

摘 要

(微波超线性功率放大器研究作为一项十分有意义又深具挑战性的课题越来越受关注。随着现代无线通信的发展,特别是CDMA体制的无线通信的发展,超线性功率放大器已经成为必不可少的重要部件。)

本文分析了微波功率放大器的非线性特性,特别是AM/AM转换和AM/PM转换对多载波信号的影响,也介绍了反馈、前馈、预失真等各种常用线性化技术的基本原理,并对它们的优缺点进行了比较总结。

本文的主要工作是根据3.5GHz固定无线接入系统中心射频站指标要求,研制3.5GHz功率放大器,并采用前馈技术对其进行线性化研究。本文研制的3.5GHz前馈放大器采用了矢量调制器来实现前馈环路的幅度和相位调节,在双音测试结果中,三阶交调IM3的改善超过了35dB,前馈系统输出IM3抑制近-60dBc,达到了预期指标,满足了通信需要。

关键字: 无线接入 功率放大器[✓] 线性化 前馈 三阶交调

Abstract

With the development of wireless communication, especially CDMA format, ultra-linear microwave power amplifier has been paid more and more attention and been a necessary component in wireless systems.

The nonlinear influence on multiple carriers signal, such as AM/AM and AM/PM conversion, has been analyzed in this paper. Some common linearization techniques, such as feedback, feed-forward and pre-distortion, have also been introduced and compared, which shows that feed-forward is the preferred linearization approach for application in this paper.

It is the main work of this paper to research and develop 3.5GHz power amplifier utilizing feed-forward technology for CRS in 3.5GHz fixed wireless access system. Vector modulators have been used in this paper to vary the phase and amplitude of signals in the in-band spurious cancellation loop of feed-forward power amplifiers (FFPA). In the two-tone test, 3.5GHz FFPA developed in this paper shows more than 35dB improvement in the third-order inter-modulation (IM3), offers approximately -60dBc IM3 output, achieves the expected goal, and meets the communication requirement.

Key word: wireless access, power amplifier, linearity, feed-forward, third order inter-modulation

独 创 性 声 明

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

签名: 郭道元 日期: 2003 年 3 月 18 日

关于论文使用授权的说明

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

(保密的学位论文在解密后应遵守此规定)

签名: 郭道元 导师签名: _____
日期: 2003 年 3 月 18 日

第一章 引言

以往，射频功率放大器主要用于高频单边带及电视发射机视频、音频信号的组合放大，这些系统对功率放大器的线性和效率的要求不高，通过手动校准等简单技术即可实现。

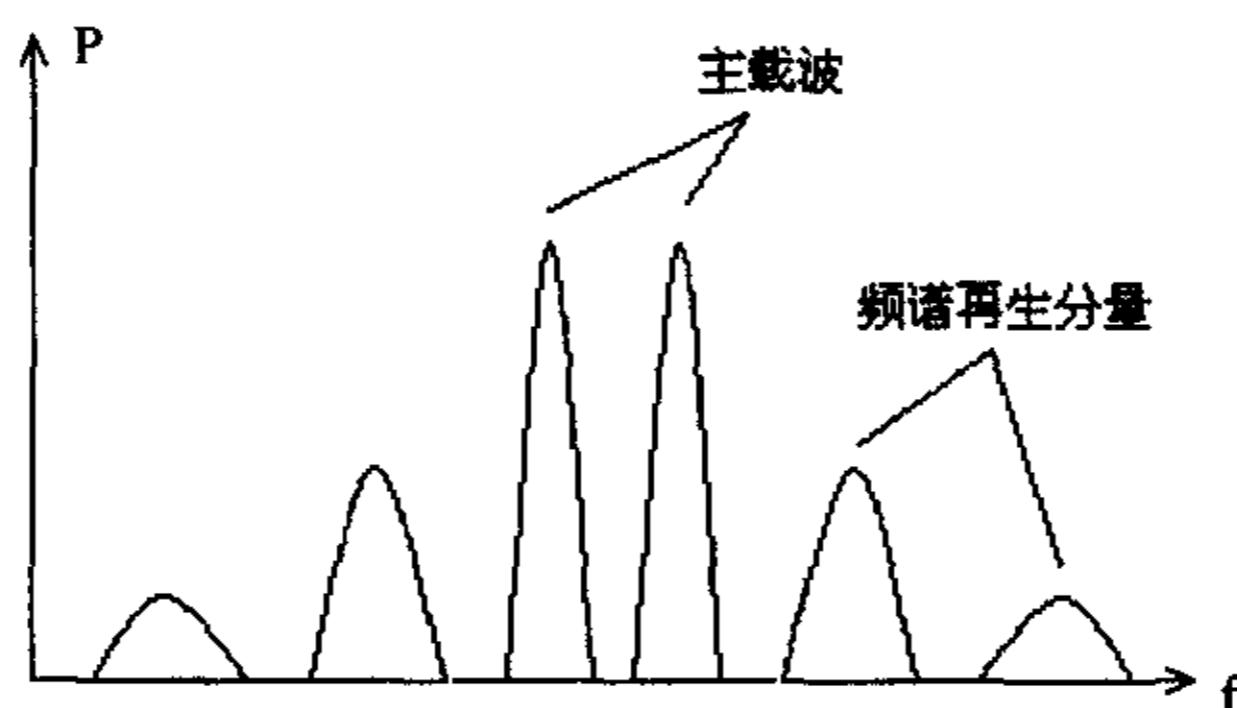


图 1-1 功率放大器的频谱再生效应

随着无线通信技术的发展，尤其是窄带 CDMA 和第三代移动通信等技术的发展，对功放的线性提出了更高的要求。在 CDMA 等无线通信系统基站中，如果采用一般的高功率放大器，由于功率放大器的交调失真，将会出现频谱再生效应（如图 1-1 所示），从而干扰了相邻信道，甚至产生误码^[1]。

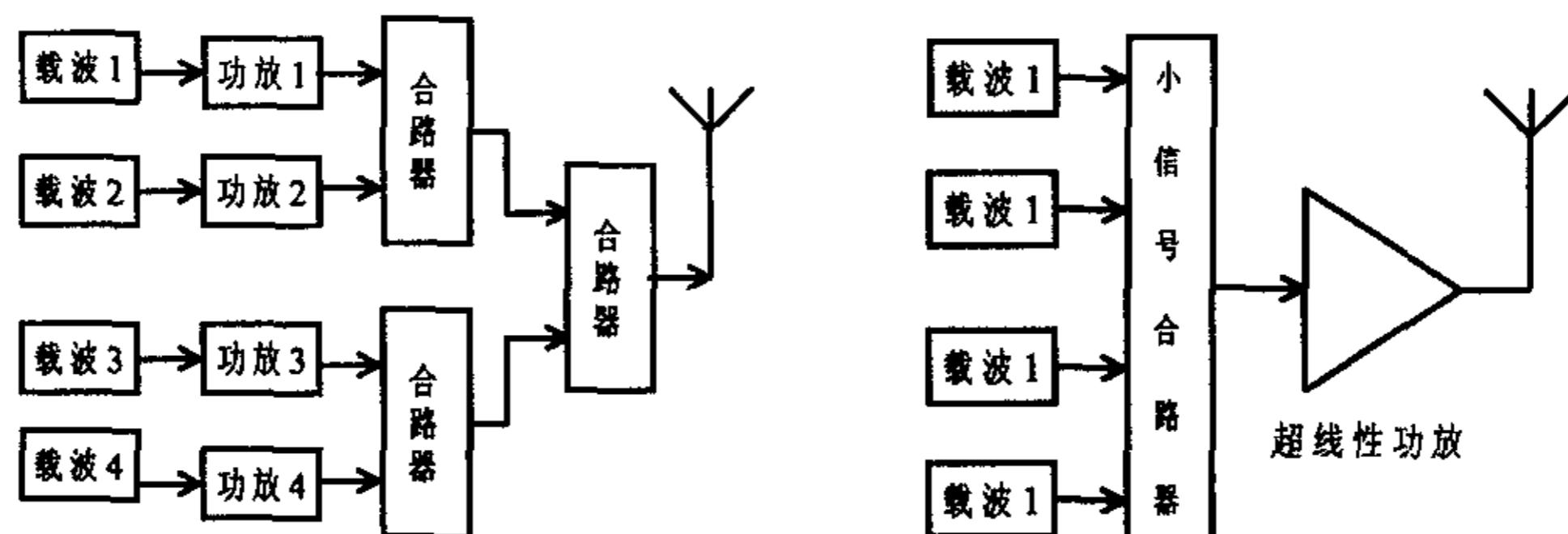


图 1-2b 采用超线性功放的基站

在多载波系统的基站射频单元中，如果使用单载波功放，则必须在功放输出端进行大功率合成，如图 1-2a 所示，其合成器网络结构复杂，难以实现。而运用微波功率放大器的线性化技术，可以先采用小信号功率合成器将各路

载波合成一路，再通过超线性微波功率放大器进行放大^[2]，如图 1-2b 所示，可以大大降低基站的制造成本，减少基站的体积。每个扇区内的工作载频数越多，这种方式的优势越明显。

本文的工作就是进行微波超线性功率放大器研究。其中，第二章是本文工作的理论前提，分析了微波功率放大器 AM-AM 转换及 AM-PM 转换对多载波信号的影响；第三章介绍了各种常用线性化技术的基本原理，并对它们的优缺点进行了比较总结；然后，考虑到目前正在启动的 3.5GHz 固定无线接入系统的需要，本文的第四章和第五章叙述了 3.5GHz 功率放大器的研制以及运用前馈技术对其进行线性化研究的过程。

按照 3.5GHz 固定无线接入系统中心站射频单元的指标要求，本文研究的超线性功率放大器预期达到以下技术指标：

工作频率：3500~3530 MHz

输出功率：30 dBm

三阶交调抑制：>45dBc

小信号增益：20 dB

谐波抑制：>40dBc

输入/输出驻波比：<1.5

第二章 微波功率放大器的非线性特性

当微波功率放大器工作在大信号情况时，其幅度和相位特性的非线性会引起信号失真，产生互调和相位噪声，通常这些非线性失真主要表现为调幅/调幅（AM/AM）和调幅/调相（AM/PM）转换^[3]。下文就通过分析 AM/AM 和 AM/PM 转换对多载波信号的影响^[4]，深入地了解微波功率放大器的非线性失真。

2.1 AM/AM 转换对多载波信号的影响

如果不考虑微波功率放大器相位特性所引起的畸变，在这种情况下主要考虑由于幅度非线性对多载波信号产生的畸变。

微波功率放大器的传输函数可以用一个幂级数来表示：

$$v = a_1 u + a_2 u^2 + a_3 u^3 + \cdots + a_n u^n \quad (2-1)$$

式中 u 、 v 分别代表输入输出信号； $a_1, a_2, a_3, \dots, a_n$ 是由非线性特性所决定的系数。它们的数值可以根据实际曲线用曲线拟合的方法获得，也可用 Volterra 级数来逼近进行计算。因为幅度畸变较小，往往对式 (2-1) 中四次以上的高次项不予考虑。

设输入信号为三个正弦波时

$$u(t) = U_1 \cos \omega_1 t + U_2 \cos \omega_2 t + U_3 \cos \omega_3 t \quad (2-2)$$

将式 (2-2) 代入式 (2-1) 能够得到在通带内输出信号的表达式为

$$v(t) = u_{10} + u_{20} + u_{30} + u_{12} + u_{23} + u_{13} + u_{123} \quad (2-3)$$

其中各个分量：

$$u_{10} = [a_1 U_1 + \frac{3}{4} a_3 U_1^3 + \frac{3}{2} a_3 U_1 (U_2^2 + U_3^2)] \cos \omega_1 t$$

$$u_{20} = [a_1 U_2 + \frac{3}{4} a_3 U_2^3 + \frac{3}{2} a_3 U_2 (U_1^2 + U_3^2)] \cos \omega_2 t$$

$$\begin{aligned}
u_{30} &= [a_1 U_3 + \frac{3}{4} a_3 U_3^3 + \frac{3}{2} a_3 U_3 (U_1^2 + U_2^2)] \cos w_3 t \\
u_{12} &= \frac{3}{4} a_3 U_1^2 U_2 \cos(2w_1 - w_2)t + \frac{3}{4} a_3 U_1 U_2^2 \cos(2w_2 - w_1)t \\
u_{13} &= \frac{3}{4} a_3 U_1^2 U_3 \cos(2w_1 - w_3)t + \frac{3}{4} a_3 U_1 U_2^2 \cos(2w_3 - w_1)t \\
u_{23} &= \frac{3}{4} a_3 U_1^2 U_3 \cos(2w_2 - w_3)t + \frac{3}{4} a_3 U_2 U_3^2 \cos(2w_3 - w_2)t \\
u_{123} &= \frac{3}{2} a_3 U_1 U_2 U_3 [\cos(w_1 + w_2 - w_3)t + \cos(w_1 + w_3 - w_2)t \\
&\quad + \cos(w_2 + w_3 - w_1)t]
\end{aligned} \tag{2-4}$$

如果输入信号为 n 个任意的正弦波，即

$$\begin{aligned}
u(t) &= \sum_{i=1}^n U_i \cos w_i t \\
&= \sum \operatorname{Re}[U_i \exp(jw_i t)]
\end{aligned} \tag{2-5}$$

将式 (2-5) 代入 (2-1) 中，并略去四阶以上的高次项，得到落在通带内的各个基波信号、以及各载波之间的互调产物和三阶差拍干扰信号的幅度：

n 个基波信号 (w_i) 的幅度为：

$$a_1 U_i + \frac{3}{4} a_3 U_i^3 + \left[\frac{3}{2} a_3 U_i \left(\sum_{j \neq i} U_j^2 \right) \right] \tag{2-6}$$

$n(n-1)$ 个三阶互调干扰信号 ($2w_i - w_j$) 的幅度为

$$\frac{3}{4} a_3 U_i^3 U_j \tag{2-7}$$

$\frac{n}{2}(n-1)(n-2)$ 个三阶差拍干扰信号 ($w_i + w_j - w_k$) 的幅度为

$$\frac{3}{2}a_3U_iU_jU_k \quad (2-8)$$

由式(2-6)、(2-7)和(2-8)能够分别求出三阶互调干扰($2w_i - w_j$)分量及三阶差拍干扰分量($w_i + w_j - w_k$)与基波信号的幅度的比值。如果输入各载波幅度相等，则三阶差拍干扰分量要比三阶互调干扰分量大，其幅度之差为3dB，功率之差为6dB。

2.2 AM/PM 转换对多载波信号的影响

一个较大的信号通过非线性电路时，其输出信号就会产生相移，相移的大小与输入信号的功率电平有关，把这种现象就称作非线性电路的调幅/调相(AM/PM)转换效应。为了描述相位失真的大小，通常引入“调幅/调相转换系数”，即

$$K_p = \frac{180^\circ}{\pi} \frac{d\Psi}{d(10\lg P_i)} \quad (\text{°/dB}) \quad (2-9)$$

其中 P_i 为输入信号功率， Ψ 为对应于 P_i 的输出信号相移。于是，微波功率放大器AM/PM转换的功能模型可以近似用图2-1来表示：

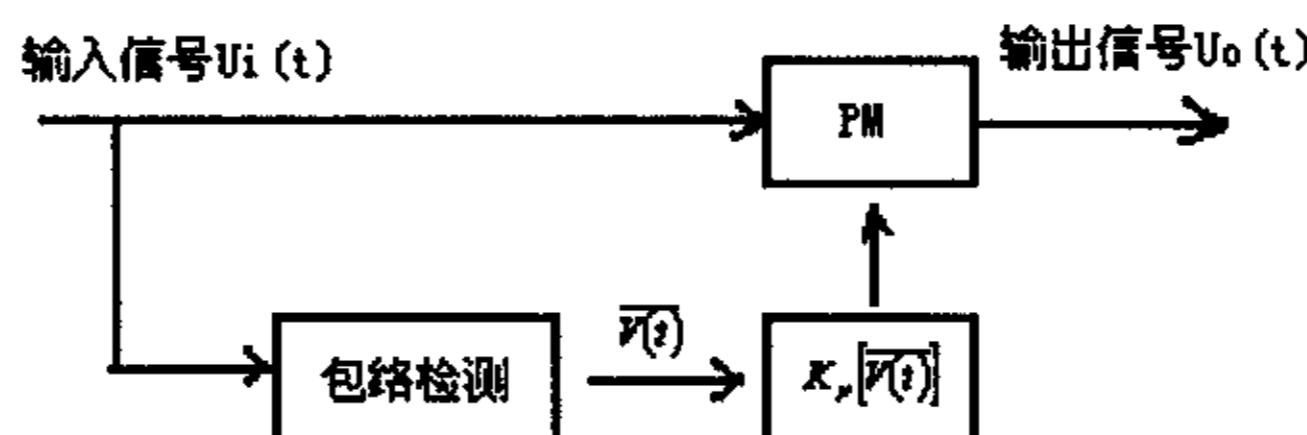


图 2-1 AM/PM 转换模型

假设输入端送进两个调频信号为

$$u(t) = U_1 \cos[w_1 t + \varphi_1(t)] + U_2 \cos[w_2 t + \varphi_2(t)] \quad (2-10)$$

其中 w_1 、 w_2 分别为两个载波角频率； U_1 、 U_2 为其固定幅度，是固定的(恒包络)； $\varphi_1(t)$ 和 $\varphi_2(t)$ 分别包含两个载波调频信息。这两个载波矢量叠加关系如下图所示：

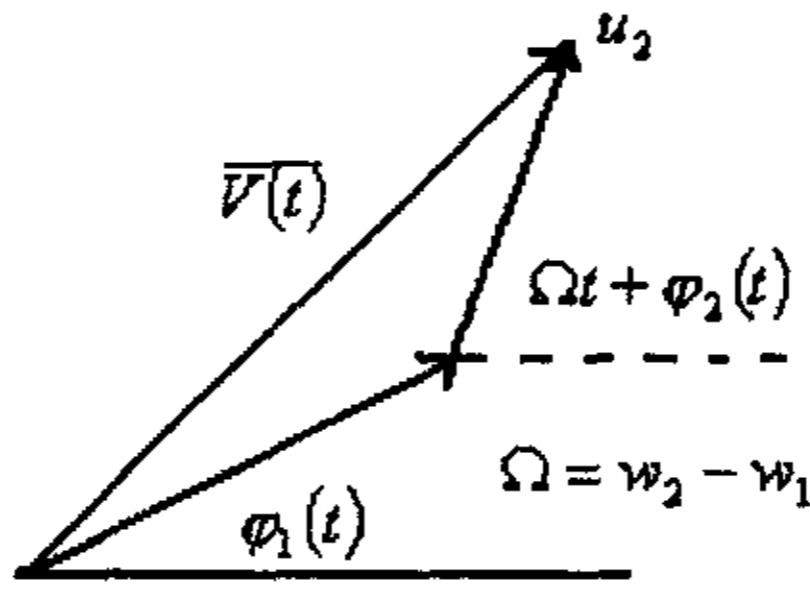


图 2-2 两个调频波的矢量合成

其合成信号可写成

$$u(t) = \bar{V}(t) \cos[w_1 t + \phi(t)] \quad (2-11)$$

其中合成信号幅度为 $\bar{V}(t)$, 相位为 $\phi(t)$ 。根据图 2-2 可以得到

$$\begin{aligned} \bar{V}^2(t) &= [U_1 \cos \varphi_1(t) + U_2 \cos(\Omega t + \varphi_2(t))]^2 \\ &\quad + [U_1 \sin \varphi_1(t) + U_2 \sin(\Omega t + \varphi_2(t))]^2 \\ &= [U_1^2 + U_2^2 + 2U_1 U_2 \cos(\varphi_1(t) - \varphi_2(t) - \Omega t)] \end{aligned} \quad (2-12)$$

$$\phi(t) = \operatorname{tg}^{-1} \frac{U_1 \sin \varphi_1(t) + U_2 \sin(\Omega t + \varphi_2(t))}{U_1 \cos \varphi_1(t) + U_2 \cos(\Omega t + \varphi_2(t))} \quad (2-13)$$

其中 $\Omega = w_2 - w_1$ 。由式 (2-12) 可以看出, 这两个调频波合成的包络并不是恒定的, 而是随时间变化的。这就是形成调幅/调频转换的内在原因。由此, 输出信号的一般表达式可以写成

$$u_0(t) = \bar{V}(t) \cos\{w_1 t + \Phi(t) + K_p [\bar{V}(t)]\} \quad (2-14)$$

式中 $K_p [\bar{V}(t)]$ 就是由于幅度变化所产生的调相分量。由图 2-2 可知, 当输出功率足够小时, $K_p [\bar{V}(t)]$ 大体上和输入功率成正比, 也就是说由包络起伏所引起的寄生调相与包络的平方成正比, 即

$$K_p [\bar{V}(t)] \approx C_0 \bar{V}(t)^2 \quad (2-15)$$

其中 C_0 为比例常数，对于不同的放大器其值不相同。在一般情况下 $K_p[\bar{V}(t)]$ 值很小，我们近似地将其合成输出信号看成是两个载波分别通过放大器以后输出信号的叠加。所以，式 (2-14) 可以改写成

$$\begin{aligned} u_0(t) &= U_1 \cos\{w_1 t + \varphi_1(t) + K_p[\bar{V}(t)]\} + U_2 \cos\{w_2 t + \varphi_2(t) + K_p[\bar{V}(t)]\} \\ &= U_1 \cos\{w_1 t + \varphi_1(t) + C_0[\bar{V}(t)^2]\} + U_2 \cos\{w_2 t + \varphi_2(t) + C_0[\bar{V}(t)^2]\} \end{aligned} \quad (2-16)$$

在这里我们看到两个载波经过解调后，信息中包括有 AM/PM 转换产生的畸变项 $C_0[\bar{V}(t)^2]$ 。式 (2-16) 中的第一项是第一个输出载波：

$$\begin{aligned} U_{01}(t) &= U_1 \cos[w_1 t + \varphi_1(t) + C_0 \bar{V}(t)^2] \\ &\approx U_1 \cos[w_1 t + \varphi_1(t)] - U_1 \sin[w_1 t + \varphi_1(t)] \cdot C_0 \bar{V}(t)^2 \end{aligned} \quad (2-17)$$

该式中第一项为有用信号，第二项表征相位非线性引起的畸变效应，写为

$$d(t) = -U_1 \sin[w_1 t + \varphi_1(t)] \cdot C_0 \bar{V}(t)^2 \quad (2-18)$$

将 $[\bar{V}(t)^2]$ 的表达式 (2-12) 代入该式，经过三角变换、化简整理后，有

$$\begin{aligned} d(t) &= C_0 U_1^3 \sin[w_1 t + \varphi_1(t)] + C_0 U_1 U_2^2 \sin[w_1 t + \varphi_1(t)] \\ &\quad + C_0 U_1 U_2^2 \sin[w_2 t + \varphi_2(t)] + C_0 U_1 U_2^2 \sin[(2w_2 - w_1)t + 2\varphi_1(t) - \varphi_2(t)] \end{aligned} \quad (2-19)$$

其中第一、二项是第一个载波信号，第三项为第二个载波信号，但它们都有 90° 的相移。而最后一项

$$C_0 U_1 U_2^2 \sin[(2w_2 - w_1)t + 2\varphi_1(t) - \varphi_2(t)] \quad (2-20)$$

就是由相位非线性所产生的交调失真产物，其中包含第二个载波的信息。它与幅度非线性所产生的交调失真产物[见式(2-4)中的 u_{12}, u_{23}, u_{13}]是相类似的，

但载波有 90° 的相移。

同样，式（2-16）中的第二项也能够得到相位非线性所产生的第二个交调失真产物（包含第一个载波的信息）：

$$C_0 U_1^2 U_2 \sin[(2w_1 - w_2)t + 2\phi_2(t) - \phi_1(t)] \quad (2-21)$$

这样，对于 AM/PM 转换所产生的非线性失真，也可以用三阶交调失真系数 IM3 来表达。其方法与幅度非线性的情况是一样的。

2.3 AM/PM 转换和 AM/AM 转换的综合效应

实际上，一个非线性部件或者系统中，幅度非线性（AM/AM 转换）和相位非线性（AM/PM 转换）是同时对传输信号产生影响的。因此，有必要研究 AM/AM 和 AM/PM 转换的综合效应。这种综合效应可用图 2-3 所示的框图近似表示。

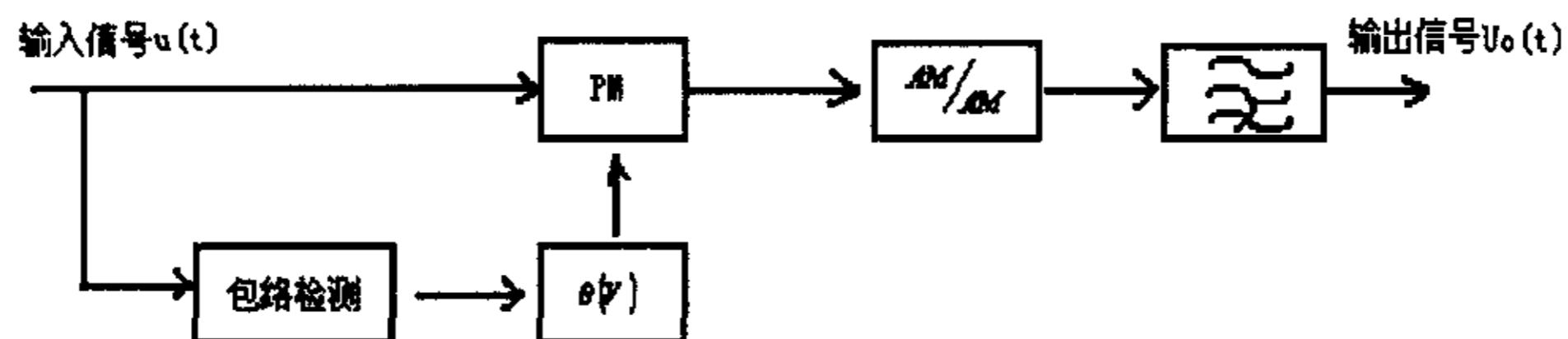


图 2-3 AM/PM 和 AM/AM 转换的综合效应

如果只考虑失真系数 a_3 的作用，且 AM/PM 转换所产生的附加相移与信号的输入功率成正比，即

$$\theta = C_0 U^2 \quad (2-22)$$

以下分单载波和多载波两种情况讨论：

1) 单载波工作时

设输入信号

$$u(t) = U \cos(w_0 t + \varphi) \quad (2-23)$$

假设失真特性曲线稍微偏离理想特性，即 $\theta \ll 1$ 。考虑到 AM/PM 转换和 AM/AM 转换的综合效应，其输出信号为

$$\begin{aligned}
 V(t) &= a_1 U \cos(w_0 t + \varphi + \theta) + a_3 U^3 \cos^3(w_0 t + \varphi + \theta) \\
 &= a_1 U \cos(w_0 t + \varphi + \theta) + \frac{3}{4} a_3 U^3 \cos^3(w_0 t + \varphi + \theta) \\
 &\quad + \frac{1}{4} a_3 U^3 \cos^3[3(w_0 t + \varphi + \theta)]
 \end{aligned} \tag{2-24}$$

上式中的第三项是三倍频，将由滤波器滤除，并且 $\theta \ll 1$ ，所以

$$\begin{aligned}
 V(t) &= \left(a_1 U + \frac{3}{4} a_3 U^3 \right) \cos(w_0 t + \varphi + \theta) \\
 &= \left(a_1 U + \frac{3}{4} a_3 U^3 \right) [\cos(w_0 t + \varphi) - \theta \sin(w_0 t + \varphi)] \\
 &= a_1 U \cos(w_0 t + \varphi) + \frac{3}{4} a_3 U^3 \cos(w_0 t + \varphi) - a_1 \theta U \sin(w_0 t + \varphi) \\
 &\quad - \frac{3}{4} a_3 \theta U^3 \sin(w_0 t + \varphi)
 \end{aligned} \tag{2-25}$$

在上式中，第一项为信号的基波输出，第二项是幅度非线性增益压缩的结果，第三项是相位非线性的作用，第四项是幅度非线性和相位非线性的综合效果。而且还可以看出，AM/PM 转换形成的产物与 AM/AM 转换形成的产物在相位上相差 90° 。由两者共同作用形成的产物与 AM/PM 转换的产物是同相的。如果系数 a_1 和 a_3 的相位差是 180° ，其中第一项与第二项、以及第三项与第四项之间是相互抵消的。

2) 多载波工作时

设输入信号

$$\begin{aligned}
 u(t) &= \sum_{i=1}^n U_i \cos w_i t \\
 &= \sum_{i=1}^n U_i \cos(w_i t + \Omega_i t)
 \end{aligned}$$

$$= \bar{U}(t) \cos(w_0 t + \psi(t)) \quad (2-26)$$

其中 w_0 为位于载波序列始项的频率，所以

$$w_i = w_0 + \Omega_i \quad (2-27)$$

输入多载波信号包络的平方

$$\begin{aligned} \bar{U}^2(t) &= \left(\sum_{i=1}^n U_i \cos \Omega_i t \right)^2 + \left(\sum_{i=1}^n U_i \sin \Omega_i t \right)^2 \\ &= \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n U_i U_j \cos(\Omega_i - \Omega_j) \\ &= \sum_{i=1}^n U_i^2 + \sum_{i=1}^n \sum_{j \neq i} U_i U_j \cos(\Omega_i - \Omega_j) \end{aligned} \quad (2-28)$$

其合成相位

$$\Psi(t) = -\operatorname{tg}^{-1} \left[\frac{\sum_{i=1}^n U_i \sin \Omega_i t}{\sum_{i=1}^n U_i \cos \Omega_i t} \right] \quad (2-29)$$

因为 AM/PM 转换和 AM/AM 转换对传输信号的综合作用，输出信号为

$$V(t) = a_1 \sum_{i=1}^n V_i \cos[w_0 t + \Omega_i t + \theta] + a_3 \left\{ \sum_{i=1}^n V_i \cos[w_0 t + \Omega_i t + \theta] \right\}^3 \quad (2-30)$$

而

$$\begin{aligned} \theta &= C_0 \bar{U}^2(t) \\ &= C_0 \sum_{i=1}^n U_i^2 + C_0 \sum_{i=1}^n \sum_{j \neq i} U_i U_j \cos(w_i - w_j) \end{aligned} \quad (2-31)$$

若令

$$\begin{aligned}
V_1(t) &= a_1 \sum_{i=1}^n U_i \cos[w_0 t + \Omega_i t + \theta] \\
&\quad \theta \ll 1 \\
&= a_1 \sum_{i=1}^n U_i [\cos(w_0 t + \Omega_i t) - \theta \sin(w_0 t + \Omega_i t)] \\
&= a_1 \sum_{i=1}^n U_i \cos w_i t - a_1 \theta \sum_{i=1}^n U_i \sin w_i t \\
&= a_1 \sum_{i=1}^n U_i \cos w_i t - a_1 C_0 \sum_{i=1}^n U_i^2 \sum_{j=1}^n U_j \sin w_j t \\
&\quad - a_1 C_0 \sum_{i=1}^n \sum_{j \neq i} U_i U_j \cos(w_i - w_j) \cdot \sum_{i=1}^n U_i \sin w_i t \\
&= a_1 \sum_{i=1}^n U_i \cos w_i t - a_1 C_0 \sum_{i=1}^n U_i^2 \sum_{i=1}^n U_i \sin w_i t \\
&\quad - \frac{1}{2} a_1 C_0 \sum_{i=1}^n U_i \sum_{i=1}^n \sum_{j \neq i} U_i U_j [\sin(2w_i - w_j) t + \sin w_i t] \quad (2-32)
\end{aligned}$$

由该式可以看出，在系数 a_1 和附加相位 θ 的作用下除输出基波信号外，还会产生与基波信号相移 90° 的畸变分量（第二项），以及交调分量 $(2w_i - w_j)$ 。但是，这时的交调分量与幅度非线性产生的交调分量在相位上相差 90° 。

在式 (2-30) 中，若令

$$\begin{aligned}
V_3(t) &= a_3 \left\{ \sum_{i=1}^n U_i \cos[w_0 t + \Omega_i t + \theta] \right\}^3 \\
&= a_3 \left\{ \sum_{i=1}^n U_i \cos[w_i t + \theta] \right\}^3 \quad (2-33)
\end{aligned}$$

我们从式 (2-6)、(2-7)、(2-8) 可以得到，由系数 a_3 （将 a_3 看作是不随频率变化的）形成的失真产物落到频带以内的各项有：

$(w_i t + \theta)$ 型：

$$\left[\sum_{i=1}^n \frac{3}{4} a_3 U_i^3 + \frac{3}{2} a_3 U_i \sum_{i=1, j \neq i}^n U_j^2 \right] \cos(w_i t + \theta) \quad (2-34)$$

[$(2w_i - w_j) + \theta$ 型]:

$$\sum_{i=1}^n \sum_{j \neq i}^n \frac{3}{4} a_3 U_i^2 U_j \cos[(2w_i - w_j) t + \theta] \quad (2-35)$$

[$(w_i + w_j - w_k) + \theta$ 型]:

$$\sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n \sum_{k=1}^n \frac{3}{2} a_3 U_i U_j U_k \cos[(w_i + w_j - w_k) t + \theta] \quad (2-36)$$

现在将式(2-31)代入式(2-34)、(2-35)、(2-36), 经过化简整理后得到:

基波信号:

$$\left[a_1 \sum_{i=1}^n U_i + \sum_{i=1}^n \frac{3}{4} a_3 U_i^3 + \frac{3}{2} a_3 U_i \sum_{j \neq i}^n U_j^2 \right] \cos w_i t \quad (2-37)$$

幅度非线性产生的交调失真分量:

$$\sum_{i=1}^n \sum_{j \neq i}^n \frac{3}{4} a_3 U_i^2 U_j \cos(2w_i - w_j) \quad (2-38)$$

幅度非线性产生的三阶差拍分量:

$$\sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n \sum_{k=1}^n \frac{3}{2} a_3 U_i U_j U_k \cos(w_i + w_j - w_k) \quad (2-39)$$

幅度非线性和相位非线性综合作用的产物:

$$1) \quad \left\{ -a_1 c_0 \sum_{i=1}^n U_i \sum_{i=1}^n U_i^2 - \left[\sum_{i=1}^n \frac{3}{4} a_3 U_i^3 + \frac{3}{2} a_3 U_i \sum_{j \neq i}^n U_j^2 \right] c_0 \sum_{i=1}^n U_i^2 \right. \\ \left. - \sum_{i=1}^n \sum_{j \neq i}^n \frac{3}{4} a_3 U_i^2 U_j \cdot \frac{c_0}{2} \sum_{i=1}^n \sum_{j \neq i}^n U_i U_j \right\} \sin w_i t \quad (2-40)$$

$$2) \quad \left\{ -\frac{a_1 c_0}{2} \sum_{i=1}^n U_i \sum_{i=1}^n \sum_{j \neq i}^n U_i U_j - \left[\sum_{i=1}^n \frac{3}{4} a_3 U_i^3 + \frac{3}{2} a_3 U_i \sum_{j \neq i}^n U_j^2 \right] \right.$$

$$\cdot \frac{c_0}{2} \sum_{i=1}^n \sum_{j \neq i}^n U_i U_j \left\} \sin w_j t \right. \quad (2-41)$$

3)
$$\left\{ -\frac{a_1 c_0}{2} \sum_{i=1}^n U_i \sum_{l=1}^n \sum_{j \neq i}^n U_l U_j - \left[\sum_{i=1}^n \frac{3}{4} a_3 U_i^3 + \frac{3}{2} a_3 U_i \sum_{j \neq i}^n U_j^2 \right] \cdot \frac{c_0}{2} \sum_{i=1}^n \sum_{j \neq i}^n U_i U_j - \sum_{i=1}^n \sum_{j \neq i}^n \frac{3}{4} a_3 U_i^2 U_j \cdot C_0 \sum_{i=1}^n U_i^2 \right\} \sin(2w_i - w_j) \quad (2-42)$$

4)
$$\left\{ -\sum_{i=1}^n \sum_{j \neq i}^n \frac{3}{4} a_3 U_i^2 U_j \cdot \frac{C_0}{2} \sum_{i=1}^n \sum_{j \neq i}^n U_i U_j \right\} \sin(3w_i - 2w_j) \quad (2-43)$$

5)
$$\left\{ -\sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n \sum_{k=1}^n \frac{3}{2} a_3 U_i U_j U_k \cdot C_0 \sum_{i=1}^n U_i^2 \right\} \sin(w_i + w_j - w_k) \quad (2-44)$$

6)
$$\left\{ -\sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n \sum_{k=1}^n \frac{3}{2} a_3 U_i U_j U_k \cdot \frac{C_0}{2} \sum_{i=1}^n \sum_{j \neq i}^n U_i U_j \right\} \sin(2w_i - w_k) \quad (2-45)$$

7)
$$\left\{ -\sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n \sum_{k=1}^n \frac{3}{2} a_3 U_i U_j U_k \cdot \frac{C_0}{2} \sum_{i=1}^n \sum_{j \neq i}^n U_i U_j \right\} \sin(2w_j - w_k) \quad (2-46)$$

综上所述，我们可以得出如下结论：

- 1) 经过非线性功率放大器以后输出的基波分量、幅度非线性的三阶交调和三阶差拍分量与以前的分析结果是一致的。
- 2) AM/AM 转换与 AM/PM 转换的综合作用产生的畸变分量很多，既有对应于基波相移 90° 的分量，也有三阶交调、三阶差拍分量等。以上分析中仅考虑失真系数 a_1 和 a_3 ，各个畸变分量中含有因子 $a_1 C_0$ 或 $a_3 C_0$ 表明是 AM/AM 和 AN/PM 转换共同作用的结果。
- 3) 因为多载波输入信号的包络与频率有关，所以在系数 a_1 、 C_0 的作用下产生了三阶交调 $(2w_i - w_j)$ 干扰分量；同样的道理，在 a_3 、 C_0 的作用下出现了五阶交调 $(3w_i - 2w_j)$ 干扰分量。这就是非线性对传输信号的频谱扩展效应。

4) 如果系数 a_1 和 a_3 的相位相反, 那么因子 $a_1 C_0$ 和 $a_3 C_0$ 的符号相反, 相应的各项是相互抵消的。

需要注意的是, 在各个对应的频率点上, AM/PM 转换产生的干扰分量与 AM/AM 转换产生的干扰分量在相位上相差 90° , 即两个矢量是正交的。若要求两个正交矢量的合成, 设

$$\begin{aligned} V &= |V_1| \cos \omega t + |V_2| \cos(\omega t + 90^\circ) \\ &= |V| \cos(\omega t + \psi) \end{aligned} \quad (2-47)$$

其中

$$|U| = \sqrt{|V_1|^2 + |V_2|^2} \quad (2-48)$$

$$\psi = \tan^{-1} \frac{|V_2|}{|V_1|} \quad (2-49)$$

因此, 其合成矢量的表达式为

$$V = \sqrt{|U_1|^2 + |U_2|^2} \cos\left(\omega t + \tan^{-1} \frac{|U_2|}{|U_1|}\right) \quad (2-50)$$

它与两个矢量之间的关系见下图:

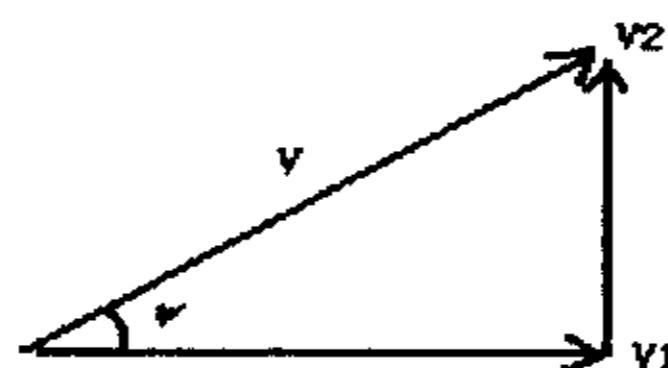


图 2-4 两个正交矢量的合成

如果我们知道某一频点上 AM/PM 和 AM/AM 转换分别产生的畸变分量, 就可以应用式 (2-48)、(2-49) 计算出它们合成信号的幅度和相位, 并代入式 (2-50) 就得到其解析表达式。

由此可见, 用双载波法测试交调失真信号的幅度, 实际上是 AM/PM 和 AM/AM 转换分别产生的两个交调失真分量的合成信号的幅度。

第三章 微波功率放大器的线性化技术

为了消除微波功率放大器的非线性失真，必须采用一些可靠的线性化技术。提高放大器线性度最简单的方法是将放大器工作在甲类，并降低工作电平，直到得到所要求的线性度，即功率回退法。

在典型的甲类功率放大器中， n 阶交调分量输出功率随输入功率变化为 $n \text{ dB}/\text{dB}$ ，而线性输出变化为 $1 \text{ dB}/\text{dB}$ 。所以少许的功率回退可以使 IM 产物大幅压缩，特别是对高阶产物。功率回退技术常用于低功率电路中，也可用于 UHF TV 发射机中。这项技术简单易行，但效率低，并且，RF 晶体管的选用要留有一定回退容量。对线性要求较高的系统，功率回退技术则难以满足要求，需要采用更复杂的线性化技术。

目前主流的线性化技术主要有三大类，即反馈技术、前馈技术与预失真技术，下面就简单介绍一下这些技术的原理及其发展。

3.1 反馈技术

将 RF 输出信号直接反馈到输入端，通过反馈来达到对 IM 产物的抑制，即 RF 直接反馈法，常用于低功率放大器，其应用受到工作频率和输出功率的很大限制，反馈环上的有限时延限制了带宽^[5]，而且，这种方法难以实现多级反馈。在更高电平上，反馈网络耗散很大，不得不使用高功率电阻，增加了成本和结构复杂性。另外，UHF 频段上单个 RF 放大器仅有约 10dB 的增益，通过直接反馈，减少增益来提高 IMD 必然要受到一定限制。

调制反馈技术是利用检波或解调来恢复基带调制信号和功放输出信号，然后利用基带信号与输出信号之间的误差来校正放大器的驱动或控制信号。简单的调制反馈系统一般仅仅是幅度反馈，较高级的系统则幅度和相位都需要校正。跟直接反馈相比，由于调制反馈系统反馈到输入端的信号是用于调制，所以，在反馈程度比较深的情况下，仍然可以得到稳定的工作点。调制反馈技术具体的实现方法有很多，如包络反馈技术、包络抵消与恢复技术、极化环技术、笛卡儿环技术等等。

包络反馈技术^[6]是校正 AM-AM 失真的一项比较简单的技术，在 TDMA

发射机的 AGC 环中，有时使用这种技术来补偿功率放大器的增益变化和控制脉冲整形。图 3-1 给出了包络反馈系统的一般结构。可以看到，功率放大器输出的 AM 分量通过检波器被解调出来，并反馈到差分放大器中，与被检波后的输入信号样本作比较；误差信号（即放大器的 AM 失真）被放大、滤波后，再对功率放大器的驱动级进行调制，从而对功率放大器输出的幅度分量进行了校正。

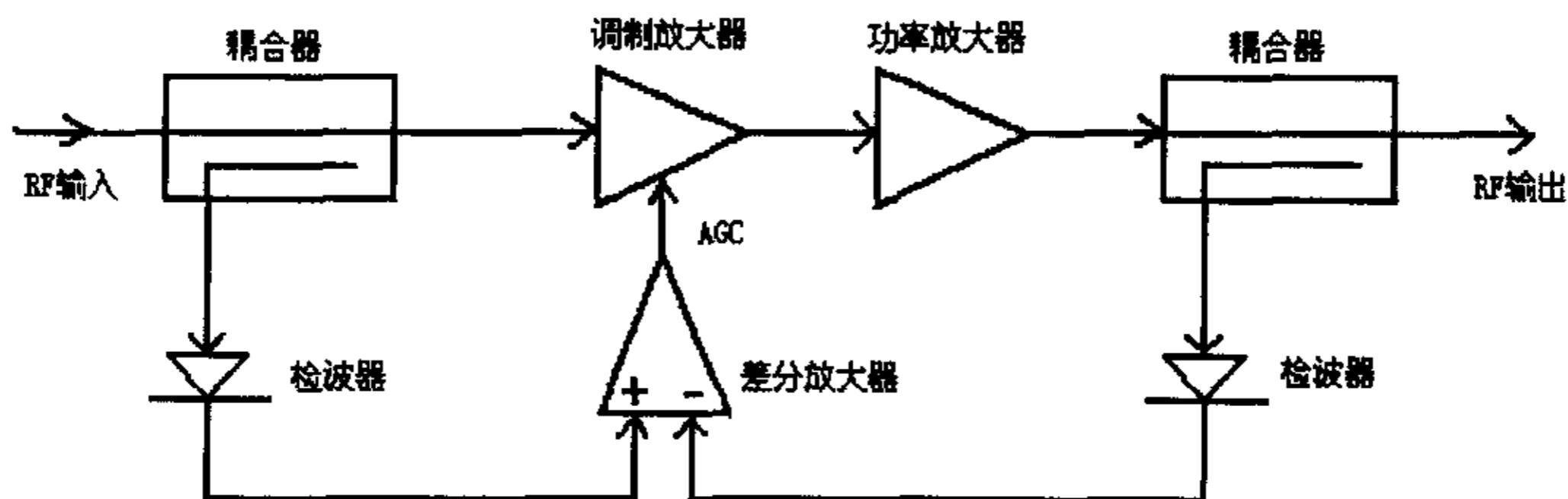


图 3-1 包络反馈

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

包络消去与恢复技术 (EE&R)^[7] 起初是用在 SSB 和 TV 发射机中，如图 3-2 所示，利用检波器和限幅器，RF 输入信号被分别分成幅度和相位分量，相位分量在丙类放大器中被放大。在电子管设计中，幅度分量常被用来进行末级调制；而在固态电路中，幅度分量则可以通过 PWM 调制器直接加在丙类放大器上。由于 RF 功率放大器工作在丙类，可以得到非常高的效率，典型值：效率大于 50%，IM3 失真抑制约 -30 dBc。但是，限幅器的非理想性和调制器的 AM-PM 转换等因素都将影响放大器输出的失真产物，有时会产生附加的高阶产物。

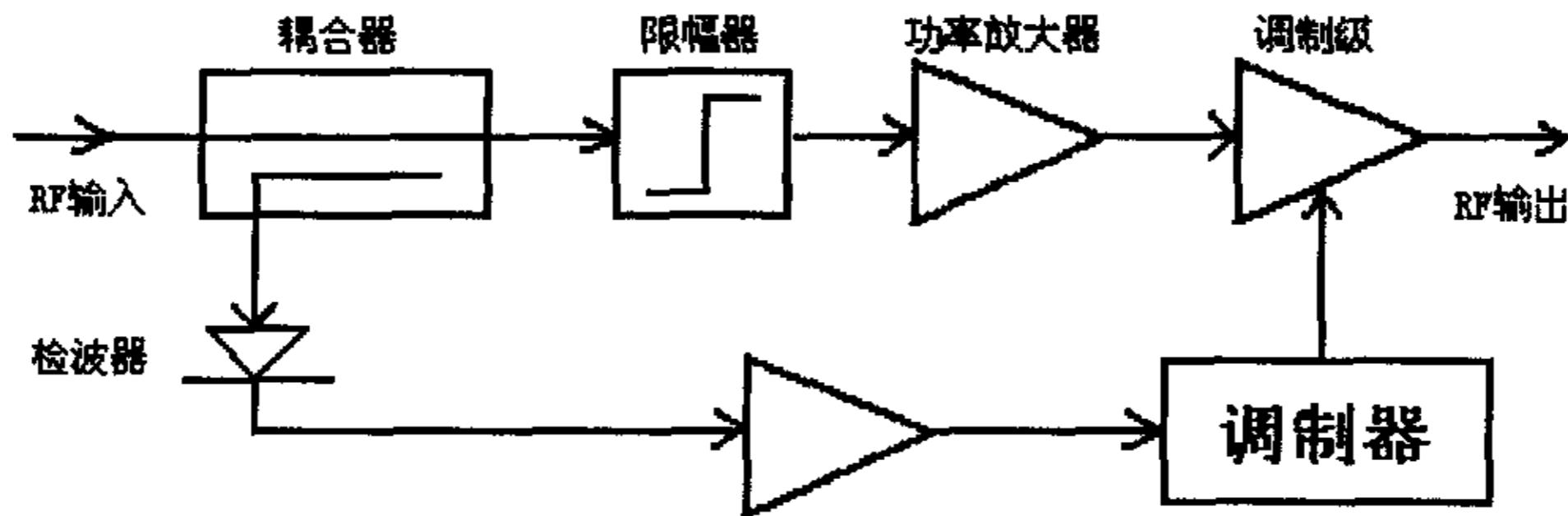


图 3-2 包络消去与恢复

极化环^[8]（Polar loop）与 EE&R 有某种程度上的类似，RF 信号也被分解成幅度和相位分量。不过，极化环要更复杂些，它要用到幅度和相位调制反馈。如图 3-3 所示，极化环系统实际上也是包络反馈系统的一种扩展形式，它不仅通过一个 AGC 环对功率放大器的幅度失真进行校正，它还通过鉴相器（PD）和压控振荡器（VCO）构成的锁相环（PLL）来保持放大器稳定的相位转移特性。极化环系统的平均效率大于 40%，IM3 约 -50dBc 左右，若使用性能非常好的晶体管，效率还可达到 50% 以上。极化环技术已经被用在高功率的商业中波发射机中，若在要求的带宽上降低假响应电平，并有足够的反馈，则它还可用在 VHF 和 UHF 高效多载波放大器中。不过，由于反馈环路中视频电路带宽的限制，它通常应用在单载波系统中。

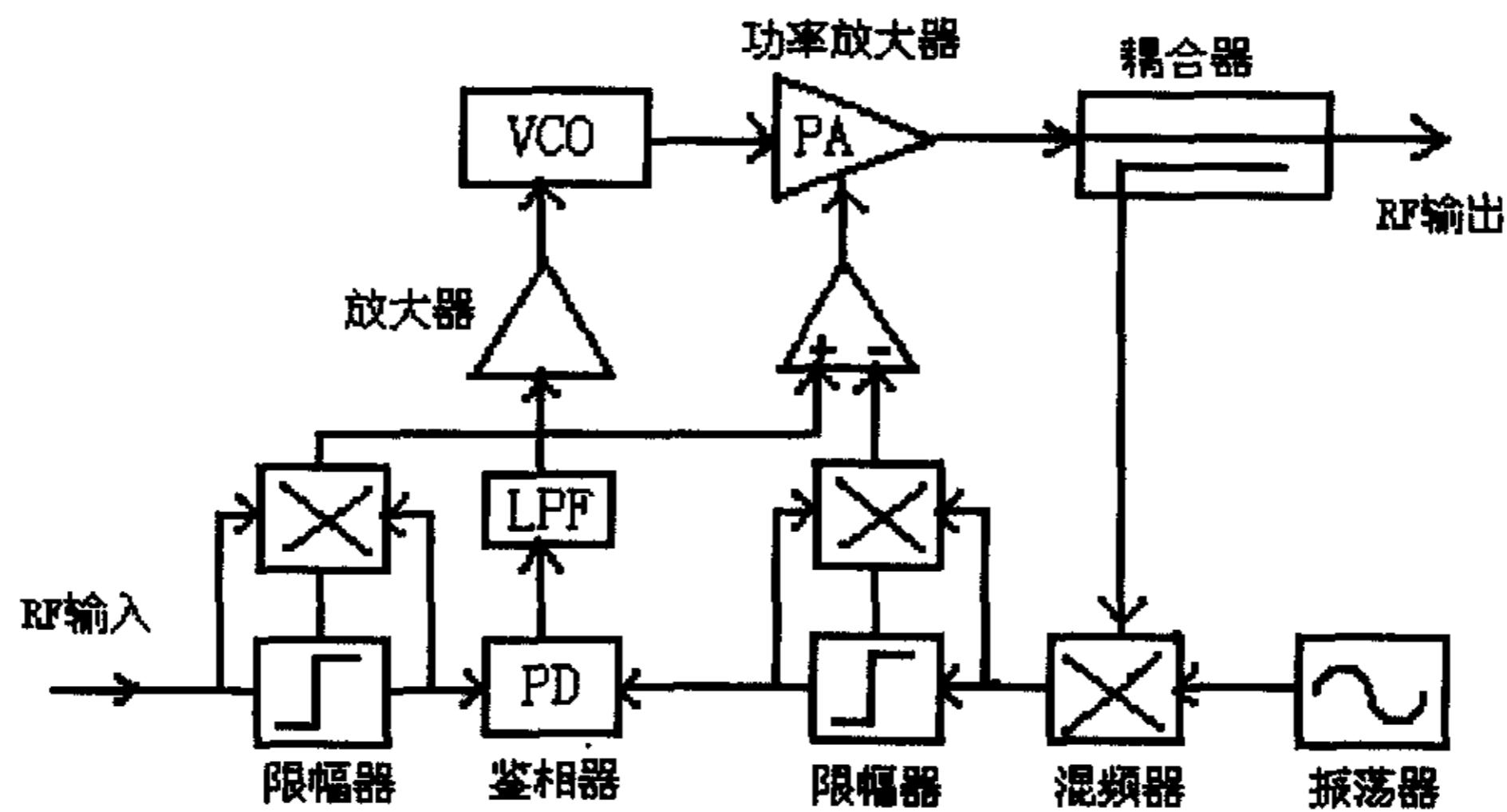


图 3-3 极化环

笛卡儿环^[9]在上世纪九十年代逐渐流行起来，已经有大量相关产品，其与极化环的差异在于其输入的是基带信号，而非 RF 信号，因而它可视为线性化发射机而不仅仅是放大器。如图 3-4 所示，基带 I/Q 输入信号通过差分放大器加在了正交的 I/Q 调制器上，再通过功率放大级输出。然后，一部分 RF 输出信号经过衰减和正交的 I/Q 解调器解调后又反馈到输入端，与基带输入信号比较而生成 I/Q 调制器的驱动信号。本振频率源产生的本振信号分成了两路，分别加到主路和反馈支路上，并工作在信道的中心频率上。与极化环相比，这种系统的好处在于 I/Q 两个正交信道有良好的匹配，并且增益和带宽对称。使用先进的射频和软件技术，极化环系统的可以达到>45dB 的镜像抑制和>50dB 的载波抑制。在有限的带宽上，实际系统的线性度可以提高到 45dB 以上。在最初的设计中，基带 I/Q 信号通过相移网络来得到，随着廉价 DSP 芯片的发展，利用 DSP 芯片，可以更容易地生成幅度和相位准确匹配的 I/Q 信号。甚至，利用 DSP 芯片，可以对 I/Q 信号进行预失真，从而弥补了 RF 电路中的不足。

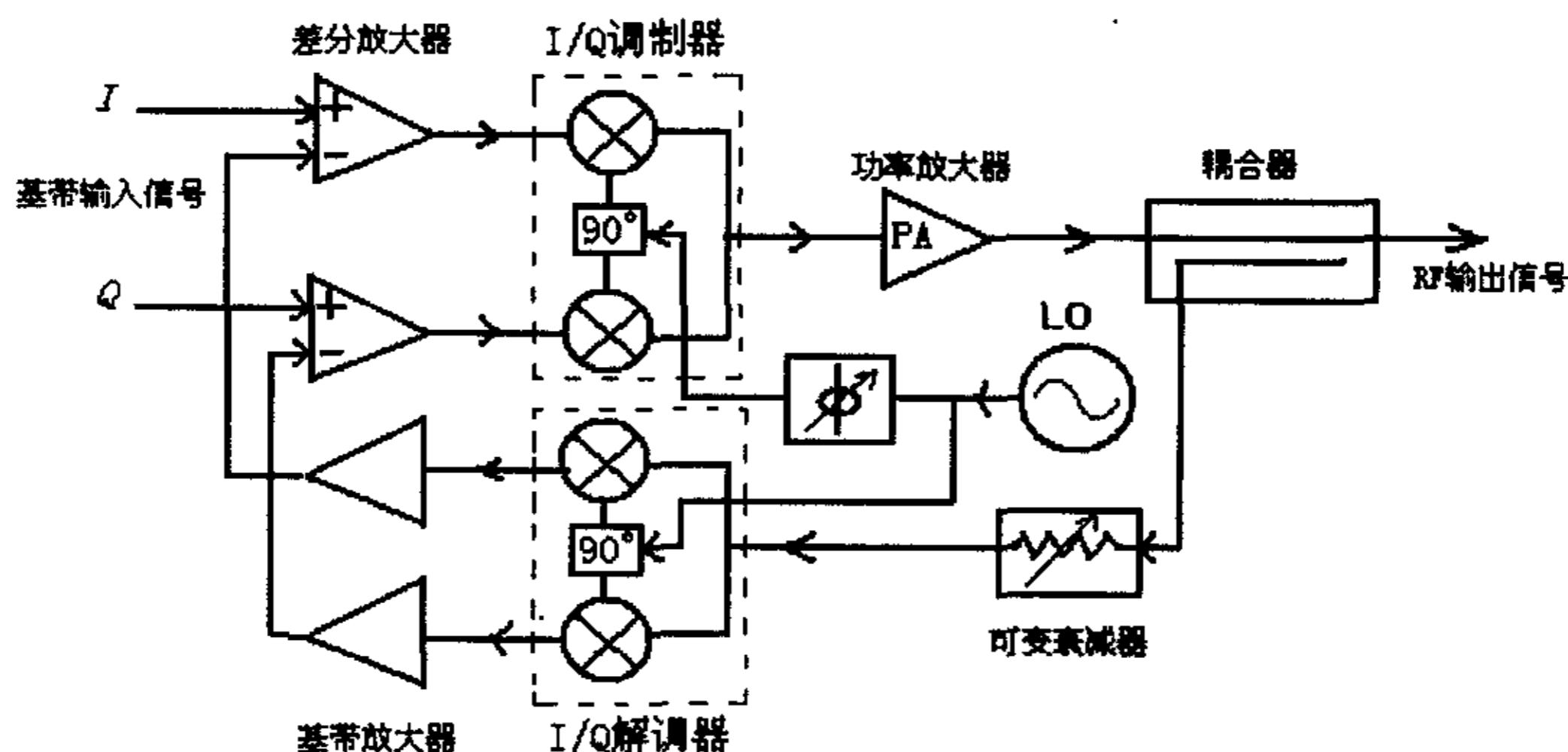


图 3-4 笛卡儿环线性化系统

3.2 前馈技术

前馈技术^[10-12]比反馈技术提出的早，是一种宽带线性化技术，也是蜂窝

通信和 PCS 基站的 AMPS, TDMA, GSM 多载波系统, 以及 IS-95 单载波放大系统常用的线性化技术。前馈技术基本原理是通过将主功率放大器产生的失真信号样本前馈到放大器输出端, 来大量抵消放大器输出端的失真信号, 具体结构与原理如图 3-5 所示。前馈系统一般有两个环路, 在信号抵消环中, 未失真的参考信号 (A) 与主放大器的输出失真信号 (B) 相减得到信号失真分量 (C)。失真分量 (C) 在失真抵消环中经过辅助放大器放大后反相叠加到主输出回路, 从而抵消了功率放大器的失真, 得到所需要的信号 (D)。

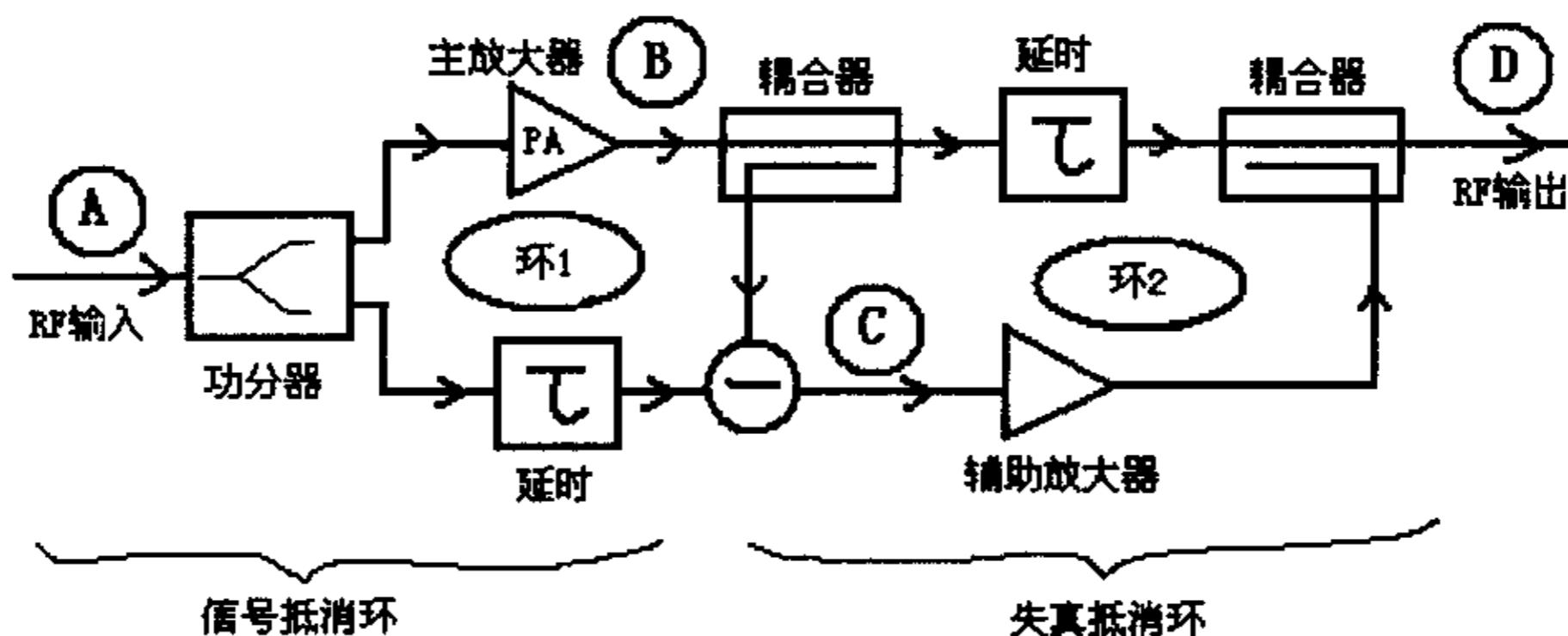


图 3-5 前馈系统基本原理

前馈技术具有较高的线性化能力, 通常一次前馈抵消, 可以得到 20~30dB 的线性改善, 理论上它可以对所有假响应^[3]进行抑制。前馈技术的另一大特色就是前馈放大器噪声系数主要由辅助放大器决定, 通常辅助放大器放大的信号电平不是很高, 其产生的噪声要小的多, 因此, 在没有改善主放大器噪声特性的情况下, 前馈系统仍然具有良好的噪声性能。另外, 前馈系统的抵消还可以在很大的动态范围内进行。

3.3 预失真技术

预失真技术^[13]是一项通过产生输入信号的互补信号, 来消除 RF 功放的非线性失真的线性化技术。在 TV 发射机 (中频预失真) 及 TWT 放大器 (RF 预失真) 中已经成功地运用预失真技术来校正三阶交调失真。

预失真技术本身是比较稳定可靠的, 但简易预失真器的开环状态, 无法补偿温度变化等外部影响, 除非使用一定的调节系统。虽然预失真技术能够对幅度和相位进行校正, 但它主要是对 AM-PM 转换进行校正。预失真技术

也可以作为闭环系统（如反馈系统）的一种补充，来弥补闭环系统的一些不足。预失真技术可分为 RF 预失真技术与基带预失真技术两类。

增益和相位补偿方法就是一种 RF 预失真技术，如图 3-6 所示，将压控衰减器（或放大器）和移相器放在信号输入通路上，然后利用 RF 信号包络进行动态调节，来消除与输入信号电平相关的功率放大器幅度（AM-AM）和相位（AM-PM）转换失真。若信号处理器件带宽是调制带宽的 10 倍左右，则系统可以工作在一个很宽的频带上。增益和相位补偿系统的三阶交调产物抑制典型值可达 10dB，但由于校正系统的开环，抑制效果还要随温度、放大器增益的变化而受到影响，因而需要外加某些调节控制电路。增益和相位补偿的抑制性能还要受到检波跟踪和控制特性的影响。

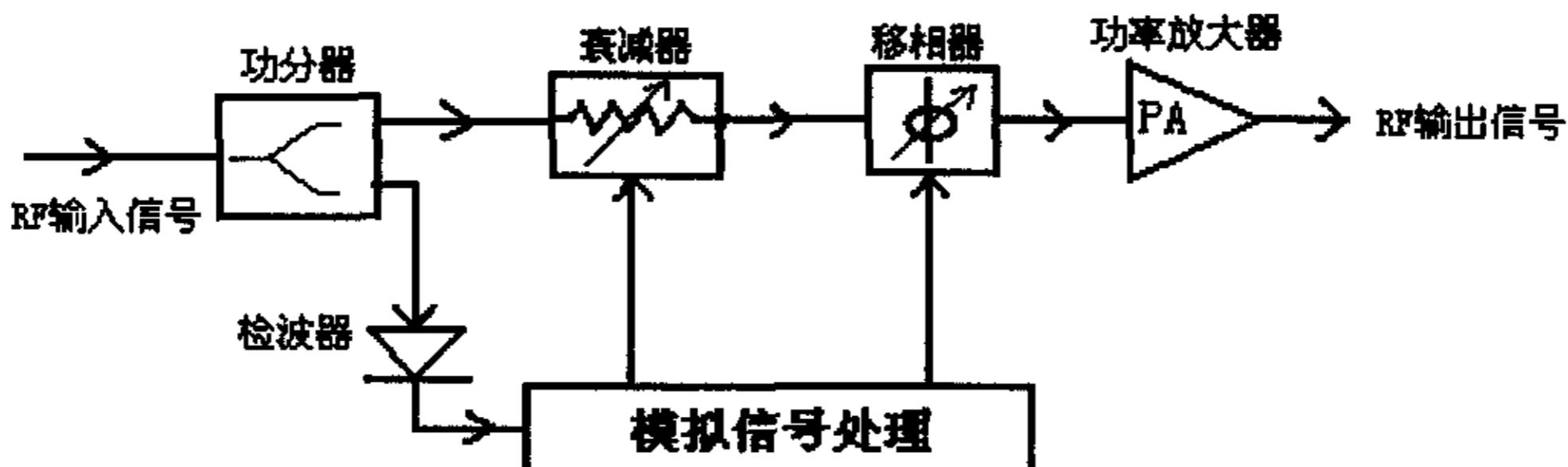


图 3-6 预失真（幅度与相位补偿）

另一个 RF 预失真方法是使用非线性放大器（NLG）产生交调失真互补信号，来抵消功率放大器失真。这种技术有几种实现途径：最简单的一种是在信号主通路上放置二极管或晶体管（常为 GaAs）网络来校正三阶失真。较复杂的一种是利用具有相同失真特性的低功率晶体管做成非线性发生器，运用此非线性发生器对主放大器进行前馈预失真。在实际应用中，这种方法要复杂的多，因为它必须要抵消掉 NLG 输入的 RF 信号，仅留下失真信号，而且它还要对主路和支路的幅度、相位以及时延进行匹配。保守估计，这种方法的三阶交调产物抑制可达 15dB，但若想对三阶交调产物抑制最大，则高阶产物可能得不到抑制甚至会增加。反之，若想使高阶产物得到抑制，则会降低三阶及五阶产物的抑制能力。同样，此系统也要受到温度和增益变化的影响，也需要一定的调节控制电路。

基带预失真^[14]是利用 DSP 芯片对上变频前的基带信号（模拟或数字）进

行预失真。预失真器利用查询表（look-up table）将 I/Q 输入信号变换成新的预失真信号。这种方法可以达到非常好的性能，但需要好几兆比特的存储空间。此方法对各种变化也能逐渐收敛并作相应调整。在基带预失真技术中，基于增益的基带预失真是利用包络电平，通过插值的方法来修正复杂的输出信号；基带模拟预失真是对由 DSP 芯片控制的模拟电路基带信号进行预失真。

各种线性化技术都有其优点和不足之处，表 3-1 列出了其优缺点的比较结果。

表 3-1 线性化技术的各种性能比较一览表

线性化技术	RF 带宽	线性提高程度	效 率	复杂程度/风险
功率回退	宽	好	低	低
RF 直接反馈	窄 → 一般	弱	低	一般
包络反馈	一般	低	一般	低
包络消去与恢复	窄	一般	高	一般
极化环	窄 → 一般	高	高	高
笛卡儿环	窄 → 一般	高	高	一般 → 高
前馈（无调节网络）	宽	一般	低	一般
前馈（有调节网络）	宽	高	低	高
基带预失真	一般 → 宽	一般	高	一般 → 高
非线性发生器	一般 → 宽	低	高	一般 → 高
增益和相位补偿	一般 → 宽	低	高	一般

一般说来，各种线性化方法大体都可以归成两大类^[15]，即开环或闭环技术。各种反馈等都可看成是闭环系统，它们具有很高的线性化能力，可以在满足一定频谱抑制的同时，得到较好的功率输出和效率，但由于受到调制带宽的严重限制，通常局限在单载波系统的设计中。预失真技术则可看成开环

系统，它没有闭环系统的校正精度，但它能够处理的多载波信号调制带宽非常宽，也不存在制约闭环系统固有的稳定性问题。并且其实现简单，成本较低，适合于在便携式系统等要求廉价且容量大的通信系统中使用。

而前馈系统不仅可以得到与闭环系统相当的线性化能力，而且还具有开环结构的稳定和宽带，是一种性能较好的线性化技术。不过，前馈系统的校正环中需要辅助的功率放大器，所以总的效率比较低；而且前馈系统还要求一定的增益和相位追踪调节电路。总的说来，前馈系统具有很多其他线性化技术不能比拟的优点，非常适合在无线通信系统基站射频单元的使用。因此，本文的工作就是采用前馈线性化技术实现微波功率放大器的高线性化，从而满足 3.5GHz 固定无线接入系统中心站射频单元的需要。

第四章 3.5GHz 功率放大器的电路仿真与实验研究

4.1 3.5GHz 功率放大器的主要技术指标

功率放大器的技术指标，除工作频带、增益、驻波比和效率外，主要指标是功率放大器的功率输出以及对信号的非线性失真。表征功放的功率输出和线性度的指标分别是 1dB 压缩点输出功率 P_{1dB} 和三阶交调系数 IM_3 ，如图 4-1 所示。

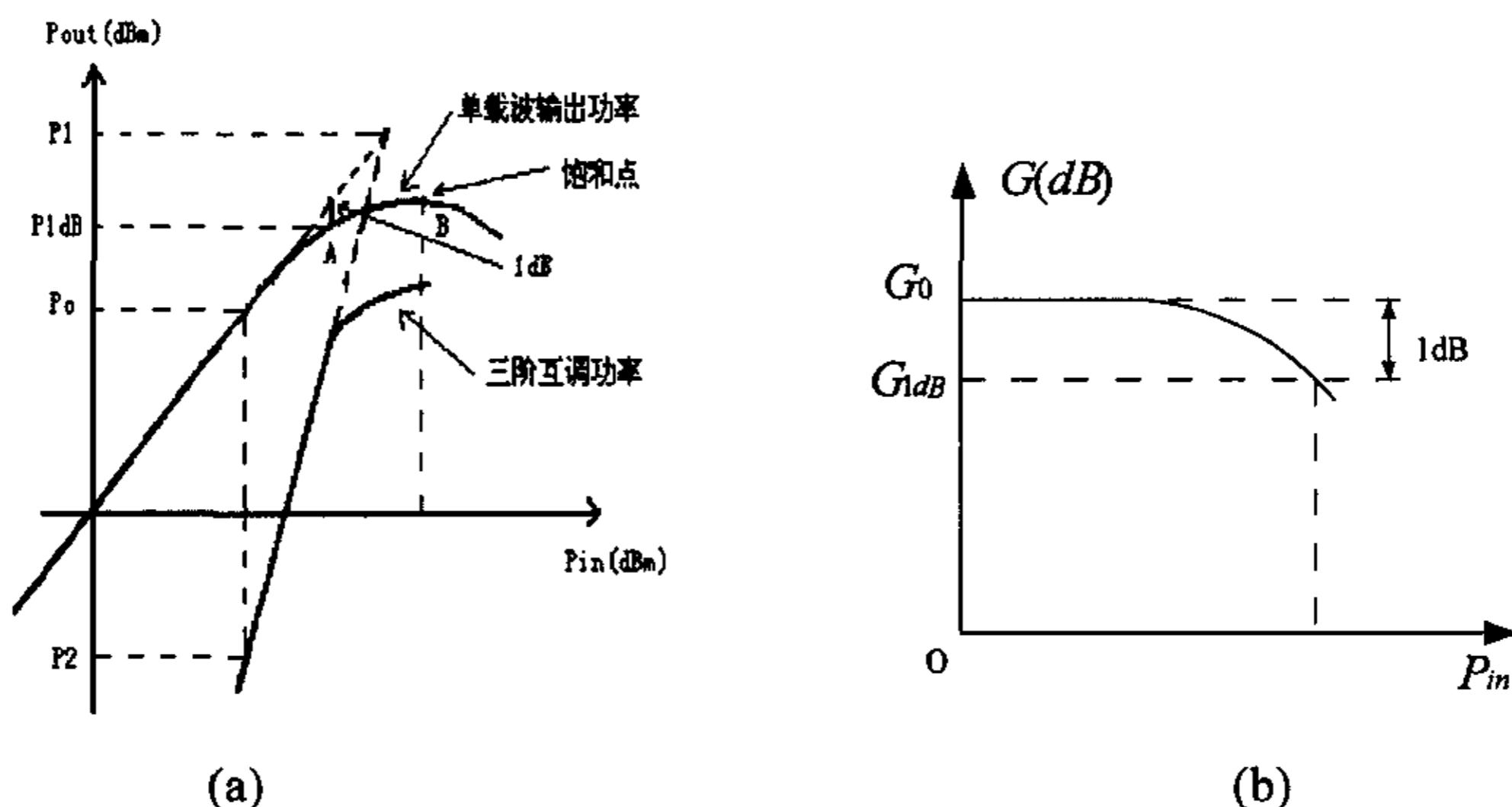


图 4-1 功放的输入输出与互调特性

(a) 1dB 压缩点输出功率 P_{1dB}

图 4-1(a)是功率放大器输出功率与输入功率的关系曲线。当输入功率较小时，输出功率与输入功率的比值是一个常数，即为线性关系。所以功率放大器在小信号工作时，其增益与输入功率大小无关。但随着输入功率的增大，输出功率与输入功率的比值将减小，即出现增益压缩现象，他们的关系曲线逐渐弯曲，如图 4-1(b)所示。当输入功率加大到某一数值时，放大器的输出功率达到最大，以后就开始下降，这一点就称为功率放大器的饱和点，如图 (a)中 B 点所示。很显然，如果微波功率放大器工作在饱和点附近就会出现严重的非线性失真。

当微波功率放大器增益比小信号的线性增益低 1dB 时，这一点通常称为 1dB 压缩点，见图 4-1(a) 中 A 点，此时的增益称为 1dB 压缩点增益，记做 G_{1dB} 。对于该点的输出功率称为 1dB 压缩点输出功率，记做 P_{1dB} 。

(b) 三阶交调系数 IM_3

放大器在大功率时呈现非线性，如果有两个相近的频率 w_1 和 w_2 信号，通过放大器，则将产生新的组合频率，一般表示为 $m w_1 \pm n w_2$ ，最靠近 w_1 和 w_2 的频率分量为 $2w_1 - w_2$ 和 $2w_2 - w_1$ ，由于这两个频率分量在放大器的通带内难于滤除，故以它们的幅度与基波幅度之比值衡量放大器非线性失真的程度。一般称 $2w_1 - w_2$ 及 $2w_2 - w_1$ 两个频率分量的幅度为三阶交调幅度，定义三阶交调系数 IM_3 用分贝表示式^[16]

$$IM_3 = 20 \lg \frac{\text{三阶交调幅度}}{\text{基波幅度}} \text{ dBc} \quad (4-1)$$

一般对线性都要求较高的系统， IM_3 抑制需达到 40dBc 以上。

按照指标要求以及第三章介绍的前馈放大器基本原理，本章将主要设计两个 3.5GHz 功率放大器，分别作为下一章 3.5GHz 前馈放大器的主功率放大器和失真抵消环路中的辅助放大器（参见图 3-5），具体设计指标如下：

主功率放大器输出级的设计指标：

工作频率范围：	3500~3530 MHz
1dB 压缩点输出功率：	>31 dBm
三阶交调分量：	< -20 dBc @ P_{1dB}
小信号增益：	> 9dB
输入驻波：	<1.5

辅助功率放大器输出级的设计指标：

工作频率范围：	3500~3530 MHz
1dB 压缩点输出功率：	>28 dBm

三阶交调分量: < -20 dBc @ P_{1dB}

小信号增益: > 11dB

输入驻波: <1.5

4.2 GaAs 场效应晶体管^[16]

微波功率晶体管是微波功率晶体管放大器的心脏，它对放大器的性能有着重大影响。因此，在对微波功率晶体管放大器进行研究之前，都应对微波功率晶体管的特性有一定程度的了解。本节就简单介绍一下 3.5GHz 功率放大器需使用的 GaAs 场效应晶体管的基本原理和相关参数。

(1) 微波 GaAs MES FET 的结构和工作原理

微波场效应晶体管是在砷化镓半绝缘材料衬底上制作的 N 沟道金属一半导体场效应晶体管，即 GaAs MES FET，也叫肖特基势垒场效应晶体管。

GaAs MES FET 结构示意图如图 4-2 所示。衬底材料是具有高电阻率的本征砷化镓，在衬底上生长一层 N 型外延层，称为有源层沟道，在沟道上方制作源极、栅极和漏极。源极 (S) 和漏极 (D) 的金属与 N 型半导体之间形成欧姆接触，而栅极 (G) 的金属与 N 型半导体之间形成肖特基势垒。图中 L 为栅长，沿垂直纸面的方向为栅宽 W (图中未标示出)，a 为外延层厚度，此层厚度极薄，一般 $L/a \approx 3$ ，MESFET 的工作特性对沟道厚度特别敏感。

微波 FET 的工作原理与普通场效应晶体管相同，它是一个电压控制器件。当栅极之间加负压 V_{gs} 时，则肖特基势垒区（耗尽层）变宽，使 N 沟道变薄。由于漏源之间加正压 V_{ds} ，有多数载流子（电子）从源极经栅极下的沟道漂移到漏极，形成漏极电流 I_{ds} ，当沟道变薄时，相当于增大沟道电阻，使 I_{ds} 减小，因此控制栅压 V_{gs} ，可以灵敏地改变耗尽层宽窄，从而调制沟道厚度，达到最终控制 I_{ds} 的目的。

极限参数为：

最大漏源电压 V_{ds} : 7V

最大栅源电压 V_{gs} : -5V

最大漏电流 I_{ds} : 750 mA

最大通道温度 T_{ch} : 175 °C

由上述晶体管的电参数可知，选定 AMCOM 公司的 GaAs 功率场效应晶体管 AM072MX-QG 与 AM024MX-QG 进行 3.5GHz 功率放大器设计，可以满足上一节提到的设计指标。

4.3 3.5GHz 功率放大器的电路仿真

微波功率放大器的设计方法主要有大信号 S 参数设计法、等效负载牵引法、动态阻抗法等等。其中确定大信号阻抗较好的一种方法为等效负载牵引技术。在 3.5GHz 功率放大器的设计中，我们将主要根据 GaAs 功率场效应管的等效负载牵引数据来设计。

(1) 等效负载牵引技术^[16]

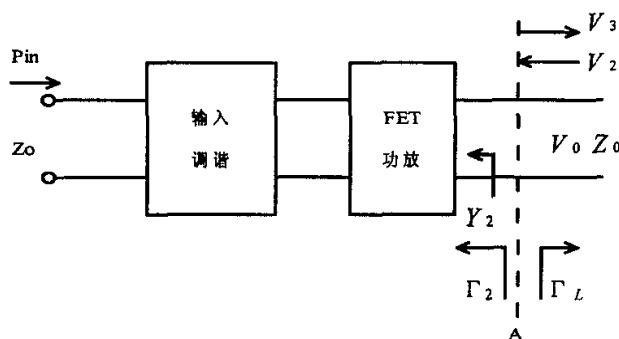


图 4-4 等效负载牵引法原理框图

图 4-4 表明了放大器的输出端参考面 A 入射波、反射波与负载导纳的关系。通过改变 FET 输出端反射波的大小和相位，模拟端接负载阻抗。图中 V_2 和 V_3 分别表示网络入射波和反射波复振幅，在参考面 A 处有

$$V_2 = \bar{V}_2 e^{j(\omega t + \theta)} \quad (4-5)$$

$$V_3 = \bar{V}_3 e^{j(\omega t + \theta)} \quad (4-6)$$

$$V_0 = V_2 + V_3 \quad (4-7)$$

向器件方向的反射系数为

$$\Gamma_2 = \frac{V_3}{V_2} = \frac{1}{\Gamma_L} \quad (4-8)$$

根据关系式

$$Y_2 = Y_0 \frac{1 - \Gamma_2}{1 + \Gamma_2} \quad (4-9)$$

求得

$$Y_L = -Y_2 = Y_0 \left(1 - \frac{2V_2}{V_0} \right) \quad (4-10)$$

式中 y_0 是测量系统的特性导纳； $V_0 = 2y_0V_2/(y_0 + y_2)$ 。上式表明，负载导纳是 FET 输出端反射电压的函数。在史密斯园图上，随着负载相位的改变，等功率线是一组椭圆轨迹。设计时可以根据等功率曲线选定 Γ_2 ，以便设计输出匹配网络。

进行等效负载牵引技术的实验装置比较复杂。目前也有采用动态阻抗匹配法，将晶体管与信号源、调配器、功率计等构成一简单测试系统，在一定的频率及输入电平下，调整工作点及调配器，使输出功率最大，效率又高，即在最佳负载状态下工作。然后用共轭替代法测出晶体管在此状态下的输入、输出阻抗，作为设计匹配网络的依据。

在本章的 3.5GHz 微波功率放大器的设计中，所选定的 GaAs 功率场效应管 AM072MX-QG 和 AM024MX-QG 的参数资料中分别给出了 1~6GHz 共六个频点的等效负载牵引数据，见表 4-1 与表 4-2。

表 4-1 AM072MX-QG 负载牵引数据

FREQ (GHz)	MAG[S22] INPUT	ANG[S11] INPUT	MAG OPT.LOAD	ANG OPT.LOAD
1	0.948	-165.969	0.818	-175.496
2	0.947	179.343	0.819	-170.93
3	0.946	170.876	0.82	-166.242
4	0.945	163.88	0.821	-161.37
5	0.943	157.352	0.832	-136.254
6	0.941	150.923	0.824	-150.834

表 4-2 AM024MX-QG 负载牵引数据

FREQ (GHz)	MAG[S22] INPUT	ANG[S11] INPUT	MAG OPT.LOAD	ANG OPT.LOAD
1	0.944	-117.011	0.538	-171.801
2	0.923	-160.672	0.538	-163.37
3	0.915	174.953	0.537	-154.478
4	0.911	156.352	0.535	-144.894
5	0.906	139.836	0.532	-134.386
6	0.902	123.994	0.528	-122.712

可以看到，上面表格所列的数据并没有直接给出我们所需要的频率为 3.5GHz 时的负载牵引数据，因此，利用上面的数据还不能直接准确的去设计 3.5GHz 功率放大器的匹配电路，必须做进一步的处理，计算出 3.5GHz 时的负载牵引数据。

根据插值理论，通过 Matlab 编程可以很方便的得到 GaAs 功率场效应晶

体管 AM024MX-QG 及 AM072MX-QG 在所需频带内的负载牵引数据，具体数值已列于表 4-3 和表 4-4 中。

表 4-3 通过 Matlab 计算得到的 AM072MX-QG 负载牵引部分数据

FREQ (GHz)	MAG[S22] INPUT	ANG[S11] INPUT	MAG OPT.LOAD	ANG OPT.LOAD
3.3	0.945	168.716	0.820	-164.803
3.4	0.945	168.008	0.820	-164.319
3.5	0.945	167.305	0.820	-163.833
3.6	0.945	166.609	0.821	-163.345
3.7	0.945	165.678	0.821	-162.855

表 4-4 通过 Matlab 计算得到的 AM024MX-QG 负载牵引部分数据

FREQ (GHz)	MAG[S22] INPUT	ANG[S11] INPUT	MAG OPT.LOAD	ANG OPT.LOAD
3.3	0.912	168.961	0.537	-151.686
3.4	0.912	167.056	0.536	-150.740
3.5	0.911	165.192	0.536	-149.787
3.6	0.911	163.365	0.535	-148.825
3.7	0.911	161.572	0.535	-147.856

(2) 匹配电路与偏置电路设计

如图 4-5 所示，功率放大器的输入匹配网络通常用来实现微波晶体管的输入端口与信号源之间的共轭匹配；输出匹配网络用来完成微波晶体管的输出端口与负载之间的最大功率匹配。当用等效负载牵引法测量得到了微波功

率晶体管的最佳负载阻抗和反射系数后，即可进行匹配网络的设计。匹配网络的基本结构形式与小信号放大器的匹配网络基本形式是一样的。对于微带匹配网络，按其电路结构形式可分为三种基本结构形式，即并联型匹配网络、串连型匹配网络和串—并联型匹配网络。本文主要采用并联型匹配结构^[17]来设计功率放大器匹配网络，所以下面就着重分析功率放大器并联匹配网络的设计。



图 4-5 单级功率放大器网络结构

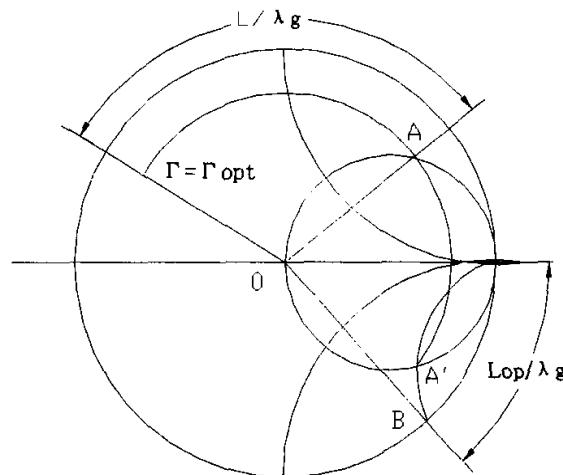


图 4-6 匹配网络设计

对于输出匹配应按最大功率输出设计，即从晶体管输出端口向负载看去的负载反射系数应为 Γ_{opt} 。因此，输出匹配网络就是完成到 Γ_{opt} 到 50Ω 的变换，如图 4-6 所示。将 Γ_{opt} 标在史密斯圆图上，由其所在的点沿等反射系数圆向源方向旋转，与匹配圆相交与 A 点和 A' 点。为了减小设计出的放大器的结构尺寸，选择 A 点进行设计。由圆图上即可得到输出匹配网络主线的归一化长度

L/λ_g 。A 点的反射系数就是 Γ_{op} 经线长 L 变换到负载端口上的反射系数 Γ_A ，如图中所示。为了匹配，负载端口应具有的反射系数为 Γ_A^* ，即 A' 点的反射系数。已知负载端口反射系数为零。因此，只要在负载端口外加一个 A' 点所对应的电纳即可。若此电纳用一段终端开路的并联支节来实现，则从导纳圆图中的短路点沿匹配圆向源方向旋转，与通过 A' 点的电纳线相交于 B 点，即可从圆图上求出支节线归一化长度为 L_{op} 。

输入匹配网络则可以根据共轭匹配方法，将测得的小信号 S 参数直接匹配到 50Ω ，从而使回波最小；也可以根据等效负载牵引法测得最佳输入反射系数来设计，将 S_{11} 通过圆图匹配到 50Ω ，提高输出功率。具体的设计方法跟上文的输出匹配设计方法类似，只不过对于 AM072MX-QG 地输入匹配，采用了双支节并联来达到更好的匹配效果。

对于功率放大器的驱动级与输出级的级联设计，通常有两种设计方法，一种是每级设计成各自带输入输出网络的单级放大器，级间用短线连接；另一种是级间用一个匹配网络直接匹配。由于第五章将要谈到的前馈放大器设计中，主功放驱动级与误差信号抵消环中辅助放大器输出级采用了相同的功率晶体管，为了简便，对于主功率放大器的级间匹配设计，本文采用了前一种设计方法。

晶体管功率放大器的工作状态有甲类、甲乙类、乙类、丙类几种，输入信号电平大小不同，非线性特性也不一致。所以微波功率放大器一般都必须加上偏压，以保证一定的工作状态。为此必须有偏置电路。偏置电路对微带电路的整体来说，属于辅助电路；但又必不可少。在设计偏置电路时，必须注意使其对主电路的微波特性影响尽可能小，即不应造成大的附加损耗、反射以及高频能量沿偏置电路的泄漏。同时应使其结构尽可能紧凑，不至于占很大的面积，避免造成全体电路在介质基片上排列的困难。本文设计的微波功率放大器偏置电路，主要由开路扇形结通过 $\lambda/4$ 高阻线并接到主线上，并在主线接入点处对微波信号形成开路特性，从而达到了高频扼流、直流供电的目的。

由于功率放大器加上了偏压，因此使得与其相连的微带线也有了直流或低频电位，如果整个微带线都连通，则整个电路都具有直流或低频电位。而

事实上有时要求上述具有直流和低频电位的部分必须和微带的其他部分隔开，因为微带的一直连通可能会通过微波信号发生器内部使微带线和接地板短路，从而使偏压源也短路。因此，一定的隔直装置是必要的，它使电路的一部分和其他部分直流隔开，但对微波信号的影响又必须尽可能小。隔直的方法有多种，在本文设计的功率放大器中，主要采用了 10pF 电容隔直的方法，结构简单，所占的长度对整个电路的安排影响很小。

按照上述设计方法，本文分别设计了 3.5GHz 主功率放大器以及辅助功率放大器的输出级电路，图 4-7 与图 4-8 给出所设计的电路结构。

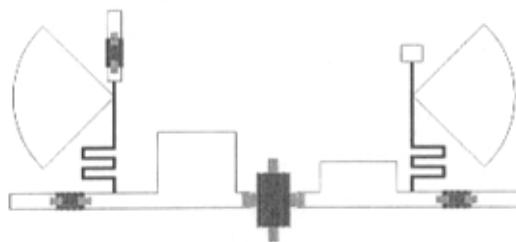


图 4-7 AM024MX-QG 电路结构图

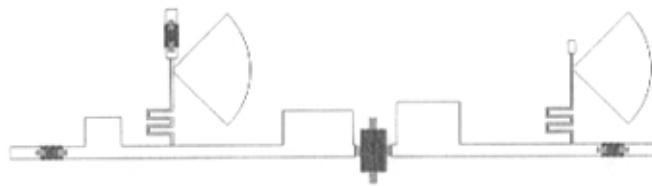


图 4-8 AM072MX-QG 电路结构图

这里，我们选择了 TACONIC 公司的微波介质基片 RF-35，其相对介电常数 $\epsilon_r = 3.5$ ，介质厚度 $h = 0.5 \text{ mm}$ 。

(3) 3.5GHz 功率放大器的优化

在上节理论设计的初值基础上，利用射频设计软件 HP-ADS 可以对电路进行仿真和优化。GaAs 功率场效应晶体管 AM024MX-QG 和 AM072MX-QG 输出电路的仿真和优化，均采用了相同的输出电路拓扑，具体拓扑形式如图 4-9 所示。

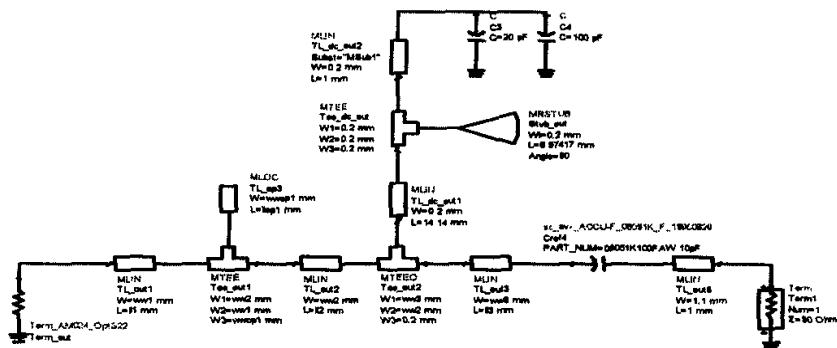


图 4-9 输出电路仿真拓扑

通过使用 ADS 对输出电路的仿真与优化，使功率放大器尽可能地得到最大功率输出，优化结果如图 4-10 所示。

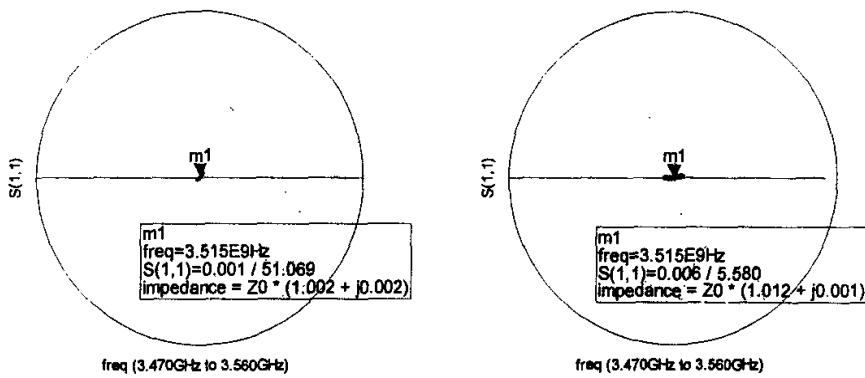


图 4-10 输出匹配优化结果

由图 4-10 可以看出在 3.47GHz~3.56GHz 的频率范围内，负载端的反射系数基本上在史密斯圆图的匹配点附近，从而实现了输出的最大功率匹配。

由于 RF 器件的性能一致性还不能很好地解决，通常对于功率晶体管，很难给出一个精确的模型参数，因此已设计的功率放大器进行大信号仿真比较困难。不过，利用晶体管厂商提供的小信号 S 参数，可以做成功率晶体管的小信号模型，进行输入匹配电路和线性增益特性的仿真优化。加上直流偏压的去耦电路，具体的仿真电路拓扑如图 4-11 和图 4-12 所示：

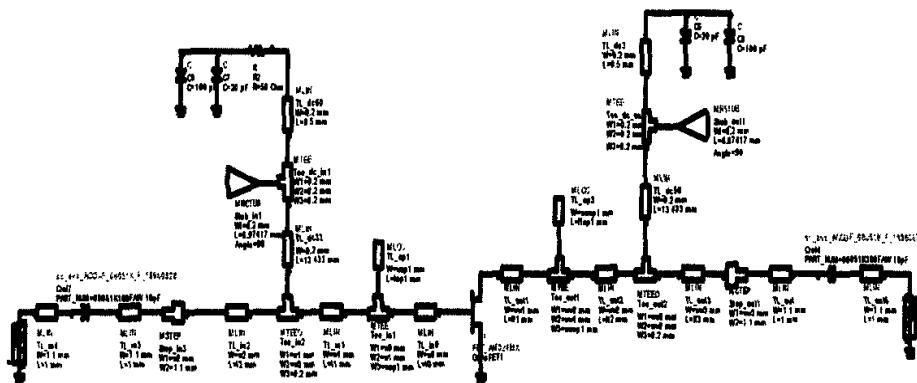


图 4-11 AM024MX-QG 整体仿真电路拓扑

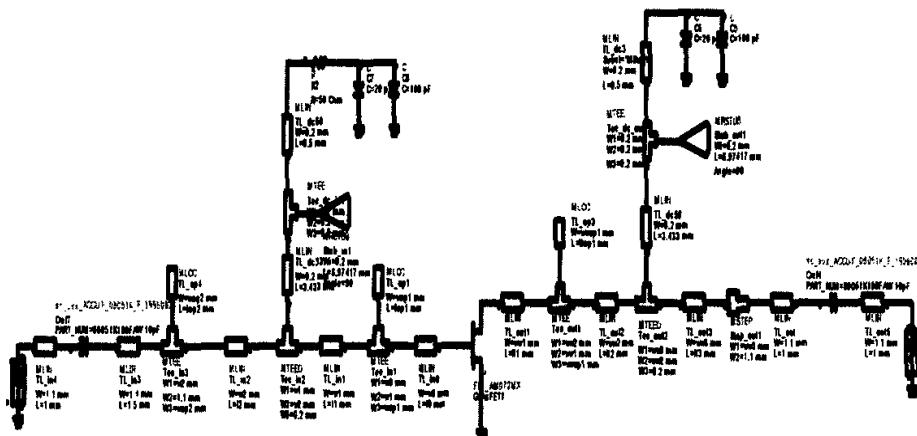


图 4-12 AM072MX-QG 整体仿真电路拓扑

仿真优化的结果如下：

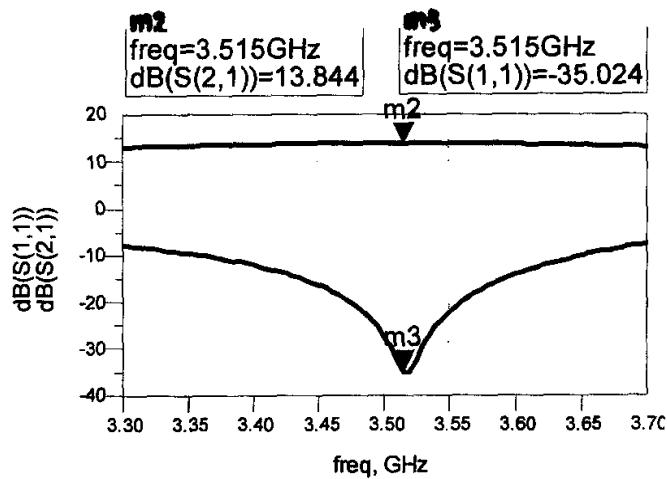


图 4-13 AM024MX-QG 仿真结果

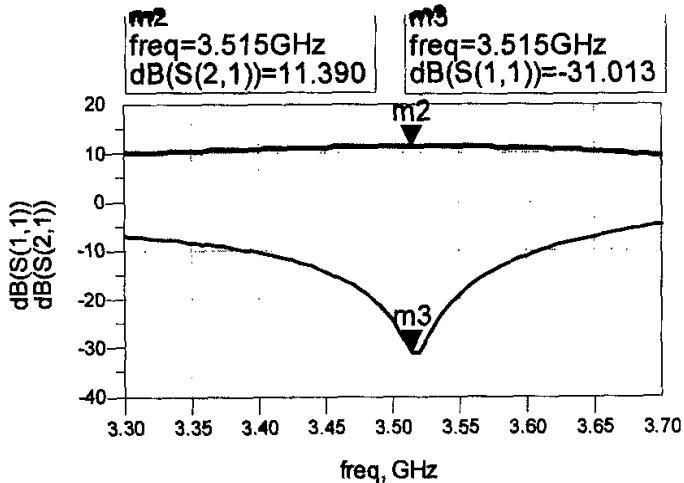


图 4-14 AM072MX-QG 仿真结果

4.4 3.5GHz 功率放大器的实验研究

对上文设计的 3.5GHz 功率放大器的实验研究包括了标网测试和频谱仪测试，标网测试实验主要是测试功率放大器的输入驻波及小信号增益特性，频谱仪测试实验主要是功率放大器的输出功率与三阶交调。所使用的主要仪器型号如下：

信号源： Agilent 83623B、41 所 AV1485

标量网络分析仪： Agilent 8757D

矢量网络分析仪： HP 8510

频谱仪： ADVANTEST R4131D

标量网络测试系统框图如下：

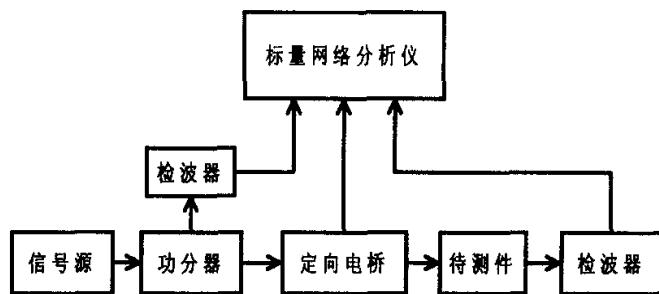


图 4-15 标量网络分析仪 Agilent8757D 测试系统框图

频谱仪双音测试系统框图如下：

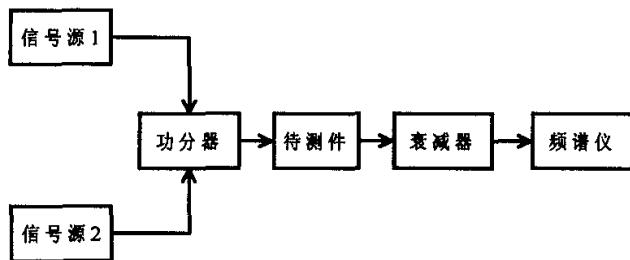


图 4-16 频谱仪 ADVANTEST R4131D 双音测试系统框图

待测功率放大器的实物图如下：

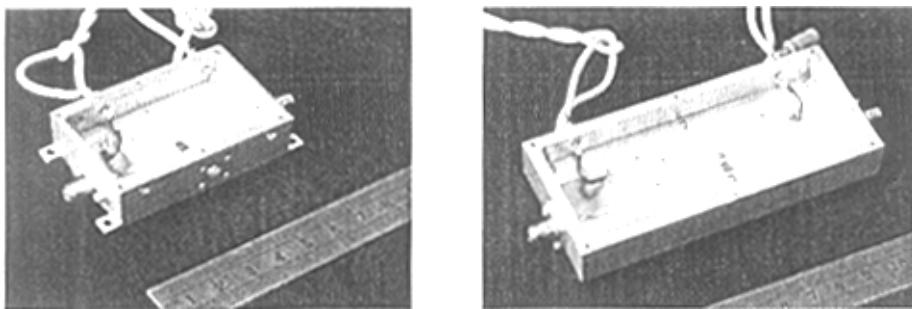


图 4-17 功放实物图（左：AM024 右：AM072）

使用标网 Agilent 8757D, 测得的 AM024 与 AM072 小信号特性如图 4-18 和图 4-19 所示：

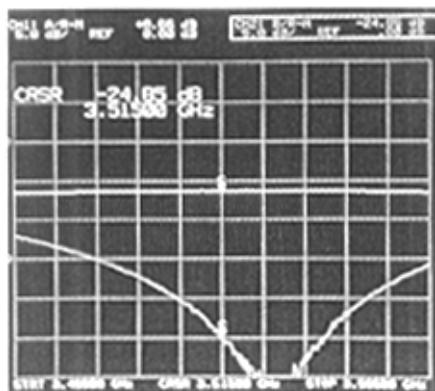


图 4-18 AM072 标网测试结果

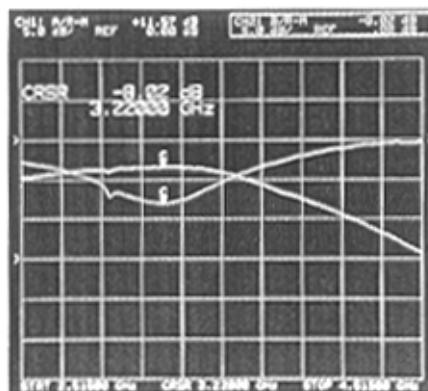


图 4-19 AM024 标网测试结果

图 4-20 与 4-21 中主功率放大器是指以 AM024 为驱动级，以 AM072 为输出级，级联后得到的功率放大器。从图 4-20 所示测试结果可知，主功率放大器小信号增益约为 19.5dB；主功率放大器的双音测试结果如图 4-21 所示，所使用的测试系统参见图 4-16。可以看到，主功率放大器的三阶交调 IM3 约为 -22dBc。

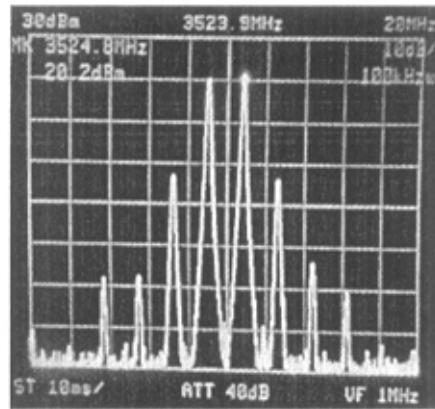
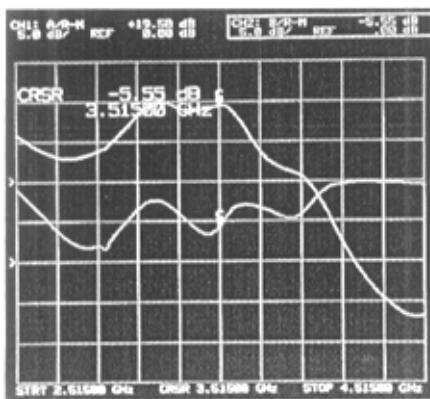


图 4-20 主功率放大器标网测试结果

图 4-21 主功放双音测试结果

使用功率计，以 $P_{in}=18\text{dBm}$ 单音输入时，在 3.5GHz 上测得的辅助功率放大器（AM024MX-QG）输出 $P_{1\text{dB}}=28.5\text{dBm}$ ；以 $P_{in}=13\text{dBm}$ 单音输入时，在 3.5GHz 上测得主功率放大器输出 $P_{1\text{dB}}$ 为 31.5dBm 。

图 4-22 给出了频率口径 $\Delta f = 500\text{kHz}$ 时主功率放大器的群时延以及频率口径 $\Delta f = 600\text{kHz}$ 时辅助功率放大器的群时延。从图中可以看到，在所需频带内群时延变化很小。

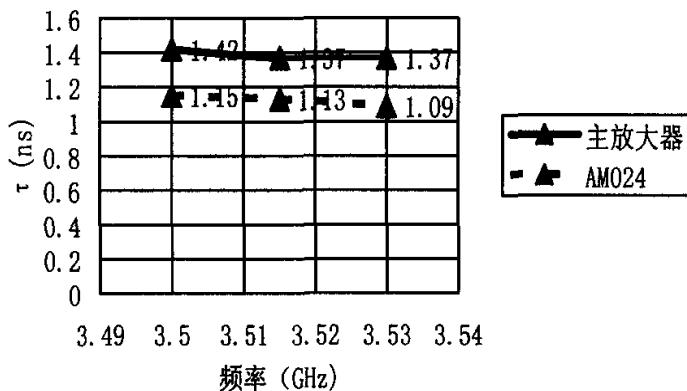


图 4-22 群时延的矢网测试

第五章 3.5GHz 前馈放大器的电路仿真和实验研究

5.1 3.5GHz 前馈放大器实施方案

本文 3.2 节已经介绍了前馈系统的原理及其特点。根据前馈原理，并考虑到实施中将要遇到的客观条件限制，本文拟定了 3.5GHz 前馈放大系统实施的具体方案，如下图所示：

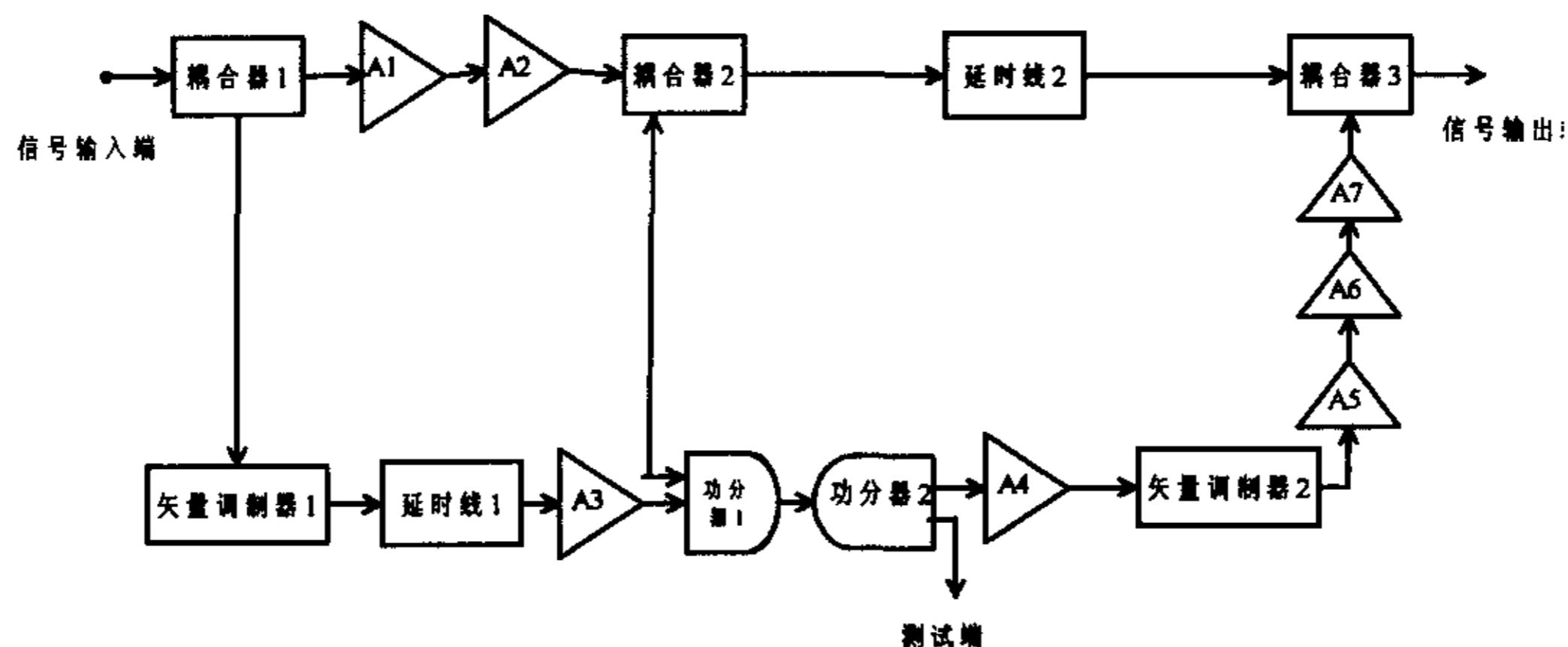


图 5-1 3.5GHz 前馈放大器实施方案

方案中各器件型号或类型如下：

A2: AM072

A1,A7: AM024

A3,A4: NGA586

A5,A6: HMC314

矢量调制器 1,2: STQ3016

耦合器 1,2,3 均为耦合线 90° 电桥

功分器 1,2 均为威尔金森电桥

延时线 1,2 均采用 50Ω 同轴电缆

5.2 矢量调制器的实验研究与电桥的电路仿真

实现 3.5GHz 前馈线性化方案的关键在于两个环路的精确抵消，其主要由两个因素决定：相位误差和幅度误差。相位误差对抵消的影响^[18]可以近似表达为

$$C_\theta(\text{dB}) = 20 \lg \left[2 \sin \left(\frac{\theta_e}{2} \right) \right] \quad (5-1)$$

式中 θ_e 为相位误差。而幅度误差对抵消的影响^[18]可以近似表达为

$$C_A(\text{dB}) = 20 \lg \left[10^{\frac{E}{20}} - 1 \right] \quad (5-2)$$

式中变量 E 为幅度误差的 dB 值。

若 $E=0$ ，抵消程度要达到 30dB 以上，则 $\theta_e \leq 2^\circ$ ；

若 $\theta_e=0$ ，抵消程度要达到 30dB 以上，则要满足 $E \leq 0.25\text{dB}$ 。

可见，信号抵消环路和失真抵消环路的幅度、相位的平衡是前馈放大器的关键。运用矢量调制器可以对两个抵消环路进行增益的幅度和相位调节，从而得到精确抵消的效果^[19]。

在 3.5GHz 前馈放大器的设计中，本文采用了 Sirenza 公司的 STQ-3016 对前馈系统的环路抵消进行矢量调节，其原理框图如下：

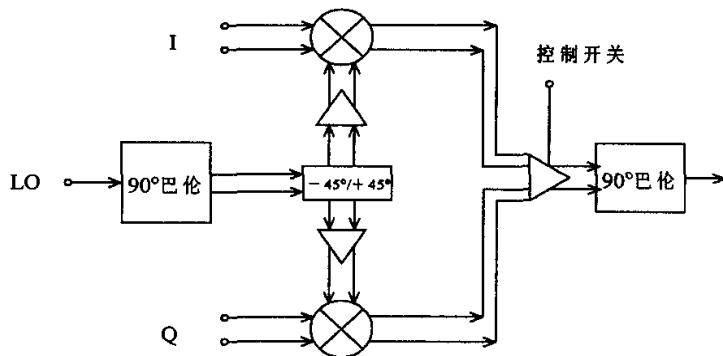


图 5-2 矢量调制器原理框图

加工后得到的实物图如下：

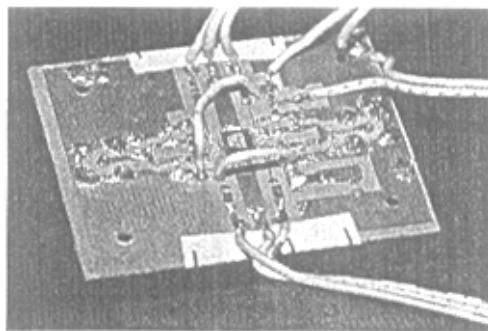


图 5-3 矢量调制器实物图

在本振输入 $P_{LO} = -6\text{dBm}$, 测试频率 $f=3.5\text{GHz}$ 时, 用 HP8510 实际测得的矢量调制器的参数指标为:

幅度调节范围: $-23\text{dB} \sim +9\text{dB}$

相位调节范围: $-145^\circ \sim +145^\circ$

幅度平衡: $0.5 @ 10\text{mV}$ (差分输入的 I/Q 电压)

相位平衡: $2^\circ @ 10\text{mV}$ (I-Q 输入电压差)

载波抑制: -34dB

LO 端反射系数: -14 dBm

在 3.5GHz 前馈放大器中除了有源固体器件, 还需要定向耦合线 90° 电桥和 3dB 功分器进行电路连接。耦合线 90° 电桥也称兰格电桥, 如图 5-4 所示, 它由一个四分之一波长的耦合微带线构成。

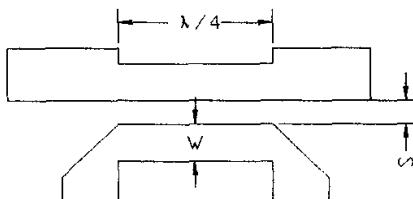


图 5-4 耦合线 90° 电桥结构

运用 ADS 射频软件，本文设计了 3.5GHz 前馈放大器方案中的耦合器 1,2,3。经过优化，得到的优化结果如图 5-5 所示。

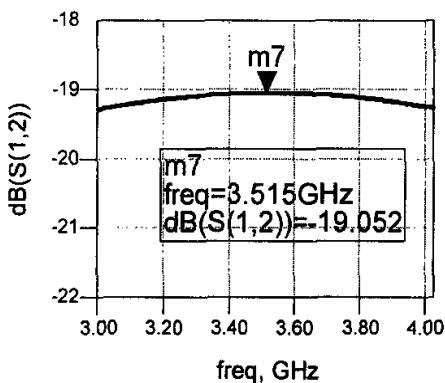


图 5-5a 耦合器 1 优化结果

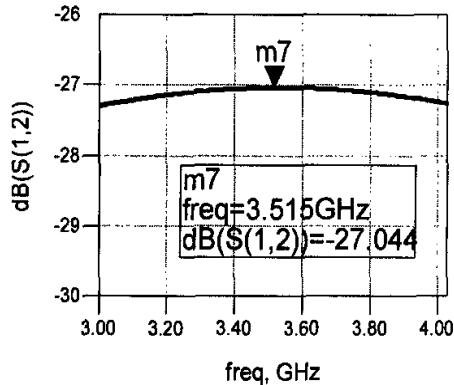


图 5-5b 耦合器 2 优化结果

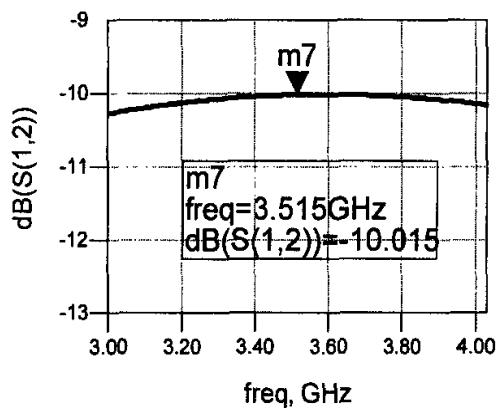


图 5-5c 耦合器 3 优化结果

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 50Ω ，中间的分支线性阻抗为 70.7Ω ，长度为四分之一波长，跨接电阻为 100Ω 。软件仿真的电路拓扑如下图：

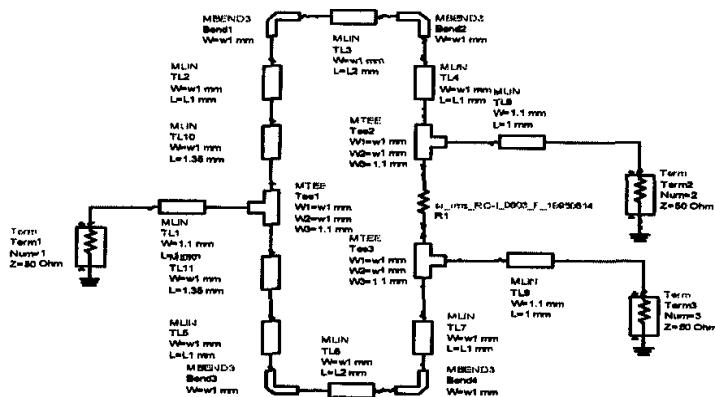


图 5-6 3dB 功分器 ADS 电路拓扑

运用 ADS 进行优化后，仿真结果如下：

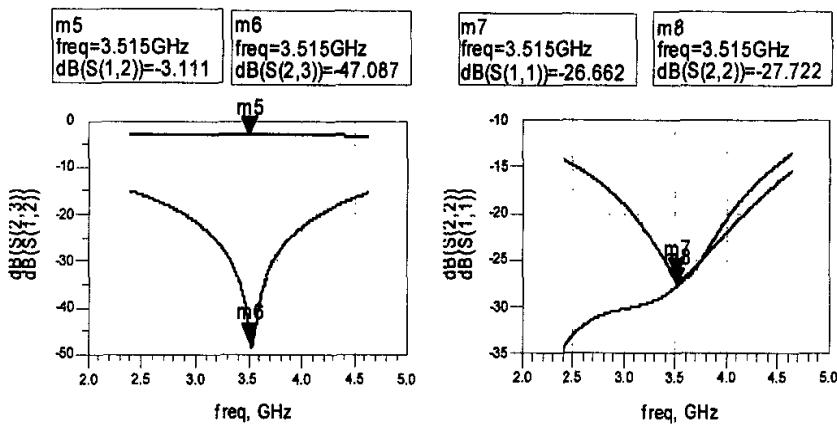


图 5-7 3dB 功分器 ADS 仿真结果

5.3 3.5GHz 前馈放大器的系统仿真

根据前文所述的实施方案，首先建立前馈放大器信号抵消环 ADS 原理图，如下图所示：

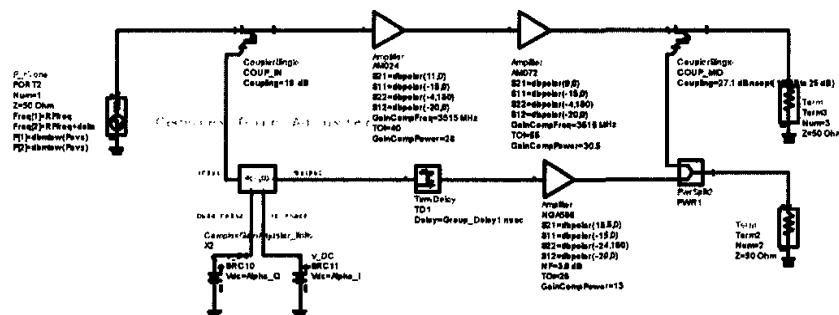


图 5-8 前馈系统信号抵消环 ADS 拓扑图

图中双音信号输入频率为 3.515GHz，信道间隔为 1.75MHz，输入功率为 13dBm。通过仿真和优化，我们可以得到信号抵消环的最佳抵消结果，如下图所示。可以看到，前馈系统信号抵消环的抵消程度可达 40dB 以上。

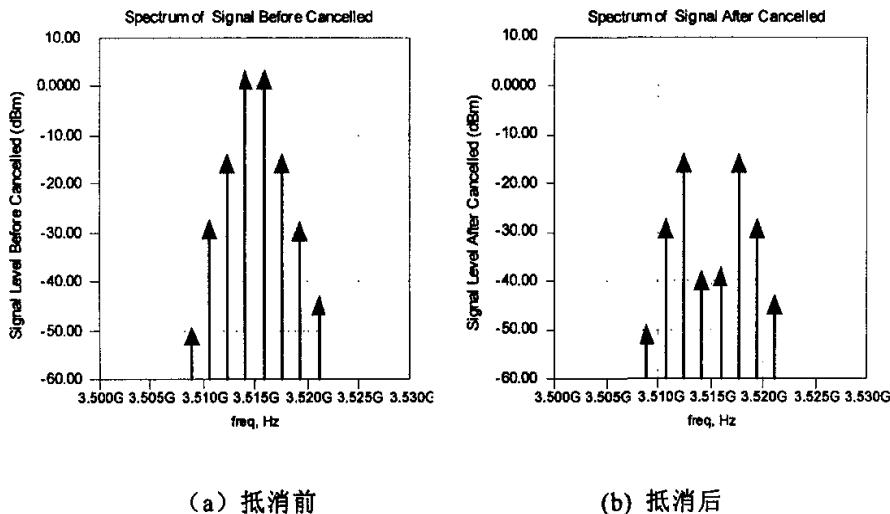


图 5-9 前馈系统 ADS 仿真信号抵消结果

然后进行整个前馈系统的仿真与优化，其 ADS 原理图如下：

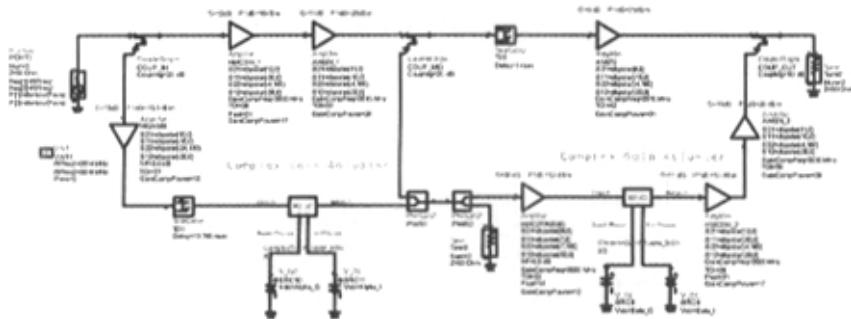


图 5-10 前馈系统 ADS 整体拓扑图

通过整体仿真和优化，得到的抵消结果如图 5-11 所示。可以看到，输出信号的 IM3 最大抵消程度达 60dB 以上，3.5GHz 前馈功放的最终输出三阶交调 IM3 也达到 -80dBc 的抑制。

通过前馈系统的仿真和优化，可以从理论角度清楚地看到，前馈线性化技术的线性改善能力非常强，是实现超线性功率放大器的一种比较理想的线性化技术。

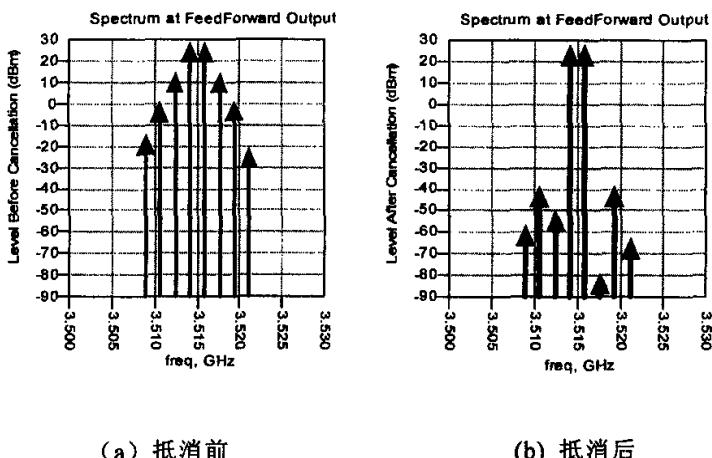


图 5-11 前馈系统 ADS 仿真失真抵消结果

5.4 3.5GHz 前馈放大器的实验研究

基于前面几节设计与仿真的结果，最后完成的 3.5GHz 前馈功率放大器的实物图如下：

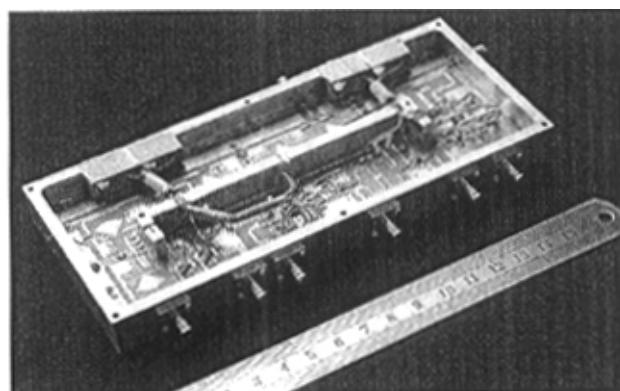


图 5-12 3.5GHz 前馈功率放大器实物图

实验测试系统与第四章中 3.5GHz 功率放大器基本相同(如图 4-16 所示)，主要采用双音测试法来对 3.5GHz 前馈功率放大器信号抵消环与失真抵消环分别进行测试，输入信号的频率为 3.52GHz，信道间隔为 1.75MHz，输入功率为 13dBm。下图给出了信号抵消环抵消前后的测试结果，从图中可以对比看到，载波信号被抵消了 25dB 以上。

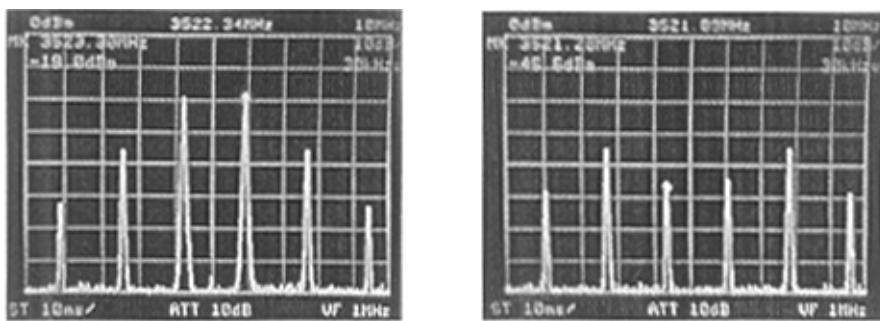


图 5-13 信号抵消环抵消测试（左：抵消前 右：抵消后）

同样，失真抵消环抵消前后的测试结果如下图所示：

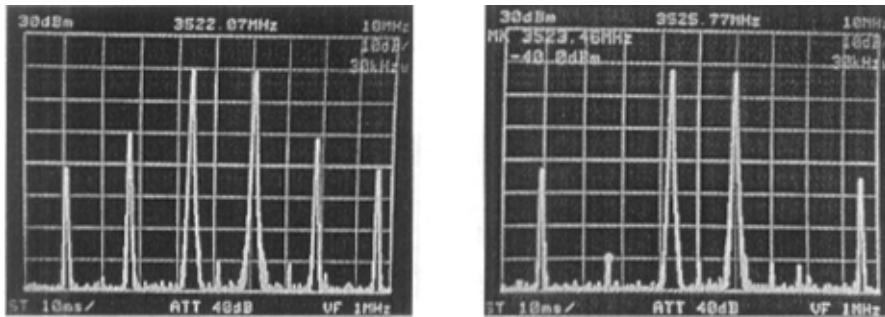


图 5-14 失真抵消环抵消测试（左：抵消前 右：抵消后）

从图 5-14 的测试结果可以对比看到，IM3 分量抵消可达 40dB，前馈功放最终输出的 IM3 抑制近 60dBc。由此可见，从实验研究的角度，前馈线性化方案仍然能够实现很高水平的线性化改善。

至此，本文的主要工作已经完成，达到了第一章提出的技术指标，特别是关键指标 IM3 的抑制已大大高于预期的 45dBc 抑制指标，从而成功地完成了 3.5GHz 超线性功率放大器的研究。

本文工作还存在着一些不足或继续改善之处。例如，由于环路中放大器和一些无源器件的幅度和相位特性的非理想性，前馈系统的抵消深度受到了一定的限制；而且，环路中辅助器件附加产生了一些失真产物，并前馈到主回路上，也影响了前馈系统的抵消效果。

如果要得到更高的线性度，还可以作以下改进：

- 1、为了提高线性化性能，可以使用多个前馈环，输出失真的抵消程度可以达到 50dB 以上，但成本与系统的复杂程度也会因此而增加。
- 2、在前馈系统中，还可以使用 DSP 技术来提高其性能。

第六章 结束语

微波超线性功率放大器的研究是一项非常有意义的课题，随着无线通信的发展，其重要性也越来越突出，越来越受人们的关注。本文的任务就是对微波超线性功率放大器展开研究。

本文首先分析了多载波系统中微波功率放大器 AM-AM 转换、AM-PM 转换等非线性特性的影响，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 3.5GHz 固定无线接入系统中心射频站的要求，研制了 3.5GHz 前馈线性化功率放大器，成功地实现了三阶交调 IM3 的大幅抑制，实现了预期目标，满足了通信的需要。

参 考 文 献

- [1] 应鲁曲. W-CDMA RF 功率放大器线性性能的研究. 解放军理工大学学报(自然科学版), Vol.2 No.5 Oct. 2001. pp15-19
- [2] A.Katz. TWTA Linearization. *Microwave Journal.* Vol.39, No.4. April 1996. pp.78-90
- [3] 王惠功等编译. 非线性微波毫米波电路分析与设计. 北京邮电学院出版社. 1991. pp10-13
- [4] 杨运年. VSAT 卫星通信网. 人民邮电出版社. 1977. pp241-271
- [5] C.Seymour. Development of Spacecraft Solid-state High Power L-band Amplifiers. *IEE Proceedings.* Vol.133, July 1986, pp.326-338
- [6] T.Arthanayake, and H.B.Wood. Linear Amplification Using Envelop Feedback. *Electron. Lett.* Vol. 7, No.7, 1971. pp.145-146
- [7] L.R.Kahn. Single Sideband Transmissions by Envelope Elimination and Restoration. *Proc. IRE.* 1952, Vol.40, pp 803-806
- [8] V.Petrovic, and W.Gosling. Polar Loop Transmitter *Electron. Lett.* Vol. 15, No. 10. 1979. pp.286-287
- [9] M.Johansson and T.Mattson. Transmitter Linearization Using Cartesian Feed-back for Linear TDMA Modulation. *Proceedings 41st IEEE Vehicular Technology Conference.* May 1991. pp 439-444
- [10] H.Seidel. A Microwave Feedforward Experiment. *Bell Syst. Tech. Jour.* Vol. 50, Nov. 1971. pp2879-2916
- [11] Y.K.G.Hau,V.Postoyalko, and J.R.Richardson. Compensation of Amplifier Nonlinear Phase Response to Improve Wideband Distortion Cancellation of Feedforward Amplifiers. *Electron. Lett.* Vol. 33. No. 6, 1997. pp500-502
- [12] Y.Hau et al. Sensitivity of Distortion Cancellation in Feedforward Amplifiers to Loops Imbalances. *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest.* June 1997. pp 1695-1698
- [13] Kumar, M., et al. Predistortion Linearizer Using GaAs Dual-Gate MESFET for TWTA and SSPA used in Satellite Transponders. *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.* MTT-33. No. 12. 1985. pp1479-1499
- [14] A.R.Mansell and A.Bateman. Pratical Implementation Issues for Adaptive Predistortion Transmitter Linearisation. *IEE Colloquium on Linear RF Amplifiers*

and Transmitters. April 1994.

- [15] Steve C. Cripps. RF Power Amplifiers for Wireless Communications, Artech House. 1999. pp280-281
- [16] 言华. 微波固态电路. 北京理工大学出版社. 1995. pp6-50
- [17] 黄香馥等. 微波固体电路. 成都电讯工程学院出版社. 1988. pp163-172
- [18] Ashok Talwar. Noise and Distortion Reduction in Amplifiers Using Adaptive Cancellation. Microwave Journal. Vol.40. No.8 August 1997. pp.98-102
- [19] Lawrence Silverman, Chirs Del Plato. Vector Modulator Enhances Feedforward Cancellation. Microwave &RF. March 1998.

致 谢

在论文完成之际，我衷心感谢我的指导老师吴正德教授和樊勇教授。本文的工作从方案论证到电路加工调试，都是在樊勇教授的指导下完成的，樊教授思维敏捷，学术思想新颖独特，其丰富的工程经验以及对本人的精心指导是本文工作能够顺利完成的关键。尽管吴正德教授公务繁忙，但他仍抽出时间对本人的论文工作给予关心和督促，吴教授广博的知识、严谨的治学态度、平易近人的学者风范以及对事业的奉献精神也使我受益匪浅。

在此，我还要感谢实验室里的唐小宏教授、张显静高工和张永鸿副教授，感谢他们在论文工作以及日常生活中给予的关心和帮助；也感谢微波中心刘仁厚教授和王玲老师，感谢他们在测试过程中给予的帮助。同时，我也要感谢刘畅、郭庆、杨富进、渠丽娟、何宗瑞以及其他同学对我的帮助。

感谢评阅本文的专家学者们！

最后要特别感谢我的家人！