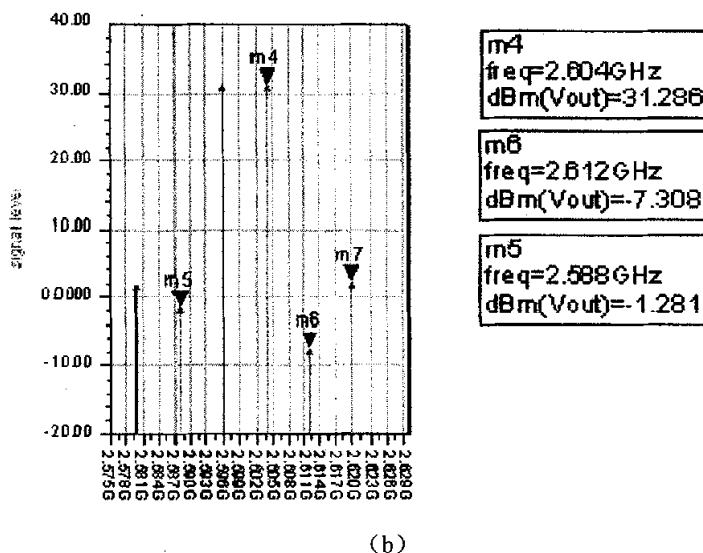
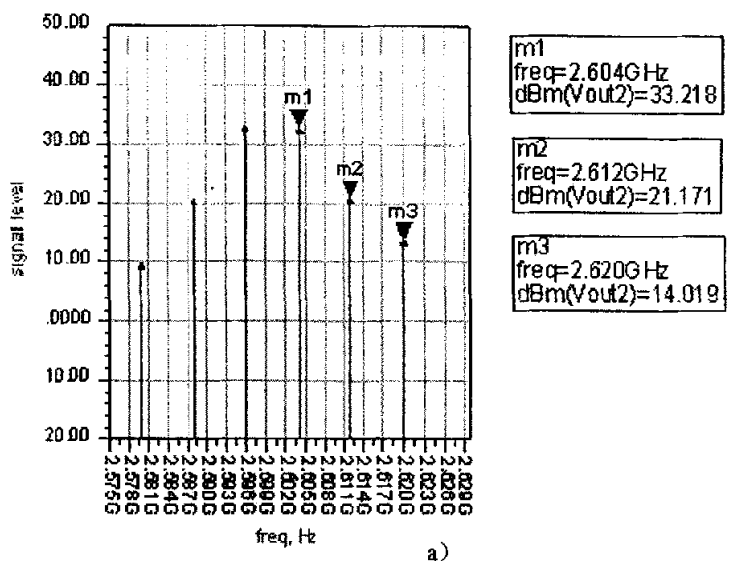


图 7-11 输出频谱

## § 7.4 实现

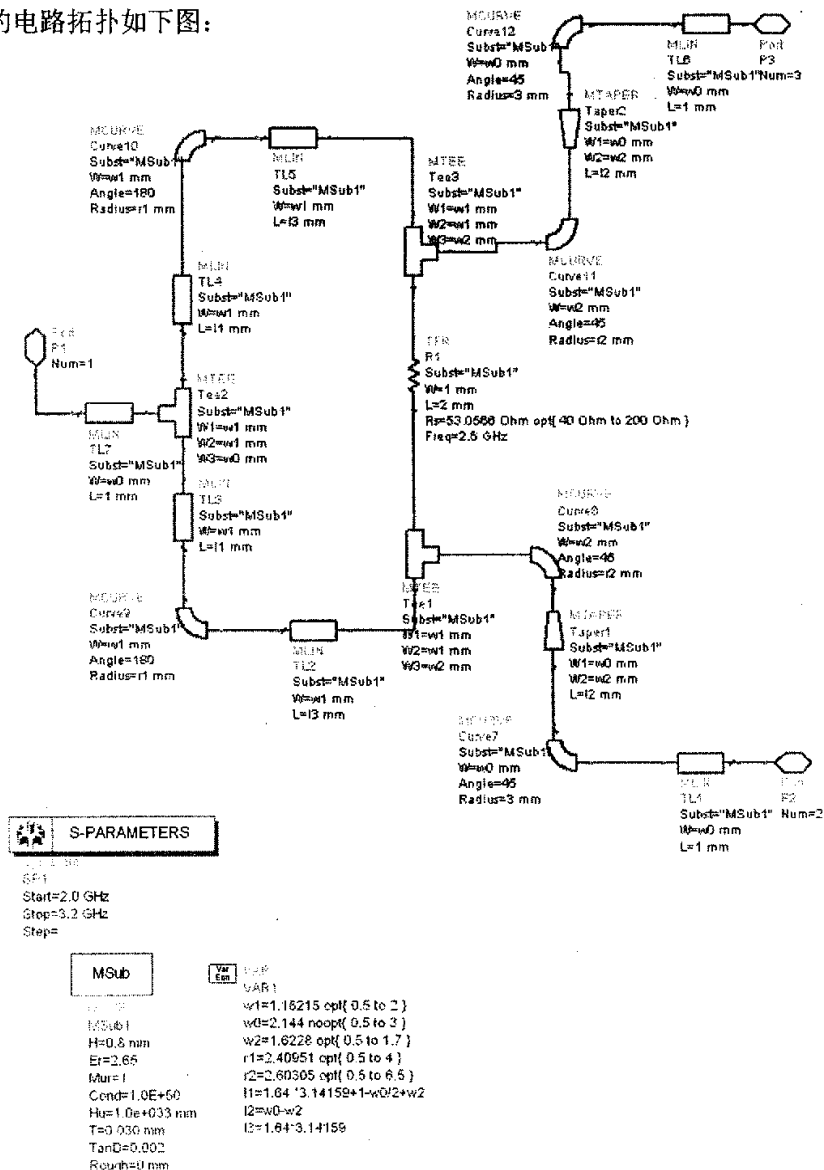
### 7.4.1 电路的实现

在本设计中，功分器和移相器分别由微带线实现，其它元件则通过查询

资料进行电路版图的绘制，现分别介绍如下：

### 1. 功分器

对于方案中的 3dB 功分器，则按照威尔金森电桥设计，其输入输出特性阻抗都是  $50\Omega$ ，中间的分支线性阻抗为  $70.7\Omega$ ，长度为四分之一波长。通过微带线计算工具算出微带线线宽和长度，对 S 参数进行优化后（各端口反射系数小于  $-30\text{dB}$ ；输出端隔离度小于  $-25\text{dB}$ ；传输损耗小于  $3.3\text{dB}$ ），软件仿真的电路拓扑如下图：



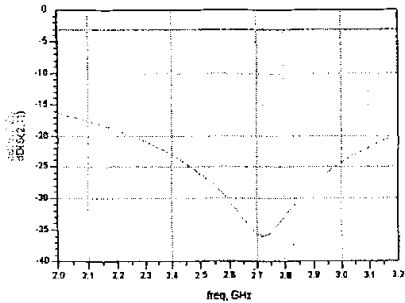
(a) 3dB 功分器拓扑图



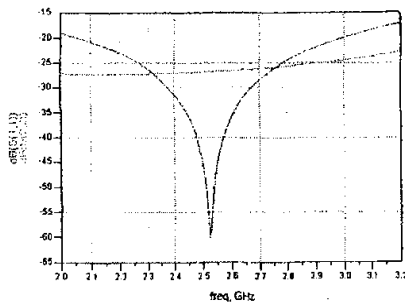
(b) ADS 实现的 3dB 功分器电路版图

图 7-12

运用 ADS 仿真优化后，结果如下：



(a) 衰减度与隔离度



(b) 输入输出反射系数

图 7-13 3dB 功分器 ADS 仿真结果



## 2. 可变移相器

上一节已经介绍了可变移相器的电路原理图，图 7-14 是其电路版图。

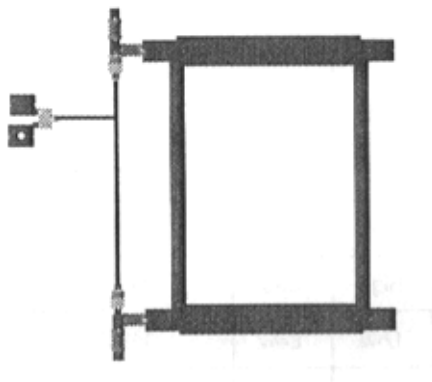
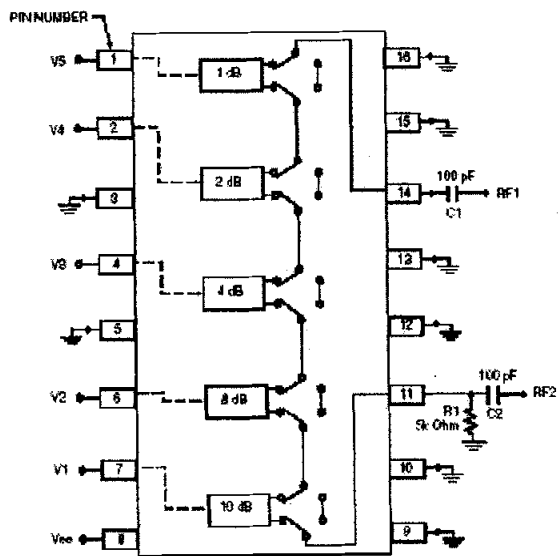


图 7-14 可变移相器电路版图

## 3. 可变衰减器

图 7-15 为 HMC307QS16G 可变衰减器的元件引脚图及控制参数

### Application Circuit



## Truth Table

Control Voltage Input					Attenuation State RF1 - RF2
V1 16 dB	V2 8 dB	V3 4 dB	V4 2 dB	V5 1 dB	
Low	Low	Low	Low	Low	Reference I.L.
Low	Low	Low	Low	High	1 dB
Low	Low	Low	High	Low	2 dB
Low	Low	High	Low	Low	4 dB
Low	High	Low	Low	Low	8 dB
High	Low	Low	Low	Low	16 dB
High	High	High	High	High	31 dB Max. Atten.
Any combination of the above states will provide an attenuation approximately equal to the sum of the bits selected.					

## Control Voltage

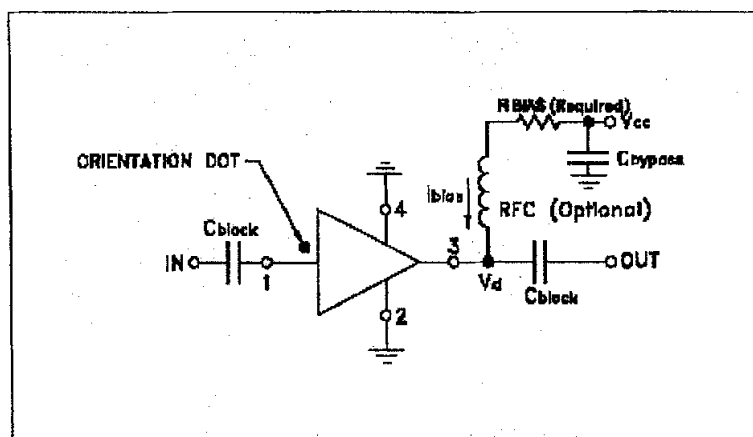
State	Bias Condition
Low	0 to -3V @ 70 $\mu$ A Typ.
High	V <sub>ee</sub> + 0.8V @ 5 $\mu$ A Typ.
Note: V <sub>ee</sub> = -5V $\pm$ 10%	

## Bias Voltage & Current

V <sub>ee</sub> Range = -5.0 Vdc $\pm$ 10%		
V <sub>ee</sub> (VDC)	I <sub>ee</sub> (Typ.) (mA)	I <sub>ee</sub> (Max.) (mA)
-5.0	3	6

图 7-15

#### 4. 非线性发生器



(a) ERA-5SM 的偏置电路



(b) ERA-5SM 实物图

图 7-16

图 7-16 (a) 为 ERA-5SM 的偏置电路，当输入偏置电压为 12V 时，其偏置电阻为 113Ω。

#### 5. 混频器

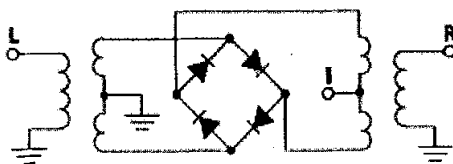


图 7-17 双平衡混频器 RMS30 原理图

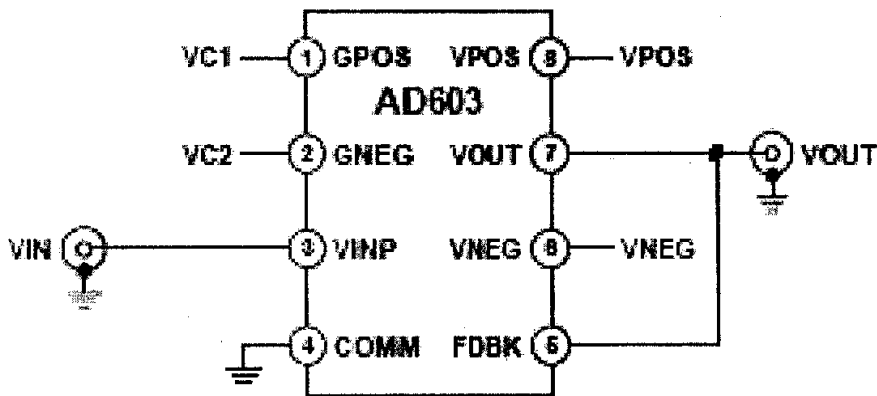
RMS30 有 6 个引脚，1 脚接 L0，4 脚接 RF，5 脚接 IF，其余的接地。元

件见图 7-18。



图 7-18 混频器 RMS30

6. VGA



Parameter	Rating
Supply Voltage $\pm V_s$	$\pm 7.5\text{ V}$
Internal Voltage VINP (Pin 3)	$\pm 2\text{ V}$ Continuous $\pm V_s$ for 10 ms
GPOS, GNEG (Pins 1, 2)	$\pm V_s$
Internal Power Dissipation <sup>1</sup>	400 mW

图 7-19 AD603 引脚图

经过以上的工作，确定了各部件的实现方案后，用 ADS 对整个预失真电路进行版图布局，见图 7-20

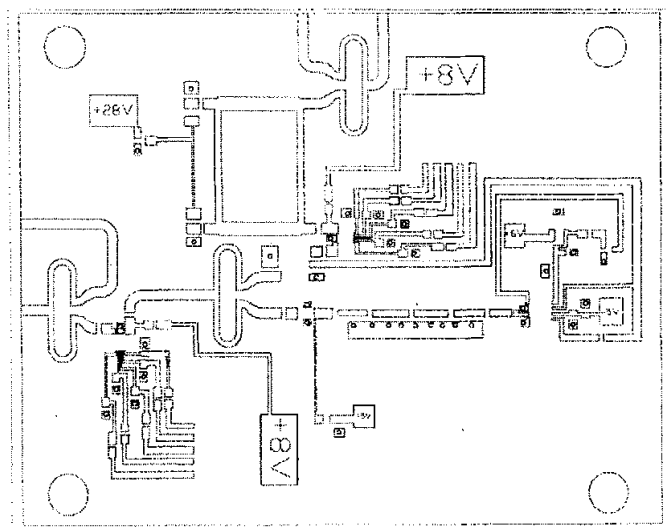


图 7-20 预失真电路版图

基于前面几节设计工作和仿真的结果，经过电路版图绘制、制作及各元件的焊接，最后完成的预失真线性化器的实物图如下：

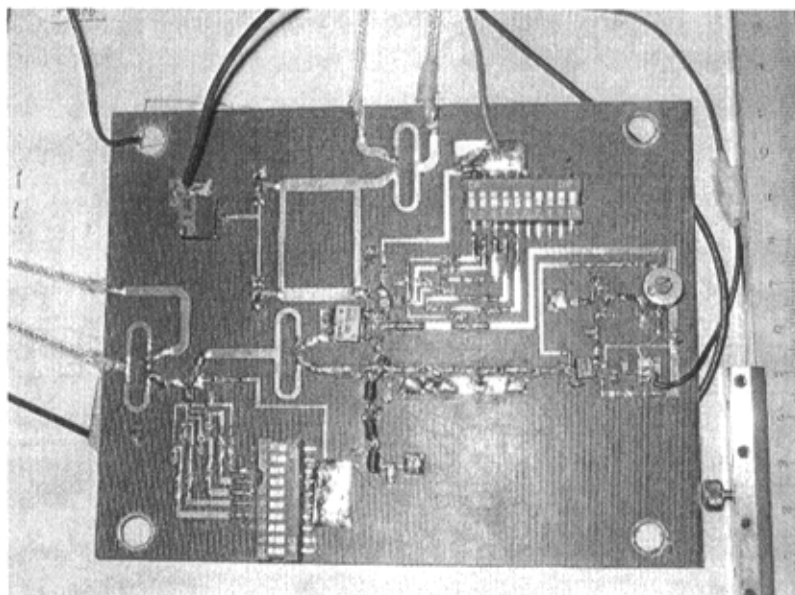


图 7-21 预失真线性化器实物图

### 7.4.2 实验及结果

实验测试系统主要是用频谱仪测试主功率放大器的输出功率与三阶互调。因客观原因，这里实验所用的主功率放大器与仿真中所设置的功放有所不同，此功率放大器的  $G_{1dB}=30dB$ ,  $P_{1dB}=1W$ ，工作频率为 0.3-4.2GHz。实验所使用的频谱分析仪的型号为 HP8592L，主要采用双音测试法来对该预失真线性化器进行测试，输入信号的频率为 2.600GHz 和 2.608 GHz，输出功率为 +33dBm。图 7-22 为测试框图。

测试过程：

(1). 不用预失真器分别加入单音信号 (2600 和 2608MHz)，调整功放输入端的可变衰减器；用功率计测量单音输出功率+33dBm (实际读数-7dBm)，再用频谱仪测得为+31.3dBm (实际读数为-8.7dBm)，由此知道，频谱仪的功率测量误差为 1.7dBm。

(2). 不用预失真器，加入双音信号，调整功放输入端的衰减器，使频谱仪测得的功放输出为每根谱线+28.3dBm (实际读数为+28.3-40=-11.7 dBm)，则此时功放总输出功率为+28.3+3+1.7=33 dBm；同时测得三阶互调为-12.3 dBc (见图 7-23)。

(3). 加上预失真板，适当调整输入的可变衰减器，让频谱仪测得的双音信号 (即 2600, 2608MHz) 均为-11.7 dBm (即保持总输出功率不变)；在反复调整预失真板内部的可变衰减、移相器以及 VGA 放大器等，以使三阶互调最小；分别对不同长度延迟线重复进行预失真板内部的各参量调整，以使三阶互调最小；最后当取延迟线长度为 32cm 时，获得一组较好的三阶互调指标为-26.5 dBc (见图 7-23)，即三阶互调指标获得了 14 dB 的改善。

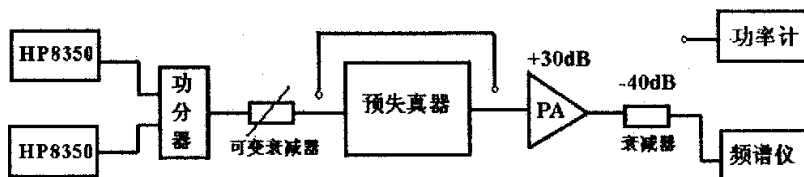
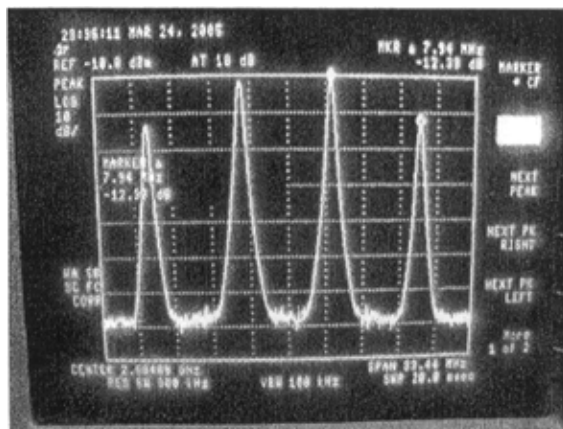
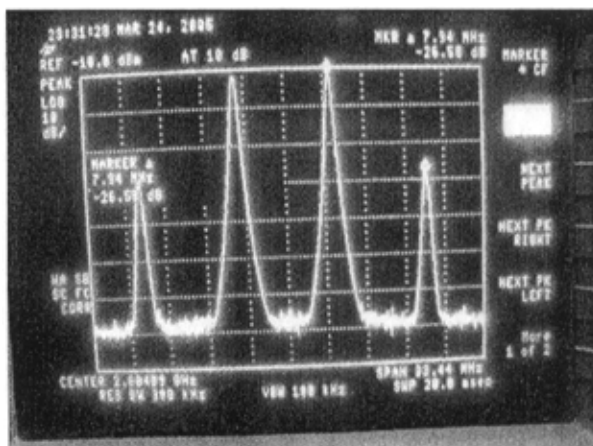


图 7-22 测试框图

由此可见，从实验研究的角度，该预失真线性化方案能够实现一定的线性化改善，但仍与仿真结果有较大差距，这主要是由于延迟线长度没有进行精确调整所致。



预失真前



预失真后

图 7-23 预失真前后的测试结果

至此，本文的主要工作已经完成，基本达到预期的目标。

由于时间的关系，本文工作还存在一些不足，主要有以下几方面原因：



1. 预失真电路中的混频器隔离度不够高，导致误差信号窜入主功率放大器的输入端，产生新的非线性失真。
2. 衰减器及移相器的控制精度不够高，这就导致信号抵消不够彻底。
3. 由于时间的关系，没有精确测量混频、衰减、移相的延时，使得环路中的延迟线只能估算出大致长度，使得相位控制不够精确。

上面这些不足之处，如果能够在今后的实验中得到改进，相信功率放大器的非线性将会有较大的改善。

## 结束语

发信通道线性化是目前无线通信发展中必须要解决的重要技术问题。而功率放大器非线性则是导致无线信道产生非线性的重要因素，本文中所有的工作都是围绕功放线性化展开的。

本文首先分析了多载波系统中的射频功率放大器 AM-AM 转换、AM-PM 转换等非线性的影响，还回顾了反馈、前馈、预失真等各种线性化技术的基本原理，并对它们的优缺点进行了综合比较。然后，本文根据课题要求研制了预失真线性化器，实现了三阶互调 IM3 的抑制，基本实现了预期目标。

通过本课题的这些工作，大大提高了自己的理论水平，锻炼了实际工作能力。限于时间和作者的水平，本文在一些方面探讨的不够深入，一些观念不够全面，恳请各位专家学者提出批评。（文中某些图因为软件的原因，粘贴后不是很清晰，作者经过努力只达到现在的效果，敬请专家学者包涵）。

## 致 谢

我首先要感谢的是我的导师敬守钊副教授。在课题的选择、论证以及进行的过程中，我自始至终都得到了敬老师的大力支持和悉心指导。敬老师渊博的知识、丰富的实践经验、宽广的眼界、敏捷的才思给我留下了深刻的印象，使我受益非浅，必将终生受用。

同时，我也要衷心感谢张玉兴教授、曾华新高工、陆祖森教授、任向阳老师，他们在我的学业完成中提供了不少建议和帮助。

我还要感谢师兄程诗叙，师弟邓正伟、蒋伯川，他们给我的大力支持和无私帮助在我顺利完成本课题的过程中发挥了积极的作用。

感谢室友章洁，她给我很多的建议和帮助。

感谢我的父母，他们一直在我身后默默地支持着我，是我前进的动力。

感谢所有关心以及帮助我的老师、同学、朋友们。在此表示衷心的感谢和诚挚的敬意！

## 参考文献

- [1] 张玉兴. 射频模拟电路. 电子科技大学出版社. 2001
- [2] 杨绍成等. 高频电子线路. 电子科技大学. 1992
- [3] 黄香馥. 微波固体电路. 电子科技大学出版社
- [4] 清华大学微带电路编写组. 微带电路. 清华大学出版社
- [5] [美] Joseph J. Carr . 射频电路设计 (第三版). 电子工业出版社
- [6] 陈忆元, 钱澄, 朱晓维. 自适应正向前馈微波功率放大器. 上海: 98 全国第七届 MIC 电路及工艺会议论文集, 1998. 184-187
- [7] 汤世贤. 微波测量. 国防工业出版社. 1991
- [8] [美] Reinhold Ludwig, Pavel Bretchko 著. 王子宇, 张肇仪, 徐承和等译. 射频电路设计—理论与应用. 电子工业出版社
- [9] 李铭祥. 微波功放的线性化技术. 微波学报, Vol. 18, No. 1, Mar. 2002
- [10] 张煦. 宽带无线通信的发展趋势. 电信快报, 2002 (8): 3-4
- [11] Peter B. Kennington, High Linearity RF Design, ArtechHouse microwave library
- [12] Young-Pil Kwon, Yong-Chae Jeong, Young Kim, Chul-Dong Kim, A Design of Predistortion Linearizer using 2<sup>nd</sup> Order Low Frequency Intermodulation Signal Injection, 33<sup>rd</sup> European Microwave Conference, Munich 2003
- [13] Youngoo Yang, Young Yun Woo, and Bumman Kim, New Predistortion Linearizer Using Low-Frequency Even-Order Intermodulation Components, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 50, No. 2, February 2002
- [14] Colin S Aitchison, Modeste Mbabele, M Reza Moazzam, Imporement of Third-Order intermodulation product of RF and microwave amplifiers by injection, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2001, 49(6)
- [15] Gary Hau, Takeshi B. Nishimura and Naotake Iwata, A Highinj Efficient Linearized Wide-Band CDMA Handset Power Amplifier Based on Predistortion Under Various Bias Conditions, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 49, No. 6, June 2000
- [16] J. Yi, Y. Yang, M. Park, W. Kang, and B. Kim, Analog prdfistortion Linearizer for high power RF amplifier. IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig. Vol. 3. Baston, MA, June 2000, pp. 1511-1514

- [17] Steve Cripps C, RF Power Amplifiers for Wireless Communication, ARTECH HOUSE Inc, 1999
- [18] Peter B. Kenington, Methods Linearize RF Transmitters and Power Amps, Microwaves & RF, January 1999, pp. 79-89
- [19] A.M. Khilli, Linearizer for Power Amplifiers in Communication Satellites, IEEE MTT-S-Int Microwave Symp, 1998
- [20] Peter B. Kenington, Linearised RF amplifier and transmitter techniques, Microwave Engineering Europe, Nov. 1998, pp. 35-50
- [21] Y. Kim, Y. Yang, S. Kang, and B. Kim, Linearization of 1.85 GHz amplifier using feedback predistortion Loop, IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig, 1998, pp. 1675-1678
- [22] F.N. Sechi, H.C. Huang, and V. Riginos, High-efficiency MESFET Linear amplifier operating at 4 GHz, in Proc IEEE Int. Solid circuits conf. Philadelphia, PA, Feb. 16-18, 1997
- [23] H. Kawasaki, T. Dhogihara, and Y. Murakami, An investigation of IM3 distortion in relation to bypass capacitor of GaAs MMIC's, IEEE Microwave Millimeter-Wave Monolithic Circuit Symp. Dig, 1996, pp. 119-122
- [24] Yong-chae Jeong, A design of Predistortion linearizer by individual order control of intermodulation distortion signal. Dissertaton, Sogang Univ. 1996
- [25] Steve C. Cripps, RF Power Amplifiers for Wireless Communications
- [26] Agilent Coroporation. ADS Students' Guides
- [27] P. Colantonio, Class G Approach for Low-Voltage/High-Efficieny PA Design
- [28] Millica Markovic, Aron Kain, Nonlinear Modeling of Class-E Microwave Power Amplifiers
- [29] Robert Aram MIN, Intermodulation Distortion Analysis of MESFET Amplifiers Using the Volterra Series Representation, IEEE Trans. MTT, Vol. MTT-28, No. 1, pp. 1-, Jan 1980
- [30] R.A. Minasian, Large Signal GaAs MESFET model and distortion analysis, Electron. Lett, Vol. 14, pp. 183-185, Mar 1978
- [31] R.A. Minasian, Simplified GaAs MESFET model to 10GHz, Electron. Lett, Vol. 13, pp. 549-551, Sept 1977
- [32] S.M. Perlman, Third-order distortion in amplifiers and mixers, RCA. Rev, Vol. 37, pp. 234-266, June 1976