

提供各章实例的电路原理图!

可登录[www.hxedu.com.cn](http://www.hxedu.com.cn)查找本书免费下载。

### 三大部分内容

- 第一部分系统地介绍ADS射频电路的理论知识、窗口界面及基本操作。
- 第二部分通过利用ADS进行射频电路设计的典型实例，分析讨论了射频系统中常用的几大类电路，构成了一整套射频系统的解决方案。
- 第三部分着重介绍射频板级系统和收发机系统的仿真应用，可供射频系统工程师参考。

# ADS

陈铨颖 编著

## 射频电路设计与仿真 从入门到精通



电子工业出版社  
PUBLISHING HOUSE OF ELECTRONICS INDUSTRY

<http://www.phei.com.cn>

# ADS 射频电路设计与仿真 从入门到精通

陈钺颖 编著

电子工业出版社

Publishing House of Electronics Industry

北京·BEIJING

## 内 容 简 介

本书主要介绍利用 ADS (Advanced Design System) 软件进行射频电路设计的相关知识和仿真方法。内容包括射频电路基础理论、ADS 概况介绍以及 ADS 的各种仿真功能和实例。本书通过大量实例,由浅入深、系统地介绍了各类常用射频电路的理论知识和设计仿真方法,包括滤波器、功分器、功率放大器、低噪声放大器、混频器、压控振荡器、锁相环、射频电路板、微带天线和射频收发机等仿真实例,涵盖范围广,工程实用性强。每章还配有拓展实验,以供读者进一步理解和学习 ADS 射频电路的设计仿真方法。

本书适合初学射频电路设计与仿真的读者,如高等院校电路系统、微波专业学生,对进行射频微波领域电路设计的工程师也有一定的参考价值。

未经许可,不得以任何方式复制或抄袭本书之部分或全部内容。  
版权所有,侵权必究。

### 图书在版编目(CIP)数据

ADS 射频电路设计与仿真从入门到精通 / 陈铖颖编著. —北京: 电子工业出版社, 2013.11  
ISBN 978-7-121-21748-7

I. ①A… II. ①陈… III. ①射频电路—电路设计—计算机辅助设计—软件包 IV. ①TN710.02

中国版本图书馆 CIP 数据核字(2013)第 254036 号

策划编辑: 陈韦凯

责任编辑: 底 波

印 刷: 北京京师印务有限公司

装 订: 北京京师印务有限公司

出版发行: 电子工业出版社

北京市海淀区万寿路 173 信箱 邮编 100036

开 本: 787×1 092 1/16 印张: 28 字数: 690 千字

印 次: 2013 年 11 月第 1 次印刷

印 数: 4 000 册 定价: 65.00 元

凡所购买电子工业出版社图书有缺损问题, 请向购买书店调换。若书店售缺, 请与本社发行部联系, 联系及邮购电话: (010) 88254888。

质量投诉请发邮件至 [zlts@phei.com.cn](mailto:zlts@phei.com.cn), 盗版侵权举报请发邮件至 [dbqq@phei.com.cn](mailto:dbqq@phei.com.cn)。

服务热线: (010) 88258888。

# 前 言

进入 21 世纪,以无线电波为载体的移动通信、无线局域网等为代表的现代通信网呈爆炸式发展,成为了支撑现代经济最重要的基础结构之一。作为无线通信核心的射频(Radio-Frequency)电路设计技术自然而然成了工程师和科研工作者关注的焦点。

在射频和微波电路领域,安捷伦公司推出的 ADS (Advanced Design System, 先进设计系统),可实现包括时域与频域、数字与模拟、线性与非线性、噪声等多种仿真功能,并可对设计结果进行成品率分析与优化,是业界公认仿真能力最强,功能最为丰富的 EDA 工具。针对 ADS 的学习与应用需求,编著者以工程实例为基础编纂了本书,供学习射频电路设计与仿真的读者参考。

本书主要分为三大部分内容,共 14 章。

(1) 第一部分为第 1 章~第 4 章,主要介绍射频电路的基本理论以及 ADS 射频电路软件的基础知识和仿真功能。第 1 章主要介绍射频电路中所需要掌握的基础理论和相关知识,作为 ADS 仿真设计的知识储备。第 2 章对 ADS 的窗口、基本操作和元件模型进行分类介绍。第 3 章以仿真工程实例介绍 ADS 的基础仿真功能,主要包括直流仿真、交流仿真、瞬态仿真三大类。第 4 章同样以仿真实例介绍 ADS 的高阶仿真功能,主要包括 S 参数仿真、谐波平衡仿真、电路包络仿真和增益压缩仿真设计方法。

(2) 第二部分为第 5 章~第 11 章,通过工程实例,介绍利用 ADS 进行具体射频电路设计的仿真方法,并配有拓展实验。第 5 章进行了 2.4GHz 射频滤波器的电路、版图及优化设计。第 6 章完成一款 Wilkinson 功率分配器的电路和版图设计。第 7 章介绍采用飞思卡尔 MW6S010N 晶体管,利用负载牵引方法 (Load-Pull) 设计一款 AB 类功率放大器的过程。第 8 章详细讲述采用 AT41533 晶体管进行低噪声放大器设计的全过程,包括噪声、稳定性、增益、匹配设计等。第 9 章讨论利用晶体管模型进行 Gilbert 双平衡混频器设计和仿真的基本方法和技巧。第 10 章介绍压控振荡器的结构、原理、设计方法,完成振荡频率为 2GHz 压控振荡器的设计与仿真。第 11 章讨论利用 ADS 锁相环辅助设计工具进行 900MHz 锁相环设计的仿真方法。

(3) 第三部分为第 12 章~第 14 章,介绍利用 ADS 完成板级和系统电路仿真设计。第 12 章详细讨论 ADS 在射频电路板非理想效应中的仿真应用,主要包括微带线特性阻抗仿真、印制电路板介电常数与衰减系数仿真、TDR 仿真、终端匹配仿真、信号串扰仿真以及眼图观测仿真几大方面。第 13 章介绍微带天线的设计与仿真,为读者学习天线设计提供技术参考。第 14 章对射频收发机系统进行分析和讨论,介绍发送机、超外差接收机和零中频接收机的设计和仿真方法。

本书取材广泛、内容新颖、实用性强,全面介绍了 ADS 射频电路设计的基础知识与典型应用。第一部分内容系统地介绍了 ADS 的射频电路的基本理论知识、窗口界面以及基本操作。第二部分内容介绍利用 ADS 进行射频电路设计的典型实例,分析讨论了射频系统中常用的几大类电路,构成了一整套射频系统的解决方案。第三部分内容着重介绍了射频板级系统和收发机系统的仿真应用,可作为射频系统工程师重要的参考书目。

本书由陈铖颖主持编写，此外，孙明、唐伟、王杨、顾辉、李成、刘启才、陈杰、郑宏、张霁芬、张计、陈军、张强、杨明、张玉兰等也参加了本书的编写。

由于时间和水平有限，书中难免存在不足之处，肯请读者批评指正！

需要说明的是，为与 ADS 软件中的电路图保持一致，本书中电阻、电容等元器件电路符号虽然不符合我国规定的标准，但也不作更改，读者能够理解即可。另外，随书提供各章实例的电路原理图，读者可登录华信教育资源网（[www.hxedu.com.cn](http://www.hxedu.com.cn)）查找本书免费下载。

编著者

# 目 录

<b>第 1 章 射频电路设计基础</b> .....	(1)
1.1 射频电路设计简介 .....	(1)
1.2 射频电路设计中的基本概念 .....	(3)
1.2.1 非线性的概述及影响 .....	(3)
1.2.2 噪声与噪声系数 .....	(6)
1.2.3 灵敏度与动态范围 .....	(8)
1.2.4 传输线理论 .....	(9)
1.2.5 史密斯圆图 .....	(12)
1.2.6 阻抗变换网络 .....	(13)
1.3 发送机、接收机概述 .....	(14)
1.3.1 发送机结构 .....	(15)
1.3.2 接收机结构 .....	(15)
1.4 小结 .....	(19)
<b>第 2 章 ADS 设计软件概述与基本操作基础</b> .....	(20)
2.1 ADS 简介 .....	(20)
2.1.1 ADS 的特点 .....	(20)
2.1.2 ADS 的设计方法 .....	(21)
2.1.3 ADS 的辅助设计方法 .....	(22)
2.2 ADS 仿真窗口简介 .....	(22)
2.2.1 主窗口 .....	(23)
2.2.2 原理图窗口 .....	(26)
2.2.3 数据显示窗口 .....	(32)
2.3 ADS 库中基本元件类型 .....	(36)
2.3.1 集总参数元件 .....	(36)
2.3.2 分布参数元件 .....	(37)
2.3.3 非线性元件 .....	(42)
2.3.4 信号源 .....	(48)
2.3.5 系统模型元件 .....	(56)
2.4 ADS 的基本设计流程 .....	(63)
2.4.1 ADS 工程建立 .....	(63)
2.4.2 ADS 设计仿真建立 .....	(65)
2.4.3 ADS 仿真参数设置 .....	(67)
2.4.4 ADS 数据显示 .....	(68)
2.5 小结 .....	(70)

<b>第 3 章</b>	<b>ADS 基础仿真及实例</b>	(71)
3.1	ADS 仿真功能概述	(71)
3.1.1	ADS 的主要仿真功能描述	(71)
3.1.2	ADS 的主要仿真控制器	(72)
3.2	直流仿真	(74)
3.2.1	直流仿真原理	(74)
3.2.2	直流仿真控制器	(75)
3.2.3	直流仿真实例	(78)
3.3	交流仿真	(85)
3.3.1	交流仿真原理	(85)
3.3.2	交流仿真控制器	(86)
3.3.3	交流仿真实例	(89)
3.4	瞬态仿真	(99)
3.4.1	瞬态仿真原理	(99)
3.4.2	瞬态仿真控制器	(100)
3.4.3	瞬态仿真实例	(102)
3.5	小结	(105)
<b>第 4 章</b>	<b>ADS 高阶仿真及实例</b>	(106)
4.1	S 参数仿真	(106)
4.1.1	S 参数仿真原理	(106)
4.1.2	S 参数仿真面板与仿真控制器	(106)
4.1.3	S 参数仿真实例	(111)
4.2	谐波平衡法仿真	(119)
4.2.1	谐波平衡法仿真原理	(119)
4.2.2	谐波平衡法仿真面板与仿真控制器	(120)
4.2.3	谐波平衡法仿真实例	(126)
4.3	电路包络仿真	(132)
4.3.1	电路包络仿真原理	(132)
4.3.2	电路包络仿真面板与仿真控制器	(132)
4.3.3	电路包络仿真实例	(135)
4.4	增益压缩仿真	(139)
4.4.1	增益压缩仿真原理	(139)
4.4.2	增益压缩仿真面板与仿真控制器	(139)
4.4.3	增益压缩仿真实例	(143)
4.5	小结	(147)
<b>第 5 章</b>	<b>滤波器的设计与仿真</b>	(148)
5.1	滤波器基本原理	(148)
5.2	ADS 滤波器辅助设计工具	(150)
5.3	微带滤波器原理图设计与仿真	(155)
5.4	滤波器电路参数的优化	(161)
5.5	微带滤波器版图的设计与仿真	(165)
5.6	小结	(168)

<b>第 6 章</b>	<b>功率分配器的设计与仿真</b>	(169)
6.1	功率分配器基本原理和指标参数	(169)
6.2	功率分配器原理图设计与优化仿真	(172)
6.3	功分器版图设计与仿真	(182)
6.4	小结	(187)
<b>第 7 章</b>	<b>射频功率放大器的设计与仿真</b>	(188)
7.1	功率放大器基本原理和设计指标	(188)
7.1.1	功率放大器基本原理	(188)
7.1.2	功率放大器的性能参数	(190)
7.1.3	功率放大器的设计步骤	(193)
7.2	功率放大器仿真实例	(193)
7.2.1	功率放大器稳定性分析	(193)
7.2.2	功率放大器稳定性分析	(197)
7.2.3	共轭匹配与负载线匹配	(201)
7.2.4	输入、输出阻抗匹配	(206)
7.2.5	S 参数及谐波平衡仿真	(212)
7.3	小结	(218)
<b>第 8 章</b>	<b>低噪声放大器的设计与仿真</b>	(219)
8.1	低噪声放大器电路原理与指标参数	(219)
8.2	低噪声放大器仿真实例	(221)
8.2.1	晶体管特性仿真	(221)
8.2.2	晶体管 SP 模型匹配电路设计	(227)
8.2.3	晶体管 SP 模型其他参数仿真	(234)
8.2.4	低噪声放大器整体电路仿真	(237)
8.3	小结	(246)
<b>第 9 章</b>	<b>混频器设计与仿真</b>	(247)
9.1	混频器设计原理和指标	(247)
9.1.1	混频器设计原理	(247)
9.1.2	混频器指标参数	(249)
9.2	混频器原理图设计与仿真	(251)
9.2.1	混频器原理图设计	(251)
9.2.2	混频器功能及变频增益仿真	(261)
9.2.3	混频器三阶交调点仿真	(269)
9.3	小结	(273)
<b>第 10 章</b>	<b>压控振荡器的设计与仿真</b>	(274)
10.1	压控振荡器设计基础	(274)
10.1.1	压控振荡器原理与性能参数	(274)
10.1.2	相位噪声分析	(275)
10.2	压控振荡器仿真实例	(277)
10.2.1	偏置电路仿真	(277)
10.2.2	可变电容器特性仿真	(282)
10.2.3	压控振荡器仿真	(286)



10.3	小结 .....	(292)
<b>第 11 章</b>	<b>锁相环设计与仿真 .....</b>	<b>(293)</b>
11.1	锁相环设计原理 .....	(293)
11.2	锁相环原理图设计与仿真 .....	(297)
11.2.1	锁相环环路滤波器设计 .....	(297)
11.2.2	锁相环锁定时间仿真 .....	(306)
11.2.3	锁相环相位噪声仿真 .....	(311)
11.3	小结 .....	(314)
<b>第 12 章</b>	<b>射频电路板 ADS 仿真 .....</b>	<b>(315)</b>
12.1	微带线特性阻抗仿真 .....	(315)
12.1.1	微带线基本理论 .....	(315)
12.1.2	微带线特性阻抗仿真实例 .....	(316)
12.2	印制电路板参数仿真 .....	(331)
12.2.1	印制电路板参数理论基础 .....	(331)
12.2.2	印制电路板参数仿真实例 .....	(333)
12.3	TDR 信号反射仿真 .....	(345)
12.3.1	TDR 原理 .....	(345)
12.3.2	TDR 仿真实例 .....	(346)
12.4	射频电路板终端匹配仿真 .....	(357)
12.4.1	终端匹配原理 .....	(357)
12.4.2	终端匹配仿真实例 .....	(359)
12.5	信号串扰仿真 .....	(365)
12.5.1	信号串扰原理 .....	(365)
12.5.2	信号串扰仿真实例 .....	(367)
12.6	眼图观测仿真 .....	(372)
12.7	小结 .....	(377)
<b>第 13 章</b>	<b>微带天线的设计与仿真 .....</b>	<b>(379)</b>
13.1	微带天线的基本原理 .....	(379)
13.2	ADS 微带天线设计实例 .....	(383)
13.2.1	微带天线参数计算 .....	(383)
13.2.2	ADS 微带天线的仿真设计 .....	(385)
13.3	小结 .....	(401)
<b>第 14 章</b>	<b>ADS 系统仿真基础与实例 .....</b>	<b>(402)</b>
14.1	射频系统收发机性能指标 .....	(402)
14.2	收发机的仿真与设计 .....	(404)
14.2.1	发送机仿真实例 .....	(404)
14.2.2	超外差接收机仿真实例 .....	(414)
14.2.3	零中频接收机仿真实例 .....	(426)
14.3	小结 .....	(438)

# 第 1 章 射频电路设计基础

信息交流是人类社会的重要基础，人类社会文明的进步和发展与通信技术的发展密不可分。特别是进入 21 世纪，以无线电波为载体的移动通信、无线局域网等为代表的现代通信网呈爆炸式发展，成为了支撑现代经济最重要的基础结构之一。因此，作为无线通信核心的射频（Radio-Frequency）电路设计技术自然而然成了工程师和科研工作者关注的焦点。

新型半导体工艺技术的不断进步，使得射频电路的工作频率不断提高。典型的 C 波段卫星广播通信系统工作在 4GHz 的上行通信链路和 6GHz 的下行通信链路上。处理和设计这类射频电路，不仅需要传统的模拟电路和通信知识，还需要专门、系统的射频电路知识。本章将系统地介绍射频电路的基础知识，首先对射频电路设计进行简要的介绍，接着阐述射频电路中的几个基本概念，包括非线性、噪声、灵敏度、传输线、史密斯圆图及阻抗变换网络，最后介绍接收机和发送机的基本结构。

## 1.1 射频电路设计简介

在一个无线通信系统中，只有前端的一小部分电路工作在射频频段，即通常所说的射频前端电路，其余的电路都是进行低频的基带模拟和数字信号处理。通常射频前端电路包括低噪声放大器、混频器和功率放大器等电路。尽管这部分电路的器件数量比基带电路少得多，但仍然是整个系统成败的关键。

### 1. 学科知识

射频电路设计要求电路设计者掌握多学科领域的相关知识，如图 1.1 所示。

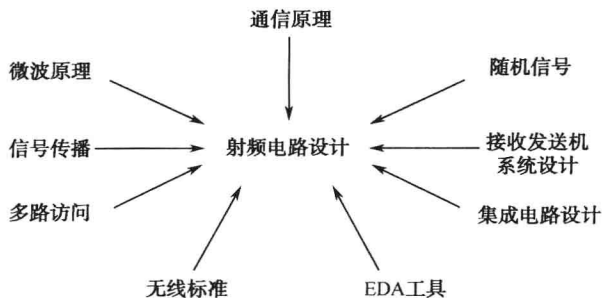


图 1.1 射频电路设计所涉及的学科知识

这些学科的知识在一定程度上互不关联，但从射频系统的宏观层面上又紧密地联系在一起：通信原理为系统构架了基本的调制、解调和基带数字信号处理方案，接收、发送机系统

设计规划了接收机、发送机的结构，集成电路设计理论实现了射频系统所需要的每一个芯片，因此随着射频系统设计向着更高的集成度、更低成本、更先进的解决方案方向发展，射频工程师所要储备的知识量大大增加。

## 2. 设计规划

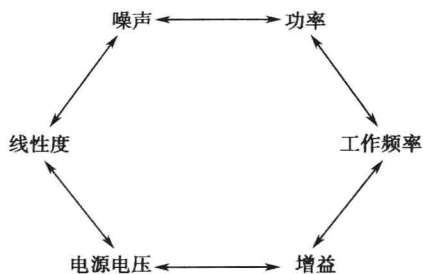


图 1.2 射频电路设计六边形法则

与模拟集成电路设计的八边形法则类似，射频电路设计需要在较宽的动态范围和较高的频率下进行模拟信号处理，因此，射频电路设计也有着自身的六边形法则。如图 1.2 所示，噪声、线性度、电源电压、增益、工作频率、功率是射频电路中最重要指标。在实际设计中，这些参数中的任意两个或多个都会互相牵制，这将导致设计变成一个多维优化的问题。这样的折中选择、互相制约对射频电路设计提出了许多难题，通常需要射频设计者的直觉和经验才能得到一个较佳的折中方案。

## 3. 应用领域

除了基站、手机这些人们早已熟知的通信产品之外，射频电路技术还不停地扩展新的消费和工业领域。

### 1) 无线局域网 (WLAN)

人们可以在一定的区域范围内，摆脱陈旧、笨拙的有线网络束缚，通过 900MHz 或是 2.4GHz 的 WLAN 接收和发送设备实现快速移动通信连接。便携性和可重构性是 WLAN 的标志性特点。

### 2) 全球定位系统 (GPS)

无论是手持或是车载 GPS 系统已经为人们所熟悉。随着成本和功耗的下降，该市场的争夺将日趋激烈。目前我国已开发出具有自主知识产权的北斗导航系统。

### 3) 射频标签 (RFID)

射频标签又称电子标签、无线射频识别，可通过无线信号识别特定目标并读写相关数据。常用的有低频 (125~134.2kHz)，高频 (13.56MHz)、超高频等技术，目前已应用于图书馆、门禁系统和食品安全溯源等领域中。

### 4) 物联网 (IOT)

以传感器为感应终端，配合无线射频系统是新兴物联网产品的重要标志之一。射频收发器将传感器与手持终端联系起来，使人们可以在办公室、家中对外界的物理信息随时进行把握，这一消费热点已为工业界所关注。



## 1.2 射频电路设计中的基本概念

射频电路设计中需要相当多的概念和术语，诸如谐波失真、增益压缩、噪声系数、灵敏度、动态范围等，本节将进行概括性介绍。

### 1.2.1 非线性的概述及影响

在信号与系统的概念中，如果一个系统的输出可以表示为每个输入所对应输出的线性叠加，那么我们称这个系统为线性系统，即对于输入  $x_1(t)$  和  $x_2(t)$ ，有其对应的输出  $y_1(t)$  和  $y_2(t)$ ，且可以表示为  $x_1(t) \rightarrow y_1(t)$  和  $x_2(t) \rightarrow y_2(t)$ ，那么对应任意常数  $a, b$ ，有：

$$ax_1(t) + bx_2(t) \rightarrow ay_1(t) + by_2(t) \quad 1-1$$

因此，如果系统不满足式 1-1，则为非线性系统。

实际上，在射频电路中，由各种有源器件构成的“线性”放大器，由于有源器件的特性是非线性的，因此，在放大过程中总会产生各种各样的失真，以我们熟悉的三极管放大器为例，如图 1.3 所示。

设直流偏置电压已将三极管放大器偏置在合适的工作点上， $V_i$  为交流小信号输入，那么可以将晶体管的伏安特性在其工作点处用幂级数展开：

$$i_c = a_0 + a_1 V_i + a_2 V_i^2 + a_3 V_i^3 + \dots + a_N V_i^N \quad 1-2$$

从以上分析中可以看出，在射频放大器中，只有在输入信号较小时，放大器才可以近似看作是一个线性系统；当输入信号幅度增大时，系统逐渐显现出非线性。非线性会对系统产生一些不利的影晌。这些影响主要包括谐波、增益压缩、阻塞、互调及交调效应，以下对这些非线性效应分别进行讨论，建立相应的物理和数学模型。

#### 1. 谐波

设一个正弦信号  $x(t) = A \cos \omega t$  作用于一个非线性系统时，输出可以表示为：

$$y(t) = a_1 A \cos \omega t + a_2 A^2 \cos^2 \omega t + a_3 A^3 \cos^3 \omega t \quad 1-3$$

在式 1-3 中，输出的  $a_1 A \cos \omega t$  为基频， $a_2 A^2 \cos^2 \omega t$ 、 $a_3 A^3 \cos^3 \omega t$  等高阶项称为谐波。可以发现在输出中出现了输入没有的频率信号，其中的根本原因就在于电路的非线性。

#### 2. 增益压缩

从式 1-3 中看出，当输入信号幅度变化时，输出幅度并不是马上呈线性变化，即增益也相应发生变化，并不是一个定值。实际上，在射频电路中，输出信号是输入信号的一个压缩或饱和函数，这一影响由 1dB 压缩点来量化。1dB 压缩点定义为使小信号增益下降 1dB 时，输入信号的值，如图 1.4 所示。

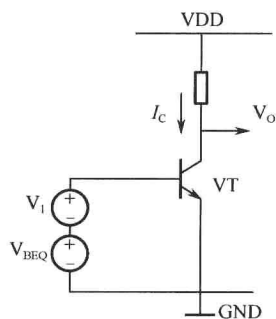


图 1.3 三极管放大器

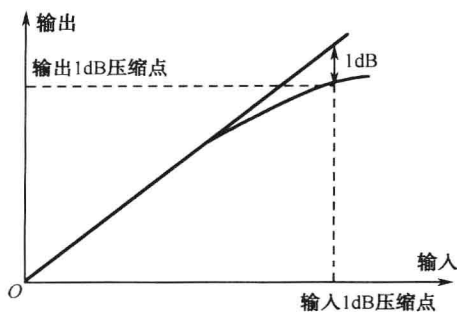


图 1.4 1dB 压缩点

由式 1-3 可得到:

$$20 \lg \left| a_1 + \frac{3}{4} a_3 A_{1\text{dB}}^2 \right| = 20 \lg |a_1| - 1\text{dB} \quad 1-4$$

则

$$A_{1\text{dB}} = \sqrt{0.145 \left| \frac{a_1}{a_3} \right|} \quad 1-5$$

典型射频放大器的 1dB 压缩点一般在  $-20 \sim -25\text{dBm}$  之间。

### 3. 阻塞

当一个无线接收机位于一个相邻频道发射机附近时，由于接收机前端的射频滤波器无法滤除这个邻道的大信号，就可能出现信号阻塞的情况。在进行射频电路设计时，一般要求射频接收机阻塞的强信号比有用信号大 70dB 以上。我们再以公式的形式对阻塞概念进行说明。设接收机接收的有用信号为  $\omega_1$ ，另一个邻道强干扰信号为  $\omega_2$ ，那么输出的有用信号电流可以表示为：

$$i = \left( a_1 A_1 + \frac{3}{4} a_3 A_1^3 + \frac{3}{2} a_3 A_1 A_2^2 \right) \cos \omega_1 t \quad 1-6$$

当  $A_1 \ll A_2$  时，基波分量的跨导可以近似为：

$$g_m = a_1 + \frac{3}{2} a_3 A_2^2 \quad 1-7$$

由于  $a_3$  小于零，干扰信号的增大导致跨导变小，从而使输出信号电流变小，最终可能趋于零，这就是阻塞。

### 4. 互调

当一个弱信号与一个强干扰信号同时经过一个非线性系统时，除了发生阻塞情况外，还可能发生干扰信号的幅度调制会影响有用信号的幅度，称为互调，如式 1-6 所示，其中干扰信号幅度  $A_2$  的变化将会影响到频率  $\omega_1$  处输出信号幅度的大小。

### 5. 交调

当两个不同频率信号经过一个非线性系统时，由于两个信号的混频，会产生一些新的频率信号，称为交调。我们通过公式来说明交调产生的原理，设信号  $x(t) = A_1 \cos \omega_1 t + A_2 \cos \omega_2 t$ ，则输出信号可以表示为：

$$y(t) = a_1(A_1 \cos \omega_1 t + A_2 \cos \omega_2 t) + a_2(A_1 \cos \omega_1 t + A_2 \cos \omega_2 t)^2 + a_3(A_1 \cos \omega_1 t + A_2 \cos \omega_2 t)^3 \quad 1-8$$

将式 1-8 展开并忽略直流项和谐波项，可以得到以下的交调项：

$$\omega_1 \pm \omega_2 : a_2 A_1 A_2 \cos(\omega_1 + \omega_2)t + a_2 A_1 A_2 \cos(\omega_1 - \omega_2)t \quad 1-9$$

$$2\omega_1 \pm \omega_2 : \frac{3a_3 A_1^2 A_2}{4} \cos(2\omega_1 + \omega_2)t + \frac{3a_3 A_1^2 A_2}{4} \cos(2\omega_1 - \omega_2)t \quad 1-10$$

$$2\omega_2 \pm \omega_1 : \frac{3a_3 A_2^2 A_1}{4} \cos(2\omega_2 + \omega_1)t + \frac{3a_3 A_2^2 A_1}{4} \cos(2\omega_2 - \omega_1)t \quad 1-11$$

同时还有以下基波项：

$$\omega_2, \omega_1 : \left( a_1 A_1 + \frac{3}{4} a_3 A_1^3 + \frac{3}{2} a_3 A_1 A_2^2 \right) \cos \omega_1 t + \left( a_1 A_2 + \frac{3}{4} a_3 A_2^3 + \frac{3}{2} a_3 A_2 A_1^2 \right) \cos \omega_2 t \quad 1-12$$

我们关心的是在  $2\omega_1 - \omega_2$  和  $2\omega_2 - \omega_1$  处的三阶交调项，如果  $\omega_1$  和  $\omega_2$  频率接近，那么  $2\omega_1 - \omega_2$  和  $2\omega_2 - \omega_1$  就很有可能出现在  $\omega_1$  和  $\omega_2$  附近。在双音测试中， $A_1 = A_2 = A$ ，输出三阶项的幅度与  $a_1 A$  的比值定义为交调失真。

因此，我们定义三阶交调点来表征由于两个相邻干扰产生三阶交调对信号的干扰程度。该参数的测试是通过一个双音测试来实现的，选择信号幅度  $A$  足够小，忽略高阶的非线性项后，增益为常数  $a_1$ ，从式 1-9，式 1-10，式 1-11 中可以看出随着  $A$  的增加，基波与  $A$  成比例增加，而三阶交调项与  $A^3$  成比例增加，在对数坐标中作图，结果如图 1.5 所示。交调项以 3 倍于基波幅度的速度增加，而三阶交调点就定义为两条线的交点，这个点的横坐标为输入三阶交调点（IIP3），纵坐标为输出三阶交调点（OIP3）。

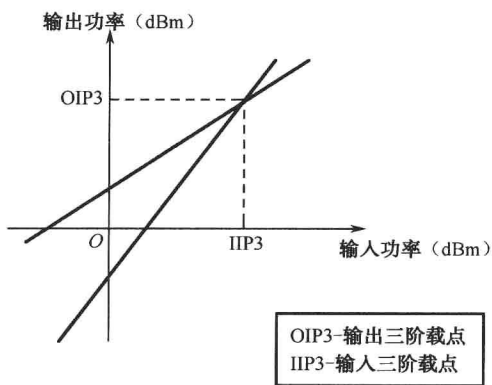


图 1.5 三阶交调点

由式 1-8 可以得到：

$$y(t) = \left( a_1 + \frac{9}{4} a_3 A^2 \right) A \cos \omega_1 t + \left( a_1 + \frac{9}{4} a_3 A^2 \right) A \cos \omega_2 t + \frac{3}{4} a_3 A^3 \cos(2\omega_1 - \omega_2)t + \frac{3}{4} a_3 A^3 \cos(2\omega_2 - \omega_1)t + \dots \quad 1-13$$

当  $a_1 \gg 9a_3 A^2 / 4$  时，那么在  $\omega_1$ 、 $\omega_2$  和  $2\omega_1 - \omega_2$ 、 $2\omega_2 - \omega_1$  处幅度相等的输入幅度为

$$|a_1| A_{\text{IP3}} = \frac{3}{4} |a_3| A_{\text{IP3}}^3 \quad 1-14$$

所以输入三阶交调点（IIP3）为：

$$A_{\text{IP3}} = \sqrt{\frac{4}{3} \frac{|a_1|}{|a_3|}} \quad 1-15$$

输出三阶交调点（OIP3）为：

$$a_1 A_{\text{IP3}} = a_1 \sqrt{\frac{4}{3} \frac{|a_1|}{|a_3|}} \quad 1-16$$

由于在射频系统中信号通常都是由级联的各级子模块来处理的，所以在系统设计时往往需要利用各级的三阶交调点和增益来计算总的输入三阶交调点。对于一个级联系统，系统的三阶交调点可以表示为：

$$\frac{1}{A_{IP3}^2} \approx \frac{1}{A_{IP3,1}^2} + \frac{G_1^2}{A_{IP3,2}^2} + \frac{G_2^2}{A_{IP3,3}^2} + \dots \quad 1-17$$

其中， $A_{IP3,n}$  表示第  $n$  级的三阶交调点， $G_1, G_2, \dots, G_n$  分别表示第一级，第二级， $\dots$ ，第  $n$  级的增益。如果每一级的增益都大于 1，那么后一级的非线性就变得越来越重要，因为每一级的三阶交调点都将以它之前所有级的增益按比例减小，所以在接收机中我们通常关心的是最后一级模块电路的三阶交调点。

## 1.2.2 噪声与噪声系数

噪声限制了电路能够正确处理的最小电平信号，它与功耗、速度和线性度相互制约，是进行射频电路设计时要考虑的重要因素。噪声过程是随机的，噪声的瞬时值是不能确定的，但是噪声的平均功率是可以预测的，可以依靠统计的方法来表示噪声的特性。例如，用  $i_n^2$  和  $v_n^2$  分别表示噪声电流和噪声电压。

热噪声、散弹噪声和闪烁噪声是电路中常见的三种噪声源。电阻的热噪声由导体中的不规则热运动造成，电路模型为一个串联的电压源  $\overline{v_n^2} (= 4kTR\Delta f)$  或并联的电流源  $\overline{i_n^2} (= 4kT\Delta f/R)$ ， $k = 1.38 \times 10^{-23} J/K$  为玻特曼常数， $T$  是绝对温度， $\Delta f$  是噪声带宽。散弹噪声的发生原因是电子电荷的粒子性，发生散弹噪声必须满足两个条件：

- (1) 要有直流流过；
- (2) 存在电荷载体跃过的电位壁垒。

载流子流过 PN 结时可产生散弹噪声。用并联的电流源  $i_n^2 = 2qI_{DC}\Delta f$  来表示，其中  $\overline{i_n^2}$  是噪声电流， $q$  是电子电荷  $1.6 \times 10^{-19} C$ ， $I_{DC}$  为直流电流。

闪烁噪声的形成机理比较复杂，原因之一是晶格的缺陷。通常用电荷捕获现象来解释在晶体管中的闪烁噪声。某些类型的缺陷和某些杂质可以随机地捕获和释放电荷。捕获时间的分布方式在 MOS 和双极型晶体管中形成了闪烁噪声谱，所以对表面现象敏感的器件最为突出。闪烁噪声的经验参数模型为：

$$i_n^2 = KI^a \frac{1}{f_b} \quad 1-18$$

$K$  是一个与具体器件相关的经验参数，对于 PMOSFET 器件，它的典型值约为  $10^{-28} C^2/m^2$ ，而对于 NMOSFET 器件其值约为这个值的 50 倍， $a$  为  $0.5 \sim 2$ ， $b$  约为 1。

目前，在射频集成电路中比较常用的还是 CMOS 工艺，我们在这里也简要分析一下 MOSFET 中的噪声。MOSFET 中的热噪声包括漏极电流噪声和栅噪声。漏极电流噪声的表达式为：

$$i_{nd}^2 = 4kT\gamma g_{d0}\Delta f \quad 1-19$$

式中， $g_{d0}$  为 MOSFET 漏源电压  $V_{ds}$  为零时的漏-源电导。参数  $\gamma$  在  $V_{ds}$  为零时的值是 1，在长沟道器件中这个值减小到  $2/3$ 。短沟道 NMOS 器件在饱和时显示出的噪声远远超过了由

长沟道理论所预见的值，而且还常常相差很大的倍数。造成这一现象的原因是载流子被短沟道器件中存在的强电场加热，所以采用最小实际可行的漏电压是很重要的。PMOS 器件在达到相当高的电场之前并不显示过多的宽带噪声。

波动的沟道电势通过电容耦合到栅端，引起栅噪声电流。尽管这一噪声在低频时可以忽略，但在射频时可能占据主要地位。栅噪声可以表示成：

$$i_{ng}^2 = 4kT\delta g_g \Delta f \quad 1-20$$

式中，参数  $g_g = \frac{\omega^2 C_{gs}^2}{5g_{d0}}$ ，其中  $\omega$  为角频率， $C_{gs}$  为 MOSFET 栅源电压。

长沟道器件中  $\delta$  值为 4/3。在短沟道情况下的精确特性还不清楚。在 MOSFET 中只有直流栅漏电流才引起散弹噪声。由于这一栅电流通常很小，所以它几乎不是一个显著的噪声。对于通常的制造方式而言，MOSFET 是表面器件，所以 MOSFET 的闪烁噪声比起双极型器件更为显著。较大的 MOSFET 显示较少的闪烁噪声，但也使得栅电容更大。

对于一个含有噪声的二端口网络，将噪声用一个和信号源串联的噪声电压源和一个并联的噪声电流源表示，从而将该网络看作无噪声网络。二端口网络由一个导纳为  $Y_s$  及等效的并联噪声电流源  $i_n^2$  构成的噪声源驱动，如图 1.6 所示。

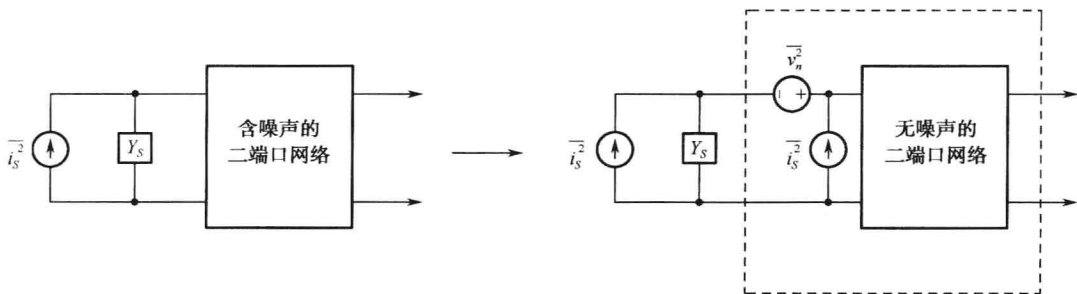


图 1.6 含噪声网络抽象成无噪声网络示意图

合理假设噪声源和二端口网络的噪声功率不相关，可知噪声系数的表达式为：

$$F = \frac{\overline{i_s^2 + |i_n + Y_s e_n|^2}}{\overline{i_s^2}} \quad 1-21$$

考虑  $e_n$  和  $i_n$  之间可能相关的情形，把  $i_n$  表示成  $i_c$  和  $i_u$  两个分量之和。 $i_c$  与  $e_n$  相关，与  $i_u$  不相关。设  $i_c = Y_c e_n$ ，可以得到：

$$F = \frac{\overline{i_s^2 + |i_u + (Y_c + Y_s)e_n|^2}}{\overline{i_s^2}} = 1 + \frac{\overline{i_u^2 + |Y_c + Y_s|^2 e_n^2}}{\overline{i_s^2}} \quad 1-22$$

式 1-22 包含了三个独立的噪声源，每个都可以看成是一个等效电阻或电导产生的热噪声：

$$R_n = \frac{\overline{e_n^2}}{4kT\Delta f} \quad 1-23$$

$$G_n = \frac{\overline{i_u^2}}{4kT\Delta f} \quad 1-24$$





$$G_s = \frac{\overline{i_s^2}}{4kT\Delta f} \quad 1-25$$

利用上面三式，可以将噪声因子用阻抗和导纳表示为：

$$F = 1 + \frac{G_u + [(G_c + G_u)^2 + (B_c + B_u)^2]R_n}{G_s} \quad 1-26$$

式中，已将每个导纳分解成电导  $G$  和电纳  $B$  的和。由式 1-26 知，一旦一个给定的二端口网络的噪声特性已用它的四个噪声参数 ( $G_c$ 、 $G_u$ 、 $B_c$ 、 $B_u$ ) 表示，那么就可以求出使噪声因子达到最小的一般条件。即只要对噪声源导纳求一阶导数并使它为零：

$$B_s = -B_c = B_{\text{opt}} \quad 1-27$$

$$G_s = \sqrt{\frac{G_u}{R_n} + G_c^2} = G_{\text{opt}} \quad 1-28$$

可见，为了使噪声因子最小，应当使噪声源的电纳等于相关电纳的负值，而噪声源的电导等于式 1-28 的值：

把式 1-27 和式 1-28 代入式 1-26 中，得到最小噪声因子：

$$F_{\text{min}} = 1 + 2R_n[G_{\text{opt}} + G_c] = 1 + 2R_n \left[ \sqrt{\frac{G_u}{R_n} + G_c^2} + G_c \right] \quad 1-29$$

一个系统的噪声性能通常用噪声因子  $F$  来衡量。噪声因子的定义是：

$$F = \frac{\text{总的噪声输出功率}}{\text{输入噪声引起的噪声输出功率}} \quad 1-30$$

噪声系数 NF 用分贝表示： $\text{NF} = 10 \lg F$  1-31

噪声系数表征了信号通过系统后由于系统内部噪声而造成的信噪比的恶化程度。噪声系数有很多的定义方式，另一种常用的定义是表示为输入端信噪比  $\text{SNR}_{\text{in}}$  和输出端信噪比

$\text{SNR}_{\text{out}}$  的比值，用公式表示  $\text{NF} = \frac{\text{SNR}_{\text{in}}}{\text{SNR}_{\text{out}}}$  1-32

与 1.2.1 节中三阶交调点的分析相同，一个级联射频系统的噪声系数可以表示为：

$$\text{NF}_{\text{tot}} = 1 + (\text{NF}_1 - 1) + \frac{\text{NF}_2 - 1}{G_1} + \dots + \frac{\text{NF}_n - 1}{G_1 G_2 \dots G_{n-1}} \quad 1-33$$

式中， $\text{NF}_1$ ， $\text{NF}_2$ ， $\dots$ ， $\text{NF}_n$  分别表示第一级，第二级 $\dots$ 第  $n$  级的噪声系数， $G_1$ ， $G_2$ ， $\dots$ ， $G_n$  分别表示第一级，第二级， $\dots$ ，第  $n$  级的增益，而且每一级的噪声系数都是根据驱动该级的源阻抗计算得到的。该式称为 Friis 方程。Friis 方程指出在前一级的增益增加时，后面各级的噪声就减小了，这说明级联中前几级的噪声最为重要。

### 1.2.3 灵敏度与动态范围

射频接收机的灵敏度定义为解调输出达到最低信噪比 (Signal Noise Ratio, SNR) 时接收机可检测的最小信号。为了推导接收端灵敏度和解调输出端最小信噪比的关系，我们从接收机噪声系数 (Noise Figure, NF) 公式入手。

