

学校代码: 10246

学 号: 11210720114

復旦大學

硕士学位论文

射频接收机中的自动增益控制

院 系: 信息科学与工程学院
专 业: 集成电路工程
姓 名: 黄求振
指 导 教 师: 唐长文
完 成 日 期: 2013年4月15日

目录

图目录	III
表目录	V
摘要	VI
Abstract	VII
第一章 概述	1
1.1 研究背景	1
1.2 研究动机	2
1.3 论文结构	3
第二章 射频设计中的主要参量与接收机架构	4
2.1 非线性	4
2.1.1 三阶交调点	5
2.1.2 IP_3 的级联公式	7
2.1.3 宽带信号的三阶交调	8
2.1.4 复合三阶失真	9
2.2 噪声	12
2.2.1 信噪比	12
2.2.2 噪声系数	13
2.3 信号噪声失真比	14
2.3.1 概述	14
2.3.2 信号噪声失真比的级联公式	15
2.3.3 影响信号噪声失真比的几个因素	16
2.3.3.1 噪声系数对信号噪声失真比的影响	17
2.3.3.2 非线性对信号噪声失真比的影响	17
2.3.3.3 增益对信号噪声失真比的影响	18
2.4 接收机的主要架构	22
2.4.1 外差架构	22
2.4.2 零中频架构	24
2.4.3 其他架构	25
第三章 系统自动增益控制	26
3.1 概述	26
3.1.1 反馈环路与前馈环路	26

3.1.2 数字自动增益控制	28
3.2 数字电视调谐器(TV-tuner)系统架构及系统控制方法	29
3.2.1 数字电视调谐器(TV-tuner)的系统架构	30
3.2.2 各模块增益控制流程	30
3.2.3 各个模块的目标功率设计	33
3.3 自动增益控制算法	33
3.3.1 系统控制状态机	34
3.3.2 增益核心算法状态机	35
3.3.3 输出功率的数字编码方法	38
3.3.3.1 功率检测器(PWD)的输出编码	39
3.3.3.2 幅度检测器(RSSI)的输出编码	40
3.4 其他模块	41
3.4.1 RC 偏差校正模块	41
3.4.2 功率检测器的直流失调校正	42
3.4.3 脉宽调制译码	43
3.4.4 噪声与带外非线性的优化模块	45
第四章 电路仿真及测试	49
4.1 各模块仿真结果	49
4.1.1 系统仿真	49
4.1.2 电阻电容校正模块仿真	51
4.1.3 功率检测器直流校正模块仿真	51
4.1.4 脉宽调制译码模块仿真	51
4.2 数字电视调谐器的测试结果	52
4.2.1 系统自动增益控制测试	52
4.2.2 脉宽调制译码测试	53
第五章 总结与展望	54
5.1 总结	54
5.2 展望	54
参考文献	55
致谢	57

图目录

图 1-1	1995 到 2012 年全球无线通信用户数量估计	1
图 1-2	接收机的一般架构	2
图 1-3	线性度与噪声之间的折衷	2
图 2-1	三阶交调量对有用信号的影响	5
图 2-2	带内三阶交调量的干扰	5
图 2-3	三阶交调点在对数坐标上的表示	6
图 2-4	多级级联的 IP_3	7
图 2-5	一个频点三阶交调量的两种产生方式	8
图 2-6	互交调与复合三阶交调产生差拍数对比	10
图 2-7	宽带信号的复合三阶差拍分布	11
图 2-8	LNA 二端口噪声等效电路	13
图 2-9	不同输入下的信号噪声失真比	15
图 2-10	噪声系数对信号噪声失真比的影响	17
图 2-11	非线性对信号噪声失真比的影响	18
图 2-12	可变增益模块输入与输出、增益的特性	19
图 2-13	级联下目标功率与后级最优输入点的关系	20
图 2-14	级联情况下后级信号噪声失真比与输入的关系	21
图 2-15	外差架构下信号传输过程	23
图 2-16	外差接收机的基本架构	23
图 2-17	双中频外差接收机架构	24
图 2-18	零中频接收机架构	24
图 3-1	反馈自动增益控制环路	26
图 3-2	前馈自动增益控制环路	27
图 3-3	数字编码的混合自动增益控制环路	28
图 3-4	全球通信标准分布	29
图 3-5	基于多标准的数字电视调谐器架构	30
图 3-6	调谐器增益调整流程	31
图 3-7	系统自动增益控制环路	32
图 3-8	系统控制状态图	34
图 3-9	增益核心算法状态图	36
图 3-10	增益调整流程图	38

图 3-11	功率检测器输入输出关系.....	39
图 3-12	功率检测器的编码.....	39
图 3-13	线性化编码后 PWD 输出功率与输出功率码关系.....	40
图 3-14	幅度检测器的编码.....	41
图 3-15	线性化编码后 RSSI 输出功率与输出功率码关系.....	41
图 3-16	RC 校正状态转换图.....	42
图 3-17	功率检测器的直流校正流程.....	43
图 3-18	二分法校正过程.....	43
图 3-19	脉宽调制译码模块.....	44
图 3-20	占空比的校正.....	44
图 3-21	除法控制模块状态图.....	45
图 3-22	系统可知的 3 个信号位置.....	45
图 3-23	$P_1 = P_2 = P_3$	46
图 3-24	$P_1 > P_2 = P_3$	46
图 3-25	$P_1 > P_2 > P_3$	46
图 3-26	$P_1 = P_2 > P_3$	47
图 3-27	多级系统中增益分配对非线性和噪声的影响.....	48
图 3-28	Mixer 增益模式选择模块状态图.....	48
图 4-1	系统各级的输出.....	49
图 4-2	PWD 及两个 RSSI 的输出.....	49
图 4-3	系统控制流程.....	50
图 4-4	二分法增益设置.....	50
图 4-5	线性法增益设置.....	50
图 4-6	电阻电容校正模块仿真.....	51
图 4-7	功率检测器直流校正模块仿真.....	51
图 4-8	脉宽调制译码模块仿真.....	52
图 4-9	自动增益控制下各级增益的变化.....	53
图 4-10	脉宽调制译码模块测试结果.....	53

表目录

表 3-1	前馈和反馈环路优缺点对比	27
表 3-2	全球通信标准分布	29
表 3-3	各模块增益分配.....	32

摘要

从 19 世纪末开始, 射频接收机就作为通信系统中的一个基本模块而存在。近年来随着无线通信的发展, 射频接收机更是作为从电磁波中还原出系统可识别的电信号的传输模块而越来越受到工程师们的关注。

自动增益控制系统作为接收机内必不可少的模块, 其主要功能是调节信号强弱, 以确保在输入信号功率变化很大的情况下仍能保持输出的稳定。因此需要对接收机内的各个可变增益模块进行增益的调节, 以达到稳定输出的效果。随着片内全集成接收机的出现, 如何对多级级联的可变增益模块进行增益分配成为另一个需要研究的问题。本文对影响信号的两种主要干扰, 噪声和非线性, 进行了详细的分析讨论, 并在此基础上推出了可以用于衡量信号质量的指标—信号噪声失真比。

在了解接收机架构的基础上, 以之前推导的信号噪声失真比理论为依据, 同时考虑实际工作时各种可能遇到的带外干扰情况, 对一个数字电视调谐器的各级可变增益模块进行增益分配。

同时本论文将增益调整与系统控制联系到一起, 对一个数字电视调谐器芯片进行了合理的系统控制, 并介绍了系统内各个数字模块及其功能。

最后在文章的第四章给出了各个模块的仿真结果及芯片的测试结果, 以验证理论的正确性及电路功能。

关键词: 射频接收机, 自动增益控制, 信号噪声失真比, 接收机系统控制, 噪声, 线性度, 复合三阶失真

中图分类号: TN4

Abstract

Receiver has been a basic block in communication systems since the late 19th century. Nowadays, with the development of wireless communication, receiver has acquired an essential role in engineer's mind. receiver's main function is to recover the signals from the transmitted waves and convert them to electronic signals.

Automatic gain control (AGC), as a necessary part of receiver, has a main function to adjust the power of signals, which can keep the output signal stable while the input signals change in a wide range. In order to implement this function, AGC needs to control the gain of all the variable gain blocks in the receiver. Because of the invention of fully integrated receiver, it has been a new problem to set the gain of each variable gain blocks. In this dissertation we make a discussion of noise and distortion in detail, which are the main interferences in communication. Then we advance a new theory - signal to noise and distortion ratio (SNDR), which can measure signal quality.

After a brief introduce of receiver architectures, we can work out a solution to set every variable gain blocks of a TV-tuner, with the help of SNDR and consideration of out-band distortion.

This treatise also combines AGC with system control. Give a detail algorithm of system control and AGC in the TV-tuner. And introduce other digital blocks briefly in this chip.

Finally, simulation results and measured results are presented, which verified the function of AGC and the chip.

Key Words: RF receiver, AGC, SNDR, receiver system control, noise, distortion, CTB

第一章 概述

1.1 研究背景

在信息技术高度发展的今天，通信产品便携化已成为当下发展趋势。手机，平板电脑等各种多媒体终端给人们的生活带来了意想不到的变化，无线传输作为一种便捷的通信方式正越来越受到工程师们的青睐。图 1-1 显示了自 1995 年以来，全球无线通信系统的用户数量估计值[1]，很明显，从上个世纪 90 年代中期开始，无线通信系统的数量一直以很快速度在增长。

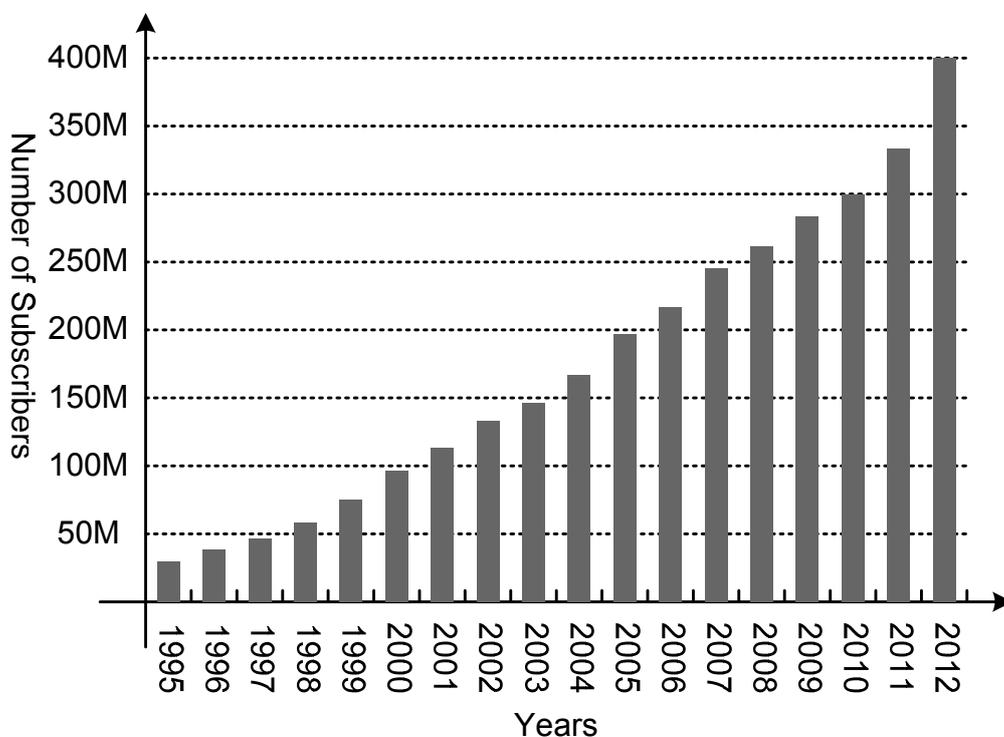


图 1-1 1995 到 2012 年全球无线通信用户数量估计

因此，作为无线通信系统中十分重要的基本模块，接收机的研发就变得尤为重要。为了满足现代通信系统对高集成度、高性能、低功耗、低成本的要求，工程师们充分发挥自己的专业才能，不断地研发出各种应用于不同系统的接收机。按照应用的不同，可以分为应用于数字电视、手机、无线本地局域网、蓝牙、近场通信等方面的接收机。按照处理信号的方式来分，又可以分为模拟接收机和数字接收机。按照所采用工艺的不同，又有：互补金属氧化物半导体工艺(CMOS)，双极管工艺(Bipolar)，双极互补金属氧化物半导体工艺(BiCMOS)，锗硅工艺

(SiGe)等。根据集成度的不同,可以分为:分立元件接收机、部分集成接收机、全集成接收机[2]。

无论是哪一种接收机,其基本架构都是如图 1-2 所示[1]。在无线通信系统中,射频电路是紧接着天线直到解调器或调制器部分,其任务是执行信号的传输,保证信号良好的功率传输或功率控制是衡量一个收发机的主要标准[3]。因此,如何从系统的角度去优化协调接收机的各个模块对一个收发机来说是至关重要的。自动增益控制(Automatic gain control, AGC)的引入从控制信号功率的角度来优化系统,通过对接收机内的各级进行增益上的调整,来达到优化信号的线性度跟噪声的效果。

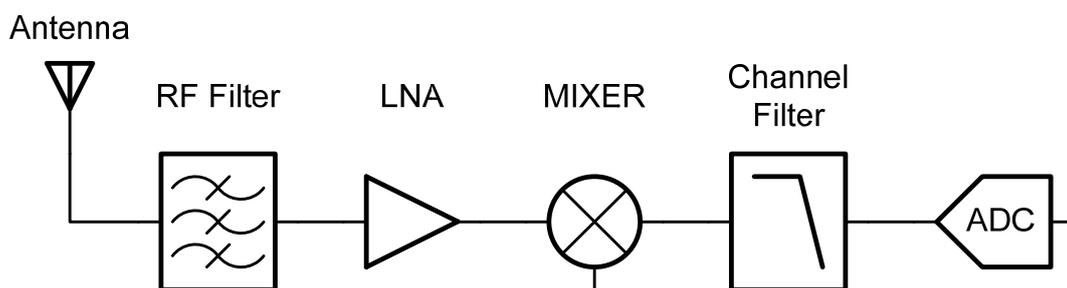


图 1-2 接收机的一般架构

1.2 研究动机

最初的自动增益控制主要是指控制有可变增益功能的单个模块的增益。信号的干扰主要来自于非线性和噪声。如图 1-3 所示,以单个可变增益模块为例,当输入的信号较小时,噪声成为恶化信号的主要因素,因此需要调高增益,然而,调高增益会恶化信号的线性度。由此可知,调整增益可以权衡信号的线性度跟噪声。

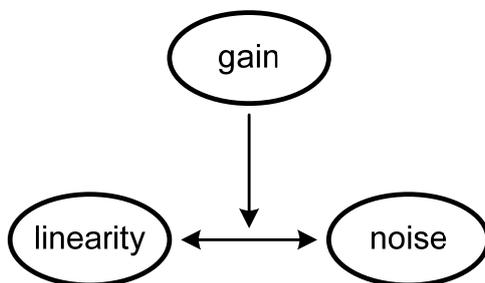


图 1-3 线性度与噪声之间的折衷

对于有多个可变增益模块的接收机,当信号的输入输出功率已固定时,自动增益控制要解决的问题就是如何分配各级的增益,分配的原则是:合理配置各级增益,以优化信号的线性度与噪声。本论文以一个宽带多标准电视调谐器(TV

tuner)为例, 主要通过信号噪声失真比(Signal to Noise and Distortion Ratio, SNDR)这一指标来合理配置各级增益, 由于带外干扰的存在, 在设计中同时辅以功率差值判断的方法来进行线性度与噪声的优化选择。讨论总结如何从系统的角度优化整个接收机的信号输出质量。

1.3 论文结构

以一个实际的数字电视调谐器(TV-tuner)为例, 本论文详细阐述了从射频的基础理论到最终对整个系统的自动增益控制, 得到了在射频设计中如何协调影响信号质量的两个干扰—线性度与噪声, 并以线性噪声失真比为主要参考指标设计各个模块的增益, 最后引入系统级的自动增益控制方法, 通过复用, 多模式调整等方式具体优化实际应用中可能遇到的各种情况, 然后是一些设计仿真的结果和最近一次 TV-tuner 流片后的测试结果, 最后是对自动增益控制算法的一个总结, 以及一些关于算法的改进设想, 并对未来的自动增益控制发展进行一些展望。具体的章节组织结构如下:

第二章主要是对射频设计的一些基础概念进行简单的介绍, 并以线性度与噪声的折衷为研究方向, 引入信号噪声失真比的概念, 作为优化信号质量的指标。最后是对接收机的架构进行简单的介绍。

第三章介绍自动增益控制方法, 首先是对自动增益控制方法的概述, 总结了一些常见结构和设计方法, 然后引入系统级自动增益控制方法, 之后以一个 TV-tuner 芯片作为实例, 在阐述了这款芯片的架构之后, 设计了可应用于这款芯片的系统级自动增益控制模块。最后对系统中其他数字控制模块进行了介绍。

第四章是对 TV-tuner 芯片相关模块的一些仿真结果及系统仿真结果, 然后列出芯片的测试结果以做对比。

第五章是对系统自动增益控制的一个总结与展望。

第二章 射频设计中的主要参量与接收机架构

在射频设计中，信号的大小是使用功率来衡量的，为了得到具有良好的功率传输的射频电路系统，必须对影响信号的两个主要干扰：非线性和噪声进行分析。本章首先简要介绍非线性和噪声的概念，并着重对宽带信号的非线性进行分析。接着引入为权衡这两个指标而定义的信号噪声失真比的概念，并将这一指标作为后续章节中系统增益分配的一个主要参考标准。最后，对接收机的架构做一个简单的介绍，并讨论了各种架构的优势与缺陷。

2.1 非线性

非线性是衡量信号质量的重要指标，在系统中造成非线性的因素有很多，包括谐波失真，增益压缩，互调，交调等。对于谐波失真，良好的差分结构可以有效抑制偶次谐波，而且很多高阶谐波会被模块自身的低通特性滤去。对于互调，主要是在处理多个独立信号通道时影响较大。这里，我们主要关注的是系统的三阶交调失真。

从另一方面来讲，对于谐波失真，我们考虑的是信号自身的影响，对于增益压缩，我们所处理的情况是有用信号与同频道处的一个大的干扰信号。在射频设计中，我们更多考虑到的，是有两个或者两个以上的干扰信号存在时，干扰信号对有用信号的影响，这里我们首先讨论一种简单的情况：有用信号与两个干扰信号输入到接收机中。

我们可以将接收机中的各个模块近似为一个个非线性无记忆的系统[4][5]，那么其输入输出关系可以表示为，

$$y(t) = \alpha_0 + \alpha_1 x(t) + \alpha_2 x^2(t) + \alpha_3 x^3(t) + \dots \quad (2.1)$$

其中， $y(t)$ 是输出信号， $x(t)$ 是输入信号。如果两个干扰处于频率 ω_1 和 ω_2 处，且 $\omega_1 < \omega_2$ ，考虑两个干扰的影响，可以假设干扰信号为 $x(t) = A_1 \cos \omega_1 t + A_2 \cos \omega_2 t$ ，根据(2.1)那么，

$$y(t) \approx \alpha_0 + \alpha_1 (A_1 \cos \omega_1 t + A_2 \cos \omega_2 t) + \alpha_2 (A_1 \cos \omega_1 t + A_2 \cos \omega_2 t)^2 + \alpha_3 (A_1 \cos \omega_1 t + A_2 \cos \omega_2 t)^3 \quad (2.2)$$

上式展开后，易知，输出将在 ω_1 、 ω_2 、 $\omega_1 \pm \omega_2$ 、 $2\omega_1 \pm \omega_2$ 、 $2\omega_2 \pm \omega_1$ 产生分量，这里，如果有用信号 ω_0 与以上任意交调频率相等，则会对 ω_0 处的输出产生失真，图 2-1 显示了当 $\omega_0 = 2\omega_1 - \omega_2$ 时，干扰信号的交调量对有用信号的影响。

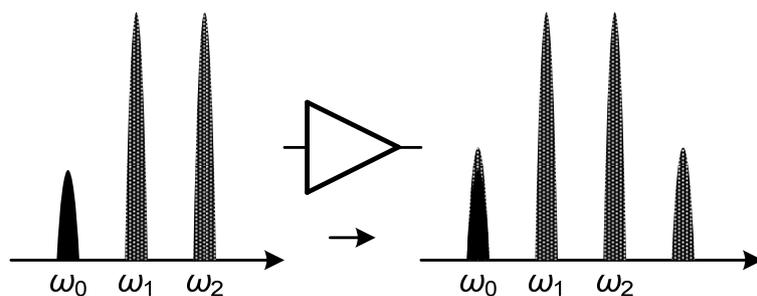


图 2-1 三阶交调量对有用信号的影响

2.1.1 三阶交调点

以上讨论的三阶交调对信号的影响，有两个需要注意的地方：1. 我们推导公式时，考虑的都是一个一个的单频点，实际上，这是我们对处理窄带信号的一种简化假设。2. 三阶交调量来自带外的两个干扰信号，由带外两个干扰源产生了三阶交调量落在带内，对带内有用信号产生影响。

然而，对于三阶交调，还有一种恶化信号的可能来自带内信号的交调，举例来讲，假设一个窄带信号，我们关注带内两个频率处的信号 ω_1 和 ω_2 ，假设 $\omega_1 < \omega_2$ ，并且两个频率非常接近，那么当它们通过系统后，这两个信号的众多交调量中， $2\omega_1 - \omega_2$ 和 $2\omega_2 - \omega_1$ 处的交调量可能会落在带内，如图 2-2，从而恶化了整个频道的输出信号。

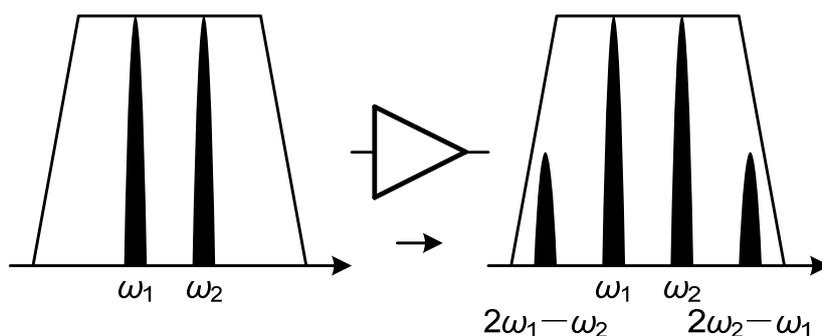


图 2-2 带内三阶交调量的干扰

为了衡量这种失真造成的影响，我们引入三阶交调点(IP_3)的概念，首先将相关频率的分量列出，根据(2.2)式，

$$\omega_1: \left(\alpha_1 A_1 + \frac{3}{4} \alpha_3 A_1^3 + \frac{3}{2} \alpha_3 A_1 A_2^2\right) \cos \omega_1 t \approx \alpha_1 A_1 \cos \omega_1 t \quad (2.3)$$

$$\omega_2: \left(\alpha_1 A_2 + \frac{3}{4} \alpha_3 A_2^3 + \frac{3}{2} \alpha_3 A_2 A_1^2\right) \cos \omega_2 t \approx \alpha_1 A_2 \cos \omega_2 t \quad (2.4)$$

$$2\omega_1 - \omega_2 : \frac{3\alpha_3 A_1^2 A_2}{4} \cos(2\omega_1 - \omega_2)t \quad (2.5)$$

$$2\omega_2 - \omega_1 : \frac{3\alpha_3 A_1 A_2^2}{4} \cos(2\omega_2 - \omega_1)t \quad (2.6)$$

令 $A_1 = A_2 = A$ ，转换到对数坐标， $2\omega_1 - \omega_2$ 和 $2\omega_2 - \omega_1$ 处的交调量是以 3 倍于基波的速度增长，因此定义当基波幅度等于交调量幅度时的那一点为三阶交调点 (IP_3) [4]，这一点所对应的输入为输入三阶交调点 (IIP_3)，对应的输出为输出三阶交调点 (OIP_3)，如图 2-3 所示。

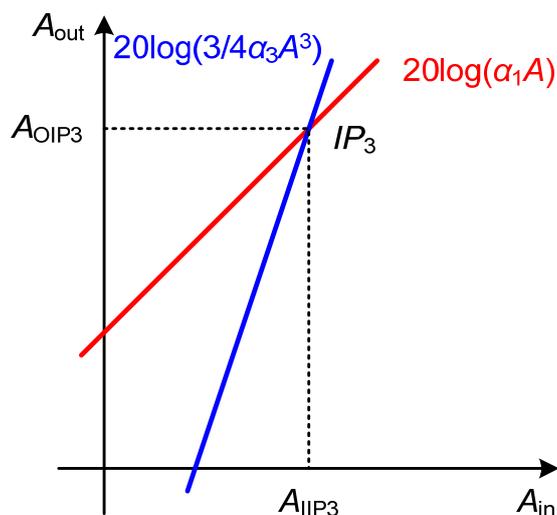


图 2-3 三阶交调点在对数坐标上的表示

这样，根据 IP_3 的定义，令(2.4)式与(2.6)式所表示的基波与交调量的幅度相等，可以得到，

$$|\alpha_1 A_{IIP3}| = \left| \frac{3\alpha_3 A_{IIP3}^3}{4} \right| \quad (2.7)$$

整理后得到 IIP_3 ，

$$A_{IIP3} = \sqrt{\frac{4}{3} \frac{|\alpha_1|}{|\alpha_3|}} \quad (2.8)$$

以上推导得到的 A_{IIP3} 是一个很大的值，大到甚至超过电源电压。因此实际的信号传输过程中不会遇到这样的输入情况，但是 A_{IIP3} 作为一个衡量线性度的指标需要通过测试得到。比较流行的一种测试方法是双声测试(two-tone test)[4]，只要我们通过测试得到输入基波量 A_{in} 以及输出基波量 A_{out} 和交调量 A_{IM} ，就可以计算得到信号的 A_{IIP3} ，

$$20\log A_{IP3} = \frac{1}{2}(20\log A_{out} - 20\log A_{IM}) + 20\log A_{in} \quad (2.9)$$

2.1.2 IP_3 的级联公式

由于在接收机中，信号要通过从低噪声放大器到模数转换器等多个模块，所以要考虑 IP_3 的级联公式(图 2-4)。

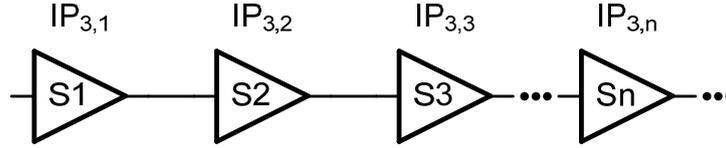


图 2-4 多级级联的 IP_3

首先考虑两级级联的情况，那么各级的输入输出关系可以简化为，

$$y_1(t) = \alpha_1 x(t) + \alpha_2 x^2(t) + \alpha_3 x^3(t) \quad (2.10)$$

$$y_2(t) = \beta_1 y_1(t) + \beta_2 y_1^2(t) + \beta_3 y_1^3(t) \quad (2.11)$$

将两式合并后可以得到总的输入输出关系，我们只关心一阶和三阶量，

$$y_2(t) = \alpha_1 \beta_1 x(t) + (\alpha_3 \beta_1 + 2\alpha_1 \alpha_2 \beta_2 + \alpha_1^3 \beta_3) x^3(t) + \dots \quad (2.12)$$

结合式(2.8)，可以得到两级级联的 IP_3 公式（这里的 IP_3 指的都是输入端），

$$A_{IP3} = \sqrt{\frac{4}{3} \left| \frac{\alpha_1 \beta_1}{\alpha_3 \beta_1 + 2\alpha_1 \alpha_2 \beta_2 + \alpha_1^3 \beta_3} \right|} \quad (2.13)$$

令第一级的 IP_3 为 $A_{IP3,1}$ ，第二级的 IP_3 为 $A_{IP3,2}$ ，可以将式(2.13)整理为，

$$\frac{1}{A_{IP3}^2} = \left| \frac{1}{A_{IP3,1}^2} + \frac{3\alpha_2 \beta_2}{2\beta_1} + \frac{\alpha_1^2}{A_{IP3,2}^2} \right| \quad (2.14)$$

由于偶次谐波可以有效的抑制，因此 α_2 与 β_2 可以忽略，得到更加简化的级联公式，

$$\frac{1}{A_{IP3}^2} \approx \frac{1}{A_{IP3,1}^2} + \frac{\alpha_1^2}{A_{IP3,2}^2} \quad (2.15)$$

根据这个简化的两级级联公式，我们可以扩展到 n 级，

$$\frac{1}{A_{IP3}^2} \approx \frac{1}{A_{IP3,1}^2} + \frac{\alpha_{1,1}^2}{A_{IP3,2}^2} + \frac{\alpha_{1,1}^2 \alpha_{1,2}^2}{A_{IP3,3}^2} + \dots + \frac{\alpha_{1,1}^2 \alpha_{1,2}^2 \dots \alpha_{1,(n-1)}^2}{A_{IP3,n}^2} \quad (2.16)$$

$A_{IP3,n}$ 为第 n 级的输入三阶交调点， $\alpha_{1,n}$ 为第 n 级的一阶增益。根据这个级联公式，可以看到，第一级的增益 $\alpha_{1,1}$ 对系统线性度影响最大，前级的增益越小，系统的线性度就越好，因此当处理多个可变增益模块时，如果需要系统体现较好的

线性度，可以将增益尽量加在后级。这个原则作为我们之后为 TV-tuner 芯片的各模块如何分配增益提供了一个理论依据。

2.1.3 宽带信号的三阶交调

在以上的讨论中，我们考虑的都是单频点或者两个频点的情况，但是在实际应用中，信号的传输一般都是在一段频率内，而不是一个频点，在众多传输标准中，一个频道的带宽也各不相同，比如美国的 ATSC 标准中一个频道的带宽为 6 M，日本的 ISDB-T 标准中一个频道的带宽可以从 430 k 到 8 M 不等。因此使用单频点来分析信号传输明显存在很多问题，相对于单频点，宽带信号的三阶交调就十分有必要进行详细的研究[6]。

宽带信号的各个频点处产生的交调量是由众多频率上的信号交调量之和，为了计算整个带宽内的交调量，我们假设信号在整个频道内具有平坦的频谱，频道带宽为 B 。根据式(2.9)，我们可以把三阶交调量转换到功率表示出来，

$$P_{\text{OIM3}} = \frac{P_{\text{in}}^3 \times G}{P_{\text{IIP3}}^2} \quad (2.17)$$

G 表示系统的一阶功率增益。 P_{in} 为整个频道内一个单频点的输入功率，那么整个频道的输入功率为，

$$P_{\text{in,total}} = P_{\text{in}} \times B \quad (2.18)$$

这里，我们可以把这个三阶交调量等效到输入端，可以得到，

$$P_{\text{IIM3}} = \frac{P_{\text{in}}^3}{P_{\text{IIP3}}^2} \quad (2.19)$$

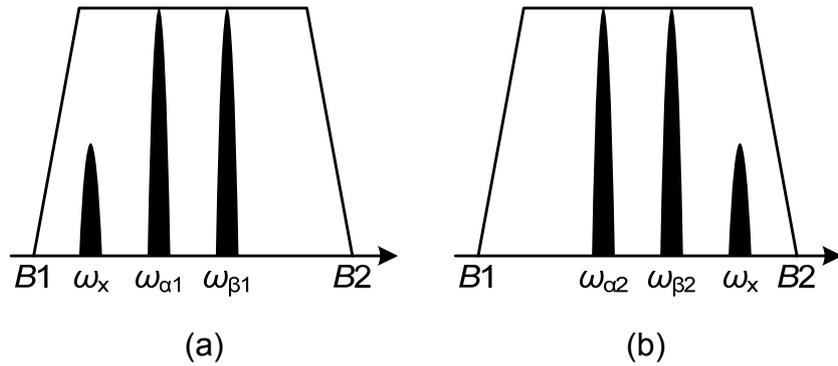


图 2-5 一个频点三阶交调量的两种产生方式

对于一个频率为 ω_x 的三阶交调点，产生它的双声(two-tone)信号有两种可能性，第一种是大于 ω_x 的两个频率： $\omega_{\alpha1} = \omega_x + \omega_{\Delta}$ 和 $\omega_{\beta1} = \omega_x + 2\omega_{\Delta}$ ，则 $2\omega_{\alpha1} - \omega_{\beta1} = \omega_x$ ，如图 2-5 (a)所示。第二种是小于 ω_x 的两个频率： $\omega_{\alpha2} = \omega_x - 2\omega_{\Delta}$ 和 $\omega_{\beta2} = \omega_x - \omega_{\Delta}$ ，则 $2\omega_{\beta2} - \omega_{\alpha2} = \omega_x$ ，如图 2-5(b)所示。假设这个频道的频率上下限分别为 $B1$ 和 $B2$ ，易知 $B2 - B1 = B$ ，我们可以对每一种情况进行积分，然

后将两种情况积分所得的三阶交调量加在一起, 就可以得到某一个频点的总的三阶交调量。

对于第一种情况, 我们对 ω_{Δ} 积分, 易知, ω_{Δ} 的边界条件为 $0 < \omega_{\Delta} < 0.5 \times (B2 - \omega_x)$, 那么根据式(2.19)可以得到等效到输入的 $P_{IIM3,1}$,

$$P_{IIM3,1} = \int_0^{\frac{B2-\omega_x}{2}} \frac{P_{in}^3}{P_{IIP3}^2} d\omega \quad (2.20)$$

整理化简可得,

$$P_{IIM3,1} = \frac{B2 - \omega_x}{2} \times \frac{P_{in}^3}{P_{IIP3}^2} \quad (2.21)$$

对于第二种情况, 我们对 ω_{Δ} 积分, 易知, ω_{Δ} 的边界条件为 $0 < \omega_{\Delta} < 0.5 \times (\omega_x - B1)$, 那么根据式(2.19)可以得到等效到输入的 $P_{IIM3,2}$,

$$P_{IIM3,2} = \int_0^{\frac{\omega_x - B1}{2}} \frac{P_{in}^3}{P_{IIP3}^2} d\omega \quad (2.22)$$

整理化简可得,

$$P_{IIM3,2} = \frac{\omega_x - B1}{2} \times \frac{P_{in}^3}{P_{IIP3}^2} \quad (2.23)$$

将两种情况下的三阶交调量求和, 就得到位于 ω_x 处的等效到输入的总三阶交调量,

$$P_{IIM3} = P_{IIM3,1} + P_{IIM3,2} = \left(\frac{B2 - \omega_x}{2} + \frac{\omega_x - B1}{2} \right) \frac{P_{in}^3}{P_{IIP3}^2} = \frac{B}{2} \times \frac{P_{in}^3}{P_{IIP3}^2} \quad (2.24)$$

由于频道带宽为 B , 那么可以求得整个频道的等效输入三阶交调量,

$$P_{IIM3,total} = P_{IIM3} \times B = \frac{(P_{in} \times B)^3}{P_{IIP3}^2 \times 2B} = \frac{P_{in,total}^3}{P_{IIP3}^2 \times 2B} \quad (2.25)$$

从式(2.25)可以知道, 当输入功率不变时, 总的等效输入三阶交调量与频道带宽成反比。

2.1.4 复合三阶失真

以上对宽带三阶交调量的讨论都是基于两个频点交调得到的, 但是在实际的宽频中, 三个频点在一起混频也可以产生与三个频率相关的三阶交调量, 我们将这种交调量称为复合三阶交调, 由这种交调量产生的失真称为复合三阶失真。

为了更好的说明复合三阶失真, 我们取宽带内的三个频点 ω_1 、 ω_2 、 ω_3 , 则输入信号可以表示为 $x(t) = A\cos\omega_1 t + A\cos\omega_2 t + A\cos\omega_3 t$, 那么, 输出可以表示为,

$$\begin{aligned}
y(t) = & \alpha_1(A\cos\omega_1t + A\cos\omega_2t + A\cos\omega_3t) \\
& + \alpha_2(A\cos\omega_1t + A\cos\omega_2t + A\cos\omega_3t)^2 \\
& + \alpha_3(A\cos\omega_1t + A\cos\omega_2t + A\cos\omega_3t)^3
\end{aligned} \tag{2.26}$$

由于我们关注的是三个频点的复合交调，因此我们只展开三阶项，可以得到，

$$\begin{aligned}
y(t) = & \frac{3}{2}\alpha_3A^3[\cos(\omega_1 + \omega_2 + \omega_3)t + \cos(\omega_1 + \omega_2 - \omega_3)t \\
& + \cos(\omega_1 - \omega_2 + \omega_3)t + \cos(\omega_1 - \omega_2 - \omega_3)t] + \dots
\end{aligned} \tag{2.27}$$

其中位于 $\omega_1 + \omega_2 + \omega_3$ 处的交调量一般会因为频率较高而落于带外，那么比较重要的产生复合三阶交调量的频率是 $\omega_1 + \omega_2 - \omega_3$ 、 $\omega_1 - \omega_2 + \omega_3$ 、 $\omega_2 + \omega_3 - \omega_1$ ，与两个频率互交调产生的三阶量相比，参考式(2.5)，复合三阶交调量在幅度上是互交调量的 2 倍，那么反应到功率上，复合三阶交调量是互交调量的 4 倍，根据式(2.19)，可以得到等效到输入的复合三阶交调量，

$$P_{IIM3} = 4 \frac{P_{in}^3}{P_{IP3}^2} \tag{2.28}$$

这里的 P_{in} 为整个频道内一个单频点的输入功率。

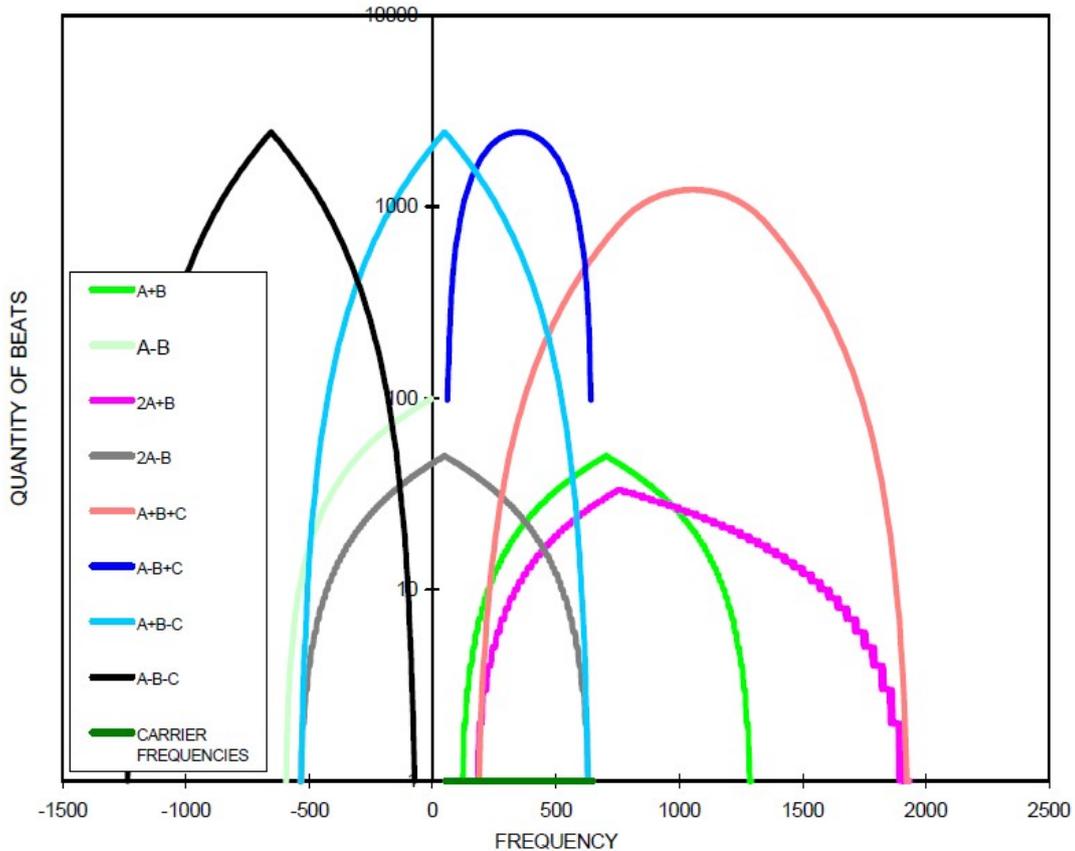


图 2-6 互交调与复合三阶交调产生差拍数对比

为了计算一个频点上所有的复合三阶交调量，我们需要知道在整个频带上的

信号在某一频点上所产生的交调量数量，这里通常称为复合三阶差拍 (Composite Triple Beats, CTBs)。如果将两个频率的互交调在某一频点上产生的交调量数量也用差拍数表示，复合三阶差拍数要远远大于互交调差拍数，如图 2-6 所示[7]。其中的 A、B、C 表示 ω_1 、 ω_2 、 ω_3 三个频率处的信号，并且假设 $\omega_1 < \omega_2 < \omega_3$ 。

因此，无论从单个交调量的大小来说，还是从交调量的差拍数来讲，复合三阶交调量都要远远超过互交调量从而成为影响信号线性度的主要因素，因此有必要对复合三阶交调量进行具体的计算，图 2-7 显示了在宽带内复合三阶差拍分布[7]。

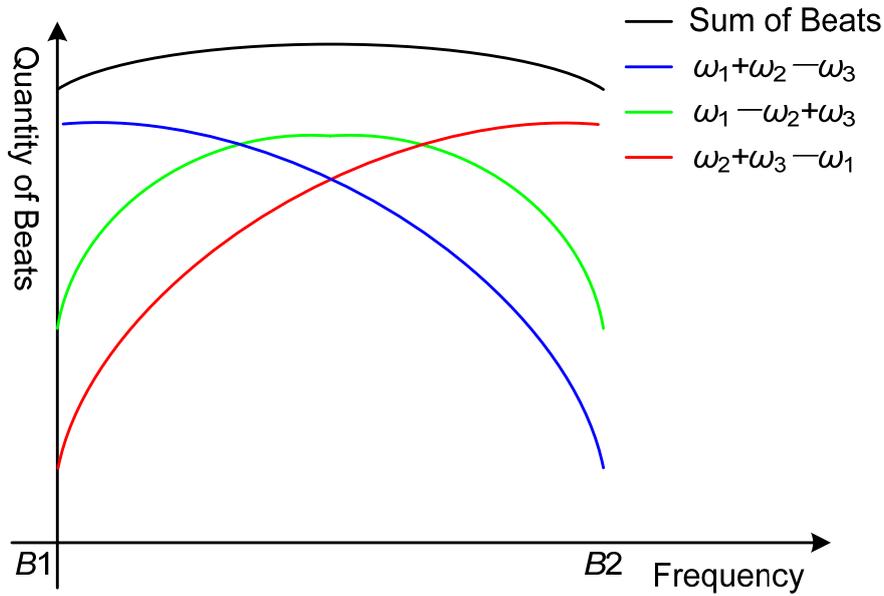


图 2-7 宽带信号的复合三阶差拍分布

从图 2-7 中可以看到，位于频带中心位置的频点上复合三阶差拍数最多，如果我们将带宽 B 量化为 N 个频点，那么第 M 个频点上的三阶差拍数为[7]，

$$\text{beats} = \frac{N^2}{4} + \frac{(N-M)(M-1)}{2} \quad (2.29)$$

当 $M = N/2$ 时，

$$\text{beats} \approx \frac{3N^2}{8} \quad (2.30)$$

相近的结果可以在另外一篇文献中找到[8]，第 M 个频点上的复合三阶差拍数的公式为，

$$\text{beats} = \frac{(M+N)^2 - 3M^2 + 2M - 6N + 3}{4} \quad (2.31)$$

当 $M = N/2$ 时，

$$\text{beats} = \frac{3N^2 - 10N + 6}{8} \quad (2.32)$$

当 N 趋于无穷大时，式(2.30)和式(2.32)所表示的差拍数都可以简化为式(2.30)，关于复合三阶差拍数的公式，并没有比较统一的形式，但是各类文献所推导出来的公式差别不是很大，主要都是参考了测试结果，具体内容可以参考文献[7][8]。

根据式(2.30)和式(2.28)，可以得到中心频点处等效到输入的总复合三阶交调量，

$$P_{\text{CTB, single}} = 4 \frac{P_{\text{in}}^3}{P_{\text{IIP3}}^2} \times \frac{3N^2}{8} = \frac{3N^2 P_{\text{in}}^3}{2P_{\text{IIP3}}^2} \quad (2.33)$$

那么，考虑非线性最恶化的情况，我们令整个频道内的复合三阶交调量都与式(2.33)相同，则整个频道的复合三阶交调量为，

$$P_{\text{CTB, total}} = P_{\text{CTB, single}} \times N = \frac{(P_{\text{in}} \times N)^3}{P_{\text{IIP3}}^2} \times \frac{3}{2} = \frac{3P_{\text{in, total}}^3}{2P_{\text{IIP3}}^2} \quad (2.34)$$

2.2 噪声

噪声在电路中是一个与信号源无关的随机电信号，噪声的存在限制了系统能够正确处理的输入信号最小值，因为太小的信号会湮没于噪底中，因此，同非线性的研究目的相类似，噪声的研究对系统的功耗，速度等性能都有着十分重要的意义。

2.2.1 信噪比

信噪比(Signal to Noise Ratio, SNR)定义为信号功率与总噪声功率的比值。对于一个二端口网络，由于信号跟噪声有输入端跟输出端之分，因此信噪比也分为输入信噪比和输出信噪比，

$$\begin{aligned} \text{SNR}_{\text{in}} &= \frac{P_{\text{signal, in}}}{P_{\text{noise, in}}} \\ \text{SNR}_{\text{out}} &= \frac{P_{\text{signal, out}}}{P_{\text{noise, out}}} \end{aligned} \quad (2.35)$$

为了计算信噪比，我们假设一个低噪声放大器(LNA)通过天线接入一个射频信号，如图 2-8 所示。如果低噪声放大器的输入阻抗为 Z_{in} ，那么可以求得输入 SNR 和输出 SNR，

$$SNR_{in} = \frac{\left| \frac{Z_{in}}{Z_{in} + R_s} \right|^2 V_{in}^2}{\left| \frac{Z_{in}}{Z_{in} + R_s} \right|^2 \overline{V_{RS}^2}} \quad (2.36)$$

$$SNR_{out} = \frac{\left| \frac{Z_{in}}{Z_{in} + R_s} \right|^2 V_{in}^2 A_v^2}{\left| \frac{Z_{in}}{Z_{in} + R_s} \right|^2 \overline{V_{RS}^2 A_v^2 + V_n^2}}$$

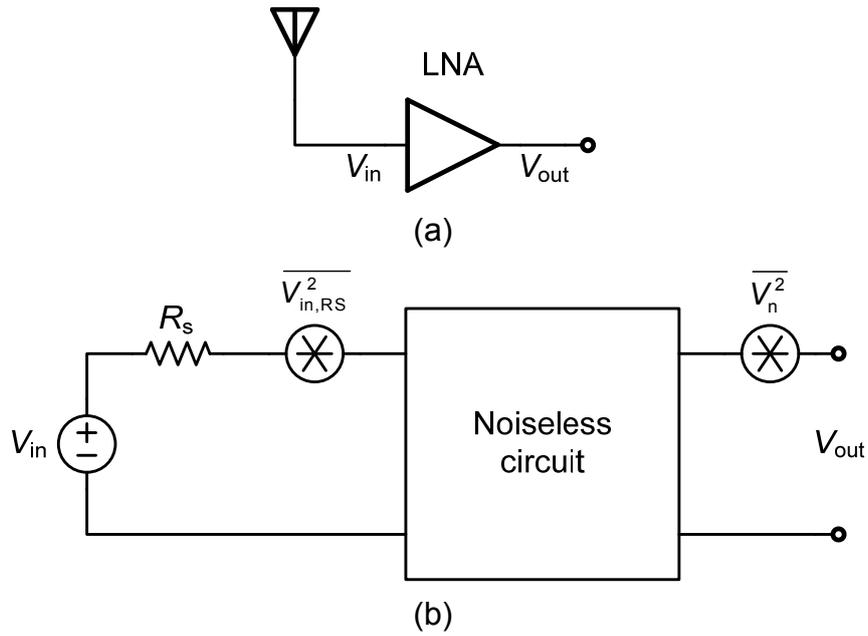


图 2-8 LNA 二端口噪声等效电路

2.2.2 噪声系数

噪声系数(Noise Figure, NF)是系统输入信噪比与输出信噪比的比值，是衡量系统噪声的重要性能指标，根据式(2.35)，

$$NF = \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} \quad (2.37)$$

将式(2.36)带入，化简后可得二端口网络的噪声系数，

$$NF = 1 + \frac{\overline{V_n^2}}{\left| \frac{Z_{in}}{Z_{in} + R_s} \right|^2 A_v^2 \overline{V_{RS}^2}} \quad (2.38)$$

对于多个模块的级联，其总噪声系数与各级噪声系数和各级增益相关[4]，

$$NF = 1 + (NF_1 - 1) + \frac{NF_2 - 1}{A_1^2} + \frac{NF_3 - 1}{A_1^2 A_2^2} + \dots + \frac{NF_m - 1}{A_1^2 A_2^2 \dots A_{m-1}^2} \quad (2.39)$$

根据噪声系数的级联公式，可以知道在多级系统中，第一级的增益对 NF 的

影响最大，因此当处理多级可变增益系统时，如果要优化噪声系数，那么将增益尽量分配到前级，这样可以得到较好的系统噪声系数。这一原则作为我们之后为 TV-tuner 芯片的各模块如何分配增益提供了一个理论依据。

2.3 信号噪声失真比

为了去衡量信号的质量，我们把信号的非线性和噪声放在一起讨论，定义了信号噪声失真比(Signal to Noise and Distortion Ratio, SNDR)的概念：输入(输出)信号功率与等效输入(输出)噪声功率、等效输入(输出)非线性交调量功率之和的比[2]。为了以后的讨论的方面，如果没有注明是输出，那么我们所讨论的信号噪声失真比都为输入端，

$$SNDR = \frac{P_{in}}{P_n + P_{IIM3}} \quad (2.40)$$

2.3.1 概述

因为带外非线性的存在是不确定的，而对于一个有一定带宽的频道，其带内非线性是一定存在的，所以在信号噪声失真比公式中所考虑的非线性主要是带内非线性。根据之前的讨论，其带内非线性失真主要来自于复合三阶失真。因此我们在考虑等效输入非线性交调量时采用式(2.34)所表示的功率，

对于输入噪声功率，以图 2-8 所示的二端口网络为例，如果系统是匹配的，即 $R_s = Z_{in}$ ，总的等效输入噪声电压为，

$$\overline{V_{n,total}^2} = \overline{V_{RS}^2} \left| \frac{Z_{in}}{Z_{in} + R_s} \right|^2 + \frac{\overline{V_n^2}}{A_v^2} \quad (2.41)$$

式(2.38)可以化为，

$$NF = \frac{\overline{V_{RS}^2} \left| \frac{Z_{in}}{Z_{in} + R_s} \right|^2 + \frac{\overline{V_n^2}}{A_v^2}}{\left| \frac{Z_{in}}{Z_{in} + R_s} \right|^2 \overline{V_{RS}^2}} \quad (2.42)$$

比较两式，可知，

$$\overline{V_{n,total}^2} = \left| \frac{Z_{in}}{Z_{in} + R_s} \right|^2 \overline{V_{RS}^2} \times NF = \frac{1}{4} \times \overline{V_{RS}^2} \times NF = kTR_s \times NF \quad (2.43)$$

因此输入噪声总功率为，

$$P_n = \frac{\overline{V_{n,total}^2}}{Z_{in}} \times B = NF \cdot kT \cdot B \quad (2.44)$$

这里 B 表示频道带宽，如果信号输入总功率为 P_{in} ，那么根据式(2.34)和式(2.44)，

我们可以得到该信号的信号噪声失真比，

$$SNDR = \frac{P_{in}}{P_n + P_{IIM3}} = \frac{P_{in}}{NF \cdot kT \cdot B + \frac{3P_{in}^3}{2P_{IIP3}^2}} \quad (2.45)$$

从公式中我们可以看到，当输入信号较小时，复合三阶交调的作用会变得很弱， $SNDR$ 趋向于输入 SNR ，在对数坐标中 $SNDR$ 以斜率为 1 的速度随 P_{in} 增大；当输入信号较大时，复合三阶失真成为主要影响因素，在对数坐标中 $SNDR$ 以斜率为 -2 的速度随 P_{in} 减小。如图 2-9 所示

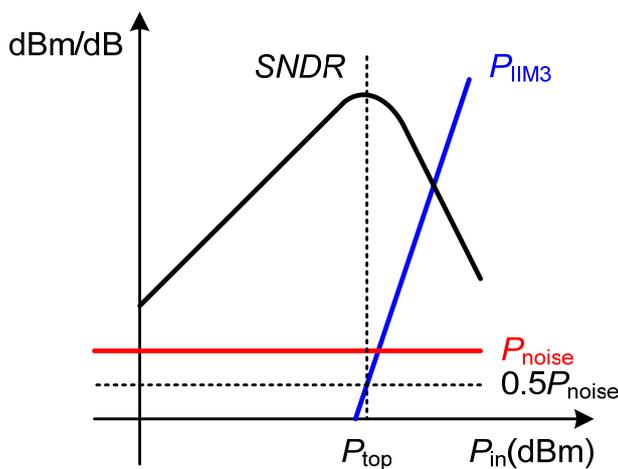


图 2-9 不同输入下的信号噪声失真比

根据以上分析，我们知道存在一个最优输入信号 P_{top} ，使 $SNDR$ 最大，由式(2.45)，我们对 P_{in} 求偏导数，经计算可以得到最优输入信号为，

$$P_{top} = \sqrt[3]{\frac{NF \cdot kT \cdot B \times P_{IIP3}^2}{3}} \quad (2.46)$$

我们可以通过分析最优输入下信号传输情况，得到一些有趣的结果，将式(2.46)带入式(2.34)，我们可以得到在最优输入的情况下非线性交调量的大小，

$$P_{IIM3} = \frac{NF \cdot kT \cdot B}{2} \quad (2.47)$$

可以看到，复合三阶交调量正好是噪声功率的一半，这刚好符合了一些系统分析中， IM_3 做到小于噪底 3 dB 为优的设计经验。

2.3.2 信号噪声失真比的级联公式

当多个模块级联时，对于整个系统的 $SNDR$ ，我们可以通过计算各级噪声功率和非线性失真功率之和来求得整个系统的 $SNDR$ 。

以两级级联为例，对于总的噪声功率，我们可以将每一级的输入噪声功率统

一到第一级来求和，根据式(2.44)，

$$P_{n,\text{total}} = P_{n,1} + P_{n,2} = \left(NF_1 + \frac{NF_2}{A_1^2}\right) \cdot kT \cdot B \quad (2.48)$$

对于总的复合三阶交调功率，我们同样将每一级的复合三阶交调功率统一到第一级来求和，根据式(2.34)，

$$P_{\text{IIM3},\text{total}} = P_{\text{IIM3},1} + P_{\text{IIM3},2} = \frac{3P_{\text{in}}^3}{2P_{\text{IIP3},1}^2} + \frac{3(A_1^2 P_{\text{in}})^3}{A_1^2 \cdot 2P_{\text{IIP3},2}^2} \quad (2.49)$$

根据以上推导，我们将总的噪声功率和总的非线性失真功率带入式(2.40)，得到两级级联的信号噪声失真比，

$$\text{SNDR}_{\text{total}} = \frac{P_{\text{in}}}{\left(NF_1 + \frac{NF_2}{A_1^2}\right) \cdot kT \cdot B + \frac{3P_{\text{in}}^3}{2P_{\text{IIP3},1}^2} + \frac{3(A_1^2 P_{\text{in}})^3}{A_1^2 \cdot 2P_{\text{IIP3},2}^2}} \quad (2.50)$$

将上式取倒数，整理后得，

$$\frac{1}{\text{SNDR}_{\text{total}}} = \frac{NF_1 \cdot kT \cdot B + \frac{3P_{\text{in}}^3}{2P_{\text{IIP3},1}^2}}{P_{\text{in}}} + \frac{NF_2 \cdot kT \cdot B + \frac{3(A_1^2 P_{\text{in}})^3}{2P_{\text{IIP3},2}^2}}{A_1^2 P_{\text{in}}} \quad (2.51)$$

易知，第一级和第二级的信号噪声失真比分别为，

$$\text{SNDR}_1 = \frac{P_{\text{in}}}{NF_1 \cdot kT \cdot B + \frac{3P_{\text{in}}^3}{2P_{\text{IIP3},1}^2}} \quad (2.52)$$

$$\text{SNDR}_2 = \frac{A_1^2 P_{\text{in}}}{NF_2 \cdot kT \cdot B + \frac{3(A_1^2 P_{\text{in}})^3}{2P_{\text{IIP3},2}^2}} \quad (2.53)$$

因此，两级级联的信号噪声失真比与各级信号噪声失真比的关系可以表示为，

$$\frac{1}{\text{SNDR}_{\text{total}}} = \frac{1}{\text{SNDR}_1} + \frac{1}{\text{SNDR}_2} \quad (2.54)$$

将上式扩展到 n 级，我们得到多级级联的信号噪声失真比公式，

$$\frac{1}{\text{SNDR}_{\text{total}}} = \frac{1}{\text{SNDR}_1} + \frac{1}{\text{SNDR}_2} + \frac{1}{\text{SNDR}_3} + \cdots + \frac{1}{\text{SNDR}_n} \quad (2.55)$$

2.3.3 影响信号噪声失真比的几个因素

对于我们推导得到的 SNDR ，我们可以通过 NF 、 IP_3 、增益这 3 个参量的变化去研究 SNDR 的变化趋势，以此来判断各个指标的变化对信号质量的影响。我们将通过这一节的讨论来确定优化系统的方法。

2.3.3.1 噪声系数对信号噪声失真比的影响

对于一个已经确定的模块，其噪声系数也是确定的，因此我们只能假设一个噪声系数会变化的模块，并通过噪声系数的变化对信号噪声失真比的影响来指导我们设计模块的噪声系数指标，如图 2-10。

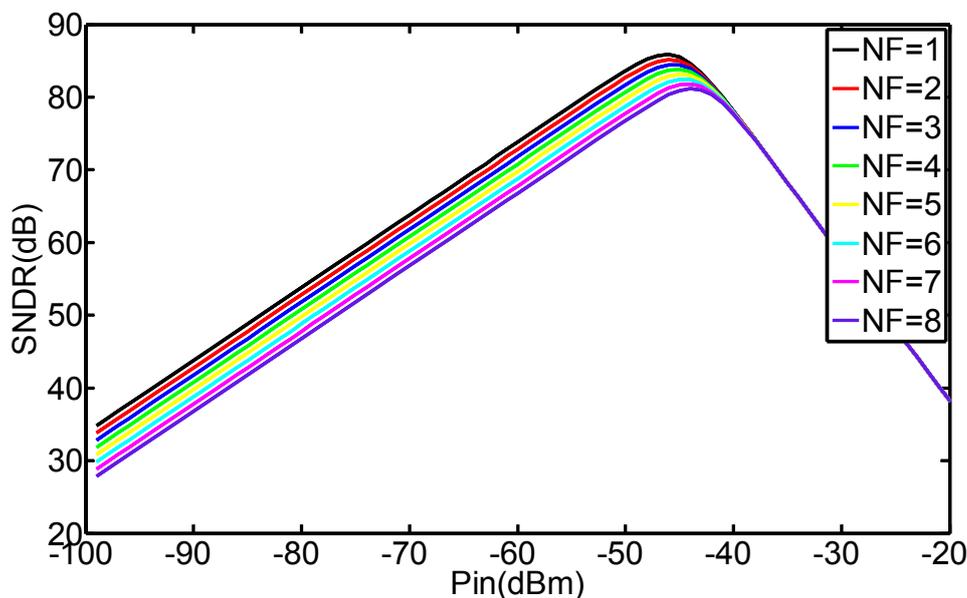


图 2-10 噪声系数对信号噪声失真比的影响

图 2-10 显示了当输入功率 P_{in} 从 -80 dBm 到 0 dBm 时，不同 NF 下的 $SNDR$ 曲线，这里的 P_{IIP3} 假设为 0 dBm。从图中可以看到，当输入较小时， NF 的变化会对 $SNDR$ 产生较大影响，同等输入下， NF 越小， $SNDR$ 越好。而当输入较大时， NF 对 $SNDR$ 的影响就变得微不足道。从另一方面来看，在 P_{IIP3} 不变的情况下，最优输入点会随着 NF 的减小而左移，这一点也可以从式(2.46)中得到。因此当输入功率 P_{in} 在 -100 dBm 到 -50 dBm 时， NF 成为主要影响因素，我们需要优先优化 NF 以提高信号质量。

2.3.3.2 非线性对信号噪声失真比的影响

为了研究非线性对信号噪声失真比的影响，我们假设 $NF = 4$ ，输入功率 P_{in} 从 -100 dBm 到 20 dBm 时，不同 P_{IIP3} 对 $SNDR$ 的影响，由于不同的模块 P_{IIP3} 的值变化较大，对于 LNA, Mixer 等射频前端模块，相较于基带部分的模块， P_{IIP3} 要小一些，因此我们将 P_{IIP3} 从 -20 dBm 扫描到 40 dBm，步长为 10 dBm，图 2-11 显示了 P_{IIP3} 对信号噪声失真比的影响。

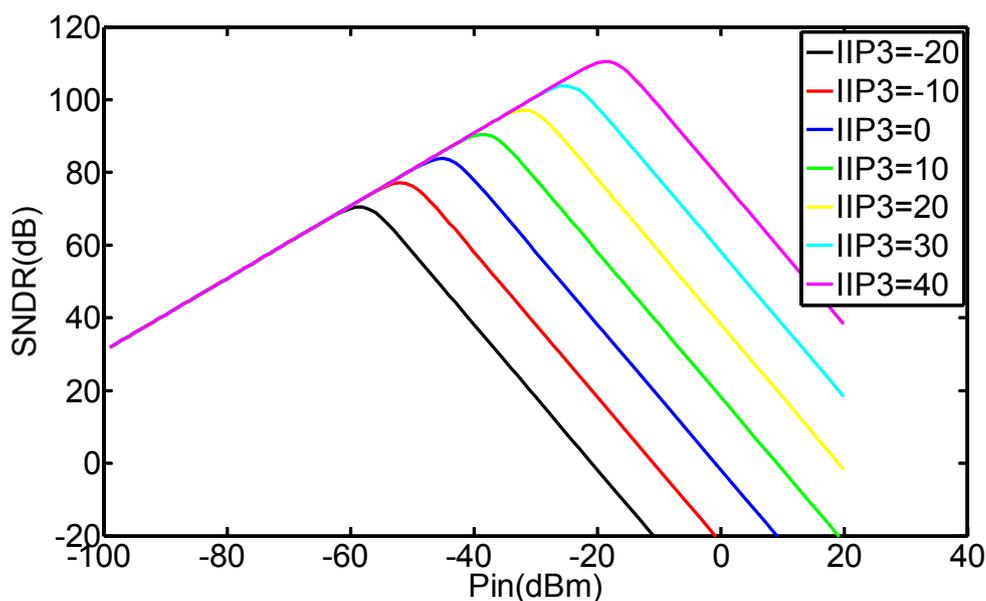


图 2-11 非线性对信号噪声失真比的影响

从图中可以看到非线性的影响主要是表现在输入功率 P_{in} 较大时。可以看到，当输入较小时， P_{IIP3} 对 $SNDR$ 的影响就变得微不足道，当输入功率 P_{in} 较大时， P_{IIP3} 的变化会对 $SNDR$ 产生较大影响，同等输入下， P_{IIP3} 越大， $SNDR$ 越好。从另一方面来看，在 NF 不变的情况下，最优输入点会随着 P_{IIP3} 的增大而右移，这一点也可以从式(2.46)中得到。因此当输入功率 P_{in} 在 -60 dBm 到 20 dBm 时， P_{IIP3} 成为主要影响因素，我们需要优先优化 P_{IIP3} 以提高信号质量。

2.3.3.3 增益对信号噪声失真比的影响

在讨论增益对信号噪声失真比的影响之前，首先对可变增益模块进行简要的介绍，对于一个可变增益模块，可以通过调整其增益来稳定输出，使输入信号在不断变化的情况下仍能保持输出信号的稳定，由于可变增益变化范围有限，因此可变增益存在最小增益和最大增益。可变增益模块输入与输出、增益的关系如图 2-12 所示。

当输入很小时，增益稳定于 G_{max} ，输出随输入的增大而增大。当输出增大到目标功率 P_{tar} 时，增益 G 开始随输入的增大而减小，因此保持了输出稳定在目标功率不变，增益开始减小时的对应输入功率 P_{min} 称之为可锁定下限点。当输入继续增大到 P_{max} 时，增益 G 达到下限 G_{min} ，此时的输入点 P_{max} 称为可锁定上限点。当输入继续增大时，增益 G 保持在 G_{min} 不变，输出开始偏离目标功率 P_{tar} 并随着输入的增大而增大。我们将从 P_{min} 到 P_{max} 这一段的输入称之为输入功率可锁定范围，当输入处于可锁定范围之内时，可以保持输出稳定在目标功率 P_{tar} 不变。

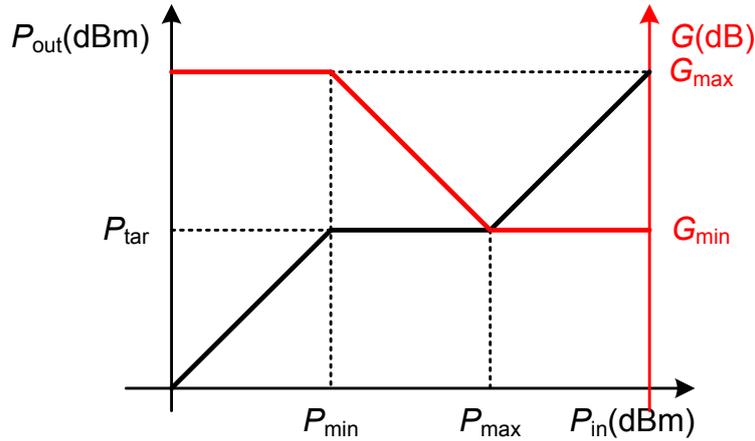


图 2-12 可变增益模块输入与输出、增益的特性

由于在之后的章节中所讨论的 TV-tuner 芯片内各级模块都是可变增益的，因此我们需要针对增益变化时，对信号噪声失真比的影响进行研究。对于一个可变增益模块，其闭环 NF 跟 P_{IIP3} 这两个参量与增益的关系，都要根据每个模块的具体电路来进行计算，因此无法将这一问题统一化定量的进行计算，因此我们这里讨论级联可变增益模块的增益。

首先讨论第一级，根据之前对噪声系数的推导式(2.39)，我们知道第一级的噪声系数是整个系统级联噪声系数的主要部分。根据图 2-10，当输入功率较小时，提高噪声系数可以提高信号噪声失真比，对于大部分模块而言，噪声系数和增益大致成反相关的关系，因此在这种情况下，我们可以调小增益来提高第一级的信号噪声失真比。

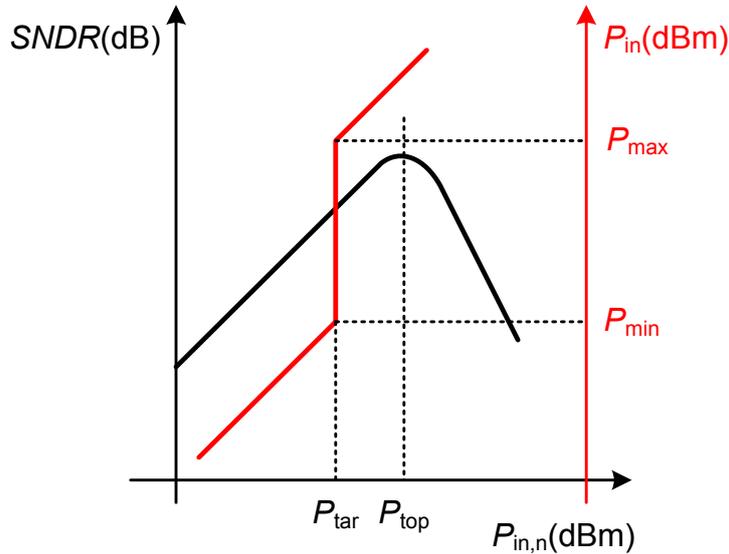
对于后级而言，情况就有所不同。由于每一级的增益的可调节性，除了第一级外，第 n 级信号噪声失真比与系统输入的关系可以表示为，

$$SNDR_n = \frac{A_1^2 A_2^2 \cdots A_{n-1}^2 P_{in}}{NF_n \cdot kT \cdot B + \frac{3(A_1^2 A_2^2 \cdots A_{n-1}^2 P_{in})^3}{2P_{IIP3,n}^2}} \quad (2.56)$$

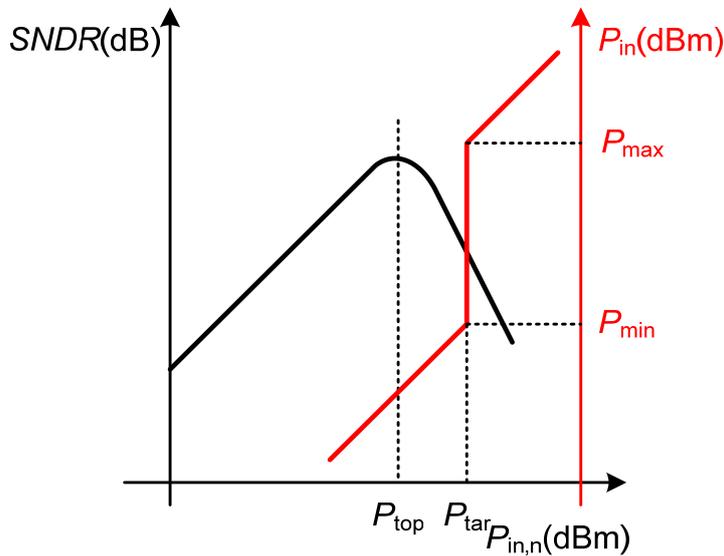
如果前级增益 $A_1^2 A_2^2 \cdots A_{n-1}^2$ 随 P_{in} 等比例变化，那么第 n 级的输入功率 $P_{in,n} = A_1^2 A_2^2 \cdots A_{n-1}^2 P_{in}$ 保持不变，则第 n 级的信号噪声失真比保持不变。

我们在回过头来看可变增益模块的输入输出特性，这里可以将前 $n-1$ 级看成一个模块，其增益为前 $n-1$ 级增益之和，其输入输出关系与图 2-12 相似。由于第 n 级的输入功率即为前 $n-1$ 级的输出功率，因此我们将前 $n-1$ 级的输入输出关系横纵坐标对换一下，并与第 n 级的信号噪声失真比与第 n 级的输入功率 $P_{in,n}$ 的关系画在同一张图中进行分析，如图 2-13 所示。图中，横坐标表示第 n 级的输入功率 $P_{in,n}$ ，左边的纵左边表示第 n 级的 $SNDR_n$ ，右边纵坐标表示系统输入功率 P_{in} ，因此可以看出，将第 $n-1$ 级的目标功率 P_{tar} 设定为第 n 级的

最优输入点 P_{top} 可以使第 n 级的 $SNDR_n$ 最优，当第 $n - 1$ 级的目标功率 P_{tar} 小于第 n 级的最优输入点 P_{top} 时，信号主要受到噪声的干扰，信号噪声失真比会因为 NF 的优化得到显著优化，当第 $n - 1$ 级的目标功率 P_{tar} 大于第 n 级的最优输入点 P_{top} 时，信号主要受到非线性的干扰，信号噪声失真比会因为 IP_3 的优化得到显著优化。



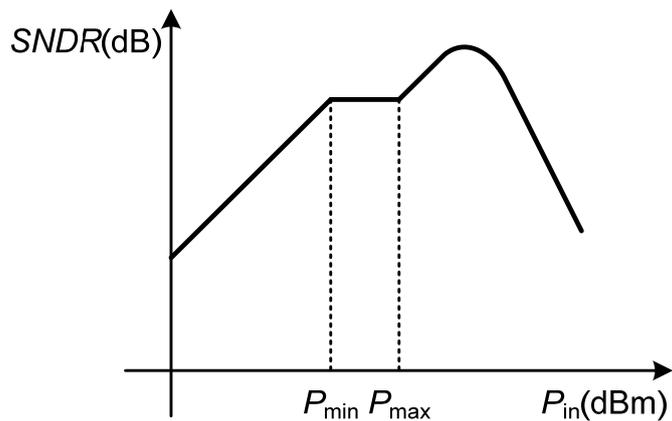
(a) 前级目标功率小于本级最优输入点



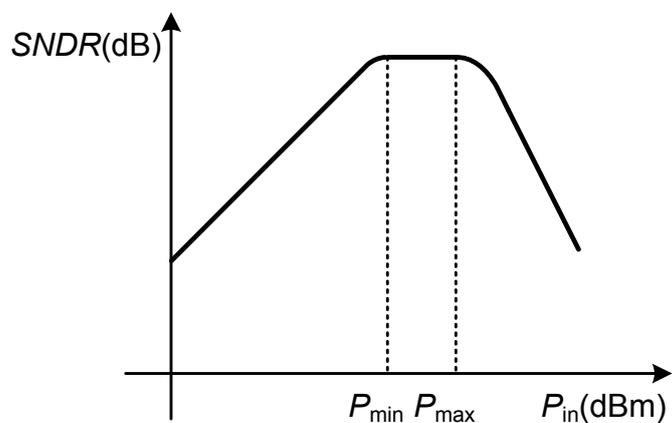
(b) 前级目标功率大于本级最优输入点

图 2-13 级联下目标功率与后级最优输入点的关系

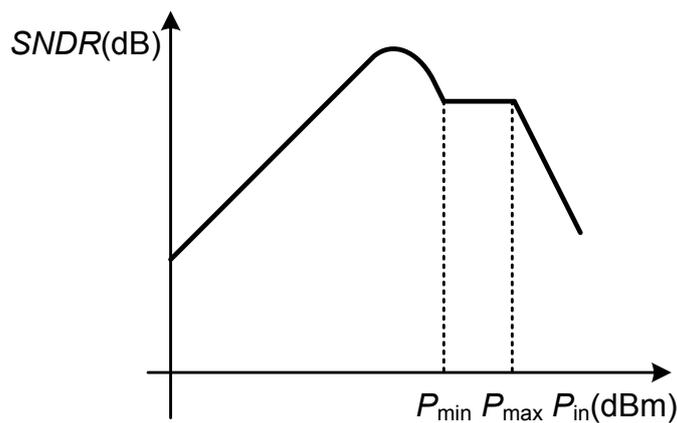
这样根据图 2-13，我们可以做出第 n 级信号噪声失真比与系统输入功率 P_{in} 之间的关系，如图 2-14 所示。其中，(a)、(b)和(c)三个子图显示出前级目标功率 P_{tar} 与后级的最优输入点 P_{top} 在不同关系下，信号噪声失真比趋势图的差异。



(a) 前级目标功率小于本级最优输入点



(b) 前级目标功率等于本级最优输入点



(c) 前级目标功率大于本级最优输入点

图 2-14 级联情况下后级信号噪声失真比与输入的关系

根据以上分析,我们可以得到在处理多级可变增益模块级联情况下增益分配的基本原则,将每一级的目标增益设为下一级的最优输入点。这种分配原则可以

保证系统的每一级都工作在信号噪声失真比最大的状态下。

另外，我们可以通过信号噪声失真比的级联公式看到，系统的信号噪声失真比取决于所有模块中，产生最差信号噪声失真比的那一级，由于第一级的输入来自系统外部，因此这一级信号噪声失真比是不能按照后级的方式进行分析的，我们只能通过前面的原则去提高后级各个模块的信号噪声失真比，以提高整个系统的信号噪声失真比。一般情况下，第一级由于其不可控性会成为信号噪声失真比最差级，在系统没有其他要求的情况下，我们会希望之后的每一级的信号噪声失真比最优化以提高整个系统的信号质量。

然而，当这种增益分配方式会跟其他系统指标冲突时，我们也可以对相关级的目标功率进行适当权衡，只要保证后级的信号噪声失真比不差于整个系统的最差级，整个系统的信号噪声失真比不会产生太大影响。举个例子来讲，如果我们考虑到带外干扰，在信号频道旁边有两个很强的带外干扰混频后的三阶量落入信号频道内，那么我们需要优先考虑整个系统的线性度，尽量将增益分配到后级，以减少带外干扰对信号质量的影响。总之，对系统的调整是一个十分复杂的过程，很多情况下都需要对具体情况进行分析后给出具体的解决方案来解决。

2.4 接收机的主要架构

我们将在这一节介绍接收机的不同架构。对于不同种类的接收机架构，每一种架构都有其优势和缺陷，在设计选择时，会综合考虑其性能，复杂度，功耗以及成本等因素。总之，接收机架构的设计是一个涉及多方面因素权衡考虑的问题，并且随着集成度的提高，架构的选择也越来越与每个模块具体电路的设计挂钩，需要广泛的射频、电路、通信方面的知识及丰富的系统设计经验。本论文仅仅是将现有的各种架构进行一些简单的介绍。

2.4.1 外差架构

如图 1-2，从天线收到的射频信号在一个很宽的频带上，因此我们第一步要做的就是根据每一种标准的不同，采用带通滤波器采到信号所在的一段频率，然而，如果想在射频频段内继续滤出具体信号所在的频道，从电路设计的角度上讲是十分困难的，因此我们需要将信号从射频转到中频，这就需要有一个混频器去实现，如图 2-15 所示，当得到了中频信号之后，再用信道选择滤波器在中频的频段下进行信道选择滤波，这样整个外差接收机的基本架构如图 2-16 所示。

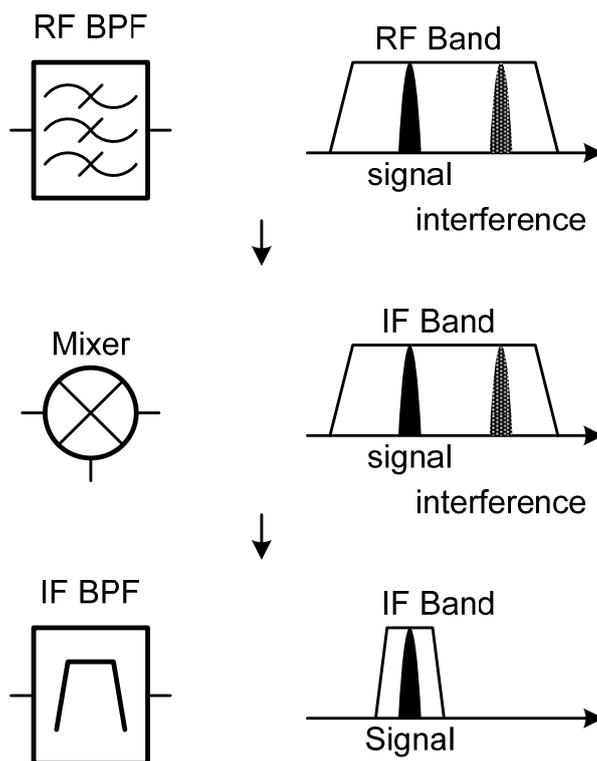


图 2-15 外差架构下信号传输过程

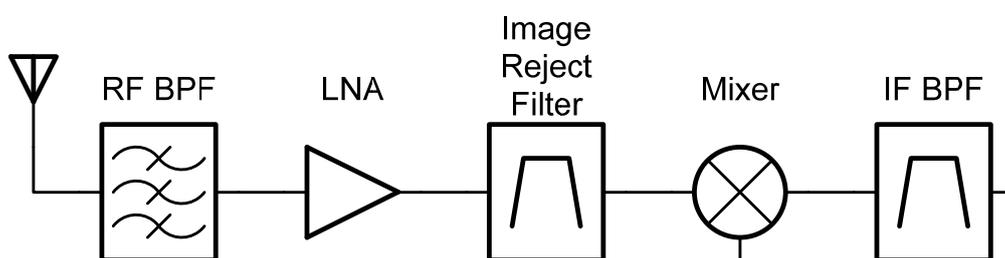


图 2-16 外差接收机的基本架构

观察外差接收机的架构，我们可以发现多了两个模块，分别是低噪声放大器(Low Noise Amplifier, LNA)和镜像抑制滤波器(Image Reject Filter)。加入低噪声放大器是为了抑制混频器的高噪声，镜像抑制滤波器则是为了衰减频率在 $\omega_{im} = 2\omega_{LO} - \omega_{sig}$ 处的镜像信号。其中， ω_{sig} 为信号频率， ω_{LO} 本振信号频率，因此中频与有用信号和镜像信号间存在这样的关系，

$$2\omega_{IF} = |\omega_{sig} - \omega_{im}| \quad (2.57)$$

在这种架构中，为了更好的抑制镜像信号，因此希望中频 ω_{IF} 尽量大，这样有益于镜像滤波器更好的抑制镜像信号，然而，越大的中频却对后面的信道选择滤波器 Q 值的要求更加苛刻。因此中频的选择需要从镜像干扰和信道周边干扰间做出适当的权衡。

为了解决这一矛盾，二次变频的双中频外差架构应运而生。图 2-17 显示了

这种接收机的架构，我们可以看到，通过二次变频，可以将抑制镜像信号和印制信道周边干扰分开来解决。在第一次下变频时，第一中频较高，可以有效的抑制镜像干扰，在第二次下变频时，第二中频较低，可以更好的抑制信道周边干扰。从而有效的解决了一次变频架构中不可调和的矛盾。

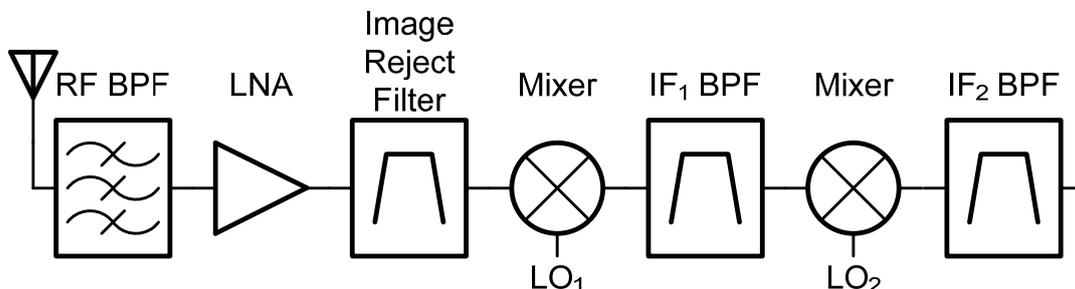


图 2-17 双中频外差接收机架构

双中频外差架构另外的优点在于多级的选择性和更高的灵敏度，其缺陷是过多的模块使架构十分复杂，并且需要大量外部的元器件，会从面积、功耗上给系统带来负担。

2.4.2 零中频架构

在外差架构中，镜像信号之所以会干扰信号是因为本振信号与有用信号有差。如果将本振信号频率定为信号频率，即中频 ω_{IF} 为零，那么，就从根本上解决了镜像抑制的问题，而且，中频为零，可以采用低通滤波器进行信道的选择。同时，零中频相较于外差结构，所用的模块大大减少，并且可以采用片上集成的方式实现。但是，为了避免信号的损失，这样的结构必须将信号分为 I、Q 两路正交的相位。同时还要考虑直流失配，本振信号的偶次谐波失真等问题。零中频接收机的架构如图 2-18 所示。

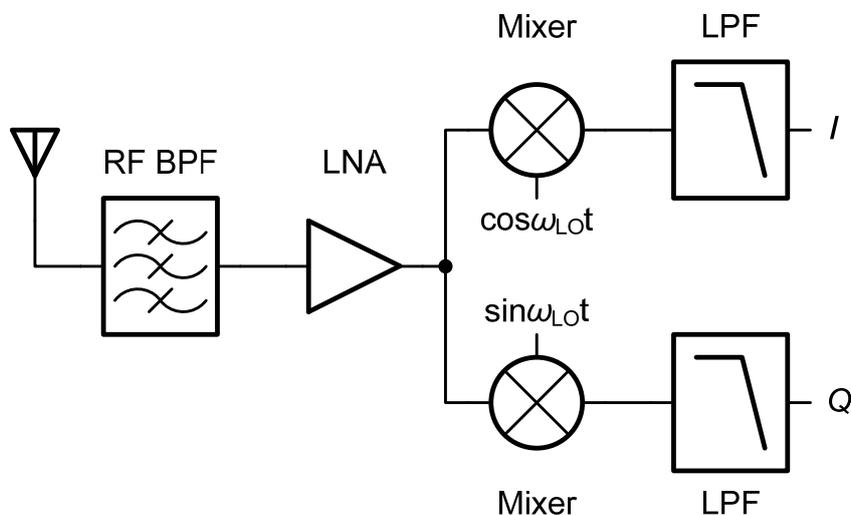


图 2-18 零中频接收机架构

2.4.3 其他架构

之所以将其他架构列为一个小节,是因为这些架构都是由以上两种基本架构变化,组合衍生而来的。有将双中频外差架构与零中频架构结合,将双中频的第二中频改为零中频。还有根据零中频衍生出镜像抑制架构的接收机。关于这些架构的具体内容可以参考文献[4]。

第三章 系统自动增益控制

自动增益控制是为了稳定信号大小而设计的一种环路系统。由于从天线接收到的信号因为很多外部因素，其动态范围一般来说都很大，自动增益控制环路的设计可以将系统输出信号的动态范围控制在后级最大输入范围之内，因此自动增益控制环路的设计在接收机中是十分重要的。

3.1 概述

本章首先介绍传统的自动增益控制，之后会将自动增益控制的概念扩展到系统的级别来阐述，并且根据一个 TV-tuner 芯片进行一些具体的系统控制分析。

3.1.1 反馈环路与前馈环路

图 3-1 显示了一个典型的反馈环路的自动增益控制系统[9]，它由可变增益放大器(Variable Gain Amplifier, VGA)、幅度检测器(Envelope Detector)、对数放大器及环路滤波器组成。对于不稳定的输入信号 V_{in} ，输出信号 V_{out} 由参考电压 V_{ref} 决定。环路工作时，幅度检测器检测输出信号的大小，并转化为电压值 V_p 送到对数放大器中转换到对数域，这样做的好处在于将一个非线性系统转换为线性系统以得到恒定的锁定时间[10][11]，之后将检测电压与参考电压做运算，通过最后的环路滤波器后得到电压 V_c 去控制可变增益放大器的增益。

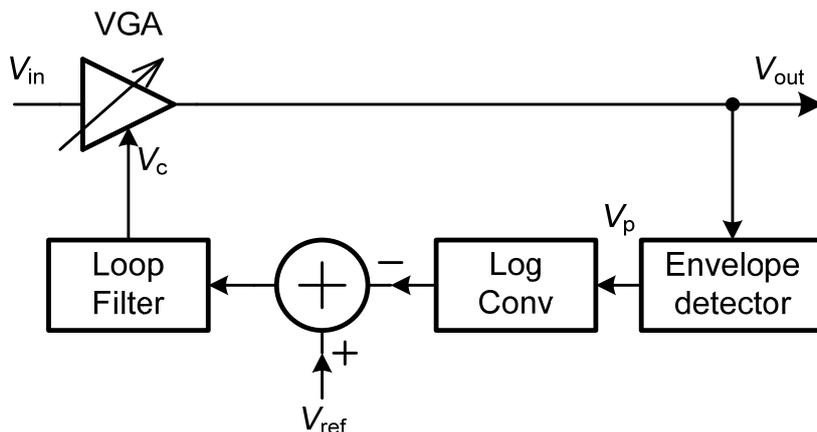


图 3-1 反馈自动增益控制环路

对于这样一个架构，其设计难点和重点在于环路带宽，由于环路带宽要比可变增益放大器的带宽小，因此整个环路对输入信号的响应要慢于输入信号，因此这种结构适用于对锁定时间要求不高的情况。当然这种结构的优势在于幅度检测器的动态范围要求不高，与可变增益放大器的增益变化范围保持一致即可；另外，

这样一个反馈的结构对于输出信号的准确性要高于前馈环路，环路的线性度也因为这样一个反馈系统的自身特性而高于前馈环路。

图 3-2 显示的是一个前馈环路的自动增益控制系统。主要由可变增益放大器、幅度检测器和控制电压发生器组成。同样的这样的架构需要一个参考电压 V_{ref} 去确定输出信号 V_{out} 的大小。从控制电压发生器送出用于控制可变增益放大器增益的控制电压信号 V_c

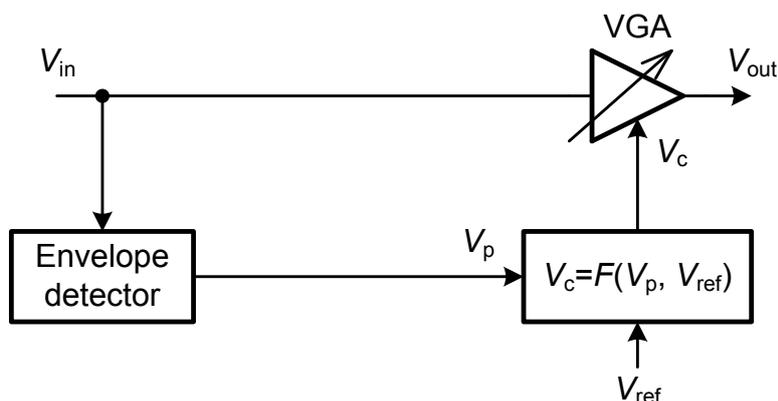


图 3-2 前馈自动增益控制环路

相较于反馈环路，前馈环路的拥有更大的带宽，并且比反馈环路响应时间要快很多[14]，这是因为环路特性本身所致，它不需要等待信号通过可变增益放大器之后再去检测，这样对于对锁定时间要求苛刻的系统是有很大优势的，因此被广泛应用于蓝牙接收机等需要更快锁定时间的系统。但是，前馈环路中幅度检测器的动态范围的要求会更大，同时其线性度也要差于反馈环路。最后，由于没有反馈，输出信号 V_{out} 的稳定性要差于反馈环路。

对比前馈环路和反馈环路的优势与缺陷，我们可以列出表 3-1。

表 3-1 前馈和反馈环路优缺对比

结构	优势	缺陷
前馈自动增益控制环路	<ol style="list-style-type: none"> 1. 带宽范围大 2. 锁定时间快 	<ol style="list-style-type: none"> 1. 幅度检测器动态范围要求高 2. 线性度差 3. 输出信号不稳定
反馈自动增益控制环路	<ol style="list-style-type: none"> 1. 幅度检测器动态范围要求小 2. 线性度高 3. 输出信号稳定 	<ol style="list-style-type: none"> 1. 带宽范围小 2. 锁定时间慢

3.1.2 数字自动增益控制

无论是前馈环路还是反馈环路,我们考虑的都是基于所有模块使用模拟电路去完成的,然而在射频接收机中所遇到的可变增益模块,其增益在很多情况下也可以采用数字码来控制,这种控制方式的优势在于有平坦的增益台阶,线性度更好,但是由于用到数字码,因此在环路中会多需要一个模数转换器(ADC)来处理模拟电平信号。图 3-3 显示了一种采用数字编码的混合自动增益控制环路。

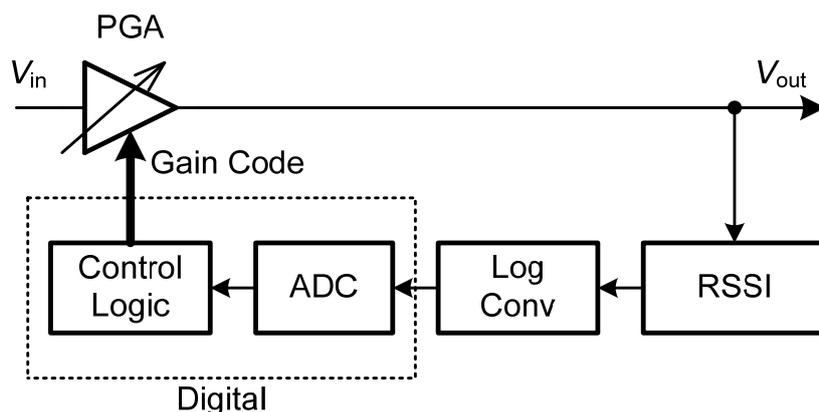


图 3-3 数字编码的混合自动增益控制环路

对于这样一种采用数字编码的可变增益放大器,与采用控制电压控制增益的放大器最大的区别在于输出的连续性。对于电压控制,其增益的变化是连续的,因此其输出可以锁定到具体的一点上;而对于数字编码的可变增益放大器,其输出是离散的,我们只能将输出锁定到一个具体范围之内,在这里我们称其为锁定区间。

为了对应电压控制中的目标功率,我们在数字自动增益控制中将其定义为目标窗口。目标窗口跟锁定区间是完全不同的两个概念,锁定区间是系统的固有特性,其大小由增益步长决定,当电路确定了之后,其锁定区间也随之确定。而目标窗口则是人为设定的指标,是由系统工程师经过多方面权衡后设定的。一般情况下,当目标窗口小于锁定区间时,输出不能保证落入目标窗口内;而当目标窗口大于锁定区间时,输出可以保证落在目标窗口内。因此我们在设定目标窗口时,要确保其大于等于锁定区间。由于实际电路各个模块会产生偏差,诸如增益步长偏差、幅度检测器的偏差,模数转换器的量化误差等。因此在实际应用中,目标窗口应尽量大于锁定区间。

对于引入数字模块来完成增益控制,数字模块有效的隔离了环路噪声对可变增益放大器的控制电压 V_c 的影响。另外由于需要考虑环路的稳定性,全模拟可变增益环路的电路设计要求相对来讲要更加苛刻。并且由于数字算法的多样性,整个自动增益控制的实现方式会变得更加灵活,可以根据具体系统要求或追求快

速锁定时间，或追求低功耗，或追求信号变化的稳定性等。

3.2 数字电视调谐器(TV-tuner)系统架构及系统控制方法

通信技术作为信息时代的基石，随着科技的进步日新月异地发展着，无线通信标准因地域和应用领域的差异而各不相同，表 3-2 和图 3-4 显示了全球各地通信所采用的不同标准。

表 3-2 全球通信标准分布

Country	Standard			
	Cable	Terrestrial	Satellite	Mobile
US	OpenCable	ATSC	DSS/DVB-S	ATSC-M/H
Europe	DVB-C	DVB-T	DVB-S	DVB-H
China	DVB-C	DTMB ADTB-T	DVB-S	CMMB
Japan	DVB-C	ISDB-T	DVB-S/ ISDB-S	CDMA/ PHS/ W-CDMA
Korea	OpenCable	ATSC T-DMB	DMB/ DVB-S	DVB-H

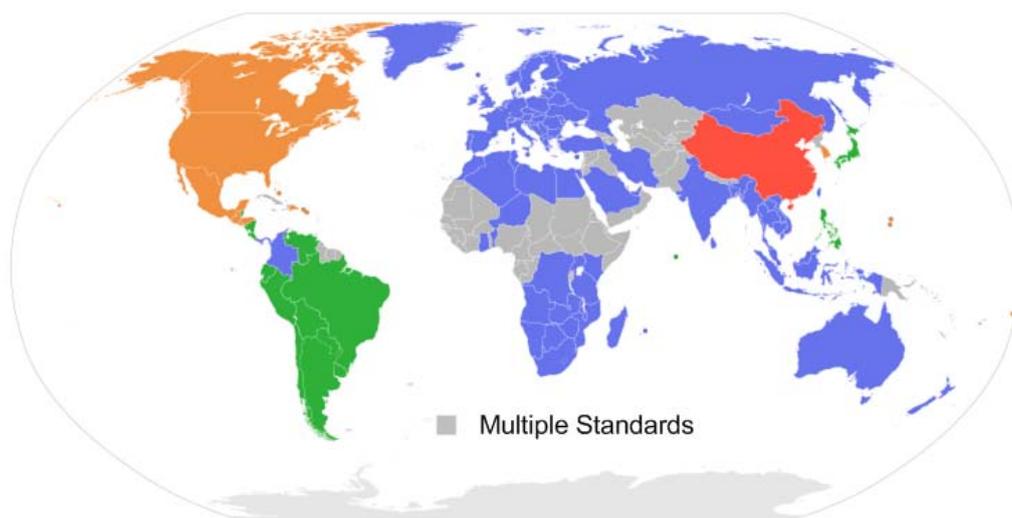


图 3-4 全球通信标准分布

3.2.1 数字电视调谐器(TV-tuner)的系统架构

为了满足各地区不同的标准,由本人所在课题组设计并实现了一个基于多标准的数字电视调谐器,可以应用于 CMMB(UHF band), DTMB, DVB-H, DVB-T, DAB, T-DMB, ATSC-M/H 和 ISDB-T(full-seg, 3-seg and 1-seg)共 8 种标准。对应不同的标准,信道带宽也包含了从 0.43 MHz 到 8 MHz 不等。能接收甚高频(Very High Frequency, VHF)50 MHz 到 250 MHz 以及特高频(Ultra High Frequency, UHF)470 MHz 到 930 MHz 的带宽。图 3-5 显示了接收机的架构。

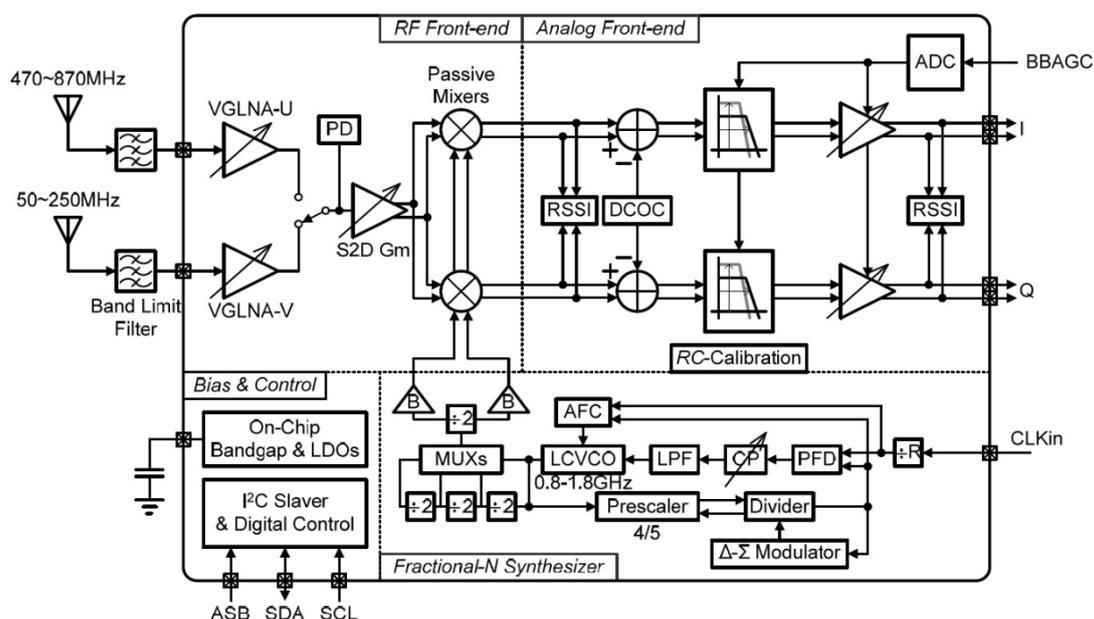


图 3-5 基于多标准的数字电视调谐器架构

整个接收机主要包括射频前端部分,模拟部分及宽带频率综合器部分,采用了零中频架构。射频前端根据两个分开的频带(VHF, UHF),对应采用了两个低噪声放大器,之后是正交的有源混频器对射频信号进行下变频。用于下变频的本振信号来自于片内集成的宽带频率综合器,其带宽覆盖了从 50 MHz 到 930 MHz。信号通过混频器后再通过信道选择滤波器进行频道选择,最后采用一个高精度(增益步长为 0.25 dB)的可编程增益放大器对输出信号的大小进行调整,使送到基带模数转换器的信号功率保持稳定。

3.2.2 各模块增益控制流程

在整个信号传输的过程中,低噪声放大器、混频器、信道选择滤波器和可编程增益放大器均是增益可调的,在整个调谐器的工作过程中,我们将系统的控制和各级增益的控制算法集成在同一个数字控制模块中。根据信号传输的过程,对各个模块增益控制的流程如图 3-6 所示。

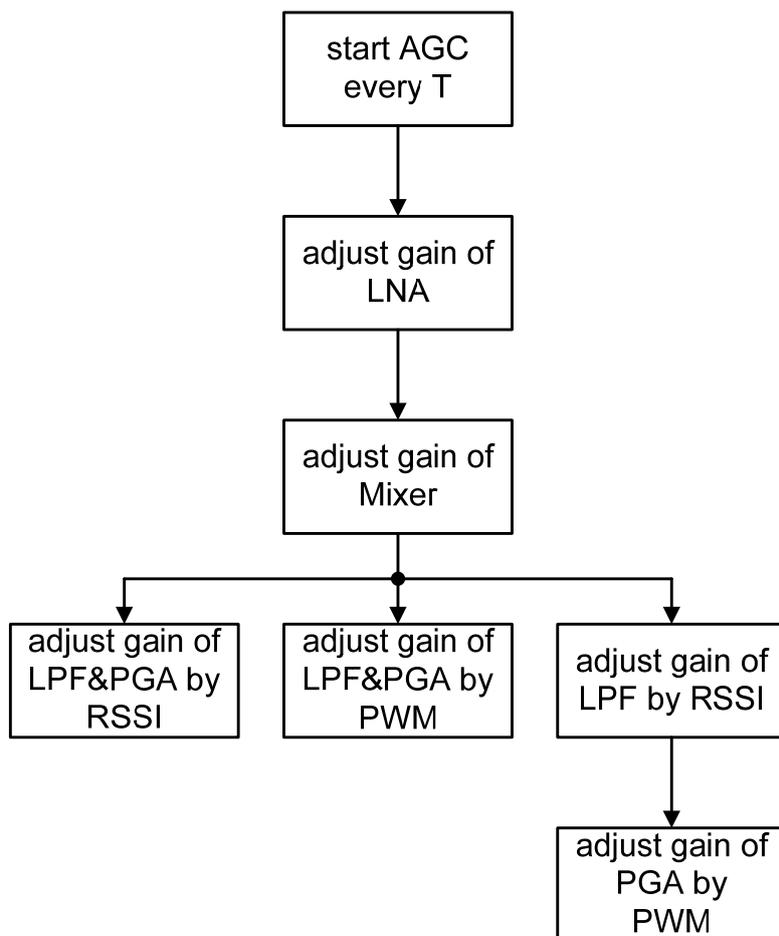


图 3-6 调谐器增益调整流程

整个数字控制模块每隔一段时间 T 进行一次增益的调整，根据信号传输的过程，首先调整低噪声放大器(LNA)的增益，然后调整混频器(Mixer)的增益，接下来分三种模式进行调整：

1. 将信道选择滤波器(LPF)跟可编程增益放大器(PGA)看成一个模块，通过幅度检测器(RSSI)[15]检测可编程放大器的输出来调整增益。
2. 将信道选择滤波器(LPF)跟可编程增益放大器(PGA)看成一个模块，通过由基带传输过来的脉宽调制信号(PWM)来调整这两个模块的增益。
3. 使用幅度检测器检测信道选择滤波器(LPF)的输出来调整信道选择滤波器(LPF)；使用基带传输过来的脉宽调制信号(PWM)来调整可编程增益放大器的增益。

所有的模块均采用 3.1.2 节中所提到的数字自动增益控制环路，并且复用了模数转换器(ADC)和数字增益控制逻辑。具体控制环路如图 3-7 所示。其中功率检测器(PWD)和前端幅度检测器(Pre-RSSI)位置不变，而后端幅度检测器(Post-RSSI)的位置根据三种模式的不同而可能连接到信道选择滤波器(LPF)之后或者可编程增益放大器(PGA)之后。这三个模块中都集成有对数域转换的功能

电路，由于增益调整不是同时进行的，因此为了节省硬件开销和功耗，采用所有模块复用模数转换器(ADC)和数字增益控制逻辑，这里使用一个多路器(MUX)对信号进行选择。另外，基带会给调谐器送回一个脉宽调制的反馈信号(PWM)，增益调整的另一种模式就是根据这个脉宽信号进行调整。具体调整方式会在 3.4.3 节时进行详细介绍。

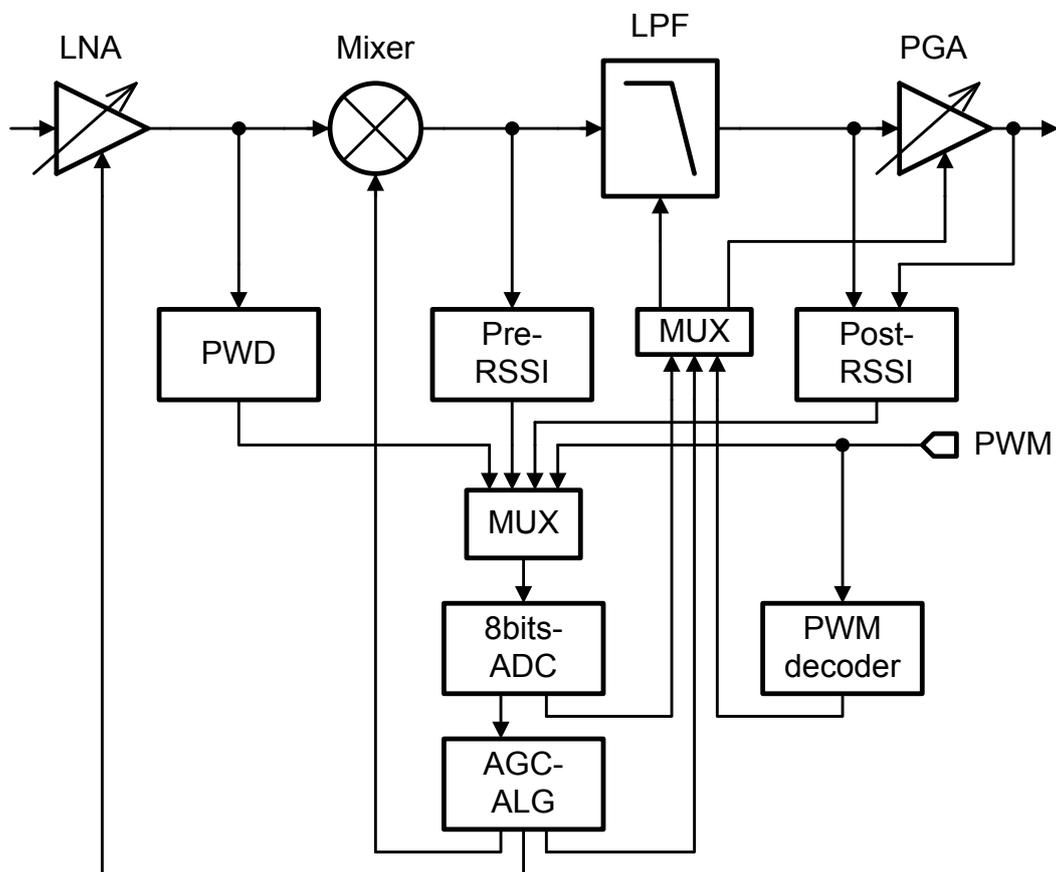


图 3-7 系统自动增益控制环路

表 3-3 各模块增益分配

block	min ~ max (gain)	range of variable gain	gain step
LNA	- 22~20 dB	42 dB	2 dB
Mixer	9~31.5 dB	22.5 dB	1.5 dB
	9~25.5 dB	16.5 dB	
	15~31.5 dB	16.5 dB	
LPF	0~54 dB	54 dB	6 dB
PGA	0~7.75 dB	7.75 dB	0.25 dB

整个接收机的最大增益可达到 126.25 dB，其中射频部分最大增益为 64.5

dB，中频部分最大增益为 61.75 dB，具体各模块增益范围和增益步长见表 3-3。需要说明的是混频器会有三种不同的增益模式，可以分别优化信号的噪声和非线性。

3.2.3 各个模块的目标功率设计

各个模块的目标功率主要由第二章所推导的最优输入点所决定，对于低噪声放大器，其目标功率即混频器的最优输入点，由混频器的噪声系数 NF 和输入三阶交调点 P_{IIP3} 决定，混频器的 NF 为 13.69 dB， P_{IIP3} 为 16.13 dBm，根据式(2.46)，混频器的最优输入为 -31 dBm，因此设定低噪声放大器的目标功率为 -31 dBm。同样的，对于混频器的输出目标功率，我们根据信道选择滤波器的 NF 为 37.2 dB， P_{IIP3} 为 35.4 dBm，可以计算出混频器的目标功率为 -10.5 dBm。信道选择滤波器和可编程增益放大器作为一级调整，其输出目标功率即为芯片的输出，主要由后级芯片的输入指标确定，这里默认设置为 3 dBm。

回过头来我们再看这些目标功率的确定方法，可以看到我们的讨论是将非线性和噪声的影响与模块本身的增益分开来讨论的，虽然在 2.3.3.3 节中讨论增益对信号噪声失真比的影响时提到增益跟非线性和噪声的影响是需要具体电路具体分析，但是我们这里可以给出一个一般情况。那就是 NF 和 P_{IIP3} 一般都跟模块的增益成反相关的关系，因此我们所设定的目标功率其实应该是一个范围，一个根据 NF 和 P_{IIP3} 变化范围而形成的目标功率范围，然而改变目标功率又会反过来改变增益，因此我们的讨论其实是不够严谨的，而且对于实际的信号传输，会有更多的其他干扰对信号影响，因此这里给出的目标功率仅作为默认值或者参考值，在本论文所论述的 TV-tuner 芯片中，各级的目标功率也是可以通过 PC 控制端随时修改的。

3.3 自动增益控制算法

在确定了各级的目标功率之后，我们来介绍自动增益控制的算法[12][13]。在整个数字逻辑中，不仅包含了各级增益的控制算法，还包含了系统的控制算法。具体的，整个数字逻辑包括两个主要的状态机：系统控制状态机和增益核心算法状态机。两个主要的计数器：自动增益控制开启计算器和增益算法计数器。

3.3.1 系统控制状态机

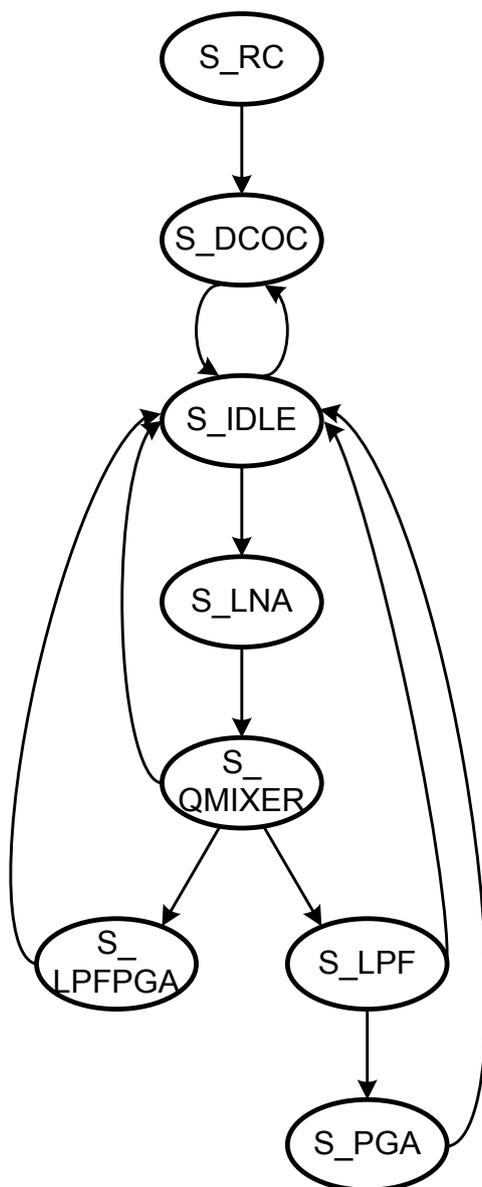


图 3-8 系统控制状态图

系统控制状态机用于控制系统的工作及各级增益设置的流程，如图 3-8 所示，芯片上电后，首先进入 S_RC 状态，此状态用于校正带隙基准电路中的电阻值，以产生基准电流。之后进入 S_DCOC 状态，此状态用于校正功率检测器的直流偏置。S_IDLE 是等待状态，当系统不调整各个模块的增益时，状态机停在这一状态。当状态机进入增益调整流程时，首先是在 S_LNA 状态调整 LNA 的增益，之后在 S_QMIXER 状态调整 Mixer 的增益。在此之后，根据图 3-6，如果通过幅度检测器(RSSI)检测 PGA 的输出来调整 LPF 和 PGA 的增益，那么跳到 S_LPFPGA 状态；如果通过由基带传输过来的脉宽调制信号(PWM)来调整这 LPF 和 PGA 的增益，那么直接跳回 S_IDLE 状态，由单独处理 PWM 信号的

数字模块去控制；如果使用幅度检测器检测 LPF 的输出来调整 LPF 的增益，使用基带传输过来的脉宽调制信号(PWM)来调整 PGA 的增益，那么跳到 S_LPF 状态和 S_PGA 状态。

在增益调整结束之后，系统稳定回 S_IDLE 状态，当收到自动增益控制开启计数器的使能信号时，系统就跳到 S_LNA 状态开始新一轮的增益调整，自动增益控制开启计数器每隔时间 T 产生使能信号，这里的 T 也是图 3-6 所示的时间，我们给定的默认值是 750 μ s。系统还有两个异步使能信号 rst 和 tspd，异步使能信号 rst 将状态跳回 S_RC 进行复位，而 tspd 则锁定状态到 S_IDLE，以便于当不需要增益调整时关闭状态的跳变。

3.3.2 增益核心算法状态机

在系统控制状态机中，每到一个调整增益模块的状态(包括 S_LNA、S_QMIXER、S_LPFPGA、S_LPF 和 S_PGA)，增益核心算法状态机便开始执行增益运算。对于增益的计算，我们采用两种方法：线性算法和二分法。整个核心算法的状态图如图 3-9 所示。

线性算法就是每一次增益改变只改变一个增益码。参考图 3-3，RSSI 检测到输出之后，将输出功率送入数字域跟目标功率做比较，决定增大增益还是减小增益，无论怎样设置，增益码只能变动一位，即每次增益只能改变一个步长，之后再通过 RSSI 检测到输出的变化，继续进行下一次的增益调整。这种算法需要注意防止算法进入死循环，因为如果前一次调整时，输出小于目标功率，增益码加 1，下一次调整时，输出又大于目标功率，增益码只能减 1，这样增益会重复调整，进入死循环。对于这种情况，我们可以通过在之前在 3.1.2 节提到的令目标窗口尽量大于锁定区间来解决，可是在实际应用中，如果可变增益模块对增益的调整无法达到很高的精度，那么锁定区间很可能就大于目标窗口，因此需要从算法上对这个问题解决，这可以通过多加一个寄存器记录前次增益调整是加还是减，来防止算法进入死循环。

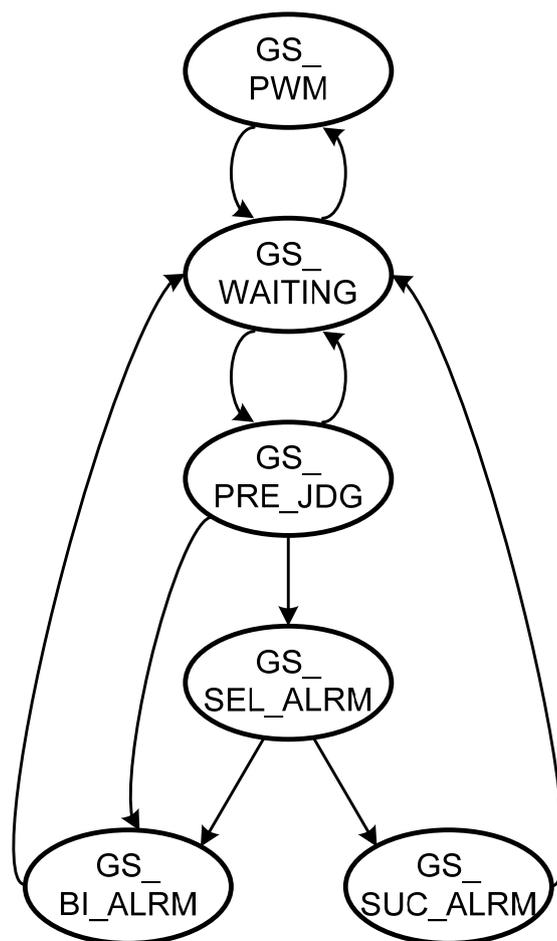


图 3-9 增益核心算法状态图

线性算法的优势在于信号的变化趋于平稳，增益调整时不会使信号的变动过大。但是当输出功率与目标功率相差很大时这种算法就不适用了，因为每调整一次就要等待一个环路响应时间，这样增益调整的锁定时间会大大延长。因此在遇到这样情况时我们采用二分法来进行增益调整。对于二分法，每一级的增益调整时间是固定的，即从最高位开始调整，每一个锁定时间调整一位，因此锁定时间为增益码的位数与环路响应时间之积。

我们在核心算法中同时采用这两种方法，当输出功率码 P_O 与目标功率码 P_t 之差 P_d 大于阈值 P_s 时，采用二分法进行增益调整，当功率差 P_d 小于阈值 P_s 时，采用线性法进行增益调整。对于阈值 P_s ，这里主要是考虑哪种算法的锁定时间短就采用哪种算法的方式。阈值 P_s 是两种算法锁定时间相等时的功率差 P_d 。

当不调整增益或者等待自动增益控制环路响应时，处于 **GS_WAITING** 状态，当增益算法计数器给状态机一个调整开始的使能信号时，开始进行增益调整运算，首先如果是采用脉宽调制信号(PWM)对增益进行调整，那状态跳变到 **GS_PWM** 交给脉宽调制信号解码器进行功率调整。如果不是则进入预判断状态 **GS_PRE_JDG**，在这一状态，分三种情况考虑：如果是第一次调整那么进入算

法选择状态 `GS_SEL_ALRM` 进行算法选择；如果已选择了二分法，则进入 `GS_BI_ALRM` 状态继续二分法；如果已选择了线性算法，也进入算法选择状态 `GS_SEL_ALRM` 以防止输入信号突然发生较大变化。算法结束之后状态就回到 `GS_WAITING` 状态等待下一步的调整或者下一级的调整或者下一次启动自动增益控制时的调整。整个增益调整的详细流程参考图 3-10。

这里还需要说明的是，流程图中检测窗口包含着目标窗口，其上下限都比目标窗口多一个步长的增益，采用检测窗口是为了确保增益调整后增益的稳定性，当输入信号因为外界环境有微小的变动时不至于变化增益。

在最后一级的 `PGA` 增益步长小到 **0.25 dB**，这样的精度是很高的，很多电路上的微小干扰很可能就造成后端幅度检测器的输出不准确，这样的不准确会造成 `PGA` 步长为 **0.25 dB** 的高精度微调变得没有意义，那么在整個大幅度的各级增益调整之后，我们会在幅度检测器的输出挂上一个片外电容来稳定输出，以精确得到输出功率数字码，这样可以在最后一级对输出进行精确调整，然而挂上片外电容之后的环路响应时间会大大延长，因此增益算法计数器给系统的响应时间会不够，这时就采用时间更久的自动增益控制开启计数器来进行增益调整的开启使能。默认的自动增益控制开启计数器计数时间在之前也有提到为 **750 μs**，而增益算法计数器给环路响应所留的时间是 **150 μs**。总之，对于整个增益调整来说，首先是各级的增益调整，当各级调整结束后，为了使输出更加准确，采用了外挂电容增加响应时间的方式对输出进行微调。

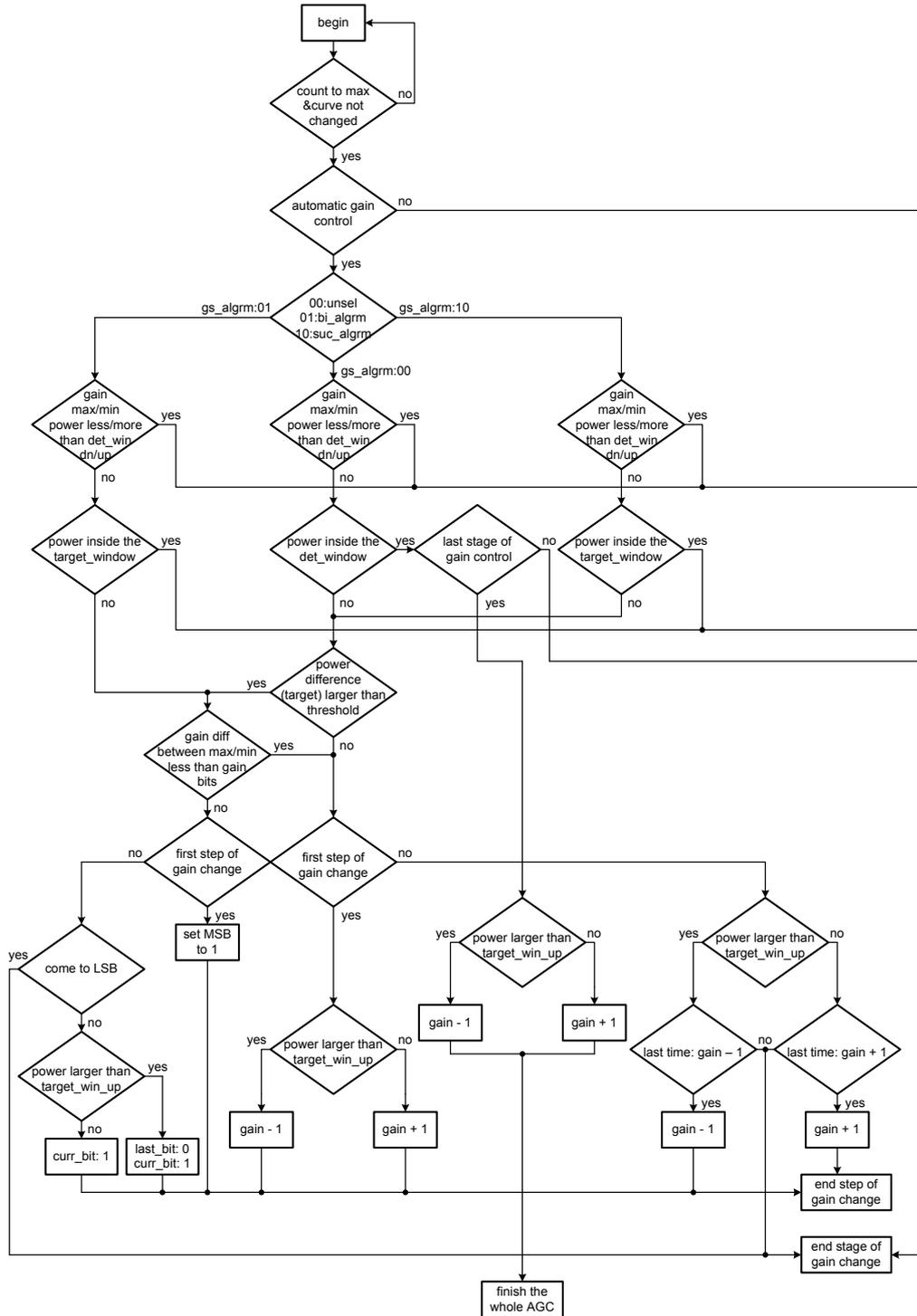


图 3-10 增益调整流程图

3.3.3 输出功率的数字编码方法

对于经过幅度检测器和模数转换器之后送出来的功率码，我们还无法直接使用，因此需要进行重新编码。

3.3.3.1 功率检测器(PWD)的输出编码

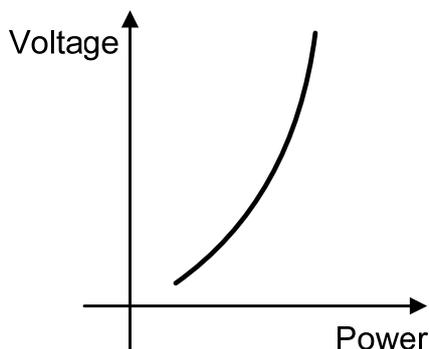


图 3-11 功率检测器输入输出关系

对于功率检测器，其输入输出关系如图 3-11 所示，这样的输入输出关系有两个问题：首先是在电源电压范围以内，这样一条曲线所覆盖的功率范围太小，其次是输入输出关系并不是成线性关系的。

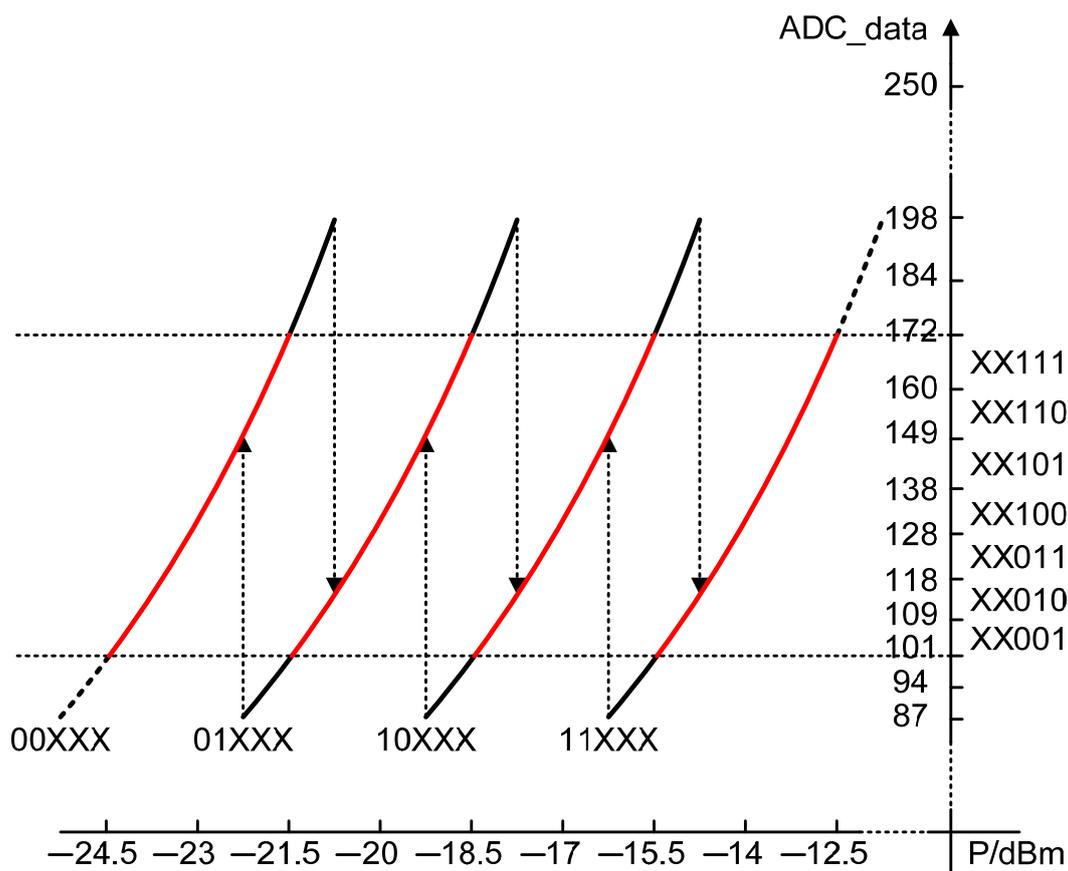


图 3-12 功率检测器的编码

为了解决第一个问题，我们同时采用 4 条输入输出曲线来覆盖所需要的功率范围，对于第二个问题，虽然输入输出不成线性关系，但是可以将输出转换为数

字码时通过编码的方式将输出功率与输出功率码线性化。如图 3-12 所示。功率码为 5 位，采用高 2 位为 4 条曲线的选择，低 3 位通过编码使之线性化。这样就可以覆盖从 -24.5 dBm 到 -12.5 dBm 的范围，曲线之间的跳变采用一种滞环的编码方式，以防止因信号抖动而不停的跳变曲线。这样我们就可以得到我们所希望的输出功率与输出功率码成线性关系。如图 3-13 所示。

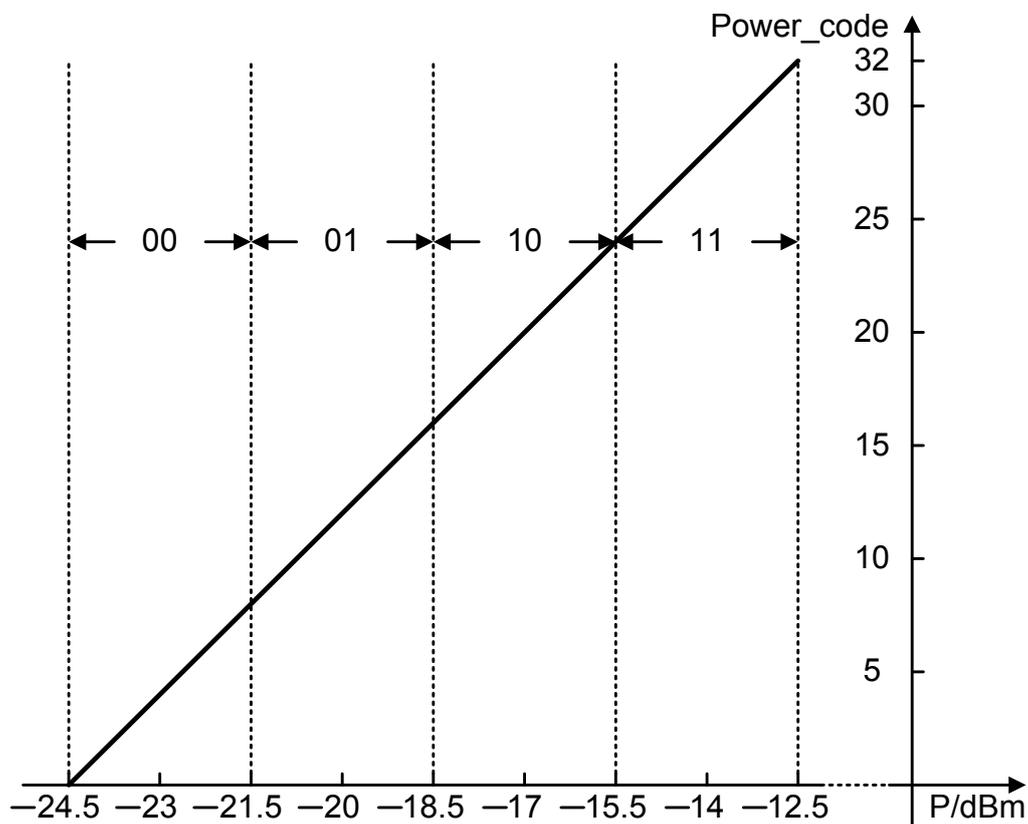


图 3-13 线性化编码后 PWD 输出功率与输出功率码关系

3.3.3.2 幅度检测器(RSSI)的输出编码

与功率检测器相似，幅度检测器的编码也需要 4 条曲线，不同之处在于幅度检测器本身的输入输出线性关系要比功率检测器好，另外其输入输出的关系是成反比的，因此在编码时需要进行运算使之成正比。具体的编码方式如图 3-14 所示，同样也采用了滞环的方法去防止因信号抖动而不停的跳变曲线。幅度检测器的功率码为 8 位，高 2 位是曲线选择位，由于环路的模数转换器也是 8 位的，因此编码可以用公式来表示，

$$pwr_code[7:0] = \{o_sel, 6'b000000\} + rssi_up - adc_code \quad (3.1)$$

其中 $rssi_up$ 为 160， adc_code 是模数转换器的 8 位输出码。

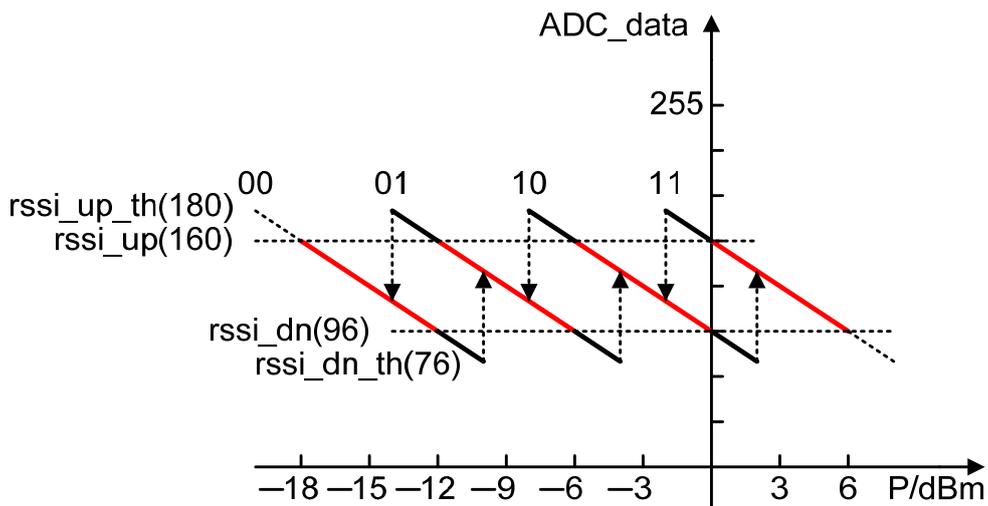


图 3-14 幅度检测器的编码

作为对比，这里也给出编码后的输出功率与输出功率码的线性关系，如图 3-15 所示。

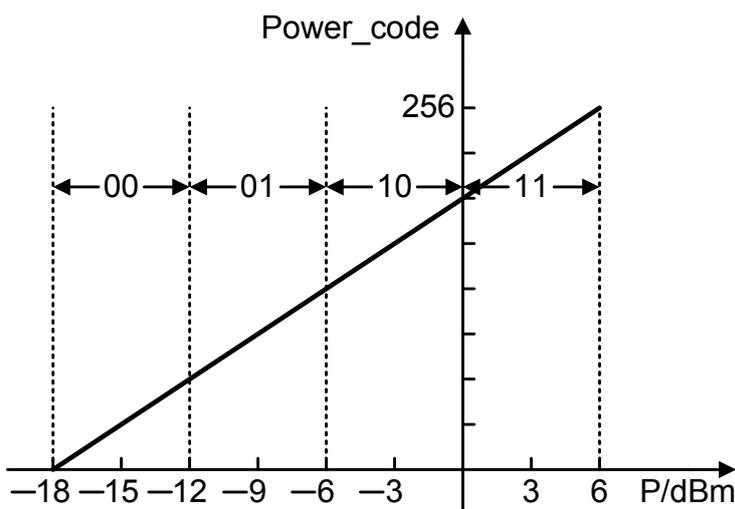


图 3-15 线性化编码后 RSSI 输出功率与输出功率码关系

3.4 其他模块

对于整个 TV-tuner 芯片，与系统控制相关的一些其他模块，因为理解全部系统的需要，在这里也进行相关的论述。

3.4.1 RC 偏差校正模块

无论是产生基准电流，还是信道选择滤波器的频率，都需要相当精确的电阻值跟电容值，然而在实际流片之后，工艺的偏差会造成电阻电容值的不准确，因此需要在片内集成校正电路，电路的模拟部分不是系统控制的研究范围，因此在

这里不做介绍，仅对数字控制部分做必要的介绍。

图 3-16 显示了 RC 校正模块的状态图，在不需要校正时，状态保持在 S_IDLE，当系统上电时，或者有了异步使能时，校正电路开始工作，状态跳变到 S_DIS，电路在这一状态先对电容放电，将电容放电的同时计数器清零，接下来状态跳变到 S_CHAR，开始对电容充电，当充电到参考电压 V_{REF} 时，计数器记得充电时间，如果是校正基准电流，那么根据计数时间和片外电容的值去选择基准电流的电阻值，状态跳回到 S_IDLE，如果是对滤波器校正，那么状态还需要跳到 S_DIV，将实际得到的 RC 值与参考值做除法，得到校正系数 k ，然后去对滤波器进行校正。状态此时从 S_DIV 跳回 S_IDLE 状态。

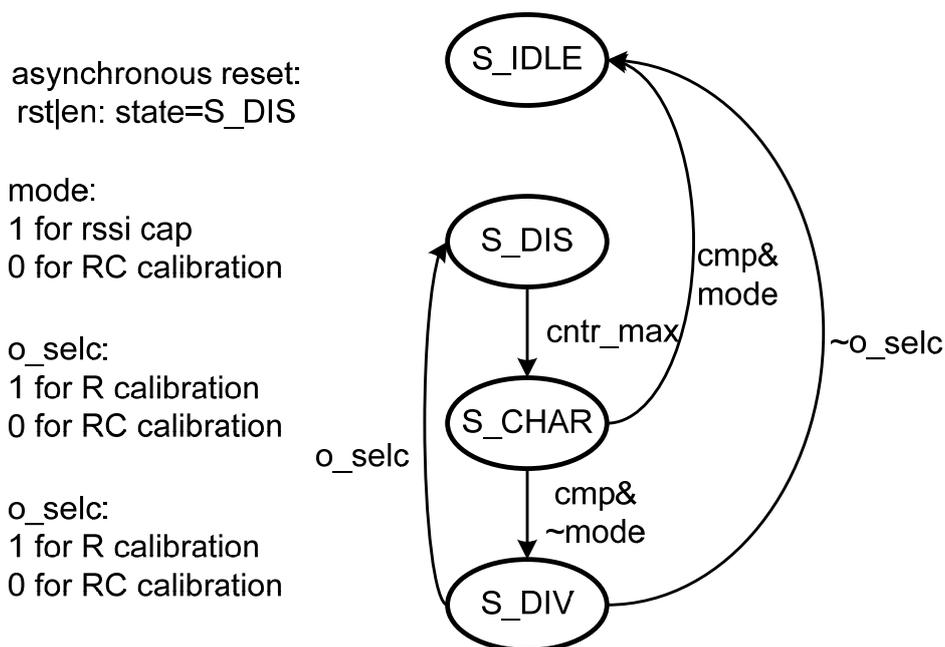


图 3-16 RC 校正状态转换图

3.4.2 功率检测器的直流失调校正

对于功率检测器，我们需要对其直流进行校正，校正过程如图 3-17 所示。首先用同样的 8 位模数转换器将功率检测器的输出转换到数字码，将 8 位的直流数字码送入功率检测器直流校正逻辑，直流校正后送出 6 位的校正码给回功率检测器，同时送出当前的 8 位直流码到片外控制软件。

如图 3-18，我们设定 8 位直流偏置码 $i_adccdata$ 的目标窗口为 128 ± 2 ，6 位校正码 o_dcos 的初始值为 32。我们采用二分法对校正码进行调整，每次校正一位。当直流偏置码 $i_adccdata$ 大于目标窗口时，校正码 o_dcos 加上 δ ，当直流偏置码 $i_adccdata$ 小于目标窗口时，校正码 o_dcos 减去 δ ；这样从高位开始，每次调整一位，最终得到全部的 6 位校正码 o_dcos 。

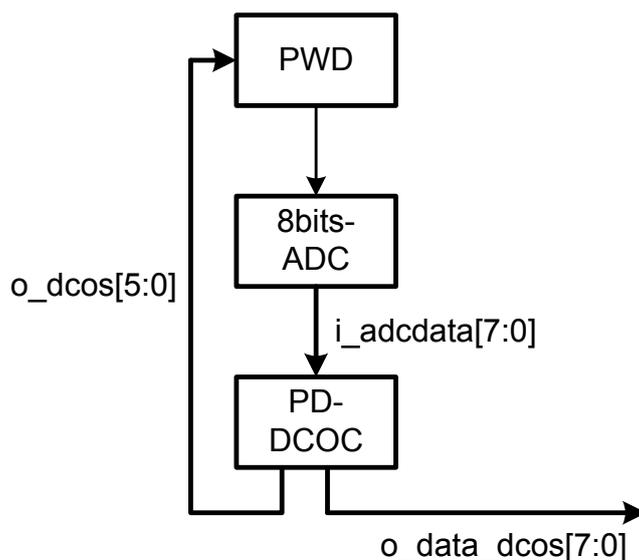


图 3-17 功率检测器的直流校正流程

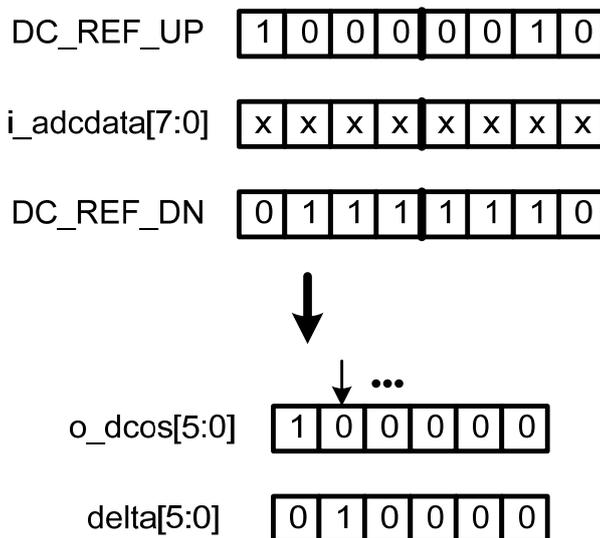


图 3-18 二分法校正过程

3.4.3 脉宽调制译码

脉宽调制信号(Pulse Width Modulation, PWM)是一种通过改变数字信号占空比的方式来表示电压的信号,这里我们从数字基带芯片反馈来的 PWM 信号表示了基带通过接收到的 IQ 两路信号之后反馈给调谐器的增益控制信号,这里由于后级数字基带 PWM 信号的产生方式不同,会有两种不同的信号表示方式,一种是 PWM 信号占空比越大,需要的调谐器的增益越大,另一种是 PWM 信号占空比越小,需要的调谐器的增益越大。我们默认是第一种情况进行译码,如果接入第二种情况的基带芯片,那么 PWM 在译码前通过一个反相器改变信号类型即可。

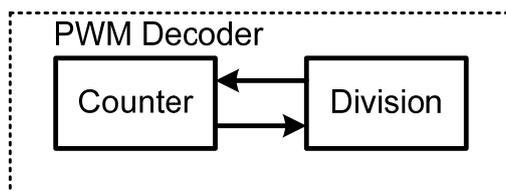


图 3-19 脉宽调制译码模块

根据之前的系统控制算法可知，PWM 信号可以调整 LPF 和 PGA 的增益或者单独调整 PGA 的增益。根据需要，我们将 PWM 信号译码为 8 位数字码，整个译码模块分为两个部分，如图 3-19 所示。我们通过计数器 Counter 以一个时钟周期为单位对 PWM 信号的高电平与整个周期的时间进行计算，然后将高电平持续时间 T_h 与信号整个周期时间 T 送入除法器 Division 模块进行占空比的计算，并且将占空比转换为 8 位增益数字控制码。

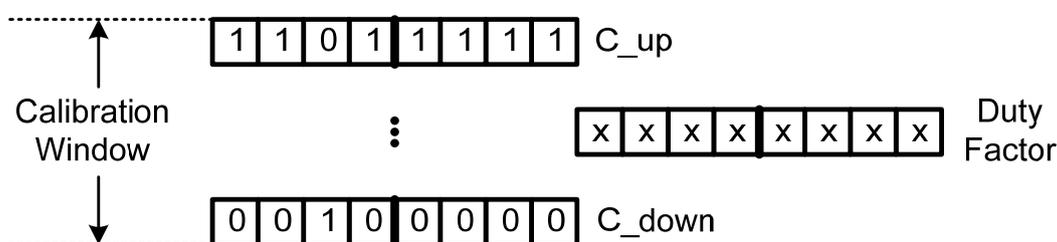


图 3-20 占空比的校正

对于从基带送来的 PWM 信号，为了防止干扰对信号的影响，我们会对得到的占空比进行一个校正。具体来讲，如图 3-20 所示，对于通过除法器得到的 8 位占空比码(Duty Factor, DF)，

$$DF = \frac{T_h}{T} \quad (3.2)$$

我们取校正窗口(Calibration Window)内的码值再进行一次除法运算，这样得到的 8 位增益调整码就可以表示在校正窗口内的 PWM 信号用于增益设置。对于第二次的除法计算，被除数采用已量化为 8 位的占空比码 DF 与校正窗口下限之差，除数采用校正窗口，这样可以得到校正后的占空比码，作为增益调整码(Gain Code, GC)，其计算表达式为，

$$GC = \frac{DF - C_down}{C_up - C_down} \quad (3.3)$$

这样，根据实际的 PWM 信号受干扰的大小，我们取不同的校正窗口去校正，通过 PC 控制端，我们可以选取 PWM 信号中从 0% ~ 100% 到 50% ~ 50% 之间的任意部分去控制增益，默认选取 12.5% ~ 87.52% 为控制部分，对应图 3-20 所示的校正窗口。对于第一次计算的占空比落在检测窗口之外的情况，如果小于窗口下限，那么设置 GC 为最小，如果大于窗口上限，那么设置 GC 为最大。整

个除法模块用一个状态机控制，状态图如图 3-21 所示。系统在 calibration 状态对校正窗口进行检测。全部结束后增益码送出给 LPFPGA 或 PGA, 状态回到 idle 等待下一次的增益调整。

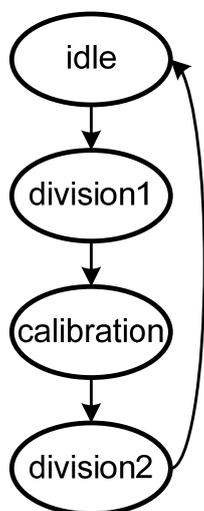


图 3-21 除法控制模块状态图

3.4.4 噪声与带外非线性的优化模块

在实际应用中，带外非线性的影响会很大。如果信号本身很小，带外干扰很大，带外干扰的三阶交调量又正好落入有用信道中，那么干扰很可能覆盖掉信号而使接收机无法正常工作，因此我们需要考虑这些影响。

对于带外干扰，考虑难点在于带外干扰是不确定的，可能存在也可能不存在，因此我们在现有的接收机架构范围下进行分析。根据之前介绍的接收机架构，我们可以在三个位置知道传输通道上的信号功率，如图 3-22 所示。分别是功率检测器(PWD)检测的 LNA 的输出，前端 RSSI 检测的 Mixer 的输出，后端 RSSI 检测的芯片输出或者信道选择滤波器的输出。对于信道选择滤波器，选频频率最大为 8 M，可以将临近信道的干扰都滤去，对于 Mixer 来说，也有 81.65 M 的截止频率，可以将较远的干扰滤去。因此我们可以根据这些已知数据进行带外干扰的判断。

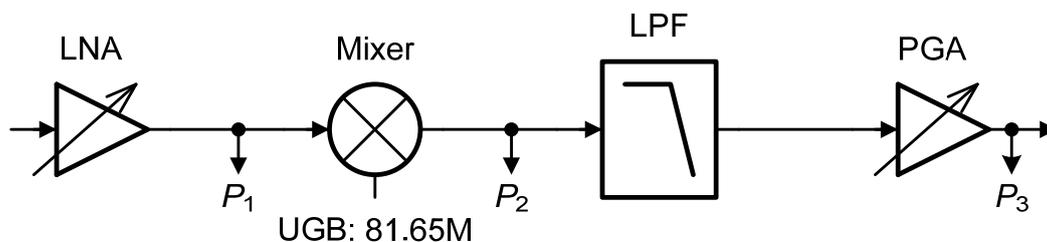


图 3-22 系统可知的 3 个信号位置

为讨论方便，我们假设各级增益都为 0 dB，有用信号的信道为 N 。带外干扰分布情况可以通过 P_1 、 P_2 和 P_3 的大小进行一个估计：

(a) $P_1 = P_2 = P_3$ ，图 3-23 所示，这种情况比较简单，由于三个点的功率相等，可以认为不存在带外干扰。

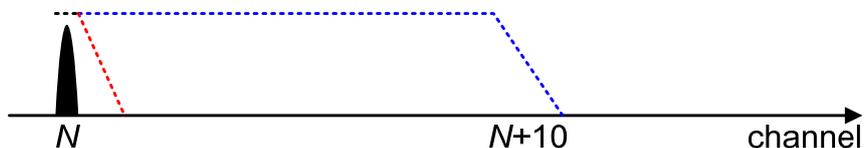


图 3-23 $P_1 = P_2 = P_3$

(b) $P_1 > P_2 = P_3$ ，如图 3-24 所示，由于 $P_1 > P_2$ ，可以认为在远离信号信道的位置有一个或多个干扰；由于 $P_2 = P_3$ ，可以认为 10 个频道以内的部分都没有干扰。

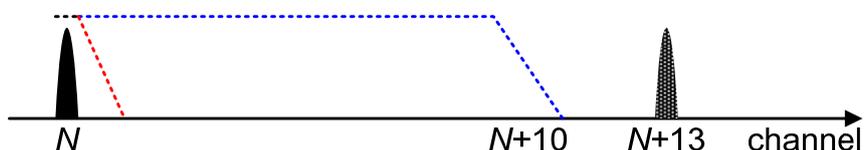


图 3-24 $P_1 > P_2 = P_3$

(c) $P_1 > P_2 > P_3$ ，如图 3-25 所示，由于 $P_1 > P_2$ ，可以认为在远离信号信道的位置有一个或多个干扰；由于 $P_2 > P_3$ ，可以认为 10 个频道以内的部分也有一个或多个干扰；当然也有可能是第 10 个频道附近存在干扰，Mixer 滤去了一部分干扰，但是还留下了一部分干扰，这样也会产生 $P_1 > P_2 > P_3$ 的情况。

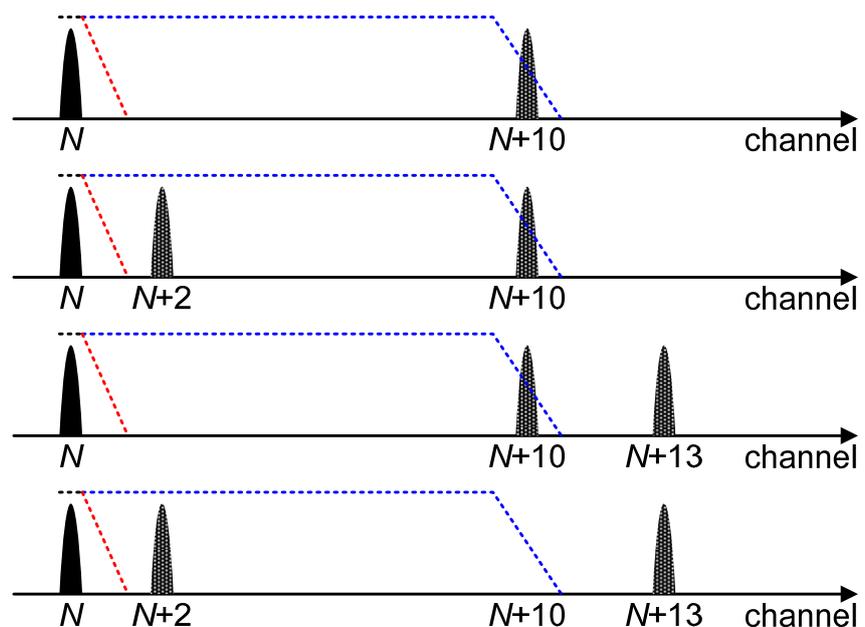


图 3-25 $P_1 > P_2 > P_3$

(d) $P_1 = P_2 > P_3$, 如图 3-26 所示, 由于 $P_1 = P_2$, 可以认为在远离信号信道的位置没有干扰; 由于 $P_2 > P_3$, 可以认为 10 个频道以内的部分有一个或多个干扰。

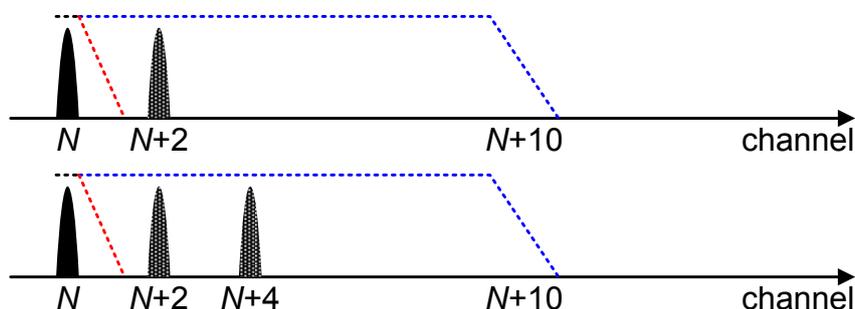


图 3-26 $P_1 = P_2 > P_3$

在实际情况下, 我们所遇到的干扰和信号要比以上讨论的更加复杂, 对于带外干扰的影响, 我们大体上认为如果干扰在信号附近, 那么干扰对信号的影响会比较大, 要优先考虑信号的线性度, 如果干扰离信号很远, 那么就要优先考虑噪声。对于以上 4 种情况, 第(a)种情况是理想情况, 完全没有带外非线性的影响, 因此优先考虑噪声。第(b)种情况干扰离信号很远, 虽然也有可能刚好有两个干扰的交调量落在有用信道上, 但遇到这种情况的概率较小, 相对于第(d)种情况, 我们还是认为这种情况要优先考虑噪声。第(c)种情况是最不好确定的情况, 因为很可能带内带外都有干扰, 因此我们优先考虑信号的线性度。第(d)种情况因为干扰都可能在信道附近, 因此优先考虑信号的线性度。

根据第二章对非线性和噪声系数的讨论, 我们知道在多模块级联中, 将增益尽量分配在前级可以优化噪声系数, 将增益尽量分配到后级可以优化系统非线性, 噪声系数与非线性在系统中跟增益的关系可以用图 3-27 表示。可以看到, 在系统总增益固定的情况下, 增益多分配于前级有益于优化系统的噪声系数, 而增益多分配于后级有益于优化系统的线性度。

再根据表 3-3, 我们知道 Mixer 的增益模式分为 3 种, 那么易知增益范围为 $9 \sim 31.5$ dB 的模式为全增益模式; 增益范围为 $9 \sim 25.5$ dB 的模式为低增益模式, 可以优化系统线性度, 增益范围为 $15 \sim 31.5$ dB 的模式为高增益模式, 可以优化系统噪声系数。因此我们可以将 $P_1 = P_2 = P_3$ 和 $P_1 > P_2 = P_3$ 的情况设置 Mixer 增益模式为高增益模式, 以优化系统噪声系数, 将 $P_1 = P_2 > P_3$ 的情况设置 Mixer 增益模式为低增益模式, 以优化系统非线性, 将 $P_1 > P_2 > P_3$ 的情况设置 Mixer 增益模式为全增益模式。

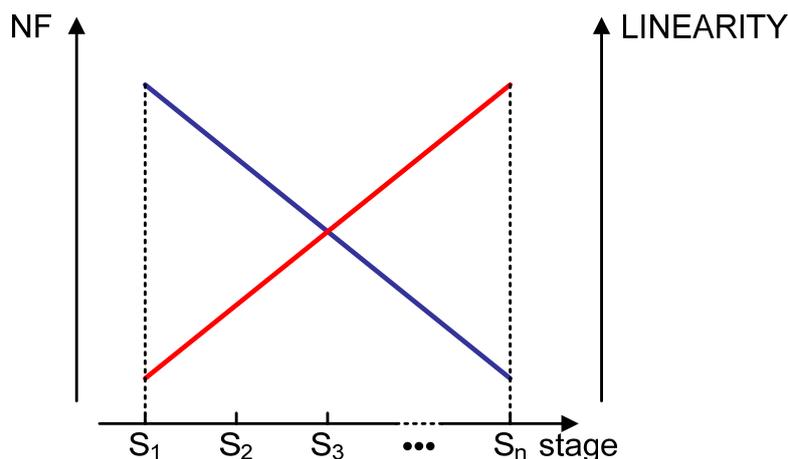


图 3-27 多级系统中增益分配对非线性和噪声的影响

我们采用一个数字模块来实现这种优化方法，因为之前为了方便讨论，设定所有模块的增益为 0 dB，在数字实现时，首先要将 3 个功率点的功率统一化，这里采用的算法是全部转换到 LNA 的输出，令 Mixer, LPF, PGA 的增益分别为 G_M , G_L 和 G_P ，那么转换到 LNA 的输出之后的 3 个功率值为，

$$\begin{aligned} P_{1,L} &= P_1 \\ P_{2,L} &= P_2 - G_M \\ P_{3,L} &= P_3 - G_M - G_{LP} \end{aligned} \quad (3.4)$$

其中 G_{LP} 根据后端 RSSI 连接位置的不同，可能是 G_L ，也可能是 G_L 与 G_P 的和。然后再通过比较 $P_{1,L}$ 、 $P_{2,L}$ 和 $P_{3,L}$ 之间的关系，给 Mixer 的增益模式送出相关选择指示。整个模块的状态图如图 3-28 所示。不需要进行选择时，系统处于 IDLE 状态，此时 Mixer 默认模式为全增益模式；当需要选择时，状态跳变到 CAL，在这一状态对 3 点功率值进行统一化转换；之后跳变到 COM 状态，在这一状态进行功率比较跟模式选择。

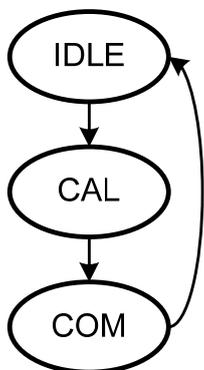


图 3-28 Mixer 增益模式选择模块状态图

第四章 电路仿真及测试

在这一章中，我们将对数字电视调谐器的各个模块进行相关仿真，并对整个系统做一个行为级仿真，以验证系统控制及各模块增益调整算法的正确性。最后，会给出流片后的相关测试结果。

4.1 各模块仿真结果

4.1.1 系统仿真

对于整个自动增益控制模块来说，完成的不仅是对各级增益的控制，也包括了对 TV-tuner 整个芯片的控制，因此包括了所有的数字模块与模拟模块，为了对整个系统进行仿真，我们采用 Mentor 公司的 ADMS 软件进行系统数模混仿，数字模块用 Verilog 语言[16]设计实现，模拟模块用 Verilog-AMS[17]语言进行行为级建模。

图 4-1 显示了系统仿真的各级输出，可以看到，随着输出的增大，输出在增益调整的时候会有抖动，但最后都能趋于平稳且稳定在一定的大小左右，完成了基本的自动增益控制功能。图 4-2 显示了功率检测器、前端 RSSI 和后端 RSSI 的输出。

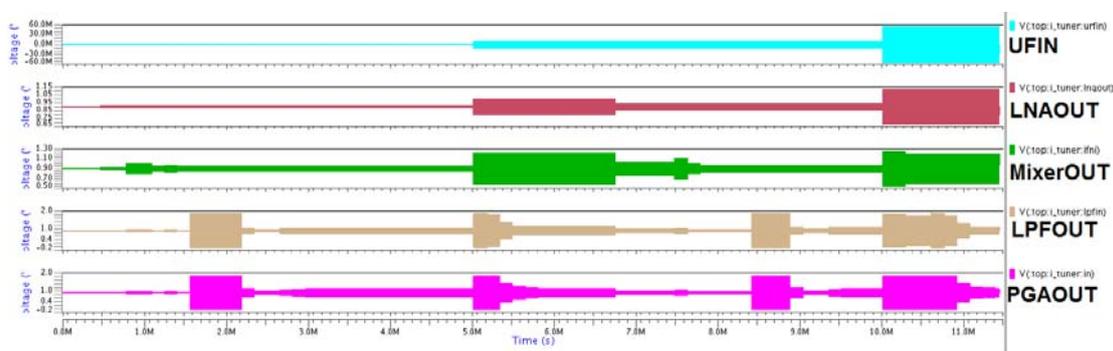


图 4-1 系统各级的输出

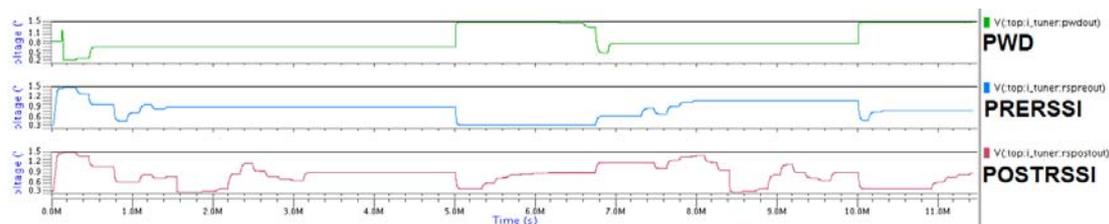


图 4-2 PWD 及两个 RSSI 的输出

图 4-3 显示了系统控制从上电开始到一个增益设定周期完成的全部过程，根

据图 3-8，系统首先校正基准电流，即 $state = 7$ ，之后校正功率检测器的直流，即 $state = 6$ ，然后在 IDLE 状态停留一个周期后立刻进入 LNA 的增益设置状态，LNA 增益码最终设置为 21，接下来对 Mixer 的增益进行设置，最终增益码设置为 5，最后设置 LPF 和 PGA 的增益，最终设置为 56。

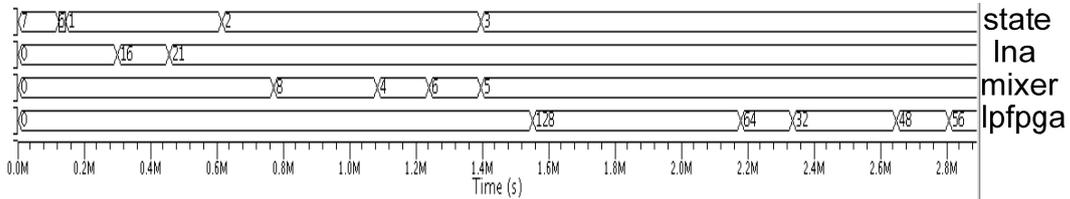


图 4-3 系统控制流程

图 4-4 显示了二分法设置 LPF 和 PGA 的增益过程，可以看到增益码从最高位开始设定，当设定到第 3 位时功率达到目标窗口以内，因此停止功率调整， $state$ 跳变，开始新一轮的对 LNA 的增益调整。 gs_state 在每一位增益码的调整中都做出了控制，为了使得到的功率码更准确， avg_data 是对 ADC 采样到的 8 位功率码的一个平均，默认是每采 16 个功率码做一次平均来作为这次功率调整的功率码。

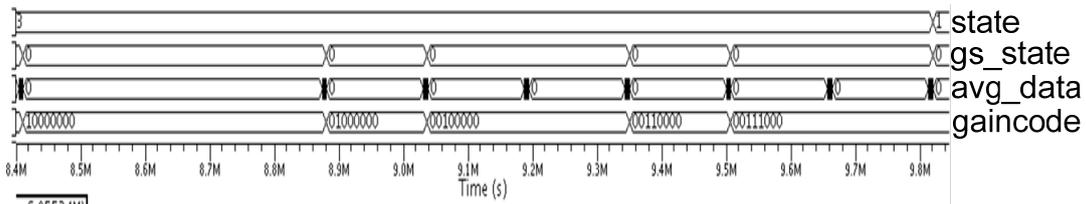


图 4-4 二分法增益设置

图 4-5 显示了线性算法设置 Mixer 的增益过程， gs_algrm 是算法选择， $gs_algrm = 1$ 表示采用线性算法， $gs_state = 1$ 对应预判断状态， $gs_state = 2$ 对应算法选择状态， $gs_state = 4$ 对应线性算法状态。可以看到，增益码只变化 1。

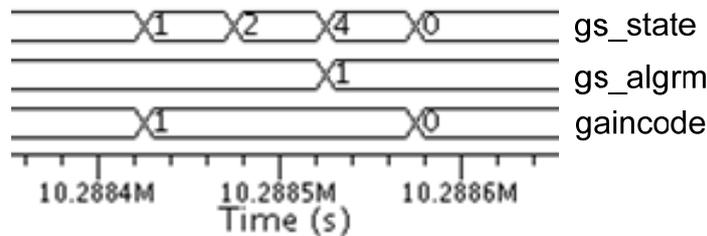


图 4-5 线性法增益设置

4.1.2 电阻电容校正模块仿真

图 4-6 显示了电阻电容校正模块的仿真结果，`cext_u` 表示充电电容的电压值，`cmp` 表示比较器结果，可以看到，当电容充电到参考电压时，比较器输出高电平，表示电容充电结束，同时计数器 `counter` 停止计数。此时计数器所记得的值 105 表示电容充电时间为 105 个时钟周期。

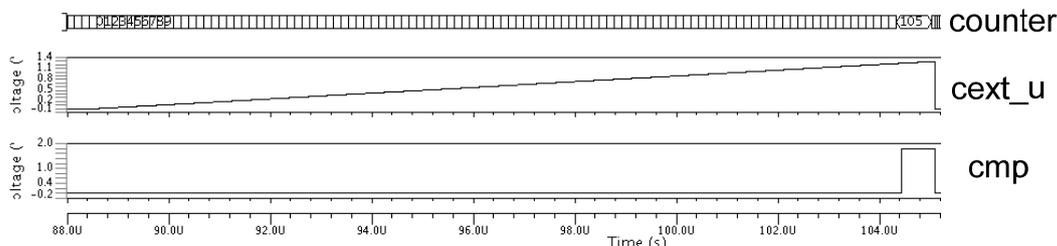


图 4-6 电阻电容校正模块仿真

4.1.3 功率检测器直流校正模块仿真

图 4-7 显示了功率检测器直流校正的仿真，可以看到，系统状态控制机 `state = 6` 时表示近入功率检测器直流校正状态，6 位校正码 `o_dcoss` 按照所采用的二分法进行调整，8 位直流输出码 `o_data_dcoss = 2'b1000_0010` 表示最终的直流刚好偏置在默认目标窗口上限。

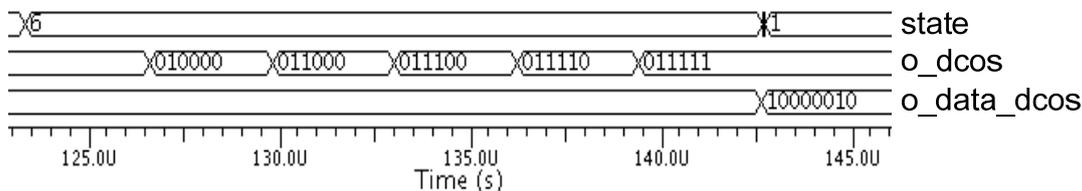
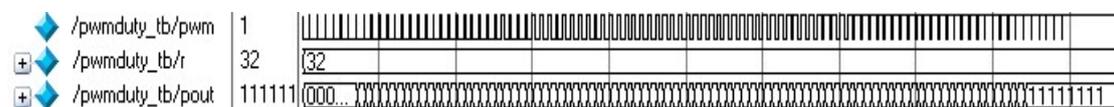


图 4-7 功率检测器直流校正模块仿真

4.1.4 脉宽调制译码模块仿真

脉宽调制译码模块为纯数字模块，并且需要一个脉宽调制信号作为输出进行仿真验证，因此我们将此模块单独进行仿真，仿真软件使用 Mentor 公司的 ModelSim。仿真结果如图 4-8 所示，(a)图显示了在默认校正范围为 12.5% ~ 87.5% 时的仿真结果。可以看到，输入的脉宽调制信号的占空比从 0 开始越来越大，输出的 8 位控制码也随之越来越大。从(b)图到(g)图显示了在不同校正范围下的输入输出关系。



(a) 12.5% ~ 87.5%

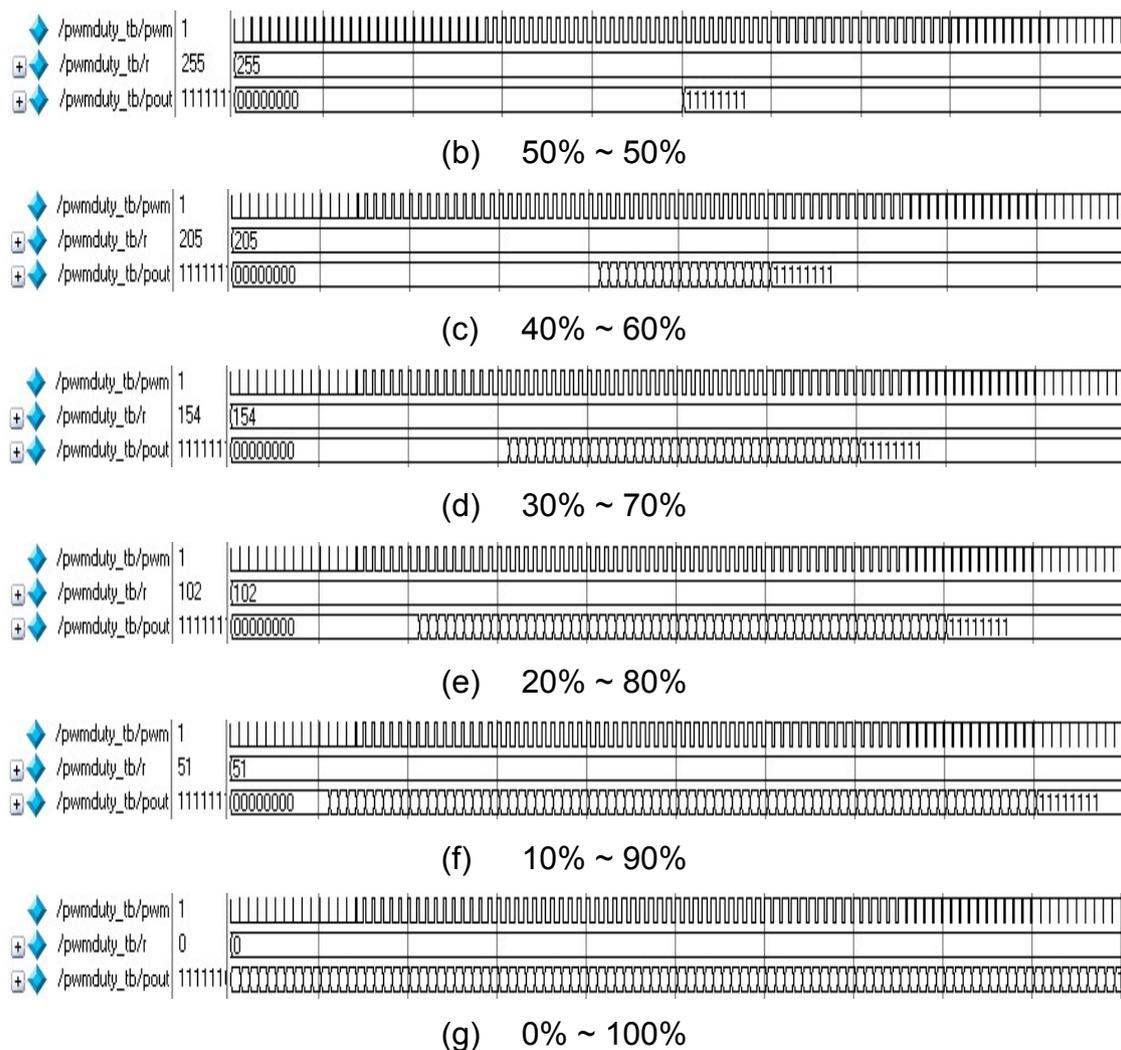


图 4-8 脉宽调制译码模块仿真

4.2 数字电视调谐器的测试结果

芯片是采用了台积电 TSMC0.18 μm CMOS 工艺实现的，测试芯片所用的 PCB 版采用了 6 层板，整个测试大部分都在微电子楼射频测试间完成的，与系统自动增益控制相关的测试内容主要需要的测试仪器有电源、信号发生器、频谱仪、示波器和任意波形信号发生器。

4.2.1 系统自动增益控制测试

图 4-9 显示了整个自动增益控制正常工作时，当输入信号大小从 -100 dBm 扫描到 0 dBm 时，各模块增益及系统总增益的变化。可以看到，输出始终可以稳定在 5 dBm 左右。

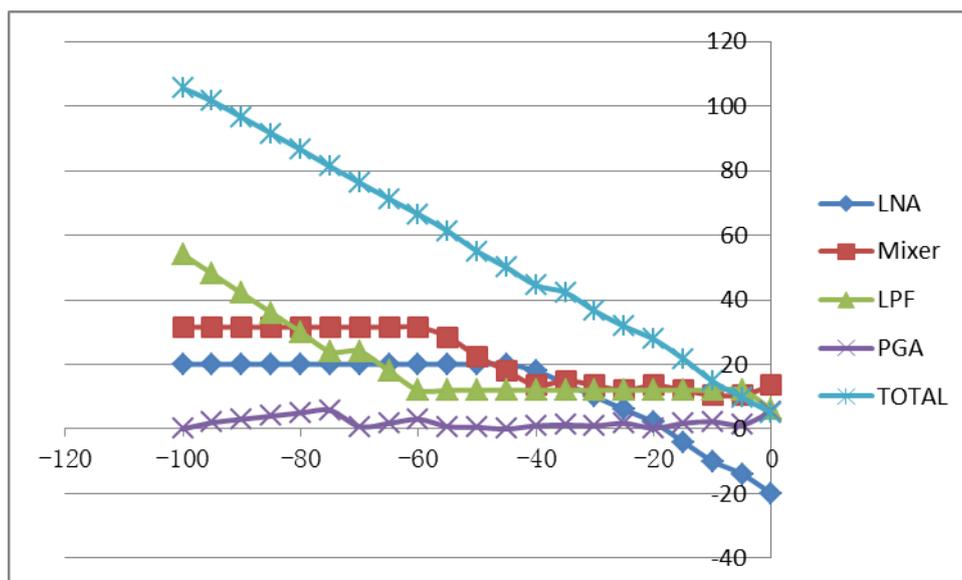


图 4-9 自动增益控制下各级增益的变化

4.2.2 脉宽调制译码测试

图 4-10 显示了脉宽调制译码模块的测试结果。横坐标表示脉宽调制信号的占空比，从 0 扫描到 0.9，纵坐标表示 8 位增益控制码。脉宽调制信号由任意波形发生器送入，从图中可以看到电路很好地完成了功能。需要注意的是当输入脉冲给入全高电平时，即占空比为 1，输出码是不定的，这是因为在设计检测脉宽调制信号时，由于始终无法检测到电平跳变，因此送到除法模块进行计算的值是不定态的。

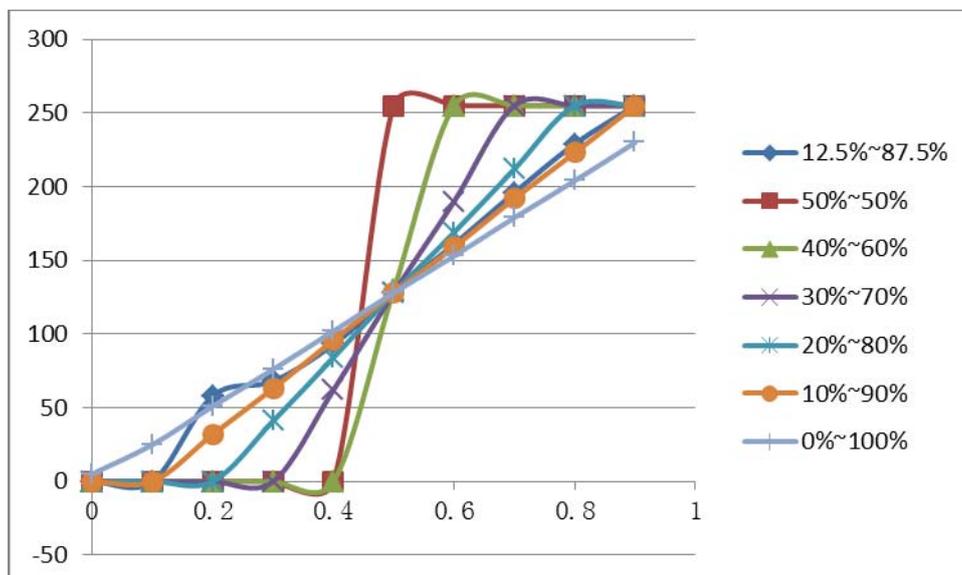


图 4-10 脉宽调制译码模块测试结果

第五章 总结与展望

5.1 总结

全文从分析信号的传输质量出发,以降低信号的噪声和非线性为目的,讨论了通过调整增益来优化信号质量的方法,并且详细的对非线性的来源进行了总结和推导,得到复合三阶失真对信号的影响最大的结论,并且总结复合三阶失真量的计算公式。通过推导信号噪声失真比这一指标来衡量信号的质量。并详细的分析讨论了影响信号噪声失真比的几个因素。

对于接收机,进行了简单的介绍,同时引入自动增益控制的概念,并将这一概念进行了拓展,将增益的控制提到系统的高度去分析,结合之前理论分析得到的各级增益分配的基本原则,从系统的角度去分析射频接收机的各个模块的增益分配,并权衡了实际应用时可能遇到的种种情况。论文同时提供了一种适用于数字增益控制的算法,并且将系统的控制也融入其中,以综合各方面的因素使接收机工作在最优状态。

5.2 展望

如今,通信技术在人们生活的各个方面都有着越来越广泛的应用,射频接收机作为通信系统中必不可少的部分一定会持续受到关注,随着各种移动终端在全球范围的走俏,低功耗成为业界研究的热点指标也一样会对射频接收机的设计产生影响,如何在保持性能的同时降低功耗会成为工程师们关注的重点。

在射频接收机中的数字控制模块因其算法的多样性和灵活性可以对接收机的性能与功耗产生显著影响,所以优化控制算法是需要继续的一个研究方向。

另外,本论文对复合三阶失真的讨论,信号噪声失真比的讨论,都是建立在理论范围以内。如何从工程上去验证并且应用这些理论,不仅会对接收机系统级研究产生良性影响,也会对各模块的指标设定提供理论依据。因此继续进行这方面的相关探索也很有意义。

最后,对于锁定时间要求较高的诸如蓝牙、WLAN 等接收机系统,前馈环路虽然会更有优势,却对环路内的幅度检测器等模块提出了更高的指标要求,因此如何结合前馈环路和反馈环路的优势,从环路结构上去创新,将会成为另外一个研究方向。

总之,随着科技的进步和我们的努力,相信会有越来越多的更优秀的接收机和电子产品改善我们的生活。

参考文献

- [1] Mohammed Ismail, Mohamad Sawan, Automatic Gain Control Techniques and Architectures for RF Receivers, Springer, New York, 2011.
- [2] 宫志超. 射频接收机中的自动增益控制及功率检测器设计[D]. 复旦大学, 2009.
- [3] Richard Chi-His Li, RF Circuit Design (Information and Communication Technology Series), Wiley, Hoboken, New Jersey, 2008.
- [4] Behzad Razavi, RF Microelectronics, Second Edition, prentice hall, New York, 2011.
- [5] Alan V. Oppenheim, Alan S. Willsky, with S. Hamid, Signals and Systems, Second Edition, prentice hall, New York, 1996.
- [6] Kevin W. Kobayashi, "High Linearity-Wideband PHEMT Darlington Amplifier with +40 dBm IP3" Microwave Conference, 2006. APMC 2006. Asia-Pacific, pp. 1035–1038, Dec. 12–15, 2006.
- [7] Matrix test equipment, INC. "Some notes on composite second and third order intermodulation distortions ", Oct.10, 2005.
- [8] Tomislav Kos, Branka Zovko-Cihlar, Sonja Grgic, "An Algorithm for Counting of Intermodulation Products in Multicarrier Broadband Systems", *ISIE'99 - Bled*, Slovenia.
- [9] W.A. Serdijn, A.C. Van Der Woerd, J. Davidse, A.H.M. van Roermund; "A low-voltage lowpower fully-integratable automatic gain control for hearing instruments"; *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*; Vol. 29, Issue 8, pp. 943–946, Aug. 1994.
- [10] O. Jeon, R.M. Fox, B.A. Myers, "Analog AGC Circuitry for a CMOS WLAN Receiver", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol.41, Issue 10, pp. 2291–2300, Oct. 2006.
- [11] J. Ohlson, "Exact Dynamics of Automatic Gain Control", *Communications, IEEE Transactions on*, Vol. 22, Issue 1, pp. 72–75, Jan. 1974.
- [12] Neil H. E. Weste, David Money Harris, CMOS VLSI Design A Circuits and Systems Perspective, Fourth Edition, Pearson Education, Boston, 2009.
- [13] Jan M Rabaey Anantha P Chandrakasan Borivoje Nikolić, Digital integrated circuits : a design perspective, Second Edition, Pearson Education, 2003.
- [14] C.-W. Lin, Y.-Z. Liu and K. Y. J. Hsu, "A Low-Distortion and Fast-Settling

Automatic Gain Control in CMOS Technology”, Circuits and Systems, 2004. ISCAS '04. Proceedings of the 2004 International Symposium on, Vol. 1, pp. 541–544, May. 2004.

[15]Chun-Pang Wu and Hen-Wai Tsao; “A 110-MHz 84-dB CMOS Programmable Gain Amplifier With Integrated RSSI Function”; Solid-State Circuits, IEEE Journal of; Vol. 40, Issue 6, pp. 1249–1258, Jun. 2005.

[16]夏宇闻, Verilog数字系统设计教程, 第二版, 北京航空航天大学出版社, 北京, 2008. 6.

[17]Verilog-AMS Language Reference Manual Analog & Mixed-Signal Extensions to Verilog-HDL, Version 2.3.1, Accellera, June. 2009.

致谢

随着毕业论文的完成，我两年的硕士生涯也走到了尾声，在复旦的两年学习生活是我人生中十分宝贵并且重要的经历，我要感谢复旦带给我了如此精彩的研究生生活。

首先我要感谢我的导师唐长文副教授，在唐老师的悉心教导下，我从一个初识电路的门外汉蜕变为一个初探门径的集成电路设计者，古语云：“授人以鱼，不如授之以渔。”唐老师正是以这样的一种教育态度教会了我如何通过发挥自主能动性来学习我所需要的各项专业技术知识。相信他的治学态度和方式会在我以后的学习工作中发挥更多正能量。

同样要感谢的是一起在课题组科研的伙伴们，感谢大师兄王心在学习中，在生活上对我的莫大帮助，同样的感谢也要给一起在实验室科研奋斗的褚博，刘杰，程涛，刘玉琰，在和你们相处的这两年中，我收获了难能可贵的友谊和丰富多彩的生活经历，真诚地谢谢你们让我在复旦的日子里过得如此精彩。

最后，也是我最应该感谢的，就是一直支持我的父母。感谢爸爸妈妈对我的养育之恩，是你们让我充满自信，勇于拼搏；是你们让我心正行端，爱憎分明；是你们让我从一个不懂事的孩子成长为一个可以独当一面的男人；是你们让我从小到大受到了比所有人都要多的关爱！

岁月如梭，韶光易逝，我会在我有限的人生中，以乐观积极的人生态度，追逐梦想，体味人生，回馈所有关心帮助我的人！

论文独创性声明

本论文是我个人在导师指导下进行的研究工作及取得的研究成果。论文中除了特别加以标注和致谢的地方外，不包含其他人或其它机构已经发表或撰写过的研究成果。其他同志对本研究的启发和所做的贡献均已在论文中作了明确的声明并表示了谢意。

作者签名：_____ 日期：_____

论文使用授权声明

本人完全了解复旦大学有关保留、使用学位论文的规定，即：学校有权保留送交论文的复印件，允许论文被查阅和借阅；学校可以公布论文的全部或部分内容，可以采用影印、缩印或其它复制手段保存论文。保密的论文在解密后遵守此规定。

作者签名：_____ 导师签名：_____ 日期：_____