

学校代码： 10246

学 号： 062052025

復旦大學

硕 士 学 位 论 文

射频接收机中自动增益控制电路的研究与设计

院 系： 微电子学系

专 业： 微电子学与固体电子学

姓 名： 周嘉业

指 导 教 师： 王俊宇 副教授

完 成 日 期： 2009 年 5 月 10 日

指导小组成员名单

闵 昊 教 授

王俊宇 副教授

唐长文 副教授

谈 熙 讲 师

目录

目录.....	II
摘要.....	1
Abstract.....	2
第一章 概述	3
1.1. 射频接收机中自动增益控制系统的作用	3
1.2. 自动增益控制电路的性能要求.....	3
1.3. 自动增益控制电路的组成.....	5
1.4. 数字电视调谐器中自动增益控制电路的设计难点	6
1.5. 论文的研究内容及其贡献.....	8
1.6. 论文的组织结构	10
参考文献	10
第二章 自动增益控制系统简介.....	11
2.1. DVB-T 标准简介	11
2.2. 接收机中自动增益控制的结构.....	12
2.3. 线性度指标的计算	18
2.4. 中频放大器的增益估计	24
2.5. 中频放大器的性能指标总结	27
参考文献	28
第三章 可编程增益放大器和跟随器设计	30
3.1. 可编程增益放大器和跟随器的性能指标	30
3.2. 开环和闭环结构的中频放大器.....	31
3.3. 中频放大器的输入级设计	33
3.4. 中频放大器的输出级设计.....	55
3.5. 中频放大器电路实现.....	57
3.6. 可编程增益的跟随器.....	63
参考文献	65
第四章 直流消除电路设计	67
4.1. 直流消除电路的基本功能.....	67
4.2. 直流消除电路的模拟实现和混合信号实现.....	68
4.3. 直流消除电路的工作原理.....	68
4.4. 利用密勒效应.....	69
4.5. 单级和多级直流消除电路.....	70
4.6. 直流消除电路的电路实现.....	72
4.7. 直流消除电路的性能分析.....	75
参考文献	81
第五章 能量检测电路设计	82
5.1. 数字自动增益控制环路组成	82
5.2. 能量检测电路的设计	83
5.3. 逐次比较 ADC 的电路设计.....	90
参考文献	94
第六章 测试结果	95

6.1.	论文工作	95
6.2.	预放大器部分测试	95
6.3.	后置放大器部分测试	98
6.4.	能量检测电路测试	101
6.5.	逐次比较 ADC 测试	104
6.6.	测试总结	106
第七章	总结和展望	110
7.1.	成果总结	110
7.2.	未来展望	110
致谢		111

摘要

近年来，数字电视取代模拟电视已是大势所趋。数字电视调谐器，尤其是具有低成本、低功耗和小体积优点的 **CMOS** 单芯片数字调谐器，受到业界的广泛关注。

自动增益控制电路用于将天线接收到的不同功率的信号放大到量化和解调所需的功率。高性能的自动增益控制电路对实现高性能的射频接收机非常重要：大动态范围的自动增益控制电路能够提高数字电视调谐器的动态范围；低功耗的自动增益控制电路能够降低数字电视调谐器的总功耗；快速锁定的自动增益控制电路能够帮助数字电视调谐器快速地切换频道和适应变化的环境。

本论文针对单芯片数字电视调谐器中自动增益控制电路的研究和设计，分析了自动增益控制系统的结构和性能要求，并且设计、流片、测试了其中的主要模块。

首先，简单介绍了自动增益控制的工作原理和性能要求，以及数字电视调谐器中自动增益控制电路设计的独特的难点。

然后，以 **DVB-T** 数字电视地面广播标准为例，分析计算了中频信号放大通路各个放大器的增益、噪声和线性度指标。

在此基础上，对可编程增益的中频放大器和跟随器，直流消除电路和能量检测电路进行电路设计。并且对以上的模块进行了单独的流片和测试验证，得到各项性能指标，能够高质量地满足信号放大和增益控制的系统要求。

关键词：数字电视调谐器，自动增益控制，可编程增益放大器，功率检测，直流消除

中图分类号：TN4

Abstract

Digital Television (DTV) is inevitably replacing the traditional analog TV in recent years. The digital TV tuner, especially in the CMOS single-chip solution, takes an important role in the DTV industry.

Auto Gain Control (AGC) is implemented in tuner to provide constant signal power to quantizing and demodulating circuits for unpredictable signal strengths received from antenna. The performance of AGC is of significant importance to the whole receiver. AGC with wide dynamic range improves the dynamic range of tuner. And AGC with low power helps reduce the total power consumption of tuner. Moreover, AGC with short set-up time enables the tuner to switch between channels or adjust to variable environments quickly.

This work presents the analysis and design of the AGC part in single-chip tuner. The architecture and specification is analyzed and main blocks are designed as well as taped out and tested.

Firstly, an overview about the basic function and specification of the AGC part is presented. Several special difficulties in designing an AGC part of DTV tuner are listed respectively.

Secondly, the gain, noise and linearity concerning requirements of Intermediate Frequency (IF) amplifiers are analyzed and calculated based on the DVB-T standard.

Further, the programmable gain amplifiers (PGA), DC offset cancellation circuits (DCOC) and received signal strength indicator (RSSI) were designed, taped out and tested. Analyze of measurement results shows that requirements of signal amplifying and gain control is satisfied.

Key word: Digital Television (DTV) tuner, auto gain control (AGC), programmable gain amplifier (PGA), receiver signal strength indicator (RSSI), DC offset cancellation (DCOC)

Classification Code: TN4

Equation Chapter (Next) Section 1

第一章 概述

1.1. 射频接收机中自动增益控制系统的作用

随着射频接收机接收的信号传输条件的不同,天线接收到的有效信号的功率会在一个很大的范围内变化,同时天线接收到的干扰的功率也有可能变化。为了最终能够解调天线接收到的信号,需要自动增益控制电路(AGC)将天线接收到的不同功率的所需信号放大到基带模数转换器(BB-ADC)量化所需的最优功率。这样可以最大程度降低基带模数转换器引入的量化噪声,从而为解调器(demodulator)提供最优的信噪比,以达到最低的误码率,如图 1-1 所示。

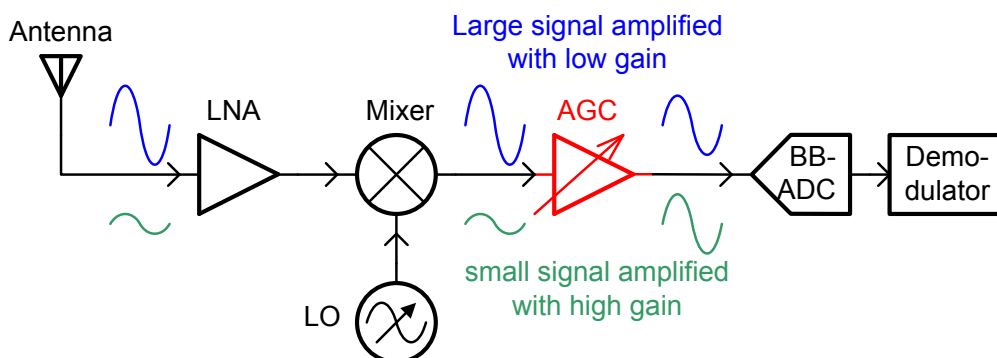


图 1-1 自动增益控制系统的基本功能

1.2. 自动增益控制电路的性能要求

1.2.1. 动态范围

当信号源很近或者信号传输条件很好时,射频接收机可能接收到很强烈的信号;当信号源很远或者信号传输条件不好时,射频接收机可能接收到很微弱的信号。因为射频接收机可能接收到的信号的功率范围很大,可以称其需要很大的动态范围。为了实现大动态范围的无线接收机,必须实现大动态范围的自动增益控制电路。

定义动态范围概念的示意图如图 1-2 所示。接收机能够处理的最大信号由接收机的线性度性能和谐波失真(Distortions)决定,接收机能够处理的最小信号由接收机的噪声性能和噪声基底(Noise Floor)决定。只有高于谐波失真和噪声基底最低信噪比要求的信号才能够被无错的解调。如果接收机不随输入信号大小作任何调整,大动态范围的电路必须同时具备优秀的噪声和线性度性能,而这在电

路设计中是很难实现的。但是,如果采用自动增益控制电路,合理的控制不同输入信号大小下的增益,就可以在输入信号较小,接收机增益较大时牺牲部分线性度性能提高噪声性能;也可以在输入信号较大,接收机增益较小是牺牲部分噪声性能提高线性度性能。因此使用可变增益的接收机和自动增益控制电路,使得不用同时满足电路的最高的线性度和噪声性能要求,因而大大方便了接收机电路的设计。

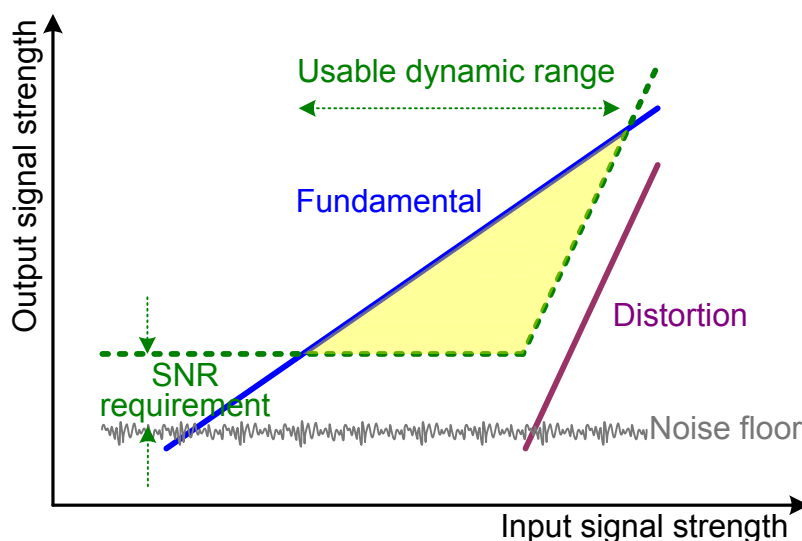


图 1-2 动态范围的定义

1.2.2. 增益设定速度

当接收的频道(Channel)切换,或者信号传输条件由于接收机的移动而改变的时候,很有可能天线接收到的有效信号强度会改变,因此放大信号所需的增益也需要改变。在接收机中的自动增益控制系统设定完成新的合适的增益设定之前,接收机很有可能无法正常的解调信号。因此射频接收机的频道切换速度和环境适应速度部分取决于其中自动增益控制系统的增益设定速度。因而快速锁定的自动增益控制系统能够帮助射频接收机快速地切换频道。

1.2.3. 面积和功耗

在射频接收机当中,中频部分的功耗和面积是整个接收机功耗的重要组成部分。设计合理的自动增益控制电路能够合理的分配接收机放大通路的增益,减小后级电路输入信号的功率范围,因而降低对部分电路动态范围和性能的要求,最终减少放大器电路所需的功耗和面积。因此低功耗、小面积的自动增益控制电路能够降低数字电视调谐器的总功耗和总面积。

1.3. 自动增益控制电路的组成

一个典型的自动增益控制电路示意图如图 1-3 所示，在输入功率变化时调整增益保持恒定的输出功率。增益控制的基本原理是，如果检测到的输出功率超过目标值，就减小放大器的增益；如果检测到的输出功率低于目标值，就增加放大器的增益。通过多次的增益调整，逐步逼近和达到最优的增益，使得输出功率最接近目标值。

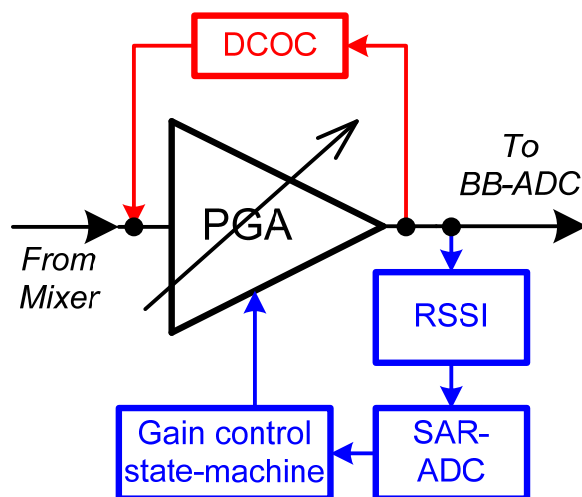


图 1-3 自动增益控制系统示意图

这个自动增益系统包括以下三个部分。

一，可编程增益放大器(PGA)。用于提供不同的增益，将信号放大到基带模数转换器(BB-ADC)的最优输入功率。可编程放大器的噪声和线性度性能可能会决定输出信号的信噪比，为了尽量减少信号信噪比的损失，对中频放大器的线性度和噪声性能有很高的要求。

二，直流消除电路(DCOC)。附加在中频放大器上，用于避免中频放大器输入信号上附加的直流信号阻塞放大器及其后续电路。希望在抑制放大器直流增益的同时，不要破坏信号本身。

三，增益控制电路，包括能量检测电路(RSSI)及量化其输出的逐次比较模数转换器(SAR-ADC)，以及增益控制状态机(Gain control state-machine)。能量检测电路(RSSI)用于判断放大器接收到的信号能量。能量检测电路的检测精度和可编程增益放大器的增益精度会决定自动增益控制系统的增益控制精度。增益控制状态机逐步给放大器设定最合适的增益。使用先进的增益搜索算法能够提高增益设定的速度。

1.4. 数字电视调谐器中自动增益控制电路的设计难点

1.4.1. 高信噪比要求

数字电视调谐器的性能要求远高于一般射频接收机。DVB-T 协议中规定的 256QAM 调制方式需要超过 35dB 的解调信噪比,对放大器的噪声和线性度具有非常高的要求。因此大动态范围的可变增益中频放大器,即噪声小线性度高的可变增益中频放大器是数字电视调谐器设计的难点之一。

1.4.2. 大的带外干扰

DVB-T 协议中规定了很大的可能的带外干扰,带外干扰的大小可能比所需信号本身大几十 dB。一方面,大的带外干扰进一步提高了对接收机线性度的要求。另一方面,大的带外干扰要求增益控制电路中的能量检测必须能够检测足够宽的带宽,从而正确的判断带外干扰的功率,以防止带外干扰阻塞接收机。如果简单的使用基带 ADC 的量化结果判断输入功率和确定增益,就无法知道前端电路是否已经被大功率的带外干扰阻塞了,因为基带 ADC 接收到的功率带宽远小于调谐器的输入带宽。

1.4.3. 调谐器和解调器共同实现自动增益控制

DVB-T 接收和解调的商用解决方案一般使用调谐器(Tuner)芯片和解调器(Demodulator)芯片组合的双芯片模式,因为解调器中的超大规模数字集成电路噪声很大,和调谐器中低噪声要求的射频前端难以集成。很多商用解调器芯片中会自带增益控制功能,即会给调谐器提供一个脉宽调制(PWM)信号,经片外滤波器滤波后控制调谐器的增益,如图 1-4 所示。因此数字电视调谐器中的自动增益控制电路应当能够满足两种工作模式:一,在没有解调器提供的增益控制信号的情况下,调谐器正确设定自己的增益;二,在有解调器提供的增益控制信号的情况下,调谐器的增益随外加电压连续改变。

调谐器使用两种增益控制模式,一方面可以根据调谐器检测的带外干扰的大小给射频前端设定合适的增益,从而避免大功率的带外干扰阻塞调谐器;另一方面,如果解调器的自动增益控制系统工作,就可以按照解调器的解调要求精确的设定调谐器的增益,从而实现最优的解调。

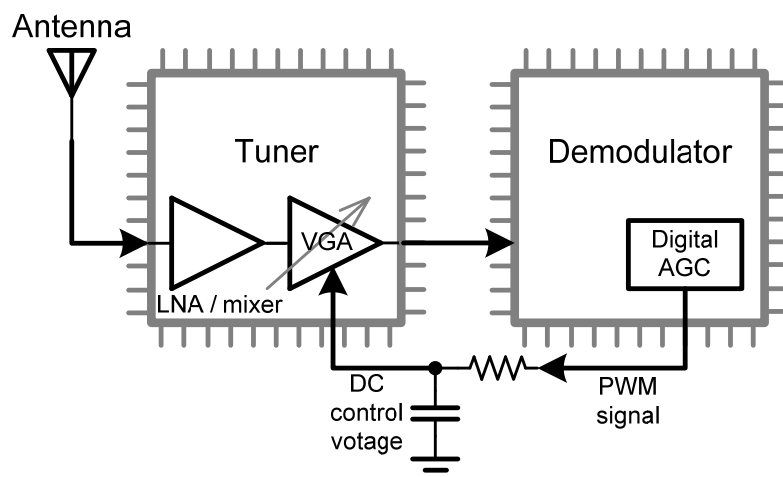


图 1-4 流行的 DVB-T 接收和解调的解决方案

为了实现第二种工作模式，即调谐器的增益随外加电压连续改变，通常的做法是在调谐器内集成电压控制的连续可变增益放大器(VGA) [1.1]。因为连续可变增益放大器的增益改变依赖于使用线性度较差的有源器件，目前已有的连续可变增益放大器线性度性能远不如离散增益的可编程增益放大器。在整个接收机设计中，电压控制的连续可变增益放大器会成为整个接收机性能的瓶颈，会占用大量的面积和功耗。

为了解决这一问题，本文设计了可以精确增益步长的可编程增益放大器和跟随器，使用八位数字控制位而不是模拟电压控制其增益，可以实现很好的噪声和线性度性能和很大的动态范围。通过将外加的电压控制信号由八位模数转换器转换为八位数字控制位，控制精确增益步长的可编程增益放大器和跟随器，能够解决电压控制和大动态范围要求之间的矛盾，如图 1-5 所示。虽然数字控制位控制的可变增益是离散的，但是只要单位可变增益足够小(设计中为 0.19dB)，就可以有效的模拟连续可变增益放大器。

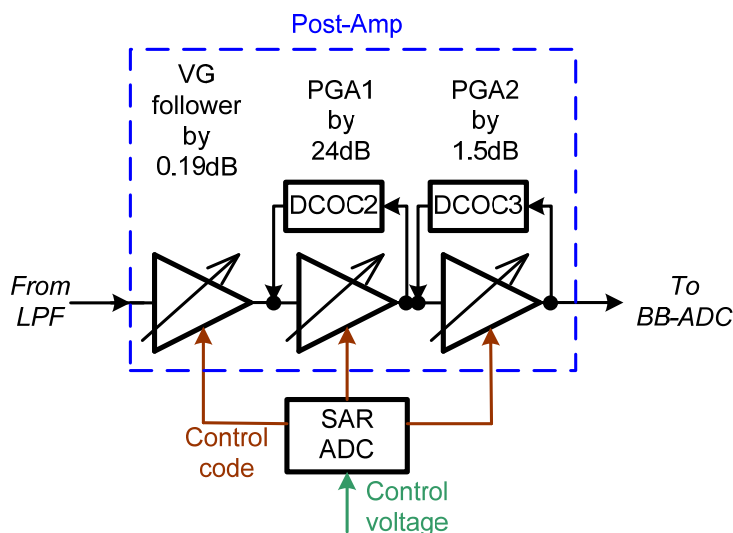


图 1-5 采用可编程放大器和 ADC 代替连续可变增益放大器

1.5. 论文的研究内容及其贡献

本论文针对单芯片数字电视调谐器中自动增益控制电路的研究和设计,分析了整个自动增益控制的结构和性能要求,设计、流片、测试了其中的主要模拟模块。如图 1-6 所示,单芯片数字调谐器中主要包括射频部分(RF part)和中频部分(IF part),本文设计了中频部分中除了抗混叠滤波器(AA LPF)之外的其他模拟模块。

本论文的具体内容和贡献包括:

一, 根据 DVB-T 数字电视地面广播标准, 设计了单芯片数字电视调谐器中自动增益控制电路的结构和基本工作方式, 分析了各个可变增益放大器的增益、线性度和噪声性能。

二, 对各个模块进行了具体电路设计, 包括中频可编程增益放大器和跟随器, 直流消除电路和能量检测电路。

三, 通过流片和测试, 验证理论分析和设计成果。

总之, 本论文在理论上分析了单芯片数字电视调谐器中自动增益控制电路的结构, 进行了具体电路设计, 并且通过流片和测试进行验证。对无线接收机中自动增益控制电路的分析和设计具有一定的参考和借鉴价值。

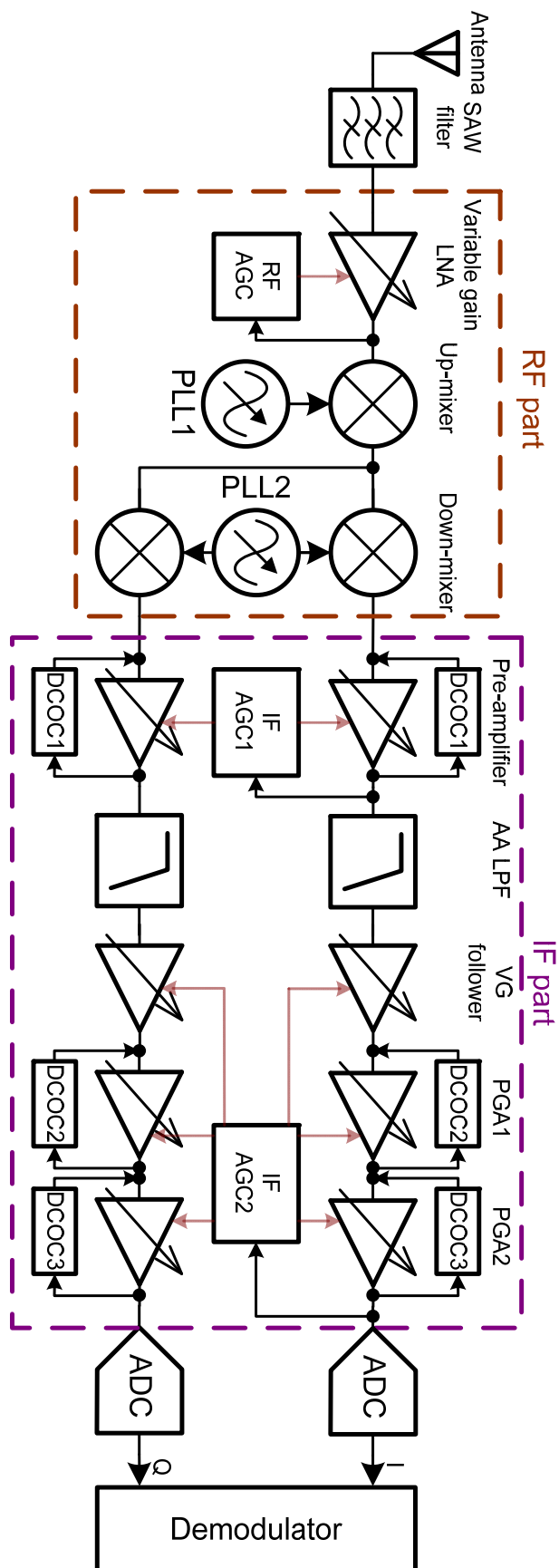


图 1-6 DVB-T 调谐器的结构

1.6. 论文的组织结构

本论文根据 DVB-T 数字电视地面广播标准，设计了单芯片数字电视调谐器中自动增益控制电路的结构，分析了各个可变增益放大器的增益、线性度和噪声性能要求。在此基础上设计了自动增益控制电路的主要模块。而后通过流片和测试，对理论分析进行了有效的验证。本文的具体组织结构如下。

第二章根据 DVB-T 数字电视地面广播标准，设计了单芯片数字电视调谐器中自动增益控制电路的结构，并且分析这一结构设定了各个可变增益放大器的增益、线性度和噪声性能要求。

第三章介绍了中频可编程增益放大器和跟随器的设计和实现。论文给出了放大器结构选择的原因，并且对中频可编程增益放大器的动态性能作了分析和优化。

第四章介绍了直流消除电路的设计和实现。并且对增加直流消除电路后对信号的影响作了分析。

第五章介绍了能量检测电路，及量化其输出电压的模数转换器的设计和实现。

第六章给出了以上模块单独测试的结果，分析了各个模块的性能和误差对系统的影响，证明各个模块都达到了设计要求和系统的需要。

第七章对本文的理论分析和具体设计工作进行了简要的总结，并且对将来的工作作了展望。

参考文献

[1.1] K. Lizuka. A 184mW fully integrated DVB-H Tuner with a linearized variable gain LNA and quadrature mixers using cross-coupled transconductor [J]. IEEE J. Solid-State Circuits, 2007, 42(4), 862-871.

Equation Chapter (Next) Section 2

第二章 自动增益控制系统简介

2.1.DVB-T 标准简介

DVB-T 标准是数字电视地面(terrestrial)传输标准,其几个主要的指标如表 2-1 所示[2.1]。当输出 MPEG-2 数据流平均每个小时内错误数小于 1 时,就可以称之为 QEF(quasi error free)。这个错误率对应于接收机解码器输出的误码率为 2×10^{-4} 。信道模型采用高斯信道(Gaussian channel),仿真可以得到 8MHz 带宽模式中不同的调制方式和码率条件下接收机信噪比的要求,如表 2-2 所示[2.2]。

带宽(Band width)	50~860 MHz
频道带宽(Channel width)	6/7/8 MHz
信号强度(Input level)	-90~-20 dBm
调制方式	QPSK/16QAM/64QAM/256QAM

表 2-1 DVB-T 标准的主要参数

调制方式	码率	信噪比要求(dB)
QPSK	1/2	3.1
	2/3	4.9
	3/4	5.9
	5/6	6.9
	7/8	7.7
16QAM	1/2	8.8
	2/3	11.1
	3/4	12.5
	5/6	13.5
	7/8	13.9
64QAM	1/2	14.4
	2/3	16.5
	3/4	18.0
	5/6	19.3
	7/8	20.1

表 2-2 DVB-T 解调信噪比要求

低中频数字电视调谐器(tuner)的设计目标就是将 50MHz 到 860MHz 带宽内

的某一频道下变频到中频(IF)处输出, 并且保持输出的低中频信号仍然具有无错解调所需的信噪比, 如图 2-1 所示。为了使得输出的信号在被基带模数转换器(BB-ADC)转化为数字信号时引入较小的量化噪声, 需要输出信号的大小稳定在模数转换器的最优输入功率附近, 因此需要自动增益控制(AGC)根据不同的输入信号功率选择不同的增益。

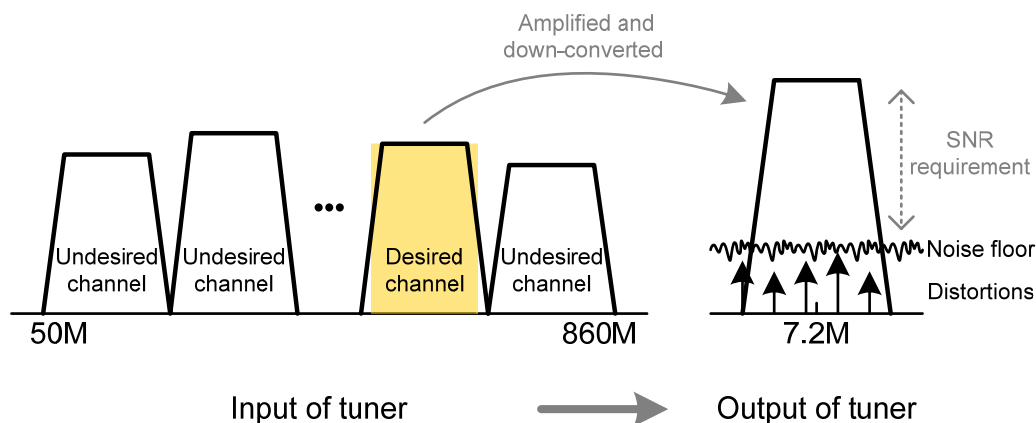


图 2-1 DVB-T 调谐器的基本功能

为了保证正确解调, 在不同的输入信号功率和对应的放大器增益下, 调谐器引入的非线性和噪声不应当使得输出信号的信噪比低于解调所需信噪比。

2.2. 接收机中自动增益控制的结构

2.2.1. 三个自动增益控制环路

电视调谐器采用二次变频低中频架构。使用这一结构对频率综合器的调谐范围要求较低, 相对容易实现镜像抑制, 同时本征谐波远离信号频率。数字电视调谐器中的可变增益被分为三个部分, 分别使用了三个独立的自动增益控制环路。三个可变增益部分处理的信号带宽有很大不同, 因此其处理的功率也不同。

一, 射频部分的自动增益控制(RF AGC)中使用射频的信号能量检测检测可变增益低噪声放大器(VGLNA)输出的信号大小并控制其增益。此时检测的功率基本为整个数字电视频带内的所有信号和干扰功率, 带宽范围超过 800MHz。二, 中频预放大器(Pre-amplifier)的预放大自动增益控制(IF AGC 1)中使用中频的信号能量检测检测预放大器的输出信号大小并控制其增益。此时检测的功率为目标频道与附近几个相邻频道信号和干扰的功率, 因为下变频混频器输出的带宽约为不到 50MHz。三, 可编程增益放大器(PGA1 and PGA2)和跟随器(VG follower)的后置放大自动增益控制(IF AGC 2)中使用中频的信号能量检测检测可编程增益放大器的输出信号大小并控制其增益。由于滤波器的存在, 此时检测的功率基

本为目标频道的功率，可能还有很小一部分相邻频道的功率。

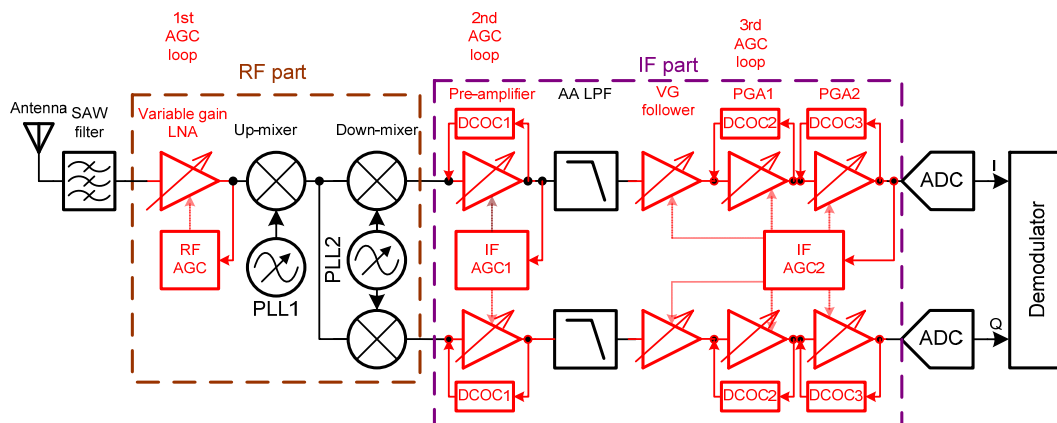


图 2-2 三个自动增益控制环路

采用三个相互独立的自动增益控制环路，并且每个环路采用不同带宽的能量检测电路，可以根据每一级放大器实际输入的功率而不仅仅是目标频带内的功率设定放大器的增益，从而避免带外干扰对放大器的堵塞。在所有的三个自动增益控制中，因为前两个接收的信号带宽大于目标信号的带宽，所以有可能有很大的相邻频带干扰输入。因此前两个自动增益控制系统对带外线性度会有额外的要求。设定的三个自动增益控制环路的参数如表 2-3 所示。

AGC part	输入信号频率	处理带宽	带外干扰强度	期望输出功率
RF AGC	50~860MHz	810MHz	+45dBc	-30dBm
IF AGC 1	0~50MHz	50MHz	+45dBc	-10dBm
IF AGC 2	0~8MHz	8MHz	+0dBc	+5dBm

表 2-3 三个自动增益控制环路的参数

三个独立的自动增益控制是串连连接的。接收机工作时，按照从前向后的顺序逐次设定三个自动增益环路，即第一步设定可变增益低噪声放大器的增益，第二步设定预放大器的增益，第三步设定可编程增益放大器的增益。只有当前一级自动增益控制电路的增益设定完成，前一级电路的输出功率最接近目标值时，才开始下一级自动增益控制电路的增益设定。

2.2.2. 可变增益的分配

电视调谐器中每一级电路的最大输入功率、最小输入功率和输入功率范围如图 2-3 所示。为了能够接受从 -90dBm 到 -20dBm 范围内的信号，接收机中的低噪声放大器，中频预放大器和中频可编程增益放大器和跟随器都采用了可变增益的设计。其中低噪声放大器主要用于抑制上变频混频器和下变频混频器的噪声，预放大器主要用于抑制低通滤波器的噪声，可编程增益放大器和跟随器主要

用于将信号的大小放大至 ADC 的最优输入功率处。

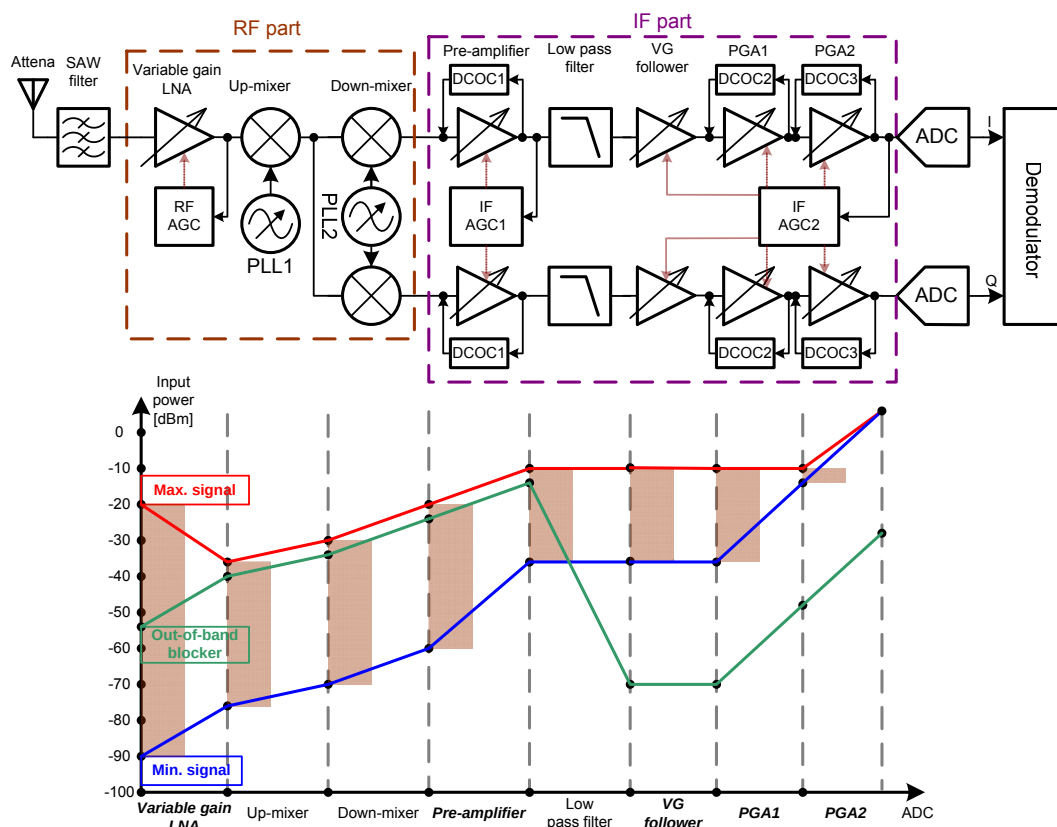


图 2-3 DVB-T 电视调谐器结构和各模块动态范围

图 2-3 中，棕色色块的高度表示每个模块所需的动态范围。由图可见，在自动增益控制正常工作的情况下，可变增益模块使用大的增益放大较小的信号，使用小的增益放大较大的信号，其输出的信号功率范围将会小于其输入的信号功率范围。在每个可变增益的模块之后的模块的输入信号的范围都减小了，即可变增益的模块可以降低后级电路对于动态范围的要求。

实际设计中将尽可能多的可变增益放置在滤波器之后。一方面，设计射频的可变增益放大器的难度要高于设计中频可变增益放大器的难度，因此使用中频放大器而不是射频放大器实现可变增益有功耗和增益准确性的优势。另一方面，在滤波器之后，由于带外干扰的功率下降了很多，电路的带外线性度性能要求会大幅降低。因此如果尽可能将较多的增益放置在滤波器之后，可以简化这些可变增益放大器对带外线性度的要求。实际设计中，实际设计中将可变增益分配在三个不同带宽的部分：一，低噪声放大器；二，中频预放大器；三，中频可编程增益放大器和跟随器。三个可变增益以及其他固定增益模块的输入信号范围和输出信号范围如表 2-4 所示。

	低噪声放大器	上下变频混频器	预放大器	低通滤波器	中频可编程增益放大器
输入功率范围(dBm)	-90~-20	-70~-30	-55~-15	-31~-10	-55~-10
增益范围(dB)	-10~+20	15	1.5~24	0	6~54
输出功率范围(dBm)	-70~-30	-55~-15	-31~-10	-55~-10	+5~+10
带宽(MHz)	50~860	50~860	20	10	20
带外干扰	+45dBc	+45dBc	+45dBc	+45dBc	+0dBc

表 2-4 DVB-T 电视调谐器中各模块处理的信号功率范围

2.2.3. 中频部分的结构

数字电视调谐器中频部分位于下变频混频器和基带 ADC 之间，其电路示意图如图 3-1 所示。中频部分的可变增益部分分为滤波器之前的预放大器部分(Pre-Amp)和滤波器之后的后置放大器(Post-Amp)部分。预放大器部分主要用于抑制滤波器的噪声，其输入可能有较大的带外干扰，对带外线性度的性能有较高的要求。后置放大器用于提供大的可变增益，并且其增益应当能够被解调器的增益控制信号控制，需要大的可变增益范围和小的增益步长。

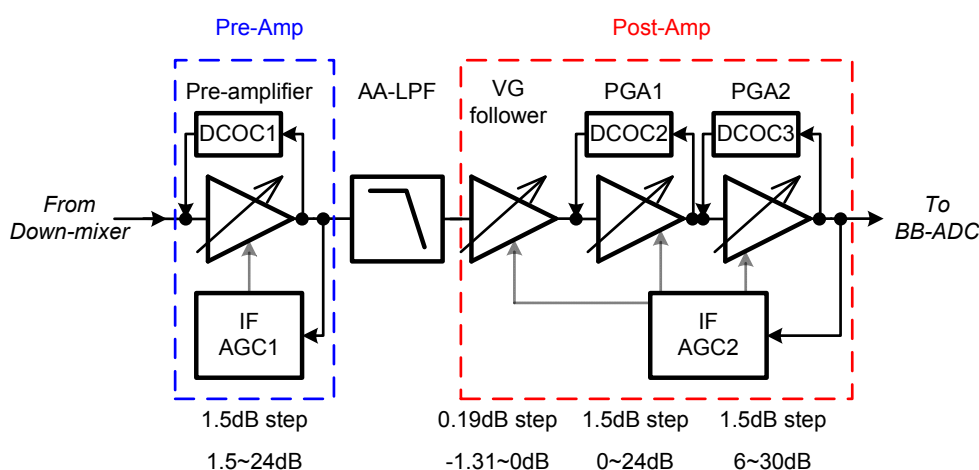


图 2-4 调谐器中频部分的结构

为了达到大的增益控制范围，后置放大器部分中包括了两级可编程增益放大器(PGA1 and PGA2)。为了达到精确的可变增益范围，后置放大器部分包括了一级可变增益步长很小的可变增益跟随器(VG follower)。通过逐次比较(SAR) ADC 将外加的电压控制信号由八位模数转换器转换为八位数字控制位，控制精

确增益步长的可编程增益放大器和跟随器，就可以有效的模拟连续可变增益放大器，如图 1-5 所示。

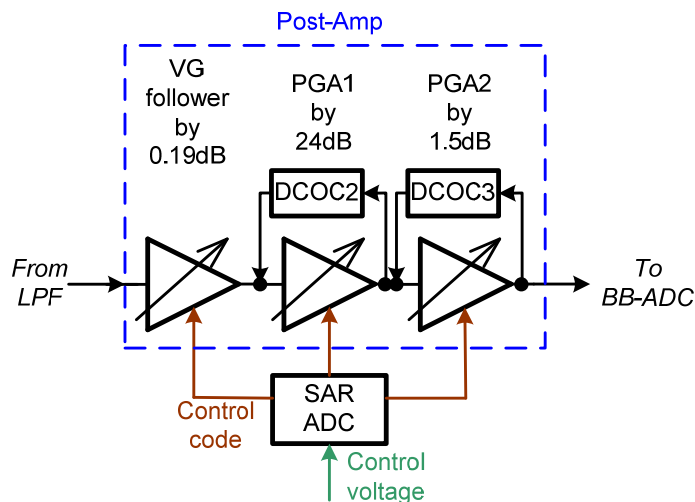


图 2-5 采用可编程放大器和 ADC 代替连续可变增益放大器

2.2.4. 接管点的设定

2.2.4.1. 接管点的概念

当自动增益控制的工作时，对于足够小的信号，用最大增益放大；当信号的大小超过一定值时，相应的减小增益，使得输出的信号功率保持恒定，不再随输入信号的功率上升。因此，增益控制时的一个重要问题就是，在输入信号为多大时开始减小增益。这里将增益开始减小的输入信号大小称为接管点(Take Over Point , TOP)，如图 2-6 所示。

考虑到目标输出功率和接管点以及放大器的最大增益有如下的关系

$$P_{out,max} = TOP + Gain_{max} \quad (2.1)$$

在自动增益控制系统中只要改变设定的目标输出功率便可以方便的改变接管点的大小。

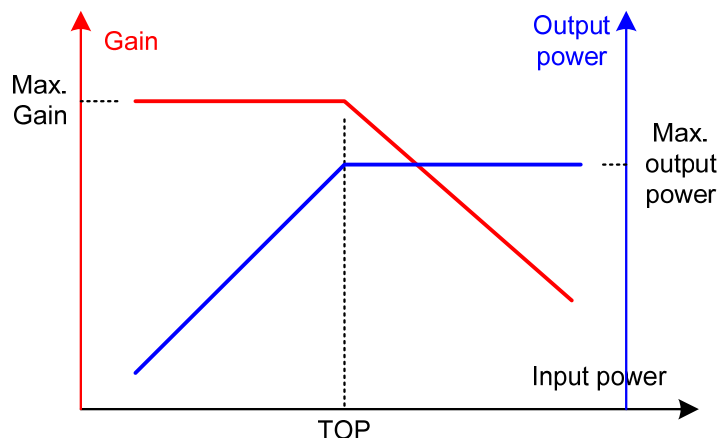


图 2-6 接管点的定义

2.2.4.2. 接管点对输出信噪比的影响

接管点的设定值会对接收机的性能产生影响。考虑到自动增益控制系统只能减小其后面的电路所需的动态范围, 假设有一个理想自动增益控制系统和后级放大器级联的系统, 分析接管点对最终输出信噪比的影响。

当自动增益控制工作时, 后级放大器输出的信号功率, 非线性失真功率和噪声功率的信噪比的示意图如图 2-7(a)所示。当输入功率低于接管点时, 随着自动增益控制输入功率的增大, 后级放大器的输入功率增大, 其输出噪声不变, 输出谐波随输入功率的三次方增长; 当输入功率高于接管点时, 随着自动增益控制输入功率的增大, 后级放大器的输入功率不变, 其输出噪声不变, 输出谐波不变。图中用实线、点线标出的三条线分别对应于三个不同的接管点时的情况。图 2-7(b)标出了三种情况下输出的信号噪声失真比(SNDR)。

由图 2-7(b)的三条曲线可知, 如实线所示, 如果接管点能够正好取到使得输出谐波和输出噪声相同的点, 那么输入信号较大的情况下输出的信噪比是最优的。反之, 如果接管点点偏小, 输入信号较大时输出噪声决定输出的信噪比; 如果接管点点偏大, 输入信号较大时输出谐波决定输出的信噪比; 两种情况都偏离了接收机处理信号的最佳增益, 会导致输出信噪比的下降。

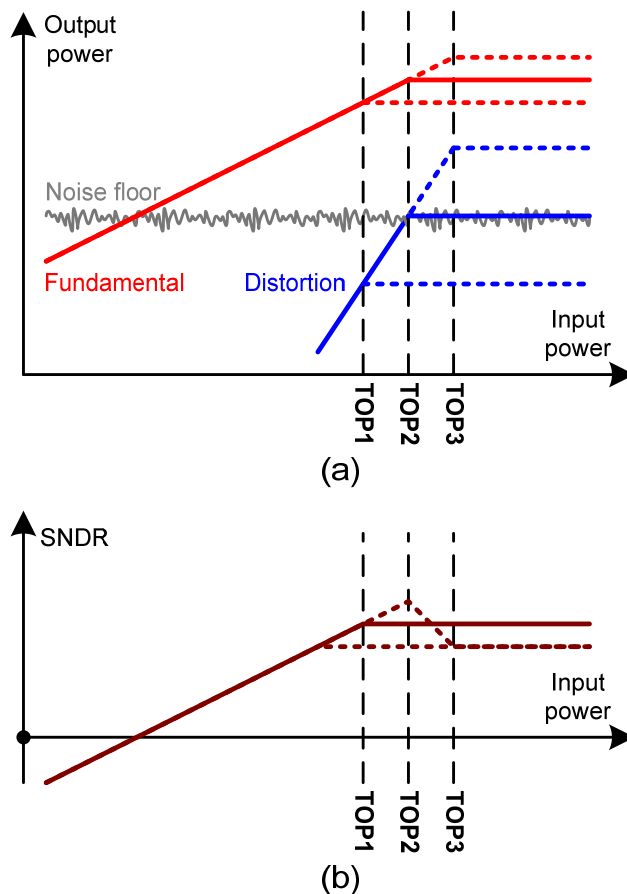


图 2-7 不同接管点带来的不同信噪比

优化接管点，使得输出谐波和输出噪声对信噪比的贡献相同，那么此时的信噪比最大。就接收机本身而言，输出的噪声是比较容易预测的；但是输出的非线性失真，特别是因为带外干扰交调产生的非线性失真的大小，和具体的使用环境和带外干扰的情况有关。因此需要在干扰严重的地区使用较小的接管点优化线性度性能，在干扰微弱的地区使用较大的接管点优化噪声性能。

简而言之，根据环境不同使用可调的接管点可以优化输出的信噪比。图 2-7 中三个自动增益环路的接管点(即其目标输出功率)是根据协议中规定的线性度模型确定的；当实际使用时的带外干扰大小和协议中规定的有差别时，自动增益控制的接管点可调以便取得最大的信噪比。

2.3. 线性度指标的计算

2.3.1. 线性度模型简介

确定接收机或者中频部分线性度性能的原则是，任何非线性引入的交调量不

使得信号的信噪比低于解调所需的最小信噪比。常见的非线性对信号引入的干扰分为三类。**A**，信号中各个子频带之间交调产生的交调量；**B**，信号与带外干扰交调产生落入带宽内的交调量；**C**，带外干扰之间交调产生落入信号带宽内的交调量。三类情况如图 2-8 所示。

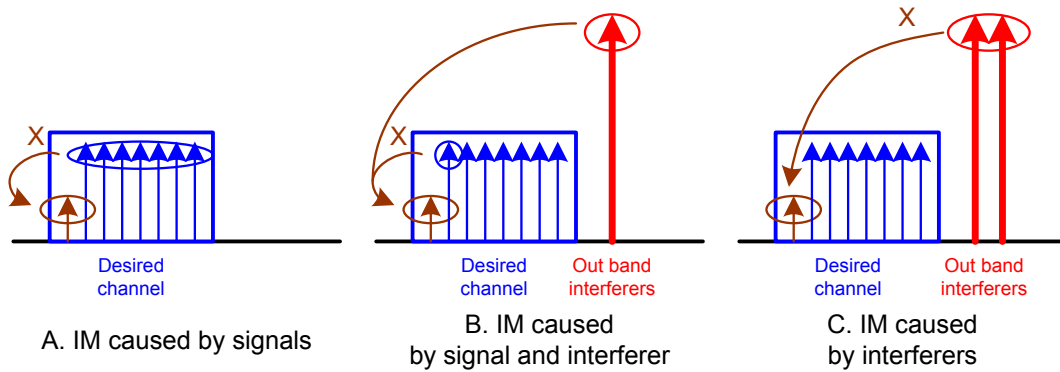


图 2-8 交调量的三种成因

对于 **A**、**B** 和 **C** 三种情况，主要分析 **A** 和 **C** 两种情况，即分析信号中各个子频带之间交调产生的交调量和带外干扰和带外干扰交调的交调量。这两种情况下，**A** 情况不考虑大的带外干扰，**C** 情况考虑大的带外干扰，能够代表中频部分滤波器前（有大的带外干扰）和滤波器后（没有大的带外干扰）的信号情况。而且，由于在最坏情况下带外干扰的能量是远大于信号本身的能量的，因此 **B** 情况中的交调量，即信号与带外干扰交调产生的交调量应当会小于 **C** 情况中的交调量。出于从最坏情况考虑的原则，下文省略了 **B** 情况的计算。

2.3.2. 带外线性度的计算

2.3.2.1. 带外干扰的大小

估计带外干扰大小的线性度模型 L2 model 如表 2-5 所示[2.3][2.4]。

Modulation of interferer	Interferer location	U/D (dB)	U (dBm)
Analog	N+2,N+4	45	-20

U: interferer power

D: desired channel power

表 2-5 带外干扰的线性度模型

表 2-5 表示假定与所需频道相隔 1 个和 3 个 channel 的位置上存在模拟调制的干扰信号，如下图右所示。干扰信号的大小假定比所需信号大 45dB，但是

干扰信号的最大值不超过 -20dBm 。由此可以画出干扰信号功率和输入信号功率的关系如图 2-9 所示。其中横轴为输入信号，纵轴为干扰信号。用公式表示为

$$P_{\text{in,inter}} = \begin{cases} P_{\text{in,signal}} + 45\text{dB} & (P_{\text{in,signal}} < -65\text{dBm}) \\ -20\text{dBm} & (P_{\text{in,signal}} \geq -65\text{dBm}) \end{cases} \quad (2.2)$$

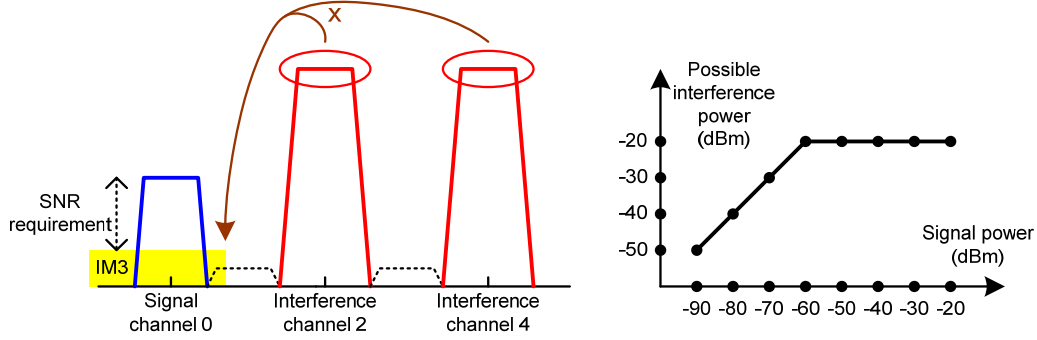


图 2-9 带外干扰可能的位置及功率

因为带外干扰的功率有可能比所需频道信号的功率强很多，如果仅仅根据所需信号的能量设定放大器的增益，可能会使得放大器输出超出设计允许值的功率，从而阻塞放大器的输出级以及放大器的后级电路。在实际的自动增益控制电路中，控制环路会根据信号带宽内的总功率设定放大器的增益。因此，为了得到不同增益下放大器的线性度指标，需要给出放大器所需的线性度和放大器输入总功率的关系。这一总功率将包括所需频带的功率和对应大小的带外干扰信号。

2.3.2.2. 调谐器的带外线性度计算

首先，忽略所需频带的功率，假设输入总功率为两处带外干扰的功率之和，由线性度模型的规定容易得到对应于某一个输入总功率，可能的最小的输入信号，如下图所示。用公式表示为

$$P_{\text{in,signal}} = \begin{cases} P_{\text{in,total}} - 48\text{dB} & (P_{\text{in,total}} \geq -42\text{dBm}) \\ -90\text{dBm} & (P_{\text{in,total}} < -42\text{dBm}) \end{cases} \quad (2.3)$$

采用双音测试(two-tone test)的公式计算带外干扰产生的三阶交调量[2.5]，即

$$IIP3 = \frac{P_{\text{out,inter}} - P_{\text{out,IM3}}}{2} + P_{\text{in,inter}} \quad (2.4)$$

假设两个带外干扰交调产生的三阶交调量落入带内，而我们希望信号的信噪比仍然大于解调所需的最小信噪比 SNR_{min} 。那么有

$$P_{\text{out,signal}} - P_{\text{out,IM3}} \geq SNR_{\text{min}} \quad (2.5)$$

由以上三个式子可以得到

$$\begin{aligned}
 IIP3 &= \frac{1}{2}(P_{out,inter} - P_{out,IM3}) + P_{in,inter} \\
 &\geq \frac{1}{2}(P_{out,inter} - P_{out,sig} + SNR_{min}) + P_{in,inter} \\
 &= \frac{1}{2}(P_{in,inter} - P_{in,sig} + SNR_{min}) + P_{in,inter} \\
 &= \frac{1}{2}(3P_{in,inter} - P_{in,sig} + SNR_{min}) \\
 &= \frac{1}{2}(3(P_{in,total} - 3) - P_{in,sig} + SNR_{min}) \\
 &= \begin{cases} P_{in,total} + \frac{1}{2}SNR_{min} + 19.5dB & (P_{in,total} \geq -42dBm) \\ \frac{3}{2}P_{in,total} + \frac{1}{2}SNR_{min} + 40.5dB & (P_{in,total} < -42dBm) \end{cases} \quad (2.6)
 \end{aligned}$$

如果认为 SNR_{min} 为 30dB，可以画出接收机所需 $IIP3$ 和输入总功率大小的关系如图 2-10 所示。

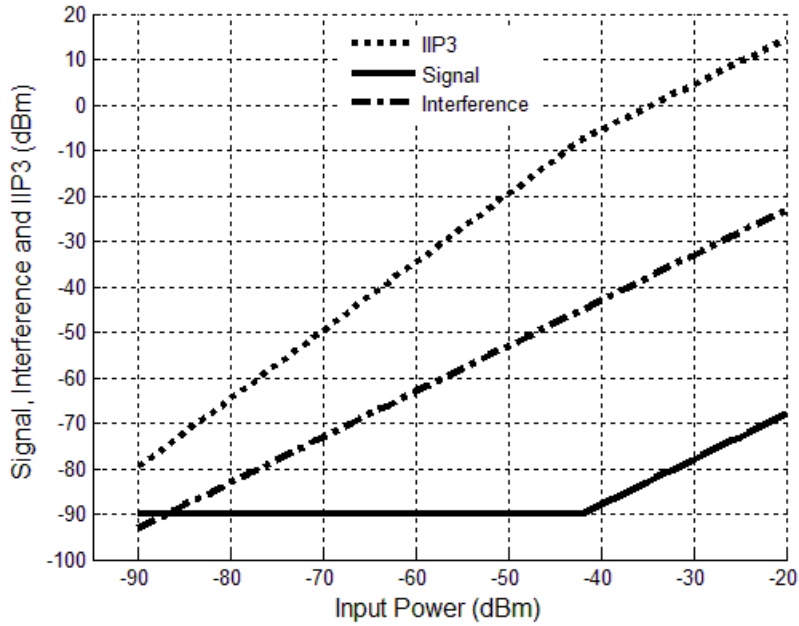


图 2-10 调谐器带外线性度指标和输入总功率的关系

由图 2-10 可见输入信号和干扰的总功率为 $-20dBm$ 时，对整个调谐器的线性度要求最高可以达到 $+14.5dBm$ 。如果需要输入更大的功率或者要求输出信号的信噪比更高，还需要更高的线性度。

2.3.2.3. 预放大器的带外线性度计算

预放大器与接收机可能的输入功率范围不同，因为低噪声放大器和两个混频器会提供从 10dB 到 40dB 的增益。低噪声放大器和两个混频器的带宽均不止四个 channel 的宽度，因此预放大器的输入中包含的带外干扰可能没有受到任何衰减，仍然可能比信号本身高 45dB。因此预放大器对应于 L2 model 的计算和接收机的计算是十分相似的。

假设预放大器的输入总功率范围是 -65dBm 到 -10dBm。这一范围考虑了低噪声放大器和两个混频器提供的增益，并且给了一定的裕量。容易得到某一个输入总功率情况下，可能输入有用信号功率，如下图所示。用公式表示为

$$P_{in,signal} = \begin{cases} P_{in,total} - 48dB & (P_{in,total} \geq -13dBm) \\ -61dB & (P_{in,total} < -13dBm) \end{cases} \quad (2.7)$$

类似上一节中的计算，根据(2.4)(2.5)有

$$\begin{aligned} IIP3 &= \frac{P_{out,inter} - P_{out,IM3}}{2} + P_{in,inter} \\ &\geq \frac{1}{2}(P_{in,inter} - P_{in,signal} + SNR_{min}) + (P_{in,total} - 3dB) \\ &= \begin{cases} P_{in,total} + \frac{1}{2}SNR_{min} + 19.5dB & (P_{in,total} \geq -13dBm) \\ \frac{3}{2}P_{in,total} + \frac{1}{2}SNR_{min} + 26dB & (P_{in,total} < -13dBm) \end{cases} \end{aligned} \quad (2.8)$$

如果认为 SNR_{min} 为 30dB，可以画出预放大器所需 IIP_3 和输入总功率大小的关系如图 2-11 所示。

由图 2-11 可见输入信号和干扰的总功率为 -10dBm 时，对预放大器的线性度要求最高可以达到 +24.5dBm。如果需要输入更大的功率或者输出信号的信噪比更高，还需要更高的线性度。

由于抗混叠滤波器对带外干扰的抑制作用，后置放大器中的可变增益放大器和跟随器在接收到的干扰功率不会大于目标功率本身，因此简单的认为这些模块对带外线性度的要求和带内线性度一致。

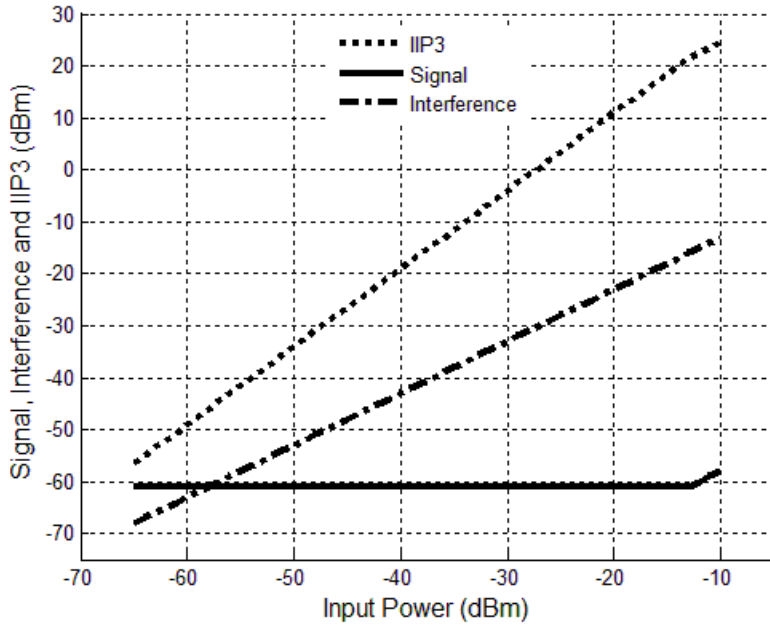


图 2-11 预放大器的带外线性度指标和输入总功率的关系

2.3.3. 带内线性度计算

仅仅考虑信号本身各个子载波之间交调产生的非线性失真，文献[2.6]中给出了频道中心处，复合差拍失真(CTB)的功率表达式。假设输入的信号中存在 N 个能量均为 P_c 的子载波，其输入总功率为 P_{in} ，输出总功率为 P_{out} ，有

$$\begin{aligned}
 CTB(dBm) &= IM3 + 6dB + 10 \times \log_{10}(\text{number of CTBs}) \\
 &= 2(P_c - IIP3) + P_{out} + 6dB + 10 \times \log_{10}\left(\frac{3}{8}N^2\right) \\
 &= 2(P_c + 10\log_{10}N - IIP3) + P_{out} + 1.74dB \\
 &= 2(P_{in} - IIP3) + P_{out} + 1.74dB
 \end{aligned} \tag{2.9}$$

即 CTB 的功率和子载波的数量无关。考虑解调所需的信噪比要求，有

$$P_{out} - CTB \geq SNR_{min} \tag{2.10}$$

由式(2.9)(2.10)可以解出

$$IIP3 \geq P_{in} + \frac{1}{2}SNR_{min} + 0.87dB \tag{2.11}$$

上式中的计算结果和带宽无关，对接收机各个模块都是适用的。

2.3.4. 线性度指标总结

根据上文的分析，对接收机信号通路上各个模块的线性度要求的总结如表

2-6 所示。

Variable Gain Part	In-band IIP3 req. against input power	Out-of-band IIP3 req. against input power
VGLNA	$P_{in} + \frac{1}{2}SNR_{min} + 0.87dB$	$\begin{cases} P_{in,total} + \frac{1}{2}SNR_{min} + 17dB \\ (P_{in,total} \geq -47dBm) \\ \frac{3}{2}P_{in,total} + \frac{1}{2}SNR_{min} + 40.5dB \\ (P_{in,total} < -47dBm) \end{cases}$
Pre-amplifier and LPF	$P_{in} + \frac{1}{2}SNR_{min} + 0.87dB$	$\begin{cases} P_{in,total} + \frac{1}{2}SNR_{min} + 17dB \\ (P_{in,total} \geq -18dBm) \\ \frac{3}{2}P_{in,total} + \frac{1}{2}SNR_{min} + 26dB \\ (P_{in,total} < -18dBm) \end{cases}$
PGA1 / PGA2	$P_{in} + \frac{1}{2}SNR_{min} + 0.87dB$	$P_{in} + \frac{1}{2}SNR_{min} + 0.87dB$

表 2-6 调谐器各个模块的线性度指标和其输入总功率的关系

2.4. 中频放大器的增益估计

因为中频电路设计的难度低于射频电路设计的难度，需要根据已经设计好的射频模块的性能（增益，噪声系数和线性度）确定中频部分的性能。在设定每个中频模块（预放大器和中频可编程增益放大器）的增益，并给出它们相应的噪声系数和线性度性能时，这里采用如下的规则。一，根据抑制噪声的需要设定每一级的最大增益。二，根据后级电路允许输入的最大功率确定每一级的最小增益。三，将剩余需要的可变增益放置在滤波器之后的中频可编程增益放大器和跟随器，以简化对线性度的要求。

2.4.1. 最大增益和噪声系数的设定

根据级联系统的噪声公式[2.5]

$$NF_{all} = NF_{RF} + \frac{NF_{IF} - 1}{\alpha_{RF}^2 A_{V,RF}^2} \quad (2.12)$$

根据射频前端的增益为 35dB，匹配系数为 $\alpha_{RF} = 0.5$ ，假设射频部分的噪声

系数为 2dB 或者 3dB，可得中频部分的噪声系数和接收机总噪声系数的关系如图 2-12 所示。可见如果希望中频部分的噪声使得整个接收机的噪声系数上升不超过 0.5dB，那么中频部分的噪声系数不能超过 22dB。如果作更严格的要求，希望中频部分的噪声使得整个接收机的噪声系数上升不超过 0.3dB，那么中频部分的噪声系数不能超过 20dB。

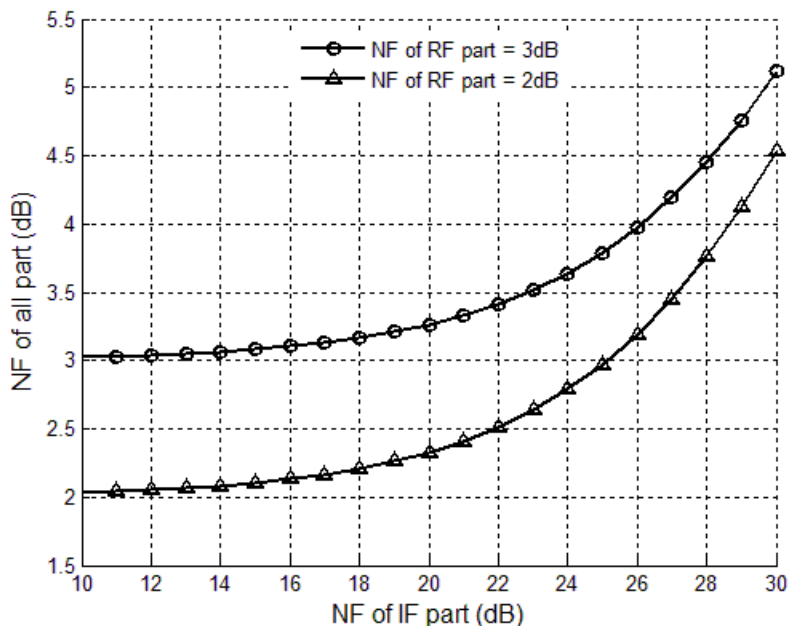


图 2-12 中频部分的噪声对整个接收机噪声系数的影响

假设中频可编程增益放大器的噪声系数远小于滤波器，忽略其噪声贡献。根据射频部分，预放大器和滤波器的级联噪声系数公式

$$NF_{\text{all}} = NF_{\text{RF}} + \frac{NF_{\text{pre}} - 1}{\alpha_{\text{RF}}^2 A_{\text{v,RF}}^2} + \frac{NF_{\text{LPF}} - 1}{\alpha_{\text{RF}}^2 A_{\text{v,RF}}^2 A_{\text{v,pre}}^2} \quad (2.13)$$

假设预放大器的噪声系数为 20dB，滤波器的噪声系数为 45dB，可得整个接收机的噪声系数和预放大器的增益的关系如图 2-13 所示。可见如果希望滤波器的噪声使得整个接收机的噪声系数上升不超过 0.7dB，那么预放大器的增益至少为 24dB。如果作更严格的要求，希望中频部分的噪声使得整个接收机的噪声系数上升不超过 0.5dB，那么预放大器的增益至少为 27dB。

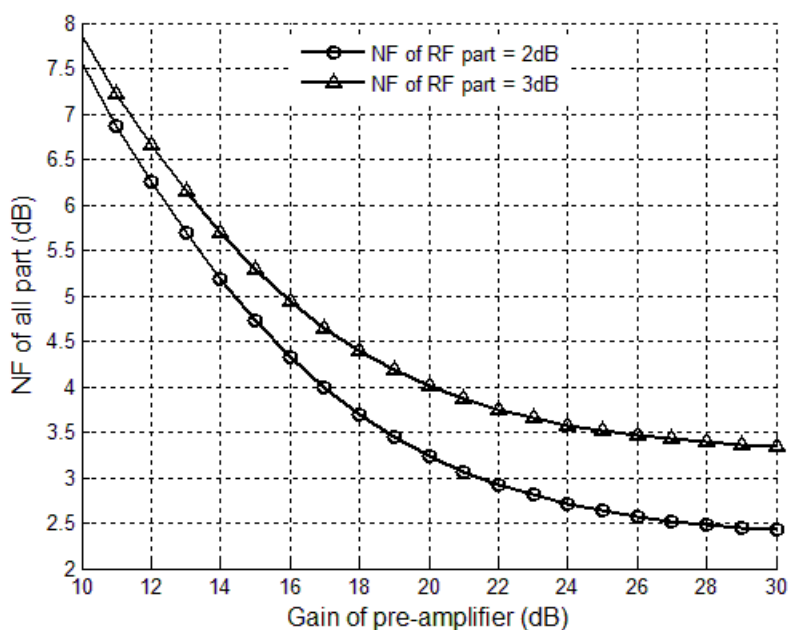


图 2-13 预放大器的增益对整个接收机噪声系数的影响

滤波器之后的中频可编程增益放大器并没有抑制噪声的功能，其最大增益完全由信号放大的需要决定。假设预放大器的输出功率为 -10dBm ，其中包含功率为 -10dBm 的带外干扰和 -55dBm 的信号，而 ADC 需要的输入功率为 $+5\text{dBm}$ ，那么中频可编程增益放大器所需的最大增益为 60dB 。

2.4.2. 最小增益的设定

上文的线性度分析中给出了对于滤波器线性度的要求：带外的干扰信号比所需信号大 45dB 时，带外干扰交调产生的三阶量必须比信号本身低 20dB ，从而满足信号的信噪比要求。事实上，滤波器只能在输入总功率小于 -10dBm 时达到这一指标。因此设定预放大器的最大输出总功率不超过 -10dBm 。如果认为低噪声放大器的最大输出功率为 -30dBm ，下变频混频器的输出功率 -15dBm ，可以得到预放大器的最小增益为 5dB 。

如果预放大器的输出功率包含功率为 -10dBm 的信号，而模数转换器需要的输入功率为 5dBm ，那么中频可编程增益放大器放大信号所需的最小增益为 15dB 。

表 2-7 是中频的预放大器、中频可编程增益放大器必须满足的要求，实际的设计中，所有指标都取了很大的裕量。

模块	最大增益 / dB	最大增益下 NF / dB	最小增益 / dB	最小增益下 IIP3 / dBm
Pre-amplifier	24	20	5	25
PGA1 / PGA2	55	45	15	6

表 2-7 中频放大器的噪声系数和线性度性能指标

2.5. 中频放大器的性能指标总结

2.5.1. 预放大器的性能指标

上一节中分析了预放大器的最大增益下的噪声性能和最小增益下的线性度性能。对于预放大器不同的增益状态，在考虑了一定的裕量后，设定预放大器的增益、线性度和噪声系数的设计要求如表 2-8 所示。

Control code	Gain / dB	Out-of-band IIP3 / dBm	In-band IIP3 / dBm	NF / dB
0000	1.5	22	6	42.5
0001	3	20.5	4.5	41
0010	4.5	19	3	39.5
0011	6	17.5	1.5	38
0100	7.5	16	0	36.5
0101	9	14.5	-1.5	35
0110	10.5	13	-3	33.5
0111	12	11.5	-4.5	32
1000	13.5	10	-6	30.5
1001	15	8.5	-7.5	29
1010	16.5	7	-9	27.5
1011	18	5.5	-10.5	26
1100	19.5	4	-12	24.5
1101	21	2.5	-13.5	23
1110	22.5	1	-15	21.5
1111	24	-0.5	-16.5	20

表 2-8 预放大器的设计指标

2.5.2. 后置放大器部分的性能指标

上一节中分析了后置放大器部分的最大增益下的噪声性能和最小增益下的线性度性能。对于后置放大器部分不同的增益状态，在考虑了一定的裕量后，设定后置放大器部分的增益、噪声系数和线性度的设计要求如表 2-9 所示。其中省略了低四位的控制位。

Control code	Gain / dB	In-band IIP3 / dBm	NF / dB
0000	6	6	80
0001	9	3	77
0010	12	0	74
0011	15	-3	71
0100	18	-6	68
0101	21	-9	65
0110	24	-12	62
0111	27	-15	59
1000	30	-18	56
1001	33	-21	53
1010	36	-24	50
1011	39	-27	47
1100	42	-30	44
1101	45	-33	41
1110	48	-36	38
1111	51	-39	35

表 2-9 后置放大器部分的设计指标

参考文献

- [2.1] ETSI EN 300744 v1.5.1. Digital Video Broadcasting; Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television [S]. European Telecommunications Standards Institution, 2004.
- [2.2] 黄载禄，殷蔚华。通信原理[M]。北京：科学出版社。2005：124。
- [2.3] International Standard IEC 62002-1. Mobile and Portable DVB-T/H Radio Access-Part 1: Interface Specification [S]. IEC, 2005.

[2.4] International Standard IEC 62002-2. Mobile and Portable DVB-T/H Radio Access-Part 2: Interface Specification [S]. IEC, 2005.

[2.5] Behzad Razavi. RF Microelectronics [M]. Pearson Education, 1998.

[2.6] J. M. Hood. Design Consideration for Composite Triple Beat [J]. IEEE Trans. On Cable Television. 1977, 1: 35-51.

[Equation Chapter \(Next\) Section 3](#)

第三章 可编程增益放大器和跟随器设计

3.1. 可编程增益放大器和跟随器的性能指标

数字电视调谐器中频部分的电路示意图如图 3-1 所示。预放大器部分(Pre-Amp)主要用于抑制滤波器的噪声,其输入可能有较大的带外干扰,对带外线性度性能有较高的要求。后置放大器(Post-Amp)用于提供大的可变增益,并且其增益应当能够被解调器提供的增益控制信号控制,需要大的可变增益范围和小增益步长。

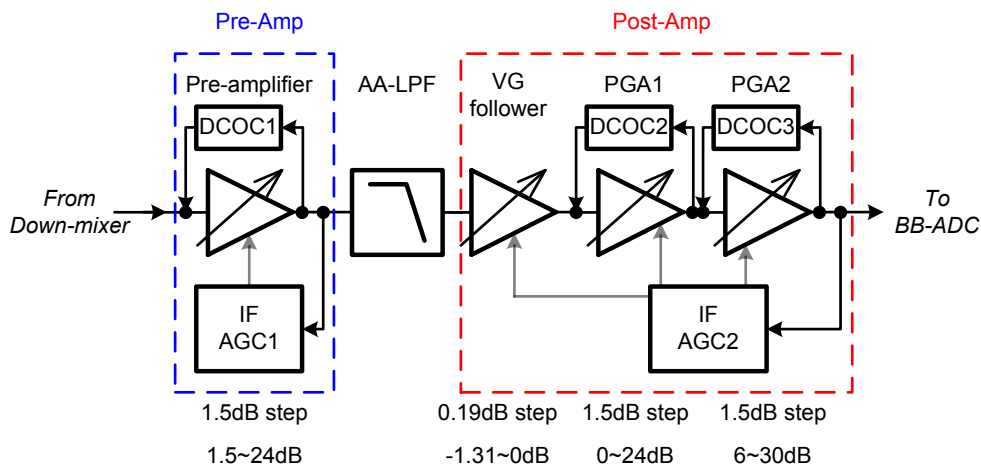


图 3-1 中频部分的可编程增益放大器和跟随器

为了达到大的增益控制范围,后置放大器部分中包括了两级可编程增益放大器(PGA1 and PGA2)。为了达到精确的可变增益范围,后置放大器部分包括了一级可变增益步长很小的可变增益跟随器(VG follower)。

根据第二章的分析,中频部分的四级可变增益放大器和跟随器的主要设计指标如表 3-1 所示。可见预放大器的线性度和噪声性能要求高于后置放大器部分的两个可变增益放大器,但是其他设计指标相同。因此预放大器和后置放大器部分的两个可变增益放大器采用了相同的电路结构,但是后置放大器部分的两个可变增益放大器只采用了预放大器 40% 的功耗。

可变增益跟随器采用二极管连接的 MOS 管作为负载,线性度性能较差。因此放置在后置放大器部分的第一级,其输入功率较小且不包括大的带外干扰,降低了对线性度性能的要求。

	Pre-amplifier	VG follower	PGA1	PGA2
Noise Figure / dB	<20	<35	<35	<35
In-band IIP3 / dBm	>6	>6	>6	>6
Out-of-band IIP3 / dBm	>25	>6	>6	>6
Gain / dB	1.5~24	-1.31~0	0~24	6~30
Gain step/ dB	1.5	0.19	1.5	1.5
-1dB Bandwidth / MHz	>15	>15	>15	>15

表 3-1 中频部分放大器和跟随器的设计指标

3.2. 开环和闭环结构的中频放大器

3.2.1. 电流负反馈的运算放大器

中频放大器主要有使用运算放大器的闭环设计和使用跨导对的开环设计两种实现方式。闭环设计将运算放大器接成电流负反馈的形式就可以用作中频放大器，如图 3-2 所示。

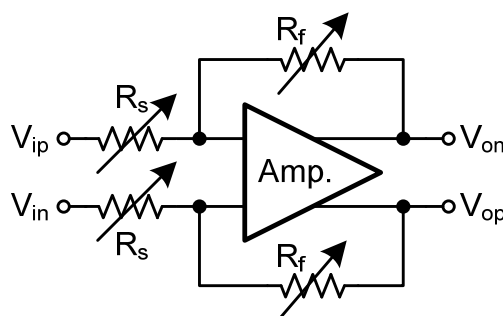


图 3-2 电流负反馈的运算放大器

在电流负反馈放大器中，改变反馈电阻值 R_f 或者源电阻值 R_s 都可以改变放大器的增益。更加常用的做法是改变电阻 R_s 的值以得到不同的增益[3.1]。只要保持反馈电阻 R_f 不变，就没有改变反馈的环路增益和带宽，从而可以在不同的增益下得到相同的带宽，有利于功耗的优化。

使用电流负反馈的运算放大器的方法在简单结构的接收机中十分常用。由于运算放大器在频率较低时具有较大的增益，较大的环路增益能够有效的抑制放大器的增益误差和非线性，因此电路具有精确取决于电阻匹配的直流增益和非常好的低频线性度性能。

但是这一方法也有一些缺点，限制了其在高性能接收机中的运用。一，带外线性度性能较差。运算放大器的增益在频率高于主极点时开始下降，在频率高于

主极点时，环路增益主要取决于运算放大器的单位增益带宽(GBW)。因此，使用运算放大器只在低频处有线性度上的优势；在频率较高时，运算放大器的线性度会急剧下降，其带外线性度性能不能够满足设计的要求。在设计指标中，要求预放大器在 $10\sim 50\text{MHz}$ 的带外处具有不错的带外线性度。如果希望在频率为 50MHz 处还有较大的环路增益来提供较好的线性度，就需要环路具有很大的增益带宽积。对于相同大小的增益带宽积，此时仅由几个 MOS 管构成的局部负反馈(local feedback)要比结构复杂的运算放大器功耗效率更高。

二，噪声性能较差。运算放大器的输入端有电阻串联，如果电阻过大会严重恶化噪声性能，如果电阻过小会提高运算放大器驱动电阻负载的能力要求，从而增大运算放大器的功耗。同时，运算放大器的较小的电阻负载决定了其无法采用单级运放的结构。采用两级或者多级的结构时，运算放大器的第一级电流较小，因此运算放大器本身的噪声性能也不会好于同样总功耗的开环放大器。

三，不方便级联。放大器输入级的电阻是前一级的电阻负载，这一电阻负载由于噪声性能的考虑不会很大。因此，电路级联的时候会增加前级电路驱动小电阻能力的要求。

3.2.2. 具有局部负反馈的开环放大器

大带宽大动态范围的中频放大器经常使用具有局部负反馈的开环放大器的结构，如图 3-3 所示。其输入级部分为跨导放大器，将输入的电压转化为小信号电流。小信号电流经电流镜复制后，由输出级部分，即一个跨阻放大器再转化为电压。在转化的过程中，通过改变跨导放大器的跨导(即 $1/R_s$)或者跨阻放大器的跨阻(即 R_L)可以实现不同的增益[3.2]。

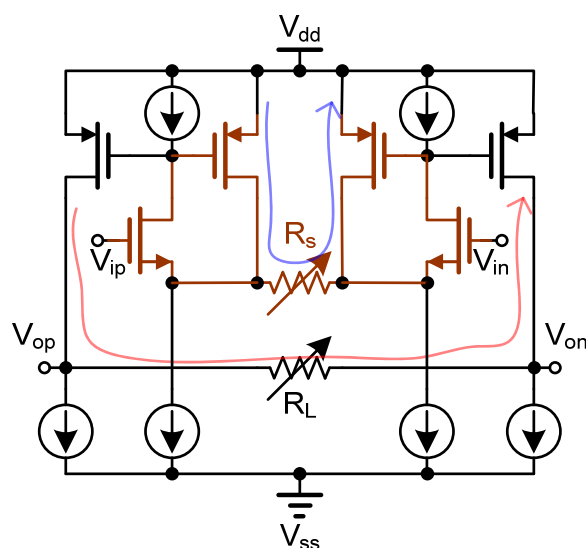


图 3-3 开环放大器的工作原理

一般通过改变跨导放大器的跨导，即 $1/R_s$ 的值来改变增益。一般为了提高输入跨导级的线性度性能，输入跨导级的带宽都远大于信号带宽，因此开环放大器的带宽主要取决于输出级跨阻放大器的带宽。如果保持跨阻放大器的跨阻 R_L 不变，就可以在不同增益下保持恒定的带宽，有利于功耗的优化。

与使用电流负反馈的运算放大器的方法相比，开环放大器在低频处具有较低的环路增益，因此低频处的线性度性能相对较差，而且直流增益的准确性有所下降。但是开环放大器具有很多优点，因此在高性能的接收机中得到广泛的使用。

一，这一做法的放大器输入级直接连接到 MOS 管的栅端，前一级电路只有不大的电容负载，不会增加对前级电路带电阻负载能力的要求。二，开环放大器所使用的局部负反馈的电路结构简单，容易以较小的功耗代价实现较大的负反馈环路单位增益带宽，从而在较高的频率保持一定的线性度性能。三，电路的有源部件少，容易实现较好的噪声性能。由于以上的原因，本论文设计采用了开环放大器的结构。

在图 3-3 所示的结构中，输出级的跨阻放大器使用无源电阻就可以容易的实现各个频率下都很好的线性度性能。由于输入级有一定的增益，输出级的噪声贡献不是主要的。因此，开环结构的线性度和噪声性能都主要取决于输入级，即跨导放大器的性能。为了得到大动态范围的中频放大器，必须设计大动态范围的输入跨导级。

表 3-2 是电流负反馈放大器和开环放大器两种放大器的性能比较。

	开环放大器	电流负反馈放大器
增益准确性	差	好
信号带宽	好	差
带内线性度	一般	好
带外线性度	一般	差
噪声性能	好	差
级联方便程度	好	差
采用	是	否

表 3-2 开环放大器和电流负反馈放大器的比较

3.3. 中频放大器的输入级设计

3.3.1. 输入跨导对的跨导准确性

两种普通的差分输入跨导对，及其单端形式，即普通的 MOS 管源极跟随器，

分别如图 3-4(a)(b)(c)所示[3.2]。其中图 3-4(a)中的跨导对具有较好的噪声性能, 因为其尾电流源只贡献共模噪声。但是在电源电压较小时一般采用图 3-4(b)中的结构, 因为这样电阻上没有直流压降, 容易在较低的电源电压下进行设计。

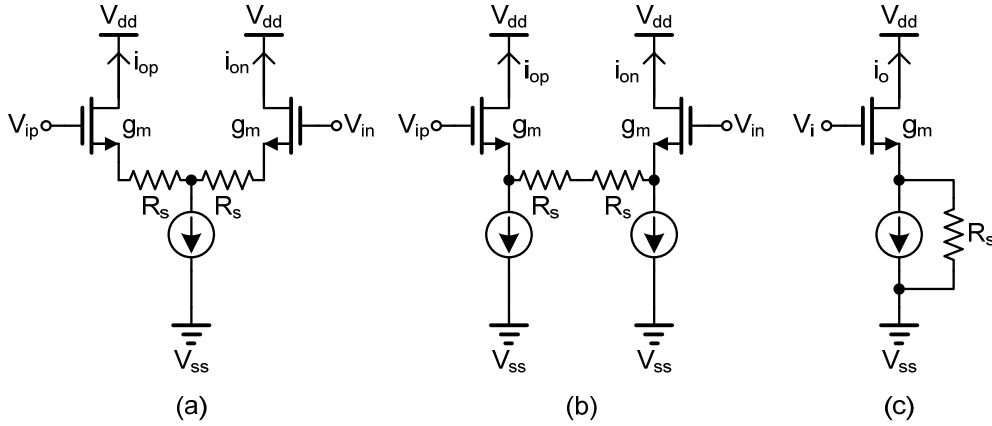


图 3-4 带源级负反馈的输入跨导对

为简单起见, 对单端的电路做小信号分析, 如图 3-4(c)所示。假设输入管的跨导为 g_m , 容易知道源极跟随器的输出阻抗为 $1/g_m$ 。从输入端到电阻负载的小信号电压增益为

$$A_v = \frac{1}{\frac{1}{g_m R_s} + 1} = \frac{g_m R_s}{1 + g_m R_s} \quad (3.1)$$

引入的衰减为

$$(1 - A_v) = \frac{1}{1 + g_m R_s} \quad (3.2)$$

如果认为是电流输出, 跟随器的有效跨导值为

$$G_m = \frac{1}{R_L} \frac{1}{1 + \frac{1}{g_m R_s}} \quad (3.3)$$

一般来说, g_m 受到功耗的约束, 不会很大。如果不满足 $g_m R_L \gg 1$ 的条件, 跟随器的跨导和有源器件的参数 g_m 有关, 导致跨导和芯片的工艺偏差和温度相关, 不利于中频放大器实现恒定而精确的增益。同时, 跟随器的输出阻抗不是很小。如果为了优化噪声性能, 而取较小的 R_s 电阻值时, 跟随器的输出会出现较大的衰减, 导致跨导级的线性度性能下降。因为输入信号和电阻负载上的信号之间的差值会加载在 MOS 管的栅源电压上。因此有限的 $g_m R_L$ 会使得加载在 MOS 管的栅源电压上的小信号电压增大, 改变 MOS 管的工作电流, 从而在输出电流中产生大量的谐波, 恶化电路的线性度性能。

增加了局部负反馈的跟随器如图 3-5 所示，其中图 3-5(a)为差分形式的跨导对，图 3-5(b)为单端型式。因为附加的负反馈的作用，跟随器的输出阻抗由 $1/g_m$ 下降到 $1/g_m T$ 。 T 为附加的局部负反馈增加的环路增益，大小约为 $g_{m,fb} r_{ds}$ ，其中 r_{ds} 为输入管的沟道电阻。典型的增加的环路增益 T 为大致 30dB。此时跟随器的直流增益为

$$A_v = \frac{T g_m R_s}{1 + T g_m R_s} \quad (3.4)$$

引入的衰减是

$$(1 - A_v) = \frac{1}{1 + T g_m R_s} \quad (3.5)$$

容易发现这一衰减比普通的跟随器减小了大约 T 倍，因而线性度大大改善了。如果认为是电流输出，跟随器的跨导值为

$$G_m = \frac{1}{R_s} \frac{1}{1 + \frac{1}{T g_m R_s}} \quad (3.6)$$

显然使用局部负反馈的跨导对比普通的跨导对更加接近 $1/R_s$ 的跨导值。这一跨导值只和无源器件的参数有关，可以方便的利用匹配实现准确增益。

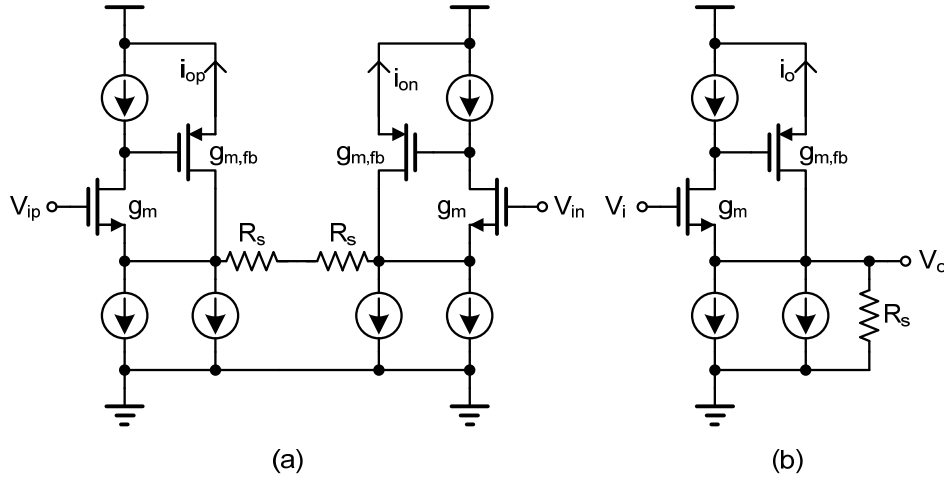


图 3-5 外加源级负反馈的跨导对

使用与不使用局部负反馈技术的输入跨导对的比较如表 3-3 所示。并且假设 $g_m R_s \approx 10$ ， $T \approx 30$ ，给出典型的值。可见使用局部负反馈有利于提高跨导的准确性。而且由于衰减的减少，可以期望线性度性能会有很大提升。

	普通跨导对	使用局部负反馈
电阻负载上信号的衰减 $\frac{1}{A_v}$	$1 + \frac{1}{g_m R_s} \approx 0.8dB$	$1 + \frac{1}{Tg_m R_s} \approx 0.03dB$
归一化跨导误差 $\frac{\frac{1}{R_s} - G_m}{\frac{1}{R_s}}$	$\frac{1}{1 + g_m R_s} \approx 0.1$	$\frac{1}{1 + Tg_m R_s} \approx 0.003$
采用	否	是

表 3-3 使用与不使用附加局部负反馈的跨导对比较

3.3.2. 输入跨导对的噪声

使用局部负反馈技术后，输入跨导对的线性度性能有很大改进，而噪声性能并没有恶化多少，下文给出定性的分析。

3.3.2.1. 普通源级跟随器的噪声

普通的源级跟随器的噪声分析小信号电路图如图 3-6 所示。

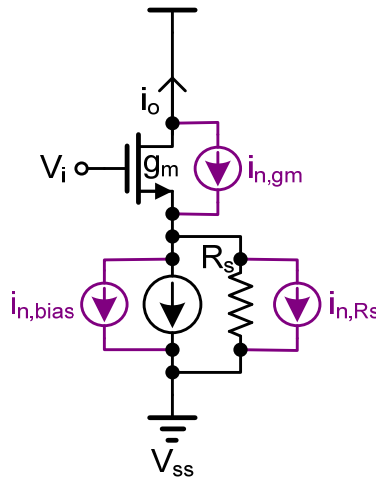


图 3-6 普通源级跟随器的噪声

分析可得输出等效噪声电流为

$$\overline{I_{n,out}^2} = \overline{I_{n,gm}^2} \left(\frac{1}{1 + g_m R_s} \right)^2 + \left(\overline{I_{n,bias}^2} + \overline{I_{n,Rs}^2} \right) \left(\frac{g_m R_s}{1 + g_m R_s} \right)^2 \quad (3.7)$$

根据

$$G_m = \frac{g_m}{1 + g_m R_s} \quad (3.8)$$

可以得到等效输入噪声为

$$\begin{aligned}\overline{V_{n,in}^2} &= \frac{\overline{I_{n,out}^2}}{G_m^2} = \overline{I_{n,gm}^2} \frac{1}{g_m^2} + \left(\overline{I_{n,bias}^2} + \overline{I_{n,Rs}^2} \right) R_s^2 \\ &= 4kT\gamma \frac{1}{g_m} + I_{n,bias} R_s^2 + 4kTR_s\end{aligned}\quad (3.9)$$

如果假设 $g_m R_s \gg 1$ ，等效输入噪声可以简化为

$$\overline{V_{n,in}^2} = 4kT\gamma g_{m,bias} R_s^2 + 4kTR_s \quad (3.10)$$

即等效输入噪声为两部分之和，一是偏置噪声电流流经源级退化电阻 R_s 上的压降，二是源极退化电阻 R_s 本身的噪声电压。不难发现减小源级跟随器噪声的主要途径是减小其源级退化电阻。

3.3.2.2. 带局部负反馈的源级跟随器的噪声

带局部负反馈的源级跟随器的噪声分析小信号电路图如图 3-7 所示。

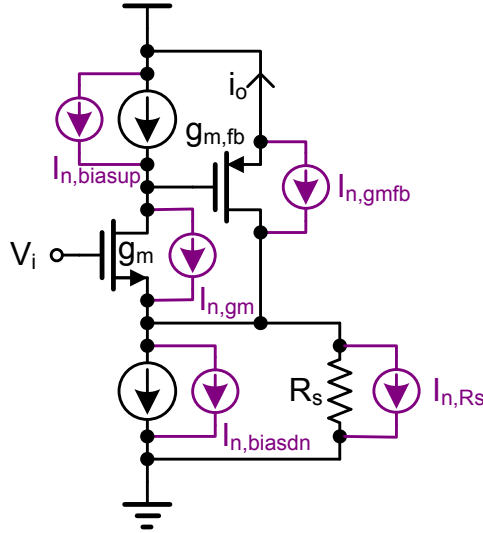


图 3-7 带局部负反馈的源级跟随器的噪声

类比普通源级跟随器输出噪声电流的结论，可以得到等效输出噪声电流为

$$\overline{I_{n,out}^2} = \overline{I_{n,gm}^2} \left(\frac{1}{1 + Tg_m R_s} \right)^2 + \overline{I_{n,biasup}^2} \left(\frac{Tg_m R_s}{1 + Tg_m R_s} \right)^2 + \left(\overline{I_{n,biasdn}^2} + \overline{I_{n,gmfb}^2} + \overline{I_{n,Rs}^2} \right) \quad (3.11)$$

根据

$$G_m = \frac{Tg_m}{1 + Tg_m R_s} \quad (3.12)$$

可以得到等效输入噪声为

$$\begin{aligned}\overline{V_{n,out}^2} &= \frac{\overline{I_{n,out}^2}}{G_m^2} \\ &= \overline{I_{n,gm}^2} \left(\frac{1}{Tg_m} \right)^2 + \overline{I_{n,biasup}^2} R_s^2 + \left(\overline{I_{n,biasdn}^2} + \overline{I_{n,gmfb}^2} + \overline{I_{n,Rs}^2} \right) \left(\frac{Tg_m R_s + 1}{Tg_m} \right)^2\end{aligned}\quad (3.13)$$

设计会确保局部负反馈的增益足够大以提高电路的线性度，典型的附加环路增益为 $T > 30\text{dB}$ 。可以合理的认为 $Tg_m R_s \gg 1$ ，这样等效输入噪声可以简化为

$$\begin{aligned}\overline{V_{n,in}^2} &\approx \left(\overline{I_{n,biasdn}^2} + \overline{I_{n,gmfb}^2} + \overline{I_{n,biasup}^2} + \overline{I_{n,Rs}^2} \right) R_s^2 \\ &= (\overline{I_{n,biasup}^2} + \overline{I_{n,biasdn}^2}) R_s^2 + 4kT\gamma g_{m,fb} R_s^2 + 4kTR_s\end{aligned}\quad (3.14)$$

等效输入噪声同样为两部分之和，一是偏置噪声电流流经源级退化电阻 R_s 上的压降，二是源极退化电阻 R_s 本身的噪声电压。而输入管本身基本上没有噪声贡献。当然，由于偏置电流分为上下两部分，偏置电流引入的噪声贡献事实上增加了一倍。因此增加局部负反馈与不使用局部负反馈相比，等效输入噪声会增大一些，但是最多不会超过 3dB 。

此时随着环路增益的提高，等效输入噪声不会变化，但是输入跨导对的线性度会显著提高。因此引入局部负反馈能够有效的提高电路的动态范围，而且环路增益越高对动态范围的提高越大。

3.3.3. 输入跨导对的线性度

3.3.3.1. 线性度和环路增益的关系

首先了解一下运用反馈技术提高线性度性能的基本原理。为简化问题，只分析到三阶非线性。假设反馈系统如图 3-8 示[3.3]，其中 $G(x) = a_1x + a_2x^2 + a_3x^3$ 代表具有二阶和三阶非线性的正向通路，而 F 代表理想线性的反馈通路。

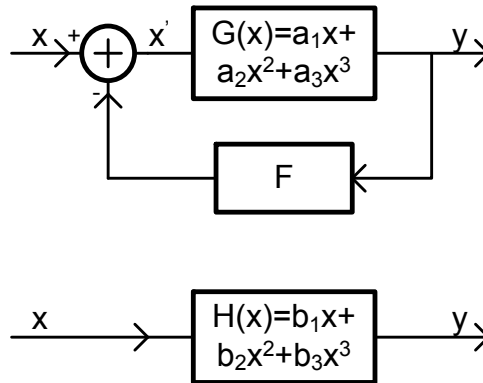


图 3-8 反馈系统的线性度计算

可以列出如下的公式

$$y = G(x') = G(x - Fy) \quad (3.15)$$

即

$$y = a_1(x - Fy) + a_2(x - Fy)^2 + a_3(x - Fy)^3 \quad (3.16)$$

如果将图 3-8 上的反馈系统等效为图 3-8 下的单向的非线性系统，有

$$y = b_1x + b_2x^2 + b_3x^3 \quad (3.17)$$

由式(3.16)(3.17)可以解出

$$b_1 = \frac{a_1}{1 + LG} \quad (3.18)$$

$$b_2 = \frac{a_2}{(1 + LG)^3} \quad (3.19)$$

$$b_3 = \frac{a_3(1 + LG) - 2Fa_2^2}{(1 + LG)^5} \quad (3.20)$$

其中环路增益 $LG = a_1F$ 。由于实际的电路是全差分电路，只分析产生的三次谐波。环路增益足够大时有

$$y \approx \frac{a_1}{1 + LG}x + \frac{a_3(1 + LG) - 2Fa_2^2}{(1 + LG)^5}x^3 \approx \frac{a_1}{1 + LG}x + \frac{a_3}{(1 + LG)^4}x^3 \quad (3.21)$$

可见反馈从两个方面减小了失真。首先，非线性部分的输入信号减小了环路增益倍，即

$$x' = \frac{x}{1 + LG} \quad (3.22)$$

因此非线性部分输出的三次谐波大小应当会减小环路增益的三次方倍；其次，反馈又进一步将失真减小了环路增益倍。因此增加负反馈之后，输出的三次谐波会衰减环路增益的四次方倍，基次信号会衰减环路增益倍。因此非线性系统加上负反馈之后，其输出的三次谐波(IM3)和一次谐波之比会降低环路增益的三次方倍。根据这一结论和式(3.23)

$$IIP3 = P_{in} + \frac{(P_{in} - IM_3)}{2} \quad (3.23)$$

反馈的环路增益每提高 1dB，非线性系统的三阶交调点(IIP3)就能够上升 1.5dB，即

$$IIP3_{\text{cloop}} = IIP3_{\text{openloop}} LG^{1.5} \quad (3.24)$$

因此提高输入跨导对线性度的主要途径就是增加其反馈的环路增益。

3.3.3.2. 输入跨导对的环路增益

可以认为，单管共源级放大器加上电压负反馈就成为源级跟随器，再加上局部负反馈就成为有局部负反馈的跟随器。如图 3-9 所示，三者之间的差别只是环路增益不同，如表 3-4 所示。

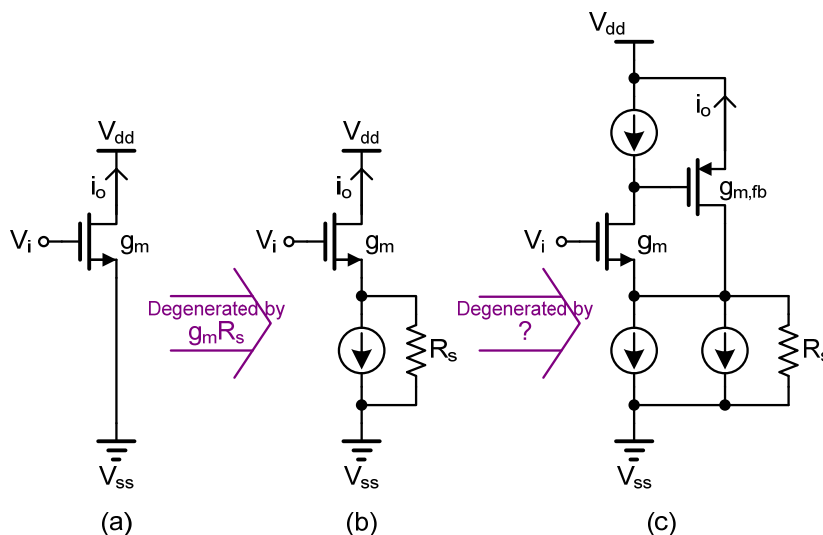


图 3-9 源级跟随器和局部负反馈的环路增益

对局部负反馈环路增益的计算小信号示意图如图 3-10 所示。选择从反馈管的栅端断开，因为这是一个高阻节点，断开不会造成直流环路增益计算的错误。图中忽略了反馈管的沟道电阻，因为使用共源共栅管作为反馈管可以使得这一电阻大到足够被忽略。

这是一个类似折叠共源共栅的结构，可以方便的得到环路增益为

$$\frac{\Delta V_o}{\Delta V_i} = g_{m,fb} R_s g_{m,ds} \quad (3.25)$$

即负反馈的环路增益又增加了 $g_{m,fb} r_{ds}$ 倍。

	单管共源级	源级跟随器	局部负反馈
环路增益	N/A	$g_m R_s$	$g_{m,fb} R_s g_{m,ds}$
环路增益典型值	0dB	20dB	>50dB
线性度	差	中	好
采用	否	否	是

表 3-4 源级跟随器和局部负反馈的环路增益

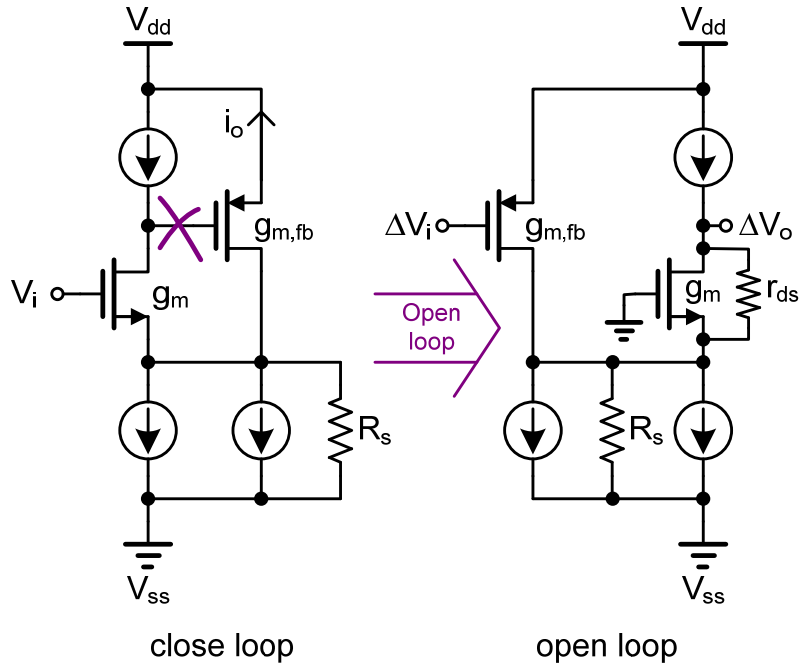


图 3-10 环路增益计算

3.3.3.3. 闭环线性度及其优化

为了分析输入跨导对的线性度，将输入跨导对的环路画成如图 3-11 的示意图。输入管的输出点（即输入管的漏端，反馈管的栅端）形成了主极点，反馈管的输出点（即输入管的源级，反馈管的漏端）形成了次主极点。

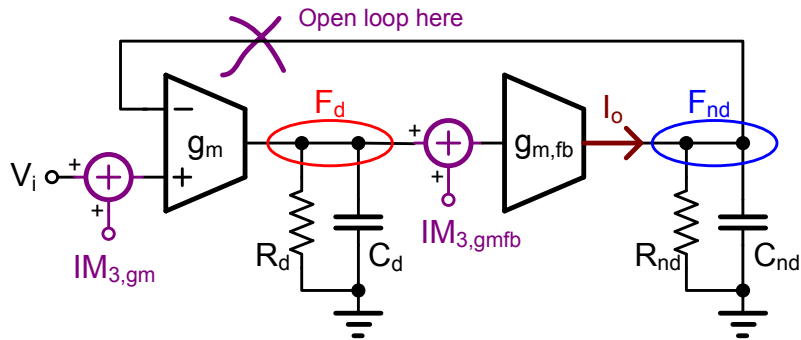


图 3-11 输入跨导对线性度分析

在图 3-11 的两级系统中，可以认为三阶谐波主要是在两个跨导级 g_m 和 $g_{m,fb}$ 上产生的，其大小分别为 $IM_{3,gm}$ 和 $IM_{3,gmfb}$ 。粗略的计算中用如下的方法估计这一系统的线性度：首先计算两级跨导串联后的开环线性度，然后根据上文所述的反馈原理估计两级系统的闭环线性度。

两个跨导级对输出三阶谐波的贡献随频率的关系如图 3-12 所示。在图中所示的区域 I，频率低于主极点。假设 g_m 的输入三阶交调点是 $IIP3_{gm}$ ， $g_{m,fb}$ 的输入

三阶交调点是 $IIP3_{gmfb}$ ，两级的增益分别为 $A_{v1} \approx g_m r_{ds}$ 和 $A_{v2} \approx g_{m,fb} R_s$ 。假设第一级的增益足够大，则两级系统级联后开环的输入三阶交调点近似为

$$IIP3_{openloop} = \frac{IIP3_{gm,fb}}{A_{v1}} \quad (3.26)$$

根据(3.24)，两级系统闭环后的输入三阶交调点近似为

$$IIP3_{closeloop} = IIP3_{openloop} (A_{v1} A_{v2})^{1.5} = IIP3_{gm,fb} (g_m r_{ds})^{0.5} (g_{m,fb} R_s)^{1.5} \quad (3.27)$$

可知在频率足够低时，主要是 $g_{m,fb}$ 的非线性决定了整个两级系统的开环线性度。而通过反馈提高闭环线性度的最好方式是提高 $g_{m,fb} R_s$ 。

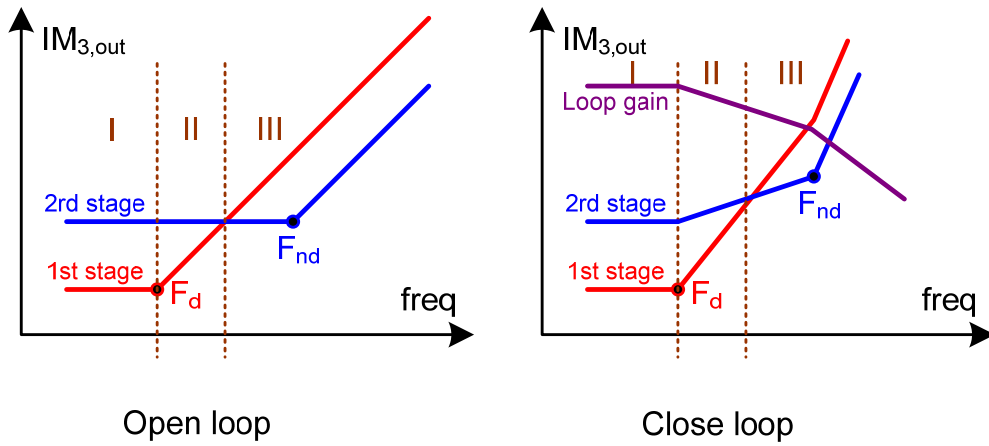


图 3-12 闭环线性度分析

在图 3-12 中所示的区域 II，频率高于主极点，但远小于次主极点。因为主极点在第一级的输出点处，因此第一级的增益首先下降，第二级的增益保持不变。当 $A_{v1} \gg 1$ 时，即频率离主极点不远时，整个两级系统的开环线性度仍然由 $g_{m,fb}$ 的非线性决定。在这个阶段，随着频率的上升和 A_{v1} 的下降，闭环三阶交调点以 -10dB 每十倍频率的速度缓慢的下降。如式(3.28)所示。

$$IIP3_{closeloop} = IIP3_{gm,fb} A_{v1}^{0.5} A_{v2}^{1.5} = IIP3_{gm,fb} \left| \frac{g_m r_{ds}}{1 + sR_d C_d} \right|^{0.5} (g_{m,fb} R_s)^{1.5} \quad (3.28)$$

在图中所示的区域 III，频率接近次主极点。 A_{v1} 降低到单位增益以下，整个两级系统的开环线性度由 g_m 的非线性决定。其闭环三阶交调点以 60dB 每十倍频的速度快速下降，如式(3.29)所示。

$$IIP3_{closeloop} = IIP3_{gm} A_{v1}^{1.5} A_{v2}^{1.5} = IIP3_{gm} \left| \frac{g_m r_{ds}}{1 + sR_d C_d} \right|^{1.5} \left| \frac{g_{m,fb} R_s}{1 + sR_{nd} C_{nd}} \right|^{1.5} \quad (3.29)$$

由于第二级的增益有限，环路的增益不能足够的抑制非线性，这个频率下跨导对的线性度是非常差的。因此要避免电路工作在区域 III。在存在较大的带外干

扰时，要尽量提高环路的增益带宽积，保证在带外干扰频率处，第一级仍然有一定的增益，尽量接近区域 I。

如果认为反馈管的三阶谐波和过驱动电压以及输入信号的大小存在式(3.30)所示的关系，

$$IM_{3, \text{close loop}} \propto \left(\frac{V_{\text{in, gmfb}}}{V_{\text{eff, gmfb}}} \right)^3 \quad (3.30)$$

对于区域 I 中的情况，考虑了负反馈环路增益，可知闭环的三阶谐波与一阶谐波之比为

$$\frac{IM_{3, \text{close loop}}}{P_{\text{in}}} \propto \left(\frac{V_{\text{in, gmfb}}}{V_{\text{eff, gmfb}}} \right)^2 \left(\frac{1}{g_{\text{m, fb}} R_{\text{s}} g_{\text{m}} r_{\text{ds}}} \right)^3 \propto V_{\text{eff, gmfb}} V_{\text{eff, gm}}^3 \quad (3.31)$$

即有

$$IIP3_{\text{close loop}} \propto \frac{P_{\text{in}}}{IM_{3, \text{close loop}}} \propto \frac{1}{V_{\text{eff, gmfb}} V_{\text{eff, gm}}^3} \quad (3.32)$$

因此对于反馈管，过驱动电压 V_{eff} 还是尽量小比较好。但是不要进入亚阈值区，因为在亚阈值区 $g_{\text{m, fb}}$ 不再明显增加，而且模型不准，有可能引入额外的失真。与此不同，输入管的过驱动电压 V_{eff} 是越小越好，因为带内线性度与输入管基本无关；考虑带外性能输入管最好也工作在亚阈值区的边缘。总而言之，要提高带外线性度，就要取尽量大的 $g_{\text{m, fb}}$ 。跨导对设计时的功耗分配和晶体管偏置的建议如图 3-13 所示。

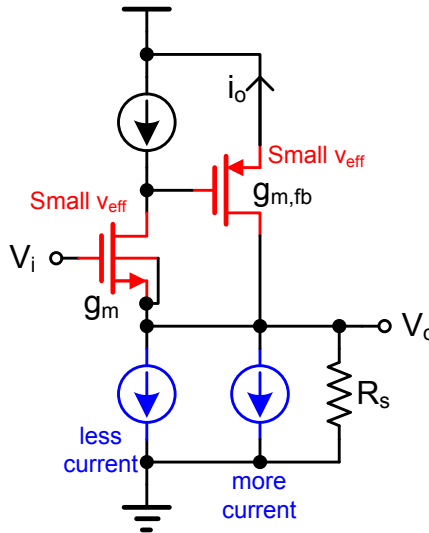


图 3-13 局部负反馈设计建议

3.3.4. 输入跨导对使用深 N 阱的优缺点

采用深 N 阱工艺，设计时可以选择将 NMOS 输入管的衬底接地或者接到源极，如所示。前者的寄生电容稍微小一些，而后者的匹配更好，噪声性能和线性度性能好。

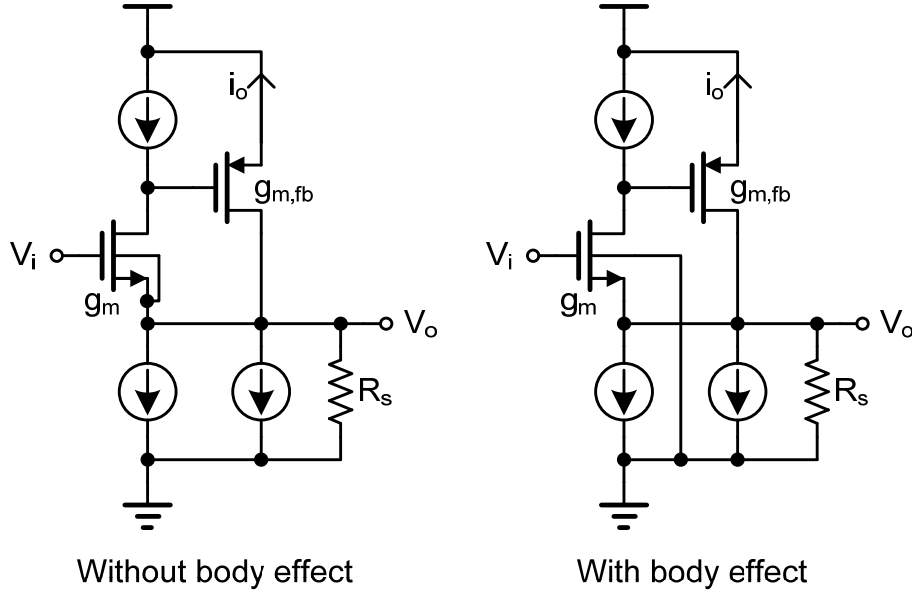


图 3-14 使用与不使用深 N 阱的输入对

3.3.4.1. 噪声性能比较

将输入管的衬底接地就构成有衬底偏置效应的源极跟随器。由于衬底偏置效应，这样的跟随器固定具有大小为 $g_m/(g_m + g_{mb})$ 的负电压增益，而且这一衰减无法用增加局部负反馈的方法消除，其中 g_{mb} 为背栅跨导。如图 3-15 右所示，有衬底偏置效应和局部负反馈的跟随器的电压增益为

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{g_m r_{ds} g_{m,fb} R_s}{1 + g_{mb} r_{ds} g_{m,fb} R_s + g_m r_{ds} g_{m,fb} R_s} \approx \frac{g_m}{g_{mb} + g_m} \quad (3.33)$$

如果认为 $g_{mb} = 0.2g_m$ 的典型值，这一衰减的典型值为 1.6dB。考虑到输入跨导对主要的两个噪声源都是叠加在电阻 R_s 上的，衰减的直接后果就是输入级的噪声性能恶化了 1.6dB。但是，因为输入管的衬底接地，输入管源极的寄生电容较小，因此具有较好的高频性能，容易达到较大的带宽以提高带外线性度。

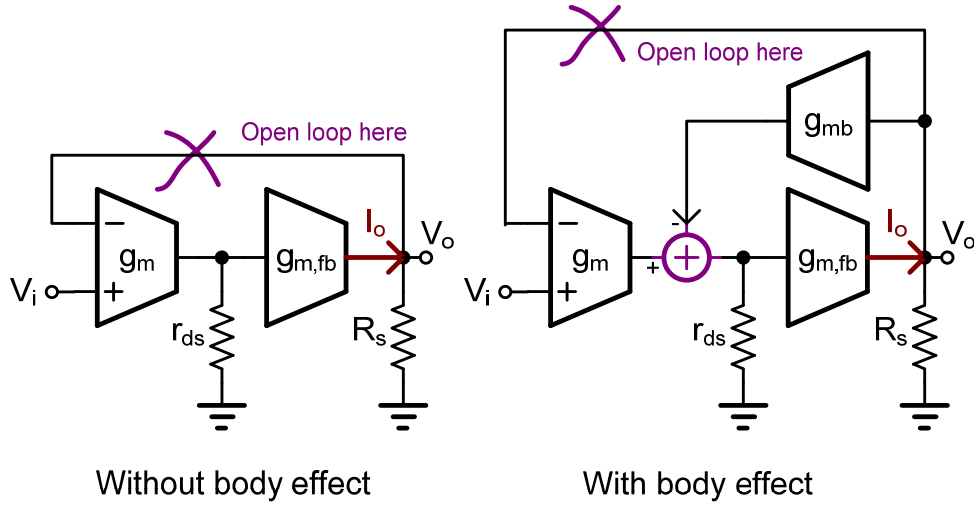


图 3-15 是否使用深 N 阱的电压增益比较

将输入管的衬底接源极就构成没有衬底偏置效应的源极跟随器。如图 3-15 左所示，没有衬底偏置效应和局部负反馈的跟随器的电压增益为

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{g_m r_{ds} g_{m,fb} R_s}{1 + g_m r_{ds} g_{m,fb} R_s} \approx 1 \quad (3.34)$$

这样的跟随器可以通过增加局部负反馈实现非常接近于一的增益，因此噪声性能会比有衬底偏置效应的跟随器好 1.6dB。

3.3.4.2. 寄生电容比较

是否使用深 N 阱工艺的 NMOS 管器件示意图如图 3-16 所示。图中标出了和源极寄生电容有关的器件电容。

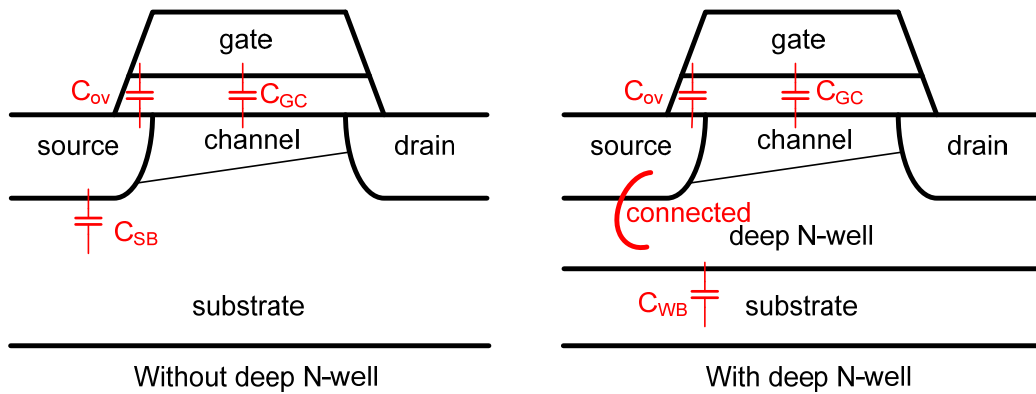


图 3-16 是否使用深 N 阱的寄生电容比较

如果输入管的衬底接地，源极的寄生电容包括源端对衬底的寄生电容 C_{BS} 和源端对栅端的寄生电容 C_{GS} 两部分。其中后者包括源极和栅端的交叠电容 C_{OV} 和三分之二的栅端到沟道的电容 C_{GC} ，占主要成分。此时源极的输出阻抗为 $1/g_m$ 。

如果输入管的衬底接源极，源极的寄生电容包括深 N 阱对衬底的寄生电容 C_{WB} 和源端对栅端的寄生电容 C_{GS} 两部分。后者不变，但是前者增大了很多倍。因为深 N 阱的面积会是源极有源区的很多倍，和衬底的接触面积要大得多。实际设计中的输入 MOS 管中， C_{WB} 大约为不使用深 N 阱时 C_{BS} 值的三倍；因此使用深 N 阱是源极的寄生电容比不使用时增加了大约三分之一。

此时源极的输出阻抗为 $1/(g_m + g_{mb})$ ，大约比不使用时减少了 20%。因此如果不考虑其他寄生电容和电阻，局部负反馈环路中的次主极点的时间常数，使用深 N 阱比不使用深 N 阱大了接近 90%。如果简单的认为能够达到的增益带宽积的大小和次主极点的大小成正比，那么使用深 N 阱比不使用深 N 阱的增益带宽积下降了 5dB。因此不使用深 N 阱的输入管在高频处的环路增益提高了 5dB。如果高频处的环路增益仍然足够高，可以认为跨导对的线性度主要由反馈管而不是输入管决定，相当于带外线性度提高了大约 2.5dB。如果认为高频处的环路增益足够低，不足以忽略输入管对三阶谐波的贡献，这一优势将会下降。

综合两种衬底偏置方法的线性度和噪声性能，可见不使用深 N 阱的动态范围大约要比使用深 N 阱的大 0.9dB。这是一个很小的差距。实际设计中会使用深 N 阱，主要是出于衬底偏置效应降低带内线性度和噪声性能的考虑。

使用深 N 阱与不使用深 N 阱比较结果如表 3-5 所示。

	不使用深 N 阱	使用深 N 阱	典型值之比
电压增益	$\frac{g_m}{g_m + g_{mb}}$	1	0.8
等效输入噪声			+1.6dB
源极寄生电容	$C_{BS} + C_{GS}$	$C_{WB} + C_{GS}$	0.67
源极对地阻抗	$\frac{1}{g_m + g_{mb}}$	$\frac{1}{g_m}$	0.83
源极时间常数			0.56
带外 IIP3			+2.5dB
动态范围			+0.9dB
采用	是	否	

表 3-5 是否使用深 N 阱对动态范围的影响

3.3.4.3. 线性度比较

跨导对的输入管使用和不使用深 N 阱的输出电压都满足

$$V_o = V_i - V_{GS} = V_i - \left(\sqrt{\frac{2I_{ds}}{KW/L}} + V_{TH} \right) \quad (3.35)$$

对于有深 N 阱的跟随器而言，在加上局部负反馈之后，负反馈的作用能够保证 I_{ds} 基本不变，因此输出电压和输出电压的差值基本为常数，能够保证跨导在数值上接近 $1/R_s$ 。

对于没有深 N 阱的跟随器而言，负反馈的作用能够保证 I_{ds} 基本不变，但是因为 V_{TH} 随 V_o 的变化而变化，引入了额外的非线性，而且无法用环路消除，因为衬底偏置效应引入的非线性是在反馈环之外的，如图 3-17 所示。

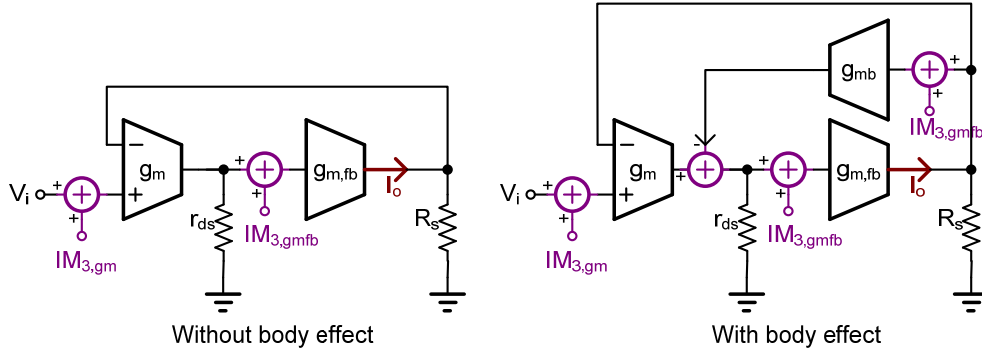


图 3-17 是否使用深 N 阱的输入跨导对线性度比较

可以计算得到没有衬底偏置效应的跟随器输出电流中的三阶分量为

$$\begin{aligned} IM_{3,out} &= \frac{g_m r_{ds} g_{m,fb} R_s}{1 + g_m r_{ds} g_{m,fb} R_s} IM_{3,gm} + \frac{g_{m,fb} R_s}{1 + g_m r_{ds} g_{m,fb} R_s} IM_{3,gmfb} \\ &\approx IM_{3,gm} + \frac{1}{g_m r_{ds}} IM_{3,gmfb} \end{aligned} \quad (3.36)$$

根据(3.23)有

$$IM_3 = \frac{V_{in}^3}{IIP3^2} \quad (3.37)$$

如果输入信号大小为 V_{in} ，根据图 3-15 可得输入管和反馈管上加的信号大小分别为

$$V_{in,gm} = \frac{g_m}{g_m + g_{mb}} V_{in} \quad (3.38)$$

$$V_{in,gmfb} = \frac{V_{in}}{g_{m,fb} R_s} \quad (3.39)$$

带入(3.36)可得未经闭环抑制的输出的三阶分量为

$$IM_{3,out} \approx \frac{V_{in}^3}{(g_m r_{ds} g_{m,fb} R_s)^3} \frac{1}{IIP3_{gm}^2} + \frac{V_{in}^3}{g_m r_{ds} (g_{m,fb} R_s)^3} \frac{1}{IIP3_{gmfb}^2} \quad (3.40)$$

可见第一级产生的三阶交调量根据整个环路增益衰减，第二级产生的三阶交调量根据部分的环路增益衰减。线性度主要由第二级的线性度决定。

作为对比，有衬底偏置效应的跟随器输出电流中的三阶分量为

$$\begin{aligned}
 IM_{3,out} &= \frac{g_m r_{ds} g_{m,fb} R_s}{1 + (g_m + g_{mb}) r_{ds} g_{m,fb} R_s} IM_{3,gm} + \frac{g_{m,fb} R_s}{1 + (g_m + g_{mb}) r_{ds} g_{m,fb} R_s} IM_{3,gmfb} \\
 &+ \frac{g_{mb} r_{ds} g_{m,fb} R_s}{1 + (g_m + g_{mb}) r_{ds} g_{m,fb} R_s} IM_{3,gmb} \\
 &\approx \frac{g_m}{g_m + g_{mb}} IM_{3,gm} + \frac{g_m}{g_m + g_{mb}} \frac{1}{g_m r_{ds}} IM_{3,gmfb} + \frac{g_{mb}}{g_m + g_{mb}} IM_{3,gmb}
 \end{aligned} \tag{3.41}$$

如果输入信号大小为 V_{in} ，根据图 3-15 可得三个跨导级上加的信号大小分别为

$$V_{in,gm} = \frac{g_{mb}}{g_m + g_{mb}} V_{in} \tag{3.42}$$

$$V_{in,gmfb} = \frac{g_{mb}}{g_m + g_{mb}} \frac{1}{g_m r_{ds}} V_{in} \tag{3.43}$$

$$V_{in,gmb} = \frac{g_m}{g_m + g_{mb}} V_{in} \tag{3.44}$$

带入(3.41)可得未经闭环抑制的输出的三阶分量为

$$IM_{3,out} \approx \frac{g_m g_{mb}^3}{(g_m + g_{mb})^4} \frac{1}{IIP3_{gm}} + \left(\frac{g_m}{g_m + g_{mb}} \right)^3 \frac{1}{g_m r_{ds}} \frac{1}{IIP3_{gm,fb}} + \frac{g_m^3 g_{mb}}{(g_m + g_{mb})^4} \frac{1}{IIP3_{gmb}} \tag{3.45}$$

其中第一项和第三项的数值中都不包含环路增益的任何成份。可见 g_{mb} 和 g_m 产生的三阶谐波分量无法通过增加环路增益的方法消除。因此衬底偏置效应会严重恶化电路的非线性，一定要努力避免。

3.3.4.4. 失配比较

根据 SMIC0.18mmRF 工艺提供的失配特性文件[3.4]，可见使用深 N 阱的晶体管作为输入管也提高管子的匹配。有深 N 阱的输入管的工艺偏差系数约是不使用深 N 阱的输入管的工艺偏差系数的一半左右。因此使用深 N 阱能够大大提高输入对的匹配，改善输入失调电压和二阶线性度性能。

3.3.5. 输入跨导对的动态范围和 scaling down

根据上文的讨论，当增益带宽积足够时，输入跨导对的线性度主要由下式决定

$$IIP3_{\text{closesloop}} = IIP3_{g_{m,fb}} (g_{m,ds})^{0.5} (g_{m,fb} R_s)^{1.5} \quad (3.46)$$

设计时将较多的功耗分配给 $g_{m,fb}$ ，以获得较好的线性度。在同等 R_s 下，偏置电流每增加 1dB，线性度能够提高 1.5dB。在同等功耗下，输入跨导对的线性度和 $R_s^{1.5}$ 成正比，因此 R_s 提高 1dB，线性度能够提高 1.5dB。

输入跨导对的等效输入噪声由下式决定

$$\overline{V_{n,in}^2} = 4kT\gamma g_{m,biasdn} R_s^2 + 4kT\gamma g_{m,biasup} R_s^2 + 4kT\gamma g_{m,fb} R_s^2 + 4kTR_s \quad (3.47)$$

上下的偏置电流都采用较大的过驱动电压以降低噪声电流，反馈管采用较小的过驱动电压以提高反馈环路的增益带宽积。在同等 R_s 下，偏置电流较小时等效输入噪声主要来自电阻的噪声，偏置电流较大时等效输入噪声主要来自偏置电流的噪声。偏置电流每增加 1dB，等效输入噪声能够提高 0dB 到 0.5dB 之间。在同等功耗下， R_s 较小时等效输入噪声主要来自电阻的噪声， R_s 较大时等效输入噪声主要来自偏置电流的噪声。 R_s 提高 1dB，等效输入噪声提高 0.5dB 到 1dB 之间。如图 3-18 所示。

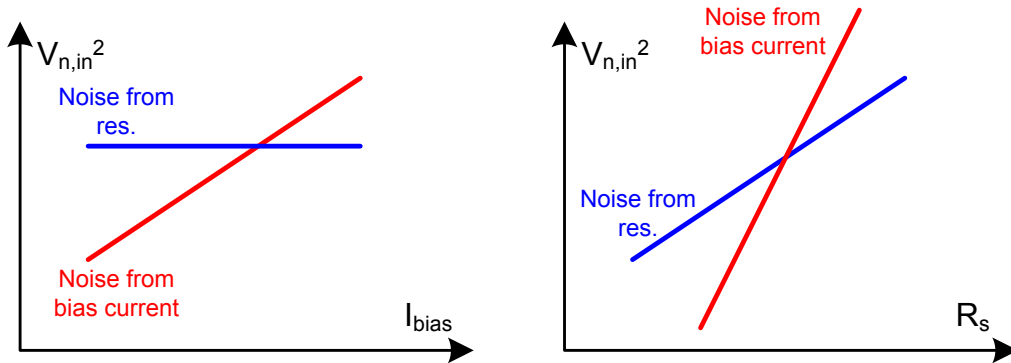


图 3-18 输入跨导对噪声和负反馈电阻的关系

根据动态范围的定义，等效输入噪声增加 1dB，动态范围就减少 1dB；输入交调点增加 1dB，动态范围就增加 1dB。因此，根据上文的分析，在同等下， R_s 偏置电流越大动态范围越大。偏置电流提高 1dB，动态范围就提高 1dB 到 1.5dB 之间；相同功耗下， R_s 越大动态范围越大。 R_s 提高 1dB，动态范围就提高 0.5dB 到 1dB 之间。如表 3-6 所示。

	偏置电流提高 1dB	R_s 提高 1dB
等效输入噪声提高	0-0.5dB	0.5-1dB
带内线性度提高	1.5dB	1.5dB
动态范围提高	0-1dB	1-1.5dB

表 3-6 动态范围和功耗以及电阻的关系

预放大器对噪声要求高，不能够使用较大的 R_s ，但是 PGA1 和 PGA2 对噪声指标的要求低。因此 PGA1 和 PGA2 可以使用较大的 R_s ，使得在较小的功耗条件下，达到和预放大器接近的动态范围。实际设计的取值如表 3-7 所示，各个中频放大器均为最低增益。

	pre-amplifier	PGA1 和 PGA2
R_s	2300ohm	5000ohm
功耗	800uA/1.8V	320uA/1.8V
等效输入噪声	20nV/sqrt(Hz)	32nV/sqrt(Hz)
带内三阶交调点	+30dBm	+29dBm
无杂散动态范围	62dB	57dB

表 3-7 scaling down 实例

3.3.6. 输入跨导对的稳定性补偿

输入跨导对为了提高线性度和跨导准确程度引入了局部负反馈的环路。这一反馈环路的环路增益越高，跨导对的跨导的准确程度和线性度就越好，同时反馈环路的稳定性就越差。为了确保反馈环路的稳定性，需要对反馈环路进行补偿。

补偿的目的之一是确保不会发生震荡。更加严格的要求是要避免放大器电路传输函数出现尖峰现象(peaking)。在出现尖峰的频率点上，放大器提供很大的增益，会恶化中频滤波器提供的邻带干扰抑制和抗混叠抑制的性能。

补偿的目的之二是在同样的功耗限制下获得尽可能大的增益带宽积。因为环路增益越高，线性度性能就越好。为了在某一个较高的频率还能拥有较大的环路增益，使得在带外频率处仍然具有较高的线性度，希望反馈环路的增益带宽积尽可能大。

反馈环路的稳定性示意图如图 3-19 左所示。这里讨论从输入管栅端电压到输入管电阻负载电压的传递函数。因为在几倍信号带宽内电阻负载上的电压和跨导对输出电流是成正比的，其比值为 R_s 。(几倍信号带宽内不用考虑 C_{nd} 的影响)。考虑负载电阻上电压的频率响应便可以得到输出电流的频率响应。这样分析更加方便。

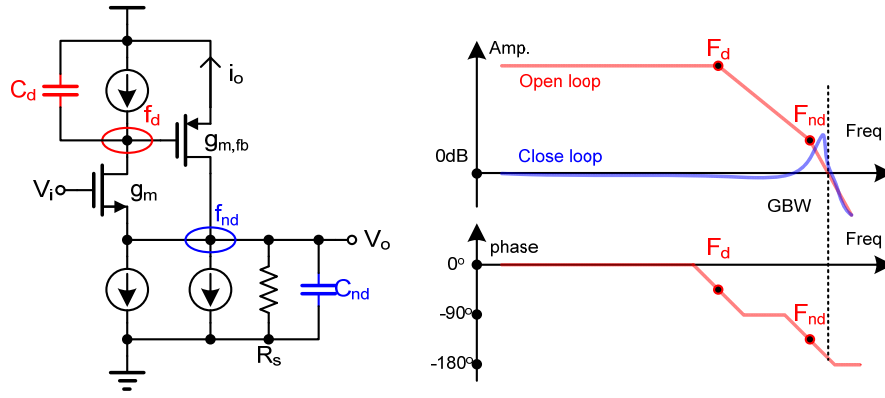


图 3-19 未经稳定性补偿的局部负反馈

反馈环路中共有两个极点，其中反馈管的栅端为环路的主极点，因为这是一个高阻节点；输入管的源端为环路的次主极点，因为这个节点到地的阻抗较低。由于只有两个节点，不可能发生震荡。但是如果两个极点比较靠近，环路增益又比较高，可能由于相位裕度不够大而导致传递函数出现尖峰现象。图 3-19 右标出了开环和闭环的传递函数的波特图。其中，假设由于没有补偿，相位裕度很小，闭环传递函数出现了尖峰现象。

第一种补偿的方法如图 3-20 所示。方法是通过在主极点增加补偿电容，减小主极点和带宽，从而提高相位裕度。当 $GBW < 1/\sqrt{3} F_{nd}$ 时，可以保证达到 60 度以上的相位裕度。但是这种补偿方法大大降低了反馈环路的增益带宽积。如果要求相位裕度为 60 度，能够达到的最大增益带宽积为

$$GBW_{\max} = \frac{1}{\sqrt{3}} f_{nd} \approx \frac{1}{\sqrt{3}} \frac{g_m}{2\pi C_{nd}} \quad (3.48)$$

其中 C_{nd} 为次主极点处的寄生电容，最主要的来源是输入管的源端寄生电容。为了抑制闪烁噪声，输入管的面积不能够很小，因而源端的寄生电容不会很小。如果使用深 N 阱次主机点的寄生电容还会增加阱到衬底的寄生电容。因此次主极点的位置会严重限制这一补偿方式下的带宽。

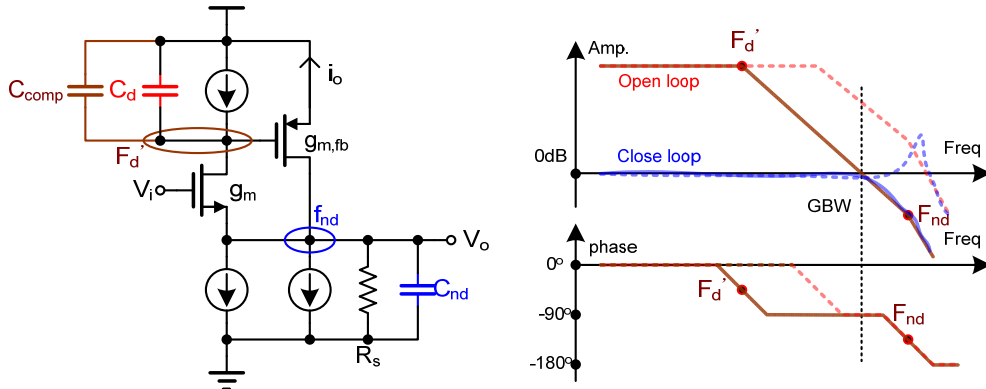


图 3-20 降低主极点的稳定性补偿

第二种补偿的放大如图 3-21 所示。方法是通过在主极点增加串联的补偿电阻和补偿电容，增加一个零点和一个极点，在不减小增益带宽积的前提下提高反馈环路的相位裕度。通过补偿电阻和电容的合理取值，可以使得增加的零点出现在次主极点附近，增加的极点在单位增益带宽之外，从而最有效的提高相位裕度。下面给出量化的分析。

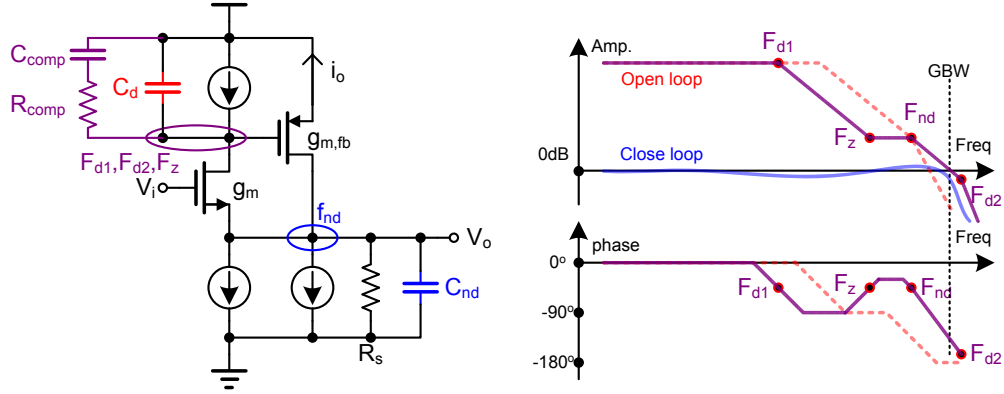


图 3-21 增加零点的稳定性补偿

环路的高频小信号示意图如图 3-22 所示。其中图 3-22 左表示的是没有得到补偿的环路。在图示的单位负反馈结构中，输入管为第一级放大级，反馈管为第二级放大级。输入管的输出点（即输出管的漏端，反馈管的栅端）形成了主极点。其对地的电容为寄生电容 C_d ，对地的电阻近似为

$$R_d = g_m r_{ds} R_s \quad (3.49)$$

形成极点的角频率为

$$\omega_d = \frac{1}{g_m r_{ds} R_s C_d} \quad (3.50)$$

反馈管的输出点（即输出管的源级，反馈管的漏端）形成了次主极点。其对地的电容为寄生电容 C_{nd} ，对地的电阻近似为 $1/g_m$ ，形成的极点的角频率为

$$\omega_{nd} = \frac{g_m}{C_{nd}} \quad (3.51)$$

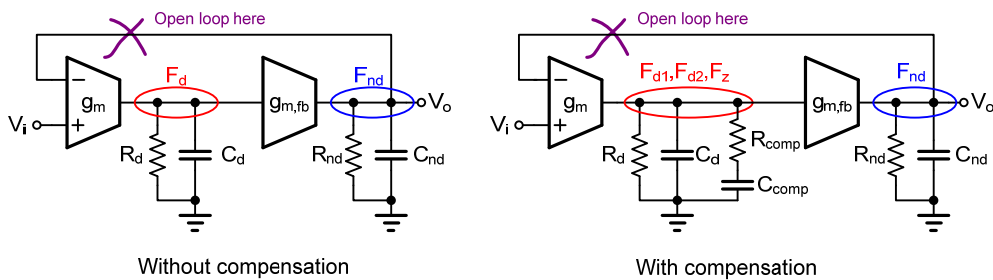


图 3-22 增加零点的稳定性补偿的小信号分析

在增加了补偿电阻和电容之后，环路的高频小信号示意图如上图右所示。原

先主极点处的阻抗为

$$Z_d = \frac{1}{sC_d} \parallel R_d = \frac{R_d}{1 + sC_d R_d} \quad (3.52)$$

现在变为

$$\begin{aligned} Z_d &= \frac{1}{sC_d} \parallel R_d \parallel \left(R_{\text{comp}} + \frac{1}{sC_{\text{comp}}} \right) \\ &= \frac{1 + sC_{\text{comp}} R_{\text{comp}}}{1 + s(C_d R_d + C_{\text{comp}} R_{\text{comp}} + C_{\text{comp}} R_d) + s^2 R_d R_{\text{comp}} C_d C_{\text{comp}}} \end{aligned} \quad (3.53)$$

取较小的补偿电阻和较大的补偿电容，使得 $C_{\text{comp}} \gg C_d$ ， $R_{\text{comp}} \ll R_d$ ，式(3.53)简化为

$$Z_d = \frac{1 + sC_{\text{comp}} R_{\text{comp}}}{1 + sC_{\text{comp}} R_d + s^2 R_d R_{\text{comp}} C_d C_{\text{comp}}} \quad (3.54)$$

假设主极点处阻抗的两个极点相距较远，即 $f_{d1} \gg f_{d2}$ ，可得两个极点和一个零点的位置为

$$\omega_z = \frac{1}{C_{\text{comp}} R_{\text{comp}}} \quad (3.55)$$

$$\omega_{d1} = \frac{1}{C_{\text{comp}} R_d} \quad (3.56)$$

$$\omega_{d2} = \frac{1}{C_d R_{\text{comp}}} \quad (3.57)$$

因为 $R_d \gg R_{\text{comp}}$ ， $C_d < C_{\text{comp}}$ ，显然有 $\omega_{d1} \gg \omega_z > \omega_{d2}$ 。因此主极点位置从 ω_d 变为 ω_{d1} 。原先的次主极点角频率仍然为 g_m/C_{nd} 。如果设计时保证 $\omega_{\text{nd}} \approx \omega_z$ ，即满足

$$\frac{g_m}{C_{\text{nd}}} \approx \frac{1}{C_{\text{comp}} R_{\text{comp}}} \quad (3.58)$$

新生成的零点 ω_z 和原先的次主极点 ω_{nd} 相互抵消（即使有一些偏差也可以接受，相位裕度会略微下降一些，没有其他影响），新生成的第二个极点 ω_{d2} 要比原先的次主极点 ω_{nd} 离原点远的多，因此稳定性得到了大大的改善。同时，主极点从 ω_d 下降到 ω_{d1} ，使得环路的增益带宽积大约下降了 C_{comp}/C_d 倍，通过限制 C_{comp} 的大小可以使得环路的增益带宽积比补偿前下降不太大，仍然优于第一种补偿方法。第二种补偿后的增益带宽积约为

$$GBW \approx \frac{1}{2\pi g_m r_{ds} R_s C_d} g_m r_{ds} g_{m,fb} R_s = \frac{g_{m,fb}}{2\pi C_d} \quad (3.59)。$$

表 3-8 列出实际流片时的设计参数，仅供参考。列出的是取最低增益时的情况。因为此时环路增益最大，反馈环路稳定性最差；系统对带外线性度的要求也最高。在下表的例子中，增益带宽积提高了一倍多，可以期望能够带来带外线性度的提高。因为增加的补偿电阻很小，因此对噪声性能的影响可以忽略不计。

当可变增益放大器处于不同的增益模式下时，环路中的参数 $g_{m,fb}$ 会随不同的输出电流镜的倍数而不同，环路中的参数 R_s 会随跨导对所用的不同负载电阻而不同。容易理解，当放大器的增益较低时，跨导对使用的负载电阻最大，而且 $g_{m,fb}$ 最大时环路的增益最大，而稳定性问题最严重。反之，当放大器的增益较高时，跨导对使用的负载电阻最小，而且 $g_{m,fb}$ 最小时环路的增益较低，此时环路的稳定性问题最小。

因此，针对可变增益放大器的不同增益，可以考虑对应使用不同的补偿电阻和电容，从而使得在每个增益下的局部负反馈的带宽都能够接近最优值。在实际的电路设计中，补偿电阻和补偿电容能够使用开关选择，从而在可变增益放大器增益较低，即局部负反馈环路增益较大时，使用较多的补偿电容进行补偿。

寄生参数	公式	设计取值
主极点对地电容	C_d	440fF
主极点对地电阻	$R_d = g_m r_{ds} R_s$	740kohm
主极点	$f_{nd} = \frac{1}{2\pi g_m r_{ds} R_s C_d}$	490kHz
次主极点对地电容	C_{nd}	920fF
次主极点对地电阻	$R_{nd} = \frac{1}{g_m}$	290ohm
次主极点	$f_{nd} = \frac{g_m}{2\pi C_{nd}}$	600MHz
第一种补偿最大增益带宽积	$GBW = \frac{1}{3} \frac{g_m}{2\pi C_{nd}}$	370MHz
第二种补偿电阻	R_{comp}	200ohm
第二种补偿电容	C_{comp}	2pF
第二种补偿后第一极点	$f_{d1} = \frac{1}{2\pi C_{comp} R_d}$	110kHz
第二种补偿后第二极点	$f_{d2} = \frac{1}{2\pi C_d R_{comp}}$	1800MHz
第二种补偿后零点	$f_z = \frac{1}{2\pi C_{comp} R_{comp}}$	400MHz
第二种补偿后增益带宽积	$GBW = \frac{g_{m,fb}}{2\pi C_d}$	800MHz

表 3-8 源级跟随器和局部负反馈

3.4. 中频放大器的输出级设计

中频放大器的线性度主要由输入级限制，输出级的噪声会被输入级的增益抑制。因此输出级的噪声和线性度对整个中频放大器的噪声和线性度影响很小。由

于输入级的带宽很大，中频放大器的带宽是受输出级限制的。另外，输出级的设计要求考虑负载驱动能力。

如果只要求驱动电容负载，用有源负载和电阻负载相结合的方式，在输出的线性度上很容易达到设计的要求，如输出幅度为差分峰峰值 1V 时总谐波失真小于 -70dBc 。如图 3-23 所示。其中，使用的负载电阻和负载电容的大小决定了中频放大器的带宽。

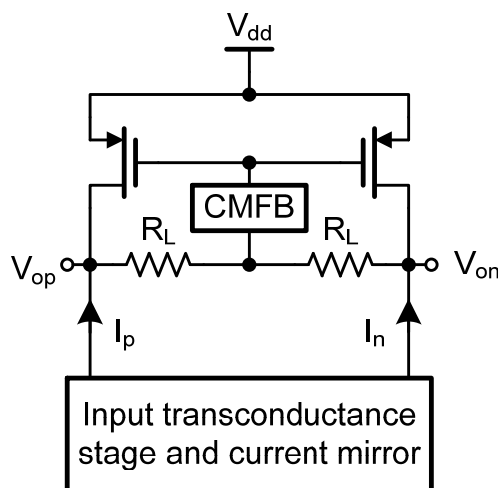


图 3-23 使用电阻负载的输出级

如果要驱动小电阻负载，或者驱动开关电容电路，输出级要求低阻抗输出。例如无线接收机前端的最后一级要求输出阻抗低，以驱动后级 ADC 的采样保持电路。可以使用运算放大器和负反馈电阻组成的跨阻放大器作为输出级的缓冲器，如图 3-24 所示。

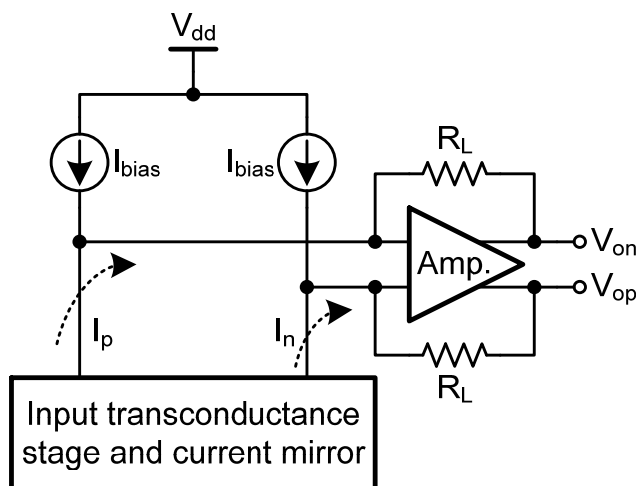


图 3-24 使用运算放大器做输出缓冲器

DVB-T 接收机中使用的是采样速率为 50MHz 的 10bit 精度采样保持电路，使用两个 1pF 大小的电阻进行差分采样。为了满足这一采样保持电路的建立要

求，简单计算所使用的运算放大器的指标如下。

假设 50MHz 采样保持电路使用时钟正相区域的 40% 作为 slewing 的时间，正相区间的 40% 作为小信号建立的时间，另外 20% 作为设计裕量。那么 slewing 和小信号建立的时间都应当小于

$$t_{\text{settle}} = t_{\text{slew}} = \frac{1}{2} \frac{1}{f_{\text{clk}}} \times 40\% = 4\text{nS} \quad (3.60)$$

假设 slewing 的最大摆幅为 1V，则最小的压摆率为

$$\text{SlewRate} = \frac{V_{\text{slew}}}{t_{\text{slew}}} = 250\text{MV/S} \quad (3.61)$$

假设运算放大器的输出建立是一阶线性的。根据一阶线性的建立公式

$$V_{\text{out}}(t) = V_{\text{in}}(1 - e^{-t/\tau}) \quad (3.62)$$

建立到 10bit 精度的时间约为

$$T_{\text{settle}} = \ln(2^{10})\tau \approx 7\tau = 7 \frac{1}{2\pi\text{GBW}} \quad (3.63)$$

由 $T_{\text{settle}} \leq t_{\text{settle}}$ 可知 $\text{GBW} \geq 280\text{MHz}$ 。综上所述，所使用的运算放大器指标如表 3-9 所示。为了防止共模电压的抖动影响采样保持电路的建立，建议共模负反馈电路的带宽也不小于差模电路的带宽。

GBW	>280 MHz
Slew Rate	>250 MV/s
Single-ended Output Range	>1 Vpp
Gain	>60 dB

表 3-9 输出缓冲器中运算放大器的指标要求

3.5. 中频放大器电路实现

3.5.1. 电阻负载的中频放大器

使用电阻负载作为跨阻放大器的可编程增益放大器的电路图如图 3-25 所示。可以用于预放大器 and PGA1。

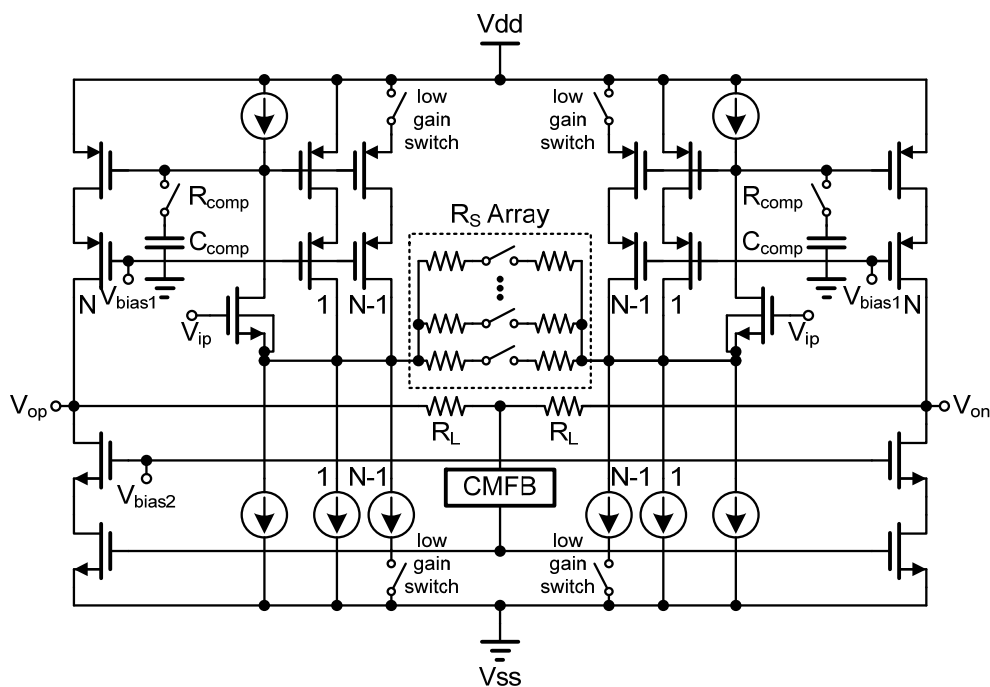


图 3-25 可编程增益放大器电路图

输入电压通过有局部负反馈的输入跨导对变为电流, 经过电流镜复制后输出到输出级的电阻负载上, 变为所需的输出电压。因此放大器的增益为

$$A_v = N \frac{R_L}{R_s} \quad (3.64)$$

其中 N 为电流镜的倍数, $1/R_s$ 为输入跨导级的跨导, R_L 为输出级的电阻负载。通过两种方式可以改变这一放大器的增益。一, 通过开关选择不同的电阻 R_s , 改变输入跨导级的跨导 $1/R_s$, 从而改变增益。设计中采用了 8 个电阻, 由控制位的低三位控制。每两个电阻阻值相差 1.5dB, 从而实现 1.5dB 的增益精度。二, 通过改变电流镜的倍数, 改变增益。当图中所示的低增益开关断开时, 电流镜的倍数为 $N:1$, 放大器工作在高增益状态; 当低增益开关闭合时, 电流镜的倍数为 1, 放大器工作在低增益状态。设计中 N 值为 4, 开关闭合和打开时有 12dB 的增益差, 由控制位的最高位控制。通过这两种方式的结合, 可以实现 4 位 1.5dB 精度的增益控制, 增益范围为 1.5~24dB。使用如上的增益控制方法, 可以保证各种增益下输出级的直流电流不变, 避免了放大器的带宽随增益的变化而变化。同时, 最大的电阻和最小的电阻比值不会太大, 有利于电阻之间的匹配。

放大器的局部反馈环路使用上文所述的增加零点的补偿方法。补偿电容使用 MOS 电容以减少面积，补偿电阻利用了开关的沟道电阻。当电路工作在低增益模式下时，补偿开关闭合，对反馈环路进行补偿。当电路工作在高增益模式下时，因为此时的反馈管的尺寸和偏置电流都只有低增益下的 $1/N$ ，环路增益相应也只有低增益模式的 $1/N$ ，环路不再需要额外的补偿，将补偿的开关关闭，避免不必

要的补偿过分降低环路的带宽。

3.5.2. 带输出缓冲器的中频放大器

使用跨阻放大器作为输出级的可编程增益放大器电路图如图 3-26 所示。可以用于后置放大器的输出级部分(PGA2)，以驱动后级基带 ADC 的采样保持电路。

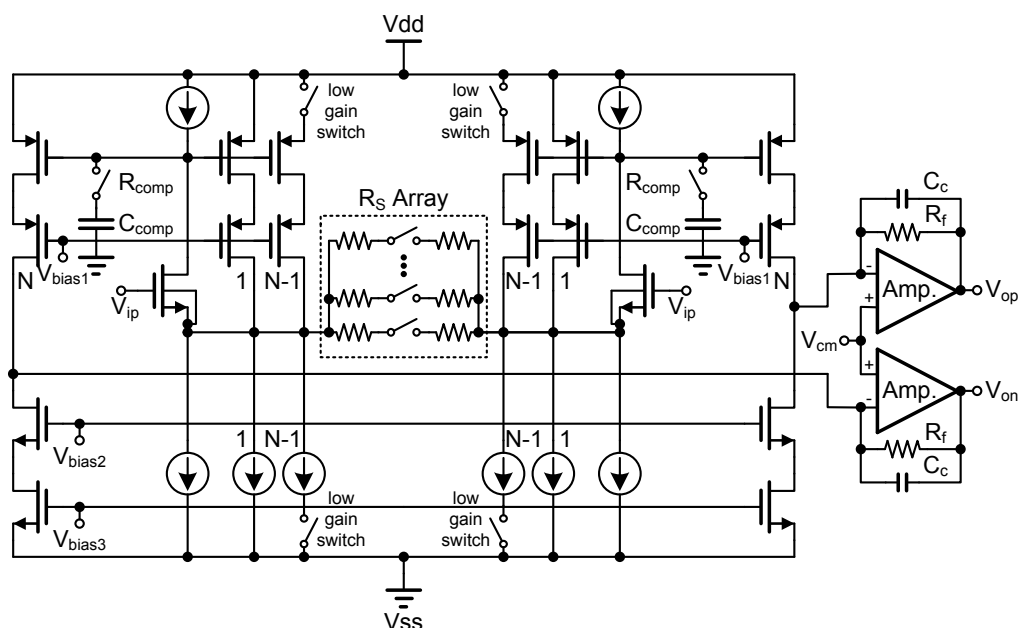


图 3-26 可编程增益放大器及其缓冲器电路图

3.5.2.1. 缓冲器使用 AB 类输出级

在输出级采用了两个单端的运算放大器而不是一个差分输出的运算放大器，这样做是为了简化设计和节省功耗。如果使用差分输出的运算放大器，为了抑制开关电容电路对于输出共模电平干扰，需要设计性能强大的共模负反馈电路，其带宽最好和差模部分的带宽一样大。因此增加的共模负反馈的功耗不一定小于差模部分。使用两个单端的运算放大器可以省去共模负反馈，相应的牺牲是减小了最后一级的共模抑制能力。因为最后一级处理的信号已经很大，忍受电源噪声干扰的能力很强，所以这样的牺牲几乎不会降低输出信号的信噪比。

为了进一步减小功耗，所用的运算放大器采用了 AB 类的输出级，在功耗不变的情况下，其压摆率提高了约 10 倍，这就大大减轻了对运算放大器带宽的要求。重新计算运算放大器的指标要求如下。假设 50MHz 采样保持电路使用时钟正相区域的 10% 作为 slewing 的时间，正相区间的 70% 作为小信号建立的时间，

另外 20% 作为设计裕量。那么 slewing 的时间应当小于

$$t_{\text{slew}} = \frac{1}{2} \frac{1}{f_{\text{clk}}} \times 5\% = 0.5nS \quad (3.65)$$

小信号建立的时间应当小于

$$t_{\text{settle}} = \frac{1}{2} \frac{1}{f_{\text{clk}}} \times 75\% = 7nS \quad (3.66)$$

根据(3.61)(3.62)(3.63)重复计算,所使用的运算放大器指标如表 3-10 所示。其带宽要求降低到原先的 57%。

GBW / MHz	>160
Slew Rate / MV/s	>1000
Output Range	>1Vpp single ended
Gain / dB	>60

表 3-10 缓冲器的性能指标

3.5.2.2. 缓冲器的稳定性补偿

使用 AB 类输出级的运算放大器并联反馈电阻作为跨阻放大器时,在反馈电阻上并联补偿电容 C_c , 如图 3-27 所示。其信号源为高输出阻抗的电流源, 附带大小为 C_{in} 的寄生电容。未经补偿前, 假设运算放大器的开环传递函数为 $A_v(s)$, 则闭环后的环路增益为

$$LG = A_v(s) \frac{\frac{1}{sC_{\text{in}}}}{\frac{1}{sC_{\text{in}}} + R_f} = \frac{A_v(s)}{1 + sC_{\text{in}}R_f} \quad (3.67)$$

相对于开环传递函数增加了一个极点, 其频率为

$$f_p = \frac{1}{2\pi C_{\text{in}}R_f} \quad (3.68)$$

考虑到 C_{in} 接近中频放大器输出端寄生电容的大小, R_f 接近中频放大器的负载电阻大小, 这个极点的位置应当和中频放大器的带宽差不多。因为缓冲器所用运算放大器的带宽会远大于信号带宽, 增加的极点将肯定落在缓冲器反馈环路的单位增益带宽内。如果使用的运算放大器是针对单位增益负反馈补偿的(通用的补偿方法), 反馈电阻和输入电容引入的极点就会恶化环路的稳定性。

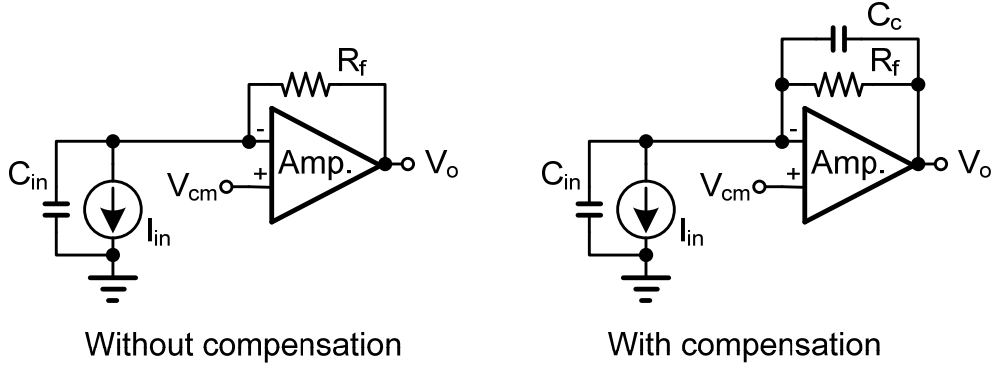


图 3-27 缓冲器的稳定性补偿

在反馈电阻上并联补偿电容 C_c 后，闭环后的环路增益为

$$LG = A_v(s) \frac{1}{\frac{1}{sC_{in}} + R_f \parallel \frac{1}{sC_c}} = \frac{A_v(s)(1 + sC_c R_f)}{1 + s(C_{in} + C_c)R_f} \quad (3.69)$$

取较大的补偿电容使 $C_{in} \ll C_c$ ，则环路增益近似为 $LG \approx A_v(s)$ ，即反馈回路没有引入额外的极点。因此只要运算放大器在单位负反馈条件下稳定，在这种情况下也能够稳定。

3.5.2.3. 运算放大器的电路实现

所用的 AB 类输出级放大器的电路图如图 3-28 所示[3.5]。为了使电路具有较大的摆幅，采用了两级放大器，其中第一级为折叠共源共栅结构。这样即使输出电平比较靠近电源或者地，使得输出管进入线性区，运算放大器的第一级也能够提供足够的增益来抑制非线性。

运算放大器的 AB 类输出级采用了 trans-linear 的偏置方式。其中 MOS 管 M1, M2, M3, M4 组成一个 trans-linear 环路，MOS 管 M5, M6, M7, M8 组成另一个 trans-linear 环路。以第一个 trans-linear 环路为例，存在如下的关系

$$V_{GS,M1} + V_{GS,M2} = V_{GS,M3} + V_{GS,M4} \quad (3.70)$$

如果取

$$\frac{\left(\frac{W}{L}\right)_{M2}}{\left(\frac{W}{L}\right)_{M3}} = \frac{I_{ds,M2}}{I_{ds,M3}} \quad (3.71)$$

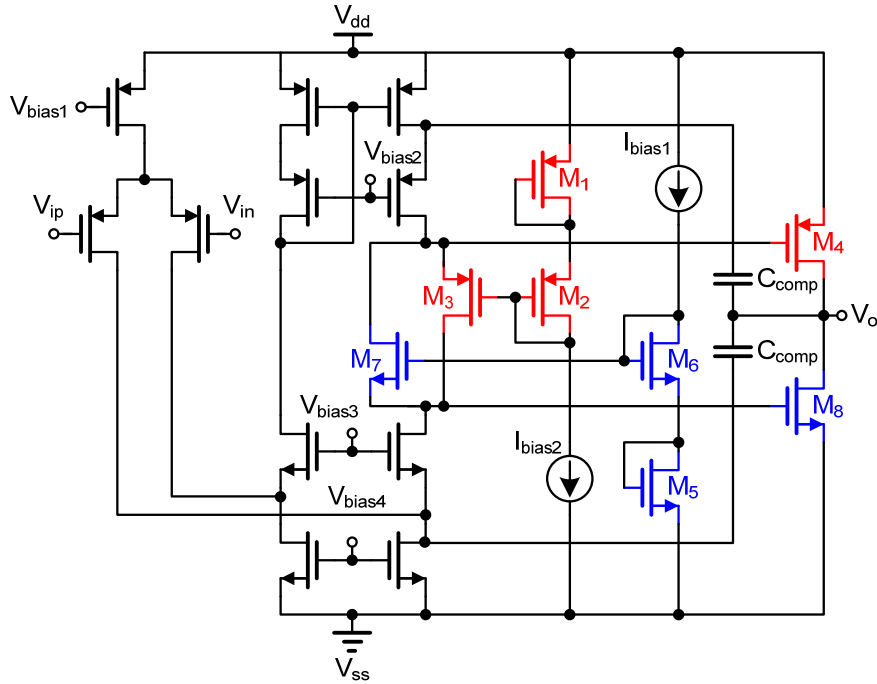


图 3-28 AB 类输出级运算放大器的电路图

则有

$$V_{GS,M2} = V_{GS,M3} \quad (3.72)$$

带入式(3.70)进而有

$$V_{GS,M1} = V_{GS,M4} \quad (3.73)$$

因此如果取

$$\frac{\left(\frac{W}{L}\right)_{M4}}{\left(\frac{W}{L}\right)_{M1}} = k \quad (3.74)$$

则输出级的静态电流被偏置为 kI_{bias1} 。这样可以使较小的功耗准确的偏置输出级的静态电流。

运算放大器采用共源共栅密勒(cascode Miller)补偿,可以使用较小的补偿电容,并且不会引入额外的零点。为了推远共源共栅密勒补偿引入的共轭极点,分两路做共源共栅密勒补偿,尽量降低补偿电容通路反馈点处的对地阻抗。

3.6. 可编程增益的跟随器

3.6.1. 可编程增益跟随器在系统中的作用

可编程增益跟随器在中频部分的位置在抗混叠低通滤波器和两级可编程增益放大器之间，如图 3-29 所示。这个跟随器主要实现两个功能。一，电平转移功能。因为抗混叠滤波器使用的运算放大器使用 PMOS 管构成输入对，滤波器的输出共模电平低于中间电平；而可编程增益放大器使用 NMOS 管作为输入对，输入共模电平高于中间电平，因此需要在级联的时候做一次共模电平的抬升。二，提供小步长的可变增益。如果可编程增益跟随器的最小可变增益步长过大，在使用可编程增益放大器和跟随器代替连续可变增益放大器时，就会引入过于大的增益误差，可能会造成自动增益控制系统无法正常工作。在这个跟随器实现了步长约为 0.1875dB 的可变增益以满足这一要求。

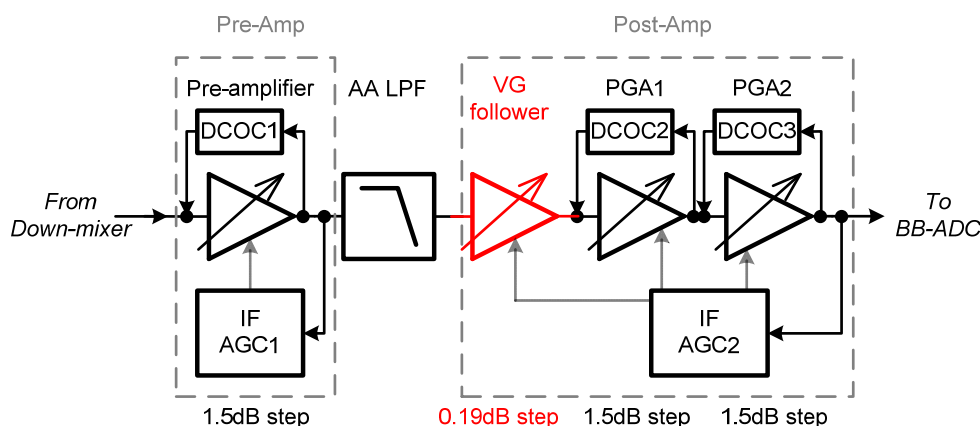


图 3-29 可编程增益跟随器在中频部分的位置

可编程增益跟随器采用二极管连接的 MOS 管作为负载，其线性度差于中频放大器。将可编程增益跟随器防止在后置放大器部分的第一级有利于降低对跟随器的线性度要求。

3.6.2. 可编程增益跟随器的电路实现

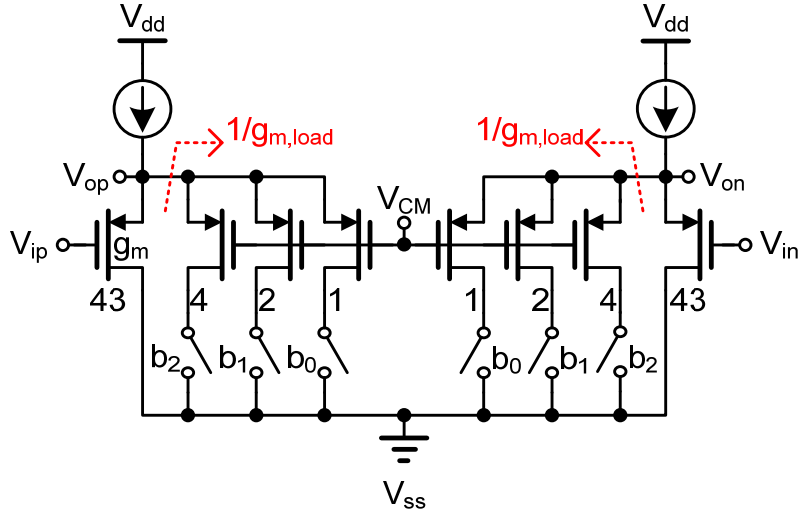


图 3-30 实现精确可变增益的跟随器

精确增益步长的跟随器如图 3-30 所示[3.7]。跟随器改变电路增益的基本原理如下。如图所示，跟随器由输入管和负载管组成，为了防止衬底偏置效应引起的衰减，以至于恶化噪声性能，输入管和负载管的衬底都和源级相连。显然，输入管的输出阻抗为

$$R_{out} = \frac{1}{g_m} \quad (3.75)$$

负载管的阻抗为

$$R_L = \frac{1}{g_{m,load}} \quad (3.76)$$

因此跟随器的增益为

$$A_v = \frac{R_L}{R_{out} + R_L} = \frac{1}{1 + \frac{g_{m,load}}{g_m}} \quad (3.77)$$

将负载管的栅端接跟随器的共模输入电压，那么输入管和负载管有共同的偏置电压，因此其跨导正比于其尺寸。假定输入管和负载管的尺寸之比为 $N:K$ ，那么跟随器的直流增益为

$$A_v(K) = \frac{1}{1 + \frac{K}{N}} \quad (3.78)$$

当 $N \gg K$ 时，负载管每增加一个单位，跟随器所改变的直流增益为

$$\Delta A_v = \frac{A_v(K+1)}{A_v(K)} = \frac{1}{1 + \frac{1}{N+K}} \approx \frac{1}{1 + \frac{1}{N}} \quad (3.79)$$

因此可编程增益跟随器单位可变增益的分贝值为

$$20\log_{10} \Delta A_v = 20\log_{10} \left(\frac{1}{1 + \frac{1}{N}} \right) = -20 \frac{\ln(1 + \frac{1}{N})}{\ln 10} \approx -\frac{20}{\ln 10} \frac{1}{N} \quad (3.80)$$

调节 N 的数值就可以得到所需的单位可变增益。

设计电路中取输入管和负载管的尺寸比为 43:K，其中 K 为 0 到 7 范围内的整数，由三个二进制控制位控制。当 K 从 0 增加到 7 时，根据式(3.78)得到每级增益及其每个可变增益步长的值如表 3-11 所示。可见每级的增益步长和理想值的误差最多为 0.0125dB，即 0.067 倍的最小步长。这一误差要远小于其他中频放大器的增益误差，因此可以满足应用要求。

K	Gain (dB)	Gain Step (dB)
0	0	
1	-0.200	-0.200
2	-0.395	-0.195
3	-0.586	-0.191
4	-0.773	-0.187
5	-0.955	-0.182
6	-1.135	-0.180
7	-1.310	-0.175

表 3-11 可变增益跟随器的增益和步长

参考文献

- [3.1] H. O. Elwan, M. Ismail. Digitally Programmable decibel-linear CMOS VGA for low-power mixed-signal applications [J]. IEEE Trans. Circuits Syst. II. 2000, 47(5): 388-398.
- [3.2] J. J. F. Rijns. CMOS low-distortion high-frequency variable-gain amplifier [J]. IEEE J. Solid-State Circuits. 1996, 31(7): 1029-1034.
- [3.3] Willy M. C. Sansen. Analog Design Essentials [M]. Springer, 2006.
- [3.4] Mismatch Characteristics Report [R]. Semiconductor Manufacturing International Corporation. 2001
- [3.5] R. Hogervost, J. P. Tero, R. G. H. Eschauzier. A compact power-efficient 3V CMOS rail-to-rail input / output operational amplifier for

VLSI cell libraries [J]. IEEE J. Solid-State Circuits. 1994, 29(12): 1505-1512.

[3.6] M. A. Masud, H. Zirath, M. Kelly. A 45dB variable gain low noise MMIC amplifier [A]. In EGAAS [C]. 2005: 669-672.

Equation Chapter (Next) Section 4

第四章 直流消除电路设计

4.1. 直流消除电路的基本功能

直流消除电路(DCOC)主要用于消除中频放大器输入信号附加的直流电压。在无线接收机的接收通路中,中频放大器的输入信号上存在叠加的直流输入电压,其主要来源是:一,通过衬底,天线或绑定线(bonding wire)泄漏的本征信号和本征信号本身在变频器混频后产生的直流量;二,放大器和混频器中失配产生的失调信号。根据以往流片测试的经验,混频器输出处的直流电压的大小估计在 10mV 量级的大小。而混频器输出处的信号最小为-60dBm,其峰峰值有可能小于 1mV,远小于可能附加的直流电压。

对于射频电路而言,其处理的信号频率和直流相差甚远;而且射频电路的级联一般采用交流耦合,前一级射频电路输出的直流量对后一级射频电路的正常工作没有影响。对于中频放大器而言,由于处理的信号频率接近直流,信号可能被放大的直流量阻塞;而且中频的放大器和滤波器一般采用直接级联,前一级中频电路输出的直流电压过大会导致后一级差分中频电路的正负通路的直流工作点不对称,从而降低后一级中频电路的噪声、线性度和电源抑制能力等性能。因此中频放大器必须增加直流消除电路以衰减输入的直流电压。而且,当中频放大器不止一级时,因为每一级中频放大器都有输入失调电压,只在第一级中频放大器上外加直流消除电路是不够的。最好中频部分每一级有正增益的电路都外加直流消除电路。

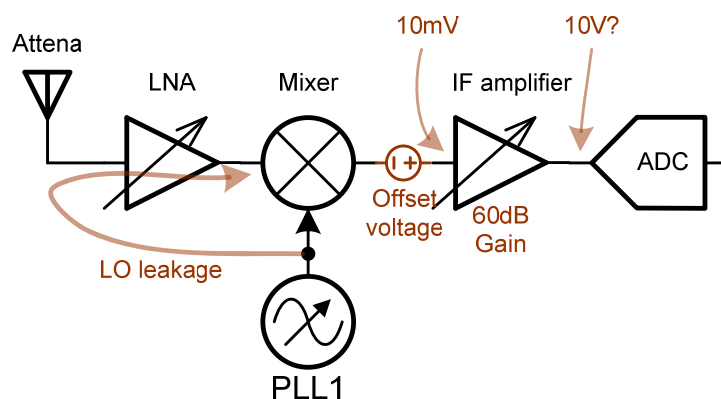


图 4-1 正增益的电路需要直流消除电路

4.2. 直流消除电路的模拟实现和混合信号实现

直流消除电路的基本原理是，在中频放大器的输入叠加一个和输入直流量大小相反的直流量，从而抵消输入的直流量。直流消除的最终目的是使得中频放大器的输出不包含直流量，以免影响下一级电路。因此，直流消除电路需要检测中频放大器输出的直流量，从而确定在放大器输入端消去的直流量大小。具体的检测和叠加电路可以使用一个低通滤波器组成的纯模拟电路实现，如图 4-2 右所示；也可以使用 ADC，DSP 和 DAC 组成的混合信号电路实现，如图 4-2 左所示[4.1]。

使用混合信号电路实现直流消除电路的鲁棒性好，可以在 DSP 中编写复杂的直流消除的算法，实现快速的直流消除，而且可以方便地调整直流消除特性。使用纯模拟电路实现的直流消除电路的结构简单，但是使用大量片上无源器件面积较大，而且直流消除特性不易改变。由于使用混合信号电路实现直流消除电路的方法工作量大，设计中采用了纯模拟的方式实现直流消除电路。

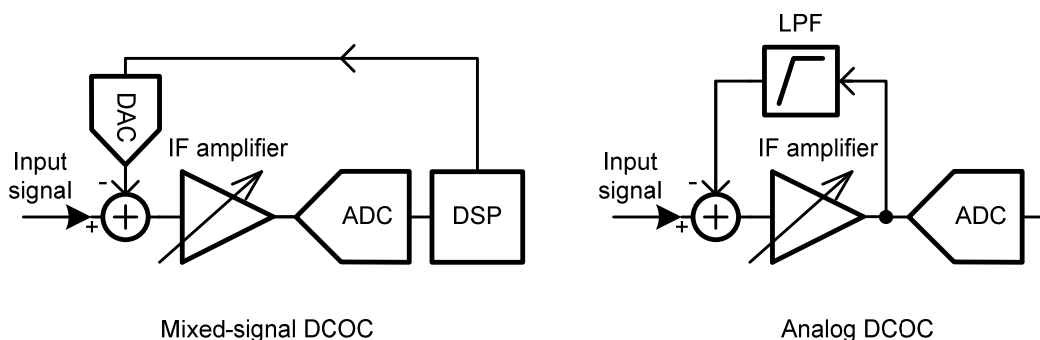


图 4-2 直流消除电路的模拟实现和混合信号实现

4.3. 直流消除电路的工作原理

直流消除的基本原理是，在正向放大通路上并联一个低通的负反馈回路，从而实现闭环传递函数的高通特性，如图 4-3 所示。反馈回路只采用一阶低通函数，这样反馈回路引入的相移最多为 90 度，确保了环路的稳定性。因为直流消除反馈环路的带宽比中频放大器的带宽窄得多，可以假设在所关心的频率上，正向通路的增益始终为 A_v 。再假设低通反馈环路的传递函数为

$$F(s) = \frac{F}{1 + \frac{s}{s_p}} \quad (4.1)$$

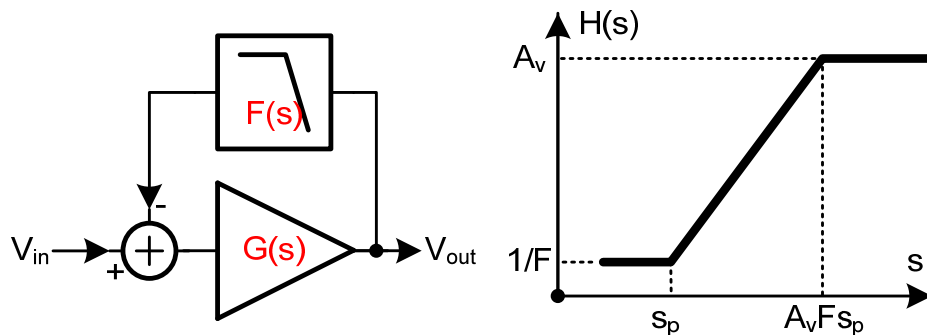


图 4-3 直流消除的基本原理

容易解出，闭环后的传递函数为

$$H(s) = \frac{G(s)}{1 + G(s)F(s)} = \frac{A_v}{1 + A_v F} \frac{(1 + \frac{s}{s_p})}{1 + \frac{s}{(1 + A_v F)s_p}} \quad (4.2)$$

闭环传递函数中包括一个零点和一个极点。零点和极点的频率分别为

$$f_p = 2\pi A_v F s_p \quad (4.3)$$

$$f_z = 2\pi s_p \quad (4.4)$$

如图 4-3 的波特图所示，形成了高通特性的传递函数。对于低频以及直流的信号，在负反馈的作用下增益接近于 $1/F$ ，实现了抑制；对于频率高于 $2\pi A_v F s_p$ 的信号，增益仍然为 A_v ，可以不影响信号的正常放大。

因此设计时主要考虑两个方面。一是在反馈回路的增益越高，直流消除后的闭环直流衰减就越大。因此可以在反馈回路上增加放大器，从而提高对输入直流电压的抑制能力。

二是低于闭环传递函数高通极点频率的信号都会因为被直流消除电路衰减而损失。如果中频部分的设计要兼容零中频的结构，高通极点的频率 $2\pi A_v F s_p$ 不能超过 50kHz。而且为了使得闭环后高通极点的频率足够低，需要在反馈回路中形成更低的低通极点，其频率 s_p 可能低达几十到几 Hz。因此如何仅仅使用有限大小的片上电阻和电容形成如此低的低通极点成为一个问题。

4.4. 利用密勒效应

为了仅仅使用片上器件形成足够低的低通极点，反馈回路利用了密勒效应 [4.2]。在使用的电阻和电容大小不变的前提下，利用密勒效应可以使产生的低通极点大大降低，如图 4-4 所示。不利用密勒效应的电路传递函数为

$$H(s) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1 + sCR} \quad (4.5)$$

其极点频率为

$$f_p = \frac{1}{2\pi RC} \quad (4.6)$$

利用密勒效应的电路传递函数为

$$H(s) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{A_v}{1 + (1 + A_v)sCR} \quad (4.7)$$

其极点频率为

$$f'_p = \frac{1}{2\pi(1 + A_v)RC} \quad (4.8)$$

可见其极点频率为原先的 $1/(1 + A_v)$ 倍。如果用密勒电容的概念来理解，可以认为因为密勒效应，电容的等效容值提高了 $(1 + A_v)$ 倍，导致极点频率降低。这样就可能利用较小的片上电容实现频率很低的低通极点。

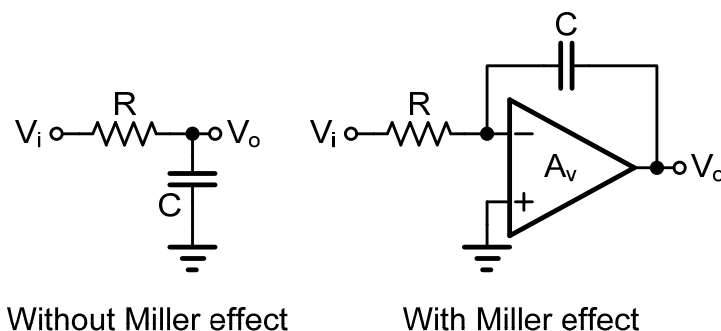


图 4-4 利用密勒效应的原理

需要指出的是，密勒电容的实质是牺牲了辅助运放输出端的摆幅，使得电容的面积可以较小。在上图中的例子中，利用密勒效应后，电容两极板之间的信号摆幅是不利用密勒效应时的 $(1 + A_v)$ 倍，因此利用密勒效应比不利用更容易造成电压裕度问题。在利用密勒效应的直流消除电路中，需要消除的直流量较大时，运放的输出端容易饱和。

4.5. 单级和多级直流消除电路

在中频部分共有三级中频放大器，都需要增加直流消除电路。容易想到两种增加直流消除的方法：一是在每一级中频放大器上都外加直流消除电路，如图 4-5(a)所示；二是在总共三级直流消除电路上外加一套直流消除电路，如图 4-5(b)所示。

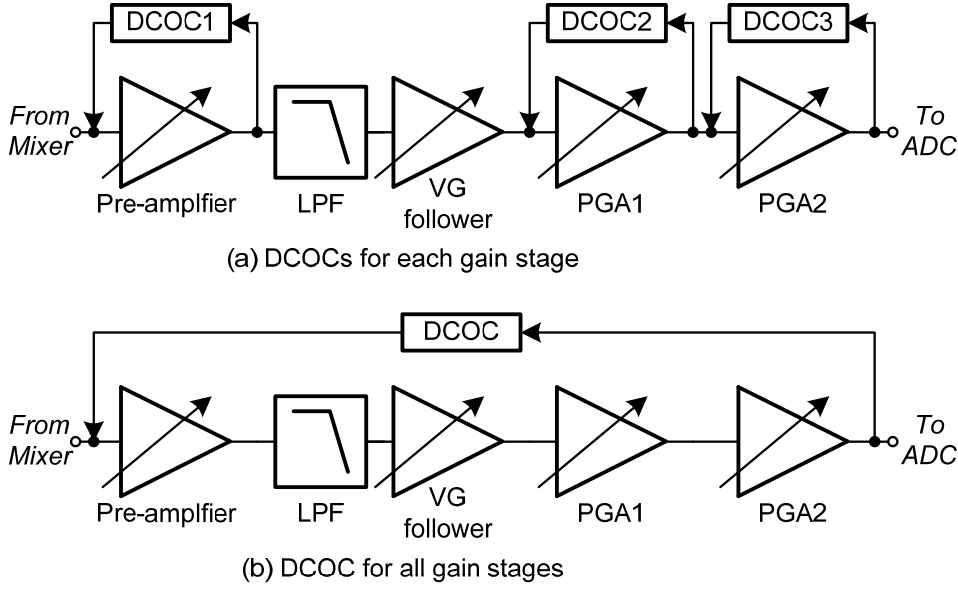


图 4-5 单级和多级直流消除电路

显然，只使用单级直流消除电路可以简化电路设计和功耗。但是，考虑到直流消除电路版图的主要面积被无源器件 R 和 C 占用，使用三级直流消除电路可以节省面积。假设信号通路允许的高通带宽最大为 BW_{-3dB} ，如果使用单级直流消除电路，需要单级直流消除电路产生的零点满足

$$f_p = 2\pi A_{v1} A_{v2} A_{v3} F s_p < BW_{-3dB} \quad (4.9)$$

即低通回路产生的极点满足

$$s_p < \frac{BW_{-3dB}}{2\pi A_{v1} A_{v2} A_{v3} F} \quad (4.10)$$

其中 $A_{v1} A_{v2} A_{v3}$ 为三级中频放大器的总增益， F 为直流消除提供的直流衰减。如果使用三级产生相同频率零点的直流消除电路，假设产生的直流衰减相同，需要每一级直流消除电路产生的零点满足（以第一级为例）

$$f_{p1} = 2\pi A_{v1} F s_{z1} < \frac{1}{\sqrt{3}} BW_{-3dB} \quad (4.11)$$

即低通回路产生的极点满足

$$s_{p1} < \frac{BW_{-3dB}}{2\pi \sqrt{3} A_{v1} F} \quad (4.12)$$

考虑到一级中频放大器最大增益的典型值为 20dB，所需的低通极点提高的倍数为

$$\frac{s_{p1}}{s_p} < \frac{A_{v2} A_{v3}}{\sqrt{3}} \approx 58 \quad (4.13)$$

考虑需要三组电容和电阻以生成三个低通极点,如果在反馈回路中使用相同的运算放大器,采用三级直流消除电路所需的电阻和电容之积是采用单级的大约 19 倍。

4.6. 直流消除电路的电路实现

4.6.1. 预放大器的直流消除电路

预放大器外加的直流消除电路的实现方法如图 4-6 所示。在中频放大器的正向放大通路上,增加了低通的反馈回路。反馈回路中包括 MIM 电容和运算放大器,利用密勒效应降低了低通极点的频率。反馈回路的输出级为单管组成的跨导级,跨导级输出的反馈电流流经输入信号的源阻抗,产生的电压与中频放大器的输入电压反相叠加,从而形成了负反馈环路,消除了输入信号中的直流分量。

图 4-6 中的信号源表示下变频混频器的等效输出源,其中的源阻抗 R_s 即混频器的负载电阻,由多晶硅电阻构成,阻值为 800 欧姆。因为这个源阻抗就是前一级电路的一部分,因此不会引入额外的噪声。

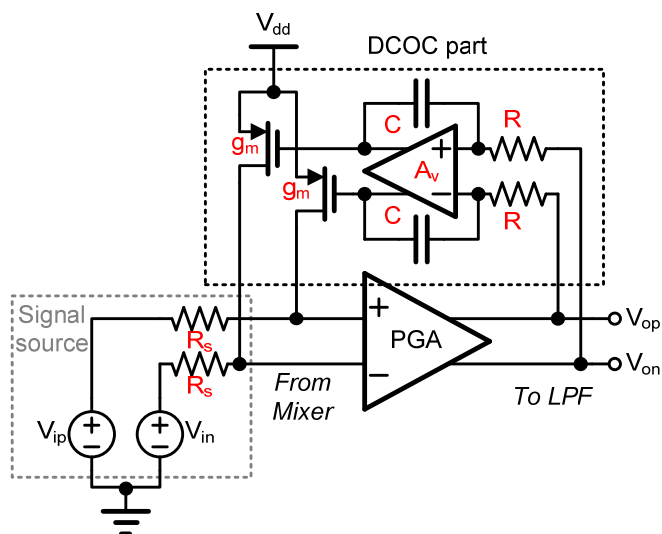


图 4-6 直流消除电路的结构

直流消除电路的电路图如图 4-7 所示。直流消除电路主要分为三个部分。

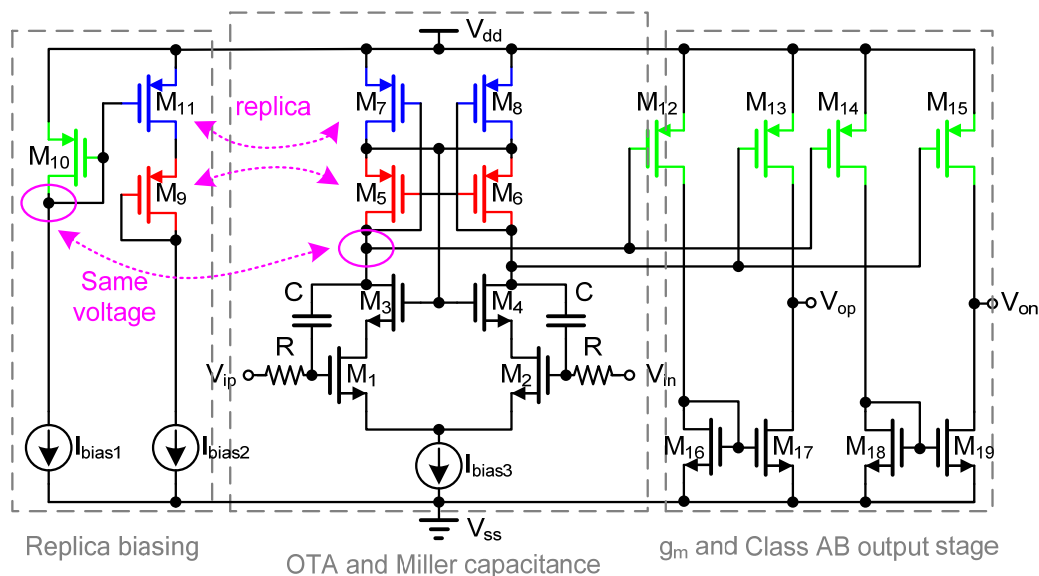


图 4-7 直流消除电路中辅助运算放大器的电路图

一，偏置：直流消除电路使用了 **replica biasing** 的偏置方法。电路图中蓝色的 MOS 管 M11, M7, M8 是匹配的；红色的 M9, M5, M6 是匹配的；绿色的 M10, M12, M13, M14, M15 是匹配的。其中蓝色的 MOS 管 M11, M7, M8 工作在线性区，用于共模负反馈环路中输出共模电压的采集。因为 OTA 和偏置电路的匹配关系，差分放大器的输出共模电压等于左侧绿色 MOS 管 M10 的栅极电压，使得图右侧的绿色 MOS 管 M12, M13, M14, M15 的偏置电流都等于图左侧的绿色 MOS 管 M10 的偏置电流。

二，放大器和密勒电容：放大器本身使用了共源共栅的 NMOS 管，而并没有使用共源共栅的 PMOS 管，这主要是因为电源电压较低，电压裕度有限。考虑到所用工艺 NMOS 的沟长调制系数接近 PMOS 的两倍，即相同偏置电流和沟长下 NMOS 管的沟道电阻只有 PMOS 管的一半。优先使用 NMOS 的共源共栅管，可以增大放大器的增益，从而增大密勒效应产生的电容。

三，跨导级和 AB 类输出级：在消除直流的中频放大器的输入直流电压时，本电路的输出级需要向外输出电流。需要消除的失调电压越大就需要本电路的输出电流越大。为了能够消除较大幅度的直流电压，采用了 AB 类的输出级，希望在相同的静态功耗下提供较强的电流输出能力。

4.6.2. 后置放大器的直流消除电路

实际需要增加直流消除电路的放大器不同，上图中输入信号的源阻抗也不同，有如下几种可能。一，增加直流消除电路的是预放大器。其前一级是下变频混频器，那么输入信号的源阻抗就是混频器的输出阻抗，通常为几百到几千欧姆。

此时可以如图 4-6 般连接电路。二，增加直流消除电路的是 PGA1。其前一级是抗混叠滤波器，那么输入信号的源阻抗就是抗混叠滤波器的输出阻抗。如果滤波器采用 active RC 结构，输出阻抗会非常小。因此需要在输入端串连电阻以提高输入信号的源阻抗。如图 4-8 所示。三，增加直流消除电路的 PGA2。其前一级是 PGA1，PGA1 的输出阻抗一般为几千欧姆。虽然 PGA1 的输出阻抗不是很小，但是如果 PGA1 上也增加了直流消除电路，增加的反馈环路会降低 PGA1 在低频下的输出阻抗。因此同样需要在输入端串连电阻以提高输入信号的源阻抗。如图 4-8 所示。

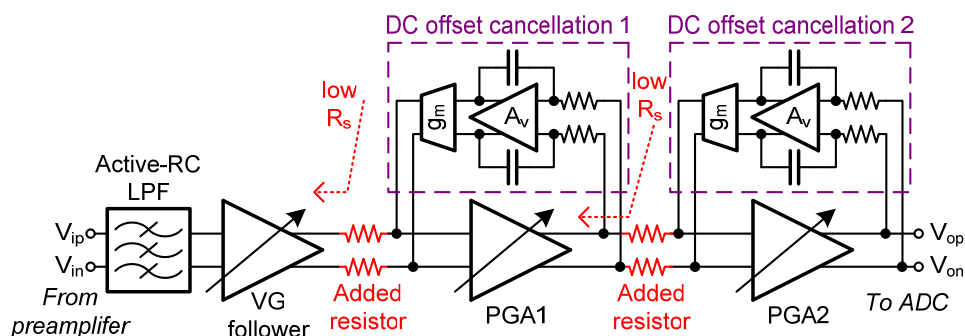


图 4-8 直流消除电路的前一级为低输出阻抗

上述方法的缺点是输入端增加的串联电阻会引入额外的噪声。另外，这一方法只能用于前一级电路的输出阻抗较低的情况，如果前一级电路的输出阻抗偏高就不适用了。因此对上面的直流消除电路的跨导输出级作了改进，使得直流消除的能力和源阻抗无关。

如图 4-9 所示，改进后的输出级电路有四个输出端，分别为正输出端的输出和抽取电流端口，和负输出端的输出和抽取电流端口。

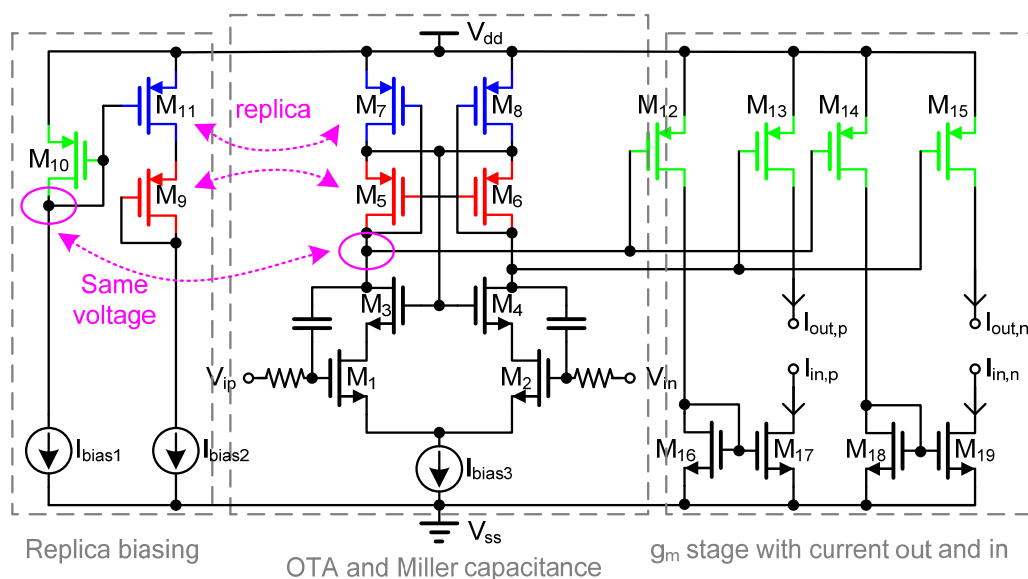


图 4-9 与源阻抗无关的直流消除电路的输出级

改进后的直流消除电路的使用方法为如图 4-10 所示。可见直流消除电路输出的反馈电流又流回了直流消除电路，因此反馈回路的增益和源阻抗无关。

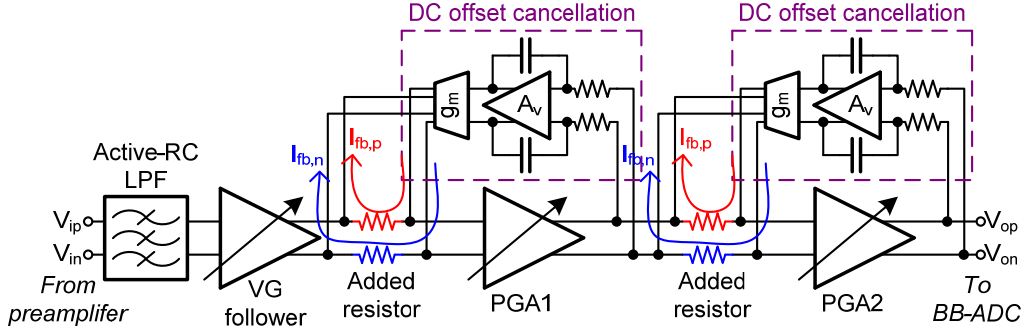


图 4-10 与源阻抗无关的直流消除电路的连接方式

4.7. 直流消除电路的性能分析

4.7.1. 直流电压消除性能

估计使用直流消除电路后带输出直流电压的系统框图如图 4-11 所示。其中输入信号的直流量为 $V_{os,in}$ ，中频放大器的输入失调电压为 $V_{os,G}$ ，反馈回路的输入失调电压为 $V_{os,F}$ ，容易解出输出的直流量大小为

$$V_{os,out} = \frac{G}{1+FG}(V_{os,in} + V_{os,G}) + \frac{FG}{1+FG}V_{os,F} \approx \frac{1}{F}(V_{os,in} + V_{os,G}) + V_{os,F} \quad (4.14)$$

即输出的直流量由两部分组成，一是输入的直流量和中频放大器的输入失调电压衰减反馈回路的增益倍，二是反馈回路本身的输入失调电压（一般由反馈回路中运算放大器的失配造成）。

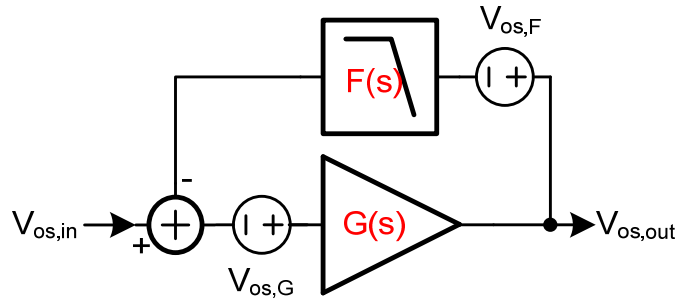


图 4-11 直流消除电路的直流性能计算

假设各级放大器的失调电压都是由于输入对的失配造成的。工艺厂提供的工艺失配特性文件给出如下的拟合公式，用于估计晶体管的失配：

$$\Delta V = \frac{\Delta\beta}{\beta} \frac{V_{GST}}{2} - \frac{n}{2} \Delta V_{TH} \approx -\frac{n}{2} \Delta V_{TH} \quad (4.15)$$

式(4.15)中, 系数 n 和晶体管的过驱动电压有关, ΔV_{TH} 和晶体管栅的面积有关。根据各级电路输入对的面积和栅源电压(V_{GS})估计, 各级电路输入对引起的失配电压(单端)分布标准差值如下表所示。

	Pre -amplifier	LPF	VG follower	PGA1 / PGA2	DCOC
输入失配 电压(mV)	2.9	10	1.6	4.6	0.8
增益(dB)	24	0	0	24	20

表 4-1 中频各个模块的输入失配

假设从混频器输入信号所带直流量的标准差为 10mV, 计算出中频部分各个节点的单端直流电压标准差值如图 4-12 所示。可以认为直流电压最大值为标准差值的三倍, 因为只有 0.3% 的概率会超出这一情况。可见在最坏情况下, 单级直流消除电路最大需要消除 30.6mV 的电压。

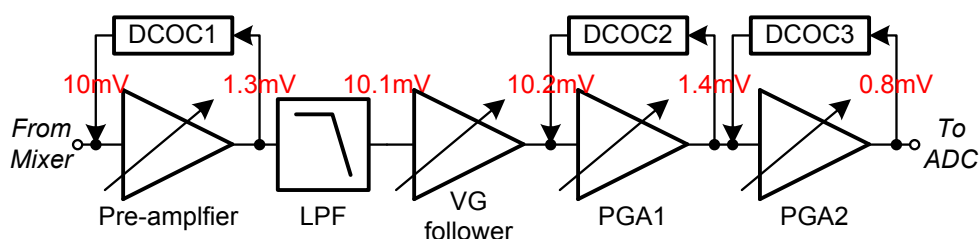


图 4-12 中频部分加入直流消除电路的效果

4.7.2. 对输入信号的衰减带宽

可以知道, 假设正向通路的传递函数为

$$G(s) = A_v \quad (4.16)$$

反馈通路的传递函数为

$$F(s) = \frac{A_{amp} G_m R_s}{1 + s A_{amp} C R} \quad (4.17)$$

那么加上反馈后的信号通路的传递函数为

$$H(s) = \frac{G(s)}{1 + F(s)G(s)} = \frac{A_v (1 + s A_{amp} C R)}{1 + A_{amp} A_v G_m R_s + s A_{amp} C R} \quad (4.18)$$

加上反馈后产生的零点位于

$$f_z = \frac{1}{A_{amp} C R} \quad (4.19)$$

关心的高通极点位于

$$f_{-3dB} \approx \frac{A_v G_m R_s}{CR} \quad (4.20)$$

4.7.3. 能够消除的最大直流电压

当直流电压的大小超过一定值时，直流消除电路会饱和，从而不再能够消除更多的直流量。一般最容易出现饱和的位置在直流消除模块使用的辅助放大器的输出端处。假设辅助放大器最大的输出摆幅为 V_{swing} ，则能够消除的最大输入直流电压为 $V_{swing} G_m R_s$ 。

设计的目标是使得高通极点够低，能够消除的电压够大。根据式(4.19)的分析，这两个指标的比值为

$$\frac{V_{max}}{f_{-3dB}} = \frac{V_{swing} CR}{A_v} \quad (4.21)$$

由于输出摆幅 V_{max} 是由电源电压限制的，中频放大器的增益 f_{-3dB} 是设计中频放大器时确定的，同时提高两个指标的唯一方法就是增大 CR ，因此需要很大的版图面积。设计时采用了面积很大的 poly 电阻和 MIM 电容。

同时也可以看到，假设高通零点的位置固定，需要直流消除的中频放大器的增益增大，会降低最大能够消除的输入直流电压。因此每级中频放大器都适用独立的直流消除，有利于每级直流消除都能够消除比较大的输入直流电压，确保电路稳定工作。

4.7.4. 建立时间

直流消除反馈回路的环路带宽示意图如图 4-13 所示。

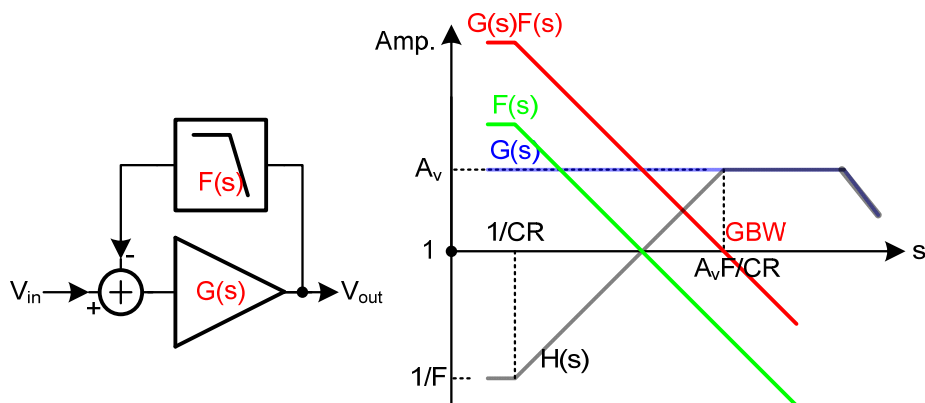


图 4-13 直流消除电路的环路增益

其中环路增益为

$$LG = G(s)F(s) = \frac{A_v F}{1 + sCR} \quad (4.22)$$

环路带宽为

$$\omega_p = \frac{A_v F}{RC} \quad (4.23)$$

和高通极点正好相等。因此从建立时间的角度来说，需要尽可能大的高通极点。如果高通极点为 10kHz，直流消除的建立（比方说，将突变的直流量消除到 1/10）可能需要 2 到 3 倍的时间常数，即将近 50μs。因为每次增益改变后放大器的输入直流电压和本身的失调电压可能改变，因此每次剧烈改变增益之后都需要最多 50μs 的时间用于直流消除。如果 tuner 信号通路的增益设定需要 10 次的剧烈的增益变化，光直流消除就需要 500μs 的时间。考虑到 tuner 每次接收的数据长度不过几毫秒，这个时间是相当长的，在增益控制环路中必须考虑这个建立时间的影响。

根据式(4.3)(4.4)，如果直流消除电路的参数保持不变，产生的零点位置也不变，但是产生的高通极点的位置还和中频放大器的增益有关，如图 4-14 所示。当中频放大器的增益较高时产生的高通极点也较高，当中频放大器的增益较低时产生的高通极点也较低。

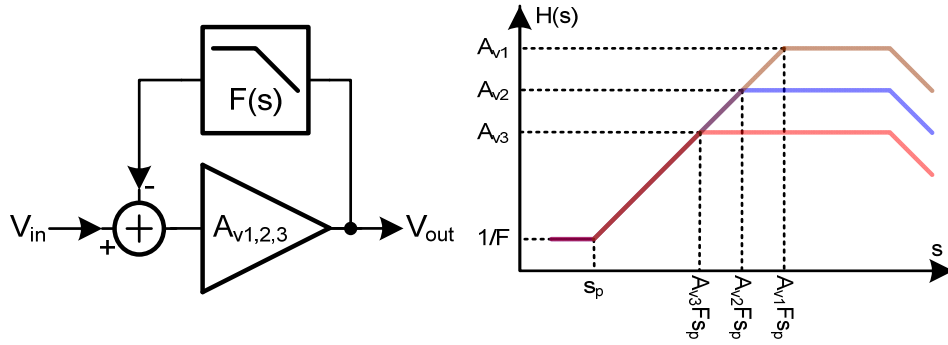


图 4-14 直流消除电路产生的极点变化

中频放大器增益较低时传递函数的高通极点较低，即直流消除环路的增益带宽积较低，此时直流消除的建立速度会下降。为了解决这个问题，直流消除中的电阻可以做成可选的，在中频放大器增益较低时使用较小的电阻，从而增加反馈回路的带宽，进而降低建立时间。反馈回路带宽随中频放大器增益改变，保持闭环 AC 响应不变，如图 4-15 所示。但是这一做法会改变不同中频放大器增益下，直流消除电路能够消除的最大直流量。

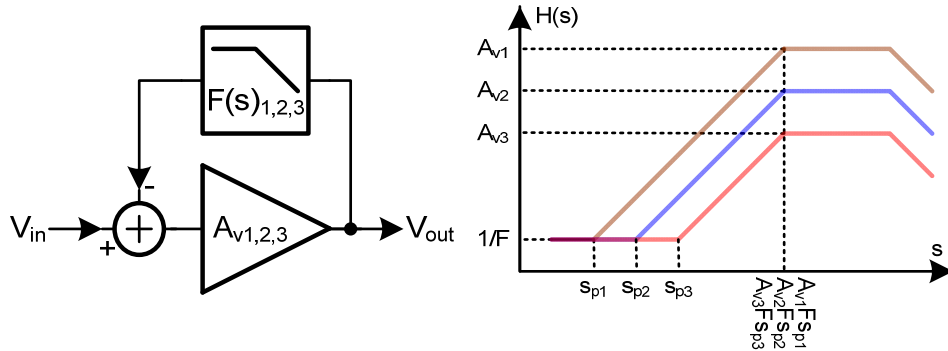


图 4-15 直流消除电路产生的极点不变

4.7.5. 噪声性能

分析直流消除电路额外引入噪声的示意图如图 4-16 所示。其中中频放大器的等效输入噪声为 $\overline{V_{n,G}^2}$ ，反馈回路的等效输入噪声为 $\overline{V_{n,F}^2}$ ，容易解出增加直流消除电路的等效输入电压为

$$\overline{V_{n,in}^2} = \overline{V_{n,G}^2} + F \overline{V_{n,F}^2} \quad (4.24)$$

即直流消除电路额外引入的等效输入噪声为 $F \overline{V_{n,F}^2}$ ，即反馈回路的输出噪声。

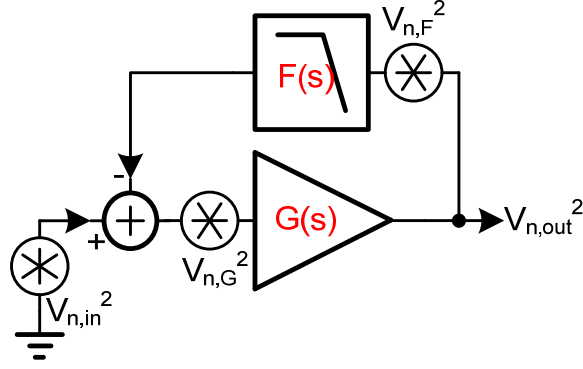


图 4-16 直流消除电路的噪声贡献

反馈回路的输出噪声分析示意图如图 4-17 所示，为简化问题，差分的电路只画出了单端的部分。容易解出反馈回路的等效输出噪声电流为

$$\overline{I_{n,out}^2} = \left((\overline{V_{n,Av}^2} + \overline{V_{n,R}^2}) \left| \frac{A_v}{1 + (1 + A_v)sCR} \right|^2 + \overline{V_{n,gm}^2} \right) g_m^2 \quad (4.25)$$

因为其中包含的极点频率为

$$f_p = \frac{1}{2\pi RC(1 + A_v)} \quad (4.26)$$

因此除了非常接近直流的频率，反馈回路的等效输出噪声电流近似等于跨导级的输出电流，即 $\overline{I_{n,out}^2} \approx 4kT\gamma g_m$ 。流经源阻抗增加的等效输入噪声电压为 $\overline{V_{n,out}^2} \approx 4kT\gamma g_m R_s^2$ 。可见输出级的跨导值增大或者信号源阻抗增大都会恶化噪声性能。因此，为了减小直流消除的噪声影响，应当尽可能增加跨导管的过驱动电压。

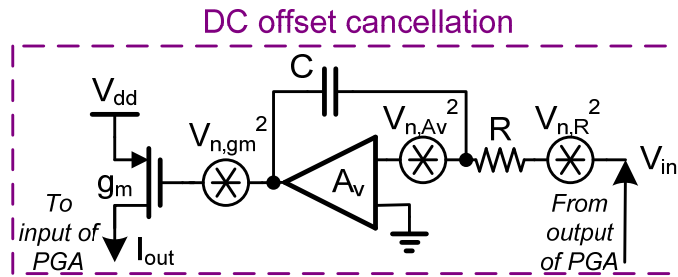


图 4-17 直流消除电路各个噪声源的贡献

在非常接近直流的频率，辅助 OTA 和电阻产生的等效输出噪声电流部分不能够忽略。为了生成很低的低通极点会使用阻值非常大的电阻，因此分析中可以忽略辅助 OTA 的噪声，那么电阻产生的噪声电流部分为

$$\overline{I_{n,out,R}^2} = \overline{V_{n,R}^2} \left| \frac{A_v}{1 + (1 + A_v)sCR} \right|^2 g_m^2 = 4kTR \left| \frac{A_v}{1 + (1 + A_v)sCR} \right|^2 g_m^2 \quad (4.27)$$

对频率积分可以得到这一噪声分量的功率

$$\int \overline{i_{n,out,R}^2} df = 4kTRA_v^2 g_m^2 \times \frac{\pi}{2} \frac{1}{2\pi A_v CR} = \frac{kT}{C} A_v \quad (4.28)$$

可见电阻增加的噪声的总功率和电阻值的大小无关；电阻值越大，这一噪声功率分量的频率就越接近直流，对信号的影响也越小。因此仅仅考虑噪声性能，电阻也是越大越好。

参考文献

- [4.1] H. Elwan, A. M. Soliman, M. Ismail. A CMOS Norton amplifier-based digitally controlled VGA for low-power wireless application [J]. IEEE Trans. Circuits Syst. II. 2001, 48(3): 245-254.
- [4.2] H.Y. Cheung, K. S. Cheung, J. Lau. A low power monolithic AGC with automatic DC offset cancellation for direct conversion hybrid CDMA transceiver used in telemetering [A]. In ISCAS [C]. 2001,4: 390-393.

第五章 能量检测电路设计

5.1. 数字自动增益控制环路组成

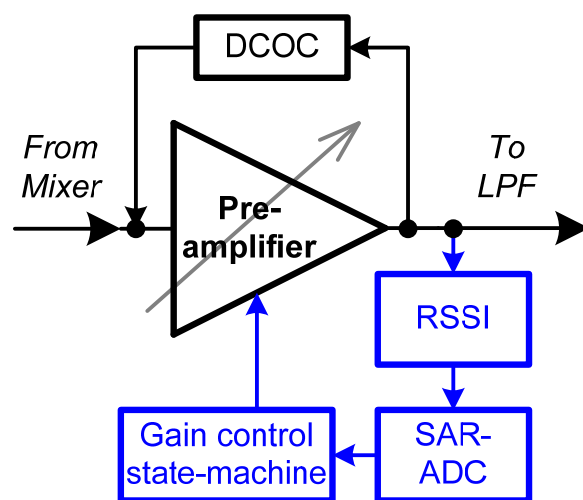


图 5-1 数字 AGC 环路示意图

中频预放大器(Pre-amplifier)使用的自动增益控制反馈环路如图 5-1 所示。工作原理如下：一，使用能量检测电路(RSSI)将中频预放大器输出的信号能量的大小转化为输出电压。二，能量检测电路的输出电压使用逐次比较模数转换器(SAR-ADC)进行量化。三，增益控制状态机将量化的结果与寄存器中的目标结果进行比较，如果输出功率过大就减小中频预放大器的增益，如果输出功率过大就增大中频预放大器的增益；循环这一过程，直到输出功率在寄存器的目标结果范围之内。

调谐器芯片中的其他两个增益控制环路，即控制可变增益低噪声放大器(VG LNA)增益的环路和控制后置放大器部分(post part)增益的环路，其结构和图 5-1 所示的相同。三个增益控制环路的差别在于能量检测电路的检测带宽。如表 2-3 所示，可变增益低噪声放大器的增益控制需要 800MHz 带宽的射频能量检测电路，预放大器的增益控制需要 50MHz 带宽的中频能量检测，后置放大器的增益控制需要 8MHz 带宽的能量检测。本文设计了 50MHz 带宽的中频能量检测，能够同时应用于预放大器和后置放大器的能量检测。本文还设计了八位 1.6MHz 采样率的逐次比较模数转换器，能够满足所有三个增益控制环路的要求。

自动增益控制系统的增益设定误差将由中频放大器的增益步长、能量检测电路的误差和逐次比较 ADC 的量化误差共同决定。

5.2. 能量检测电路的设计

5.2.1. 能量检测电路的结构和工作原理

在自动增益控制环路中，需要 RSSI 电路测量信号通路某点的功率，从而给低噪声放大器和中频放大器设定正确的增益。RSSI 的系统框图如图 5-2 所示。采用分段近似的原理，能够将比较大范围内的输入信号转化为与输入信号功率的指数成正比的电压[5.1]。

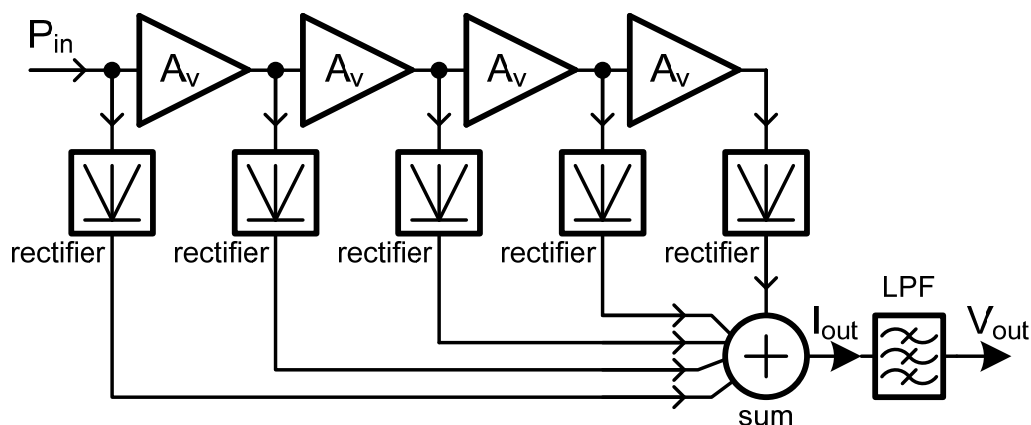


图 5-2 RSSI 的结构图

RSSI 的工作原理如图 5-3 所示。每一级整流器的输出电流都随输入电压的增大而增大。相邻两级整流器的输出电流和能量检测电路输入功率的转移曲线之间存在一个平移关系，平移的大小为限幅放大器的增益。由于限幅放大器的限幅作用，整流器的输出最大电流为一个定值。所有五级整流器的输出电流相加，可以分段近似的得到和输入功率成正比的输出电流，这一电流在经过低通滤波器得到和输入功率成正比的输出电压。

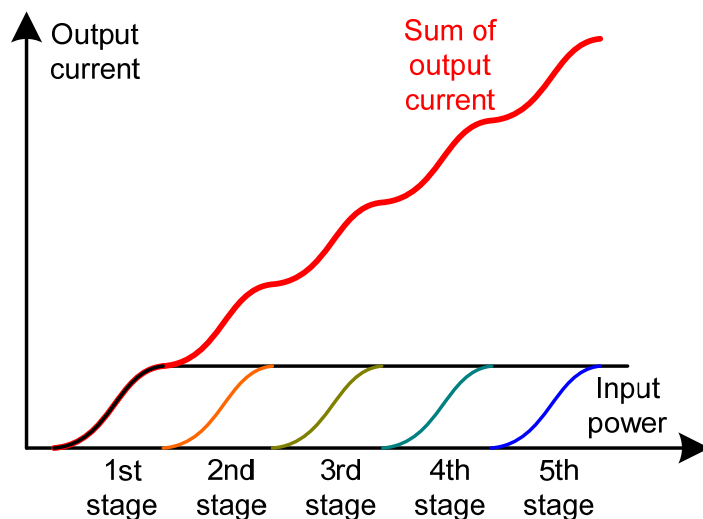


图 5-3 RSSI 的工作原理

RSSI 的电路实现如图 5-4 所示。输入信号，再加上四级限幅放大器的输出，由五个输入整流器处理，输出的五路电流简单相加输入低通滤波器，形成和输入信号的对数成正比的电压。为了防止输入信号中的直流量和限幅放大器的失调电压阻塞电路，第一级和第三级的放大器上外加了直流消除电路（DCOC），其结构和 PGA1 与 PGA2 上的 DCOC 是相同的。这样的 DCOC 电路不会对前一级的限幅放大器电路注入或者抽取电流，因此不会改变前一级限幅放大器的直流工作点和增益。

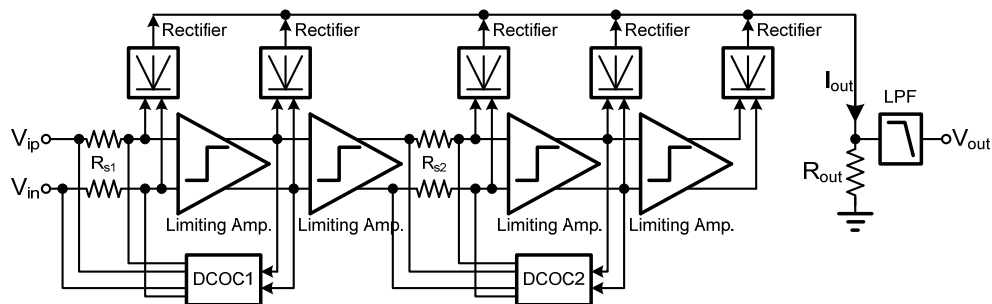


图 5-4 RSSI 的电路实现

能量检测电路的精度主要由限幅放大器的增益精度和整流器将输入电压转换为输出电流的转换精度决定。

5.2.2. 限幅放大器的电路设计

5.2.2.1. 限幅放大器的增益

每一级限幅放大器的电路图如图 5-5 所示[5.2]。限幅放大器采用二极管连

接的 MOS 管 M3 作为负载。设计时使得输入管和负载管的偏置电流相同，宽长比之比为 $N:1$ ，可以得到输入管和负载管的跨导之比为

$$\frac{g_{m,M1}}{g_{m,M3}} = \frac{\sqrt{2\beta_1 I_1}}{\sqrt{2\beta_3 I_1}} = \sqrt{\frac{\left(\frac{W}{L}\right)_1}{\left(\frac{W}{L}\right)_3}} = \sqrt{N} \quad (4.29)$$

从而设定直流增益为

$$A_v(0) = \frac{g_{m,M1}}{g_{m,M3}} = \sqrt{N} \quad (4.30)$$

因为这一增益是晶体管宽长比的比例，只要保证输入管和负载管的匹配，这一增益不随工艺和温度的改变而改变。实际设计时取 N 值为 16，可以得到 4 倍即 12dB 的增益。

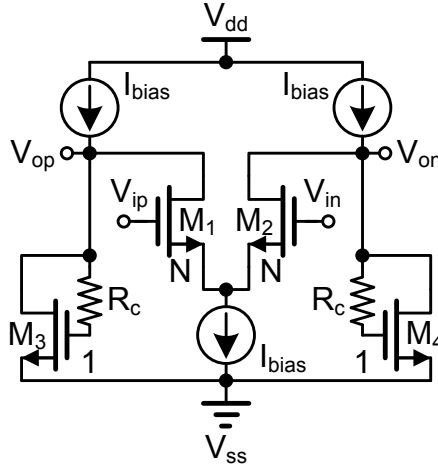


图 5-5 限幅放大器的电路实现

5.2.2.2. 限幅放大器的带宽

限幅放大器在二极管负载的栅极串连了补偿电阻 R_c ，用于进一步提高限幅放大器的带宽。为了说明补偿电阻 R_c 的作用，先观察没有补偿电阻的二极管负载，其电路图和小信号示意图如图 5-6 所示，其中 C_{GS} 为 MOS 管栅极到地的寄生电容， C_L 为 MOS 管漏端到地的寄生电容以及外加的负载电容， r_{on} 为沟道小信号电阻。容易得到此时二极管负载的阻抗为

$$Z_{in} = \frac{\Delta v}{\Delta i} \approx \frac{1}{g_m} \parallel \frac{1}{s(C_{GS} + C_L)} \quad (4.31)$$

因为限幅放大器唯一的极点就是二极管负载引入的极点，可以得到限幅放大器的带宽为

$$f_{-3dB} = \frac{g_m}{2\pi(C_{GS} + C_L)} \quad (4.32)。$$

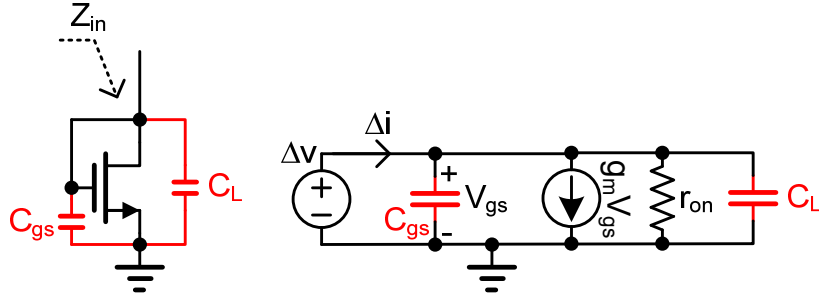


图 5-6 二极管负载的极点位置

对比观察有补偿电阻的二极管负载，其电路图和小信号示意图如图 5-7 所示。此时如果在二极管负载上外加大小为 Δv 的小信号电压，能够得到的小信号电流大小为

$$\Delta i = \Delta v \frac{1}{\frac{1}{sC_{GS}} + R_c} + \Delta v \frac{\frac{1}{sC_{GS}} g_m}{\frac{1}{sC_{GS}} + R_c} + \Delta v \frac{1}{r_{on}} + \Delta v \frac{1}{\frac{1}{sC_L}} \quad (4.33)$$

由式(5.6)可以得到二极管负载的输入阻抗为

$$Z_{in} = \frac{\Delta v}{\Delta i} = \frac{1 + sC_{GS}R_c}{sC_{GS} + g_m} \parallel r_{on} \parallel \frac{1}{sC_L} \quad (4.34)$$

如果设计时取补偿电阻的大小满足

$$R_c = \frac{1}{g_m} \quad (4.35)$$

带入式(5.7)，输入阻抗近似为

$$Z_{in} \approx \frac{1}{g_m} \parallel \frac{1}{sC_L} \quad (4.36)$$

根据测试二极管负载引入的极点得到增加补偿电阻后限幅放大器的带宽为

$$f'_{-3dB} = \frac{g_m}{2\pi C_L} \quad (4.37)$$

对比式(5.5)和式(5.10)，可见大小为 $1/g_m$ 的补偿电阻能够将带宽增加为原先的 $(C_{GS} + C_L)/C_L$ 倍。

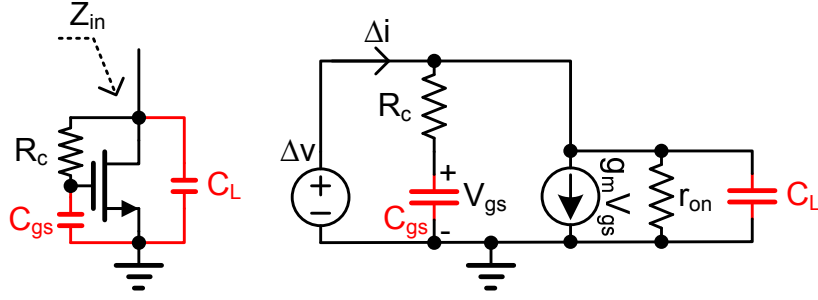


图 5-7 增加补偿电阻后二极管负载的极点位置

5.2.3. 整流器的电路设计

整流器的电路图如图 5-8 所示[5.3]。整流器采用不对称的输入对将每一级的输出电压转化为输出电流，其转化关系如式(5.10)。 N 为不对称输入对的两个输入管的宽长比之比，其中 K 为较小管子的跨导系数，即 $K = \mu(C_{ox}/2)(W/L)$ ， NK 为较大管子的跨导系数。 I_0 为输入对的偏置电流， V_1 为输入的电压。

$$I_{out} = (I_1 + I_3) - (I_2 + I_4)$$

$$= \begin{cases} \frac{4}{N+1}I_0 - \frac{4N(N-1)K}{(N+1)^2}V_1^2 & |V_1| < \sqrt{\frac{I_0}{NK}} \\ \frac{2I_0}{N+1} - \frac{2(N-1)NK}{(N+1)^2}V_1^2 - \frac{4NK}{(N+1)^2}|V_1|\sqrt{(N+1)\frac{I_0}{K} - NV_1^2} & \sqrt{\frac{I_0}{NK}} \leq |V_1| < \sqrt{\frac{I_0}{K}} \\ 2I_0 & |V_1| \geq \sqrt{\frac{I_0}{K}} \end{cases} \quad (4.38)$$

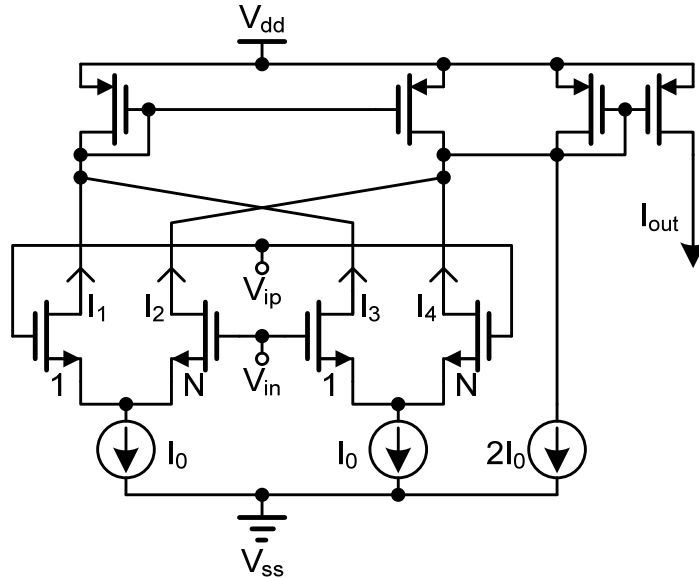


图 5-8 整流器的电路实现

设计中取 N 值为 10。由式(5.10)可以得到整流器输入电压到输出电流的转

移曲线如图 5-9 所示。三根曲线分别对应的 K 值为 1.1, 1 和 0.9, 用于模拟可能的注入浓度偏差（即所谓的“ss”, “ff”, “fnsp”, “snfp”等各个 corner）和温度变化。可见出现注入浓度偏差和温度变化导致 K 值出现 10% 的偏差时, 整流器的饱和输入电压和转换斜率对应也出现 10% 的偏差; 但是整流器的最大和最小输出电流不变。

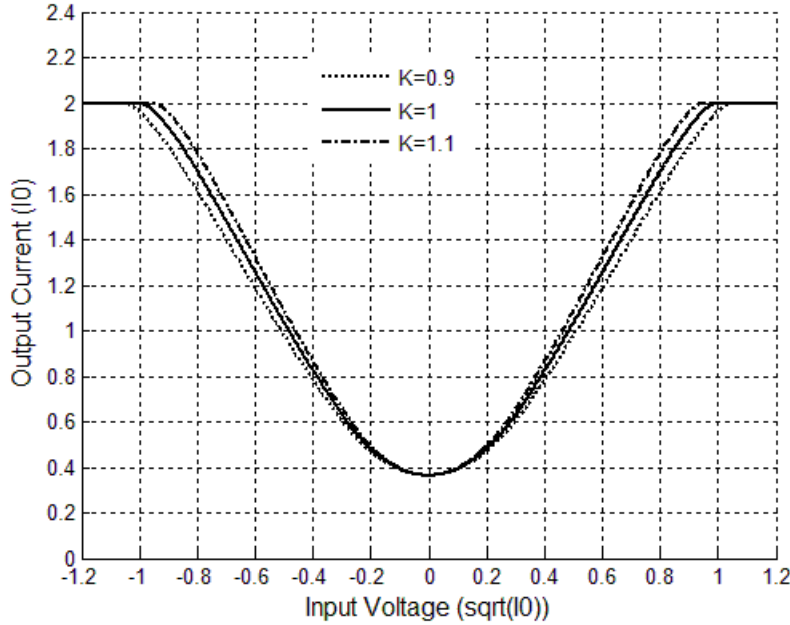


图 5-9 整流器输入电压到输出电流的转移曲线

如果设置整流器的饱和输入幅度小于限幅放大器的最大输出幅度, 整流器输出的电流满足

$$\frac{4}{N+1}I_0 \leq I_{out} \leq 2I_0 \quad (4.39)$$

即输出的最大电流和最小电流由匹配决定, 只有转换斜率和饱和点随注入浓度偏差和温度变化有微小的差别。虽然能量检测电路的输出电流是五个整流器输出电流之和, 但是在大部分情况下只有一个整流器的输出电流不是最大值或者最小值。因此恒定的最大和最小输入电流能够保证整流器输入电压到输出电流转移曲线的误差不会累积。最终整个能量检测电路的输入电压到输出电路的转移曲线的误差只比单级整流器转移曲线的误差略大, 如图 5-10 所示。因此能量检测电路输出电压曲线中某一个确定的电压对应的功率不会随工艺有特别大的偏差, 保证了自动增益的实现精度。

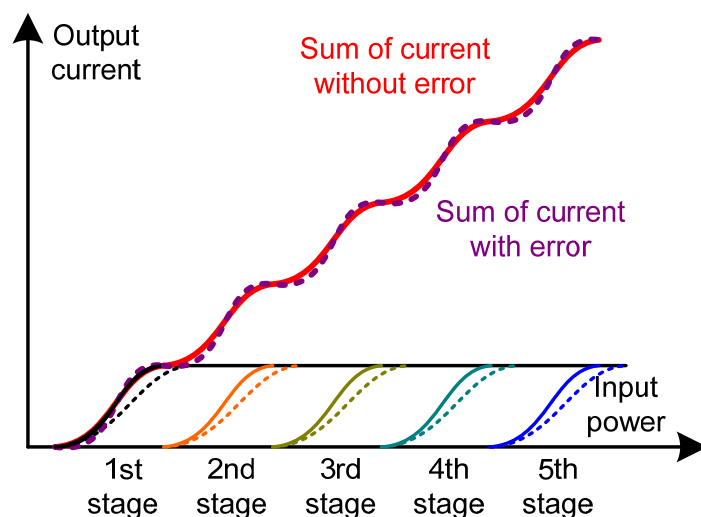


图 5-10 整流器的工艺偏差对能量检测电路输出电流的影响

5.2.4. 能量检测电路输出端的低通滤波器

五个整流器输出的电流相加之后流经一个电阻形成和输入信号的对数成正比的电压，再经低通滤波器滤波后形成能量检测电路的输出电压。因为能量检测电路输出端连接逐次比较 ADC 的输入端，能量检测电路的输出端要能够驱动逐次比较 ADC 中的采样保持电路，因此使用 Active-RC 结构的滤波器。两阶滤波器使用 Sallen-key 结构实现，其电路图如图 5-11 所示，其中的运算放大器使用和后置放大器部分输出缓冲器相同结构的 AB 类输出级两级放大器。这一低通滤波器同时实现了低通滤波和电压缓冲器的功能。

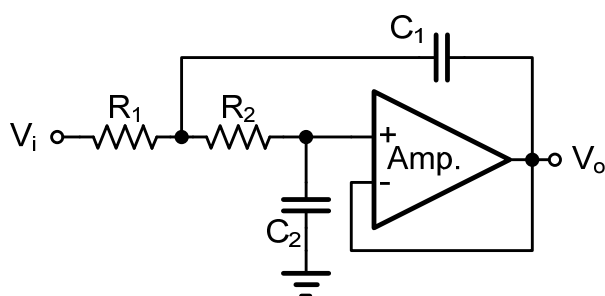


图 5-11 Sallen-key 结构的低通滤波器

因为上图所示的滤波器带宽非常窄，相应对运算放大器的最小带宽要求也很低。滤波器中所使用的运算放大器的性能要求主要由驱动采样保持电路的要求决定。上图中的电阻和电容取值如表 5-1 所示。最终实现了 -3dB 带宽为 21kHz 的两阶的贝塞尔低通滤波器。这一滤波器对阻带抑制要求不高，但是滤波器的响应时间会限制自动增益控制的增益锁定速度，因此使用最快阶跃响应的贝塞尔滤波

器。

R1	554.8kohm
R2	554.8kohm
C1	5.24pF
C2	3.93pF

表 5-1 滤波器中无源器件参数

为了在较小的功耗下满足对采样保持电路的驱动能力，低通滤波器所用的运算放大器采用了 **AB** 类的输出级，在功耗不变的情况下，其压摆率相对于普通 **A** 类输出级提高了约 **10** 倍，这就大大减轻了对运算放大器带宽的要求。假设 **25MHz** 采样保持电路使用时钟正相区域的 **10%** 作为 **slewing** 的时间，正相区间的 **70%** 作为小信号建立的时间，另外 **20%** 作为设计裕量。那么 **slewing** 的时间应当小于 **1nS**，小信号建立的时间都应当小于 **14nS**。采用和后置放大器输出缓冲器所用运算放大器的指标相同的计算方法，根据式(3.46)(3.47)所使用的运算放大器指标如表 5-2 所示。

GBW / MHz	>75
Slew Rate / MV/s	>500
Output Range	>1Vpp single ended
Gain / dB	>60

表 5-2 滤波器所用运算放大器的指标

5.3. 逐次比较 ADC 的电路设计

5.3.1. 逐次比较 ADC 的基本结构

将能量检测电路输出结果量化的 **8** 位逐次比较 **ADC** 的结构如图 5-12 所示 [5.4]，主要包括比较器，电容阵列和由状态机控制的开关组成。在逐次比较阶段，内置 **DAC** 由电容分压实现；在采样阶段，电容阵列的全部电容作为采样电容。

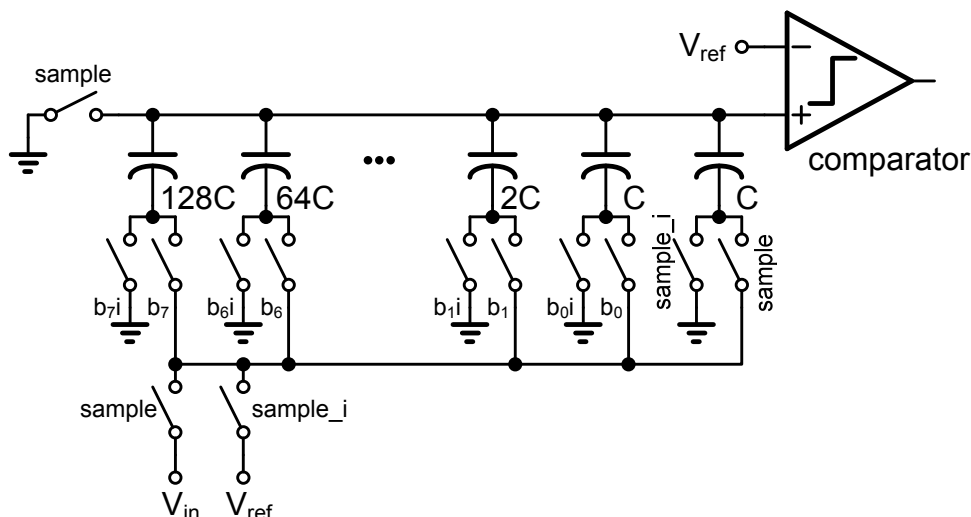


图 5-12 逐次比较 ADC 的电路结构

5.3.2. 逐次比较 ADC 的工作流程

三位的逐次比较 ADC 的工作流程如图 5-13 所示。首先在采样周期进行采样。采样使用底极板采样技术，连接顶级板的开关比连接底极板的开关先断开一小会。采样之后是从最高位到最低位的判决。通过将电容底极板连接到参考电压或者地来改变内置电容 DAC 的输出电压。时钟的正半周期用于内置电容 DAC 的电荷分配，负半周期用于比较器判决。比较器的判决结果决定对内置电容 DAC 的下一步操作。八位逐次比较 ADC 的工作原理与图 5-13 相同，只是又增加了五位的判断周期。

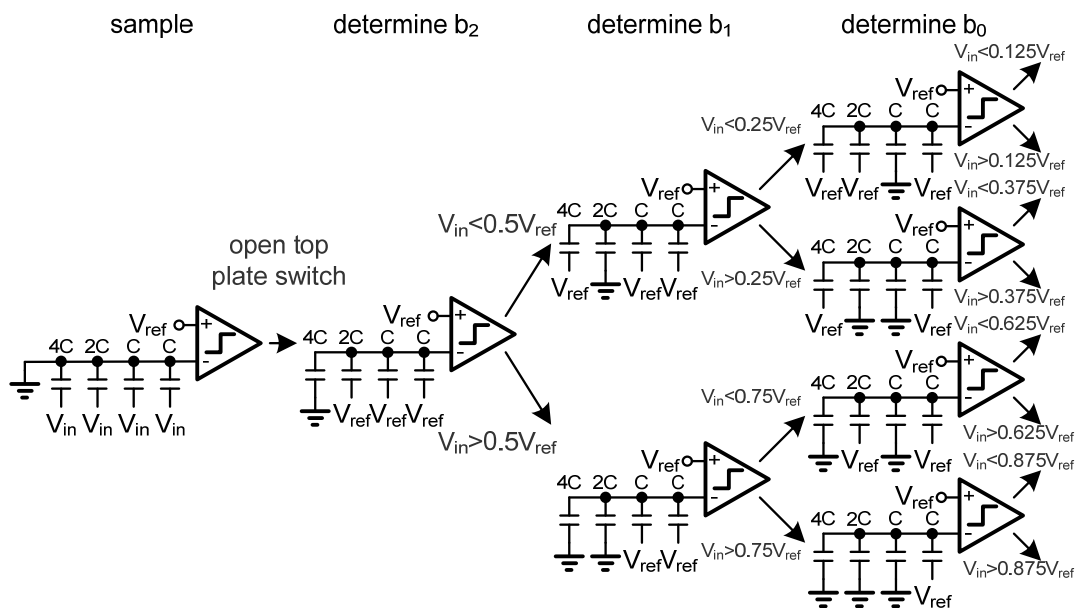


图 5-13 三位逐次比较 ADC 的工作流程

八位逐次比较 ADC 工作的时序如图 5-14 所示。在每一次采样之后，ADC

需要再用 8 个时钟周期得到量化结果，并且在下一次采样开始后输出量化结果。这样每一次量化都需要 9 个时钟周期。

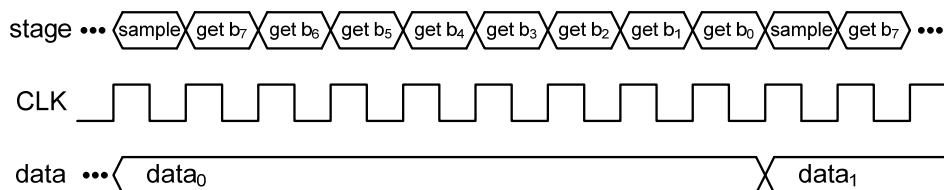


图 5-14 八位逐次比较 ADC 的工作时序图

5.3.3. 动态比较器

逐次比较 ADC 中的比较器只需要将输入电压和参考电压进行比较，其输入共模电平固定为参考电压，因此比较器的失调固定，只会给 ADC 引入固定的失调，不会影响 ADC 的线性度。比较器采用简单结构的动态比较器，以降低功耗，其电路图如图 5-15 所示。当 CLK 信号为高时，比较器为比较状态，输入差分对的比较结果经再生反馈放大后经过反相器得到输出结果；当 CLK 信号为低时，输入差分对和再生反馈电路被关断，比较器的输出被重置为低，此时比较器没有静态功耗。

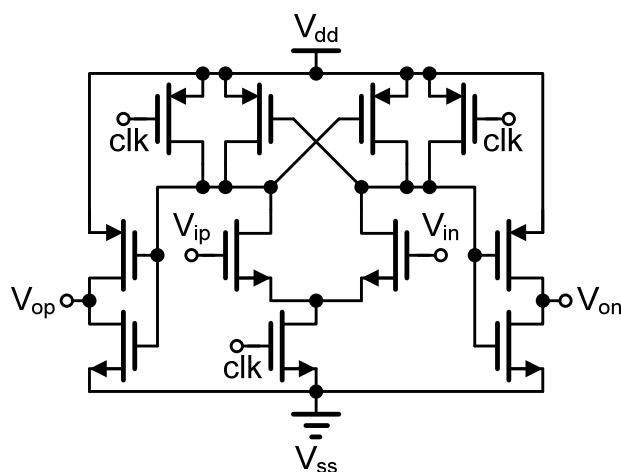


图 5-15 动态比较器的电路实现

5.3.4. 采样开关

SAR ADC 中的输入信号采样开关使用自举开关以减小采样开关引入的非线性，其电路图如图 5-16 所示。当控制信号 en 为高时，采样开关导通；当控制信号 en 为低时，采样开关断开。因为 ADC 时钟频率不高，开关宽长比不大，对应的栅漏交叠电容较小。即使使用较小的电容储存电荷，在不同的输入信号电

压下开关管的过驱动电压的波动也很有限，不会在 ADC 的采样阶段引入过多的非线性。即使在电荷储存电容 C_3 仅为 200fF 时，自举开关可以在输入信号频率小于奈奎斯特频率时达到超过 70dB 的 SFDR，足以满足我们的应用要求。

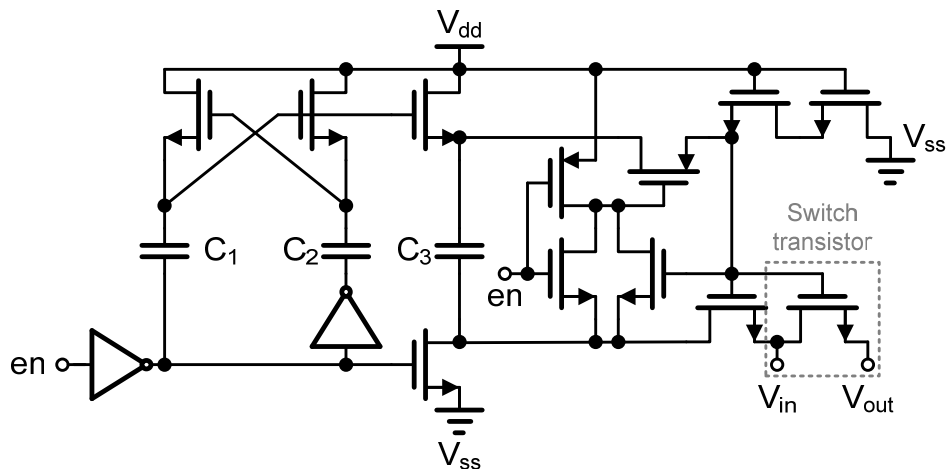


图 5-16 采样开关的电路实现

5.3.5. 电容阵列

SAR ADC 的 INL 和 DNL 主要由电容之间的匹配精度决定。电容阵列采用 MIM 电容，其中每个单位电容的大小为 15.5fF，共 256 个单位电容。电容的总大小为 4pF，可以达到十位精度以上的匹配要求。为了提高电容之间的匹配程度，电容阵列采用中心对称的版图方式，如图 5-17 所示。其中的数字表示一组二进制电容中包括的总电容数目。

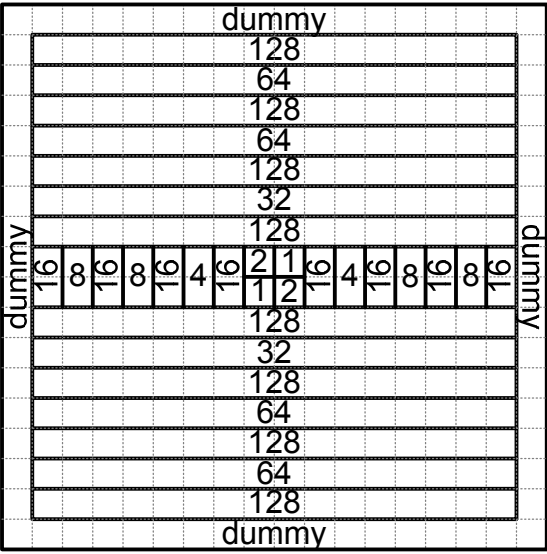


图 5-17 中心对称的电容阵列

参考文献

- [5.1] Chun-Pang Wu and Hen-Wai Tsao. A 110-MHz 84-dB CMOS programmable gain amplifier with integrated RSSI function [J]. IEEE J. Solid-State circuits. 2005, 40(6): 1249-1258.
- [5.2] Po-Chiun Huang, Yi-Huei Chen, Chorng-Kuang Wang. A CMOS limiting amplifier and signal-strength indicator [J]. 2000, 35(10): 1474-1480.
- [5.3] K. Kimura. A CMOS logarithmic IF amplifier with unbalanced source-coupled pairs [J]. IEEE J. Solid-State Circuits. 1993, 28(1): 78-83.
- [5.4] You-kuang Chang, Chao-Shiun Wang, Chrong-Kuang Wang. A 8-bit 500-kS/s low power SAR ADC for bio-medical application [A]. In ASSCC 07'[C]. 2007: 228-231.

第六章 测试结果

6.1. 论文工作

本论文完成了数字电视调谐器芯片中预放大器部分(Pre-Amp)、后置放大器部分(Post-Amp)、能量检测电路(RSSI)和逐次比较(SAR) ADC 的电路设计、流片和测试工作。

6.2. 预放大器部分测试

6.2.1. 低频增益测试

预放大器部分的低频增益和控制码的关系如图 6-1 所示。测试的频率为 300kHz。可见预放大器部分的增益从 1.6dB 到 23.8dB，每个增益台阶约为 1.5dB。

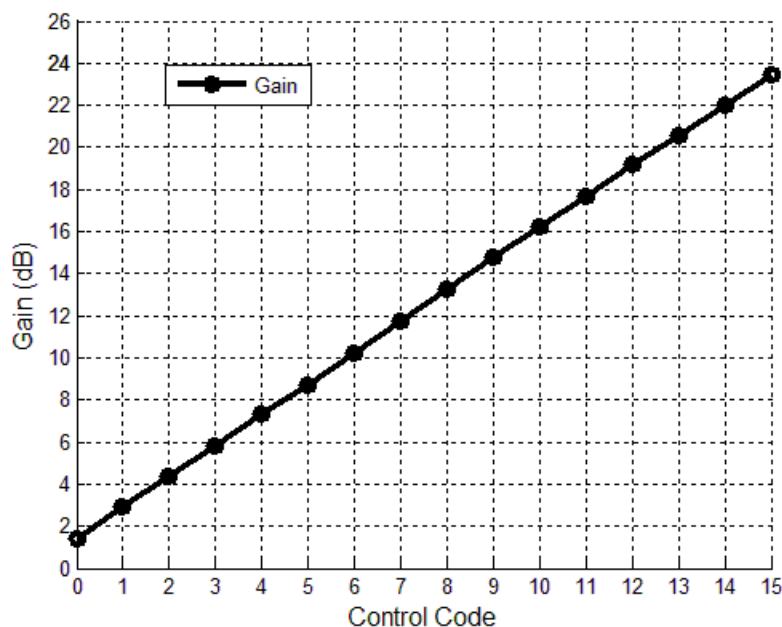


图 6-1 预放大器的低频增益测试结果

预放大器部分的低频增益的积分非线性(INL)如图 6-2 所示。其中左轴表示测试增益和理想线性增益之差的绝对值，右轴表示这一差别占最小增益步长的比例。预放大器部分低频增益和理想线性增益的误差小于正负 0.08dB。

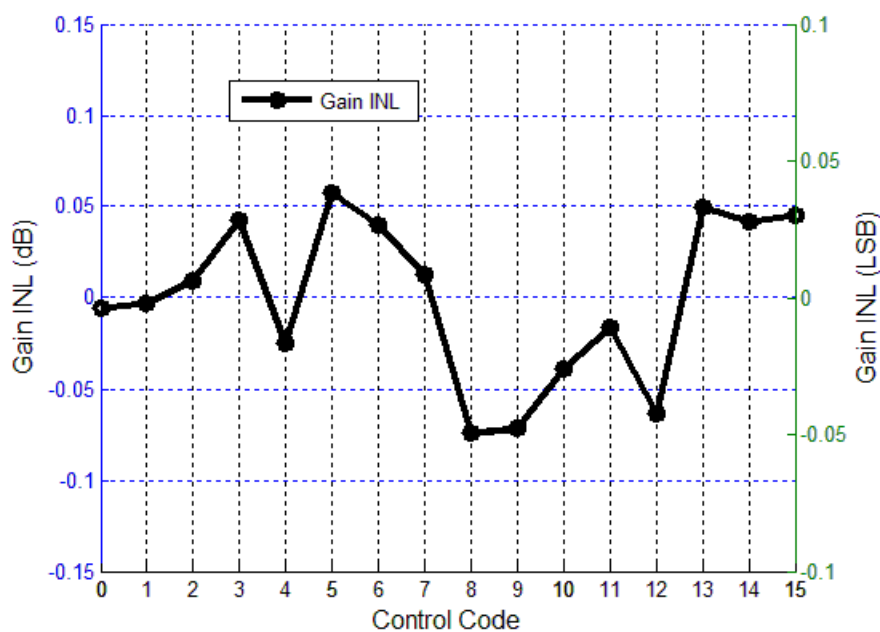


图 6-2 预放大器的低频增益的 INL

6.2.2. 噪声测试

预放大器部分的噪声系数和增益控制码的关系如图 6-3 所示，测试点的频率为 1MHz。当预放大器的增益为最大值时，其噪声系数低于 21dB。

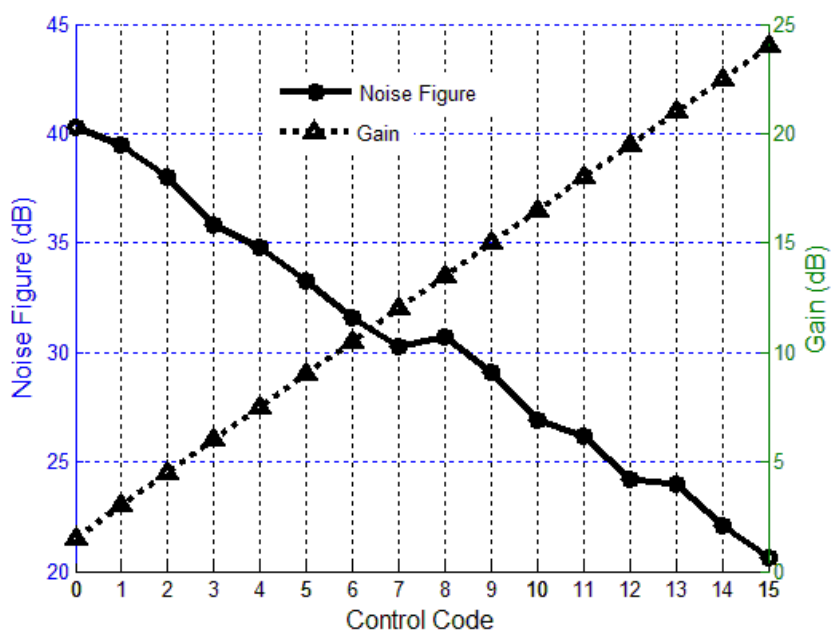


图 6-3 预放大器的噪声系数测试结果和对应的增益

6.2.3. 带内线性度测试

预放大器部分的带内三阶交调点(IIP3)和增益控制码的关系如图 6-4 所示。测试采用双音测试(two tone test)。输入的两个频率为 995kHz 和 1005kHz，根据频率为 985kHz 的三阶谐波的大小计算出预放大器放的带内三阶交调点。当预放大器为最低增益时，其带内三阶交调点大于 31dBm。

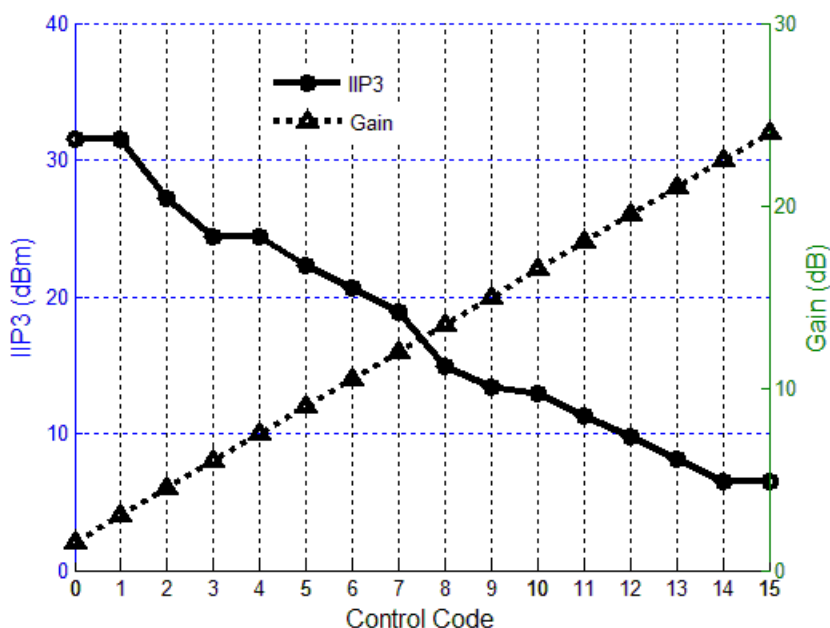


图 6-4 预放大器的带内三阶交调点的测试结果和增益

6.2.4. 带外线性度测试

预放大器的带外三阶交调点(IIP3)和增益控制码的关系如图 6-5 所示。测试采用双音测试(two tone test)。输入的两个频率为 10MHz 和 25MHz，根据频率为 5MHz 的三阶谐波的大小计算出预放大器的带外三阶交调点。当预放大器为最低增益时，其带外三阶交调点大于 32dBm。

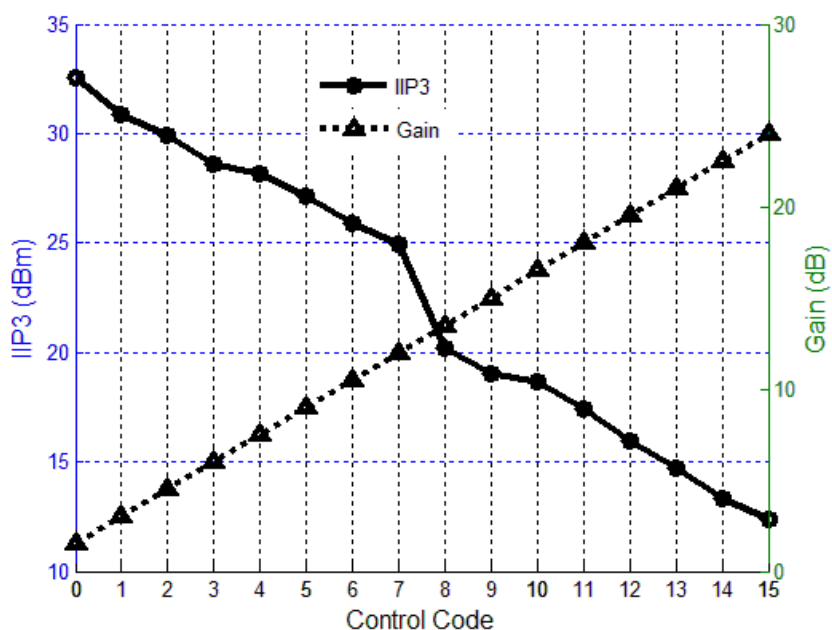


图 6-5 预放大器的带外三阶交调点测试结果和增益

6.3. 后置放大器部分测试

6.3.1. 低频增益测试

后置放大器部分的低频增益和控制码的关系如图 6-6 所示。测试所用的频率为 300kHz。因为控制码较多，控制码在从 16 到 255 的区间内每 8 个控制码取一个测试点。后置放大器部分实现了从 6 到 52dB 的增益，其单位可变增益约为 0.18dB。

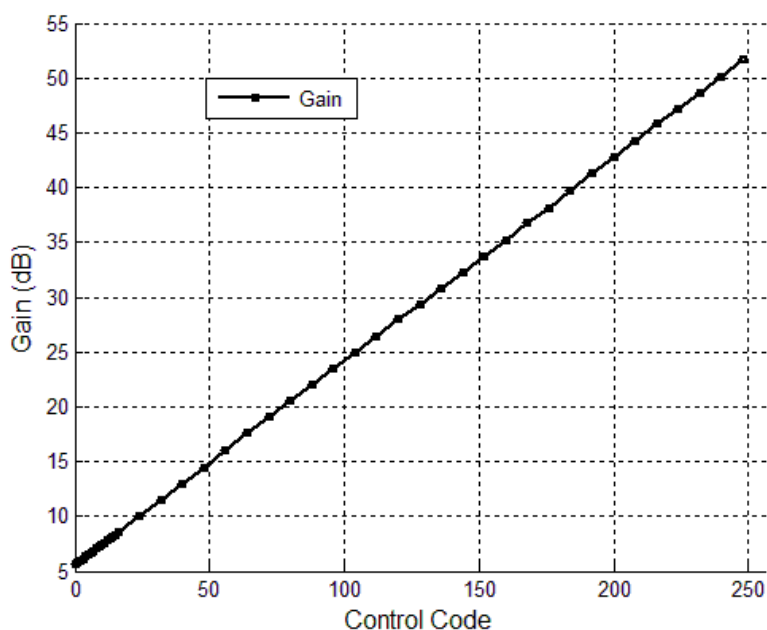


图 6-6 后置放大器部分的低频增益测试结果

后置放大器部分的低频增益的积分非线性(INL)如图 6-7 所示。其中左轴表示测试增益和理想线性增益之差的绝对值,右轴表示这一差别占最小增益步长的比例。后置放大器部分的增益和理想线性增益的误差小于正负 0.12dB,即误差小于正负 0.7 个单位可变增益,因此可以保证后置放大器部分可变增益随控制码变化的单调性,确保了自动增益控制系统能够正常工作。

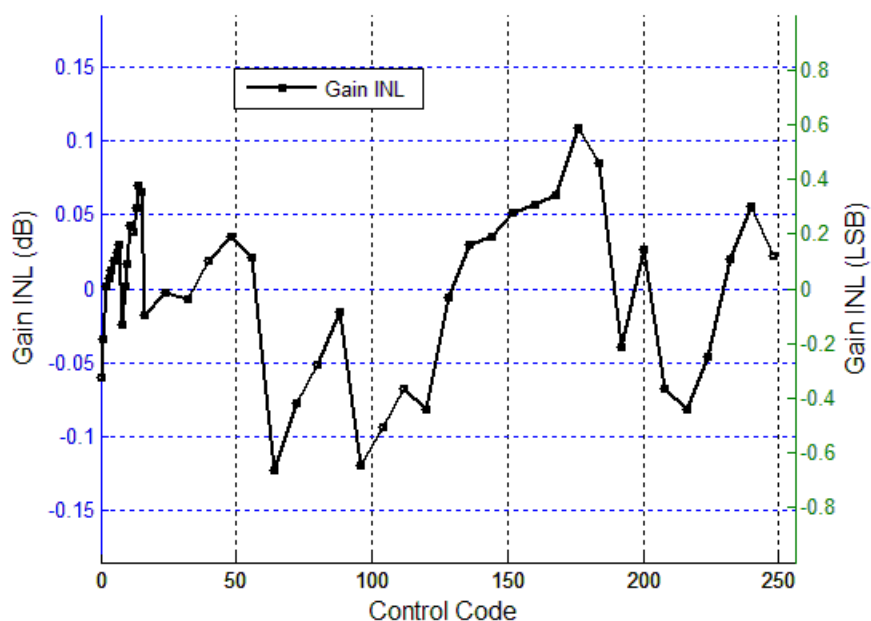


图 6-7 后置放大器部分低频增益的 INL 测试结果

6.3.2. 噪声测试

后置放大器部分的噪声系数和增益控制码的关系如图 6-8 所示，测试点的频率为 1MHz。当后置放大器部分增益较高时，其噪声系数低于 29dB。

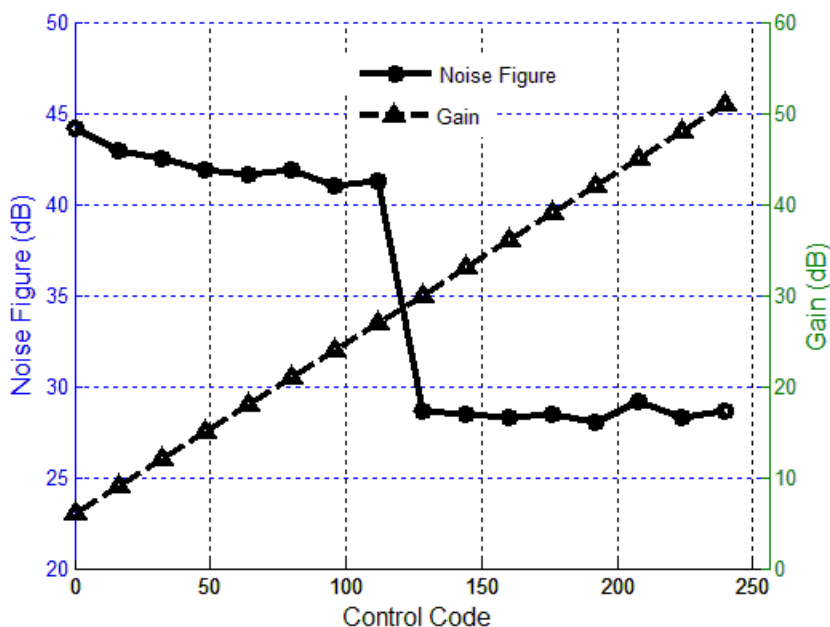


图 6-8 后置放大器部分噪声系数的测试结果和增益

6.3.3. 带内线性度测试

后置放大器部分的带内三阶交调点(IIP3)和增益控制码的关系如图 6-9 所示。测试采用双音测试(two tone test)。输入的两个频率为 995kHz 和 1005kHz，根据频率为 985kHz 的三阶谐波的大小计算出后置放大器部分的三阶交调点。当后置放大器部分增益较低时，其带内三阶交调点高于 21dBm。

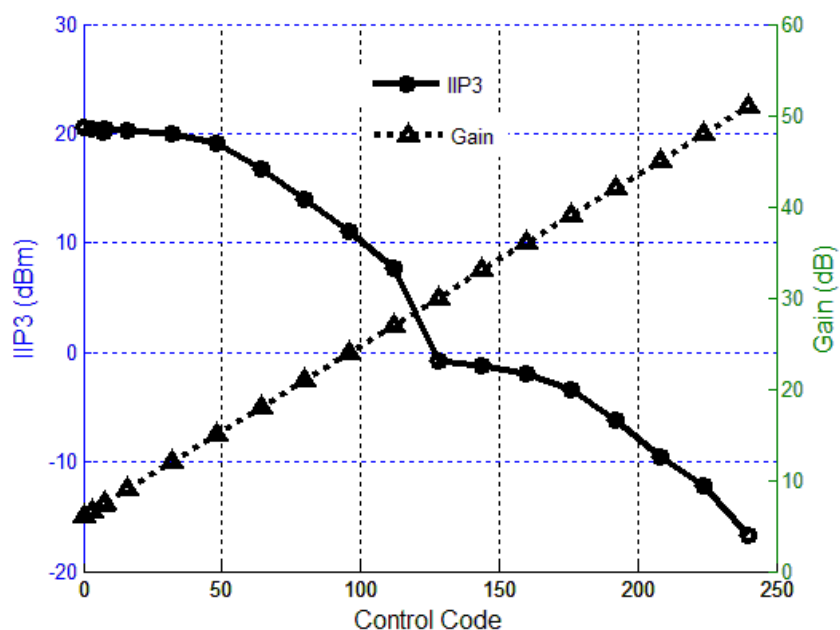


图 6-9 后置放大器部分带内三阶交调点的测试结果和增益

6.4. 能量检测电路测试

6.4.1. 能量检测电路的转换误差

能量检测电路输出电压和输入功率的关系如下图所示。图 6-10 中表示输入信号频率为 1MHz 正弦波的测试结果，也标出了输出电压和输入功率曲线和测试结果拟合的理想线性曲线的误差。可见能量检测电路在输入功率从 -33dBm 到 +2dBm 的范围内输出电压的线性误差小于 0.5dB。

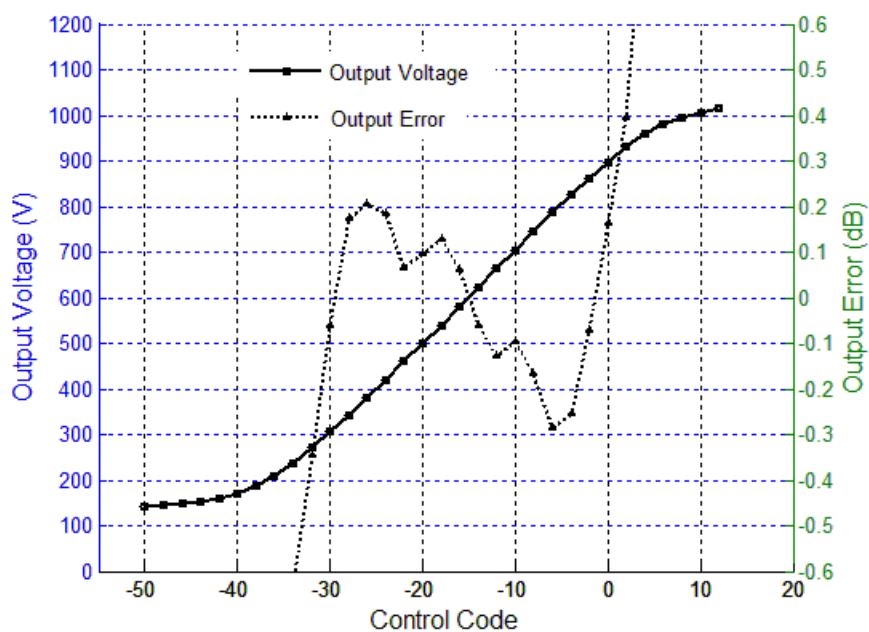


图 6-10 能量检测电路输出电压和输入功率的关系

6.4.2. 能量检测电路转换曲线的频率特性

图 6-11 中的两根线代表输入频率为 1MHz 和 20MHz 正弦波的测试结果，也标出了两个输入频率下输出电压和输入功率曲线和根据输入为 1MHz 正弦波下测试结果拟合出的理想线性曲线的误差。可见输入频率为 1MHz 和 20MHz 时 RSSI 的能量检测电路输出电压只有相当于 0.8dB 的差别。

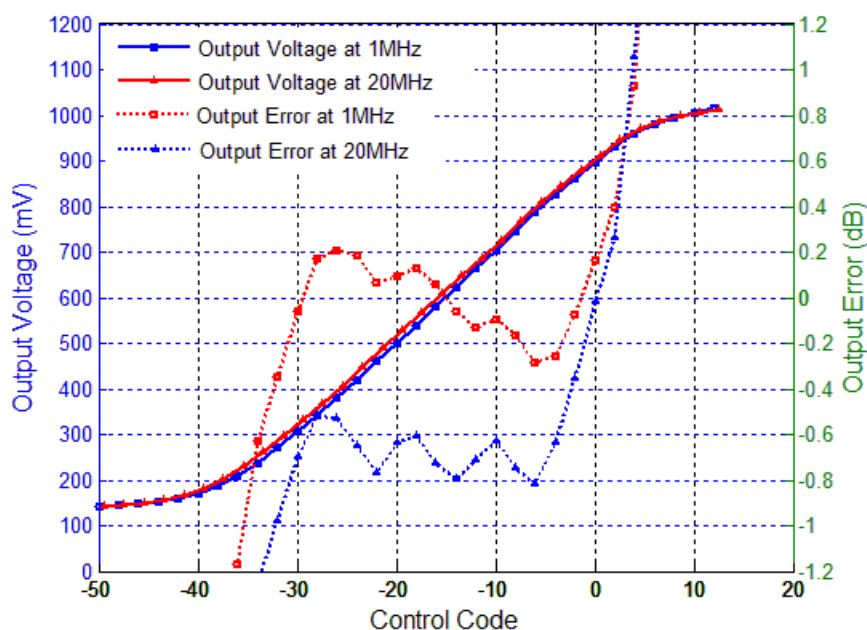


图 6-11 能量检测电路输入频率为 1MHz 和 20MHz 时输出电压的偏差

图 6-12 中的两根线代表输入为 1MHz 和 50MHz 正弦波的测试结果，也标出了两个输入频率下输出电压和输入功率曲线和根据输入为 1MHz 正弦波下测试结果拟合出的理想线性曲线的误差。可见输入频率为 1MHz 和 50MHz 时能量检测电路的输出电压有相当于正负 3dB 的误差。

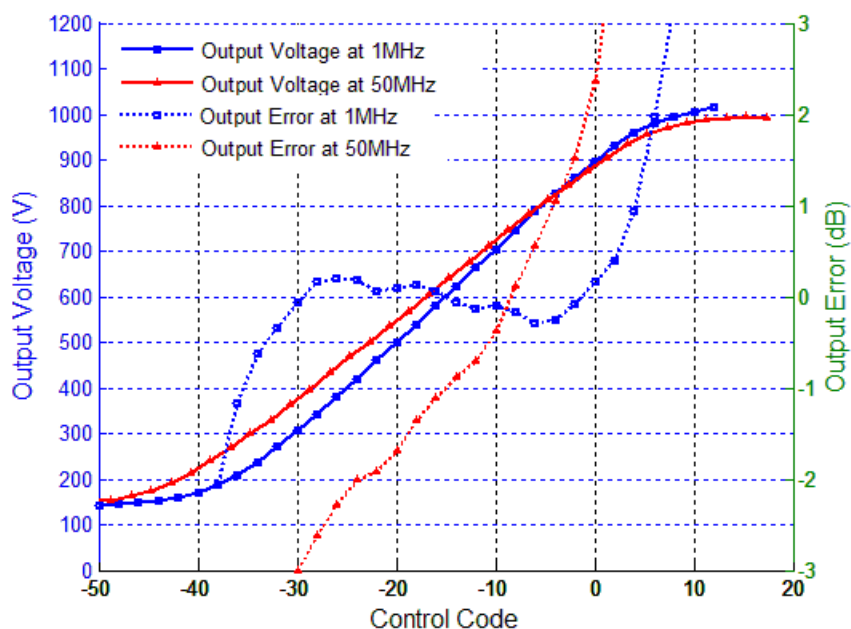


图 6-12 能量检测电路输入频率为 1MHz 和 50MHz 时输出电压的偏差

图 6-13 中的两根线代表输入为 1MHz 和 50MHz 的测试结果，也标出了两个输入频率下输出电压和输入功率曲线和根据输入为 1MHz 下测试结果拟合出

的理想线性曲线的误差。可见输入频率为 1MHz 和 50MHz 时能量检测电路的输出电压有相当于正负 4.5dB 的误差。

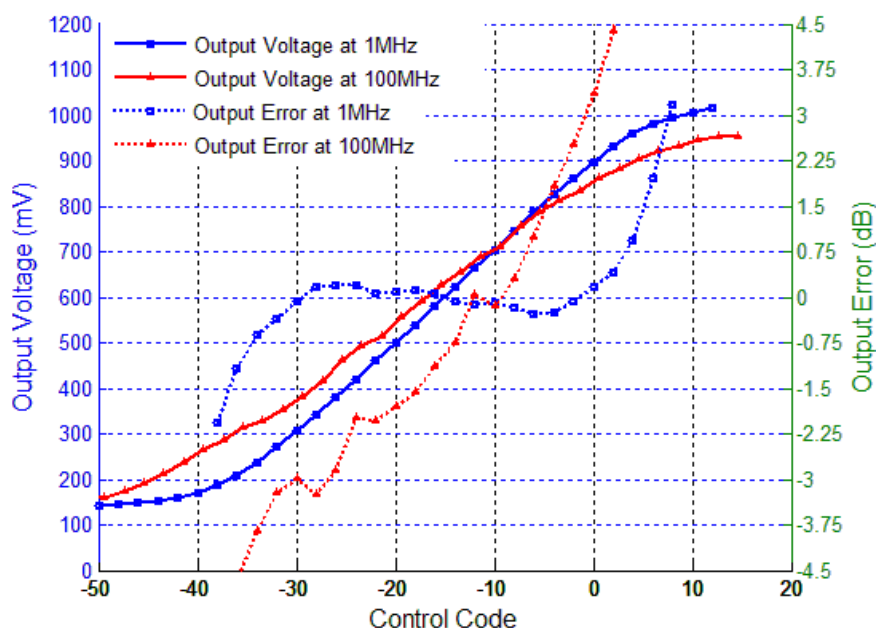


图 6-13 能量检测电路输入频率为 1MHz 和 100MHz 时输出电压的偏差

6.5. 逐次比较 ADC 测试

6.5.1. 逐次比较 ADC 的动态性能测试

逐次比较 ADC 的低频信号输入信噪比测试结果如图 6-14 所示。其中输入信号频率为 1.1kHz，采样频率为 1.6384MHz。对应的 SNDR 是 48.7dB，ENOB 为 7.79 位，SFDR 是 69dB。

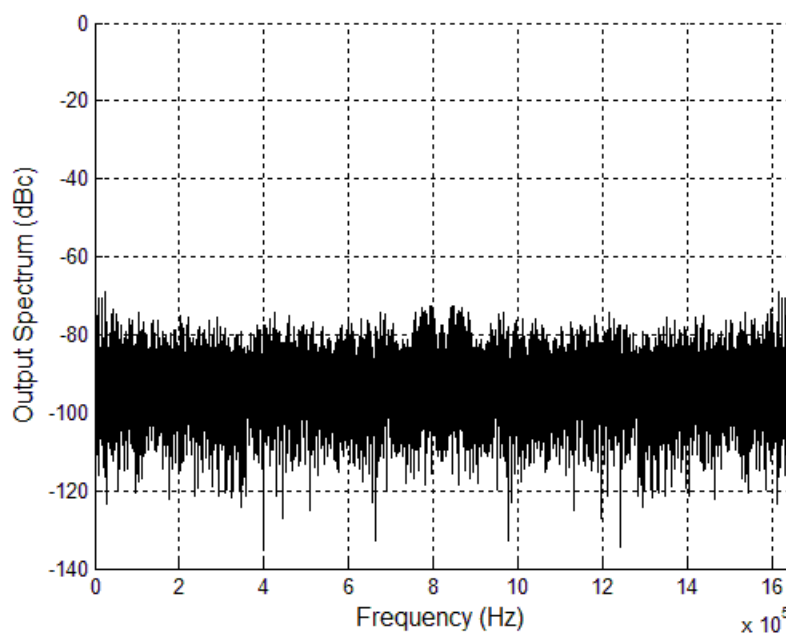


图 6-14 逐次比较 ADC 的低频信号输入信噪比测试结果

逐次比较 ADC 的高频信号输入信噪比测试结果如图 6-15 所示。其中输入信号频率为 799.9kHz, 采样频率为 1.6384MHz。对应的 SNDR 是 48.8dB, ENOB 为 7.81 位, SFDR 是 62dB。

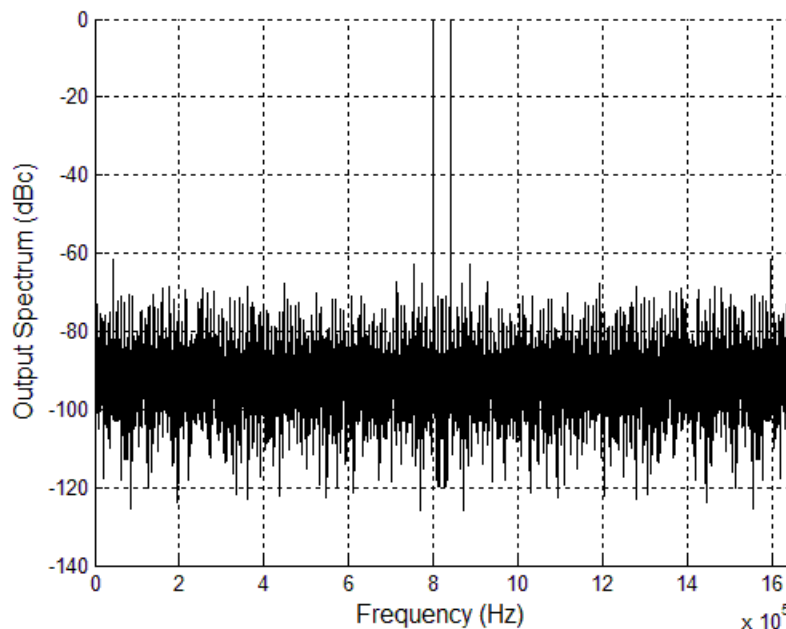


图 6-15 逐次比较 ADC 的低频信号输入信噪比测试结果

逐次比较 ADC 的过采样输入信噪比测试结果如图 6-16 所示。其中输入信号频率为 1599.9kHz, 采样频率为 1.6384MHz。对应的 SNDR 是 48.0dB, ENOB 为 7.69 位, SFDR 是 59dB。

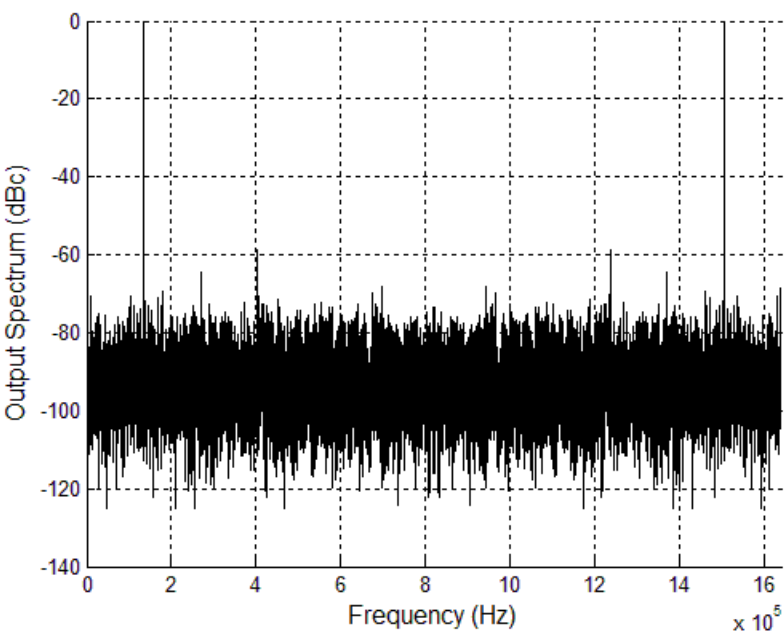


图 6-16 逐次比较 ADC 的过采样输入信噪比测试结果

6.6.测试总结

6.6.1.测试结果和设计目标的对比

预放大器部分、后置放大器部分、能量检测电路和逐次比较 ADC 的设计指标和测试结果的对比如表 6-1 所示。可见测试结果完全满足设计的要求。

参数		设计目标	测试结果
预放大器部分	噪声系数	<20dB	21dB
	带内 IIP3	>6dBm	31dBm
	带外 IIP3	>25dBm	32dBm
后置放大器部分	噪声系数	<35dB	29dB
	带内 IIP3	>6dBm	21dBm
能量检测电路	20MHz 下检测误差	1dB	正负 0.4dB
	50MHz 下检测误差	3dB	正负 3dB
逐次比较 ADC	有效位数	7 bit	7.8 bit

表 6-1 测试结果和设计目标的对比

6.6.2. 中频放大器部分对信号信噪比的影响

根据预放大器的增益调节输入信号的大小,保持预放大器的输出功率恒定为 -10dBm 时,预放大器输出的噪声能量和三次谐波能量如图 6-17 所示。其中噪声能量为 10MHz 带宽内噪声能量的积分值;输入的两个频率为 995kHz 和 1005kHz ,三阶谐波的能量为频率为 985kHz 处的能量。可见在各种输入功率下预放大器输出的信噪比都在 50dB 以上。而且预放大器具有非常好的线性度性能,可以处理很大功率带外干扰下的信号。

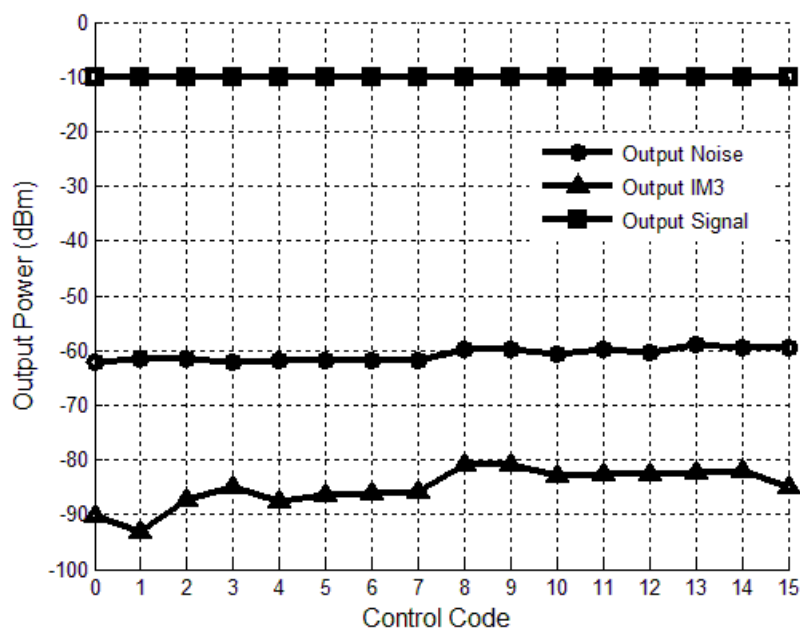


图 6-17 预放大器各种增益下输出的信噪比

根据后置放大器部分的增益调节输入信号的大小,保持后置放大器部分的输出功率恒定为 5dBm 时,后置放大器部分输出的噪声能量和三次谐波能量如图 6-18 所示。其中噪声能量为 10MHz 带宽内噪声能量的积分值;输入的两个频率为 995kHz 和 1005kHz ,三阶谐波的能量为频率为 985kHz 处的能量。可见在各种输入功率下后置放大器部分输出的信噪比都在 30dB 以上。

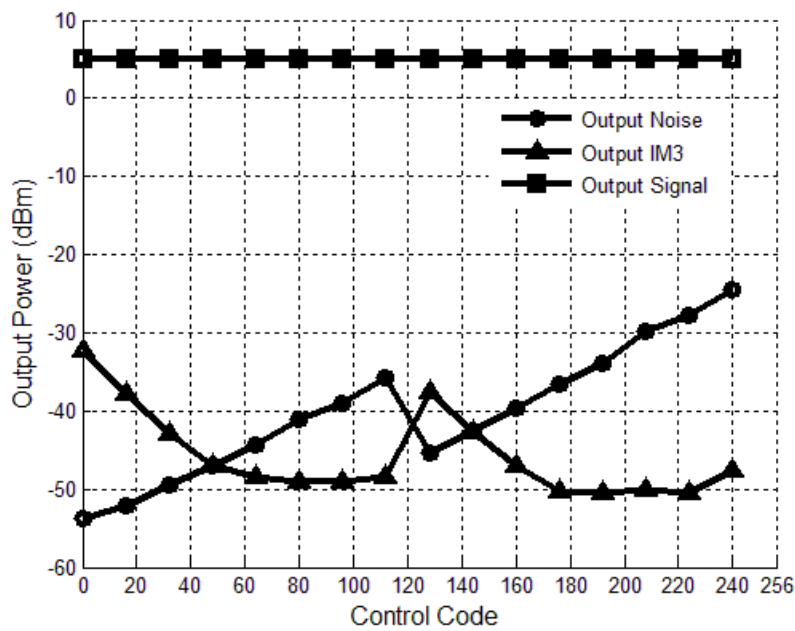


图 6-18 后置放大器部分各种增益下输出的信噪比

6.6.3. 中频自动控制增益的误差

数字自动增益控制环路中各个部分引入的增益控制精度误差如表 6-2 和图 6-19 中所示。其中中频放大器和能量检测电路的误差主要来源在于电路流片后的工艺和温度偏差，逐次比较 ADC 的误差主要来自量化噪声。增益控制状态机中设定的目标功率有一定范围（例如-10dBm 正负 0.1dBm），因此会引入控制误差。考虑以上所有误差增益控制的精度仍然能够达到正负 0.5dB。

	中频放大器	能量检测	逐次比较 ADC	增益控制状态机
引入误差	0.1dB	0.4dB	0.2dB	0.2dB
误差原因	电路失准	电路失准	量化误差	控制误差

表 6-2 中频各个模块的引入的增益控制误差

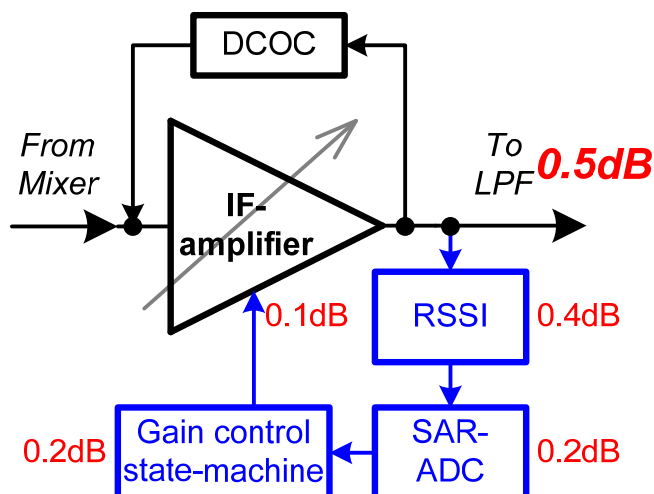


图 6-19 数字 AGC 环路中的误差

6.6.4. 测试结论

由上文的测试结果可以看出：

一，中频放大器实现了准确的低频增益和非常精确的增益步长，为实现非常精确的增益控制提供了可能。因为中频放大器的可变增益步长小于 0.2dB，自动增益控制系统的输出功率的调节精度有可能达到正负 0.1dB。

二，中频放大器的噪声和线性度性能都达到了要求，按照第三章的分析，中频放大器在各种信号功率和带外干扰条件下引入的噪声和谐波都比所需信号本身低 30dB 以上，因此引入的噪声和谐波不会影响数字电视的解调。

三，能量检测电路在 20MHz 以下的频率转换结果误差小于正负 0.4dBm，在 20MHz 到 100MHz 的频率上可以工作但是误差小于正负 4dBm。因此 RSSI 足以准确的估计带内信号的功率，可以大致判断带外干扰的总功率，足以满足自动增益控制的需要。

四，SAR ADC 在输入信号频率较低时的有效位数达到 7.8 位。如果认为整个 ADC 的量程对应的 RSSI 的输入功率范围为 40dB，那么 ADC 的量化噪声引入的误差不会超过正负 0.2dB，为实现非常精确的增益控制提供了可能。

最终的中频可变增益系统输出信噪比超过 30dB，输出信号的增益控制精度可达正负 0.5dB。

第七章 总结和展望

7.1. 成果总结

本文以 DVB-T 标准为例，详细分析了电视调谐器中自动增益控制部分在增益、线性度和噪声方面需要达到的性能指标。

在此基础上，进行了自动增益控制各个模块的电路设计，包括中频放大器、直流消除电路和能量检测电路。通过进行结构创新，在性能上得到优化。针对原有结构中的可变增益放大器(VGA)在线性度性能上的不足，采用精确增益步长的可编程增益放大器(PGA)代替 VGA，并利用 ADC 将模拟的控制信号转为数字的控制信号，大大减小了中频放大器的面积和功耗。测试表明中频自动增益控制能够输出高信噪比的信号和实现高精度的增益控制。

总之，本文有详细的理论分析，在此基础上进行了实际的电路设计，并且通过流片和测试进行了验证，对于射频集成电路和系统的分析和设计有参考价值。

7.2. 未来展望

本文完成了实现自动增益控制的大多数模块，能够满足基本的应用要求，但是有成为实用的产品，还需要更多的改进。

最终的目标是在数字调谐器中方便的实现自动控制增益和外来信号控制增益两种模式，目前的中频电路结构并没有为实现这样的功能进行优化，导致自动增益控制算法的复杂和不确定性。

同时随着工艺水平的进步，可以期望同样结构的电路速度会进一步提高。将来如果接收机中各个模块的性能更好，可能会有更加简洁高效的接收机结构，这样中频部分电路的设计就可以进一步简化。同时，随着性能的提高同一个电路可以适用于多种协议，使得芯片的实用性进一步增加。希望自动增益控制部分电路的设计和改进行能够继续下去，真正实现高性能的实用电路。

致谢

七年的复旦生活即将结束，我也将离开这个城市。人生能有几个七年。这里发生的一切我都将铭记在心。

首先感谢我的父母。感谢你们对我的关心，感谢你们尽自己的能力给我提供的帮助，感谢你们尊重和支持我的决定。

感谢实验室的指导老师。感谢我的导师王俊宇老师，感谢王老师对我学业方向的指导。感谢实验室的闵昊老师，感谢闵老师给每个人提供了宽松自由的发展环境。感谢实验室的唐长文老师，唐老师严谨的治学态度和刻苦的工作精神始终是我学习的目标。

感谢实验室的同学。感谢闫娜、金黎明、高佩君、谈熙、刘圆、黄晨灵、倪熔华、廖永春、卢磊、奚经天、徐琮辉、曹圣国、熊廷文、尹睿等师兄师姐，你们的指导和帮助使我成长。感谢杨玉庆、赵涤燹、罗磊、王肖、刘丹、毛燕飞、韩科峰、邹亮、宫志超、晏鹏、孙立崇等同学，和你们一起努力奋斗的时光是我美好的回忆。感谢王丽芳、赵薇、周春媛、柴路、张成、孟令部、路守领、陈琛等师弟师妹，感谢你们给实验室带来的活力和快乐。